



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DA  
COMPUTAÇÃO

**ANTENAS E SUPERFÍCIES SELETIVAS DE  
FREQUÊNCIA RECONFIGURÁVEIS PARA SISTEMAS  
DE COMUNICAÇÃO SEM FIO**

**Autor:** Iradilson Ferreira da Costa

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

**Co-orientador:** Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto

*Dissertação submetida ao corpo docente do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.*

NATAL, 11 de agosto de 2009

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

Divisão de Serviços Técnicos

Catálogo da Publicação na Fonte. UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede

Costa, Iradilson Ferreira da.

Antenas e superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis para sistemas de comunicação sem fio / Iradilson Ferreira da Costa. – Natal, RN, 2009.

104 f.

Orientador: Adaildo Gomes D'Assunção.

Co-orientador: Alfredo Gomes Neto.

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

1. Antena de microfita reconfiguráveis – Dissertação. 2. FSS reconfiguráveis – Dissertação. 3. Circuitos chaveadores – Dissertação. 4. Diodos PIN – Dissertação. 5. Sistemas de comunicação sem fio. I. D'Assunção, Adaildo Gomes. II. Gomes Neto, Alfredo. III. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. IV. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67(043.3)

**ANTENAS E SUPERFÍCIES SELETIVAS DE  
FREQUÊNCIA RECONFIGURÁVEIS PARA SISTEMAS  
DE COMUNICAÇÃO SEM FIO**

**Autor:** Iradilson Ferreira da Costa

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

**Co-orientador:** Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto

*Dissertação de mestrado em Engenharia  
Elétrica aprovada em 11 de agosto de 2009  
pela banca examinadora formada pelos  
seguintes membros:*

Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção – ORIENTADOR (UFRN)

Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto – CO-ORIENTADOR (IFPB)

Prof. Dr. Sílvio Ernesto Barbin - EXAMINADOR EXTERNO (USP)

Prof. Dr. Glauco Fontgalland - EXAMINADOR EXTERNO (UFCG)

Prof. Dr. Ronaldo de Andrade Martins – EXAMINADOR INTERNO (UFRN)

NATAL, 11 de agosto de 2009

*"Um homem precisa viajar. Precisa viajar por si, com seus olhos e pés, para entender o que é seu... Um homem precisa viajar para lugares que não conhece para quebrar essa arrogância que nos faz ver o mundo como o imaginamos, e não simplesmente como é ou pode ser; que nos faz professores e doutores do que não vimos, quando deveríamos ser alunos, e simplesmente ir ver".*

*Amir Klink*

*"... Afinal estamos juntos, ainda que muito distantes".*

*John Ashbery*

*A TODOS que amo, com muito carinho.*

## Resumo

---

Este trabalho tem como objetivo apresentar como as antenas de microfita e as superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis podem ser alternativas para operar em sistemas de comunicação sem fio que necessitem alterar sua frequência de operação de acordo com os requisitos impostos a este sistema ou condições do meio. O propósito central é apresentar uma antena de microfita com *patch* circular reconfigurável utilizando um anel parasita e uma superfície seletiva de frequência tipo dipolo reconfigurável. Para isto são apresentados temas fundamentais como as antenas de microfita, diodos PIN e a teoria fundamental de operação das antenas e superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis. São apresentadas todas as simulações e medições realizadas dos protótipos construídos e é feita uma análise de alguns parâmetros como largura de banda e diagrama de radiação, para as antenas, e características de transmissão, para as superfícies seletivas de frequência. Foram utilizadas fitas de cobre no lugar dos diodos para a prova do conceito de reconfigurabilidade.

**Palavras-Chave:** Antenas de Microfita Reconfiguráveis, FSS Reconfiguráveis, Circuitos Chaveadores, Diodos PIN, Sistemas de Comunicação sem Fio.

## ***Abstract***

---

This work aims to present how the reconfigurable microstrip antennas and frequency selective surfaces can be used to operate at communication systems that require changing their operation frequency according to system requirements or environmental conditions. The main purpose is to present a reconfigurable circular microstrip antenna using a parasitic ring and a reconfigurable dipole frequency selective surface. Thereupon there are shown fundamental topics like microstrip antennas, PIN diodes and the fundamental theory of reconfigurable antennas and frequency selective surfaces. There are shown the simulations and measurements of the fabricated prototypes and it is done an analysis of some parameters like the bandwidth and radiation pattern, for the antennas, and the transmission characteristics, for the frequency selective surface. Copper strips were used in place of the diodes for proof of the reconfigurability concept.

**Keywords:** Reconfigurable Microstrip Antennas, Reconfigurable FSS, Switching circuits, PIN diodes, Wireless Communication Systems.



# Agradecimentos

---

A Deus, pela vida e pela oportunidade de cumprir mais esta etapa da minha vida.

Ao Professores Adaildo e Alfrêdo pela orientação, conhecimentos passados e pela amizade.

Ao Prof. Ronaldo pelo auxílio na parte das medições.

Aos demais professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação.

Ao meu pai, Antônio, minha mãe, Maria, meus irmãos Ismael, Israel e Igor e minha irmã Iara, pelo amor imensurável e por sempre me orientarem a tomar as melhores decisões.

Ao meu grande amigo Valdez, pela amizade, companhia e paciência.

Especialmente ao meu “irmão” Lincoln, sobretudo pela amizade, constante companhia e pelas incontáveis ajudas e problemas compartilhados que certamente enriqueceram o desenvolvimento deste trabalho.

Aos demais amigos Robson, Gustavo, Ricardo, Ranilson, Bruno e Rafael pelo apoio, companhia e por proporcionar-me um lar fora da minha família.

Às amigas Jannayna, Náthalee, Aline, Leilane e Bruna pelo carinho e apoio.

À CAPES pelo suporte financeiro.

# Sumário

---

Resumo	v
<i>Abstract</i>	vi
Agradecimentos	vii
Sumário	viii
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xv
Lista de Símbolos	xvi
Lista de Abreviaturas	xvii
<b>Capítulo 1 – Introdução</b>	1
1.1 Organização deste Trabalho	2
<b>Capítulo 2 – Antenas de Microfita</b>	3
2.1 Introdução	3
2.2 Origem das Antenas de Microfita	3
2.3 Vantagens e Desvantagens	4
2.4 Características Básicas	4
2.5 Métodos de Alimentação	6
2.6 Modos de Operação	7
2.7 <i>Patch</i> Retangular	8
2.7.1 Procedimento de Projeto	11
2.8 <i>Patch</i> Circular	11
2.8.1 Frequência de Ressonância	12
2.8.2 Procedimento de Projeto	13
2.9 Diagramas de Radiação	13
2.9.1 <i>Patch</i> Retangular	14
2.9.2 <i>Patch</i> Circular	17
2.10 Conclusões	18
<b>Capítulo 3 – Diodos PIN e Aplicações</b>	19

3.1	Introdução	19
3.2	Fundamentos	19
3.3	A Modelagem do Diodo PIN	21
3.3.1	Modelo para a Velocidade de Chaveamento	23
3.4	Potência Dissipada	24
3.5	Aplicações do Diodo PIN	24
3.5.1	Chaveadores	25
3.5.1.1	Parâmetros Fundamentais de Desempenho	25
3.5.1.1.1	Isolação	26
3.5.1.1.2	Perda por Inserção	26
3.5.1.2	Configuração para o Projeto de Chaves	26
3.5.1.2.1	Chave SPST Série	26
3.5.1.2.2	Chave SPST Paralela	27
3.5.1.2.3	Chaves <i>Multi-throw</i>	27
3.5.1.2.4	Chave Transceptora	30
3.5.1.2.5	Práticas Comuns no Projeto de Chaves	30
3.5.2	Atenuadores	31
3.6	Conclusões	32
<b>Capítulo 4 – Antenas Reconfiguráveis</b>		33
4.1	Introdução	33
4.2	A Reconfigurabilidade em Antenas	33
4.3	Métodos de Obtenção da Reconfigurabilidade em Frequência	34
4.3.1	Teoria Fundamental de Operação	34
4.3.2	Mecanismos de Reconfiguração	35
4.3.2.1	Chaves	35
4.3.2.2	Carregamento Reativo Variável	36
4.3.2.3	Mudanças Estruturais e Mecânicas	37
4.3.2.4	Mudanças no Material	37
4.4	Métodos de Obtenção da Reconfigurabilidade em Polarização	38
4.4.1	Teoria Fundamental de Operação	38
4.4.2	Mecanismos de Reconfiguração	39
4.5	Métodos de Obtenção da Reconfigurabilidade em Diagrama de Radiação	39

4.5.1 Teoria Fundamental de Operação	39
4.5.2 Mecanismos de Reconfiguração	40
4.5.2.1 Mudanças Estruturais e Mecânicas	40
4.5.2.2 Mudanças Elétricas	40
4.5.2.3 Mudanças Através de Elementos Parasitas	40
4.5.2.4 Mudanças no Material	42
4.6 Métodos de Obtenção de Antenas Reconfiguráveis Compostas	42
4.6.1 Teoria Fundamental de Operação	43
4.6.2 Mecanismos de Reconfiguração Eletrônica	43
4.7 Tópicos Práticos na Implementação de Antenas Reconfiguráveis	44
4.7.1 Implementação do Mecanismo de Reconfiguração	44
4.7.2 Redes de Casamento de Impedância	44
4.8 Conclusões	45
<b>Capítulo 5 – Antena de Microfita com Patch Circular Reconfigurável</b>	46
5.1 Introdução	46
5.2 Antena de Microfita com Patch Circular Reconfigurável Utilizando um Anel Parasita	46
5.2.1 Resultados Simulados e Medições	48
5.2.1.1 Chaves no estado “OFF”	49
5.2.1.2 Chaves no estado “ON”	55
5.2.1.3 Análise Comparativa entre os estados “OFF” e “ON”	61
5.3 Conclusões	67
<b>Capítulo 6 – Superfícies Seletivas de Frequência Reconfiguráveis</b>	68
6.1 Introdução	68
6.2 Elementos de FSS	68
6.2.1 Formatos de Elementos	69
6.2.2 Tamanho do Elemento	70
6.3 Técnicas de Análise	70
6.4 Técnica de Medição	71
6.5 Superfícies Seletivas de Frequência Reconfiguráveis	71
6.5.1 FSS Dipolo Reconfigurável	71
6.5.2 FSS Abertura Anelar Reconfigurável	73
6.5.3 FSS Abertura Quadrada Reconfigurável	74

6.6 Conclusões	75
<b>Capítulo 7 – Considerações Finais</b>	76
7.1 Conclusões	76
7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros	77
<b>Referências Bibliográficas</b>	78

‘

# Lista de Figuras

---

2.1	Antena de microfita	5
2.2	Formatos mais usuais de antenas de microfita	5
2.3	Alimentação através de linha de microfita	6
2.4	Alimentação através de <i>probe</i> coaxial	6
2.5	Alimentação através de acoplamento por abertura	7
2.6	Fendas irradiantes numa antena de microfita com <i>patch</i> retangular	8
2.7	Comprimento físico e efetivo de uma antena de microfita com <i>patch</i> retangular	10
2.8	Antena de microfita com <i>patch</i> circular	11
3.1	Estrutura do diodo PIN	20
3.2	Curva característica do diodo PIN	20
3.3	Modelo de polarização direta: (a) fluxo de cargas, (b) circuito equivalente	21
3.4	Modelo de polarização reversa: (a) ausência de fluxo de cargas, (b) circuito equivalente	21
3.5	Tempo de transição da polarização direta para reversa	23
3.6	Chave SPST série: (a) configuração e (b) circuito equivalente ideal	26
3.7	Chave SPST paralela: (a) configuração e (b) circuito equivalente ideal	27
3.8	Configurações para conexão de diodos PIN: (a) em paralelo, (b) em paralelo espaçados em $\lambda/4$ e (c) em série-paralelo	28
3.9	Chaves <i>multi-throw</i> : (a) chave SPDT paralela, (b) chave SPDT série	29
3.10	Chave Transceptora	30
3.11	Atenuador $\pi$ básico	32
5.1	Geometria da antena de microfita circular reconfigurável com anel parasita proposta neste trabalho	46
5.2	Aproximações utilizadas para o diodo PIN	47
5.3	Configuração da antena proposta no <i>Ansoft Designer v3</i>	48
5.4	Simulação e medição da perda de retorno para a antena 01 ( $w = 1,5$ mm)	50
5.5	Simulação e medição da perda de retorno para a antena 03 ( $w = 1,8$ mm)	50
5.6	Simulação e medição da perda de retorno para a antena 05 ( $w=2,0$ mm)	51

5.7	Simulação e medição da perda de retorno para a antena 07 ( $w=2,8\text{ mm}$ )	52
5.8	Comparação entre o resultado simulado e os resultados medidos para as antenas 01, 05 e 07	52
5.9	Componentes de impedância para a simulação da antena 01	53
5.10	Simulação para a distribuição das correntes de superfície para a antena 01	54
5.11	Simulação do diagrama de radiação em campo distante da antena 01	54
5.12	Simulação e medição da perda de retorno para a antena 02 ( $w = 1,5\text{ mm}$ )	55
5.13	Simulação e medição da perda de retorno para a antena 04 ( $w = 1,8\text{ mm}$ )	56
5.14	Simulação e medição da perda de retorno para a antena 06 ( $w = 2,0\text{ mm}$ )	56
5.15	Simulação e medição da perda de retorno para a antena 08 ( $w = 2,8\text{ mm}$ )	57
5.16	Resultados medidos para as antenas com a aproximação da chave para o estado “ON”	58
5.17	Componentes de impedância para a simulação da antena 02	59
5.18	Simulação para a distribuição das correntes de superfície para antena 02	60
5.19	Simulação do diagrama de radiação para o campo distante para a antena 02 em sua primeira frequência de ressonância ( $f_1 = 3,3333\text{ GHz}$ )	60
5.20	Simulação do diagrama de radiação para o campo distante para a antena 02 em sua segunda frequência de ressonância ( $f_2 = 5,1579\text{ GHz}$ )	61
5.21	Comparação entre os resultados medidos para a antena 01 (estado “OFF”) e para a antena 02 (estado “ON”)	63
5.22	Comparação entre os resultados medidos para a antena 05 (estado “OFF”) e para a antena 06 (estado “ON”)	63
5.23	Comparação entre os resultados medidos para a antena 07 (estado “OFF”) e para a antena 08 (estado “ON”)	64
5.24	Frequências de ressonância medidas em função do parâmetro estrutural $w$	65
5.25	Razão entre as frequências $f_2$ e $f_1$ para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado “ON”	65
5.26	Diagrama de radiação 3D simulado para a antena 01 (estado “OFF”)	66
5.27	Diagrama de radiação 3D simulado para a antena 02 (estado “ON” em $f_2 = 3,3333\text{ GHz}$ )	66
5.28	Diagrama de radiação 3D simulado para a antena 02 (estado “ON” em $f_2 = 5,1579\text{ GHz}$ )	67
6.1	Tipos de elemento para FSS	69

6.2	Formatos de elementos para FSS	69
6.3	<i>Setup</i> de medição para FSS	71
6.4	FSS Dipolo Reconfigurável	72
6.5	Características de Transmissão para a FSS dipolo reconfigurável mostrada na figura 6.4	73
6.6	FSS Abertura anelar reconfigurável	73
6.7	Simulação das características de transmissão para a FSS abertura anelar reconfigurável utilizando elementos da figura 6.6	74
6.8	FSS Abertura quadrada reconfigurável	75
6.9	Simulação para as características de transmissão para a FSS abertura anelar reconfigurável utilizando elementos da figura 6.8	75



# Lista de Tabelas

---

3.1	Valores típicos para $T_{RF}$ de um diodo PIN	24
5.1	Parâmetros estruturais das antenas simuladas e construídas	49
5.2	Resultados Obtidos para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado “OFF”	53
5.3	Resultados obtidos para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado “ON”	58
5.4	Valores de Largura de Banda ( $BW$ ) para as duas frequências de ressonância apresentadas pelas antenas confeccionadas	59

# Lista de Símbolos

---

$\Delta L$	Acréscimo de comprimento no <i>patch</i> retangular pelo efeito de borda
$\varepsilon$	Permissividade elétrica em determinado meio
$\varepsilon_r$	Constante dielétrica
$\varepsilon_{re}$	Constante dielétrica efetiva
$\varepsilon_0$	Permissividade elétrica no vácuo
$\lambda$	Comprimento de onda
$\mu$	Permeabilidade magnética em determinado meio
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no vácuo
$\chi$	Raízes da derivada da função de Bessel $J_m$
$\tau$	Tempo de vida dos portadores em um diodo PIN
$\omega$	Frequência angular
$a$	Raio de um <i>patch</i> circular
$a_e$	Raio efetivo de um <i>patch</i> circular
$A$	Área de um diodo PIN
$c$	Velocidade da luz
$C_T$	Capacitância total em um diodo PIN reversamente polarizado
$E$	Intensidade de campo elétrico
$f_c$	Frequência de corte em um diodo PIN
$f_r$	Frequência de ressonância
$h$	Altura de um substrato dielétrico
$I_D$	Corrente em um diodo
$I_F$	Corrente de polarização direta em um diodo PIN
$I_R$	Corrente de polarização reversa em um diodo PIN
$j$	Unidade imaginária ( $\sqrt{-1}$ )
$J_n$	Função de Bessel de 1º tipo e ordem $n$
$J_S$	Intensidade de corrente elétrica superficial
$\ln$	Logaritmo natural (base neperiana - $e$ )
$L$	Comprimento de um <i>patch</i> retangular

$L_{eff}$	Comprimento efetivo em um <i>patch</i> retangular
$L$	Indutância característica em um diodo PIN
$M_S$	Intensidade de corrente magnética
“OFF”	Estado reversamente polarizado de uma chave (diodo PIN)
“ON”	Estado diretamente polarizado de uma chave (diodo PIN)
$Q$	Quantidade de carga armazenada em um diodo PIN
$R_p$	Resistência paralela em um diodo quando reversamente polarizado
$R_s$	Resistência série em um diodo PIN quando diretamente polarizado
$T_{FR}$	Tempo de transição da polarização direta para reversa
$T_{RF}$	Tempo de transição da polarização reversa para direta
$V_B$	Tensão de ruptura em um diodo PIN
$V_D$	Tensão sobre um diodo PIN
$V_F$	Tensão de polarização direta máxima em um diodo PIN
$V_R$	Tensão reversa máxima

# Lista de Abreviaturas

---

<i>AGC</i>	<i>Automatic Gain Control</i>
<i>BW</i>	<i>BandWidth</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>
<i>FDTD</i>	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
<i>FET</i>	<i>Field-Effect Transistor</i>
<i>FSS</i>	<i>Frequency Selective Surface</i>
<i>GPS</i>	<i>Global Positioning System</i>
<i>LAN</i>	<i>Local Area Network</i>
<i>MEMS</i>	<i>Microelectromechanical System</i>
<i>MIMO</i>	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
<i>MMIC</i>	<i>Monolithic Microwave Integrated System</i>
<i>PCN</i>	<i>Personal Communication Network</i>
<i>PIN</i>	<i>P-Intrinsic-N</i>
<i>RF</i>	<i>Radio Frequency</i>
<i>RFID</i>	<i>Radio Frequency Identification</i>
<i>SPDT</i>	<i>Single-Pole Double-Through</i>
<i>SPST</i>	<i>Single-Pole Single-Through</i>
<i>TM</i>	<i>Transversal Magnetic</i>
<i>Wi-Fi</i>	<i>Wireless Fidelity</i>
<i>WiMAX</i>	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
<i>WLAN</i>	<i>Wireless Local Area Network</i>

# Capítulo 1

## Introdução

---

Os sistemas de comunicação sem fio estão desenvolvendo-se em direção à multifuncionalidade. Esta multifuncionalidade proporciona aos usuários opções de conectividade a diferentes tipos de serviços sem fio para diferentes propostas e em diferentes momentos. Para alcançar seu potencial completo, estes sistemas requerem não apenas sistemas eletrônicos ágeis e eficientes e processamento adaptativo do sinal, mas também antenas reconfiguráveis. As antenas reconfiguráveis podem ser utilizadas simplesmente para reduzir o número de antenas necessárias para determinadas funcionalidades de sistemas, mas elas também podem ser projetadas para atender tarefas muito mais complexas. Algumas dessas tarefas incluem utilizá-las como elementos de controle programável com realimentação para aumentar o *throughput*, reduzir erros e ruídos, e aumentar a segurança, e utilizá-las como *hardware* reconfigurável para aumentar o tempo de vida do sistema como um todo. Exemplos de aplicações emergentes incluem rádio cognitivo, sistemas de múltiplas-entradas e múltiplas-saídas (MIMO) e arranjos de alto desempenho.

Tornar as antenas reconfiguráveis para que seu comportamento possa adaptar-se com as mudanças dos requisitos do sistema ou condições do meio pode melhorar ou eliminar as restrições impostas pelas antenas convencionais e prover níveis adicionais de funcionalidade para qualquer sistema. Por exemplo, antenas reconfiguráveis em dispositivos portáteis sem fio podem auxiliar a melhorar uma conexão ruidosa ou redirecionar a potência transmitida para conservar o tempo de vida da bateria. Em arranjos, antenas reconfiguráveis podem ser utilizadas para prover capacidades adicionais que podem resultar em maiores larguras de banda instantâneas e diagramas de radiação com mais distribuições de lóbulos laterais desejáveis.

Muitas aplicações utilizando superfícies seletivas de frequência (FSS) também necessitam operar em faixas distintas de frequências. Em muitos casos, as superfícies

seletivas de frequência são projetadas para operar em faixas específicas de frequência. Para operar em faixas distintas de frequência ou em sistemas multibanda, as FSS reconfiguráveis se apresentam como alternativa. Estas estruturas utilizam elementos chaveadores ou reativos para alterar as conexões entre os seus elementos constituintes.

## 1.1 Organização deste Trabalho

No capítulo 2 são apresentados conceitos relativos às antenas de microfita, como suas origens, vantagens e desvantagens, métodos de alimentação, etc. Também são mostradas formulações básicas para o projeto de antenas de microfita com *patch* retangular e circular.

No capítulo 3 o objetivo é mostrar uma caracterização e modelagem do diodo PIN, assim como sua utilização em chaves *multi-throw*. Algumas aplicações deste tipo de dispositivo são mostradas no fim deste capítulo.

No capítulo 4 é feita uma revisão bibliográfica das antenas reconfiguráveis. Inicialmente alguns conceitos são expostos e os principais tipos de antenas reconfiguráveis são apresentados. Para cada tipo é feita uma descrição do mecanismo utilizado, assim como sua teoria básica de operação.

No capítulo 5 é apresentada a antena de microfita reconfigurável desenvolvida neste trabalho. Este capítulo também mostra os resultados realizados por meio de simulações e medições. Análises dos resultados são apresentadas e comparações são feitas entre os valores simulados e os experimentais.

O capítulo 6 tem como objetivo mostrar o conceito de reconfigurabilidade aplicado às superfícies seletivas de frequência. Um exemplo de FSS tipo dipolo reconfigurável é destacado e são mostrados resultados de simulações e medição.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões e propostas de continuidade deste trabalho.

# Capítulo 2

## Antenas de Microfita

---

### 2.1 Introdução

As antenas são componentes fundamentais em qualquer sistema de comunicação sem fio. Elas são os dispositivos que permitem transferir o sinal de um meio guiado em ondas que, por sua vez, propagam-se no espaço livre e podem ser recebidas por outra antena. Da mesma forma, uma antena pode detectar um sinal que se propaga no espaço livre e transformá-lo em uma onda guiada. Indubitavelmente, o crescimento das comunicações sem fio tem sido o catalisador do desenvolvimento de novas técnicas de projeto de antenas, incluindo as modernas técnicas computacionais a baixo custo. Certamente, esta década tem visto um uso extensivo das antenas pelo público em aparelhos celulares, GPS, satélites, WLAN, WiFi, tecnologia *Bluetooth*, dispositivos RFID, WiMAX, dentre outros.

As antenas de microfita, também conhecidas como antenas tipo *patch*, são amplamente utilizadas na faixa de frequências de micro-ondas devido a sua relativa simplicidade e compatibilidade com a tecnologia de circuitos impressos, tornando-as fáceis de fabricar, seja como elementos simples, seja em arranjos [1].

### 2.2 Origem das Antenas de Microfita

O conceito de antenas de microfita foi inicialmente proposto por Deschamps, nos EUA, e por Gutton e Baissinot, na França [4,5]. Um pouco depois Lewin investigou a radiação a partir de linhas impressas [6]. No começo dos anos 70, Byron descreveu uma fita radiante condutora separada de um plano de terra por um substrato dielétrico [7]. Em seguida, características de *patches* de microfita retangulares e circulares foram publicadas por Howell [8]. Weinschel desenvolveu várias geometrias de microfitas para usar em arranjos cilíndricos em foguetes [9]. Trabalhos adicionais sobre elementos básicos de microfita foram publicados em 1975 [10-13]. O trabalho de Munson no

desenvolvimento de antenas de microfita para o uso em foguetes e mísseis mostrou que este era um conceito prático que poderia se estender a outros problemas relativos a sistemas de antenas.

O modelamento matemático de uma microfita básica foi inicialmente realizado através da aplicação de analogias às linhas de transmissão para *patches* retangulares simples [14,15]. O diagrama de radiação de um *patch* circular foi analisado e medições foram publicadas por Carver [16]. A primeira análise matemática de uma ampla variedade de *patches* de microfita foi publicada em 1977 por Lo *et al.* [17]. No fim dos anos 70, as antenas de microfita tornaram-se mais conhecidas e passaram a ser utilizadas em uma variedade de sistemas de comunicação. Isto foi acompanhado pela crescente atenção pela busca de modelos matemáticos que poderiam ser utilizados para projetos.

## 2.3 Vantagens e Desvantagens

As antenas de microfita são adaptáveis a superfícies planares e não-planares, são simples de construir e possuem baixo custo para fabricação devido às modernas técnicas de circuito impresso e, dependendo da forma do *patch*, elas são versáteis em termos de frequência de ressonância, polarização e impedância.

As principais desvantagens operacionais das antenas de microfita são: baixa potência de operação e largura de banda limitada. Contudo, há métodos (como o aumento da altura do substrato) que são utilizados para aumentar a eficiência e a largura de banda [2].

## 2.4 Características Básicas

Uma antena de microfita, como pode ser vista na figura 2.1, consiste basicamente de um *patch* metálico sobre um plano terra, separados por um material dielétrico (geralmente chamado de substrato). A estrutura é projetada para que sua radiação seja normal ao *patch* (radiação *broadside*) ou na direção axial ao *patch* (radiação *end-fire*), dependendo da escolha do modo de excitação.



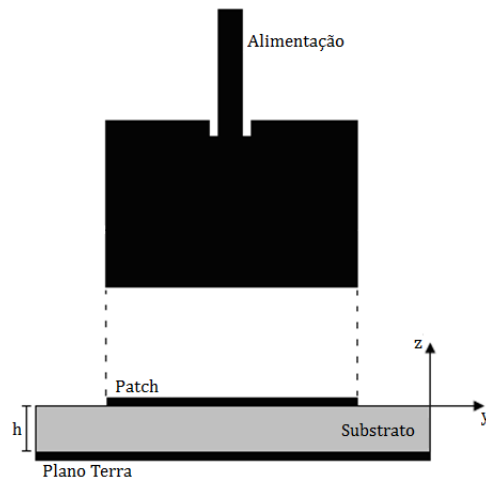


Figura 2.1 - Antena de microfita.

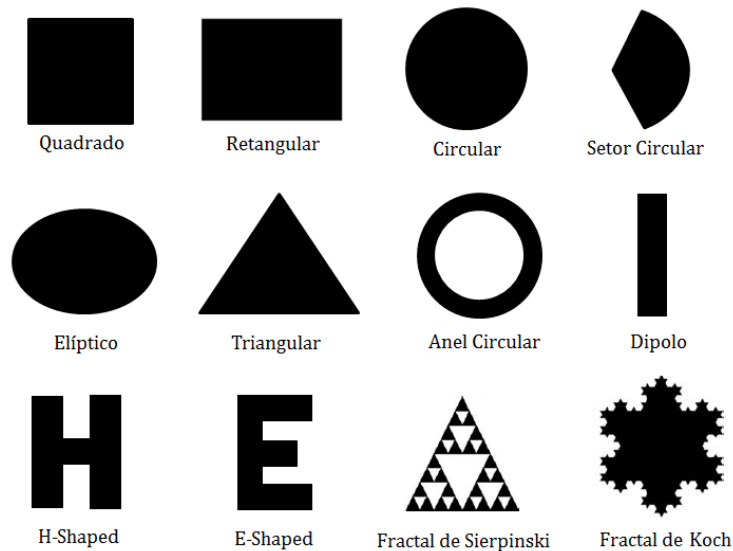


Figura 2.2 - Formatos mais usuais de antenas de microfita.

Os substratos normalmente utilizados são fabricados em alumina ou em fibras texturizadas com teflon. As características elétricas e mecânicas do substrato são determinantes no comportamento da antena. Sabe-se, por exemplo, que a espessura do substrato influencia a propagação de ondas de superfície. Os substratos mais espessos proporcionam a fabricação de antenas com uma largura de banda maior, entretanto a eficiência é reduzida pela maior propagação de ondas de superfície.

Os formatos mais usuais de *patch* são: quadrado, retangular, circular, elíptico e triangular, como mostrado na figura 2.2. Teoricamente, outras formas de *patch* podem ser utilizadas, mas a análise e predição de resultados são dificultadas.

## 2.5 Métodos de Alimentação

Há muitas maneiras que podem ser utilizadas para proporcionar a alimentação necessária ao funcionamento do *patch* nas antenas de microfita. As quatro maneiras mais populares são: por linha de microfita, por *probe* coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade. Este texto explanará brevemente as três primeiras, sendo a última a menos usual e poderá ser encontrada em outras referências [3,18]. Na alimentação por linha de microfita, que pode ser vista na figura 2.3, a linha de alimentação é também uma microfita condutora, geralmente com largura muito menor quando comparada à largura do *patch*. Este tipo de alimentação é fácil de fabricar, facilita o casamento de impedâncias e é fácil de modelar. Contudo, com o aumento da altura do substrato, as ondas de superfície também aumentam, provocando uma limitação da largura de banda em projetos práticos.

A alimentação através de *probe* coaxial, como vista na figura 2.4, é feita acoplando o condutor central de um cabo coaxial ao *patch* radiante e conectando o condutor externo ao plano terra. Esse tipo de alimentação também é fácil de realizar e casar a impedância, como também acarreta baixas radiações espúrias. Entretanto, possui largura de banda limitada e é mais difícil de modelar.

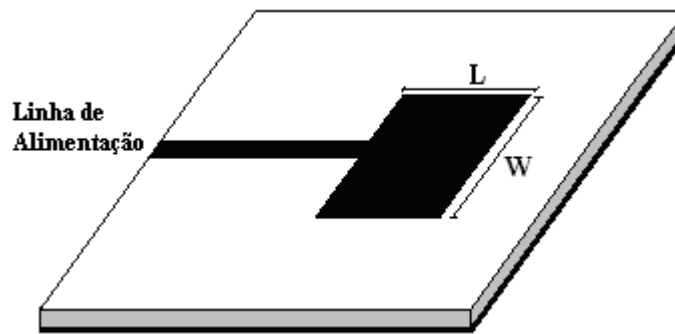


Figura 2.3 - Alimentação através de linha de microfita.

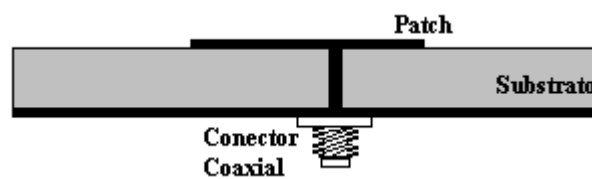


Figura 2.4 - Alimentação através de *probe* coaxial.

Ambos os métodos de alimentação citados anteriormente possuem assimetrias inerentes que geram modos de ordem mais alta que produzem radiação com polarização cruzada. Para suplantiar alguns desses problemas, a alimentação através de acoplamento por abertura pode ser adotada (figura 2.5). Esse tipo de alimentação é o mais difícil de fabricar dos quatro citados anteriormente, mas proporciona uma largura de banda limitada. O acoplamento através de abertura consiste de dois substratos separados por um plano terra. Na base do substrato inferior há uma linha de alimentação de microfita cuja energia é acoplada ao *patch* através de uma abertura no plano terra que separa os dois substratos.



Figura 2.5 - Alimentação através de acoplamento por abertura.

## 2.6 Modos de Operação

Para o *patch* retangular, o modo  $TM_{mn}$  possui um campo elétrico normalizado que é expresso por [1]:

$$E_z^{mn}(x, y) = \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \quad (2.1)$$

O modo usual de operação para um diagrama *broadside* é o modo  $TM_{01}$ , que não possui variação em  $y$  e tem um comprimento  $L$  que é aproximadamente  $\frac{1}{2}$  comprimento de onda no dielétrico. Neste modo o *patch* atua essencialmente como uma linha de microfita de largura  $W$  que forma um ressonador de comprimento  $L$ . A largura  $W$  é usualmente maior do que o comprimento  $L$  a fim de aumentar a largura de banda. Uma razão  $W/L = 1,5$  é típica [1].

Para o *patch* circular, o modo  $TM_{np}$  possui um campo elétrico normalizado que é expresso por:

$$E_z(\rho, \phi) = \cos(n\phi) \frac{J_n\left(\frac{x'_{np}\rho}{a}\right)}{J_n(x'_{np})} \quad (2.2)$$

Onde  $x'_{np}$  é a p-ésima raiz da função de Bessel  $J_n(x)$ . O modo usual de operação é o modo  $TM_{11}$ , com  $x'_{11} = 1,8418$ . Este modo possui a menor frequência de ressonância e possui um diagrama *broadside*.

## 2.7 Patch Retangular

Dentre os métodos de análise de antenas de microfita o modelo da linha de transmissão é o mais simples. A descrição analítica mais elementar de um *patch* retangular de microfita utiliza a teoria da linha de transmissão, modelando o *patch* como duas fendas radiantes paralelas, como mostra a figura 2.6 [2,3].

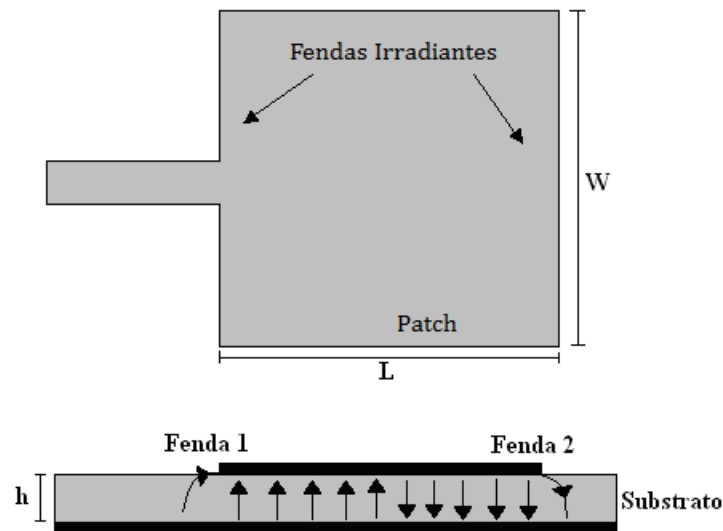


Figura 2.6 – Fendas Irradiantes numa antena de microfita com *patch* retangular.

Devido as dimensões do *patch* serem finitas ao longo do comprimento e da largura, os campos nas extremidades do *patch* geram um comportamento conhecido como efeito de borda. A intensidade deste efeito é uma função das dimensões do *patch* e da altura do substrato.

Para levar em consideração esse efeito de borda uma constante dielétrica efetiva é calculada. Essa constante leva em consideração o fato de as linhas de campo entre o *patch* e o plano terra se encontrarem imersas em dois dielétricos: o substrato e o ar [19].

Para condutores muito finos, as expressões aproximadas para o cálculo da constante dielétrica efetiva que provêm uma boa precisão são dadas a seguir.

Para  $W/h \leq 1$ :

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

Para  $W/h \geq 1$ :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0,5} \quad (2.4)$$

Hammerstad e Jensen [20] publicaram uma expressão mais precisa para o cálculo da constante dielétrica efetiva:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab} \quad (2.5)$$

Onde  $u = W/h$ , e

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[ \frac{u^4 + \left( \frac{u}{52} \right)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[ 1 + \left( \frac{u}{18,1} \right)^3 \right] \quad (2.6)$$

$$b = 0,564 \left( \frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad (2.7)$$

O efeito de borda faz com que eletricamente o *patch* de microfita pareça maior em relação às suas dimensões físicas. Isso pode ser visto na figura 2.7, em relação ao comprimento do *patch*.

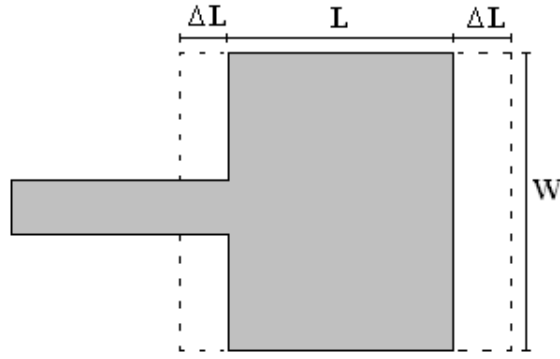


Figura 2.7 – Comprimento físico e efetivo de uma antena de microfita com *patch* retangular.

Note que  $\Delta L$  representa o aumento ao longo do comprimento em cada lado do *patch*, sendo  $\Delta L$  uma função da constante dielétrica efetiva e da razão  $W/h$ . Uma relação aproximada muito popular é expressa como [2]:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{re} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{re} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.8)$$

Sabendo que ao comprimento do *patch* foi acrescentado de  $\Delta L$  em cada lado, o comprimento efetivo pode ser escrito como:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.9)$$

O mesmo efeito mostrado anteriormente com relação a  $L$  ocorre com a largura  $W$  e pode ser verificado seguindo um procedimento similar.

Para o modo dominante  $TM_{01}$ , a frequência de ressonância da antena de microfita é uma função do seu comprimento e pode ser expressa como [1]:

$$(f_r)_{01} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{re}}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.10)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no espaço livre.

### 2.7.1 Procedimento de Projeto

Baseado na formulação simplificada apresentada na seção anterior pode-se determinar as dimensões de uma antena de microfita com *patch* retangular sendo dadas as características do substrato (constante dielétrica,  $\epsilon_r$ , e a altura,  $h$  em cm) e a frequência de ressonância desejada,  $f_r$  em GHz. De posse desses valores, a largura  $W$  do *patch* é expressa por [2]:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.11)$$

O comprimento  $L$  do *patch* é calculado por:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta L \quad (2.12)$$

Sendo  $\Delta L$  expresso por (2.8).

### 2.8 Patch Circular

Outra configuração popular para antenas de microfita é o *patch* circular, mostrado na figura 2.8. Este tipo de *patch* é bastante utilizado não só como elemento simples, mas também em arranjos [2].

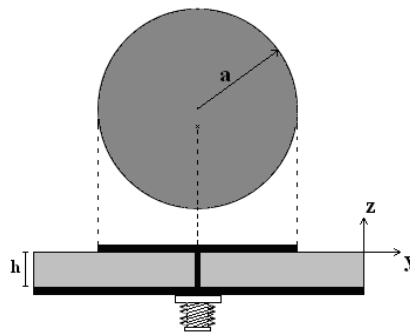


Figura 2.8 Antena de Microfita com *patch* circular.

Os modos que os *patches* circulares apresentam podem ser encontrados tratando o *patch*, o plano terra e o substrato como uma cavidade circular. Assim como no *patch*

retangular, os modos  $TM^z$  são os suportados pela antena com *patch* circular cuja altura do substrato é muito pequena, onde  $z$  é tomado como a direção perpendicular ao *patch*. Como já visto, há dois graus de liberdade (comprimento e largura) para controlar a antena de microfita retangular. Portanto, as ordens dos modos podem ser alteradas, modificando as dimensões relativas da largura e do comprimento do *patch*. Contudo, para o *patch* circular há apenas um grau de liberdade, que é o raio do *patch*. Fazendo isso, não se altera a ordem dos modos; contudo, altera-se o valor absoluto da frequência de ressonância de cada modo. Pode-se analisar o comportamento das componentes de campo para uma antena de microfita com *patch* circular utilizando-se vários métodos: o método da onda completa, o modelo de cavidade ou o método do elemento finito [2].

### 2.8.1 Frequência de Ressonância

A frequência de ressonância de antenas de microfita típicas, possuindo a altura do substrato muito pequena, para modos  $TM_{mn}^z$ , pode ser obtida utilizando a expressão seguinte [1,2]:

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left( \frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \quad (2.13)$$

Onde  $a$  é o raio do *patch* e  $\chi'_{mn}$  representa as raízes da derivada da função de Bessel  $J_m(x)$ , e elas determinam a ordem das frequências de ressonância. Os primeiros quatro valores de  $\chi'_{mn}$ , em ordem crescente são [2]:

$$\begin{aligned} \chi'_{11} &= 1,8412 \\ \chi'_{21} &= 3,0542 \\ \chi'_{01} &= 3,8318 \\ \chi'_{31} &= 4,2012 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Baseado nos valores anteriores, os quatro primeiros modos, em ordem crescente, são  $TM_{110}^z$ ,  $TM_{210}^z$ ,  $TM_{010}^z$  e  $TM_{310}^z$ . O modo dominante é o  $TM_{110}^z$ , cuja frequência de ressonância é expressa como [1,2]:



$$(f_r)_{110} = \frac{1,8412}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.15)$$

A frequência de ressonância obtida pela equação (2.15) não leva em consideração o efeito de borda. Como visto para o *patch* retangular, este efeito faz o *patch* parecer eletricamente maior. Este efeito foi levado em consideração introduzindo um fator de correção no comprimento  $L$ . De forma similar, uma correção é introduzida pela utilização de um raio efetivo  $a_e$ , expresso como [1,2]:

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (2.16)$$

## 2.8.2 Procedimento de Projeto

Baseado na formulação apresentada, um procedimento para o projeto de uma antena de microfita com *patch* circular é apresentado a seguir.

O procedimento assume que as especificações incluem a constante dielétrica do substrato ( $\epsilon_r$ ), a frequência de ressonância ( $f_r$ , em Hz) e a altura ( $h$ , em cm) do substrato. Com isso, calcula-se o raio do patch pela equação (2.17):

$$a = \frac{T}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r T} \left[ \ln \left( \frac{\pi T}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (2.17)$$

onde

$$T = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.18)$$

## 2.9 Diagramas de Radiação

Os diagramas de radiação de um *patch* podem ser obtidos utilizando um modelo de corrente elétrica ou um modelo de corrente magnética. Estes modelos são usualmente

derivados assumindo que a corrente elétrica ou o campo elétrico nas bordas do *patch* corresponde àquele do modo dominante para um *patch* com bordas ideais (paredes magnéticas). Ambos os modelos conduzem ao mesmo resultado para o diagrama de campo distante quando aplicado ao *patch* operando na frequência de ressonância do modo dominante da cavidade ideal. Os diagramas podem ser calculados diretamente a partir de dois importantes casos. O primeiro caso assume que o plano terra e o substrato são ambos infinitos. No segundo caso o plano terra é infinito, enquanto o substrato é truncado nas bordas do *patch*. No modelo de corrente magnética a análise para o último caso é o mesmo para o caso anterior, exceto que o material do substrato no modelo de radiação é agora o ar. Os diagramas de radiação são dados a seguir para os *patches* retangular e circular, utilizando o modelo de corrente magnética [1].

### 2.9.1 Patch Retangular

Para o *patch* retangular mostrado na figura 2.6, o modo dominante  $TM_{10}$  possui um campo elétrico da seguinte forma [1]:

$$E_z(x, y) = \cos\left(\frac{\pi \cdot x}{L}\right) \quad (2.19)$$

A corrente elétrica superficial correspondente a este campo de cavidade é

$$J_s(x, y) = \hat{x} \left( \frac{-1}{j\omega\mu} \right) \left( \frac{-\pi}{L} \right) \sin\left(\frac{\pi \cdot x}{L}\right) \quad (2.20)$$

e esta é a corrente que produz a radiação de campo distante de acordo com o modelo de corrente elétrica. No modelo de corrente magnética, o princípio de equivalência é usado para substituir o *patch* por uma corrente magnética de superfície no perímetro do *patch*. A corrente magnética possui a forma [1]:

$$M_s = \begin{cases} -\hat{y} & x = L \\ -\hat{y} & x = 0 \\ -\hat{x} \cos\left(\frac{\pi \cdot x}{L}\right) & y = W \\ \hat{x} \cos\left(\frac{\pi \cdot x}{L}\right) & y = 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

No modelo de corrente magnética as bordas do *patch* em  $x=0, L$  são referenciadas como sendo as bordas radiantes uma vez que as correntes magnéticas nestas bordas são uniformes e em fase. As bordas em  $y=0, W$  são referenciadas como bordas não-radiantes uma vez que as correntes magnéticas nestas bordas em direção reversa estão defasadas  $180^\circ$  em relação às duas bordas citadas anteriormente, desta forma estas bordas produzem pouca radiação. Os principais planos são denotados como plano-E ( $\phi = 0$ ) e plano-H ( $\phi = 90^\circ$ ). Nos planos principais as bordas não-radiantes não contribuem quando se utiliza o modelo da corrente magnética.

Como mencionado, o diagrama de campo distante pode ser calculado assumindo que o substrato é infinito ou truncado nas bordas do *patch*. Uma maneira simples para calcular o diagrama de campo distante é por meio da reciprocidade. O campo distante  $E_i(r, \theta, \phi)$  ( $i = \theta$  ou  $\phi$ ) é calculado colocando um dipolo de teste de amplitude unitária no campo distante na direção de interesse ( $\theta$  ou  $\phi$ ). Uma vez que o dipolo de teste está no campo distante, este cálculo é reduzido ao de uma onda plana incidindo no substrato com plano terra [1]. Tal problema de reflexão de onda plana possui uma solução aproximada simples. Para o caso do substrato infinito, o diagrama de campo distante do *patch* retangular é expresso por

$$E_\theta^{patch}(r, \theta, \phi) = -2Wh \left( \frac{E_0}{\eta_0} \right) \cos \phi (1 - \Gamma^{TM}(\theta)) \cos\left(k_x \frac{L}{2}\right) \text{sinc}\left(k_y \frac{W}{2}\right) \text{tanc}(k_{z1}h) \quad (2.22)$$

$$E_\phi^{patch}(r, \theta, \phi) = 2Wh \left( \frac{E_0}{\eta_0} \right) (\cos \theta \sin \phi) (1 - \Gamma^{TE}(\theta)) \cos\left(k_x \frac{L}{2}\right) \text{sinc}\left(k_y \frac{W}{2}\right) \text{tanc}(k_{z1}h) \quad 2.23$$

onde

$$E_0 = \left( \frac{-j\omega\mu_0}{4\pi R} \right) e^{-jk_0 R} \quad (2.24)$$

e

$$k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi \quad (2.25)$$

$$k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi \quad (2.26)$$

$$k_{z1} = k_0 N_1(\theta) \quad (2.27)$$

com

$$N_1(\theta) = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta} \quad (2.28)$$

e  $\text{tanc}(x) = \tan(x)/x$ , com  $\eta_0$  sendo a impedância intrínseca do espaço livre. Na equação (2.24) a distância  $R$  é medida a partir do centro do *patch*. Os termos  $\Gamma^{TM}$  e  $\Gamma^{TE}$  denotam os coeficientes de reflexão *TM* e *TE* encontrados por uma onda plana incidindo na interface entre o ar e o substrato. Para um modelo de substrato infinito pode-se mostrar que

$$1 - \Gamma^{TM}(\theta) = \frac{2}{1 + j \left( \frac{N_1(\theta) \sec \theta}{\varepsilon_r} \right) \tan(k_0 h N_1(\theta))} \quad (2.29)$$

e

$$1 - \Gamma^{TE}(\theta) = \frac{2}{1 + j \left( \frac{\mu_r \cos \theta}{N_1(\theta)} \right) \tan(k_0 h N_1(\theta))} \quad (2.30)$$

Para o substrato truncado (truncado nas bordas do *patch*) e um plano terra infinito, o campo distante é expresso pelas mesmas equações (2.22) e (2.23), exceto que agora  $\varepsilon_r = 1$  e  $\mu_r = 1$  são usados nas equações (2.29) e (2.30). Isso também implica que  $N_1(\theta) = \cos \theta$ . As dimensões  $L$  e  $W$  usadas nas equações (2.22) e (2.23) são aquelas do *patch* original, contudo correspondendo a um *patch* ressonante no substrato original (e

não aquele de um *patch* ressonante no ar), embora o ar seja utilizado nas equações (2.29) e (2.30).

### 2.9.2 Patch Circular

Os diagramas de campo distante para um *patch* circular ressonante são similares àqueles do *patch* retangular ressonante no mesmo material substrato. O campo normalizado para o modo dominante  $TM_{11}$  é descrito como [1]:

$$E_z(\rho, \phi) = \cos(\phi) \frac{J_1\left(\frac{x'_{11}\rho}{a}\right)}{J_1(x'_{11})} \quad (2.31)$$

Isto corresponde a uma corrente magnética na borda do *patch* expressa como:

$$M_s = \hat{\phi} \cos(\phi) \quad (2.32)$$

Para este modo o diagrama de campo distante é expresso por:

$$E_\theta(r, \theta, \phi) = \left[ 2\pi \frac{E_0}{\eta_0} (ah) \right] \cos \phi \operatorname{tanc}(k_{z1}h) J_1'(k_0 a \sin \theta) (1 - \Gamma^{TM}(\theta)) \quad (2.33)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) = -2\pi \left[ \frac{E_0}{\eta_0} (ah) \right] \sin \phi \operatorname{tanc}(k_{z1}h) J_{inc}(k_0 a \sin \theta) (1 - \Gamma^{TE}(\theta)) \cos \theta \quad (2.34)$$

onde  $E_0$  é expresso pela equação (2.24) (onde  $R$  é medido a partir do centro do *patch*) e

$$J_{inc}(x) = \frac{J_1(x)}{x} \quad (2.35)$$

Assim como no *patch* retangular, os diagramas para um *patch* truncado são dados pelas mesmas fórmulas utilizadas para o substrato infinito, neste caso as equações (2.33) e (2.34), utilizando  $\epsilon_r = 1$  e  $\mu_r = 1$ . A dimensão  $a$  corresponde ao raio do *patch* original, não correspondendo àquele do *patch* tendo o ar como substrato.

## **2.10 Conclusões**

Neste capítulo as antenas de microfita foram estudadas e suas características principais foram analisadas. As principais vantagens e desvantagens em relação à utilização das antenas de microfita foram discutidas. As antenas de microfita com *patches* retangular e circular foram caracterizadas em relação às suas frequências de ressonância e diagramas de radiação.

# Capítulo 3

## Diodos PIN e Aplicações

---

### 3.1 Introdução

Os diodos PIN são utilizados em muitas aplicações em eletrônica, e em particular encontra ampla utilização em aplicações de chaveamento. O diodo PIN é também utilizado em várias aplicações em micro-ondas, embora ele tenha tornado-se popular depois da década de 60. Uma posterior aplicação é como fotodetector, onde sua estrutura é particularmente apropriada para a absorção de luz.

O diodo PIN é fundamentalmente um dispositivo cuja impedância, nas frequências de micro-ondas, é controlada por uma excitação DC. Uma característica particular do diodo PIN é sua habilidade de controlar altos valores de potência de RF com valores muito baixos de tensão DC [21]. Outra importante propriedade do diodo PIN é o fato de que ele, sob certas circunstâncias, comporta-se como uma resistência quase pura nas frequências de RF, por intermédio de uma tensão DC ou corrente de controle de baixa frequência.

O tamanho reduzido do diodo PIN, baixo peso e alta velocidade de chaveamento o tornam idealmente aplicável para circuitos miniaturizados de controle de sinais de RF [22].

### 3.2 Fundamentos

O diodo PIN é um dispositivo cuja resistência é controlada por corrente nas frequências de rádio e micro-ondas, sendo o mesmo um semicondutor de silício. Este dispositivo é constituído de uma camada de material intrínseco de alta resistividade contida entre camadas altamente dopadas de material tipo P e N, conforme pode ser visto na figura 3.1. Tipicamente, a camada intrínseca I possui uma resistividade de

1000  $\Omega/cm$ , com espessura podendo chegar a 200  $\mu m$ , sendo constituída de material tipo P ou N [22,23].

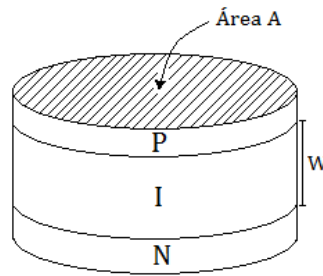


Figura 3.1 Estrutura do diodo PIN.

Sob certas circunstâncias, o diodo PIN comporta-se como uma resistência quase pura na faixa de frequências de RF, com um valor de resistência que pode ser variado sobre uma faixa de aproximadamente 1 $\Omega$  até 10k $\Omega$  através do uso de uma tensão DC ou uma corrente de controle de baixa frequência.

Quando a corrente de controle é variada continuamente, o diodo PIN é útil para a aplicação na modulação em amplitude de um sinal de RF. Quando a corrente de controle é chaveada entre os estados de “ON” (polarização direta) e “OFF” (polarização reversa) ou em passos discretos, o dispositivo é útil para o chaveamento, modulação de pulsos, atenuação e defasador de sinais de RF [23].

A curva característica do diodo PIN, ilustrada na figura 3.2, determina a tensão DC para um nível de corrente na polarização direta. Os diodos PIN são geralmente classificados em função da sua tensão direta ( $V_F$ ) para um valor DC fixo.

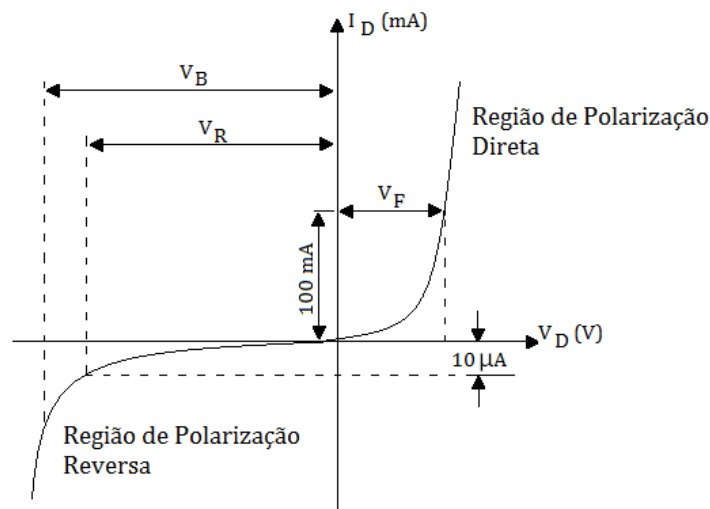


Figura 3.2 Curva característica do diodo PIN.



Os níveis de tensão reversa ( $V_R$ ) em um diodo PIN são uma garantia do fabricante de que não mais que a quantidade especificada, geralmente  $10 \mu\text{A}$ , de corrente reversa deva fluir quando  $V_R$  é aplicada [21].

### 3.3 A modelagem do diodo PIN

Quando o diodo PIN é polarizado diretamente (figura 3.3a), lacunas e elétrons são injetados na região-I. Estas cargas não possuem capacidade imediata de se recombinar, permanecendo ativas por certo período de tempo  $\tau$ , chamado tempo de vida dos portadores. Isto resulta em uma quantidade de carga armazenada  $Q$  que reduz a resistência da região-I para um valor  $R_s$ .

Quando o diodo PIN está sob um potencial zero ou reversamente polarizado (figura 3.3b) não há cargas armazenadas na região-I e o diodo apresenta-se como um capacitor  $C_T$ , em paralelo com uma resistência  $R_p$ . Vale ressaltar que o diodo PIN possui uma indutância  $L$  característica, que independe do tipo de polarização que está sendo aplicada [21].

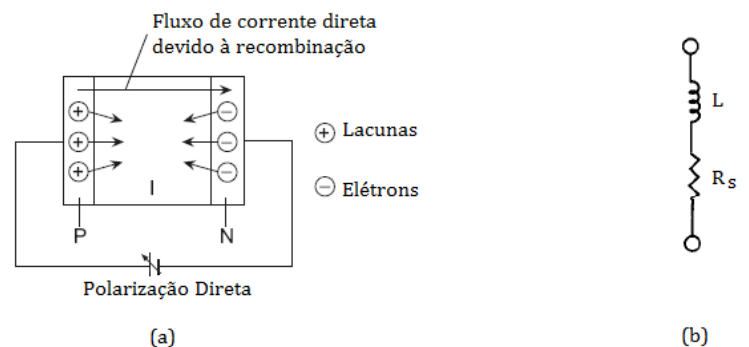


Figura 3.3 Modelo de Polarização direta: (a) fluxo de cargas, (b) circuito equivalente.

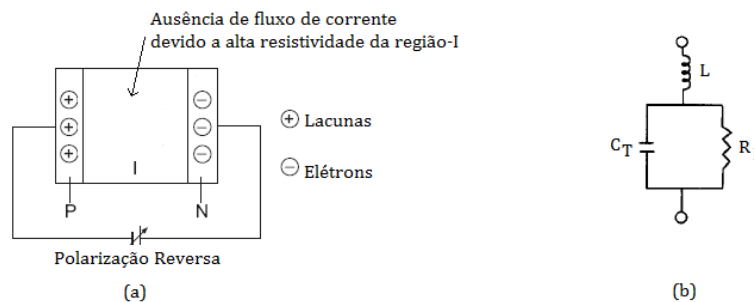


Figura 3.4 Modelo de Polarização reversa: (a) ausência do fluxo de cargas, (b) circuito equivalente.

Os principais parâmetros que definem um diodo PIN são:

- $R_s$  - Resistência em série quando polarizado diretamente (figura 3.3b);
- $C_T$  - Capacitância total a 0 V ou polarizado reversamente (figura 3.4b);
- $R_p$  - Resistência em paralelo quando em 0 V ou polarizado reversamente (figura 3.4b);
- $V_R$  - Máxima tensão DC permissível para polarização reversa (figura 3.2);
- $\tau$  - Tempo de vida dos portadores.

Através da variação da largura  $W$  da região-I (figura 3.1) e da área  $A$  do diodo é possível construir diodos PIN de diferentes geometrias, mas que tenham como resultado os mesmos valores de  $R_s$  e  $C_T$ . Estes dispositivos podem ter características similares para pequenos sinais, contudo os diodos com região-I mais espessa possuem maior valor para a tensão de ruptura  $V_B$  (*Breakdown Voltage*, veja a figura 3.2), enquanto os dispositivos mais finos têm maior velocidade de chaveamento [21].

A densidade de cargas na região intrínseca e a geometria do diodo determinam a condutância do dispositivo, enquanto  $\tau$  determina aproximadamente o limite inferior de frequências, a partir das quais o diodo pode ser aplicado. A condutância do diodo é proporcional a carga armazenada, sendo que a carga por sua vez está relacionada com a corrente do diodo através de [23]:

$$I_d = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} \quad (1)$$

onde:  $I_d$  é a corrente no diodo e  $Q$  é a carga armazenada no diodo.

Se o diodo for polarizado somente com uma corrente constante, então a carga armazenada é constante e igual a:

$$Q = I_d \cdot \tau \quad (2)$$

O tempo de vida  $\tau$  dos diodos PIN é determinado no projeto, sendo usualmente baseado na velocidade de chaveamento desejada. Tipicamente  $\tau$  possui valores entre

5 ns e 7 μs. Para um valor de 100 ns,  $f_c$  é aproximadamente 1,6 MHz. Dessa maneira o diodo pode ser visualizado como segue. Para frequências abaixo de  $f_c$  e tensões DC, o diodo PIN comporta-se como um diodo semiconductor com junção PN tradicional, ou seja, o sinal de RF incidente no diodo será retificado, e nele ocorrerá uma considerável distorção. Na vizinhança de  $f_c$ , o diodo comporta-se como um resistor linear com uma pequena componente de não linearidade, o que irá, por consequência, fazer com que o sinal sofra algum grau de distorção. Para frequências bem acima de  $f_c$  ( $f > 10.f_c$ ) o diodo aparece essencialmente como uma resistência linear pura, cujo valor pode ser controlado por uma tensão DC ou um sinal de baixa frequência [21,23].

### 3.3.1 Modelo para a velocidade de chaveamento

A velocidade de chaveamento em qualquer aplicação depende do circuito chaveador, bem como do diodo PIN, que por sua vez possui duas velocidades de chaveamento, sendo uma correspondente a mudança da polarização direta para a reversa, denominada como  $T_{FR}$ , e outra correspondente a mudança da polarização reversa para a direta, denominada como  $T_{RF}$ . O valor de  $T_{FR}$  pode ser calculado a partir da corrente direta  $I_F$  e do valor inicial da corrente reversa  $I_R$  como segue [21]:

$$T_{FR} = \tau \ln \left( 1 + \frac{I_F}{I_R} \right) \quad (3)$$

Assim, com base em (3) pode-se traçar o gráfico da corrente no diodo *versus* o tempo, o qual é mostrado na fig. 3.5. Note que a característica do diodo que afeta a velocidade de chaveamento é o tempo de vida dos portadores  $\tau$ .

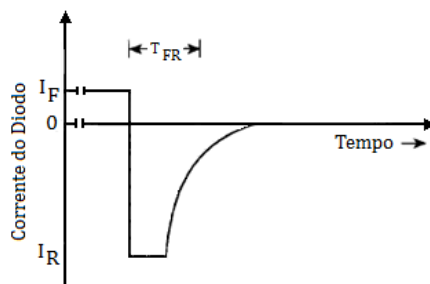


Figura 3.5 Tempo de transição da polarização direta para reversa [21].

A velocidade de chaveamento da polarização reversa para direta  $T_{RF}$  depende primariamente da espessura  $W$  da região-I como é mostrado na tabela 3.1, na qual alguns valores típicos são mostrados podendo-se observar que eles também variam com a corrente de polarização aplicada ao diodo [21].

Tabela 3.1 – Valores típicos para  $T_{RF}$  de um diodo PIN.

Espessura da região-I ( $\mu\text{m}$ )	P/ 10 mA		P/ 50 mA		P/ 100 mA	
	10 V	100 V	10 V	100 V	10 V	100 V
175	7,0 $\mu\text{s}$	5,0 $\mu\text{s}$	3,0 $\mu\text{s}$	2,5 $\mu\text{s}$	2,0 $\mu\text{s}$	1,5 $\mu\text{s}$
100	2,5 $\mu\text{s}$	2,0 $\mu\text{s}$	1,0 $\mu\text{s}$	0,8 $\mu\text{s}$	0,6 $\mu\text{s}$	0,6 $\mu\text{s}$
50	0,5 $\mu\text{s}$	0,4 $\mu\text{s}$	0,3 $\mu\text{s}$	0,2 $\mu\text{s}$	0,2 $\mu\text{s}$	0,1 $\mu\text{s}$

### 3.4 Potência Dissipada

O sinal máximo de RF que um diodo PIN pode suportar é limitado pela sua tensão de ruptura ou sua capacidade de dissipação de potência [24]. Assim, a quantidade de potência de um sinal, que pode ser transportado através de um diodo PIN, em um circuito, é geralmente muito maior que a potência real dissipada nele. Por exemplo, um diodo colocado em série em um circuito absorverá em torno de 2% da potência incidente. Assim, se tal diodo dissipar 3 mW, poderá transmitir 150 mW de potência de sinal [22].

### 3.5 Aplicações do diodo PIN

A propriedade mais importante do diodo PIN é o fato de que ele pode, sob certas circunstâncias, comportar-se como uma resistência quase pura nas frequências de RF, com um valor de resistência podendo variar de 1 a 10  $k\Omega$ , por meio de um controle de corrente DC ou de baixa frequência. Quando o controle de corrente for variado continuamente, o diodo PIN é utilizado para:

- Atenuação;
- Nivelamento e modulação em amplitude de um sinal de RF.

Quando o controle for chaveado entre “ON” e “OFF” ou em passos discretos, o dispositivo é utilizado como:

- Chaveador;

- Atenuador;
- Modulador de pulsos;
- Defasador.

Será dada uma ênfase à aplicação de chaveamento, que será vista na próxima seção, por ser esta a utilizada neste trabalho. Também será mostrada a aplicação do diodo PIN como atenuador. As demais aplicações poderão ser vistas nas referências [21,22].

### **3.5.1 Chaveadores**

Uma chave é um componente elétrico que serve para alterar a conexão de um circuito. Uma chave ideal apresenta resistência zero para o fluxo de corrente no estado direto e resistência infinita para o fluxo de corrente no estado reverso. Uma chave real apresenta uma baixa resistência no estado direto e uma resistência finita no estado reverso [25].

A utilização do diodo PIN como um elemento chaveador em circuitos de micro-ondas é baseada na diferença entre as características de polarização do diodo nos estados direto e reverso. Em frequências baixas de microondas,  $f < 2GHz$ , o diodo PIN comporta-se como uma impedância de baixo valor no estado direto e como uma impedância de alto valor no estado reverso.

A maioria dos projetos de chaves a serem consideradas usa a diferença na reflexão, ao invés da dissipação, para obter o desempenho da chave. Pouca potência é dissipada pelo diodo, permitindo que pequenos dispositivos controlem altos valores de potência de micro-ondas. Portanto, chaves utilizando diodos PIN são redes reativas, onde as perdas são um efeito de segunda ordem. Circuitos chaveadores parecem com filtros em diversas características [26].

#### **3.5.1.1 Parâmetros Fundamentais de desempenho de uma chave utilizando diodo PIN**

Para avaliar o desempenho de uma chave que utiliza como elemento o diodo PIN, há dois parâmetros que caracterizam os dois estados de funcionamento da chave: a isolamento e a perda por inserção.

### 3.5.1.1.1 Isolação

A isolação é uma medida de quão eficiente o diodo PIN apresenta-se em seu estado “OFF”. Ela é determinada pelo cálculo da diferença entre a potência medida na saída da chave no estado “ON” e a potência medida na saída da chave no estado “OFF”, sendo expressa como:

$$Isolação(dB) = (P_{out})_{on}(dBm) - (P_{out})_{off}(dBm) \quad (4)$$

### 3.5.1.1.2 Perda por Inserção

A perda por inserção é a perda de transmissão através da estrutura física de uma chave utilizando diodo PIN. A perda por inserção é um parâmetro particularmente crítico para o projeto de sistemas de comunicação. A perda por inserção é responsável pela absorção da potência do sinal, causando a figura de ruído do sistema.

## 3.5.1.2 Configurações de projeto de chaves

Dependendo de como se deseja caracterizar a chave, pode-se construí-la de diversas maneiras. Serão mostradas a seguir algumas configurações usuais: as chaves SPST série e paralela, assim como as chaves *multi-throw*.

### 3.5.1.2.1 Chave SPST Série

A chave SPST (*Single-Pole Single-Through*) série possui duas portas. A isolação máxima obtida depende da capacitância do diodo ( $C_T$ ), a perda por inserção ( $I_L$ ) e a potência dissipada ( $P_d$ ) dependem da resistência em série da polarização direta [22,25].

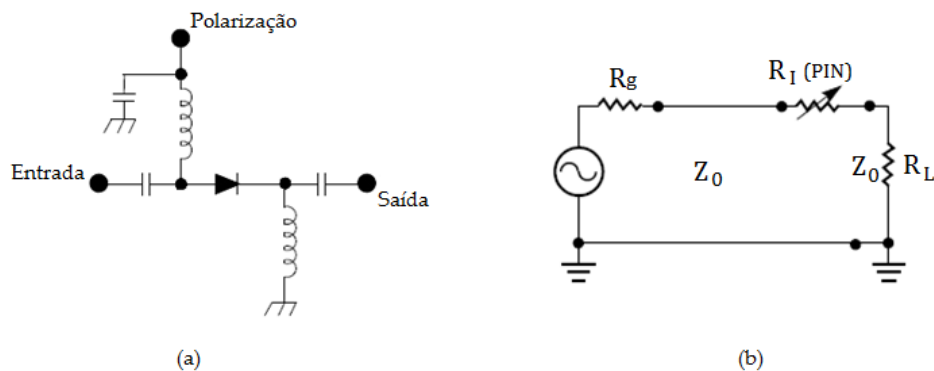


Figura 3.6 Chave SPST série: (a) configuração e (b) circuito equivalente ideal.

A chave SPST série é comumente utilizada quando uma mínima perda por inserção é desejada em uma ampla faixa de frequências. Este projeto é também mais fácil de fabricar utilizando técnicas de circuito impresso, uma vez que não há necessidade de perfurar a placa para conectar o diodo [21]. Na figura 3.6 o diodo está na condição de “passagem de potência” quando é diretamente polarizado e apresenta uma baixa resistência direta,  $R_s$ , entre o gerador de RF e a carga. Para a condição de “bloqueio de potência”, o diodo está em potencial zero ou reversamente polarizado e apresenta uma alta impedância entre a fonte e a carga.

### 3.5.1.2.2 Chave SPST Paralela

A chave SPST paralela também apresenta duas portas e oferece alta isolação numa larga faixa de frequências (aproximadamente  $20\text{ dB}$  para uma chave com apenas um diodo). A perda por inserção é baixa, pois não há elementos de chaveamento em série com a linha de transmissão, como ilustra a figura 3.7. A isolação máxima e a potência dissipada são funções de  $R_s$ . A perda por inserção depende primariamente de  $C_T$ . A chave SPST paralela produz altos valores de isolação em uma larga faixa de frequências [21].

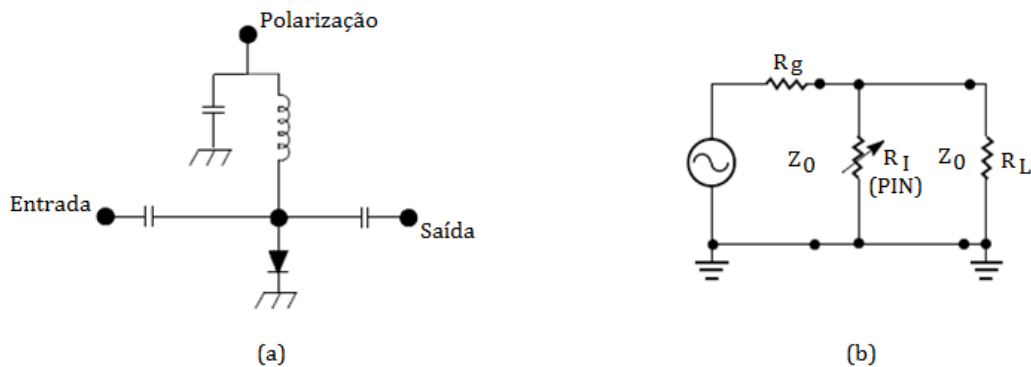


Figura 3.7 Chave SPST Paralela: (a) configuração e (b) circuito equivalente ideal.

### 3.5.1.2.3 Chaves *Multi-throw*

Quando a atenuação máxima ou os requisitos de isolação são maiores do que os obtidos por um diodo simples, circuitos com múltiplos diodos utilizando arranjos em série, paralelo ou série-paralelo podem ser utilizados [22]. Exemplos de tais arranjos são mostrados na figura 3.8.

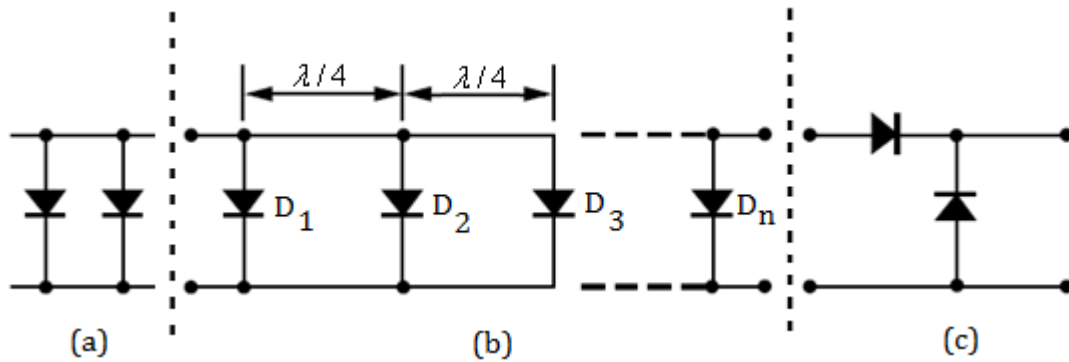


Figura 3.8 Configurações para conexão de diodos PIN: (a) em paralelo, (b) em paralelo espaçados em  $\lambda/4$  e (c) em série-paralelo.

Para o circuito da figura 3.8 (a), no qual é feita a conexão de dois diodos em paralelo, há um aumento de no máximo 6 dB na atenuação, e conseqüentemente um aumento na perda por inserção. Contudo, se  $n$  diodos espaçados de intervalos de comprimento de onda de  $\lambda/4$  forem utilizados, como mostrado na figura 3.8 (b), a atenuação total pode ser aumentada por um fator de  $n$  vezes a atenuação de um único diodo.

Onde o uso do espaçamento de  $\lambda/4$  não for prático, pode-se utilizar o esquema série-paralelo, mostrado na figura 3.8 (c), para se obter maior isolação. Nesta configuração obtém-se uma isolação melhor que a soma obtida por somente diodos em série ou somente diodos em paralelo [23].

Como exemplos práticos das configurações apresentadas têm-se dois circuitos, um paralelo e outro série, os quais são mostrados na figura 3.9. Para o circuito SPDT (*Single Pole Double Through*) mostrado na figura 3.9 (a), quando o diodo  $D_1$  está polarizado diretamente e  $D_2$  reversamente, a potência do sinal de RF flui da porta 3 para a porta 2, ficando a porta 1 isolada. Quando as duas condições de polarização são invertidas, a potência de RF flui da porta 3 para a porta 1, estando agora a porta 2 isolada. A fim de minimizar o carregamento reativo na porta aberta imposto pela porta fechada, os diodos são espaçados do ponto de alimentação por uma distância de  $\lambda/4$ . O choque de RF proporciona um retorno DC para a polarização e um circuito aberto para o sinal de RF. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  proporcionam um terra de RF para os diodos e um circuito aberto para a corrente de polarização. Para aumentar a isolação desta



configuração, pares adicionais de diodos podem ser inseridos nos circuito, devendo estes estar a uma distância de  $\lambda/4$  do primeiro conjunto [23].

Quando o espaçamento de  $\lambda/4$  for impraticável ou sua restrição de largura de banda é indesejável, pode ser usada uma configuração série, como mostra a figura 3.9(b). Neste circuito quando o diodo  $D_1$  está polarizado diretamente e  $D_2$  reversamente, a potência de RF seguirá da porta 3 para a porta 1, ficando a porta 2 isolada. Invertendo-se as condições de polarização, obtém-se a fluência do sinal da porta 3 para a porta 2, e a porta 1 fica isolada. Nesta configuração os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  tem a função de isolar a tensão DC das portas de RF. Um aumento de isolação pode ser conseguido colocando-se nas portas de saída diodos em paralelo ou em série, devendo neste caso, os mesmos estarem separados entre si de  $\lambda/4$  [23].

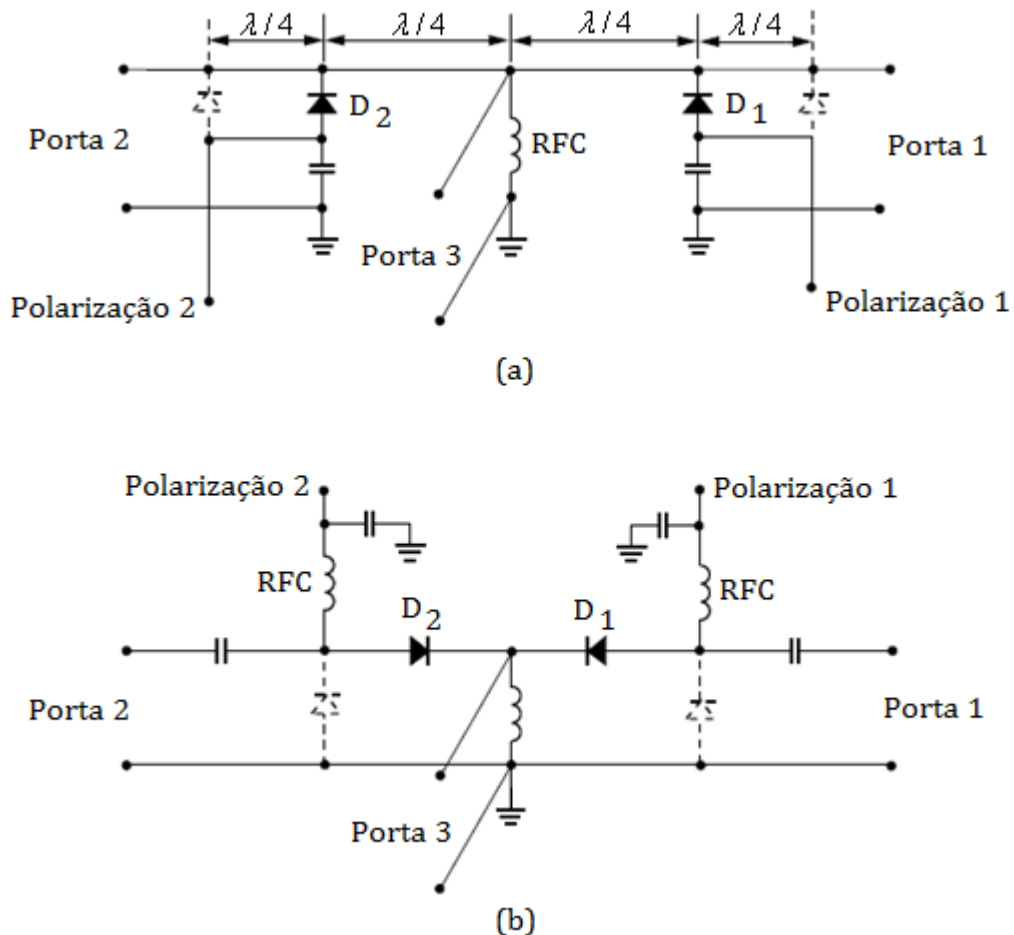


Figura 3.9 Chaves *Multi-throw*: (a) Chave SPDT Paralela, (b) Chave SPDT Série.

#### 3.5.1.2.4 Chave Transceptora

Há uma classe de chaves usadas em aplicações para transceptores cuja função é conectar a antena ao transmissor no estado de transmissão e ao receptor no estado de recepção. Quando diodos PIN são utilizados como elementos nestas chaves elas apresentam alta robustez e velocidade de chaveamento em comparação com projetos eletro-mecânicos.

O circuito básico de uma chave eletrônica consiste de um diodo PIN conectado em série com o transmissor (veja a figura 3.10), e um diodo em paralelo conectado a uma distância de  $\lambda/4$ . Quando chaveada no estado de transmissão cada diodo torna-se polarizado diretamente. O diodo em série aparece como uma baixa impedância ao sinal que se dirige a antena e o diodo em paralelo efetivamente curto circuita os terminais da antena receptora para prevenir sobrecarga. A perda por inserção na transmissão e a isolamento do receptor dependerão da resistência do diodo. Na condição de receptor os diodos tornam-se reversamente polarizados e apresentam essencialmente uma baixa capacitância,  $C_T$ , que cria um caminho de baixa perda de inserção entre a antena e o receptor. O transmissor torna-se isolado devido a alta impedância do diodo em série [21].

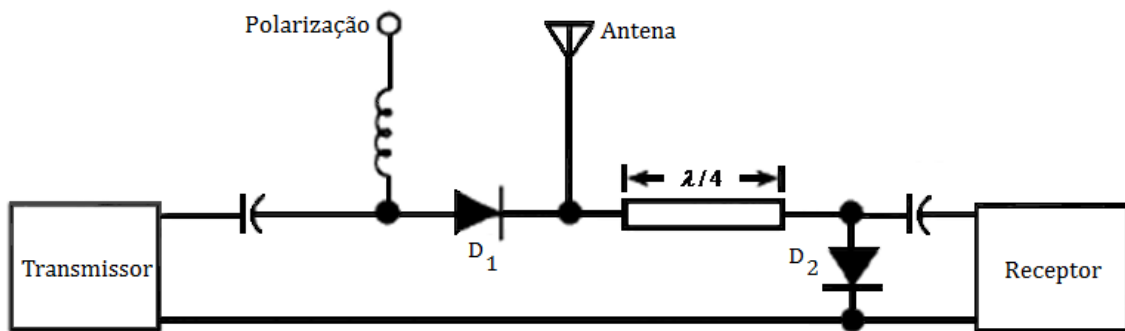


Figura 3.10 Chave transceptora.

#### 3.5.1.2.5 Práticas Comuns no Projeto de Chaves

Quando uma chave não está funcionando satisfatoriamente, frequentemente não é devido ao diodo PIN, mas às outras limitações do circuito, como suas perdas e a sua interação com o circuito de polarização.

Uma prática convencional em um novo projeto é antes analisar a perda do circuito substituindo alternativamente o diodo PIN por um curto circuito (que pode ser

um condutor qualquer) ou um circuito aberto. Isto simulará o desempenho do circuito com diodos PIN ideais. Qualquer deficiência no circuito externo deve ser corrigida antes de inserir os diodos PIN [21].

### 3.5.2 Atenuadores

Os atenuadores são muito aplicados em redes de micro-ondas e RF. Construídos através de redes de diodos PIN ou por MMICs (Circuitos Integrados Monolíticos de Micro-ondas), estes circuitos são utilizados para ajustar o nível de potência de um sinal de RF a partir de um controle de tensão. Estes atenuadores podem ser utilizados em várias aplicações: telefones celulares, PCNs (Redes de Comunicação Pessoal), redes LAN e rádios portáteis

Na aplicação em atenuadores a resistência característica do diodo PIN é explorada não apenas em seus valores extremos, como nas chaves, mas nos valores finitos entre estes extremos.

Na seleção de um diodo PIN para uma aplicação de atenuador deve-se estar atento à faixa de resistência do diodo, que define a faixa dinâmica do atenuador. Circuitos atenuadores que utilizam diodos PIN são usados extensivamente em Controle Automático de Ganho (AGC) e aplicações de nivelamento de RF, assim como em atenuadores controlados eletronicamente e moduladores [21].

Um exemplo de atenuador é o atenuador  $\pi$  fixo que é mostrado na figura 3.11. As equações de projeto para  $R_1$  e  $R_3$  são [27]

$$R_1 = Z_0 \left[ \frac{K+1}{K-1} \right] \quad (4)$$

$$R_3 = \frac{Z_0}{2} \left[ K - \frac{1}{K} \right] \quad (5)$$

Onde  $K$  é a razão de tensão entre a entrada e a saída.

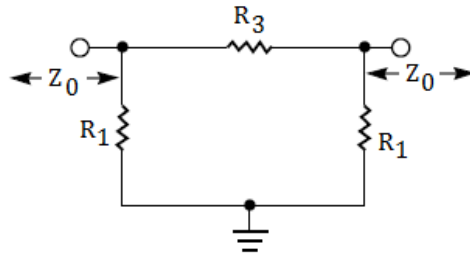


Figura 3.11 Atenuador  $\pi$  Básico.

Os resistores  $R_1$  em paralelo e o resistor  $R_3$  em série são fixados para se obter algum valor desejado de atenuação  $A$ , que é expresso como

$$A = 20 \log(K) \quad (6)$$

Esta configuração de atenuador ainda provê impedâncias de entrada e de saída que casam com a impedância característica do sistema.

Como discutido anteriormente, quando os diodos PIN operam em frequências bem acima da sua frequência de corte  $f_c$  eles podem ser utilizados como resistores variáveis controlados por corrente. Três diodos podem ser usados para substituir os resistores fixos do circuito  $\pi$  para criar um atenuador variável. Contudo, o uso de três diodos como três resistores variáveis em um atenuador  $\pi$  leva a uma assimetria na rede, que resulta em uma rede de polarização particularmente complicada [27].

### 3.6 Conclusões

Neste capítulo foi feita uma caracterização de um tipo particular de dispositivo usado como chave para circuitos de micro-ondas: os diodos PIN. Estes componentes podem ser descritos, sob certas condições, como resistores controlados por corrente. Ao utilizar este tipo de diodo em seus valores extremos de polarização pode-se conseguir estados propícios para a utilização em circuitos chaveadores. Ao utilizar toda a faixa de valores de resistência entre os extremos da polarização pode-se aplicar estes diodos em circuitos atenuadores.

# Capítulo 4

## Antenas Reconfiguráveis

---

### 4.1 Introdução

Diferentes tipos de antenas foram desenvolvidos nos últimos 50 anos. Essas variedades incluem os dipolos, os monopolos, as antenas *loop*, de abertura, refletoras, de microfita e as antenas dielétricas. Cada categoria possui benefícios e limitações que a torna mais ou menos apropriada para aplicações particulares [28].

Todavia, a escolha de uma antena dentre as categorias mencionadas acima também impõe restrições no desempenho do sistema como um todo, pois as características da antena são fixas. Tornar as antenas reconfiguráveis, de forma que seu comportamento possa se adaptar com a alteração dos requisitos do sistema ou condições do meio, pode reduzir ou eliminar essas restrições e prover níveis adicionais de funcionalidade ao sistema. Esta multifuncionalidade provê aos usuários opções de conectividade a diferentes tipos de serviços sem fio para diferentes finalidades e em diferentes momentos. As antenas reconfiguráveis podem ser utilizadas para reduzir o número de antenas necessárias para determinadas aplicações, mas elas também podem ser utilizadas para servir a tarefas mais complexas. Algumas destas tarefas incluem utilizá-las como elementos de controle programável com alimentação para aumentar o *throughput*, reduzir erros e ruído, etc. [1].

### 4.2 A Reconfigurabilidade em Antenas

A reconfigurabilidade é a capacidade de alterar características operacionais fundamentais do elemento radiante, seja de maneira elétrica, mecânica ou através de outros meios. Deste modo, a tradicional defasagem de sinais entre elementos de um

arranjo para conseguir ajuste e direcionamento de feixe não torna a antena “reconfigurável”, pois as características operacionais da antena permanecem inalteradas.

Idealmente, uma antena reconfigurável deve ser capaz de modificar independentemente um ou mais dentre os seguintes parâmetros: frequência de operação, largura de banda, polarização e diagrama de radiação. O principal desafio encontrado quando se deseja desenvolver este tipo de antena é obter não apenas os níveis desejados de funcionalidade, mas também em integrar esta funcionalidade em sistemas completos para chegar a soluções eficientes e de custo efetivo.

### **4.3 Métodos de Obtenção da Reconfigurabilidade em Frequência**

As antenas reconfiguráveis em frequência (também conhecidas como antenas sintonizáveis ou ajustáveis) podem ser classificadas em duas categorias: contínuas e chaveadas. As antenas ajustáveis em frequências contínuas permitem transições suaves dentro de uma determinada faixa de frequências. As antenas ajustáveis chaveadas, por outro lado, utilizam um tipo de mecanismo de chaveamento para operar em bandas de frequência distintas e bem definidas. Ambos os tipos de antenas em geral compartilham uma teoria comum de operação e reconfiguração. A principal diferença está na mudança do comprimento efetivo do elemento radiante, que permite a operação em diferentes bandas de frequência, e nos dispositivos ou mecanismos utilizados para conseguir estas alterações [28].

#### **4.3.1 Teoria Fundamental de Operação**

O comprimento elétrico efetivo da antena, em grande parte, determina a frequência de operação, sua largura de banda associada (tipicamente não mais que cerca de 10% e geralmente entre 1% a 3%) e a distribuição de corrente na antena, que dita seu diagrama de radiação. Por exemplo, para uma antena dipolo linear comum, a primeira ressonância ocorre em uma frequência onde a antena possui um comprimento de aproximadamente meio comprimento de onda, e a distribuição de corrente resulta em um diagrama de radiação onidirecional, normal ao eixo da antena. Neste caso, para que a antena opere numa frequência mais alta, a antena pode simplesmente ser reduzida para um comprimento que corresponda a meio comprimento de onda, em relação à nova

frequência. O novo diagrama de radiação terá aproximadamente as mesmas características do primeiro devido à distribuição de corrente ser a mesma relativa ao comprimento de onda. O mesmo fenômeno pode ser observado em antenas *loop*, de abertura e de microfita [28].

### 4.3.2 Mecanismos de Reconfiguração

Vários mecanismos podem ser utilizados para alterar o comprimento efetivo de antenas ressonantes, embora alguns desses sejam mais efetivos que outros em manter as características de radiação da configuração original.

#### 4.3.2.1 Chaves

O comprimento efetivo da antena e, portanto, sua frequência de operação, pode ser alterado adicionando ou removendo parte do comprimento da antena através de um meio eletrônico, óptico ou mecânico. Diferentes tipos de técnicas de chaveamento (como as chaves ópticas, diodos PIN, FETs e chaves RF-MEMS) têm sido utilizadas em antenas dipolo e monopolo sintonizáveis para várias faixas de frequência. Por exemplo, Freeman *et al.* [29] analisou a alteração do comprimento efetivo de uma antena monopolo utilizando chaves ópticas, que ajudou a eliminar alguns efeitos gerados pela chave e pelo circuito de polarização que pode ocorrer com outros tipos de chaves. A luz gerada a partir de diodos laser foi utilizada para controlar as chaves. Um trabalho similar foi realizado por Panagamuwa *et al.* em [30]. Neste caso, um dipolo fabricado em silício de alta resistividade foi equipado com duas chaves fotocondutoras de silício. Com ambas as chaves fechadas a antena operou em uma frequência de 2,16 GHz e com ambas as chaves abertas a antena operou em 3,15 GHz.

Utilizando diodos PIN, Roscoe *et al.* desenvolveu uma antena dipolo impressa reconfigurável para gerar três bandas de operação entre 5,2 e 5,8 GHz [31]. Outros trabalhos têm aplicado a mesma abordagem em *patches* de microfita [32,33], dipolos de microfita [34], e antenas Yagi [35].

Aberturas radiantes chaveadas com uma variedade de geometrias e propriedades de radiação também têm sido propostas. Peroulis *et al.* demonstrou uma antena ajustável utilizando como chaves quatro diodos PIN que alteraram o comprimento efetivo de uma fenda em formato de S para operar em uma de quatro bandas de frequência entre 530 e 890 MHz [36].

Pode-se também conseguir mudanças discretas no comprimento elétrico da antena mantendo praticamente a sua estrutura inicial alterando o caminho das correntes na estrutura. Yang e Rahmat-Samii [37] demonstraram um exemplo desta técnica utilizando uma antena de microfita. Uma abertura retangular é feita em um *patch* de microfita retangular convencional. Um diodo PIN posicionado no centro da abertura altera os caminhos da corrente no *patch* dependendo do seu estado de polarização.

#### 4.3.2.2 Carregamento Reativo Variável

O uso de carregamento reativo variável possui muito em comum com a reconfigurabilidade chaveada discutida anteriormente. A única diferença entre os dois mecanismos é que, neste caso, a mudança no comprimento efetivo da antena é realizada com dispositivos ou mecanismos que podem trabalhar em uma faixa contínua de valores (geralmente capacitância) que permitem mudanças suaves ao invés de mudanças discretas na banda de frequência de operação da antena.

Um exemplo de uma antena de microfita ajustável continuamente é mostrado em [38]. Neste caso, dois diodos varactor foram conectados entre as bordas radiantes da estrutura e o plano terra. Com uma polarização reversa variando entre 0 e 30 V, os diodos varactor apresentaram capacitância entre 2,4 e 0,4 pF. Com a alteração do nível de polarização, a capacitância nas bordas do *patch* ajustou seu comprimento elétrico. Ajuste contínuo de frequência sobre uma banda larga de frequência pode ser conseguido dependendo da topologia da antena.

Em [39] uma antena ajustável de abertura foi carregada com dois componentes FETs. Com o ajuste da tensão de polarização, as reatâncias dos FETs foram variadas, o que, por sua vez, alterou o comprimento efetivo da abertura e sua frequência de operação. A faixa de ajuste foi de cerca de 10%, centrado em 10 GHz. Os diagramas de radiação permaneceram essencialmente inalterados para esta pequena faixa de ajuste.

Mais recentemente, uma antena de microfita foi ajustada utilizando capacitores integrados RF-MEMS [40]. Outras antenas de microfita com aberturas utilizando varactores foram demonstradas em [41]. Uma combinação de chaveamento e ajuste reativo foi utilizada em [42] em uma antena monopolo impressa.



### 4.3.2.3 Mudanças Estruturais e Mecânicas

Alterações mecânicas ao invés de alterações elétricas na estrutura de antenas podem proporcionar maiores deslocamentos de frequência, quer seja em bandas ajustáveis de maneira chaveada quer seja de maneira contínua. Os principais desafios com essas antenas estão no projeto de suas dimensões físicas, no mecanismo de atuação e em manter as outras características em face das significativas mudanças estruturais. Um exemplo de uma antena ajustável mecanicamente foi demonstrado em 1998, onde um sistema acionador piezo-elétrico foi utilizado para variar o espaçamento entre uma antena de microfita e um radiador parasita para mudar a frequência de operação da antena [43-45]. Embora possua uma largura de banda muito estreita (1%), o movimento controlado do elemento parasita resultou em uma largura de banda de cerca de 9%. Este exemplo ilustra a dificuldade em conseguir um tipo de reconfigurabilidade sem incorrer em mudanças em outras características da antena; a largura de banda e o ganho da estrutura também mudaram como função do espaçamento do elemento parasita, mas não puderam ser individualmente controlados [45].

Outro exemplo de alterações contínuas de frequência geradas por mudanças mecânicas é uma antena de microfita acionada magneticamente [46]. Uma antena de microfita projetada para operar em cerca de 26 GHz foi coberta com uma camada fina de material magnético e depositada sobre um substrato. Utilizando um processo chamado de montagem por deformação plástica, a aplicação de um campo magnético DC externo causa deformação plástica da antena no ponto da borda onde ela é ligada à linha de alimentação de microfita, resultando em um *patch* que fica posicionado em um ângulo sobre o substrato. Pequenas mudanças neste ângulo resultam em alterações na frequência de operação preservando as características de radiação, enquanto que ângulos maiores resultam em deslocamentos de frequência acompanhados de mudanças significativas no diagrama de radiação da antena. Em particular, quando este ângulo entre o *patch* e o substrato horizontal aumenta para próximo de 45°, a radiação da antena é mais característica ao de uma antena corneta e muda em direção ao diagrama de uma antena monopolo quando o ângulo se aproxima de 90°.

### 4.3.2.4 Mudanças no Material

Embora mudanças nos condutores predominem em projetos de antenas reconfiguráveis, mudanças nas características do material também podem ser utilizadas

para conseguir a reconfiguração em frequência. Em particular, um campo elétrico estático pode ser utilizado para alterar a permissividade relativa de um material ferroelétrico. Estas mudanças na permissividade relativa ou permeabilidade podem ser utilizadas para alterar o comprimento elétrico efetivo de antenas, mais uma vez resultando em deslocamentos na frequência de operação. Um exemplo de uma antena reconfigurável em frequência sobre um substrato de ferrita é apresentado em [47], que apresentou uma faixa de ajuste contínuo de 40% com a variação do campo magnético estático no plano do substrato e perpendicular à dimensão ressonante do *patch*.

Muitos grupos têm desenvolvido materiais ferroelétricos na forma de filme com o objetivo de minimizar a perda introduzida no circuito enquanto provê um grau de reconfigurabilidade [48-50].

## **4.4 Métodos de Obtenção da Reconfigurabilidade de Polarização**

A reconfiguração da polarização em antenas pode ajudar a prover imunidade a sinais interferentes em diversos ambientes assim como prover um grau de liberdade adicional para melhorar a qualidade do *link* como uma forma de diversidade em antenas chaveadas [51].

### **4.4.1 Teoria Fundamental de Operação**

A direção do fluxo de corrente em uma antena transforma-se diretamente na polarização do campo elétrico no campo distante da antena. Para obter a reconfigurabilidade da polarização, a estrutura da antena, as propriedades do material, e/ou a configuração da alimentação devem ser alterados de maneira que alterem o fluxo de corrente da antena. Reconfigurações de polarização podem incluir, por exemplo, mudanças entre polarizações circulares orientadas para direita ou para a esquerda ou entre polarizações linear e circular. Os mecanismos para obter essas modificações (por exemplo, chaves e mudanças estruturais) são em sua grande maioria as mesmas descritas anteriormente para a reconfiguração em frequência, embora suas implementações sejam necessariamente diferentes. A principal dificuldade deste tipo de reconfigurabilidade é que ela deve ser obtida sem mudanças significativas em características como impedância e frequência de operação.

## 4.4.2 Mecanismos de Reconfiguração

Várias antenas foram desenvolvidas para oferecer características de polarização reconfigurável utilizando chaves. Um exemplo de tal antena reconfigurável é a antena de microfita com aberturas chaveadas, ou antena PASS (*Patch Antenna with Switchable Slot*) [42,43], que também foi utilizada para prover reconfigurabilidade em frequência [37]. Em geral, a antena PASS consiste de uma antena de microfita com uma ou mais aberturas no *patch* de cobre. Uma chave é inserida no centro da abertura para controlar como se comportam as correntes no *patch*. Quando a chave está aberta, as correntes devem fluir ao redor da abertura. Quando a chave está fechada, as correntes podem fluir pelo caminho mais curto criado pela chave fechada. A reconfigurabilidade da polarização é obtida incluindo duas aberturas ortogonais na superfície do *patch*. A ativação alternada das chaves leva às polarizações circulares orientadas para a direita ou para a esquerda.

## 4.5 Métodos de Obtenção da Reconfigurabilidade de Diagrama de Radiação

A radiação da antena é geralmente caracterizada por um conjunto de dois diagramas de radiação tomados em planos ortogonais de interesse. Os diagramas tridimensionais são usados ocasionalmente para obter uma estimativa do desempenho da antena.

### 4.5.1 Teoria Fundamental de Operação

O arranjo das correntes, sejam elétricas ou magnéticas, em uma antena em grande parte determina a distribuição espacial da radiação da estrutura. A relação entre as correntes e a radiação resultante torna a reconfigurabilidade em diagrama de radiação sem mudanças significativas na frequência de operação difícil de se obter. Para desenvolver antenas com diagramas de radiação reconfiguráveis específicos, devem-se determinar quais os tipos de distribuição de corrente da fonte, incluindo informações de magnitude e fase. Uma vez determinada uma topologia para a distribuição de corrente um projeto da antena pode ser selecionado e alterado para obter a distribuição de corrente desejada.

## **4.5.2 Mecanismos de Reconfiguração**

### **4.5.2.1 Mudanças Estruturais e Mecânicas**

As antenas refletoras são uma escolha natural para aplicações que requerem reconfiguração de diagrama de radiação independente da frequência. Clarricoats e Zhou demonstraram um exemplo de uma antena refletora reconfigurável em radiação através do ajuste da ativação de uma estrutura refletora [52]. Neste primeiro caso, o contorno refletor foi alterado manualmente em certas regiões, que resultou em mudanças na forma e na direção do feixe. Numa posterior alteração motores de passo controlados por computador foram implementados para reposicionar os cabos conectados à grade do refletor para ajudar a reconfiguração automática do diagrama de radiação [53].

Um sistema similar para aplicações em satélite foi desenvolvido com capacidades expandidas através de mudanças no sub-refletor do sistema ao invés do refletor principal [54].

### **4.5.2.2 Mudanças Elétricas**

Em geral, alterações elétricas em uma estrutura radiante resultam em mudanças nas características de radiação. O conhecimento da operação fundamental da antena em questão pode ajudar a fazer as alterações apropriadas para chegar a um projeto satisfatório. Por exemplo, diagramas de radiação reconfiguráveis podem ser obtidos com radiadores baseados em aberturas. Em [55], uma antena de abertura anelar é utilizada tanto como dispositivo reconfigurável em diagrama de radiação como reconfigurável em frequência. A reconfigurabilidade em frequência para esta antena é conseguida através de diodos PIN que controlam o circuito de casamento de entrada, enquanto que a reconfigurabilidade em radiação é conseguida com outros diodos PIN localizados em determinadas posições da abertura da antena para controlar a direção do nulo no diagrama de radiação que é inerente da operação básica desta antena [55].

### **4.5.2.3 Mudanças através de Elementos Parasitas**

Um dos métodos mais efetivos e difundidos para alterar os diagramas de radiação independentemente do comportamento da frequência é a utilização de elementos parasitas chaveados ou ajustados eletricamente. Estes métodos possuem várias qualidades atrativas: isolamento do elemento principal (alimentado) em relação aos

elementos ajustáveis, largura de banda potencialmente larga e várias topologias e funcionalidades disponíveis. Fundamentalmente, o ajuste dos diagramas de radiação de uma antena desta maneira depende do acoplamento mútuo entre os elementos parasitas e o elemento principal, resultando em um comportamento efetivo de um arranjo a partir de um único ponto de alimentação. Portanto, alterações nos diagramas de radiação são obtidas através de mudanças no acoplamento entre os elementos, que, desta forma, altera as correntes efetivas nos elementos parasitas e no elemento principal.

Antenas de microfita reconfiguráveis também podem utilizar elementos parasitas chaveados ou ajustáveis. Um exemplo foi desenvolvido por Zhang et al. [56]. A antena é composta por um elemento linear simples com dois elementos parasitas espaçados posicionados paralelamente ao elemento principal. Os comprimentos dos elementos parasitas são alterados por intermédio de chaves eletrônicas [56] ou varactores [57], que, por sua vez, alteram as magnitudes e as fases das correntes nos elementos parasitas em relação ao elemento principal. Inclinações no feixe principal em um plano podem ser chaveadas [56] ou variadas continuamente [57] ao passo que os comprimentos dos elementos parasitas são alterados. Com o elemento principal relativamente isolado das seções reconfiguradas da estrutura, a frequência de operação e a largura de banda são preservadas. Esta antena, de uma maneira similar à maioria das antenas ajustáveis através de elementos parasitas, pode ser analisada teoricamente utilizando uma combinação de teoria de arranjos e acoplamento para explicar as inclinações nos diagramas [58]. Outros exemplos de arranjos planares reativamente ajustáveis baseados em *pitches* padrões de microfita são apresentados por Dinger [59,60]. Para sistemas com elementos parasitas ajustáveis como estes, algoritmos de busca e otimização podem ser utilizados para determinar as reatâncias de ajuste necessárias em cada elemento parasita para produzir um feixe ou um nulo em um ângulo predeterminado [61,59].

Embora as antenas reconfiguráveis utilizando elementos parasitas discutidas até agora sejam relativamente diretas em sua topologia e operação, outras estruturas mais complexas têm sido desenvolvidas para funcionarem com o mesmo princípio, mas são mais difíceis de analisar e projetar. Um exemplo deste conceito é a espiral quadrada de microfita reconfigurável desenvolvida por Huff *et al.* [62] que provê um feixe *broadside* ou inclinado 45° sobre uma largura de banda comum. Em seu estado fundamental como uma antena de microfita espiral simples o diagrama de radiação é *broadside*. A antena

possui duas conexões chaveadas: uma conexão que possibilita um curto-circuito no fim da espiral ao plano terra e outra que chaveia uma pequena descontinuidade no braço da espiral. Quando as duas chaves são ativadas, desta maneira a antena torna-se, em essência, uma linha de microfita aberta com um braço parasita. Nesta configuração, é conseguida uma inclinação de 45° em relação ao diagrama de radiação *broadside*. Antenas baseadas em uma estrutura similar utilizando conexões com chaves RF-MEMS apresentaram características de radiação chaveadas entre *broadside* e *end-fire* [63-65].

#### **4.5.2.4 Mudanças no Material**

Ferritas e materiais ferroelétricos, embora tipicamente aplicadas na reconfigurabilidade em frequência, podem também ser utilizadas para reconfigurar diagramas de radiação. Nestes casos, as alterações nas características do material podem ser utilizadas para mudar as distribuições de corrente ressonante nos condutores, que desta forma resulta em mudanças no diagrama de radiação.

Durante os últimos 60 anos, muitos pesquisadores têm investigado o uso do ajuste de materiais de ferrita para produzir diagramas de radiação ajustáveis [66]. Em [66], um substrato de ferrita posicionado acima de uma antena de microfita circular proveu uma inclinação de cerca de 15° no feixe do diagrama quando a ferrita foi polarizada com um campo magnético. Contudo, as perdas e a espessura requerida da ferrita impediu sua futura implementação prática.

Em [67], a permissividade variável de um substrato ferroelétrico é utilizada para obter um feixe dirigido com frequência fixa utilizando um arranjo bidimensional de antenas de abertura. A estrutura completa consiste de um substrato não-magnético aterrado e acima deste outro substrato ferroelétrico ajustável, que é então coberto com uma camada condutora que contém o arranjo bidimensional de aberturas radiantes.

## **4.6 Métodos de Obtenção de Antenas Reconfiguráveis Compostas**

Como visto nas seções anteriores, é um grande desafio separar as características de frequência da antena das características de radiação. Realmente, esta capacidade de selecionar independentemente a frequência de operação, largura de banda e características do diagrama de radiação é o objetivo máximo dos pesquisadores da área

de antenas reconfiguráveis [28]. Recentemente, muitos grupos têm conseguido este tipo de reconfigurabilidade, chamada de reconfigurabilidade composta.

#### **4.6.1 Teoria Fundamental de Operação**

Embora a teoria fundamental de operação por trás de qualquer antena reconfigurável composta não seja diferente daquela de uma antena reconfigurável comum, o projeto e o controle neste caso são obviamente mais complexos. Até agora, a maioria das antenas reconfiguráveis compostas por elementos simples possuem um foco primário em uma dimensão de operação e suas funcionalidades adicionais são obtidas pelo ajuste da estrutura existente.

#### **4.6.2 Mecanismos de Reconfiguração Eletrônica**

Um exemplo de uma abertura reconfigurável composta utiliza chaves (baseadas em diodos e transistores, MEMS, ou outras topologias) para conectar pequenos *patches* condutores para criar determinadas topologias para as antenas [68]. A quantidade de chaves requeridas para esta aplicação pode facilmente chegar a algumas centenas. Neste caso, as conexões entre os *patches* foram encontrados utilizando um algoritmo genético juntamente com um simulador eletromagnético FDTD. Após cada iteração do algoritmo genético, o simulador de onda completa é utilizado para prever o desempenho da estrutura resultante, e então o algoritmo realiza refinamentos no projeto para conseguir os objetivos de desempenho desejados. Embora esta abordagem possa resultar em várias estruturas com novos e inesperados desempenhos, há algumas limitações. Em geral, configurações de banda larga conseguem menos ganho do que configurações de faixa estreita devido às configurações de banda larga possuírem menos elementos radiadores efetivos em sua configuração, que possui um tamanho físico fixo.

Outra versão de uma abertura reconfigurável utiliza a mesma abordagem conceitual de [68], mas implementa através de uma tecnologia diferente. Neste caso, plasmas semicondutores são utilizados para estruturar as antenas [69]. Ilhas de plasma de alta condutividade são formadas e controladas através de correntes DC injetadas em estruturas de diodos de silício de alta resistividade. Essencialmente, quando a polarização DC é momentaneamente suspensa, a abertura “desaparece”. Outra aplicação em direcionamento de feixe reconfigurável pode ser observada em [70].

## **4.7 Tópicos Práticos na Implementação de Antenas Reconfiguráveis**

Em muitos casos, a topologia da antena e sua respectiva aplicação oferecem uma restrição na escolha do mecanismo de reconfiguração. Há muitos fatores a serem considerados, como: velocidade de reconfiguração, consumo de potência, complexidade de fabricação, durabilidade, tempo de vida do dispositivo, complexidade de controle e tipos de polarização, peso, tamanho, custo e, principalmente, desempenho.

Em geral, mecanismos de reconfiguração mecânicos são mais lentos do que os mecanismos eletrônicos, mas eles podem ser mais versáteis na mudança de desempenho através de alterações físicas. As chaves MEMS oferecem melhor isolamento e menor consumo de potência em relação aos diodos PIN e os FETs, mas as MEMS ainda não competem com as chaves convencionais quando se trata de velocidade de chaveamento. Outros tipos de reconfiguração mecânica que requer movimento físico dos componentes da antena podem prover uma maior robustez na operação e serem menos complexas de construir, mas são mais sensíveis a vibrações [28].

### **4.7.1 Implementação do Mecanismo de Reconfiguração**

Uma vez escolhido o mecanismo de reconfiguração, sua inclusão na estrutura radiante se apresenta como um aspecto desafiador no desenvolvimento de antenas reconfiguráveis. De fato, há uma dificuldade em implementar o mecanismo de controle ou chaveamento nas antenas que foram originalmente desenvolvidas utilizando conexões aproximadas (curto-circuito e circuito aberto) para a prova do conceito de reconfigurabilidade.

Uma solução para o problema de implementação do mecanismo de reconfiguração é fabricar a antena e quaisquer elementos chaveadores na mesma etapa de fabricação.

### **4.7.2 Redes de Casamento de Impedância**

Alterações extremas na frequência de operação podem levar a alterações necessárias nas redes de casamento. Uma abordagem muito comum é tornar estas redes de casamento de impedância também reconfiguráveis. Vários grupos de pesquisa têm



desenvolvido novos circuitos de casamento que podem ser utilizados em conjunto com as antenas reconfiguráveis [71-73].

## **4.8 Conclusões**

Neste capítulo foi feita uma breve apresentação de como as antenas reconfiguráveis podem ser uma ótima alternativa para o projeto de antenas possuindo características ajustáveis. Foram apresentados alguns métodos de obtenção de reconfigurabilidade em frequência, em polarização e em diagrama de radiação e um breve levantamento bibliográfico foi realizado de algumas destas antenas reconfiguráveis.

# Capítulo 5

## Antena de Microfita com *Patch* Circular Reconfigurável

---

### 5.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada a antena reconfigurável em frequência desenvolvida neste trabalho. Ela é constituída por um *patch* circular circundado por um anel de microfita. Serão mostrados resultados obtidos em simulações e medições. Comparações entre os estados de reconfiguração são feitas e alguns parâmetros destas antenas são analisados.

### 5.2 Antena de Microfita com *Patch* Circular Reconfigurável utilizando um Anel Parasita

Para este trabalho foi desenvolvida uma antena de microfita reconfigurável constituída de um *patch* circular circundado por um anel parasita de microfita, como pode ser visto na figura 5.1.

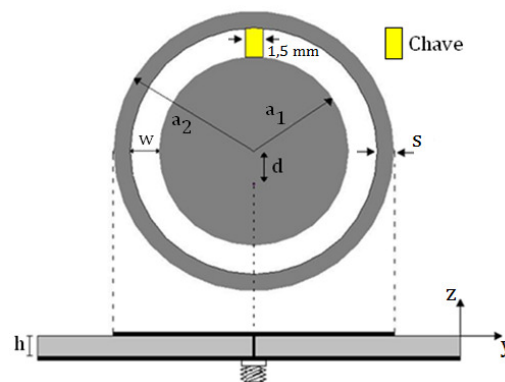


Figura 5.1 Geometria da antena de microfita com *patch* circular reconfigurável com anel parasita proposta neste trabalho.

Inicialmente foi desenvolvida uma antena com *patch* circular convencional, possuindo um raio  $a_1$ , onde esta apresenta uma frequência de ressonância para o modo dominante  $TM_{11}$  expressa pela equação (2.15), anteriormente mostrada, e re-escrita a seguir:

$$(f_r)_{110} = \frac{1,8412}{2\pi a_1 \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (5.1)$$

Em seguida, foi feita uma investigação através de simulações computacionais utilizando o software *Ansoft Designer v3* para a estrutura mostrada na figura 5.1. Para a reconfiguração foram utilizadas aproximações para a chave que interliga o *patch* central ao anel externo. Para a chave no estado “OFF” foi utilizada a aproximação de um circuito aberto, e o anel externo não está conectado ao *patch* central (figura 5.2 (a)). Neste caso a antena deve apresentar apenas uma frequência de ressonância associada ao seu raio  $a_1$ . Para a chave no estado “ON” foi utilizada uma aproximação de curto circuito apenas interligando o *patch* central ao anel externo (figura 5.2 (b)). Neste caso, duas frequências de operação estão associadas com o modo ressonante fundamental  $TM_{11}$  da antena de microfita circular convencional. Por esta razão, as duas frequências de operação são esperadas terem quase a mesma distribuição de corrente de superfície no *patch* excitado, levando a uma operação *dual-frequency* com as duas frequências possuindo características de radiação similares.

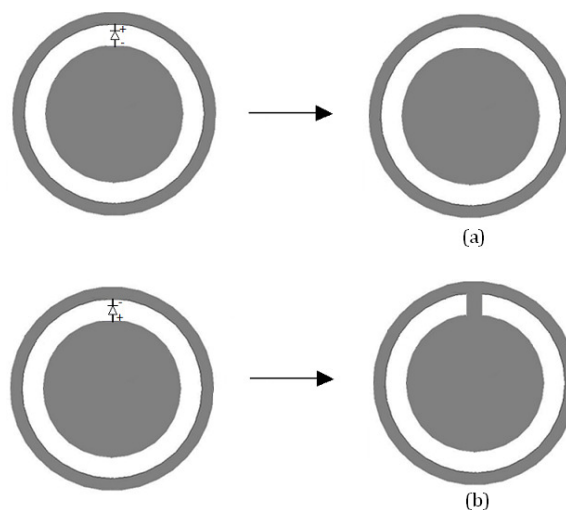


Figura 5.2 Aproximações utilizadas para o diodo PIN: (a) aproximação para a chave no estado “OFF” e (b) aproximação para a chave no estado “ON”.

### 5.2.1 Resultados Simulados e Medições

Foram realizadas simulações de alguns protótipos destas antenas no software *Ansoft Designer v3* seguidas das respectivas medições dos protótipos confeccionados. Para a confecção dos protótipos foi utilizado um substrato laminado de fibra de vidro com permissividade elétrica  $\epsilon_r = 4,4$  e espessura  $h = 1,57mm$ . Foi utilizada a alimentação utilizando *probe coaxial*.

A figura 5.3 mostra algumas vistas da configuração da antenna proposta gerada pelo software.

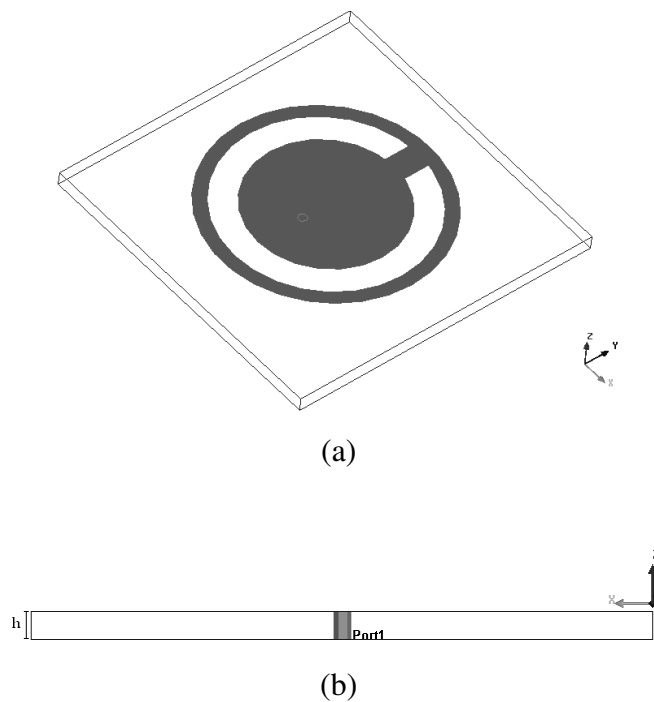


Figura 5.3 - Configuração da antenna proposta no Ansoft Designer v3: (a) vista superior e (b) vista lateral.

A tabela 5.1 mostra as características estruturais das antenas que foram utilizadas para as simulações e construídas para a realização das medições. Estes parâmetros estruturais podem ser visualizados na figura 5.1. O valor de  $d$  foi escolhido como sendo  $2,8 mm$ .

Tabela 5.1 Parâmetros Estruturais das Antenas Simuladas e Construídas.

<i>Antena</i>	$a_1$ (mm)	$w$ (mm)	$a_2$ (mm)	$d$ (mm)	<i>Estado da Chave</i>
01	8,25	1,5	11,25	2,8	<i>OFF</i>
02	8,25	1,5	11,25	2,8	<i>ON</i>
03	8,25	1,8	11,55	2,8	<i>OFF</i>
04	8,25	1,8	11,55	2,8	<i>ON</i>
05	8,25	2,0	11,75	2,8	<i>OFF</i>
06	8,25	2,0	11,75	2,8	<i>ON</i>
07	8,25	2,8	12,55	2,8	<i>OFF</i>
08	8,25	2,8	12,55	2,8	<i>ON</i>

### 5.2.1.1 Chaves no estado “OFF”

Inicialmente foi analisada a perda de retorno para as quatro antenas utilizando a aproximação da chave no estado “OFF” (veja a tabela 5.1). A figura 5.2 (a) mostra a aproximação para a chave no estado “OFF” utilizada neste trabalho tanto para as simulações como nas medições.

A figura 5.4 mostra os resultados obtidos para a perda de retorno da antena 01, que possui seus parâmetros estruturais mostrados na tabela 5.1. Pode-se notar uma concordância satisfatória entre o resultado simulado ( $f_r = 5,0526$  GHz) e o resultado medido ( $f_r = 4,997$  GHz), considerando valores de perda de retorno menores ou iguais a -10 dB.

A figura 5.5 mostra os resultados obtidos para a perda de retorno da antena 03, que possui seus parâmetros estruturais mostrados na tabela 5.1. O resultado medido para esta antena em particular não se mostraram satisfatórios.

A figura 5.6 mostra os resultados obtidos para a perda de retorno da antena 05, que também possui seus parâmetros estruturais mostrados na tabela 5.1. Pode-se notar uma concordância satisfatória entre o resultado simulado ( $f_r = 5,0526$  GHz) e o resultado medido ( $f_r = 4,977$  GHz).

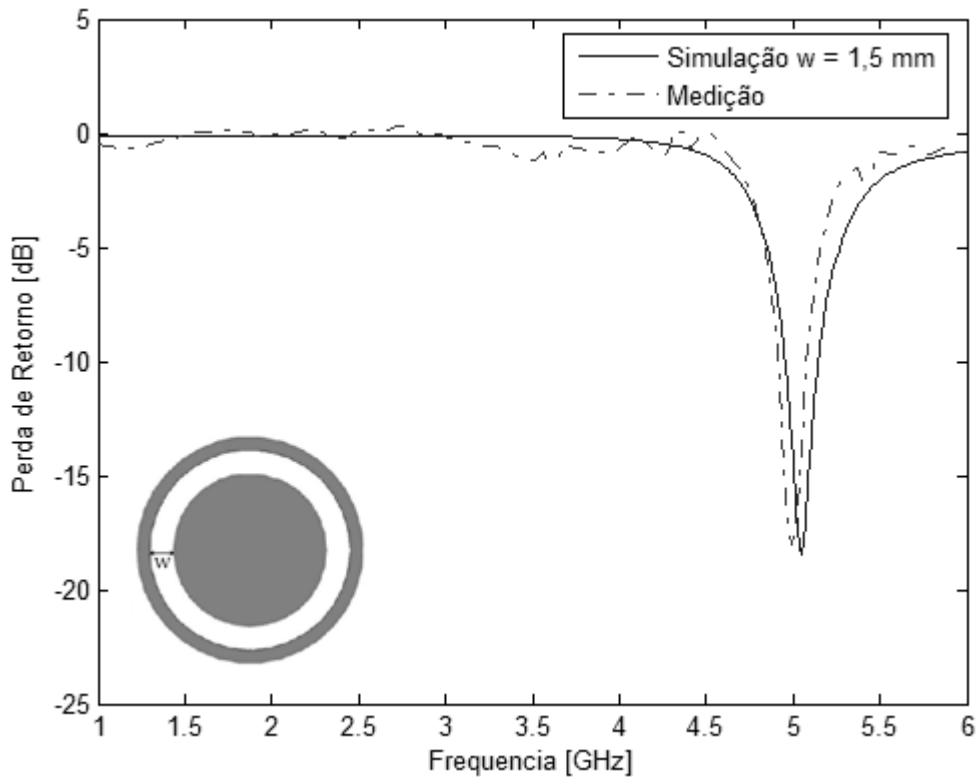


Figura 5.4 Simulação e medição da perda de retorno para a antena 01 ( $w = 1,5 \text{ mm}$ ).

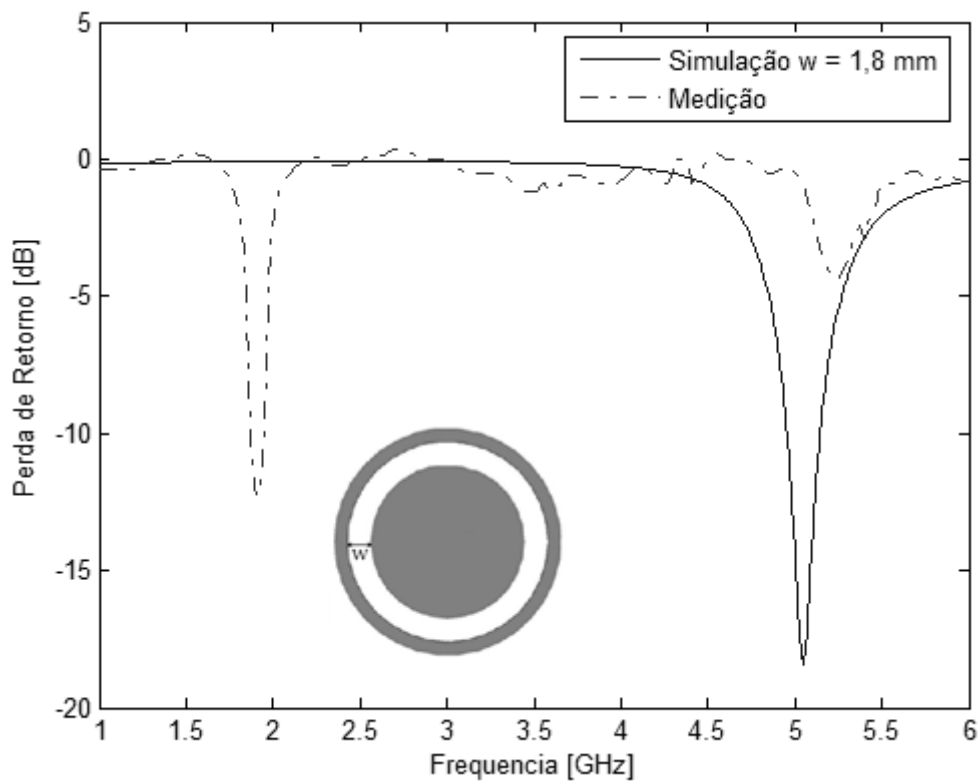


Figura 5.5 Simulação e medição da perda de retorno para a antena 03 ( $w = 1,8 \text{ mm}$ ).

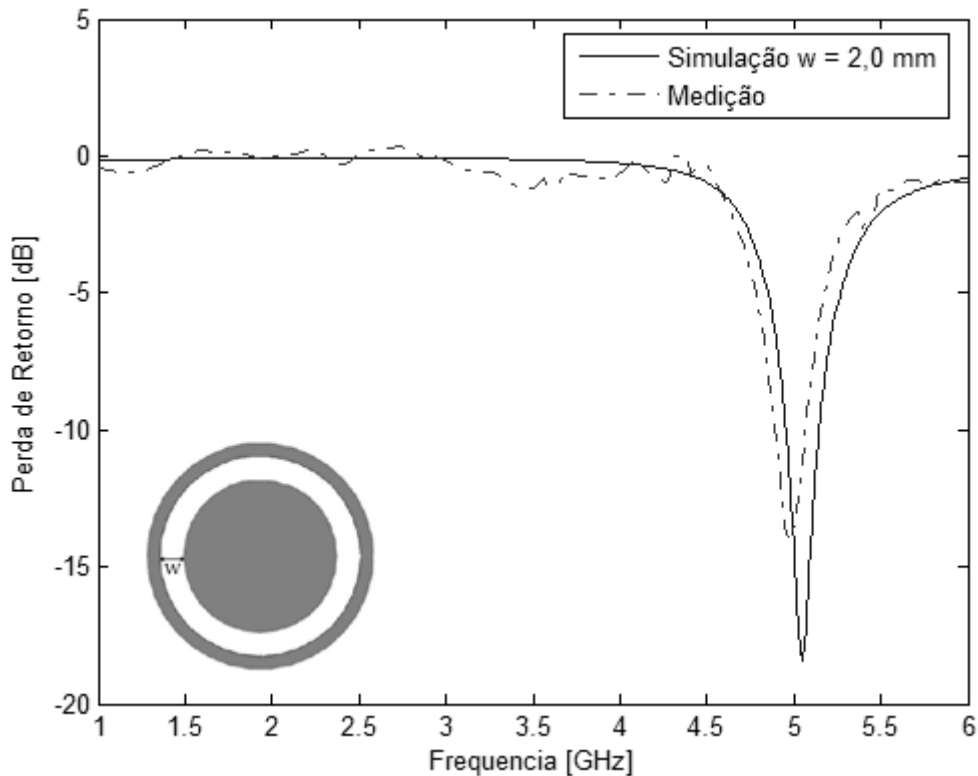


Figura 5.6 Simulação e medição da perda de retorno para a antena 05 ( $w = 2,0 \text{ mm}$ ).

A figura 5.7 mostra os resultados obtidos para a perda de retorno da antena 07, que possui seus parâmetros estruturais mostrados na tabela 5.1. Pode-se verificar uma boa concordância entre o resultado simulado ( $f_r = 5,0526 \text{ GHz}$ ) e o resultado medido ( $f_r = 4,997 \text{ GHz}$ ).

A figura 5.8 mostra uma comparação entre o resultado simulado e os resultados medidos das antenas com a chave no estado “OFF” (possuindo diferentes espaçamentos  $w$  entre o *patch* circular e o anel parasita). O resultado medido para a antena 03 não foi incluído nesta figura. Verificou-se que a inserção do anel parasita não alterou consideravelmente a frequência de ressonância, havendo apenas uma alteração na intensidade da perda de retorno.

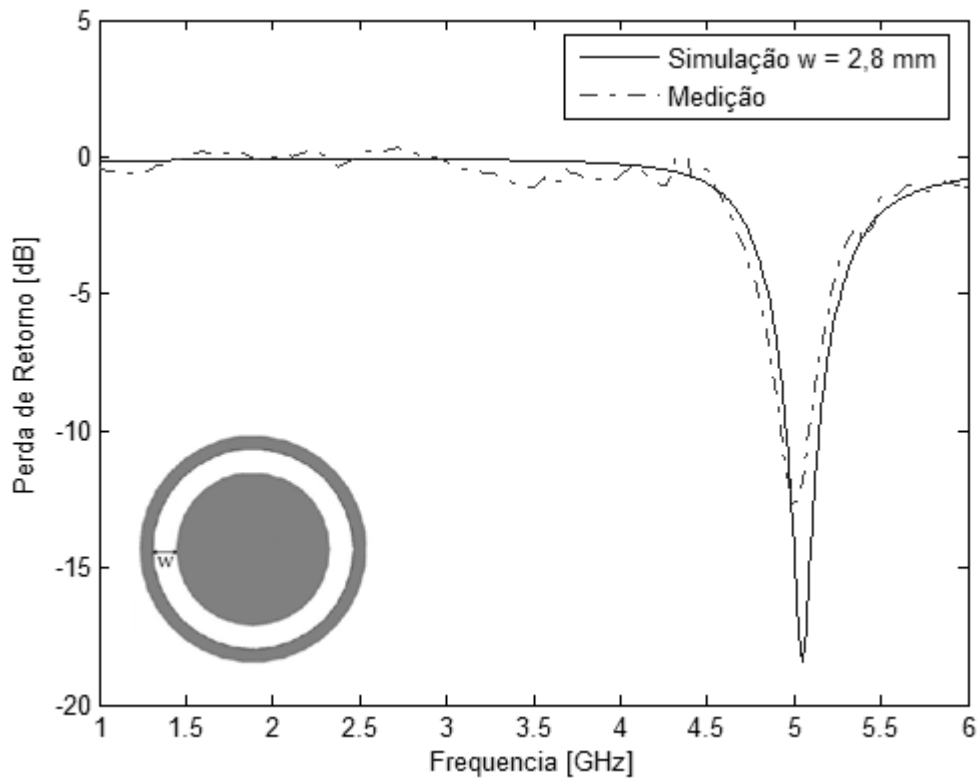


Figura 5.7 Simulação e medição da perda de retorno para a antena 07 ( $w = 2,8 \text{ mm}$ ).

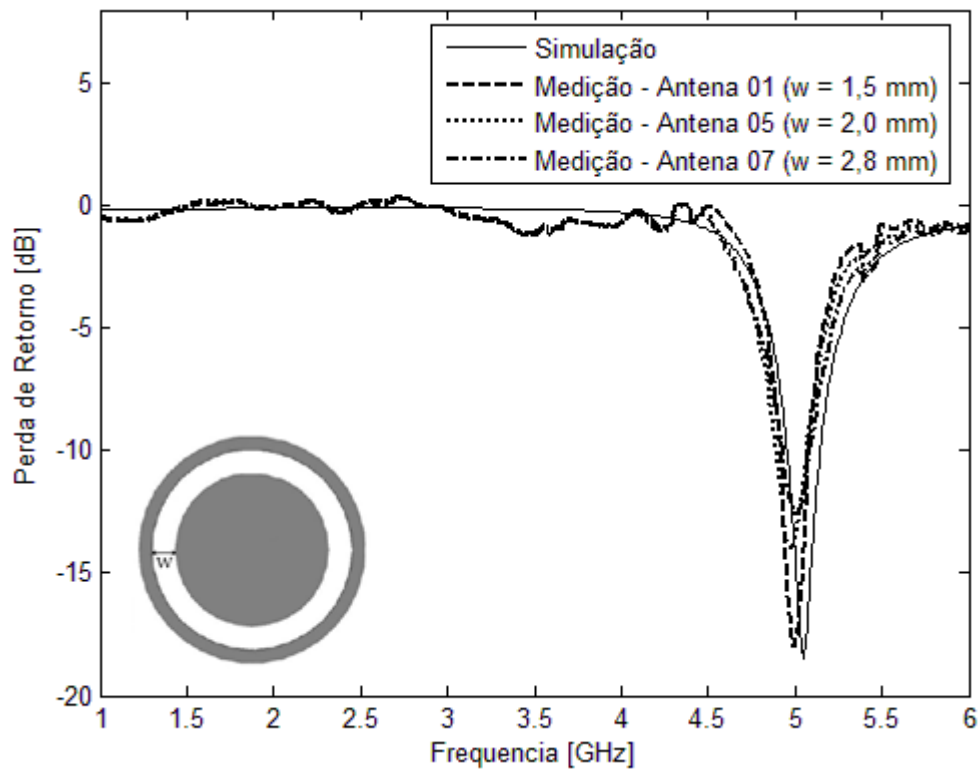


Figura 5.8 Comparação entre o resultado simulado e os resultados medidos para as antenas 01, 05 e 07.



A tabela 5.2 mostra a frequência de ressonância e a largura de banda das antenas utilizando a aproximação da chave no estado “OFF”. Também são mostrados os valores de erro entre as frequências de ressonância medidas e simuladas para estas antenas.

Tabela 5.2 Resultados obtidos para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado “OFF”.

<i>Antena</i>	$f_{sim}$ (GHz)	$f_{med}$ (GHz)	<i>Erro</i> (%)	<i>BW</i> (MHz)	<i>BW</i> (%)
01	5,0526	4,997	1,10	164,3	3,29
03	5,0526	-----	-----	-----	-----
05	5,0526	4,977	1,52	174,1	3,50
07	5,0526	4,997	1,10	161,5	3,23

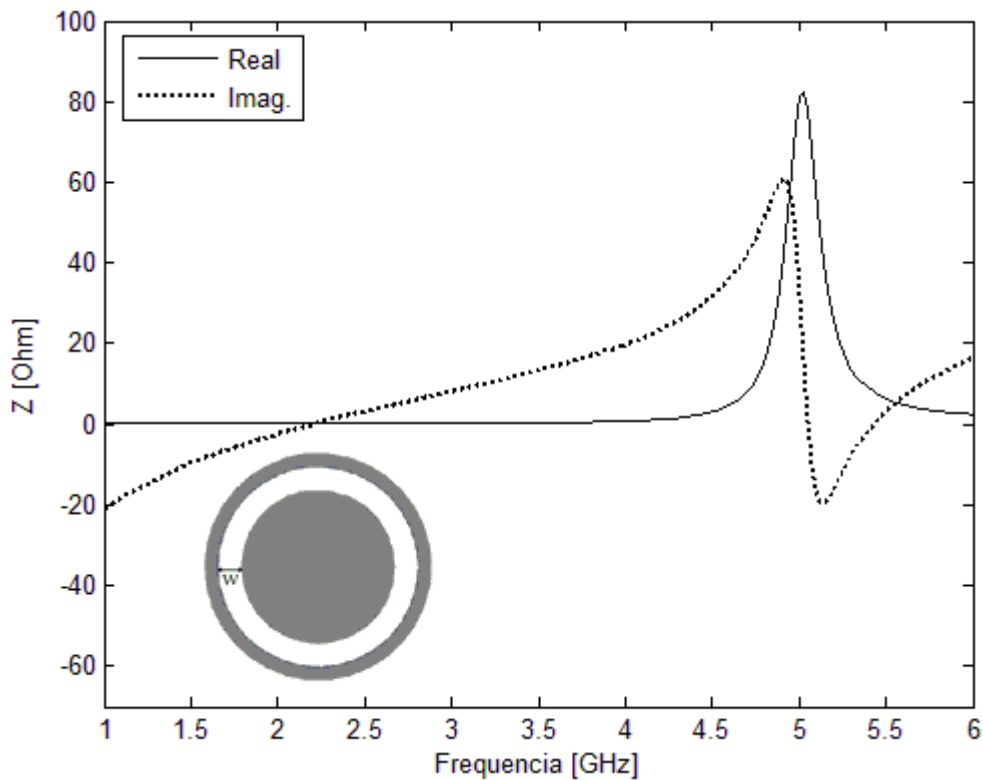


Figura 5.9 Componentes de Impedância para a simulação da antena 01.

A figura 5.9 mostra as componentes de impedância apresentada pela antena 01 em simulação. Podemos verificar que nas proximidades da frequência de ressonância ( $f = 5,0526 \text{ GHz}$ ) a antena apresenta a parte real da impedância próxima a  $50 \Omega$  e a

parte imaginária próxima a zero. Este comportamento verifica um satisfatório casamento de impedância da antena com a linha de alimentação coaxial, que também possui  $50 \Omega$  de impedância.

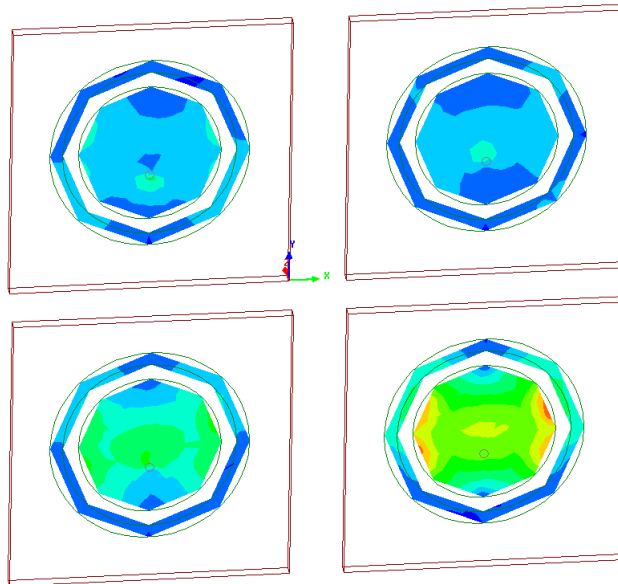


Figura 5.10 Simulação para a distribuição das correntes de superfície para a antena 01.

A figura 5.10 mostra a simulação para a distribuição de correntes na superfície do *patch* e do anel parasita para a antena 01. As quatro ilustrações mostram distribuições de corrente em momentos distintos.

A figura 5.11 ilustra a simulação do diagrama de radiação para o campo distante da antena 01 em sua frequência de ressonância  $f_{sim} = 5,0526 \text{ GHz}$ . Pode-se verificar que esta antena apresenta radiação máxima na direção normal ao *patch* (radiação *broadside*).

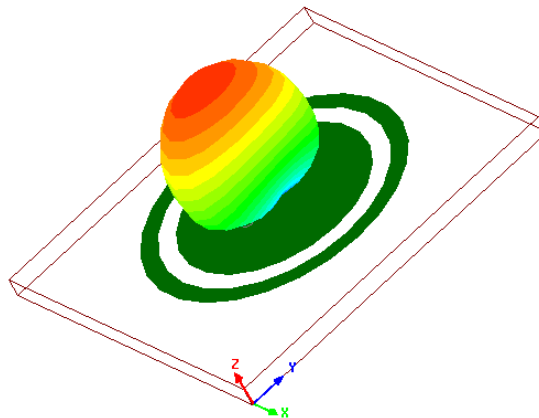


Figura 5.11 Simulação do diagrama de radiação para o campo distante para a antena 01.

### 5.2.1.2 Chaves no estado “ON”

Em seguida, foram realizadas simulações de quatro antenas reconfiguráveis utilizando a aproximação para a chave no estado “ON” (antenas 02, 04, 06 e 08 da tabela 5.1). A figura 5.2 (b) mostra a aproximação para a chave em “ON” utilizada. Em seguida estas antenas foram confeccionadas e medições foram realizadas.

A figura 5.12 mostra os resultados obtidos para a perda de retorno da antenna 02 que possui seus parâmetros estruturais mostrados na tabela 5.1. Um comportamento *dual-frequency* foi obtido nesta configuração e pode-se notar uma concordância satisfatória entre o resultado simulado ( $f_1 = 3,3333 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 5,1579 \text{ GHz}$ ) e o resultado medido ( $f_1 = 3,3253 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 5,0953 \text{ GHz}$ ).

A figura 5.13 mostra os resultados para a perda de retorno da antenna 04 (tabela 5.1). Foi obtida uma boa concordância entre o resultado simulado ( $f_1 = 3,2281 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 5,0526 \text{ GHz}$ ) e o resultado medido ( $f_1 = 3,1877 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 4,9773 \text{ GHz}$ ).

A figura 5.14 ilustra os resultados para a perda de retorno da antenna 06 (tabela 5.1). Uma boa concordância foi também obtida entre o resultado simulado ( $f_1 = 3,1579 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 5 \text{ GHz}$ ) e o resultado medido ( $f_1 = 3,0696 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 4,898 \text{ GHz}$ ).

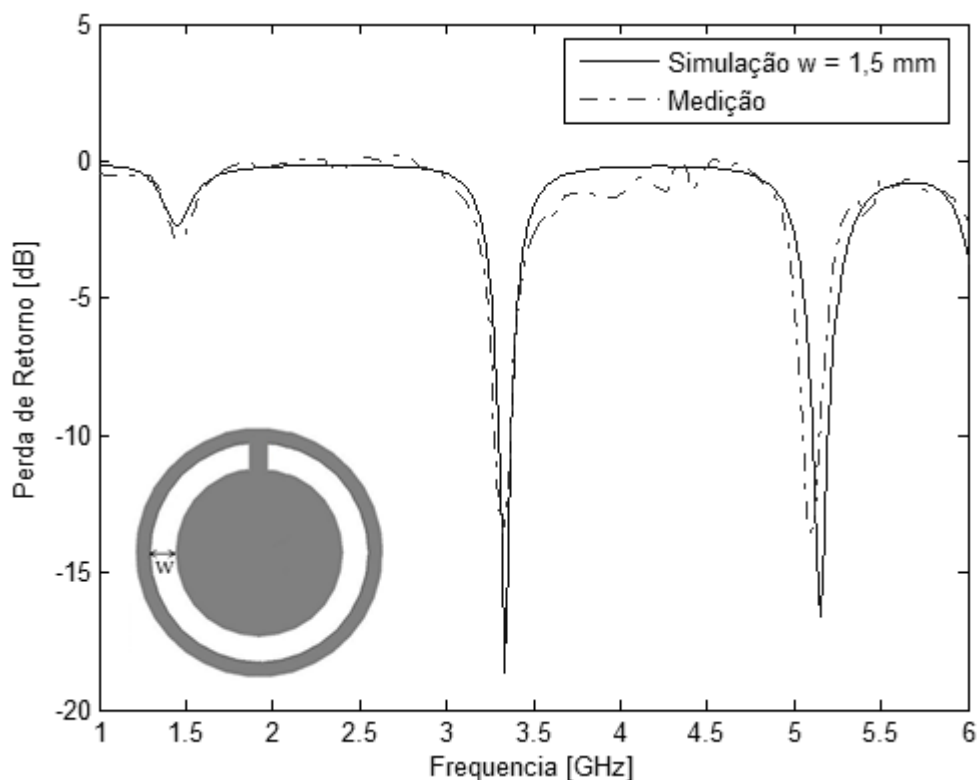


Figura 5.12 Simulação e medição da perda de retorno para a antenna 02.

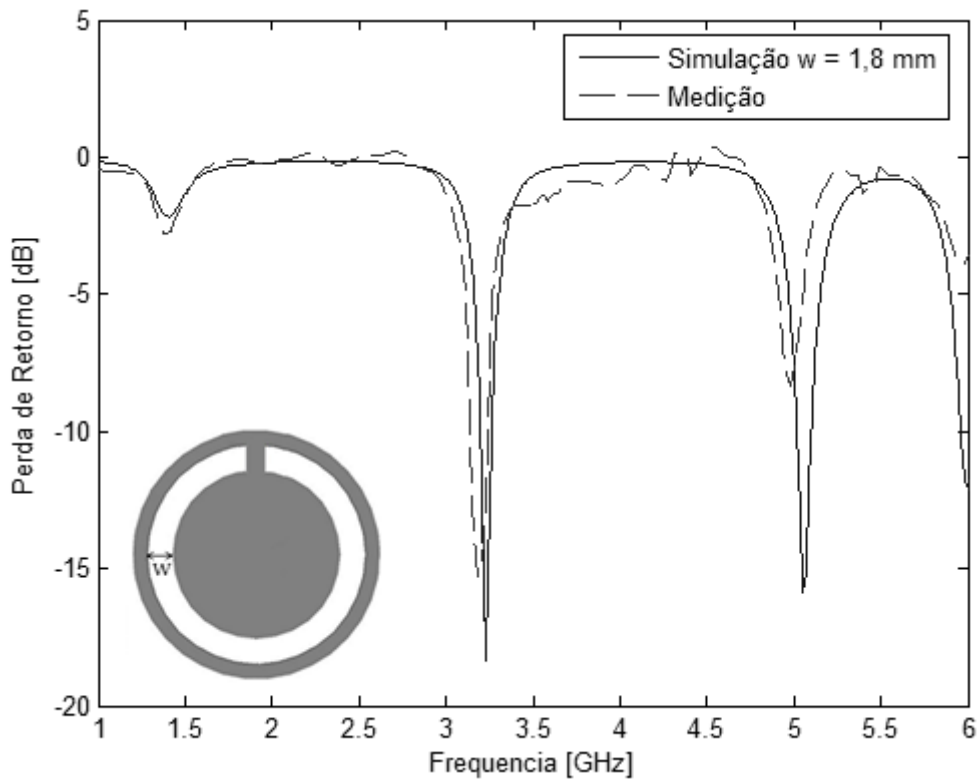


Figura 5.13 Simulação e medição da perda de retorno para a antena 04.

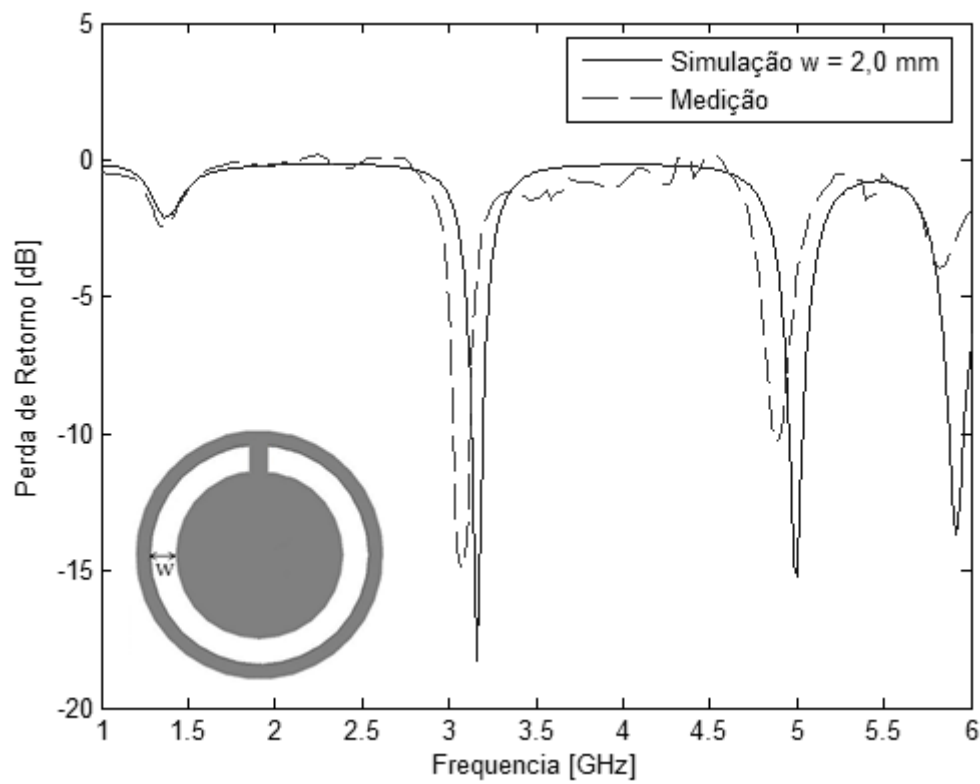


Figura 5.14 Simulação e medição da perda de retorno para a antena 06.

A figura 5.15 ilustra os resultados para a perda de retorno da antena 08 (tabela 5.1). Uma boa concordância foi também obtida entre o resultado simulado ( $f_1 = 2,9298 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 4,7368 \text{ GHz}$ ) e o resultado medido ( $f_1 = 2,9518 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 4,761 \text{ GHz}$ ).

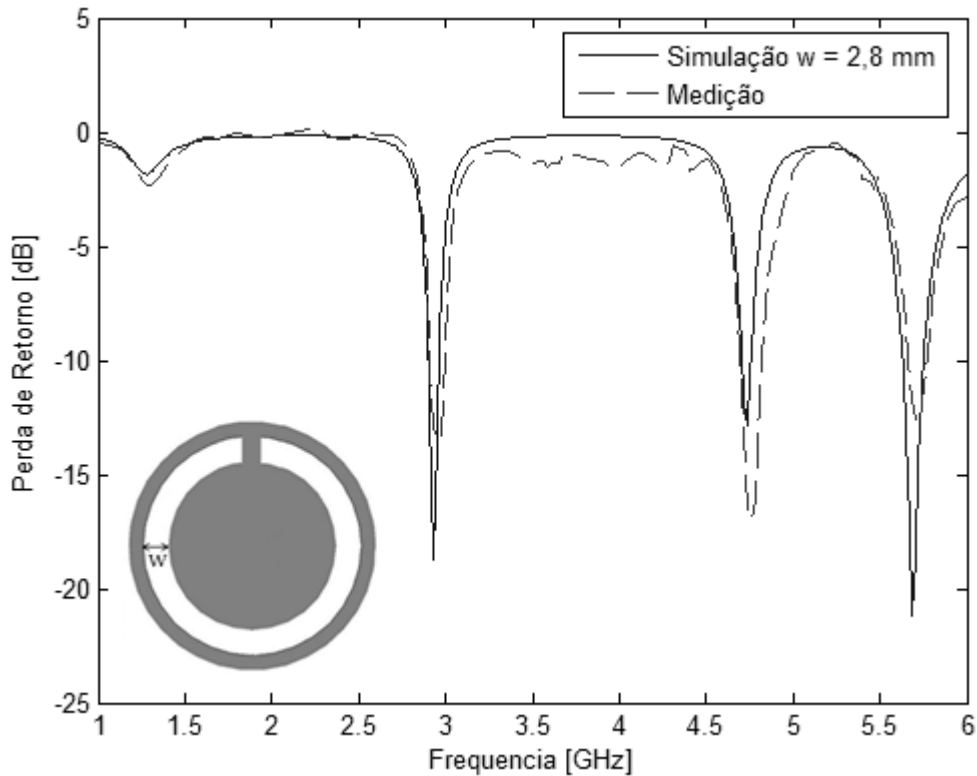


Figura 5.15 Simulação e medição da perda de retorno para a antena 08.

A figura 5.16 mostra os resultados medidos para as quatro antenas que apresentam a aproximação da chave para o estado “ON”. Pode-se verificar que neste caso há duas frequências de ressonância, quando analisadas até a frequência de 6 GHz. Nota-se também que o aumento de  $w$ , e conseqüente aumento do raio  $a_2$ , ocasiona uma redução de ambas as frequências de ressonância visualizadas nas medições.

A tabela 5.3 mostra os resultados para as frequências de ressonância das quatro antenas utilizando a aproximação da chave no estado “ON”. Também são mostrados os valores de erro entre os resultados simulados e os resultados medidos.

A tabela 5.4 mostra os valores de largura de banda ( $BW$ ) para as antenas caracterizadas na tabela 5.3. São mostrados os valores de largura de banda para as duas frequências de ressonância ( $f_1$  e  $f_2$ ) apresentadas por estas antenas

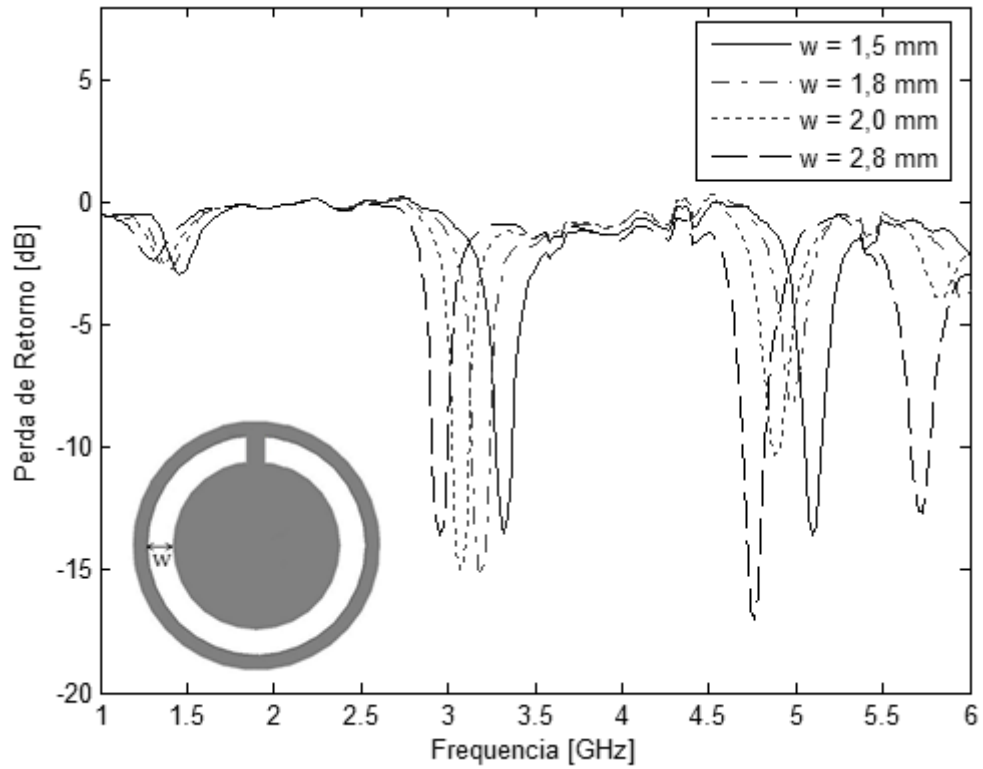


Figura 5.16 Resultados medidos para as antenas com a aproximação da chave para o estado “ON”.

Tabela 5.3 Resultados obtidos para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado “ON”.

Antena	$f_{1(sim)}$ (GHz)	$f_{1(med)}$ (GHz)	Erro (%)	$f_{2(sim)}$ (GHz)	$f_{2(med)}$ (GHz)	Erro (%)
02	3,3333	3,3253	0,24	5,1579	5,0953	1,21
04	3,2281	3,1877	1,25	5,0526	4,9773	1,49
06	3,1579	3,0696	2,80	5,0000	4,8980	2,04
08	2,9298	2,9518	0,75	4,7368	4,7610	0,51

Tabela 5.4 Valores de Largura de Banda ( $BW$ ) para as duas frequências de ressonância apresentadas pelas antenas confeccionadas.

Antena	Largura de Banda - $BW_{f_1}$ (MHz)	Largura de Banda - $BW_{f_1}$ (%)	Largura de Banda - $BW_{f_2}$ (MHz)	Largura de Banda - $BW_{f_2}$ (%)
02	93,8	2,82	100,8	1,98
04	98,5	3,09	-----	-----
06	96,2	3,13	33,9	0,69
08	88,3	2,99	124,8	2,62

A figura 5.17 mostra a simulação para as componentes de impedância (parte real e imaginária) apresentada pela antena 02. Pode-se verificar que nas proximidades das frequências de ressonância ( $f_1 = 3,3333 \text{ GHz}$  e  $f_2 = 5,1579 \text{ GHz}$ ) a antena apresenta a parte real da impedância próxima a  $50 \Omega$  e a parte imaginária próxima a zero. Este comportamento verifica o casamento de impedância da antena com a linha de alimentação, que também possui  $50 \Omega$  de impedância.

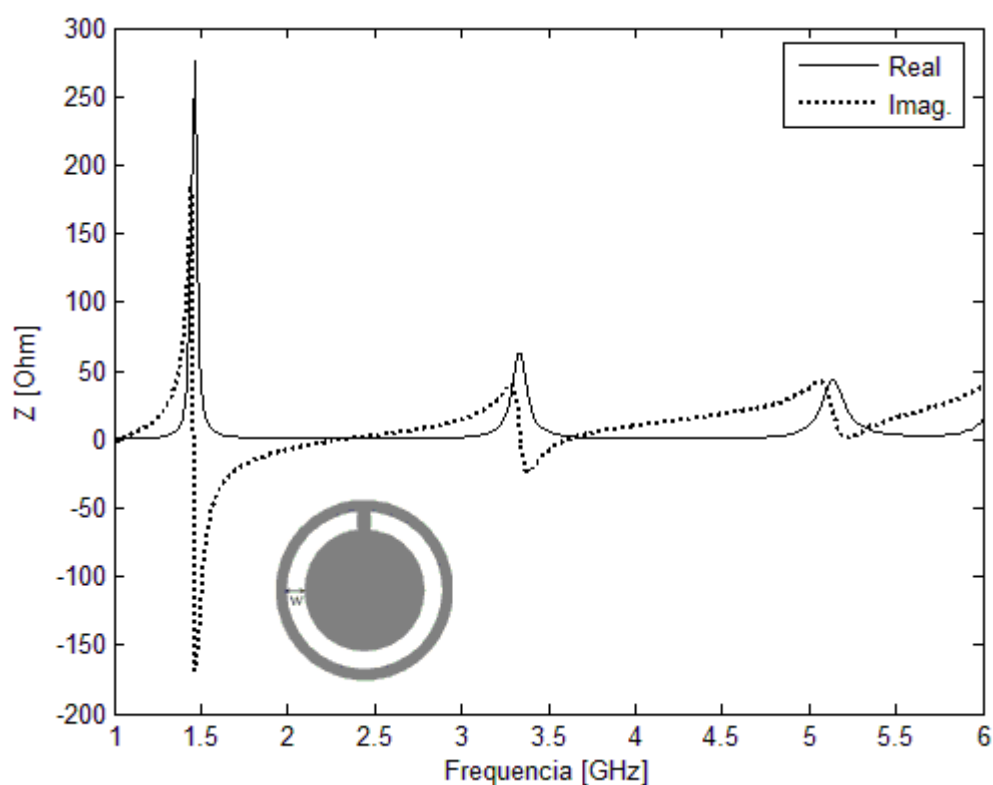


Figura 5.17 Componentes de impedância para a simulação da antena 02.

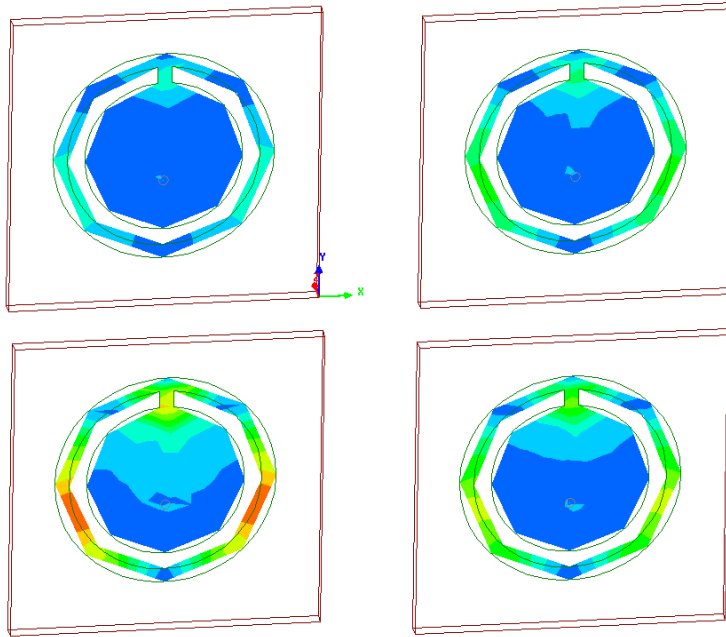


Figura 5.18 Simulação para a distribuição das correntes de superfície para a antena 02.

A figura 5.18 mostra a simulação para a distribuição de correntes na superfície do *patch* e do anel parasita para a antena 02 em sua primeira frequência de ressonância  $f_1 = 3,3333 \text{ GHz}$ . As quatro ilustrações mostram distribuições de corrente em momentos distintos.

A figura 5.19 ilustra a simulação do diagrama de radiação para o campo distante da antena 02 em sua primeira frequência de ressonância,  $f_1 = 3,3333 \text{ GHz}$ . Pode-se verificar que esta antena apresenta radiação máxima na direção normal ao *patch* (radiação *broadside*).

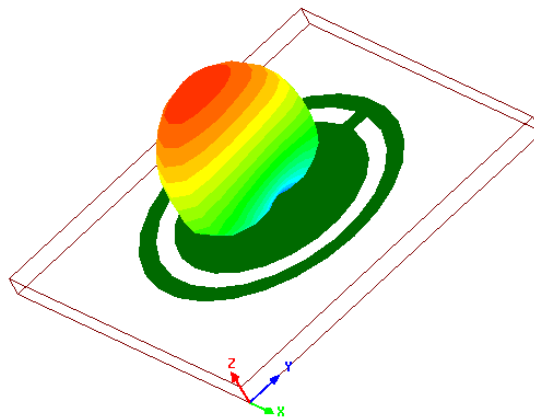


Figura 5.19 Simulação do diagrama de radiação para o campo distante para a antena 02 na sua primeira frequência de ressonância ( $f_1 = 3,3333 \text{ GHz}$ ).



A figura 5.20 mostra a simulação do diagrama de radiação para o campo distante da antena 02 em sua segunda frequência de ressonância,  $f_2 = 5,1579 \text{ GHz}$ . Pode-se verificar que esta antena também apresenta radiação máxima na direção normal ao *patch* (radiação *broadside*). Pode-se também observar que há um aumento da largura de feixe neste caso.

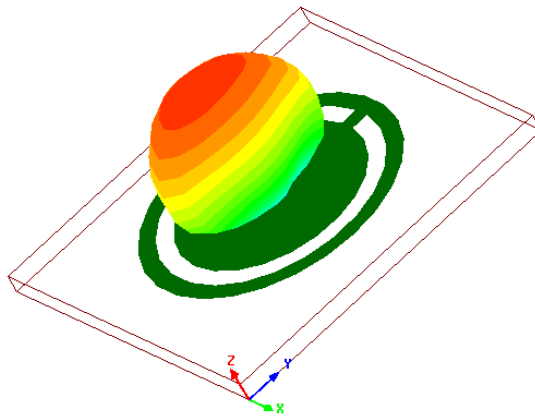


Figura 5.20 Simulação do diagrama de radiação para o campo distante para a antena 02 em sua segunda frequência de ressonância ( $f_2 = 5,1579 \text{ GHz}$ ).

### 5.2.1.3 Análise Comparativa entre os estados “OFF” e “ON”

Em face dos resultados apresentados nas seções anteriores tanto em simulações como em medições, pode-se concluir que:

- Para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado “OFF” a frequência de ressonância apresentada (figura 5.8) está relacionada ao raio  $a_1$  do *patch*, podendo esta frequência ser obtida utilizando a expressão 5.1;
- O anel de microfita para as antenas com a chave no estado “OFF” não interferiu de maneira considerável em suas frequências de ressonância (figura 5.8) pois não há conexão entre o *patch* e o anel de microfita para estas configurações;
- Para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado “ON” (figura 5.16) foi obtido um comportamento *dual-frequency*, onde estas duas frequências de ressonância estão relacionadas aos raios  $a_1$  e  $a_2$  destas antenas;

- O diagrama de radiação para o campo distante não se altera consideravelmente quando se compara a antena utilizando a aproximação da chave no estado “*OFF*” e a aproximação da chave no estado “*ON*” (figura 5.11 para a antena 01 e as figuras 5.19 e 5.20 para a antena 02). Esta é uma característica relevante, pois o objetivo principal ao se desenvolver uma antena reconfigurável em frequência é que esta reconfiguração não interfira em outros parâmetros como, por exemplo, o diagrama de radiação;
- A reconfiguração do estado “*OFF*” para o estado “*ON*” ocasiona uma redução na largura de banda (*BW*) (note as tabelas 5.2 e 5.4, respectivamente).

A figura 5.21 mostra a comparação entre as medições das antenas 01 e 02 (tabela 5.1). Podemos observar que para a chave no estado “*OFF*” a antena apresenta uma frequência de ressonância associada ao raio do *patch* circular ( $a_1$ ). Para a chave no estado “*ON*” a antena apresenta duas frequências de ressonância, uma relacionada com o raio do *patch* ( $a_1$ ) e outra relacionada ao raio do anel de microfita ( $a_2$ ).

A figura 5.22 mostra a comparação entre as medições das antenas 05 e 06 (tabela 5.1). O mesmo comportamento apresentado anteriormente é confirmado nesta figura.

A figura 5.23 mostra a comparação entre as medições das antenas 07 e 08 (tabela 5.1). Para a chave no estado “*OFF*” a antena apresenta uma frequência de ressonância associada ao raio do *patch* ( $a_1$ ). Para a chave no estado “*ON*” a antena apresenta duas frequências de ressonância, uma associada ao raio do *patch* ( $a_1$ ) e outra relacionada ao raio do anel de microfita ( $a_2$ ).

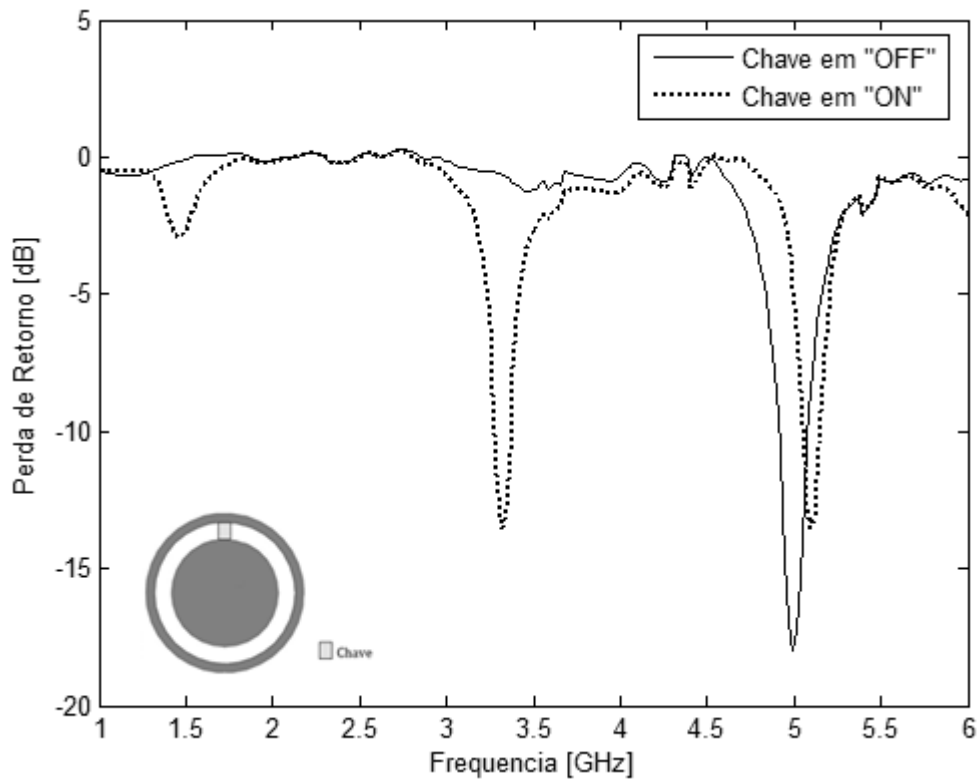


Figura 5.21 Comparação entre os resultados medidos para a antena 01 (estado “OFF”) e para a antena 02 (estado “ON”).

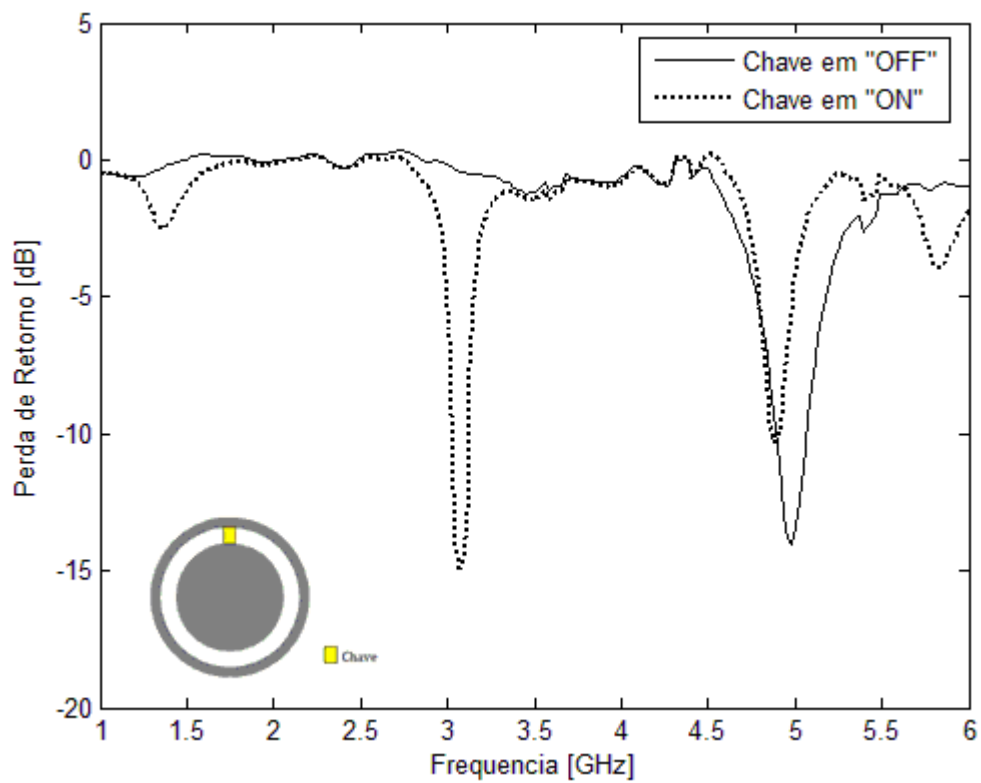


Figura 5.22 Comparação entre os resultados medidos para a antena 05 (estado “OFF”) e para a antena 06 (estado “ON”).

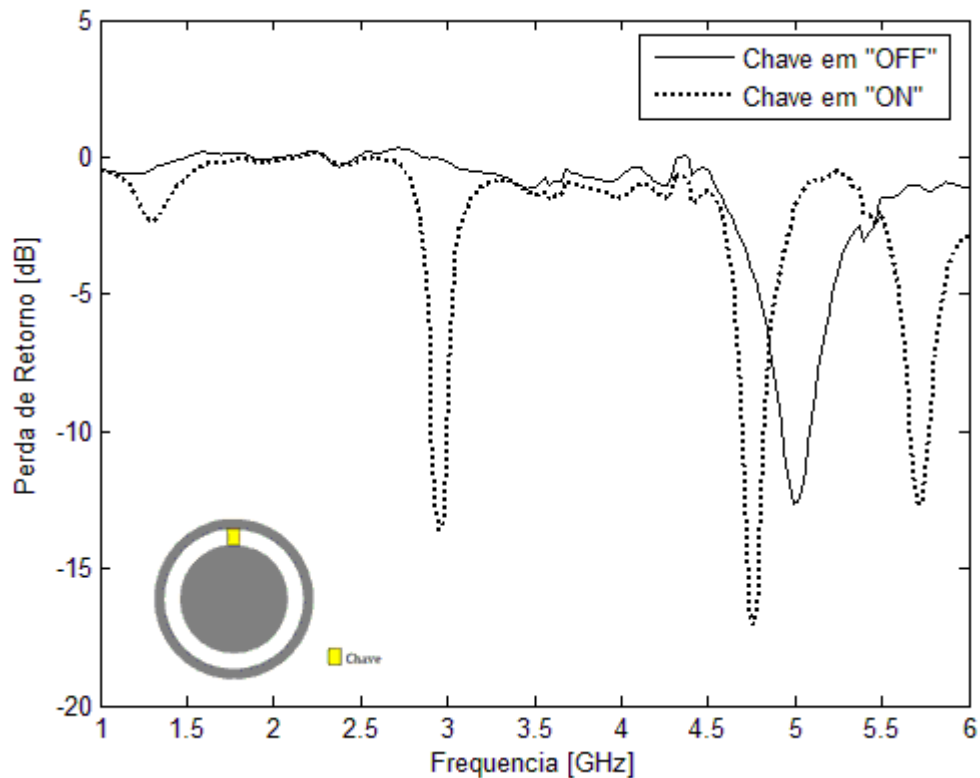


Figura 5.23 Comparação entre os resultados medidos para a antena 07 (estado “OFF”) e para a antena 08 (estado “ON”).

A figura 5.24 mostra o efeito da variação do parâmetro estrutural  $w$  no comportamento das frequências apresentadas tanto utilizando a aproximação para a chave no estado “OFF” como no estado “ON”. Os outros parâmetros estruturais destas antenas podem ser verificados na tabela 5.1.

A figura 5.25 mostra a variação dos valores da razão entre as frequências  $f_2$  e  $f_1$  com a alteração do parâmetro estrutural  $w$  obtidas para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado “ON”. Estes valores mostram a separação entre estes valores de frequência.

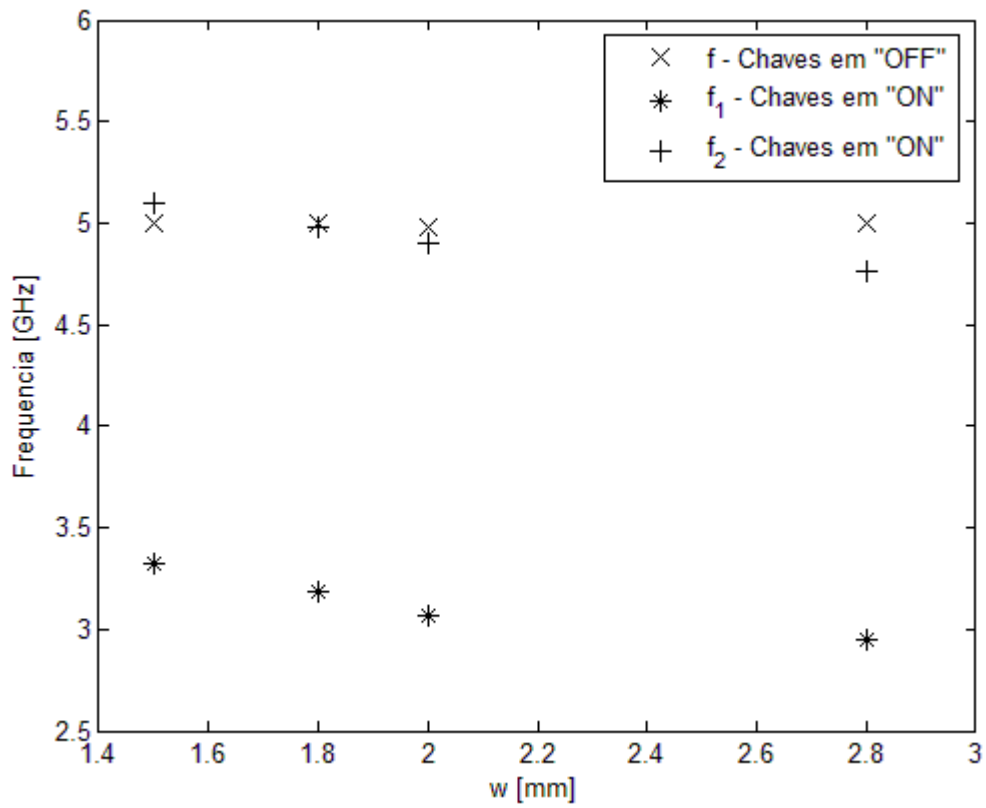


Figura 5.24 Frequências de ressonância medidas em função do parâmetro estrutural  $w$ .

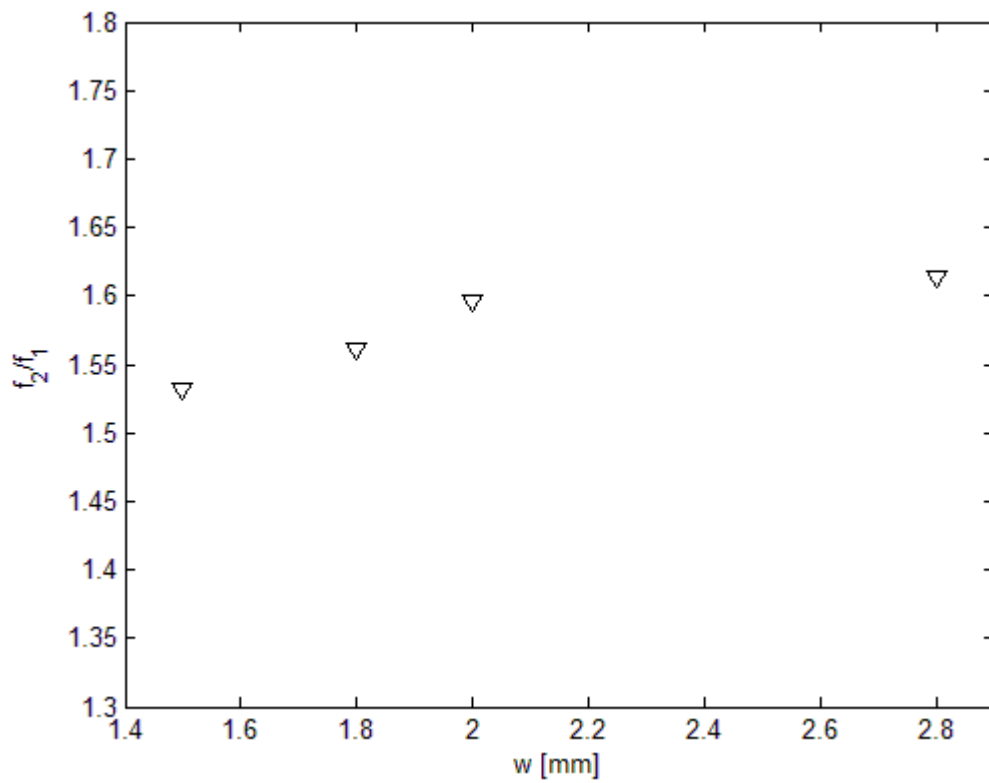


Figura 5.25 Razão entre as frequências  $f_2$  e  $f_1$  para as antenas utilizando a aproximação da chave no estado "ON".

A figura 5.26 mostra o diagrama de radiação 3D simulado para a antena 01 na sua frequência de ressonância ( $f = 5,0526 \text{ GHz}$ ). Esta antena utiliza a aproximação para a chave no estado “OFF”. O diagrama apresentado possui radiação máxima na direção normal ao *patch*, que se localiza no plano *xy*.

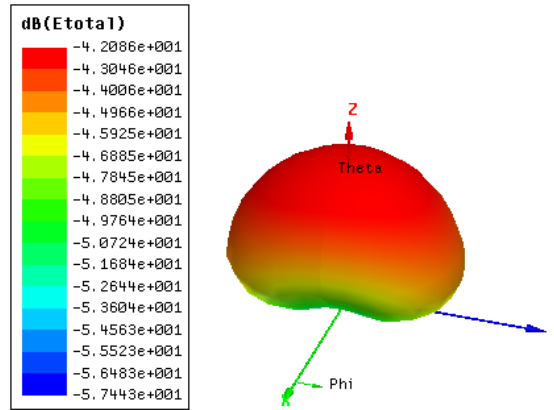


Figura 5.26 Diagrama de radiação 3D simulado para a antena 01 (estado “OFF”).

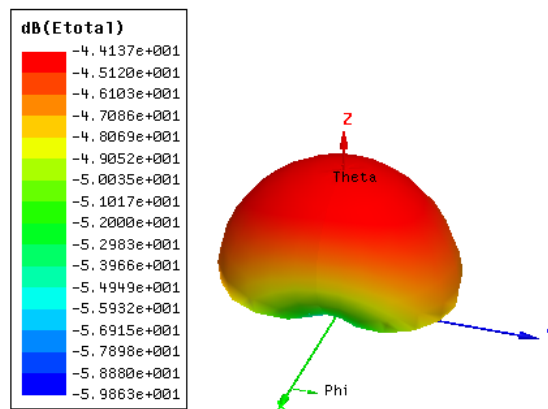


Figura 5.27 Diagrama de radiação 3D simulado para a antena 02 (estado “ON”, em  $f_1 = 3,3333 \text{ GHz}$ ).

A figura 5.27 mostra o diagrama de radiação 3D simulado para a antena 02 em sua primeira frequência de ressonância ( $f_1 = 3,3333 \text{ GHz}$ ). Esta antena utiliza a aproximação para a chave no estado “ON”. O diagrama mostrado também possui radiação máxima na direção normal ao *patch*.

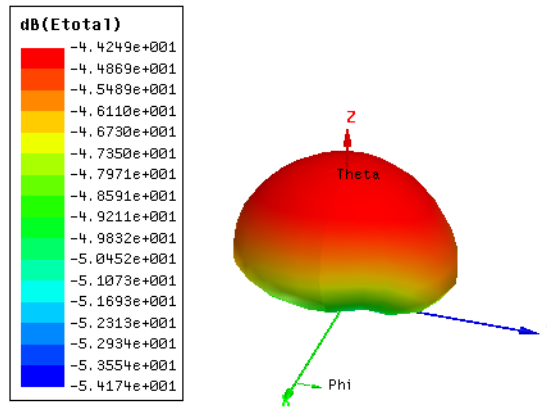


Figura 5.28 Diagrama de radiação 3D simulado para a antena 02 (estado “ON”, em  $f_2 = 5,1579 \text{ GHz}$ ).

A figura 5.28 mostra o diagrama de radiação 3D simulado para a antena 02 em sua segunda frequência de ressonância ( $f_2 = 5,1979 \text{ GHz}$ ). Esta antena utiliza a aproximação para a chave no estado “ON”. O diagrama mostrado também possui radiação máxima na direção normal ao *patch*.

Portanto, a reconfiguração da antena entre os estado “OFF” e “ON” das chaves não altera consideravelmente seu diagrama de radiação. Os três diagramas apresentam pequenas diferenças em intensidade de campo, que podem ser verificadas nos valores mostrados ao lado do diagrama.

### 5.3 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos por simulações e medições da antena de microfita reconfigurável proposta neste trabalho. Foram feitas análises de alguns parâmetros apresentados por estas antenas, como perda de retorno, impedância, largura de banda e diagrama de radiação. Os resultados se mostraram satisfatórios e a reconfiguração em frequência foi obtida sem alterações significativas nas características de radiação das antenas.

# Capítulo 6

## Superfícies Seletivas de Frequência Reconfiguráveis

---

### 6.1 Introdução

Nas últimas décadas têm-se adotado as superfícies seletivas de frequência em aplicações como sistemas multibanda, janelas de frequência em radomes e aplicações em guias de onda [75-77]. Em muitas aplicações de FSS a geometria e os parâmetros do material são projetados para produzir respostas em frequência estáticas.

Desenvolvimentos recentes têm destacado as FSSs reconfiguráveis possuindo respostas em frequência sintonizáveis ou chaveadas. No caso de uma FSS reconfigurável com diodos chaveadores, a frequência de ressonância pode ser ajustada alterando o comportamento dos diodos para transmitir ou refletir ondas eletromagnéticas [78,79]

### 6.2 Elementos de FSS

Uma FSS é um arranjo periódico de elementos em formato de *patch* ou de abertura. Como ilustrado na figura 6.1 (a) a FSS com aberturas trabalha similarmente a um filtro passa-faixa, enquanto a FSS com *patches* (figura 6.1 (b)) funciona como um filtro rejeita-faixa. As FSSs podem ainda ser categorizadas como anteparo-fino ou anteparo-espesso, dependendo da espessura do elemento. O entendimento de uma FSS anteparo-fino, usualmente, refere-se a um anteparo com elementos do tipo circuito impresso, que tem espessura menor que  $0,001\lambda$ , onde  $\lambda$  é o comprimento de onda para a frequência de ressonância do anteparo. Em geral, a FSS anteparo-fino é leve, de pequeno volume e pode ser fabricada com baixo custo, empregando tecnologia convencional de fabricação de circuito impresso. Por outro lado, a FSS anteparo-



espesso é pesada e sua fabricação requer manuseio preciso de um bloco de metal espesso [78, 82].

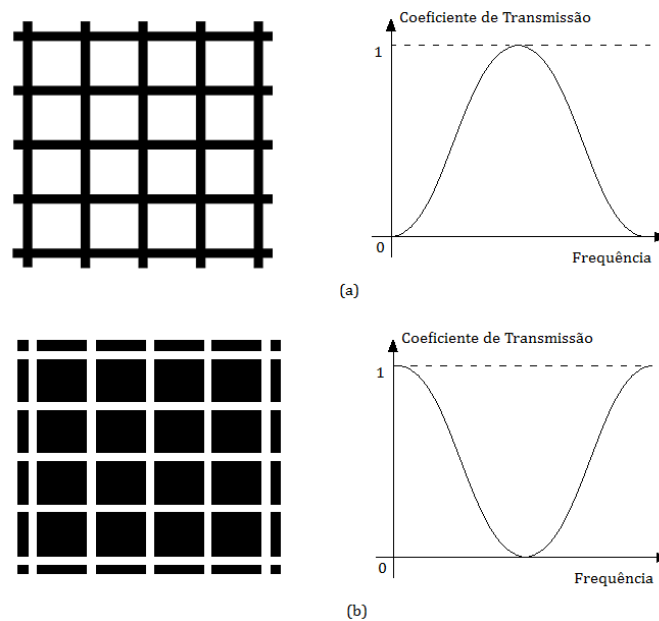


Figura 6.1 Tipos de elemento de FSS: (a) abertura (filtro passa-faixa) e (b) *patch* (filtro rejeita-faixa).

### 6.2.1 Formatos de Elementos

A figura 6.2 ilustra alguns dos formatos mais comuns de elementos para FSS: circular, dipolo, dipolo cruzado, cruz de Jerusalém, anel, espira quadrada e espira quadrada com grade.

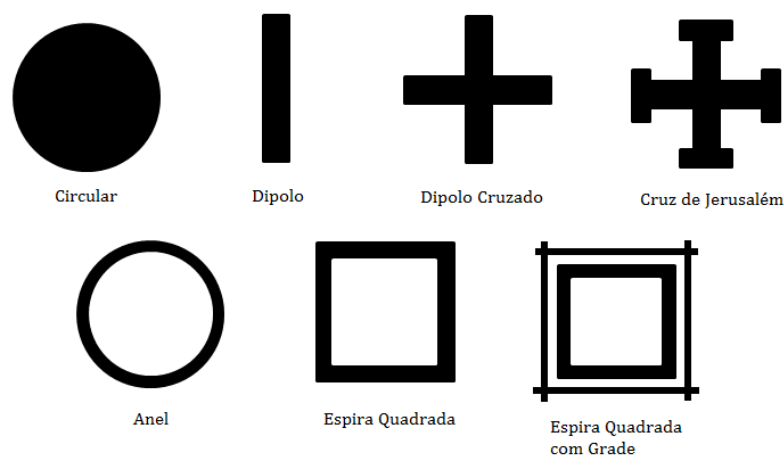


Figura 6.2 Formatos de Elementos para FSS.

### **6.2.2 Tamanho do Elemento**

Quando um elemento em forma de dipolo de fita, tal como mostrado na figura 6.2, é iluminado por uma fonte RF, e se o comprimento do dipolo é múltiplo de meio comprimento de onda, o dipolo ressoará e espalhará a energia. Quando dipolos estão dispostos em um arranjo, a energia re-irradiada de todos os elementos será direcionada coerentemente como se uma reflexão estivesse ocorrendo, onde o ângulo de reflexão é igual ao ângulo de incidência. Isto ocorre porque as correntes induzidas na superfície do elemento têm um atraso de fase relativo a estes elementos adjacentes. Este atraso de fase faz o espalhamento das ondas de todos os elementos ser coerente com a direção de reflexão.

Para elementos na forma de espiras quadradas e espiras circulares, a ressonância ocorre quando o comprimento de cada meia espira é um múltiplo de meio comprimento de onda. O comprimento da espira, desta forma, precisa ser um múltiplo de um comprimento de onda. Para finalizar, a medida da circunferência de uma espira circular para aplicações em FSS deve ter um comprimento de onda. Para uma espira circular impressa em um substrato dielétrico, o comprimento elétrico da circunferência deve ser de um comprimento de onda efetivo, enquanto que a dimensão da circunferência deve ser menor que um comprimento de onda no espaço livre [78].

## **6.3 Técnicas de Análise**

Vários métodos têm sido utilizados para analisar FSSs. Um dos métodos mais simples é o modelo do circuito equivalente. Nesta análise os vários segmentos em forma de fita que formam o elemento em um arranjo periódico são modelados como componentes indutivos e capacitivos em uma linha de transmissão. A partir da solução deste circuito, os coeficientes de transmissão e de reflexão da FSS são encontrados.

Outro método empregado é o método da expansão modal, que permite uma análise capaz de fornecer detalhes das repostas da frequência e da polarização, junto com o entendimento físico da sua operação. Quando do uso do método dos momentos no domínio espectral pela técnica anterior, é verificado um grande esforço computacional, sendo desaconselhável para a análise de FSS com elementos mais complexos, como por exemplo, espiras quadradas duplas [78].

## 6.4 Técnica de Medição

Vários métodos têm sido usados para medir as propriedades de transmissão e reflexão em superfícies seletivas de frequência. O *setup* de medição utiliza antenas tipo corneta de ganho padrão como antenas transmissoras e receptoras, como mostra a figura 6.3.

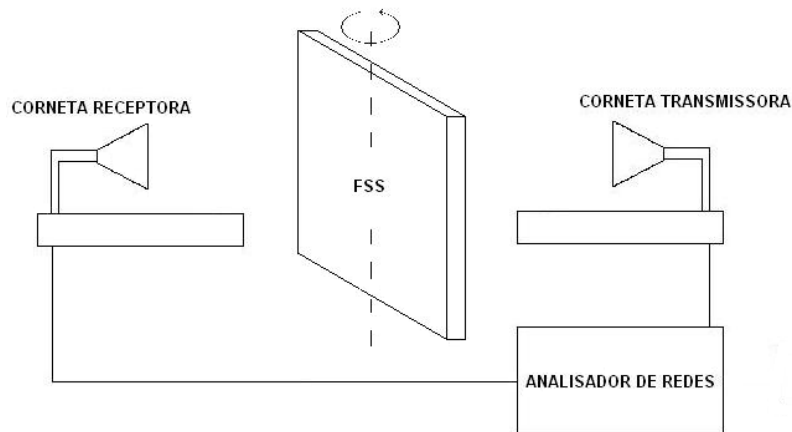


Figura 6.3 *Setup* de medição para FSS.

O *setup* mostrado na figura 6.3 foi utilizado na medição da FSS dipolo que foi confeccionada para este trabalho.

## 6.5 Superfícies Seletivas de Frequência Reconfiguráveis

As superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis têm sido utilizadas como filtros espaciais para frequências de microondas. Com dispositivos eletrônicos inseridos nas células periódicas, as superfícies seletivas de frequência são capazes de alterar suas funcionalidades [80, 81].

Neste trabalho serão mostrados alguns exemplos de simulações para superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis. Serão utilizadas aproximações para as chaves, tanto para o estado “*ON*” como para o estado “*OFF*”.

### 6.5.1 FSS Dipolo Reconfigurável

Este tipo de FSS reconfigurável é ilustrado na figura 6.4. São mostradas as aproximações para a configuração da chave no estado “*OFF*” e para a chave no estado “*ON*”. A aproximação consiste em considerar o estado reversamente polarizado do

diodo PIN como um circuito aberto, como mostra a figura 6.4 (a). Note a pequena conexão na figura 6.4 (b) para a aproximação do estado “ON”.

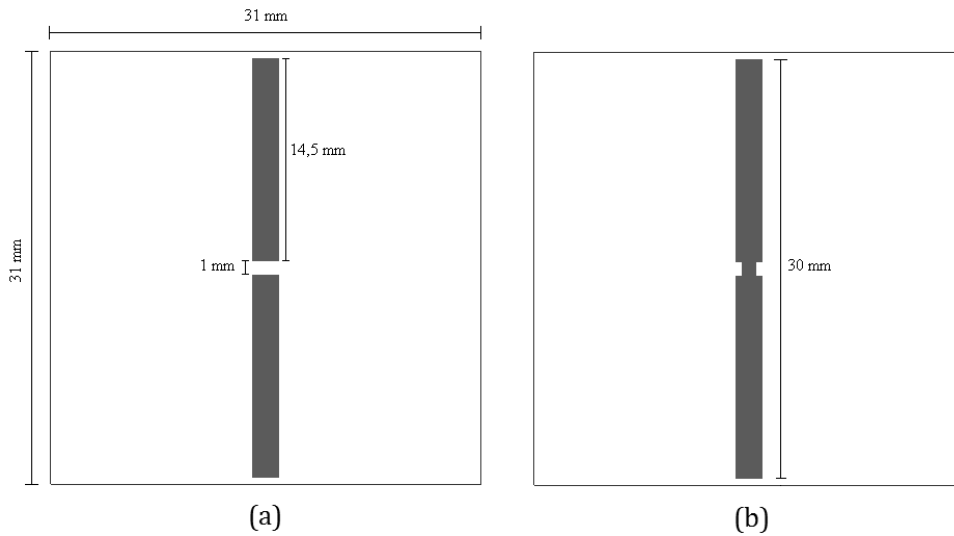


Figura 6.4 FSS dipolo reconfigurável: (a) célula unitária com aproximação da chave no estado “OFF”, (b) célula unitária com aproximação da chave no estado “ON”.

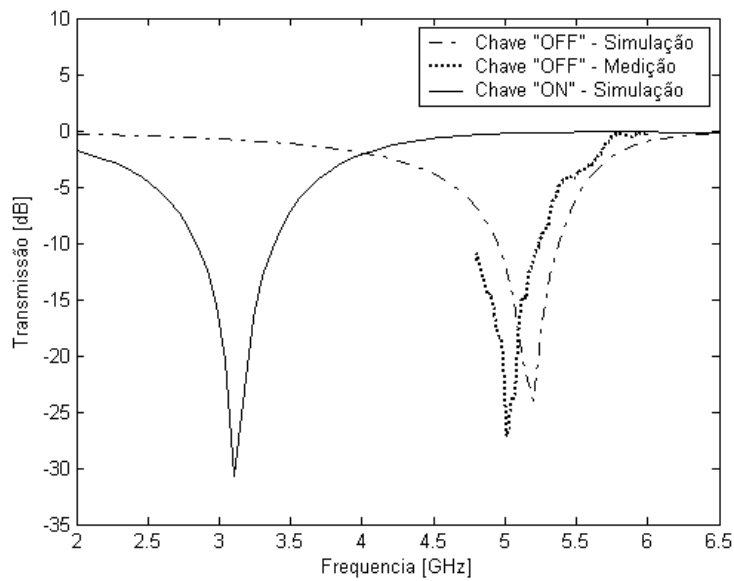


Figura 6.5 Características de transmissão para a FSS dipolo reconfigurável mostrada na figura 6.4.

A figura 6.5 mostra as características de transmissão para as configurações de FSS dipolo mostradas na figura 6.4. Os resultados simulados mostram que a reconfiguração para o estado “ON” desloca a faixa de rejeição apresentada pela FSS no estado “OFF”. Foram confeccionadas duas estruturas de FSS dipolo, cada uma

contendo uma das aproximações mostradas na figura 6.3, mas foi realizada a medição apenas da FSS com a aproximação da chave no estado “OFF”. A estrutura foi construída em um substrato de fibra de vidro ( $\epsilon_r = 4,4$ ) possuindo espessura  $h = 1,6$  mm. Uma concordância satisfatória foi obtida para este caso.

### 6.5.2 FSS Abertura Anelar Reconfigurável

Este tipo de FSS reconfigurável é ilustrado na figura 6.6. São mostradas as aproximações para a configuração da chave no estado “OFF” e para a chave no estado “ON”. A figura 6.6 (a) mostra a aproximação utilizada para a chave no estado “OFF” e a figura 6.6 (b) mostra a aproximação para a chave no estado “ON”.

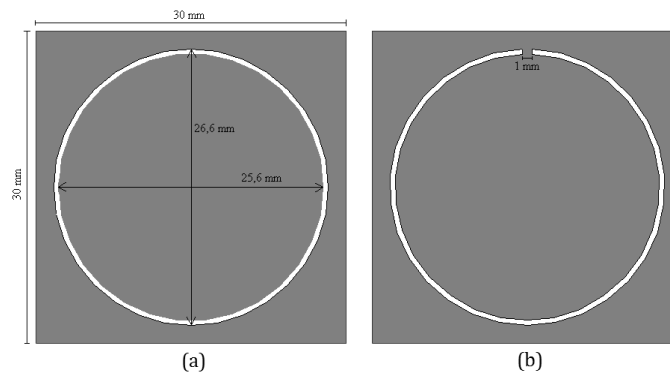


Figura 6.6 FSS abertura anelar reconfigurável: (a) aproximação da chave para o estado “OFF” e (b) aproximação da chave para o estado “ON”.

A figura 6.7 mostra os resultados das simulações das estruturas vistas na figura 6.6. Para a simulação foi utilizado um substrato com as seguintes características:  $\epsilon_r = 4,4$  e  $h = 1,6$  mm. Neste caso a região passa-faixa, característica de elementos abertura, e deslocada quando se utiliza a aproximação para a chave em “ON” em relação à aproximação para a chave no estado “OFF”.

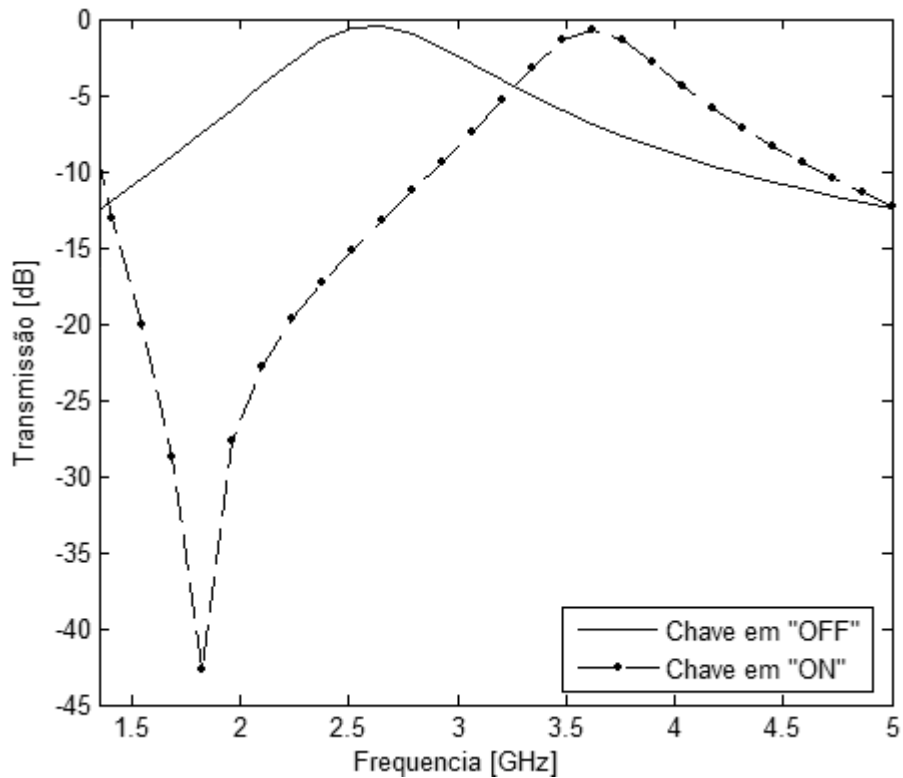


Figura 6.7 Simulação das características de transmissão para a FSS abertura anelar reconfigurável utilizando elementos da figura 6.6.

### 6.5.3 FSS Abertura Quadrada Reconfigurável

A figura 6.8 mostra a configuração de uma célula para este tipo de superfície seletiva de frequência. A aproximação para a chave no estado “OFF” é mostrada na figura 6.8 (a), enquanto que a figura 6.8 (b) ilustra a aproximação para a chave no estado “ON”.

A figura 6.9 mostra a simulação para uma FSS utilizando o elemento mostrado na figura 6.8. Nota-se que a reconfiguração para o estado “ON” altera a resposta passa faixa apresentada na configuração da chave no estado “OFF”. As simulações foram feitas utilizando um substrato possuindo as seguintes características:  $\epsilon_r = 2,2$  e  $h = 0,508 \text{ mm}$ .

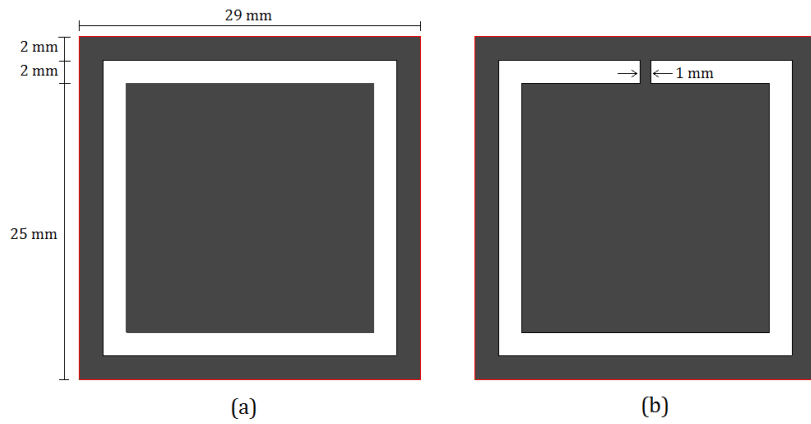


Figura 6.8 FSS abertura quadrada reconfigurável: (a) aproximação da chave para o estado “OFF” e (b) aproximação da chave para o estado “ON”.

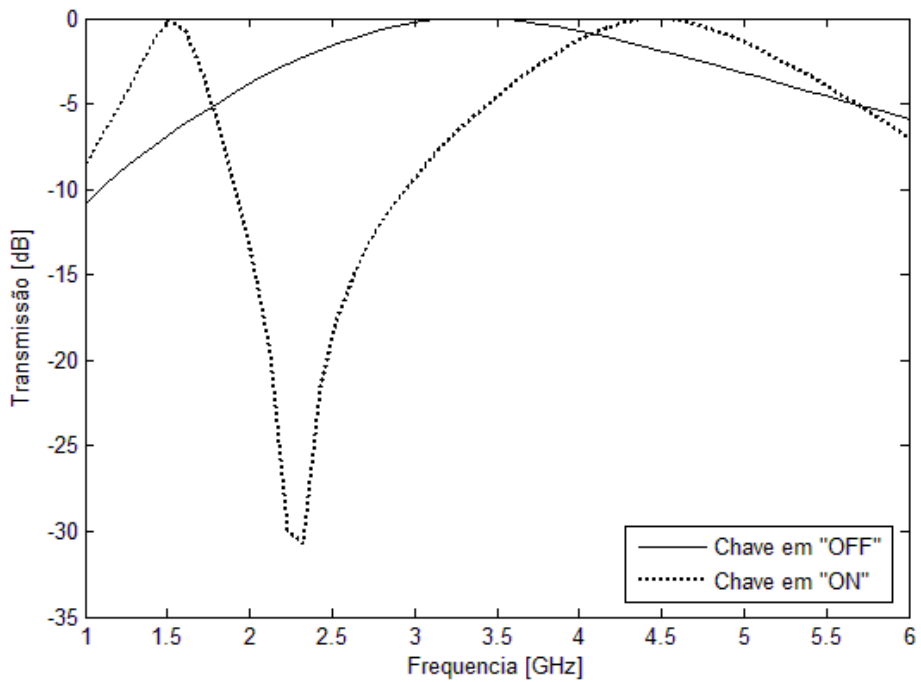


Figura 6.9 Simulação para as características de transmissão para a FSS abertura anelar reconfigurável utilizando elementos da figura 6.8.

## 6.6 Conclusões

Neste capítulo foi realizado um breve estudo sobre as superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis. Foram mostrados alguns conceitos básicos sobre FSSs. Em seguida três exemplos de FSSs reconfiguráveis foram mostrados. Um destes exemplos é a FSS dipolo reconfigurável, que foi confeccionada e medida.

# Capítulo 7

## Considerações Finais

---

### 7.1 Conclusões

Esta dissertação objetivou realizar um estudo sobre as antenas de microfita e superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis, com o intuito de apresentar uma configuração circular de antena reconfigurável e uma estrutura de FSS dipolo reconfigurável, que se procedeu da seguinte forma:

Um estudo sobre as antenas de microfita, destacando suas principais vantagens e desvantagens, principais formatos e tipos de alimentação e características básicas. Também foi feito um estudo sobre os dois formatos mais usuais de *patch*: o retangular e o circular. Também foram descritos de forma sucinta procedimentos de projeto de antenas de microfita com *patch* retangular e circular.

Foi apresentada uma teoria sobre os diodos PIN, que são muito utilizados em circuitos de RF como elemento chaveador. Uma modelagem básica do diodo PIN foi mostrada em seguida, assim como as principais aplicações deste tipo particular de dispositivo.

Um breve estado da arte sobre as antenas reconfiguráveis foi apresentado, contendo o conceito de reconfigurabilidade em antenas e como este foi aplicado para desenvolver diversas categorias destas antenas. Os principais mecanismos de reconfiguração foram descritos com diversos exemplos publicados na literatura. Foram apresentados mecanismos de reconfiguração em frequência, em polarização e em diagrama de radiação.

Foi apresentada uma proposta de antena reconfigurável em frequência utilizando um *patch* circular e um anel de microfita. O elemento chaveador foi aproximado por fitas de cobre com o intuito de provar o conceito de reconfigurabilidade. Simulações de algumas antenas foram realizadas utilizando o software de simulação *Ansoft Designer*



v3 objetivando ajustar os parâmetros estruturais para uma seguinte confecção das mesmas.

Reuniu-se os tópicos considerados acima para a construção de alguns protótipos desta antena, nos estados de condução (“*ON*”) e não-condução (“*OFF*”) do elemento chaveador. Foram realizadas análises de alguns parâmetros destas antenas como: a perda de retorno, largura de banda e diagrama de radiação. Com a utilização do elemento chaveador foi verificado que a antena pode operar em mais de uma frequência sem comprometer suas características de radiação.

Uma teoria básica sobre superfícies seletivas de frequência foi então mostrada. Em seguida, três exemplos de FSSs reconfiguráveis foram mostrados. Um destes exemplos foi a FSS dipolo reconfigurável, que foi simulada e medida, onde neste caso foi obtida uma reconfiguração na faixa de rejeição de frequências da estrutura.

## **7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros**

Poder-se-á realizar novos estudos abordando as antenas e FSSs reconfiguráveis buscando principalmente utilizar elementos chaveadores que não alterem de maneira significativa os seus parâmetros de desempenho.

As chaves MEMS estão sendo bastante utilizadas como elementos chaveadores em projetos de circuitos de RF, pois apresentam baixas perdas quando comparadas às chaves convencionais, mesmo apresentando velocidades de chaveamento inferiores.

As chaves ópticas, como os fotodiodos, também podem ser utilizadas nestas aplicações. Além do mais não há a necessidade de o elemento chaveador ser alimentado diretamente por um circuito polarizador, bastando apenas a incidência de luz sobre ele.

Outra aplicação que pode ainda ser bastante explorada são as superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis utilizando geometrias complexas de elementos, onde várias características de transmissão e reflexão de sinais eletromagnéticos podem ser obtidas alterando a configuração entre os elementos constituintes das FSS.

# Referências Bibliográficas

---

- [1] J. L. Volakis, “*Antenna Engineering Handbook*”, Fourth Edition, McGraw-Hill, 2007.
- [2] C. A. Balanis, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] K. R. Carver, J. W. Mink, “*Microstrip Antenna Technology*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-29, No. 1, 1981.
- [4] G. A. Deschamps, “*Microstrip Microwave Antennas*”, Third USAF, 1953.
- [5] H. Gutton, G. Baissinot, “*Flat aerial for ultra high frequency*”, French Patent No. 703113, 1955.
- [6] L. Lewin, “*Radiation from discontinuities in stripline*”, in Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 107, 1960.
- [7] E. V. Byron, “*A new flush-mounted antenna element for phased array application*”, in Proc. Phased-array Symp., 1970, pp. 187-192.
- [8] J. Q. Howell, “*Microstrip antennas*”, in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. Soc., Williamsburg, VA, Dec. 1972, pp. 177-180.
- [9] H. D. Weinschel, “*Progress report on development of microstrip cylindrical arrays for sounding rockets*”, Physic. and Sci. Lab., 1973.
- [10] G. W. Garvin *et al.*, “*Low profile electrically small missile base mounted Microstrip antennas*”, in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. Soc., 1975.

- [11] J. Q. Howell, “*Microstrip antennas*”, IEEE Antennas Propagat., vol. AP-23, no. 1, 1975.
- [12] H. D. Weinschel, “*A cylindrical array of circularly polarized microstrip antennas*”, in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. Soc., 1975.
- [13] J. R. James e G. J. Wilson, “*New design techniques for microstrip antenna arrays*”, in Proc. 5th European Micro. Conf., Hamburg, Sept. 1975, pp. 102-106.
- [14] R. E. Munson, “*Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays*”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-22, no. 1, pp. 74-77, Jan. 1974.
- [15] A. G. Derneryd, “*Linear microstrip array antennas*”, Chalmer Univ. Technol., Goteborge, Sweden, Tech. Rep. TR 7505, Oct. 1975.
- [16] K. R. Carver, “*The radiation pattern of a microstrip disc antenna*”, Physic. and Sci. Lab., New Mexico State Univ., Las Cruces, Tech. Memo., Nov. 29, 1976.
- [17] Y. T. Lo, D. D. Harrison, D. Solomon, G. A. Deschamps e F. R. Ore, “*Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays, and microstrip feed networks*”, Rome Air Development Center , Tech. Rep. TR-77-206, June, 1977.
- [18] I. J. Bahl e J. W. Mink, “*Microstrip Antennas*”, Artech House, 1980.
- [19] J. S. Hong e M. J. Lancaster, “*Microstrip filters for RF/microwave applications*”, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [20] E. O. Hammerstard, “*Equations for microstrip circuit design*”, in Proc. European Micro. Conf., Hamburg, Germany, 1975, pp. 268-272.
- [21] G. Hiller, “*Design with PIN diodes*”, Application Note AG312, MA-COM, Inc.

- [22] “*Applications of PIN Diodes*”, Application Note 922, Hewlett Packard.
- [23] A. S. Ribeiro, “*Projeto de circuitos chaveadores com diodos PIN para antenas quase-yagi ativas aplicado às comunicações móveis*”, Dissertação de Mestrado, UNICAMP, DMO-FEEC, 2004.
- [24] B. Razavi, “*RF microelectronics*”, Prentice Hall PTR.
- [25] “*PIN Diodes*”, Renesas Application Note, March 2007.
- [26] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, John Wiley & Sons Inc. 2nd Edition, 1998.
- [27] “*A low-cost surface mount PIN diode  $\pi$  attenuator*”, Application Note 1048, Agilent Technologies.
- [28] J. T. Bernhard, “*Reconfigurable Antennas*”, Synthesis Lectures on Antennas #4, Morgan & Claypool Publishers, 2007.
- [29] J. L. Freeman, B. J. Lamberty e G. S. Andrews, “*Optoelectronically reconfigurable monopole antenna*”, Electronics Letters, vol. 28, no.16, pp. 1502-1503, July 1992.
- [30] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya e J. C. Vardaxoglou, “*Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, pp. 449-454, February 2006.
- [31] D. J. Roscoe, L. Shafai, A. Ittipiboon, M. Cuhaci e R. Douville, “*Tunable dipole antennas*”, Proceedings of the IEEE/URSI International Symposium on Antennas and Propagation, vol. 2, pp. 672-675, 1993.
- [32] W. H. Weedon, W. J. Payne e G. M. Rebeiz, “*MEMS-switched reconfigurable antennas*”, Proceedings of the IEEE/URSI International Symposium on Antennas and Propagation, vol. 3, pp. 654-657, 2001.

- [33] W. Weedon, W. Payne, G. Rebeiz, J. Herd e M. Champion, “*MEMS-switched reconfigurable multi-band antenna: Design and modeling*”, Proceedings of the 1999 Antenna Applications Symposium, vol. 1, pp. 203-231, 1999.
- [34] E. R. Brown, “*On the gain of a reconfigurable-aperture antenna*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, pp. 1357-1362, October 2001.
- [35] M. A. Ali e P. Wahid, “*A reconfigurable Yagi array for wireless applications*”, Proceedings of the IEEE/URSI International Symposium on Antennas and Propagation, vol. 1, pp. 466-468, 2002.
- [36] D. Peroulis, K. Sarabandi e L. P. B. Katehi, “*Design of reconfigurable slot antennas*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, pp. 645-654, February 2005.
- [37] F. Yang e Y. Rahmat-Samii, “*Patch antenna with switchable slot (PASS): dual frequency operation*”, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 31, pp. 165-168, November 2001.
- [38] P. Barthia e I. J. Bahl, “*Frequency agile microstrip antennas*”, Microwave Journal, vol. 25, pp. 67-70, October 1982.
- [39] S. Kawasaki e T. Itoh, “*A slot antenna with electronically tunable length*”, Proceedings of the IEEE/URSI International Symposium on Antennas and Propagation, vol. 1, pp. 130-133, 1991.
- [40] E. Erdil, K. Topali, M. Unlu, O. A. Civi e T. Akin, “*Frequency tunable microstrip patch antenna using RF-MEMS technology*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, pp. 1193-1196, April 2007.
- [41] S. V. Shynu, G. Augustin, C. K. Aanandan, P. Mohanan e K. Vasudevan, “*C-shaped slot loaded reconfigurable microstrip antenna*”, Electronics Letters, vol. 42, no. 6, pp. 316-318, March 2006.

- [42] C. W. Jung, Y. J. Kim, Y. E. Kim e F. De Flaviis, “*Macro-micro frequency tuning antenna for reconfigurable wireless communication systems*”, *Electronics Letters*, pp. 201-202, February 15, 2007.
- [43] E. Kiely, G. Washington e J. T. Bernhard, “*Design and development of smart microstrip patch antennas*”, *Smart Materials and Structures*, vol. 7, no. 6, pp. 792-800, December 1998.
- [44] E. Kiely, G. Washington e J. T. Bernhard, “*Design, actuation and control of active patch antennas*”, *Proceedings of the SPIE International Society for Optical Engineering*, vol. 3328, pp. 147-155, 1998.
- [45] J. T. Bernhard, E. Kiely e G. Washington, “*A smart mechanically-actuated two-layer electromagnetically coupled microstrip antenna with variable frequency, bandwidth and antenna gain*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, pp. 597-601, April 2001.
- [46] J. C. Langer, J. Zou, C. Liu e J. T. Bernhard, “*Reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using MEMS plastic deformations magnetic actuation*”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, pp. 120-122, March 2003.
- [47] D. M. Pozar e V. Sanchez, “*Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate*”, *Electronics Letters*, vol. 24, pp. 729-731, June 9, 1988.
- [48] R. R. Romanofsky, F. A. Miranda, F. W. Van Keuls e M. D. Valerio, “*Recent advances in microwave applications of thin ferroelectric films at the NASA Glenn Research Center*”, *Materials Research Society Symposium Proceedings*, vol. 833, pp. 173-181, 2004.
- [49] F. A. Miranda, F. W. Van Keuls, R. R. Romanofsky, C. H. Mueller, S. Alterovitz e G. Subramanyam, “*Ferroelectric thin films-based technology for frequency and phase*

*agile microwave communication applications*”, Integrated Ferroelectrics, vol. 42, pp. 131-149, 2002.

[50] H. Xu, N. K. Pervez e R. A. York, “*Tunable microwave integrated circuits BST thin film capacitors with device structure optimization*”, Integrated Ferroelectrics, vol. 77, pp. 27-35, 2005.

[51] M. Boti, L. Dussopt e J. M. Laheurte, “*Circularly polarized antenna with switchable polarization sense*”, Electronics Letters, vol. 36, pp. 1518-1519, August 2000.

[52] P. J. B. Clarricoats e H. Zhou, “*The design and performance of a reconfigurable mesh reflector antenna*”, IEE Seventh International Conference on Antennas and Propagation, vol. 1, pp. 322-325, 1991.

[53] P. J. B. Clarricoats, H. Zhou e A. Monk, “*Electronically controlled reconfigurable reflector antenna*”, Proceedings of the IEEE/URSI International Symposium on Antennas and Propagation, vol. 1, pp. 179-181, 1991.

[54] G. Washington, H.-S Yoon, M. Angelino e W. H. Theunissen, “*Design, modeling and optimization of mechanically reconfigurable aperture antennas*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, pp. 628-637, May 2002.

[55] S. Nikolaou, R. Bairavasubramanian, C. Lugo Jr., I. Carrasquillo, D. C. Thompson, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou e M. M. Tentzeris, “*Pattern and frequency reconfigurable annular slot antenna using PIN diodes*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, pp. 439-448, February 2006.

[56] S. Zhang, G. H. Huff, J. Feng e J. T. Bernhard, “*A pattern reconfigurable microstrip parasitic array*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, pp.2773-2776,October 2004.

- [57] S. Zhang, G. H. Huff, C. Cung e J. T. Bernhard, “*Three variations of a pattern reconfigurable microstrip parasitic array*”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, pp. 369-372, June 2005.
- [58] S. Zhang, “*A pattern Reconfigurable Microstrip Parasitic Array: Theory, Design and Applications*”, PhD dissertation, University of Illinois at Urbana-Champaign, 2005.
- [59] R. J. Dinger, “*Reactively steered adaptive array using microstrip patch elements at 4 GHz*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, pp. 848-856, August 1984.
- [60] R. J. Dinger, “*A planar version of a 4 GHz reactively steered adaptive array*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, pp.427-431, March 1986.
- [61] R. Schlub, J. Lu e T. Ohira, “*Seven-element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a genetic algorithm and finite element method*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 11, pp. 3033-3039, November 2003.
- [62] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang e J. T. Bernhard, “*A novel radiation pattern and frequency reconfigurable single turn square spiral microstrip antenna*”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, pp. 57-59, February 2003.
- [63] G. H. Huff e J. T. Bernhard, “*Analysis of a radiation and frequency reconfigurable microstrip antenna*”, *Proceedings of the 2004 Antenna Applications Symposium*, pp. 175-191, September 2004.
- [64] G. H. Huff e J. T. Bernhard, “*Integration of Packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 464-469, February 2006.
- [65] S. –H. Chen, J. –S. Row e K. –L. Wong, “*Reconfigurable square-ring patch antenna with pattern diversity*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 472-475, February 2007.



- [66] A. Henderson, J. R. James, A. Fray e G. D. Evans, “*New ideas for beam scanning using magnetized ferrite*”, Proceedings of the IEE Colloquium on Electronically Scanned Antennas, vol. 1, January 21, 1988.
- [67] G. Lovat, P. Burghignoli e S. Celozzi, “*A tunable ferroelectric antenna for fixed-frequency scanning applications*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, pp. 353-356, 2006.
- [68] L. N. Pringle, P. H. Harms, S. P. Blalock, G. N. Kiesel, E. J. Kuster, P. G. Friederich, R. J. Prado, J. M. Morris, and G. S. Smith, “*A reconfigurable aperture antenna based on switched links between electrically small metallic patches*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, pp. 1434-1445, June 2004.
- [69] A. Fathy, A. Rosen, H. Owen, F. McGinty, D. McGee, G. Taylor, R. Amantea, P. Swain, S. Perlow, and M. ElSherbiny, “*Silicon-based reconfigurable antennas – Concepts, analysis, implementation, and feasibility*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, pp. 1650-1661, June 2003.
- [70] G. Grewal, and G. W. Hanson, “*Optically-controlled solid-state plasma leaky-wave antenna*”, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 39, pp. 450-453, December 2003.
- [71] J. Papapolymerou, K. L. Lange, C. L. Goldsmith, A. Malczewski, and J. Kleber, “*Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, pp. 271-278, January 2003.
- [72] Y. Lu, D. Peroulis, S. Mohammadi, and L. P. B. Katehi, “*A MEMS reconfigurable matching network for a class AB amplifier*”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, pp. 437-439, October 2003.

- [73] Z. Zhou, and K. L. Melde, “*Frequency agility of broadband antennas integrated with a reconfigurable RF impedance tuner*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 6, pp. 56-59, 2007.
- [74] K. -L. Wong, “*Compact and Broadband Microstrip Antennas*”, John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [75] D. H. Kim and J. I. Choi, “*Design of a multiband frequency selective surface*”, ETRI Journal, vol. 28, no. 4, pp. 506-508, August. 2006.
- [76] T. K. Wu and S. W. Lee, “*Multiband frequency selective surface with multiring patch elements*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 40, no. 11, pp. 1484-1490, November 1994.
- [77] W. R. Bushelle, L. C. Hoots, and R. M. Vliet, “*Development of a resonant metal radomes*”, EM Windows Conference, pp. 179-185, 1978.
- [78] T. K. Wu, “*Frequency Selective Surface and Grid Array*”, Wiley, New York, 1995.
- [79] B. A. Munk, “*Frequency Selective Surface: Theory and Design*”, Wiley, New York, 2000.
- [80] K. Chang, S. Kwak and Y. Joong, “*Active Frequency Selective Surface Using Incorporated PIN Diodes*”, IEICE Trans. Electron., vol. E91-C, no. 12, December 2008.
- [81] G. I. Kiani, K. P. Essele, A. R. Weily and K. L. Ford, “*Active Frequency Selective Surface Using PIN Diodes*”, IEEE, 2007.
- [82] A. L. P. S Campos, “*Superfícies Seletivas de Freqüência sobre substratos dielétricos anisotrópicos uniaxiais*”, Dissertação de Mestrado, UFRN, 1999.

# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)