



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



# **Desenvolvimento de Antenas de Microfita Miniaturizadas com Polarização Circular para Sistemas de Comunicações sem Fio**

**Heric Weverton dos Santos**

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção

**Dissertação de Mestrado** apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de Ordem do PPgEEC: M465

Natal, RN, Junho de 2016

Catálogo da Publicação na Fonte  
Universidade Federal do Rio Grande do Norte - Sistema de Bibliotecas Biblioteca Central Zila Mamede / Setor de  
Informação e Referência

Santos, Heric Weverton dos.

Desenvolvimento de antenas de microfita miniaturizadas com polarização circular para sistemas de comunicações sem fio / Heric Weverton dos Santos. - 2016.

66 f. : il.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. Natal, RN, 2016.

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

1. Ondas eletromagnéticas - Dissertação. 2. Antenas de microfita - Dissertação. 3. Antenas circularmente polarizadas - Dissertação. 4. Antenas compactas - Dissertação. I. D'Assunção, Adaildo Gomes. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67

# **Desenvolvimento de Antenas de Microfita Miniaturizadas com Polarização Circular para Sistemas de Comunicações sem Fio**

**Heric Weverton dos Santos**

Dissertação de Mestrado aprovada em 27 de Junho de 2016 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

---

Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção (Orientador) ..... DCO/UFRN

---

Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça ..... DCO/UFRN

---

Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção Júnior ..... IFPB

---

Prof. Dr. José de Ribamar Silva Oliveira ..... IFRN

*Aos meus pais Humberto e Marly;  
À minha noiva Tainara Celi.*

---

# Agradecimentos

---

Agradeço aos meus pais Humberto e Marly, pela confiança e por sempre acreditarem no meu potencial.

À minha noiva Tainara Celi, pela companhia, amor e compreensão incondicionais.

Aos meus amigos, minha família e a todos que me apoiaram durante a realização deste trabalho.

Ao orientador, amigo e professor Adaildo Gomes D'Assunção, pelo profissionalismo, incentivo, paciência e sabedoria.

Aos funcionários da UFRN, pelo suporte, convivência e confiança. Em especial aos amigos Cid Coutinho, Juan Maciel e Maria Clara.

Aos meus amigos Carlos e Kledir, pelo incentivo e convivência durante toda a jornada acadêmica.

Aos amigos Felipe, Ramon, Rudy e a todos que sempre estiveram ao meu lado em momentos de alegria e me apoiaram em momentos difíceis.

Aos demais amigos, mestres, colegas e funcionários da UFRN.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

---

# Resumo

---

Nos últimos anos, a crescente demanda por novas tecnologias na área de telecomunicações tem gerado grande atenção por parte da comunidade científica. Com a evolução dos sistemas de micro-ondas, o fenômeno da convergência de serviços em um único dispositivo e a expansão nas redes de comunicações sem fio determinaram a necessidade de desenvolvimento de novas antenas, com baixo custo, dimensões reduzidas e com características cada vez mais específicas. Neste contexto, as antenas planares de microfita têm sido amplamente utilizadas pela indústria. Em determinados sistemas de comunicações móveis, como sistemas de radar, satélite e navegação, a utilização de antenas circularmente polarizadas tem ganhado grande destaque, uma vez que, devido às suas características eletromagnéticas, a polarização circular possibilita a redução de problemas de desempenho em ambientes sujeitos às intempéries do clima e possui pouca dependência em relação ao alinhamento das antenas de transmissão e recepção. Esta dissertação tem como base a análise e o desenvolvimento de antenas compactas de microfita circularmente polarizadas com alimentação única. São analisadas várias técnicas para a obtenção de polarização circular e a miniaturização de antenas de microfita. Além disso, com base na fundamentação teórica e em análise paramétrica, são apresentadas novas configurações de antenas para aplicações em sistemas de comunicações sem fio. Protótipos destas antenas foram construídos e medidos para fins de verificação, tendo sido observada uma boa concordância entre os resultados simulados e medidos.

**Palavras-chave:** Ondas eletromagnéticas, antenas de microfita, antenas circularmente polarizadas, antenas compactas, razão axial.

---

# Abstract

---

Recently, the growing demand for new technologies in telecommunications has generated much attention from the scientific community. The development of RF systems, the phenomenon of convergence services in a single device and the expansion of wireless communications networks have required the development of new antennas, with low cost, small size and increasingly specific properties. In this context, planar microstrip antennas have been widely used by the industry. In certain mobile communication systems such as radar, satellite, and Global Positioning System (GPS), the use of circularly polarized antennas has gained great emphasis, since, due to their electromagnetic characteristics, the circular polarization enables good performance even in environments subject to severe weather conditions and has small dependence on the misalignment of the transmitting and receiving antennas. This dissertation proposal is based on the analysis and development of single feed miniaturized circularly polarized microstrip antennas. Different techniques are investigated to provide microstrip antennas circular polarization and size miniaturization. In addition, based on theoretical and parametric analyses, new antennas configurations are proposed for applications in wireless communication systems. Several prototypes are built and measured for validation purpose. A good agreement is observed between simulation and measurements results.

**Keywords:** Electromagnetic waves, microstrip antennas, circularly polarized antennas, compact antennas, axial ratio.

---

# Sumário

---

Sumário	3
Lista de Figuras	6
Lista de Tabelas	9
Lista de Símbolos e Abreviaturas	10
<b>1 Introdução</b>	<b>12</b>
<b>2 Antenas de Microfita</b>	<b>14</b>
2.1 Introdução	14
2.2 Estruturas de Antenas de Microfita	15
2.3 Técnicas de Alimentação	16
2.3.1 Alimentação por Linha de Microfita	16
2.3.2 Alimentação por Cabo Coaxial	17
2.3.3 Alimentação por Guia de Onda Coplanar (CPW)	18
2.3.4 Acoplamento por Proximidade	18
2.3.5 Acoplamento por Abertura	19
2.4 Métodos de Análise	20
2.4.1 Modelo da Linha de Transmissão	20
2.4.2 Modelo da Cavidade	21



2.4.3 Modelo de Circuito de Multiporta	21
2.4.4 Método dos Momentos	22
2.4.5 Método dos Elementos Finitos	22
2.4.5 Técnica de Domínio Espectral	22
2.4.6 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo	23
2.4.7 Redes Neurais	23
2.5 Softwares Comerciais	24
2.6 Conclusão	24
<b>3 Polarização Circular</b>	<b>25</b>
3.1 Introdução	25
3.2 Parâmetros da Polarização Circular	28
3.3 Polarização Circular em Antenas de Microfita	30
3.3.1 Antenas CP com Alimentação Dupla	30
3.3.2 Antenas CP com Alimentação Única	33
3.4 Conclusão	36
<b>4 Antena Compacta Circularmente Polarizada com Fendas Cruzadas</b>	<b>38</b>
4.1 Introdução	38
4.2 Geometria Considerada	39
4.3 Projeto, Construção e Resultados	40
4.4 Conclusão	46

<b>5 Antena Compacta Circularmente Polarizada com Fenda em L</b>	<b>47</b>
5.1 Introdução	47
5.2 Geometria Considerada	49
5.3 Projeto, Construção e Resultados	49
5.4 Conclusão	57
<b>6 Conclusões</b>	<b>58</b>
<b>Referências</b>	<b>60</b>

---

# Lista de Figuras

---

2.1	Configuração de uma antena de microfita com alimentação por linha de microfita	15
2.2	Geometrias típicas de <i>patches</i> de microfita	15
2.3	Configuração de uma antena de microfita com alimentação por cabo coaxial	17
2.4	Alimentação por guia de onda coplanar	18
2.5	Configurações de antenas com alimentação por acoplamento por proximidade (a) e acoplamento por abertura (b)	19
3.1	Propagação de onda com polarização circular	25
3.2	Elipse de polarização	26
3.3	Influência da variação de amplitudes ( $E_x/E_y$ ) sobre AR quando a onda está em quadratura de fase	29
3.4	Influência do deslocamento de fase sobre AR quando as componentes lineares possuem mesma amplitude	29
3.5	Divisor de potência para <i>patches</i> quadrado e circular	30
3.6	Acoplador híbrido em quadratura	32
3.7	Divisor de Wilkinson	33
3.8	Divisor de Junção-T	33
3.9	<i>Patches</i> quadrados CP (a) com cantos truncados em formato triangular, (b) com canto truncado em formato quadrado, e (c) com bordas truncadas em formato de fendas.	34
3.10	<i>Patches</i> quadrados CP com tocos (a) no canto e (b) na borda	35

3.11	<i>Patches</i> circulares CP (a) com fendas e (b) com tocos	35
3.12	<i>Patches</i> circularmente polarizados com abertura retangular diagonal (a) quadrado e (b) circular	35
3.13	VSWR típico de dois modos ortogonais em uma antena com alimentação única	36
4.1	Antenas circularmente polarizadas (a) com cantos truncados, (b) com cantos truncados e fendas, e (c) com fendas cruzadas	39
4.2	Simulação da perda de retorno para as antenas analisadas	39
4.3	Configuração da antena CP com fendas cruzadas	40
4.4	Protótipo da antena CP com fendas cruzadas	41
4.5	Perda de retorno simulado e medido da antena CP com fendas cruzadas	42
4.6	VSWR simulado da antena CP com fendas cruzadas	42
4.7	VSWR medido da antena CP com fendas cruzadas	43
4.8	Razão axial da antena CP com fendas cruzadas	44
4.9	Diagrama 3-D de radiação do ganho da antena CP com fendas cruzadas	45
4.10	Diagrama de radiação do ganho da antena CP com fendas cruzadas	45
4.11	Carta de Smith da antena CP com fendas cruzadas	46
5.1	Antenas circularmente polarizadas (a) com cantos truncados, (b) com cantos truncados e fendas, e (c) com fenda em L	48
5.2	Simulação da perda de retorno para as antenas analisadas	48
5.3	Configuração da antena CP com fenda em L.	49
5.4	Análise paramétrica do comprimento das fendas diagonais	51
5.5	Razão axial em função do comprimento das fendas diagonais	51
5.6	Protótipo da antena CP com fenda em L	52
5.7	S <sub>11</sub> simulado e medido da antena CP com fenda em L	53

5.8	VSWR simulado da antena CP com fenda em L	53
5.9	VSWR medido da antena CP com fenda em L	54
5.10	Razão axial da antena CP com fenda em L	55
5.11	Diagrama 3-D de radiação do ganho da antena CP com fenda em L	56
5.12	Diagrama de radiação do ganho da antena CP com fenda em L	56
5.13	Carta de Smith da antena CP com fenda em L	57

---

# Lista de Tabelas

---

4.1 Configurações da antena CP com fendas cruzadas	40
5.1 Configurações da antena CP com fenda em L	50

---

# Lista de Símbolos e Abreviaturas

---

$\vec{E}$	Vetor campo elétrico
$E_x$	Componente do vetor campo elétrico em relação ao eixo x
$E_y$	Componente do vetor campo elétrico em relação ao eixo y
$\vec{H}$	Vetor campo magnético
$\vec{j}$	Vetor densidade de corrente superficial
$Z_0$	Impedância característica
$\epsilon$	Permissividade elétrica
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica do vácuo
$\epsilon_r$	Permissividade elétrica relativa
$\epsilon_{eff}$	Permissividade elétrica efetiva da linha de microfita
$\mu$	Permeabilidade magnética
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vácuo
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa
$k$	Número de onda
$\lambda$	Comprimento de onda
$h$	Altura do substrato
AR	<i>Axial Ratio</i>
CP	<i>Circularly Polarized</i> ou <i>Circular Polarization</i>
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>

FEM	<i>Finite Element Method</i>
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
MNM	<i>Multiport Network Model</i>
MoM	<i>Method of Moments.</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
RF	Rádio frequência
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
SDT	<i>Spectral Domain Technique</i>



---

# CAPÍTULO 1

## Introdução

---

Nos últimos anos, com a evolução dos sistemas de comunicações sem fio e a convergência de diversos serviços num mesmo dispositivo, a demanda por novas tecnologias na área de antenas, filtros e superfícies seletivas de frequência tem crescido exponencialmente. A comunidade científica e a indústria têm dado grande importância para a pesquisa e o desenvolvimento de antenas planares com baixo custo, dimensões reduzidas e com características eletromagnéticas cada vez mais específicas [1]-[10]. Nesse contexto, as antenas planares de microfita têm sido amplamente utilizadas em diversas aplicações, como, por exemplo, sistemas de comunicações militares, tecnologia aeroespacial, identificação por radiofrequência (RFID) e telefonia móvel [11]-[19]. As antenas de microfita também apresentam bom desempenho, podem operar em diversas bandas de frequência e são facilmente integradas com circuitos impressos [20]-[23].

Em determinados sistemas de comunicações móveis, como sistemas de radar, GPS (*Global Positioning System*) e satélites, a utilização de antenas circularmente polarizadas de microfita tem ganhado grande destaque [8, 9]. Isto ocorre pois, devido às suas características eletromagnéticas, a polarização circular possibilita a redução de problemas de desempenho em ambientes sujeitos às intempéries do clima e possui pouca dependência em relação ao alinhamento das antenas de transmissão e recepção [12].

O objetivo deste trabalho é apresentar a análise e o desenvolvimento de antenas compactas de microfita circularmente polarizadas [24]. São analisadas várias técnicas para a obtenção de polarização circular em antenas de microfita e, com base na fundamentação teórica e em análise paramétrica, são propostas novas configurações de antenas para aplicações em sistemas de comunicações sem fio. Protótipos destas antenas foram

construídos e analisados. Além disso, são observados e discutidos os resultados simulados e medidos das antenas apresentadas.

No capítulo 2, são apresentadas as principais características das antenas planares de microfita, bem como suas vantagens e desvantagens. Os conceitos principais sobre a estrutura, técnicas de alimentação e métodos de análise de antenas planares de microfita também são discutidos.

No capítulo 3, são estudados alguns parâmetros de polarização de antenas, com atenção especial à polarização circular. A razão axial, parâmetro que mede a qualidade da polarização circular, é apresentada nesse capítulo. Além disso, são abordados alguns métodos de obtenção de polarização circular em antenas de microfita.

Nos capítulos 4 e 5, são caracterizadas as antenas circularmente polarizadas propostas neste estudo. As estruturas de cada antena são detalhadas e os resultados obtidos através de simulação em software comercial e medição dos protótipos em laboratório são apresentados e discutidos ao final de cada capítulo.

O capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho, destacando as principais contribuições e perspectivas para a continuidade do estudo.

---

# CAPÍTULO 2

## Antenas de Microfita

---

### 2.1 Introdução

Também conhecidas como antenas impressas [1]-[3], as antenas de microfita tiveram seus primeiros estudos publicados por Dechamps em 1953, durante o III simpósio sobre antenas, patrocinado pela Força Aérea dos Estados Unidos [1]. A partir de então, outros estudos foram realizados e, a partir da década de 70, as antenas de microfita já eram investigadas por diversos autores [2].

A partir da década de 80, com o surgimento de uma grande demanda na área de comunicações sem fio e no setor aeroespacial, intensificaram-se as pesquisas que visam a otimização, miniaturização e melhora na eficiência de antenas planares. Desde então, as antenas de microfita têm sido utilizadas em diversas aplicações, como sistemas de radar, sistemas de comunicação móvel, GPS e comunicações por satélites [15]-[19].

As antenas de microfita possuem algumas vantagens em relação às demais antenas, como a estrutura leve e compacta, que facilita a mobilidade e a utilização em sistemas embarcados; fácil fabricação e, conseqüentemente, custo reduzido de produção; alta versatilidade, uma vez que é possível trabalhar com uma grande variedade de padrões de irradiação e polarização. Dentre as desvantagens inerentes à utilização de antenas de microfita, podemos destacar a largura de banda estreita, geralmente inferior a 6% com relação à frequência central da banda; ganho reduzido, devido as características físicas da antena de microfita; e a baixa isolação entre a linha de alimentação e o elemento irradiador. As limitações das antenas de microfita podem ser minimizadas com a utilização de técnicas apropriadas, como truncamento no plano de terra, utilização de arranjos ou o emprego de multicamadas de substrato dielétrico [20]-[23].

## 2.2 Estruturas de Antenas de Microfita

O modelo típico de uma antena de microfita pode ser caracterizado por uma estrutura planar composta por um elemento metálico radiador (*patch*), com espessura muito inferior ao comprimento de onda no espaço livre, disposto sobre um substrato dielétrico que, por sua vez, contém um outro elemento metálico em sua outra face, o plano de terra [3].

A Fig. 2.1 apresenta o modelo de uma antena de microfita com alimentação por linha de microfita.

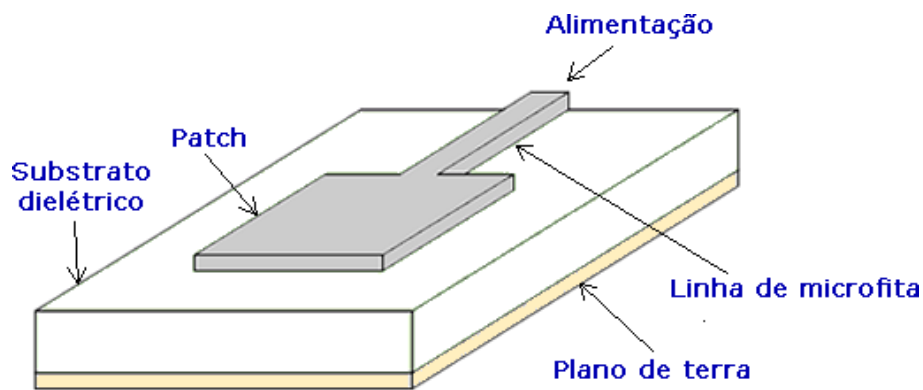


Figura 2.1 – Configuração de uma antena de microfita com alimentação por linha de microfita

Os elementos condutores são compostos, em sua maioria, por cobre ou ouro, e podem adotar geometrias variadas. Geralmente, a fim de simplificar a análise matemática, são utilizadas formas convencionais, como retângulos, círculos e triângulos [7].

A Fig. 2.2 exemplifica algumas formas geométricas típicas de *patches* de microfita.

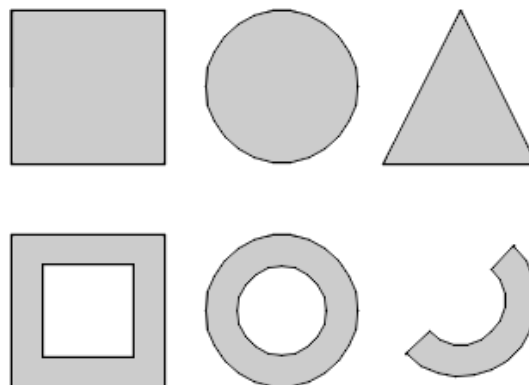


Figura 2.2 - Geometrias típicas de *patches* de microfita

## 2.3 Técnicas de Alimentação

Diversas técnicas podem ser empregadas para a alimentação de antenas de microfita. A escolha do tipo de alimentação varia de acordo com o projeto da antena. Para a correta seleção da técnica de alimentação, deve-se levar em consideração fatores como tamanho da antena, largura de banda e casamento de impedância [3]-[9].

As técnicas de alimentação podem ser divididas em técnicas diretas e indiretas [3]. A técnica de alimentação direta é caracterizada pela conexão direta entre o cabo coaxial e o plano de terra ou linha de microfita. São exemplos de técnica direta: alimentação por linha de microfita e alimentação por cabo coaxial e guia de onda coplanar (CPW). Já as técnicas indiretas não possuem qualquer tipo de contato direto entre a fonte de excitação e o elemento radiador. São exemplos de técnicas de alimentação indiretas: acoplamento por proximidade e acoplamento por abertura [3]-[9].

### 2.3.1 Alimentação por Linha de Microfita

Na técnica de alimentação por linha de microfita, uma fita condutora, com largura muito inferior à do *patch*, é conectada à extremidade do elemento radiador. Este método foi o pioneiro em aplicações práticas e é caracterizado pela facilidade na modelagem e fabricação. Em contrapartida, o método apresenta limitações, como geração de radiação indesejada à medida em que a espessura do substrato dielétrico aumenta, provocando, entre outros efeitos, a limitação na largura de banda da antena [7].

Parâmetros como impedância e largura de uma linha de microfita podem ser obtidos de forma analítica. Quando a largura da linha ( $w$ ) é inferior à altura do substrato ( $h$ ), ou seja, quando  $w/h < 1$ , a impedância característica ( $Z_0$ ) e a permissividade efetiva ( $\epsilon_{eff}$ ) podem ser determinadas, respectivamente, através de (2.1) e (2.2) [3],

$$Z_0 = \frac{60}{\epsilon_{eff}^{1/2}} \ln \left( \frac{8h}{w} + 0,25 \frac{w}{h} \right) \quad (2.1)$$

onde,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + 0,041 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (2.2)$$

Quando a largura da linha de microfita é igual ou superior à altura do substrato dielétrico, isto é,  $w/h \geq 1$ , o cálculo de  $Z_0$  é dado por (2.3) [3],

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\varepsilon_{eff}^{1/2}} \frac{1}{\left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1,4444\right)\right]} \quad (2.3)$$

onde

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-1/2} \quad (2.4)$$

### 2.3.2 Alimentação por Cabo Coaxial

No método de alimentação por cabo coaxial, o condutor externo do cabo coaxial é conectado ao plano de terra e o condutor interno atravessa o plano de terra e o substrato dielétrico, sendo conectado ao *patch* condutor. O casamento de impedância vai depender, entre outros fatores, da posição da referida alimentação. Este método, amplamente utilizado, é caracterizado pela baixa geração de radiação indesejada e pela redução na área da antena. Por outro lado, a modelagem não é trivial e a largura de banda é consideravelmente reduzida devido às indutâncias produzidas pela ponta de prova [7].

A Fig. 2.3 apresenta o modelo de uma antena de microfita com alimentação por cabo coaxial.

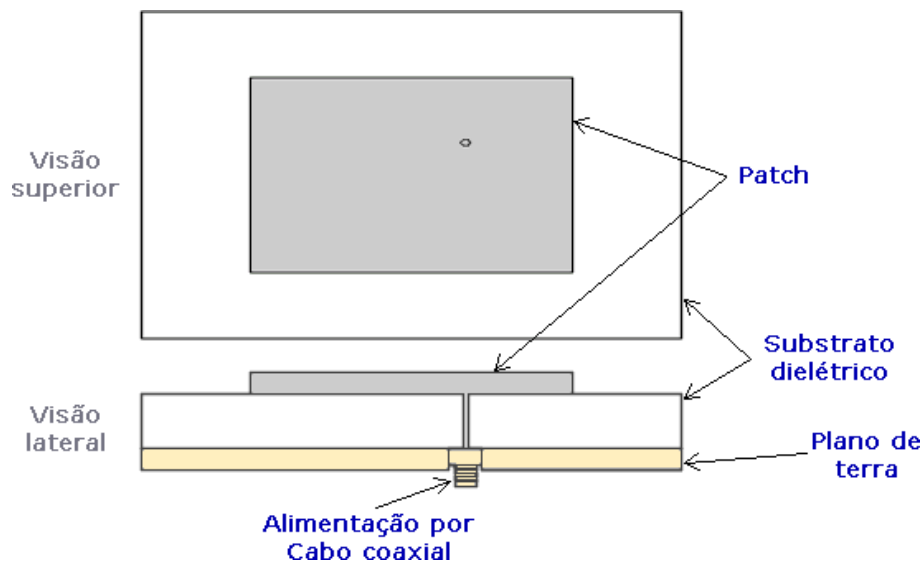


Figura 2.3 – Configuração de uma antena de microfita com alimentação por cabo coaxial

### 2.3.3 Alimentação por Guia de Onda Coplanar

Na alimentação por guia de onda coplanar (CPW), uma linha central é inserida na mesma superfície que o plano de terra, sendo separados por duas lacunas estreitas. A impedância característica e a constante dielétrica efetiva são determinadas pelas características do substrato dielétrico, bem como pelas dimensões da linha central e seu distanciamento para o plano de terra. Antenas com alimentação por guia de onda coplanar possuem bom desempenho em faixas largas de frequência, além de possuírem baixo custo e serem de fabricação relativamente simples [8].

A Fig. 2.4 apresenta o modelo de uma antena de microfitas com alimentação por guia de onda coplanar (CPW).

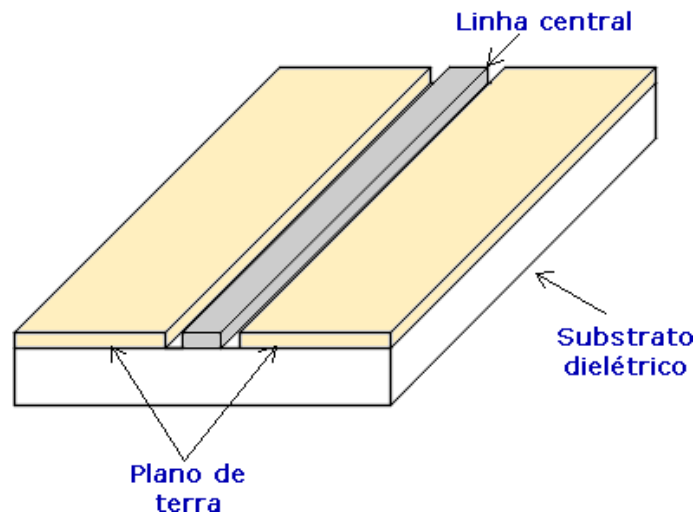


Figura 2.4 – Alimentação por guia de onda coplanar

### 2.3.4 Acoplamento por Proximidade

Nesta técnica, a alimentação é inserida através de uma linha introduzida entre dois substratos dielétricos. O *patch* está disposto na camada superior da estrutura e o plano de terra encontra-se na camada inferior. Esta técnica permite a obtenção de uma maior largura de banda, uma vez que a estrutura se torna mais espessa devido à utilização de dois substratos dielétricos, que podem ser de mesmo material ou não. Por outro lado, a antena com alimentação por acoplamento por proximidade é de fabricação mais complexa [3].

A Fig. 2.5 (a) apresenta a configuração de uma antena com alimentação por acoplamento por proximidade.

### 2.3.5 Acoplamento por Abertura

Nesta técnica, o plano de terra possui uma abertura e está disposto entre dois substratos dielétricos. A alimentação é inserida na linha fixada na face inferior da estrutura. O *patch* condutor, fixado na face superior do substrato, recebe o sinal acoplado por meio da abertura do plano de terra. Este método é de modelagem relativamente simples e possui baixa radiação indesejada. Porém a fabricação não é trivial e a largura de banda é geralmente estreita. O casamento de impedâncias pode ser otimizado alterando-se a abertura do plano de terra e as dimensões da linha de alimentação [3].

A Fig. 2.5 (b) apresenta a configuração de uma antena com alimentação por acoplamento por abertura.

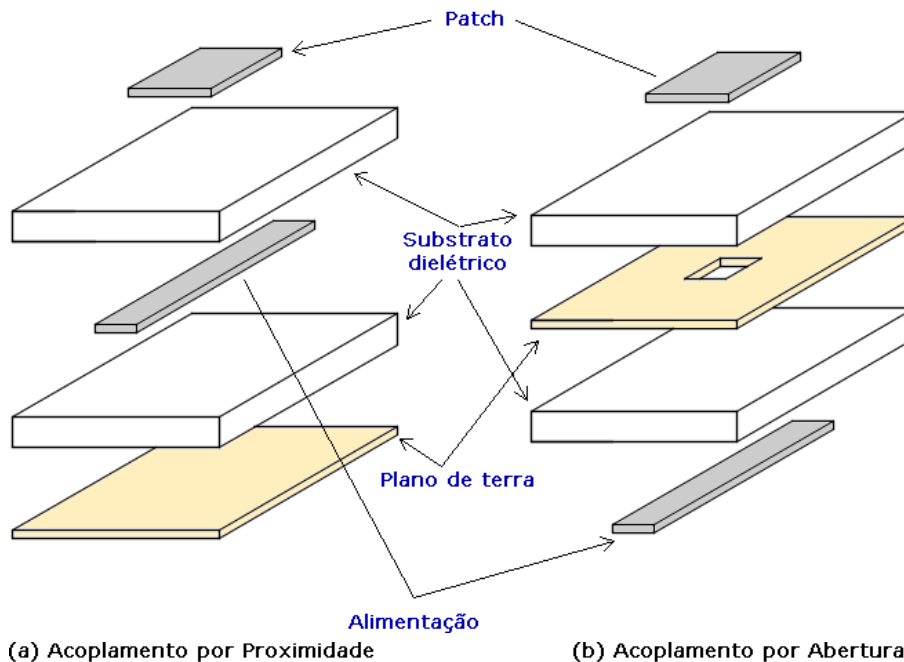


Figura 2.5 – Configurações de antenas com alimentação por acoplamento por proximidade (a) e por acoplamento por abertura (b)



## 2.4 Métodos de Análise

Os métodos de análises de antenas de microfita podem ser divididos em dois grupos. No primeiro grupo, os métodos – conhecidos como métodos aproximados - são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor da borda do campo. Nesse grupo, existem três métodos populares de análise: modelo da linha de transmissão, modelo da cavidade e modelo de circuito de multiporta (MNM – *multiport network method*) [8].

No segundo grupo, os métodos – conhecidos como métodos de onda completa - são baseados na distribuição de corrente elétrica no *patch* e no plano de terra [6]. Alguns dos métodos numéricos para a modelagem de antenas de microfita são o método dos momentos (MoM - *method of moments*), método dos elementos finitos (FEM - *finite-element method*), técnica de domínio espectral (SDT - *spectral domain technique*), método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD - *finite-difference time domain*) [8]. Esses métodos são amplamente utilizados na modelagem de antenas que utilizam *patches* com geometrias arbitrárias.

Alguns softwares comerciais, como o Ansoft HFSS, Ansoft Design e o CST, são amplamente utilizados na análise de antenas e superfícies seletivas de frequência (FSS) através de simulações. O Ansoft HFSS, que utiliza método dos elementos finitos, foi o software utilizado para a realização das simulações apresentadas neste trabalho [25].

### 2.4.1 Modelo da Linha de Transmissão

O modelo da linha de transmissão foi a primeira técnica empregada para analisar uma antena de microfita com *patch* retangular por Munson em 1974 [7]. O modelo é bastante simples e produz resultados satisfatórios em antenas de microfita com *patch* retangular, mas é inadequado para a análise de outras geometrias de *patches* [8].

Para uma determinada frequência  $F_R$ , é possível determinar a largura ( $W$ ) e o comprimento ( $L$ ) do *patch* de uma antena através de (2.5) e (2.6), respectivamente,

$$W = \frac{c}{2F_R} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r} + 1} \quad (2.5)$$

$$L = \frac{c}{2F_R\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (2.6)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz,  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica do material e  $\Delta L$  é um valor adicionado nas extremidades da fita condutora de comprimento  $L$  da antena, pois, devido aos efeitos de borda, o *patch* aparenta ser maior eletricamente [3].  $\Delta L$  pode ser obtido de (2.7) [3],

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,813\right)} \quad (2.7)$$

onde  $h$  é a espessura do material dielétrico e  $\epsilon_{eff}$  é a constante dielétrica efetiva que leva em consideração a combinação de dos meios dielétrico e ar, expressa em (2.8) [3].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \quad (2.8)$$

### 2.4.2 Modelo da Cavidade

Neste método, a região entre o *patch* e o plano de terra é tratada como uma cavidade contornada por paredes elétricas nas faces superior (*patch*) e inferior (plano de terra) e por paredes magnéticas nas laterais da estrutura. Esta abordagem é mais precisa e mais complexa que o modelo da linha de transmissão, mas também é limitado a *patches* com geometria regulares [8].

### 2.4.3 Modelo do Circuito de Multiporta

Esta abordagem é uma extensão do modelo de cavidade. Neste método, os campos eletromagnéticos abaixo e fora do *patch* são modelados separadamente. O *patch* é analisado como o circuito planar bidimensional, com um número múltiplo de portas localizado ao redor da borda. A matriz de impedância de multiporta do *patch* é obtida a partir da função de Green bidimensional [8].

#### 2.4.4 Método dos Momentos

Neste método, as correntes superficiais são utilizadas para modelar o *patch* e as correntes volumétricas de polarização são utilizadas para a modelagem dos campos ao longo do substrato dielétrico. O método dos momentos transforma as equações integrais dos potenciais eletromagnéticos em equações algébricas, que são resolvidas através de cálculos numéricos realizados em computador. O software comercial Ansoft Design™ utiliza o método dos momentos em suas simulações [13].

#### 2.4.5 Método dos Elementos Finitos

Neste método, a região de interesse é dividida em um número arbitrário de superfícies finitas ou elementos volumétricos, dependendo da estrutura a ser analisada. Estas unidades discretizadas, geralmente definidas como elementos finitos, podem apresentar qualquer forma geométrica bem definida como elementos triangulares para configurações planares, bem como elementos prismáticos para configurações tridimensionais, geralmente utilizados em geometrias curvadas. O método envolve integração de funções de base em cima do *patch* condutor, que é dividido em várias subseções. As equações de onda com condições de contorno não-homogêneas são decompostas em dois problemas, um através da Equação de Laplace com contorno não homogêneo e o outro através da equação de onda não homogênea com uma condição de contorno homogênea [8, 13].

#### 2.4.6 Técnica do Domínio Espectral

Na técnica do domínio espectral (SDT), uma transformada de Fourier bidimensional é utilizada ao longo de duas direções ortogonais no plano do substrato. As condições de contorno são aplicadas no plano da transformada de Fourier. A distribuição de corrente no *patch* é expandida em termos de funções de base escolhidas, e a equação da matriz resultante é resolvida para avaliar a distribuição da corrente elétrica no *patch* e a

distribuição de corrente magnética equivalente ao redor da superfície do substrato. Os vários parâmetros das antenas são, então, avaliados [8].

### **2.4.7 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo**

O FDTD é um método fundamentado na discretização das equações de Maxwell no domínio do tempo e do espaço. Esse método permite analisar estruturas com geometrias não convencionais [14].

Em cada um dos componentes da discretização, com base nas propriedades do elemento, a equação diferencial é convertida em uma equação de diferenças. Quanto maior a malha de discretização, ou seja, quanto menor for o elemento da discretização, os resultados serão alcançados com maior precisão. Em contrapartida, o tempo de processamento computacional será maior. À medida que a fonte se desloca ao longo da estrutura discretizada, o método FDTD atualiza as amplitudes dos elementos vizinhos [13, 14].

### **2.4.8 Redes Neurais**

Uma rede neural é um método baseado em um modelo de representação da maneira como o cérebro realiza uma tarefa particular ou função de interesse. Estudos recentes têm utilizado as redes neurais artificiais para o projeto e análise de antenas de microfita e outras estruturas de micro-ondas. O método possui a capacidade de aprendizagem e generalização de dados, o que permite produzir uma ferramenta rápida e eficiente de modelagem e análise de circuitos de micro-ondas, mesmo quando as formulações teóricas não estão disponíveis [21].

Em uma análise paramétrica, para se desenvolver um modelo neural, é preciso colher dados para treinar a rede. Para a geração de dados, é necessária a obtenção de uma resposta para cada amostra de entrada, sendo que o número total de amostras é escolhido de maneira que a rede neural consiga representar o problema original. Esses dados podem ser medidos ou simulados [22].

## **2.5 Softwares Comerciais**

Alguns softwares comerciais são amplamente utilizados na análise e simulação de antenas, superfícies seletivas de frequência, filtros, e outros dispositivos. Dentre os mais populares, destacam-se o Ansoft Designer, Ansoft HFSS e o CST.

Além de possuírem poderosos algoritmos de otimização, os softwares comerciais se destacam por possuírem interface gráfica amigável, facilitando a modelagem de estruturas com os mais variados tipos de geometria [25].

## **2.6 Conclusão**

Neste capítulo, um breve histórico sobre antenas de microfita foi apresentado. Foram abordados alguns aspectos importantes no estudo de antenas de microfita, como a estrutura típica e as principais vantagens de utilização deste tipo de antena. Além disso, algumas das principais técnicas de alimentação foram apresentadas, com foco nas vantagens e desvantagens de cada técnica. Os métodos de análise mais populares foram abordados de forma sucinta. Ao fim do capítulo, foi comentado sobre a importância dos softwares comerciais no projeto, análise e simulação de antenas e outras estruturas de micro-ondas.

---

# CAPÍTULO 3

## Polarização Circular

---

### 3.1 Introdução

A polarização de uma onda pode ser definida como a trajetória descrita pela extremidade do vetor campo elétrico, observado ao longo da direção de propagação de uma onda eletromagnética, em função do tempo. A polarização da antena em uma determinada direção é definida como a polarização da onda transmitida pela antena. Quando a direção não é indicada, a polarização da antena é considerada no sentido do maior ganho [3].

A Fig. 3.1 ilustra a propagação de onda com polarização circular na direção  $z$ , sendo identificada a variação da direção do campo elétrico ao longo do tempo.

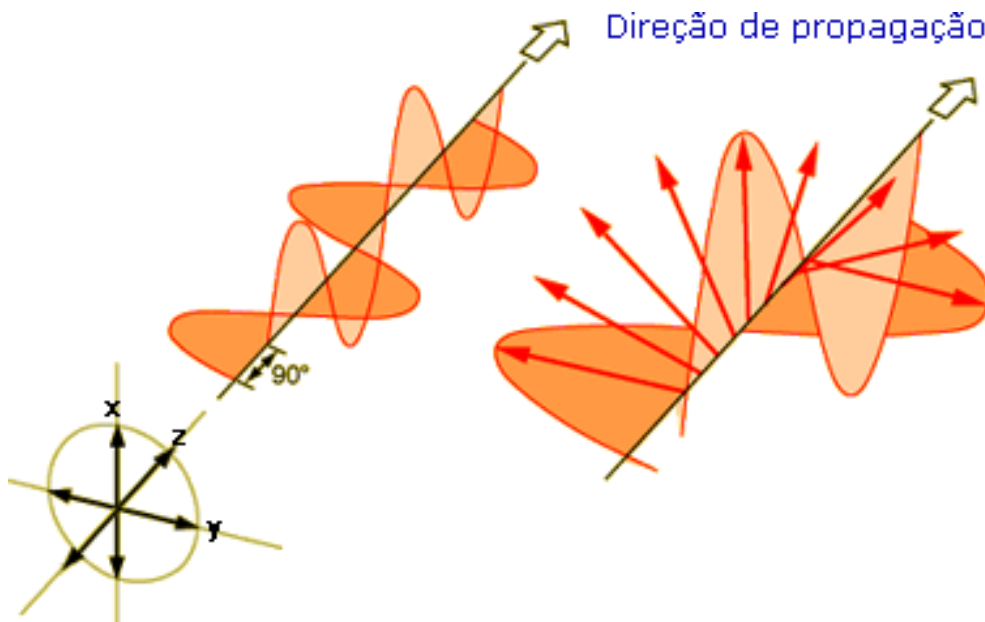


Figura 3.1 – Propagação de onda com polarização circular

A polarização pode ser classificada como linear, circular, ou elíptica. A polarização elíptica é obtida quando a extremidade do vetor campo elétrico de uma onda, em função do tempo, descreve uma elipse (Fig. 3.2). A onda é dita linearmente polarizada quando o vetor resultante que representa o campo elétrico variante no tempo descreve uma linha reta. Quando a figura traçada pelo vetor do campo elétrico ao longo do tempo é representada por um círculo, a polarização da onda é dita circular. As polarizações linear e circular são casos particulares da polarização elíptica [3].

Na Fig. 3.2, estão identificadas, para uma onda de polarização elíptica, as orientações de campo elétrico máximo ( $E_{\max}$ ) e mínimo ( $E_{\min}$ ), além do seu ângulo de inclinação ( $\tau$ ) em relação ao sistema de coordenadas  $x$  e  $y$ .

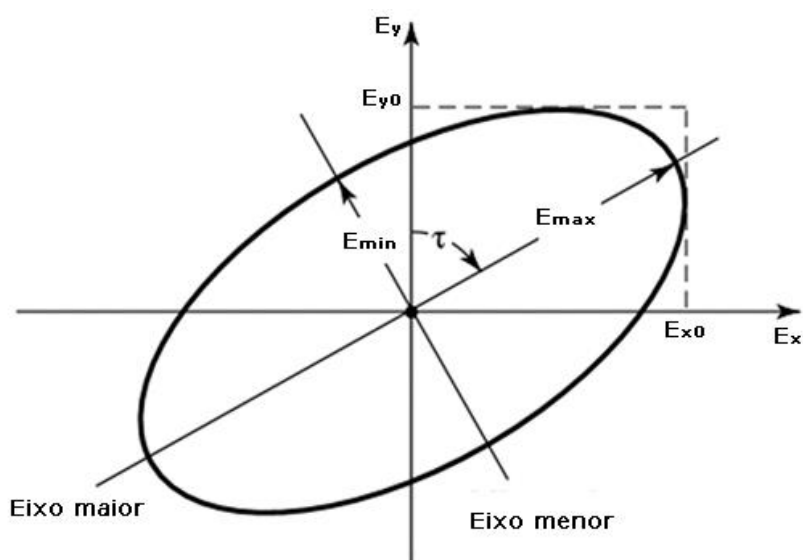


Figura 3.2 - Elipse de polarização

O campo elétrico instantâneo de uma onda plana, que se propaga na direção negativa de  $z$ , é dado por (3.1).

$$\mathcal{E}(z, t) = \hat{a}_x \mathcal{E}_x(z, t) + \hat{a}_y \mathcal{E}_y(z, t) \quad (3.1)$$

As componentes instantâneas estão relacionadas com os seus equivalentes complexos por (3.2) e (3.3) [3],

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_x(z, t) &= \text{Re} [E_x e^{-j(\omega t + kz)}] = \text{Re} [E_{x0} e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}] \\ &= E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned}\mathcal{E}_y(z, t) &= \text{Re}[E_y e^{-j(\omega t + kz)}] = \text{Re}[E_{y0} e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}] \\ &= E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y)\end{aligned}\quad (3.3)$$

onde  $E_{x0}$  e  $E_{y0}$  são, respectivamente, as amplitudes máximas dos componentes x e y do campo elétrico.

Para a onda polarizada linearmente, o deslocamento de fase entre as componentes é definido em (3.4).

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.4)$$

A polarização circular é alcançada quando as amplitudes das duas componentes são iguais e o deslocamento de fase entre elas é múltiplo ímpar de  $\pi/2$ . Essas condições são expressas em (3.5) e (3.6).

$$|\mathcal{E}_x| = |\mathcal{E}_y| \Rightarrow E_{x0} = E_{y0} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= \phi_y - \phi_x \\ &= \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, \dots & \text{Sentido Horário} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, \dots & \text{Sentido Anti-horário} \end{cases}\end{aligned}\quad (3.6)$$

Se a direção de propagação da onda for reversa (+z), o comportamento do deslocamento de fase mostrado nas equações anteriores se inverte.

A polarização elíptica pode ser alcançada quando o deslocamento de fase entre as componentes é múltiplo ímpar de  $\pi/2$  e suas amplitudes são diferentes ou quando o deslocamento de fase entre as componentes não é múltiplo de  $\pi/2$ . Essas condições são expressas em (3.7), (3.8) e (3.9).

$$|\mathcal{E}_x| \neq |\mathcal{E}_y| \Rightarrow E_{x0} \neq E_{y0} \quad (3.7)$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & \text{Sentido Horário} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & \text{Sentido Anti-horário} \end{cases}\quad (3.8)$$



ou

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \pm \frac{n}{2}\pi = \begin{cases} > 0 & \text{Sentido Horário} \\ < 0 & \text{Sentido Anti – horário} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

### 3.2 Parâmetros da Polarização Circular

Uma onda é circularmente polarizada quando o vetor campo elétrico variante no tempo traça um círculo observado a partir da direção de propagação da onda. Isso só é possível quando o vetor campo elétrico possui duas componentes lineares e ortogonais de mesma amplitude e em quadratura de fase, isto é, as componentes possuem um deslocamento de fase igual a um múltiplo ímpar de 90°. O sentido de rotação determina se a onda é polarizada à direita (RHCP – *Right Hand Circular Polarization*) ou à esquerda (LHCP – *Left Hand Circular Polarization*) [3].

A polarização circular é um caso especial da polarização elíptica, onde a amplitude e a variação angular das componentes lineares do campo elétrico variam com o tempo, formando uma elipse inclinada. A razão entre o eixo maior e o eixo menor da elipse é chamada de razão axial [10]. A razão axial (AR), expressa em (3.10), é geralmente utilizada para medir a qualidade da polarização circular [8],

$$AR = \frac{\text{eixo maior}}{\text{eixo menor}} = 20 \log \left( \frac{E_{max}}{E_{min}} \right) \quad [dB] \quad (3.10)$$

onde  $E_{max}$  e  $E_{min}$  são as amplitudes máxima e mínima do campo elétrico, respectivamente, e são expressas por (3.11) e (3.12).

$$E_{max} = \sqrt{\frac{E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \sqrt{E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi)}}{2}} \quad (3.11)$$

$$E_{min} = \sqrt{\frac{E_{x0}^2 + E_{y0}^2 - \sqrt{E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi)}}{2}} \quad (3.12)$$

Em (3.11) e (3.12), o termo  $\Delta\phi$  corresponde ao deslocamento de fase entre as componentes lineares do campo elétrico. A inclinação da elipse em relação ao eixo Y é determinada pelo ângulo  $\tau$ , expresso em (3.13).

$$\tau = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[ \frac{2E_{x0}E_{y0}}{E_{x0}^2 - E_{y0}^2} \cos(\Delta\phi) \right] \quad (3.13)$$

Quando a elipse não possui inclinação, isto é, está alinhada aos eixos cartesianos ( $\tau = n\pi/2$ ,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ), a razão axial será igual a  $E_{x0}/E_{y0}$  ou  $E_{y0}/E_{x0}$ . A razão axial é igual a 0 dB para uma onda polarizada circularmente e, para uma onda polarizada linearmente, a razão axial é infinita. Geralmente, quando a razão axial é igual ou inferior à 3 dB, a onda ainda é considerada circularmente polarizada.

A influência da diferença de amplitude e do deslocamento de fase entre as componentes lineares do campo elétrico sobre a razão axial de uma onda são apresentadas nas Figs 3.3 e 3.4. Nota-se que a razão axial é mais sensível ao deslocamento de fase do que à variação de amplitudes das componentes do campo.

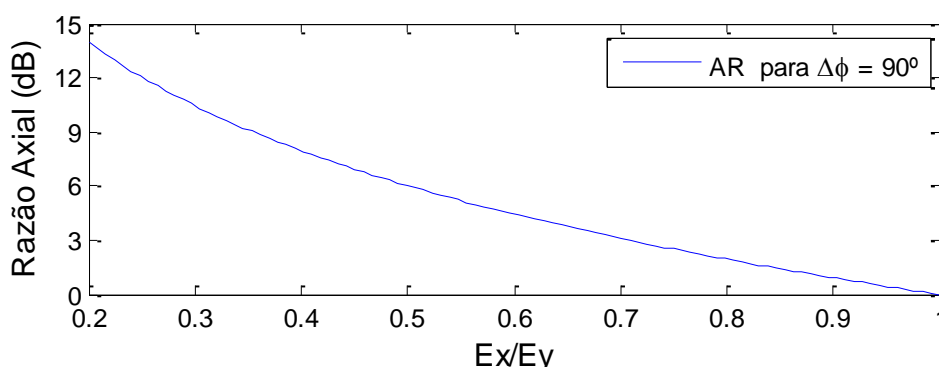


Figura 3.3 - Influência da variação de amplitudes ( $E_x/E_y$ ) sobre AR quando a onda está em quadratura de fase

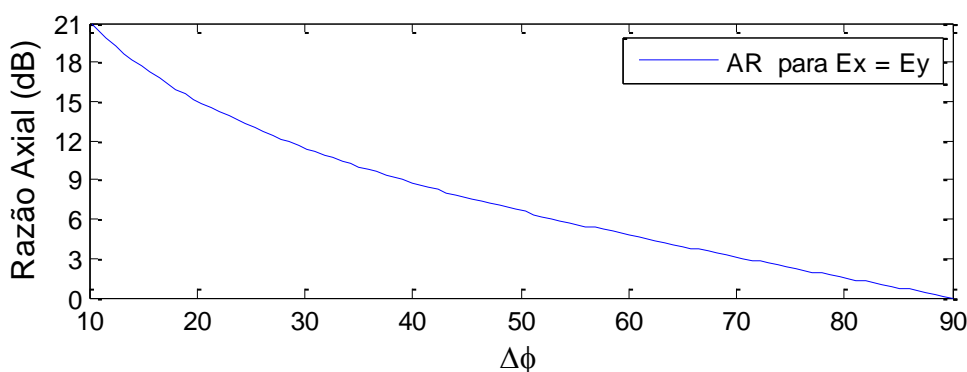


Figura 3.4 - Influência do deslocamento de fase sobre AR quando as componentes lineares possuem mesma amplitude

### 3.3 Polarização Circular em Antenas de Microfita

Antenas de microfita circularmente polarizadas (CP) são utilizadas em diversos sistemas de comunicações sem fio, como sistemas de radar e de navegação [10]. Uma antena de microfita CP deve ser capaz de ressoar simultaneamente dois modos ortogonais de mesmas amplitudes e em quadratura de fase. As antenas CP podem ser de alimentação dupla ou única [2].

#### 3.3.1 Antenas CP com Alimentação Dupla

A utilização da técnica de alimentação dupla é a forma mais direta de gerar polarização circular numa antena de microfita com *patch* quadrado ou circular. A alimentação dupla ortogonal excita dois modos ortogonais de mesma amplitude e em quadratura de fase, gerando, assim, a polarização circular, que pode ser obtida numa antena de microfita através da utilização de um divisor externo de potência. O sinal de fase relativa determina a rotação de polarização (LHCP ou RHCP). Diversos divisores de potência foram utilizados com sucesso em antenas CP, como o acoplador híbrido em quadratura, divisor Wilkinson e o divisor de Junção-T [6].

Uma configuração típica de um *patch* polarizado circularmente com alimentação dupla ortogonal utilizando um divisor externo de potência é mostrada na Fig. 3.5.

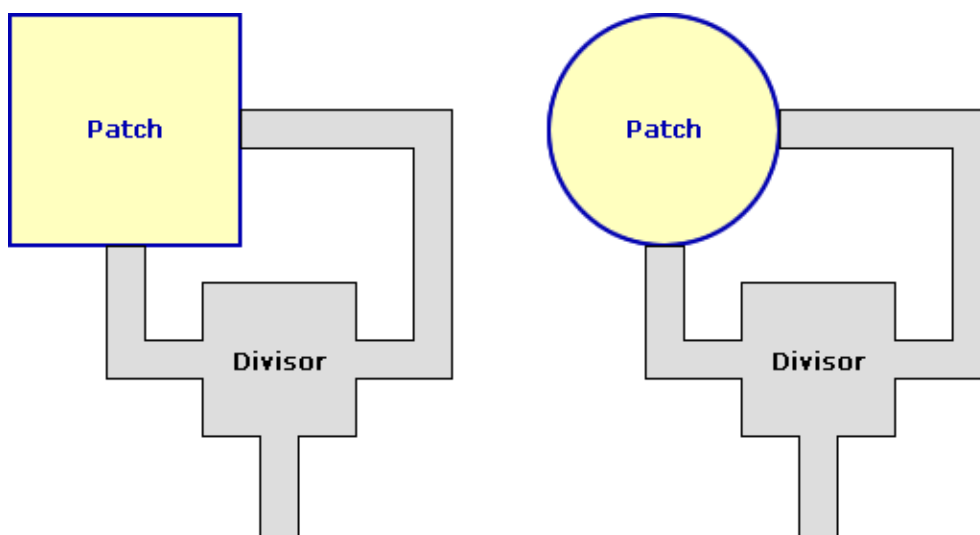


Figura 3.5 - Divisor de potência para *patches* quadrado e circular

O procedimento para a implementação da alimentação dupla em uma antena de microfita consiste inicialmente em projetar um *patch* utilizando alimentação dupla ortogonal. Diversas técnicas de alimentação podem ser utilizadas no projeto, como alimentação por linha de microfita ou por cabo coaxial. Em seguida, um divisor de potência deve ser selecionado e projetado. Os canais de saída do divisor devem possuir o devido casamento de impedância com a antena a ser utilizada. O casamento pode ser obtido escolhendo apropriadamente o posicionamento da alimentação dupla. Para um melhor resultado da razão axial, é necessário minimizar o acoplamento entre as duas alimentações [7].

### Acoplador Híbrido em quadratura

O acoplador híbrido em quadratura é um dispositivo que possui quatro portas de operação. Normalmente o sinal de entrada é inserido na porta 1 e os sinais defasados em 90° saem pelas portas 2 e 3. Na porta 4 deve-se conectar uma carga com impedância  $Z_0$ . Dependendo da rotação de polarização, as portas 1 e 4 podem ser trocadas. Os comprimentos dos ramos longitudinal e transversal são determinados por  $\lambda_g/4$  [8]. A matriz de espalhamento  $[S]$  do acoplador híbrido é dada por (3.9) [6].

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Para um acoplador híbrido de 3 dB, os valores das impedâncias  $Z_a$  e  $Z_b$  podem ser obtidas em (3.14) e (3.15).

$$Z_b = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \quad (3.10)$$

$$Z_a = Z_0 \quad (3.11)$$

A Fig. 3.6 mostra a configuração de um acoplador híbrido em quadratura, indicando as portas de operação, as impedâncias características e as dimensões da estrutura.

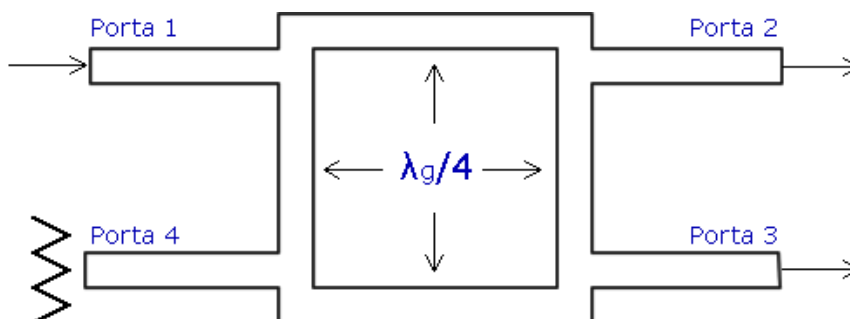


Figura 3.6 - Acoplador híbrido em quadratura

### Divisor de Wilkinson

O divisor Wilkinson utilizado em alimentação CP possui três portas, sendo uma para entrada do sinal e duas saídas que fornecem o sinal dividido. A diferença de fase de  $90^\circ$  entre as componentes é obtida através da utilização das linhas de saída com diferença de  $\lambda_g/4$  no comprimento [8]. A resistência  $R$  dá equilíbrio ao circuito, resultando numa boa isolamento entre os canais de saída. Isso previne a degradação da razão axial gerado pelo descasamento com o *patch*. A matriz de espalhamento  $[S]$  do divisor Wilkinson é dada por (3.16) [6].

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Para um divisor de 3 dB, a resistência  $R$  é definida como  $R = 2Z_0$  e as impedâncias  $Z_2$  e  $Z_3$  são expressas em (3.17).

$$Z_2 = Z_3 = \sqrt{2} Z_0 \quad (3.17)$$

A Fig. 3.7, adaptada de [8], apresenta a configuração de um divisor de Wilkinson. O sinal é inserido na porta 1 e as portas 2 e 3 oferecem os sinais de saída.

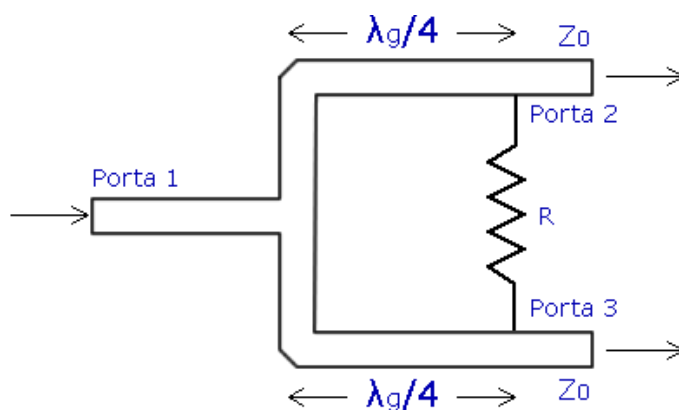


Figura 3.7 - Divisor de Wilkinson

### Divisor de Junção-T

O divisor de Junção-T é semelhante ao divisor de Wilkinson, exceto pelo fato de não existir isolamento entre as portas 2 e 3. Consequentemente, a razão axial é afetada pela reflexão do *patch* [8]. As impedâncias características do divisor de Junção-T são dadas por  $Z_2 = Z_3 = 2Z_0$  [6].

O divisor de Junção-T é ilustrado na Fig. 3.8, adaptada de [8]. Para que o sinal de saída da porta 3 seja defasado em  $90^\circ$  com relação ao sinal de saída da porta 2, é necessário que a linha da porta 3 tenha o comprimento estendido em de  $\lambda_g/4$ .

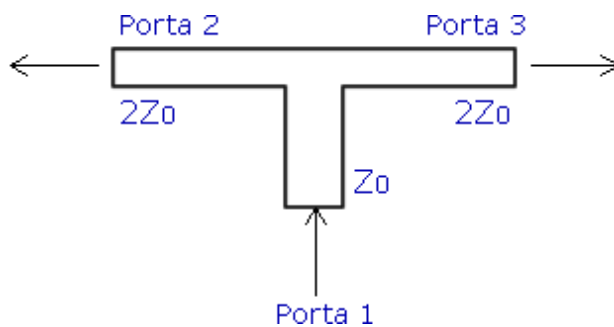


Figura 3.8 - Divisor de Junção-T

### 3.3.2 Antenas CP com Alimentação Única

A utilização de divisores externos de potência pode não ser apropriado para determinados critérios de projeto, principalmente no que se refere a limitações com relação ao espaço físico alocado para o sistema. A antena polarizada circularmente com

alimentação única é vantajosa pois pode excitar dois modos ortogonais de mesma amplitude sem a utilização de um polarizador externo [2].

Geralmente, um *patch* com alimentação única radia em polarização linear. Para se obter polarização circular em uma antena com alimentação posicionada num único ponto, é necessário inserir uma perturbação no elemento radiador, de forma a gerar dois modos de ressonância de mesma amplitude e em quadratura de fase, isto é, defasados em  $90^\circ$  um do outro. Além disso, o posicionamento da alimentação também exerce influência sobre a resposta de polarização [6, 8].

Algumas técnicas de truncamento podem ser empregadas para a introdução da perturbação no elemento radiador, de modo que a polarização circular seja alcançada. Algumas técnicas podem utilizar truncamentos em apenas uma extremidade do *patch*, causando uma assimetria na estrutura. O desempenho é semelhante em comparação com técnicas que utilizam truncamentos nas duas extremidades, desde que a área efetiva da perturbação inserida no *patch* seja semelhante nos dois casos [8].

A Fig. 3.9 apresenta algumas técnicas de truncamento de *patches* quadrados para a obtenção de polarização circular. A Fig. 3.9 (a) ilustra um *patch* quadrado com cantos truncados. Nota-se a remoção de figuras triangulares em duas extremidades do *patch*. A Fig. 3.9 (b) mostra um *patch* quadrado com truncamento quadrado em uma extremidade. A Fig. 3.9 (c) ilustra uma configuração de *patch* quadrado com truncamentos do tipo fenda em bordas opostas.

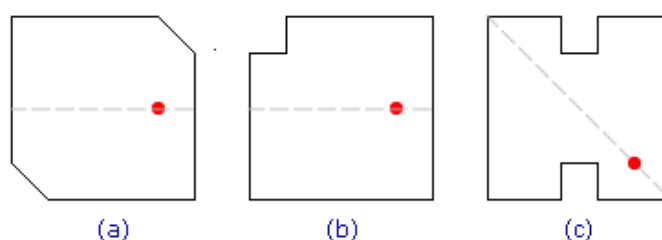


Figura 3.9 – *Patches* quadrados CP (a) com cantos truncados em formato triangular, (b) com canto truncado em formato quadrado, e (c) com bordas truncadas em formato de fendas.

As Figs 3.10 (a) e 3.10 (b) apresentam configurações de *patches* quadrados com a introdução de toco (*stub*) quadrado no canto e na borda, respectivamente. Nota-se que para obter os dois modos ortogonais ressonantes em quadratura de fase, a localização da alimentação dependerá do posicionamento da perturbação no *patch*. Traçando um plano

cartesiano cuja origem se encontra no centro da estrutura, a alimentação deve ser posicionada num eixo ortogonal quando o *patch* possui perturbações no canto. Contudo, se a modificação do *patch* estiver localizada na borda, a alimentação deve ser posicionada num eixo diagonal.

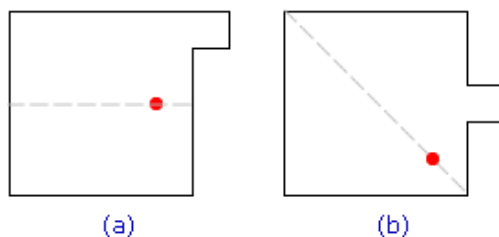


Figura 3.10 – *Patches* quadrados CP com tocos (a) no canto e (b) na borda

As Figs 3.11 (a) e 3.11 (b) ilustram *patches* circulares com a introdução fendas e tocos, respectivamente. Nos dois casos, a alimentação é posicionada num ângulo de  $45^\circ$  com relação ao eixo onde se encontram as perturbações do *patch*.

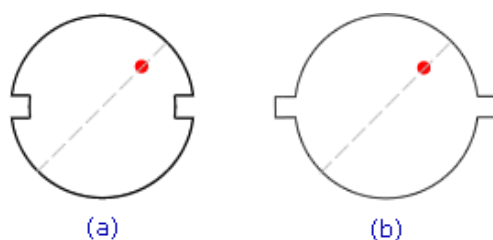


Figura 3.11 – *Patches* circulares CP (a) com fendas e (b) com tocos

As Figs 3.12 (a) e 3.12 (b) ilustram *patches* circularmente polarizados em formato quadrado e circular, respectivamente, com aberturas retangulares diagonais. A alimentação é posicionada no eixo central da estrutura.

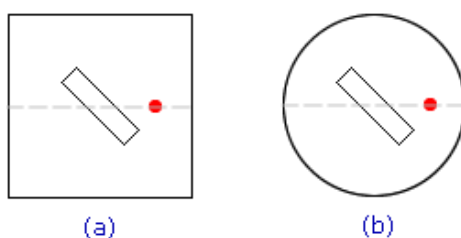


Figura 3.12 – *Patches* circularmente polarizados com abertura retangular diagonal (a) quadrado e (b) circular



Para se obter a polarização circular, a geometria do *patch* deve ser modificada até que as frequências de ressonância  $f_1$  e  $f_2$  de dois modos ortogonais fiquem próximas entre si. Além disso, a alimentação da antena deve ser posicionada num ponto onde os modos ressonantes estejam defasados entre si em  $90^\circ$ , o que resulta em quadratura de fase entre os dois modos. Seguindo esses critérios, a antena, então, é excitada numa frequência  $f_0$ , localizada entre as frequências de ressonância dos dois modos, de tal forma que as amplitudes dos modos excitados sejam iguais. Estas duas condições são suficientes para a obtenção da polarização circular numa antena com alimentação única [7, 8].

A Fig. 3.13 exemplifica um gráfico do VSWR de uma antena circularmente polarizada em função da frequência.

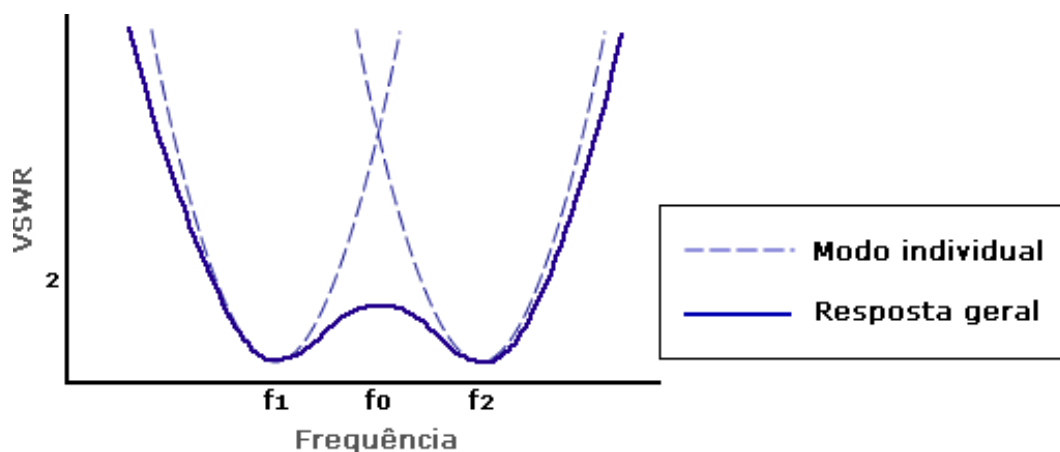


Figura 3.13 - VSWR típico de dois modos ortogonais em uma antena com alimentação única

Em todos os casos, qualquer alteração realizada no *patch* ou no posicionamento da alimentação influencia consideravelmente na excitação dos modos ressonantes e, conseqüentemente, na resposta de polarização da antena. Fatores como aproximações nos cálculos do software de simulação ou imperfeições na fabricação da antena podem afetar diretamente as características como a razão axial e o casamento de impedância [8].

### 3.4 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados alguns parâmetros de polarização de antenas, com atenção especial a polarização circular. Parâmetros que medem a qualidade da polarização foram deduzidos e discutidos, como a razão axial.

Além disso, foram apresentados e discutidos alguns métodos de obtenção de polarização circular em antenas de microfita. No que se refere às antenas circularmente polarizadas com alimentação dupla, foram apresentados alguns dos principais divisores de potência utilizados para a obtenção da polarização circular. Finalmente, as principais configurações de antenas circularmente polarizadas com alimentação simples foram abordadas.

---

# CAPÍTULO 4

## Antena Compacta Circularmente Polarizada com Fendas Cruzadas

---

### 4.1 Introdução

Neste capítulo, uma antena circularmente polarizada de microfitas miniaturizada com fendas diagonais e cruzadas e com alimentação única é proposta. A composição da antena, o tipo de alimentação e os parâmetros que foram investigados para a construção dos protótipos são apresentados e discutidos.

A estrutura da antena que serviu como referência principal neste capítulo foi proposta em [17]. A partir da análise desta estrutura, foram realizadas alterações na geometria do *patch* e, após análise paramétrica e estudos investigativos, uma nova configuração foi proposta. Parâmetros importantes como perda de retorno, razão axial, VSRW e o casamento de impedância foram analisados com a utilização do software comercial Ansoft HFSS e os resultados são discutidos neste capítulo. Foram construídos alguns protótipos da antena proposta e as medições foram realizadas em ambiente laboratorial, com a utilização do analisador de redes vetorial Keysight E5071C.

A Fig. 4.1 ilustra as configurações das antenas investigadas e, em particular, da antena proposta nesta seção.

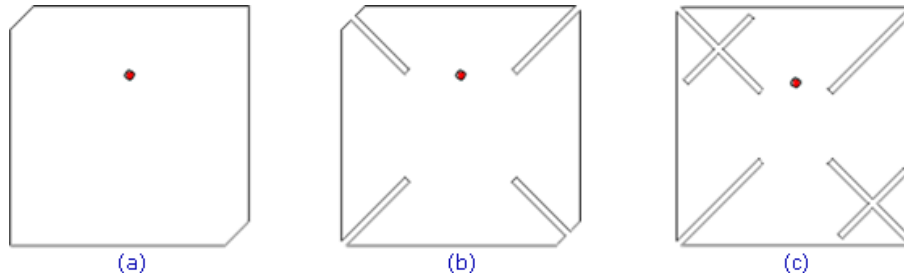


Figura 4.1 – Antenas circularmente polarizadas (a) com cantos truncados, (b) com cantos truncados e fendas, e (c) com fendas cruzadas

A Fig. 4.2 apresenta o gráfico com a simulação da perda de retorno para as antenas investigadas. Em comparação com uma antena quadrada de microfita polarizada circularmente com cantos truncados e sem fendas, a antena compacta CP com fendas cruzadas apresentou uma redução na frequência de ressonância de aproximadamente 25%.

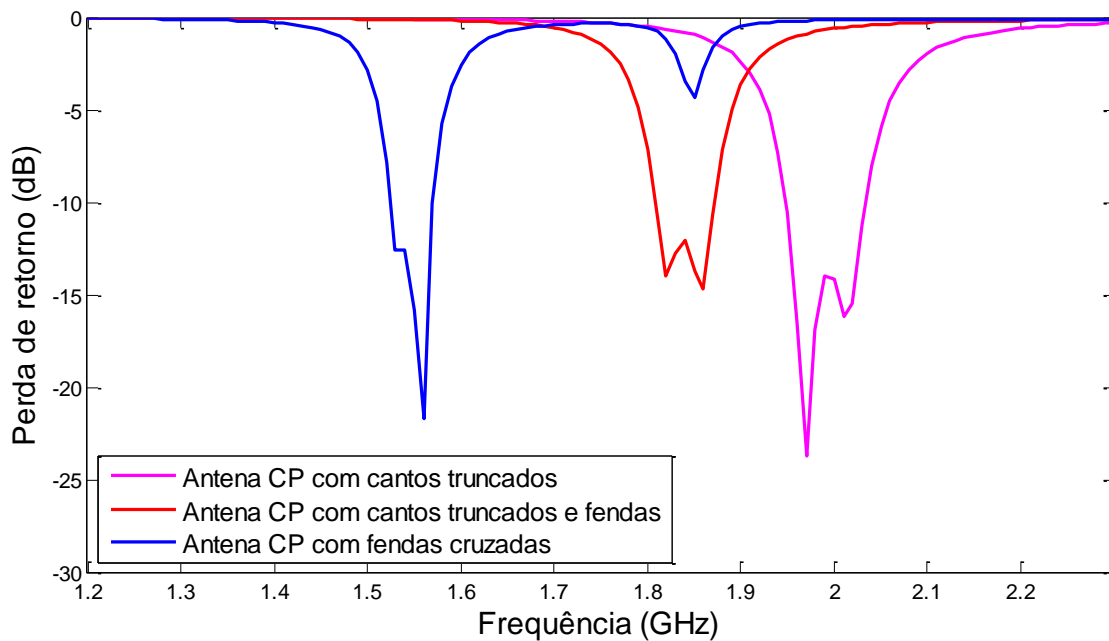


Figura 4.2 – Simulação da perda de retorno para as antenas analisadas

## 4.2 Geometria Considerada

A geometria da antena proposta neste capítulo é baseada na estrutura descrita por [18]. A partir do modelo de referência, são sugeridas algumas modificações na geometria do *patch*. Foi utilizada a técnica de alimentação por cabo coaxial, e um único ponto de

alimentação foi utilizado. A polarização circular é alcançada com a utilização de fendas cruzadas dispostas sobre duas das quatro fendas diagonais sobre o *patch*, além do posicionamento do ponto de alimentação.

A antena proposta possui *patch* e substrato dielétrico quadrados. As seguintes dimensões foram objeto de estudo paramétrico: largura do *patch*, largura e altura do substrato dielétrico, largura e comprimento das fendas diagonais, largura e comprimento das fendas cruzadas e, por fim, o posicionamento da alimentação.

A configuração estrutural da antena proposta é apresentada na Fig. 4.3.

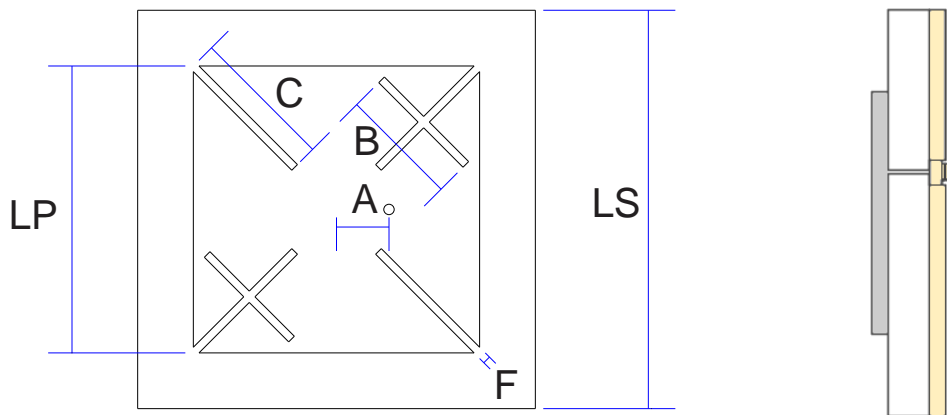


Figura 4.3 – Configuração da antena CP com fendas cruzadas

### 4.3 Projeto, Construção e Resultados

Nas etapas de projeto, simulação e construção dos protótipos, o material utilizado foi a fibra de vidro (FR4), com espessura  $h = 1,56$  cm e permissividade elétrica relativa  $\epsilon_r = 4,4$ . Os parâmetros estruturais da antena proposta podem ser visualizados na tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Configurações da antena CP com fendas cruzadas

Identificação	Característica	Tamanho (em mm)
LS	Largura do substrato dielétrico	50,0
LP	Largura do <i>patch</i> quadrado	36,0
A	Localização do ponto de alimentação	6,6
B	Comprimento das fendas cruzadas	15,0
C	Comprimento das fendas diagonais	18,0

*CAPÍTULO 4. ANTENA  
COMPACTA CIRCULARMENTE POLARIZADA COM FENDAS CRUZADAS*

A introdução das fendas cruzadas e o posicionamento adotado para a alimentação foram responsáveis pela geração de dois modos ortogonais de mesma amplitude e em quadratura de fase, gerando, conseqüentemente, a polarização circular.

O protótipo fabricado é mostrado na Fig. 4.4.

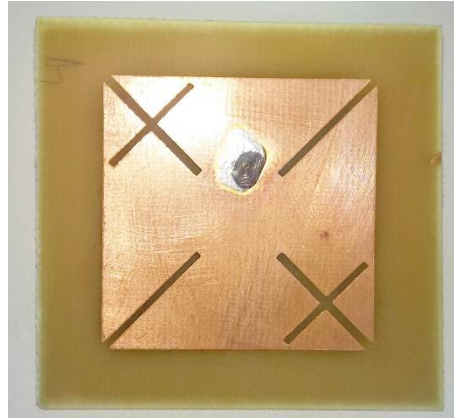


Figura 4.4 - Protótipo da antena CP com fendas cruzadas

A Fig. 4.5 apresenta os resultados simulados e medidos da perda de retorno em função da frequência para a antena proposta. A boa concordância obtida entre os resultados é consequência, dentre outras coisas, da simplicidade na geometria do *patch* e na fácil fabricação da antena. Em comparação com uma antena quadrada de microfita circularmente polarizada com cantos truncados e sem fendas, a antena proposta possui um potencial de redução nas dimensões em cerca de 25%. Observa-se também que a antena proposta apresenta banda ressonante em 1,575 GHz, faixa destinada à aplicação de GPS (*Global Positioning System*), que requer a polarização circular.

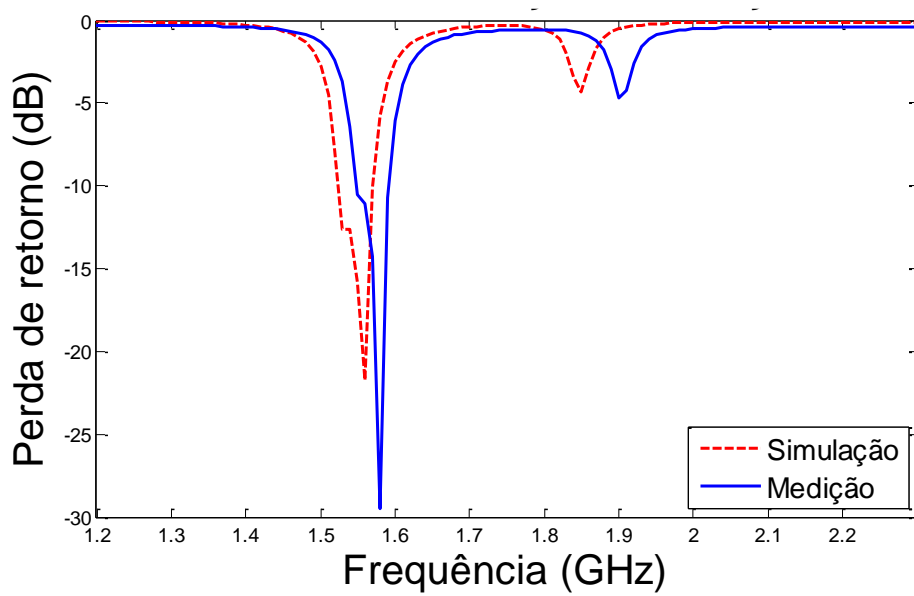


Figura 4.5 - Perda de retorno simulado e medido da antena CP com fendas cruzadas

A Fig. 4.6 apresenta o resultado do VSWR simulado para a antena proposta.

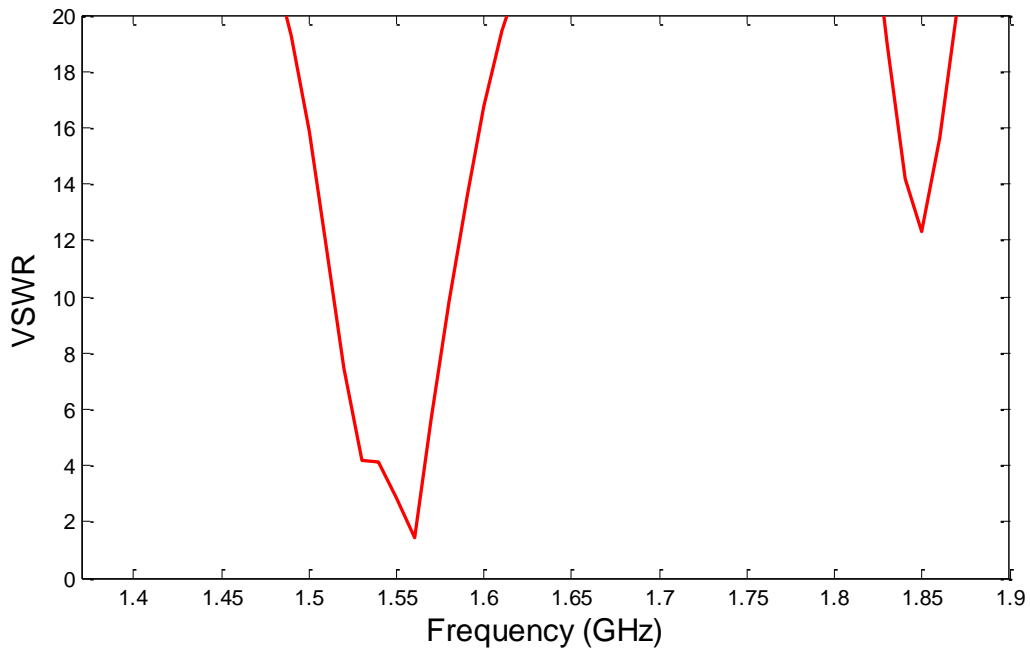


Figura 4.6 – VSWR simulado da antena CP com fendas cruzadas

A Fig. 4.7 apresenta o resultado do VSWR medido em analisador vetorial para a antena compacta CP com fendas cruzadas. Nota-se boa concordância entre os valores

*CAPÍTULO 4. ANTENA  
COMPACTA CIRCULARMENTE POLARIZADA COM FENDAS CRUZADAS*

simulados e medidos na frequência de operação, uma vez que a diferença entre os valores medidos (1,578 GHz) e simulados (1,553) é de aproximadamente 1,6%.

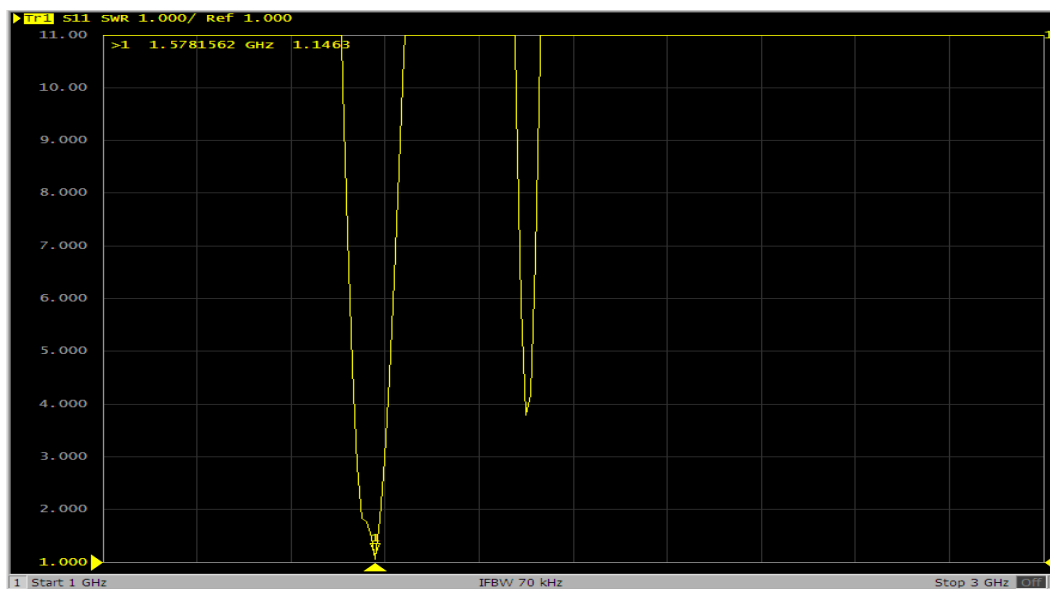


Figura 4.7 - VSWR medido da antena CP com fendas cruzadas

Os resultados simulados da razão axial da antena proposta pode ser visto na Fig. 4.8. Nota-se que a razão axial atinge valores abaixo de 3 dB na faixa de operação da antena, caracterizando a polarização circular.



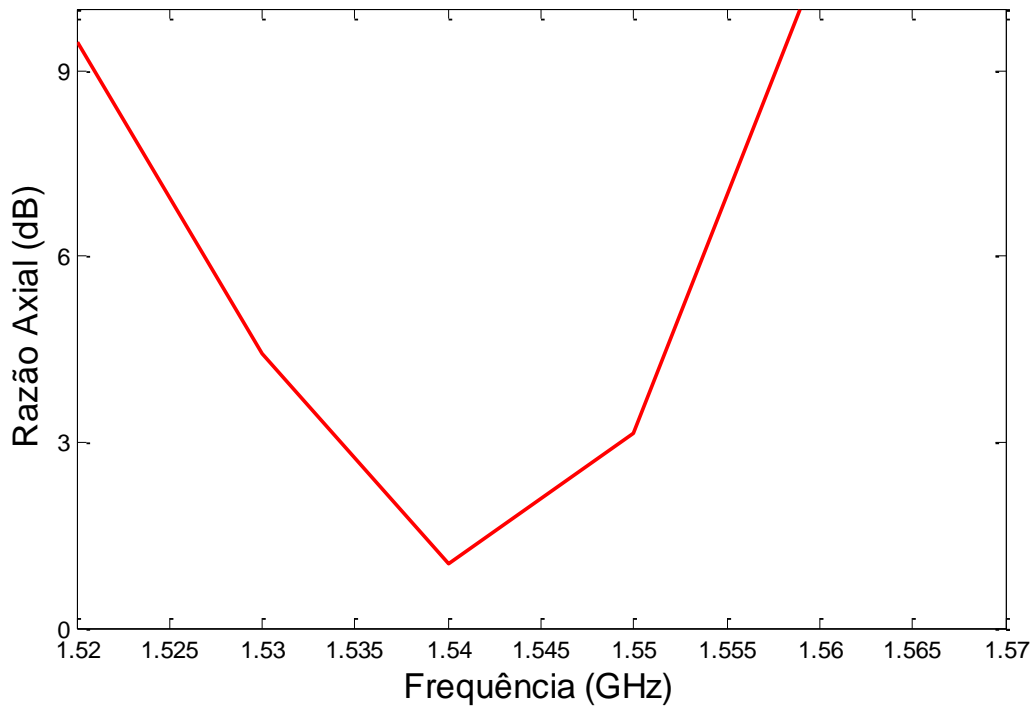


Figura 4.8 - Razão axial da antena CP com fendas cruzadas

As Figs 4.9 e 4.10 apresentam os diagramas de radiação do ganho em 3D e 2D, respectivamente. Nota-se que a redução das dimensões da antena e a introdução de fendas são fatores que provocam uma redução no ganho da antena. Algumas técnicas podem ser empregadas para melhorar o ganho, como a utilização de multicamadas de substrato dielétrico, aumento na espessura do substrato dielétrico, emprego de um arranjo de antenas ou com a introdução de amplificadores.

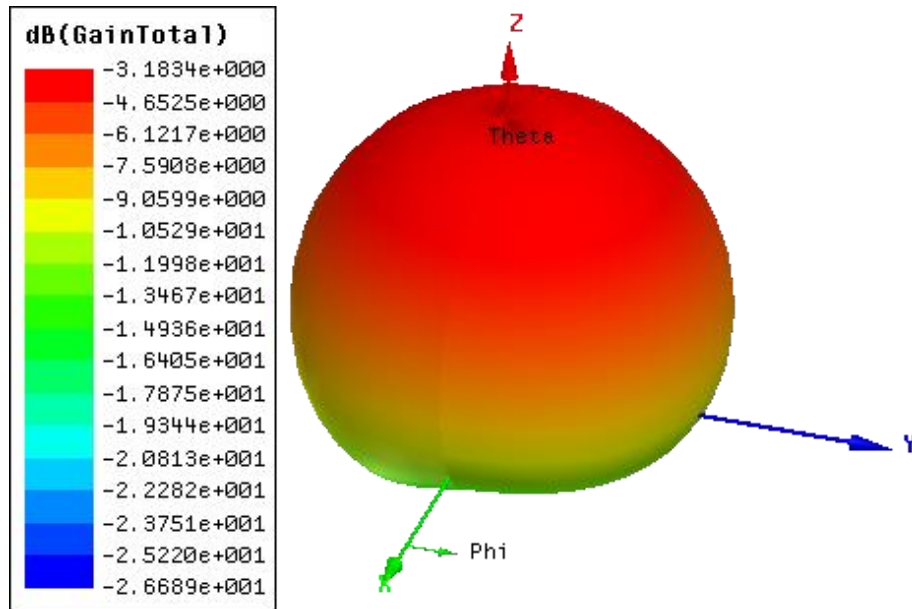


Figura 4.9 - Diagrama 3D de radiação do ganho da antena CP com fendas cruzadas

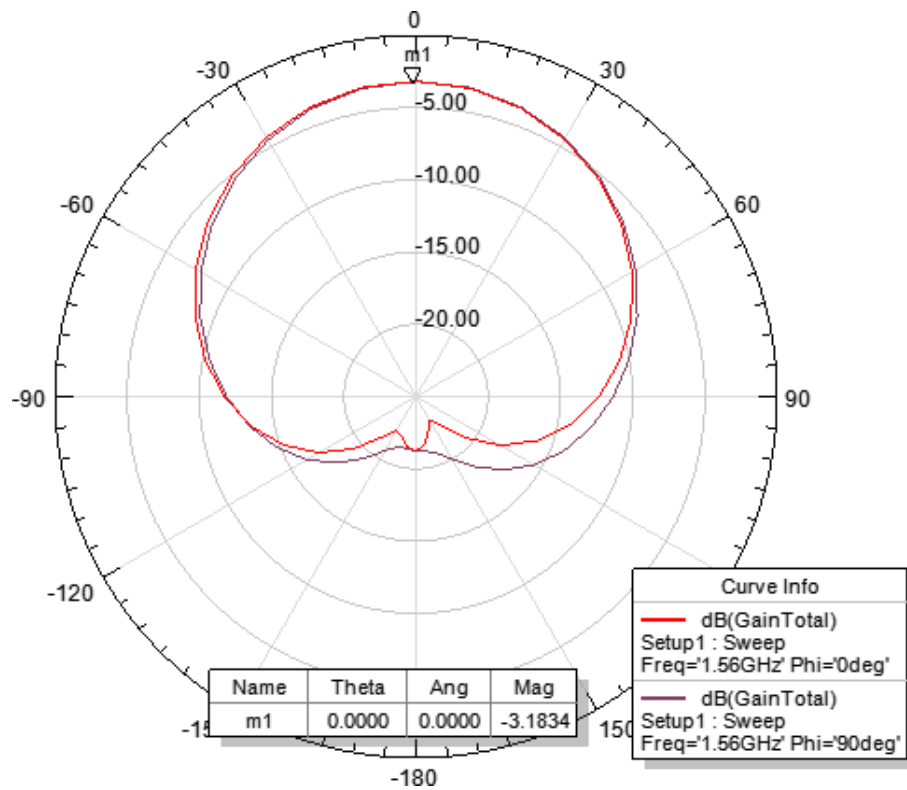


Figura 4.10 - Diagrama de radiação do ganho da antena CP com fendas cruzadas

A Carta de Smith é apresentada na Fig. 4.11.

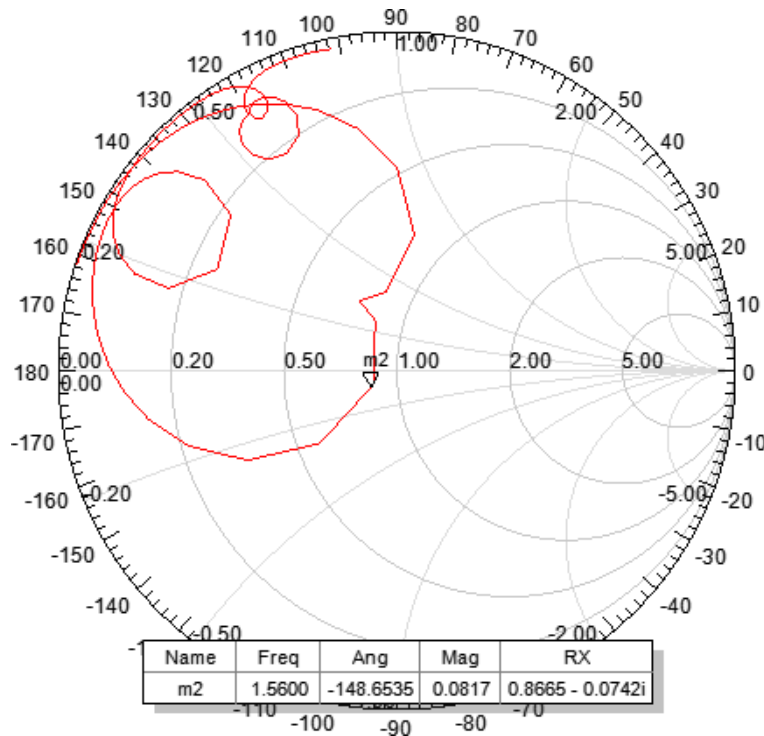


Figura 4.11 - Carta de Smith da antena CP com fendas cruzadas

#### 4.4 Conclusão

Uma antena compacta de microfita circularmente polarizada com fendas cruzadas foi proposta, permitindo uma redução das dimensões da estrutura. A antena foi alimentada através de uma única sonda coaxial. Simulação e resultados experimentais para a perda de retorno de antena apresentaram boa concordância e uma redução na frequência de ressonância de aproximadamente 25% em comparação com a antena quadrada circularmente polarizada com cantos truncados e sem fendas. Os gráficos de razão axial, SWR, carta de Smith e diagrama de radiação do ganho foram apresentados e discutidos.

---

# CAPÍTULO 5

## Antena Compacta Circularmente Polarizada com Fenda em L

---

### 5.1 Introdução

Neste capítulo, são discutidas a análise e o desenvolvimento de uma antena circularmente polarizada de microfita com alimentação única e com características de miniaturização. São abordados tópicos como a composição da antena, o tipo de alimentação e os parâmetros que foram investigados para a construção dos protótipos.

A estrutura que serviu como referência para a antena estudada neste capítulo foi proposta em [17]. A partir da análise desta estrutura, foram realizadas alterações na geometria do *patch* e, após intensa análise paramétrica e estudos investigativos, uma nova configuração é proposta. Parâmetros importantes como perda de retorno, razão axial e o casamento de impedância foram analisados com a utilização do software comercial Ansoft HFSS™ e os resultados são discutidos neste capítulo. Foram construídos alguns protótipos da antena proposta e as medições foram realizadas em ambiente laboratorial, com a utilização do analisador de redes vetorial Keysight E5071C.

A Fig. 5.1 mostra as configurações das *patches* utilizados como base e da antena proposta nesta seção.

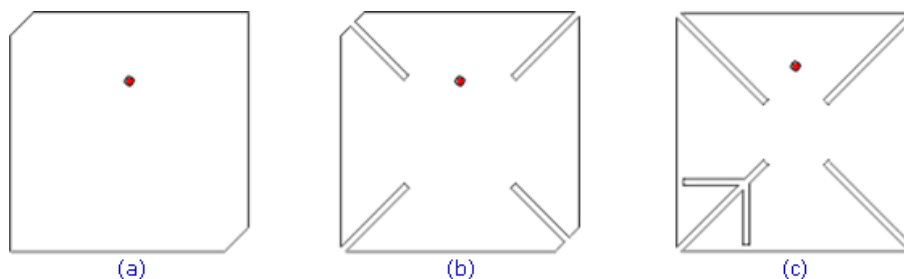


Figura 5.1 - Antenas circularmente polarizadas (a) com cantos truncados, (b) com cantos truncados e fendas, e (c) com fenda em L

A Fig. 5.2 apresenta o gráfico com a simulação da perda de retorno para as antenas analisadas. Comparando-se com uma antena quadrada CP de microfita com cantos truncados e sem fendas, a antena compacta CP com fenda em L apresentou uma redução na frequência de ressonância de aproximadamente 30%, além de apresentar comportamento *dual band*.

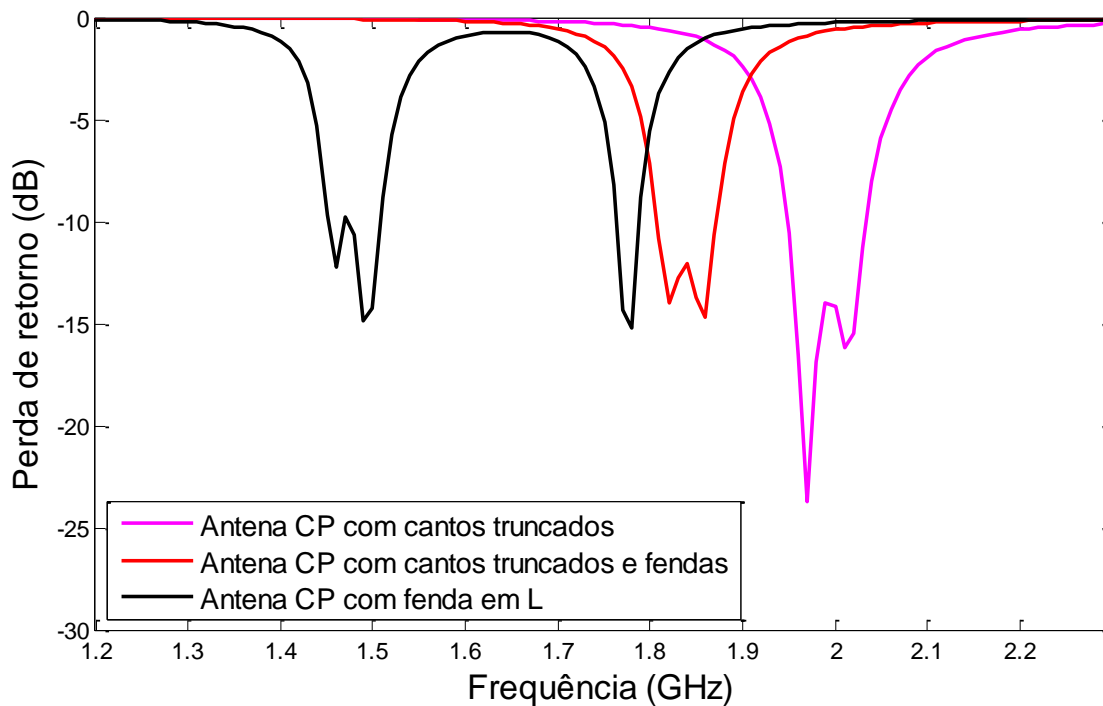


Figura 5.2 - Simulação da perda de retorno para as antenas analisadas

## 5.2 Geometria Considerada

A geometria da antena proposta neste capítulo é baseada na estrutura proposta por [17]. A partir do modelo de referência, são propostas algumas modificações na geometria do *patch*. Foi utilizada a técnica de alimentação por cabo coaxial, e um único ponto de alimentação foi utilizado. A polarização circular é alcançada com a utilização de fendas em forma de dipolo cruzado, além do posicionamento do ponto de alimentação.

A antena proposta possui substrato dielétrico quadrado e *patch* quadrado com fenda em formato de L disposta em uma das quatro fendas diagonais. As seguintes dimensões foram objeto de estudo paramétrico: largura do *patch*, largura e altura do substrato dielétrico, largura e comprimento das fendas diagonais, largura e comprimento da fenda em L e, por fim, o posicionamento da alimentação.

A configuração da antena proposta é apresentada na Fig. 5.3.

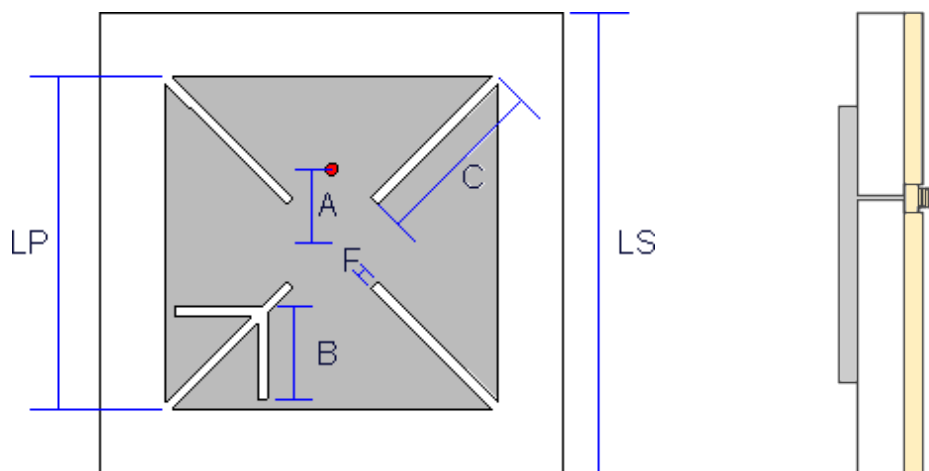


Figura 5.3 – Configuração da antena CP com fenda em L

## 5.3 Projeto, Construção e Resultados

Nas etapas de projeto, simulação e construção dos protótipos, o material utilizado foi a fibra de vidro (FR4), com espessura  $h = 1,56$  cm e permissividade elétrica relativa  $\epsilon_r = 4,4$ . Os parâmetros estruturais da antena proposta podem ser visualizados na tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Configurações da antena CP com fenda em L

Identificação	Característica	Tamanho (mm)
LS	Largura do substrato dielétrico	50,0
LP	Largura do <i>patch</i> quadrado	36,0
A	Localização do ponto de alimentação	8,0
B	Comprimento da fenda em L	10,0
C	Comprimento da cada uma das fendas diagonais	19,0
F	Largura das fendas diagonais e da fenda em L	1,0

A introdução da fenda em L e o devido posicionamento da alimentação foram responsáveis pela geração de dois modos ortogonais de mesma amplitude e em quadratura de fase, gerando, conseqüentemente, a polarização circular.

O parâmetro C, caracterizado como o comprimento das fendas diagonais, é um dos responsáveis pelo controle da frequência de ressonância da antena. A Fig. 5.4 apresenta o gráfico da análise que resulta na escolha do comprimento das fendas diagonais da antena proposta. Observa-se que para  $C = 19$  mm, a antena ressoa numa frequência de aproximadamente 1,47 GHz. Logo, conclui-se que a alteração do parâmetro analisado pode conferir características de miniaturização a uma antena circularmente polarizada, desde que outros parâmetros também sejam respeitados, como, por exemplo, a razão axial abaixo de 3 dB na faixa de operação.

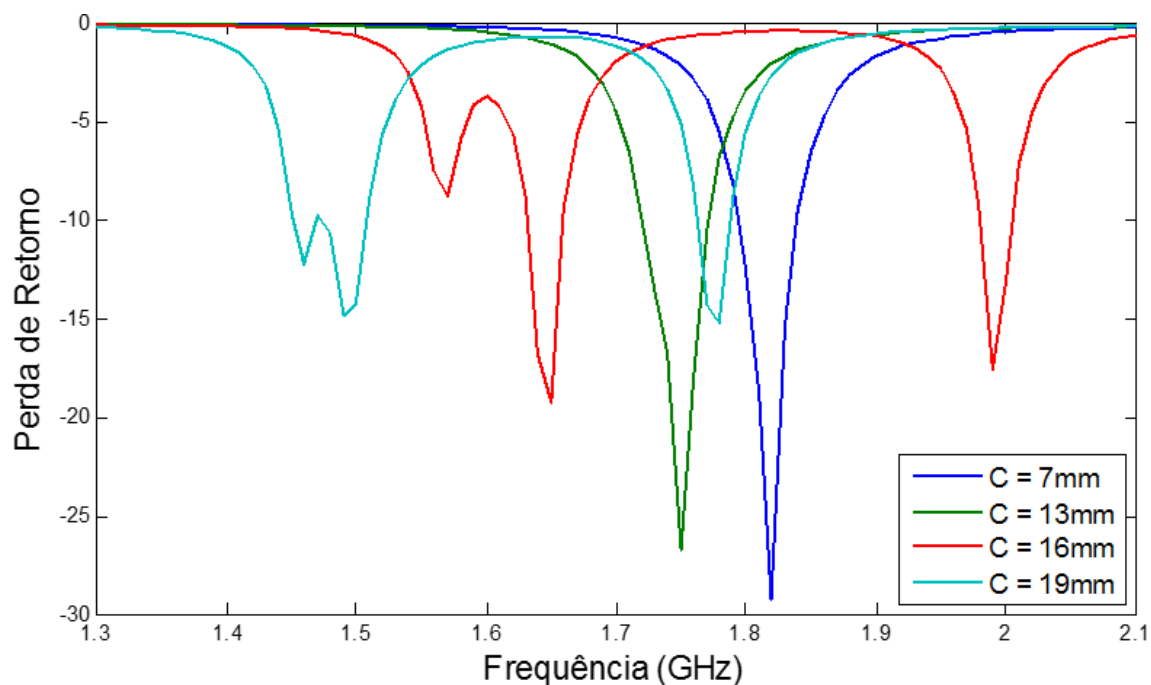


Figura 5.4 - Análise paramétrica do comprimento das fendas diagonais

A Fig. 5.5 apresenta o gráfico da razão axial em função do comprimento das fendas diagonais (parâmetro C). Nota-se que o valor da razão axial desejado para a obtenção da polarização circular, abaixo de 3 dB, é alcançado quando o comprimento das fendas diagonais é de 19 mm.

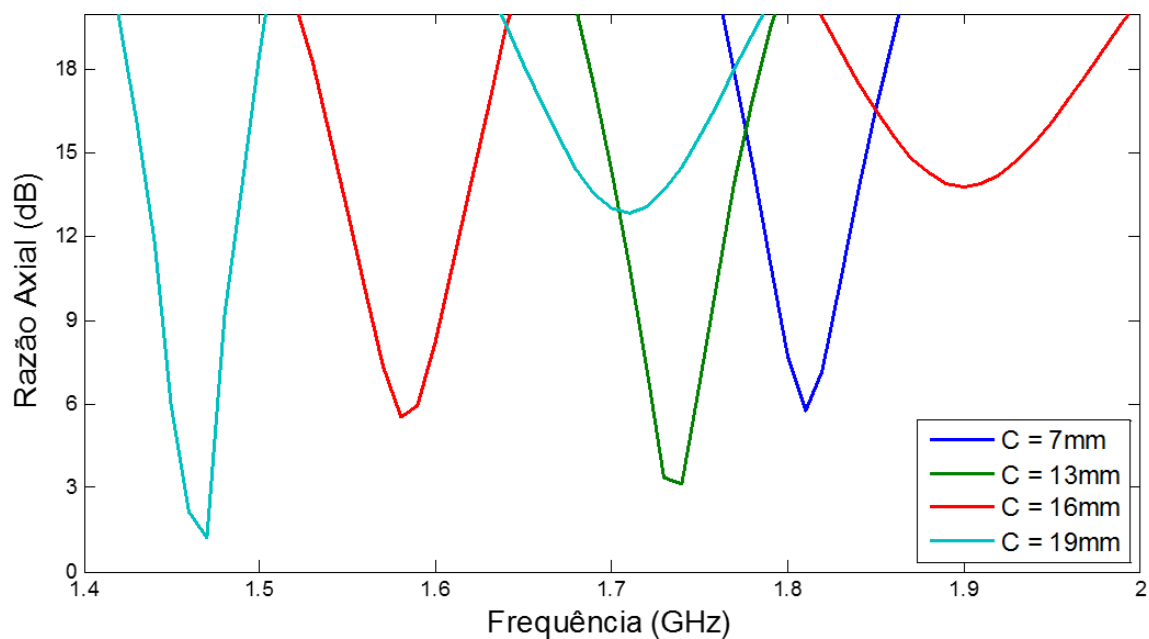


Figura 5.5 – Razão axial em função do comprimento das fendas diagonais



O protótipo fabricado pode ser visto na Fig. 5.6. A fabricação da antena foi composta por 4 etapas: simulação em software comercial, impressão de máscara adesiva com o layout do *patch*, corrosão da face de cobre na placa de FR4 e introdução dos conectores.

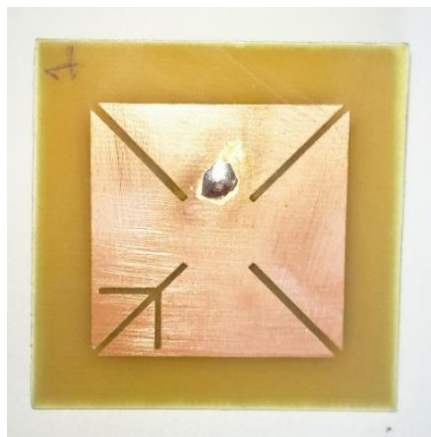


Figura 5.6 - Protótipo da antena CP com fenda em L

A Fig. 5.7 apresenta os resultados simulados e medidos da perda de retorno em função da frequência para a antena proposta. Assim como a antena CP com fendas cruzadas, proposta no capítulo anterior, a boa concordância obtida entre os resultados simulado e medido desta antena é consequência, dentre outras coisas, da simplicidade na geometria do *patch* e na fácil fabricação da antena. Em comparação com uma antena quadrada de microfita circularmente polarizada com cantos truncados e sem *slots*, a antena proposta possui um potencial de redução nas dimensões em cerca de 30%. Observa-se também que a antena proposta exibe um comportamento de *dual band*, com a primeira ressonância na faixa de 1,47 GHz e a segunda ressonância na faixa de 1.775 GHz.

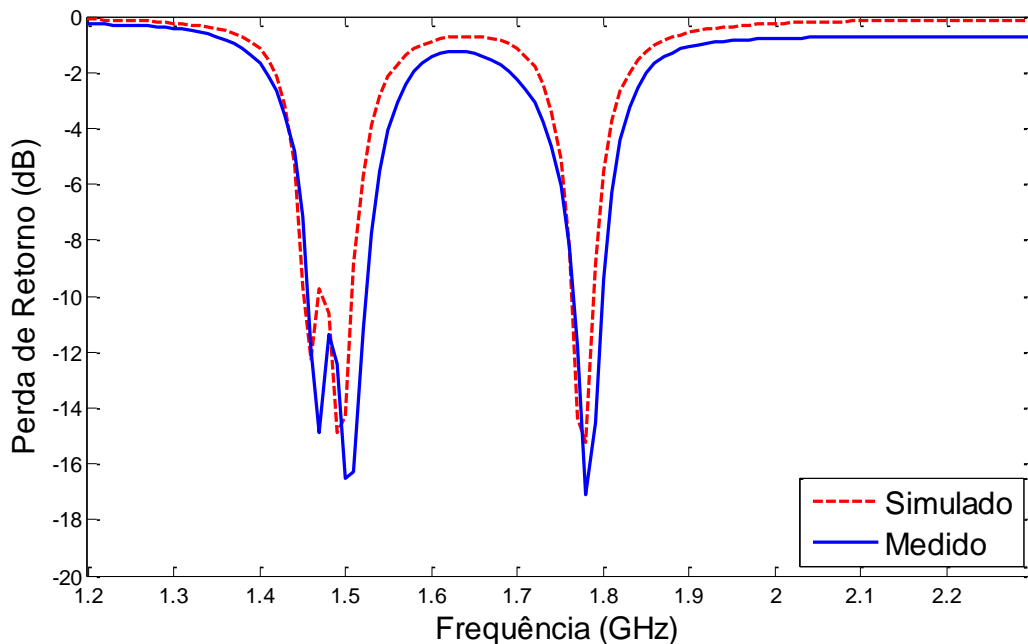


Figura 5.7 - S11 simulado e medido da antena CP com fenda em L

A Fig. 5.8 apresenta o resultado do VSWR simulado para a antena proposta, confirmando as duas bandas de frequências do intervalo analisado.

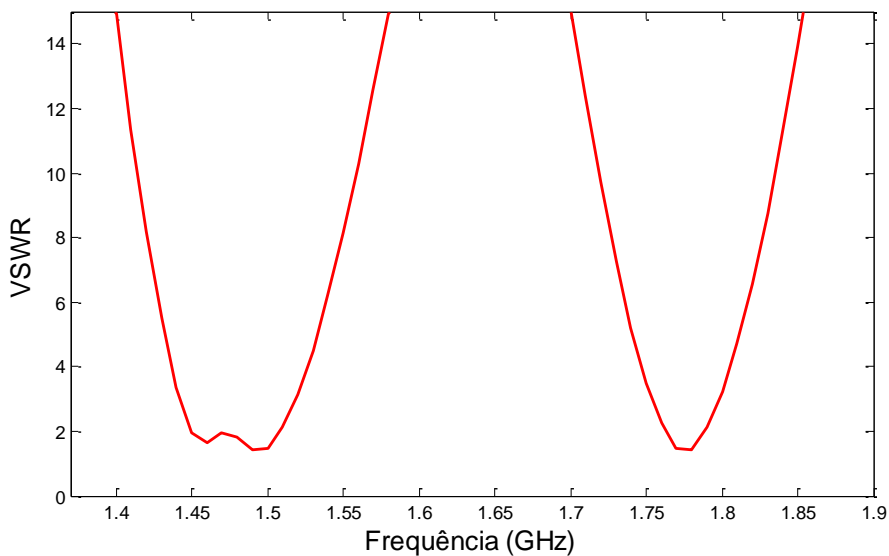


Figura 5.8 - VSWR simulado para a antena CP com fenda em L

O VSWR medido em analisador vetorial é mostrado na Fig. 5.9. Verifica-se que os resultados medidos de VSWR estão em concordância com a simulação realizada em Ansoft

HFSS. Os resultados medidos e simulados apresentam uma frequência de operação de aproximadamente 1,48 GHz.

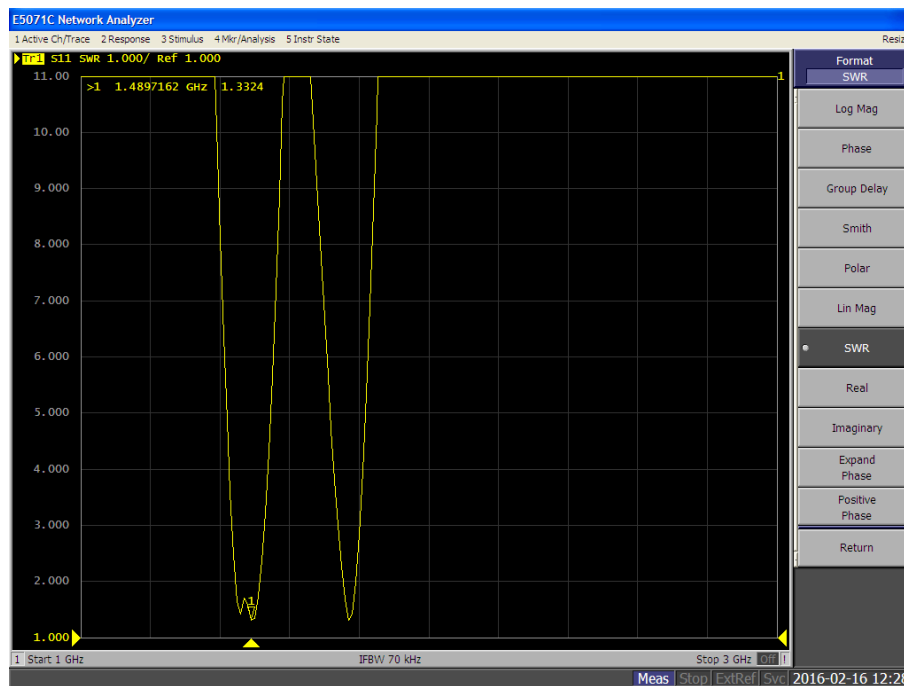


Figura 5.9 - VSWR medido para a antena CP com fenda em L

Os resultados simulados para a razão axial da antena proposta podem ser vistos na Fig. 5.10. Nota-se que a polarização circular é atingida na primeira banda de operação, quando a razão axial atinge um patamar inferior a 3 dB. A segunda banda de operação, na faixa de 1,78 GHz, é caracterizada por uma razão axial de aproximadamente 17 dB, indicando que a polarização nessa faixa de frequência é quase linear.

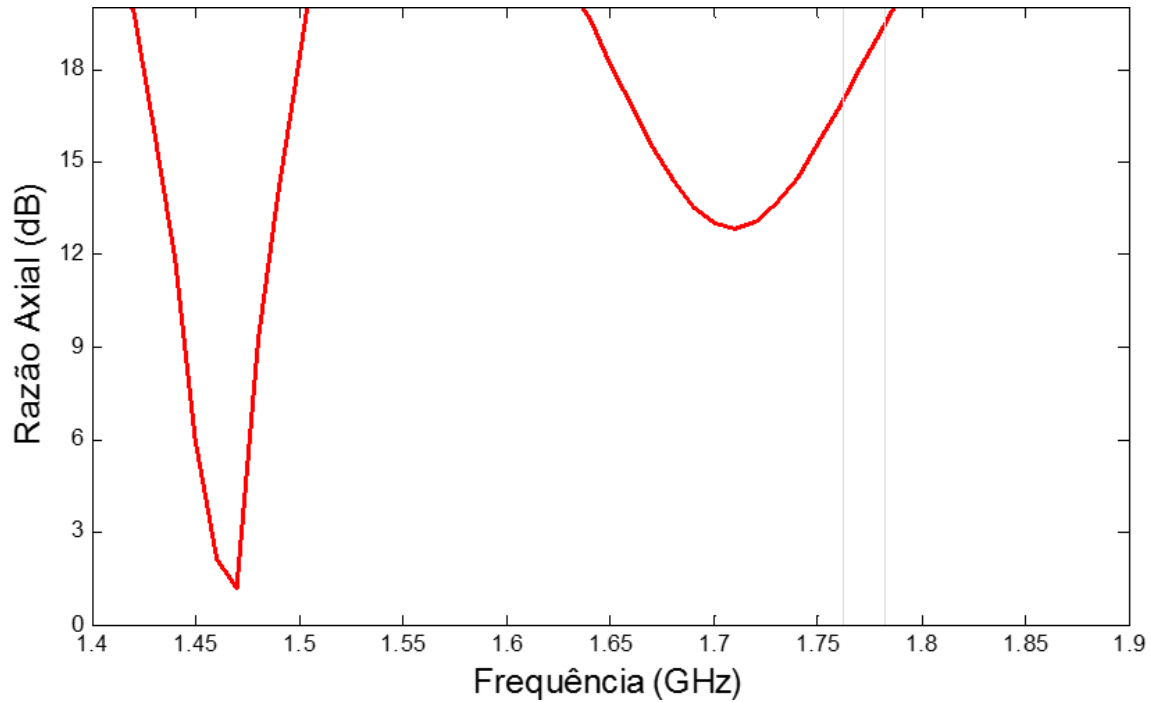


Figura 5.10 - Razão axial da antena CP com fenda em L

As Figs 5.11 e 5.12 apresentam os diagramas de radiação do ganho em 3D e 2D, respectivamente. Nota-se que a redução das dimensões da antena e a introdução de fendas são fatores que provocam uma redução no ganho da antena. Algumas técnicas podem ser empregadas para melhorar o ganho, como a utilização de multicamadas de substrato dielétrico, aumento na espessura do substrato dielétrico, emprego de um arranjo de antenas ou com a introdução de amplificadores.

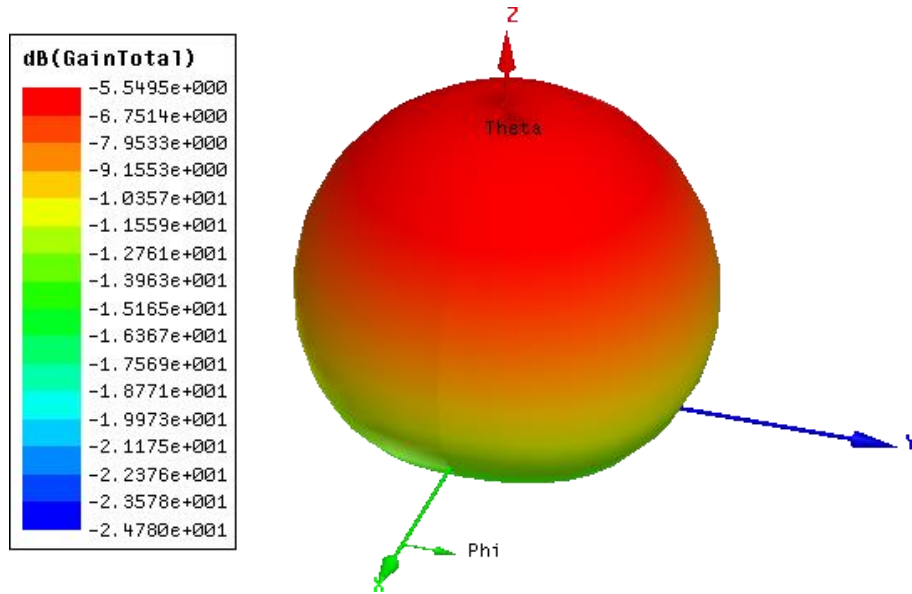


Figura 5.11 - Diagrama 3-D de radiação do ganho da antena CP com fenda em L

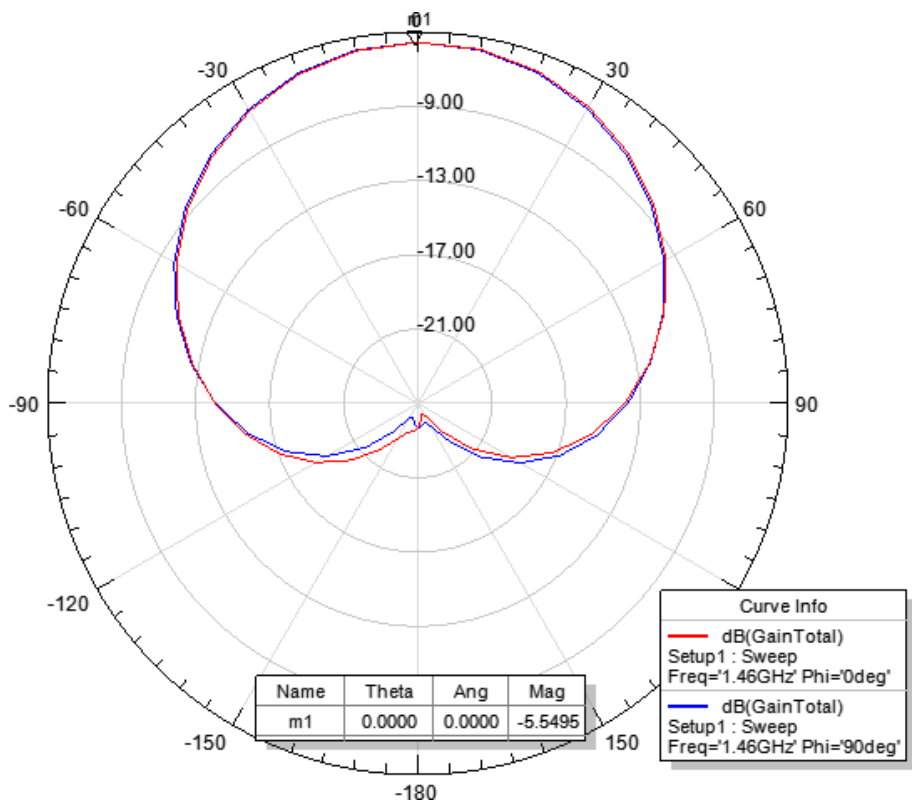


Figura 5.12 - Diagrama de radiação do ganho da antena CP com fenda em L

A Carta de Smith é apresentada na Fig. 5.13.

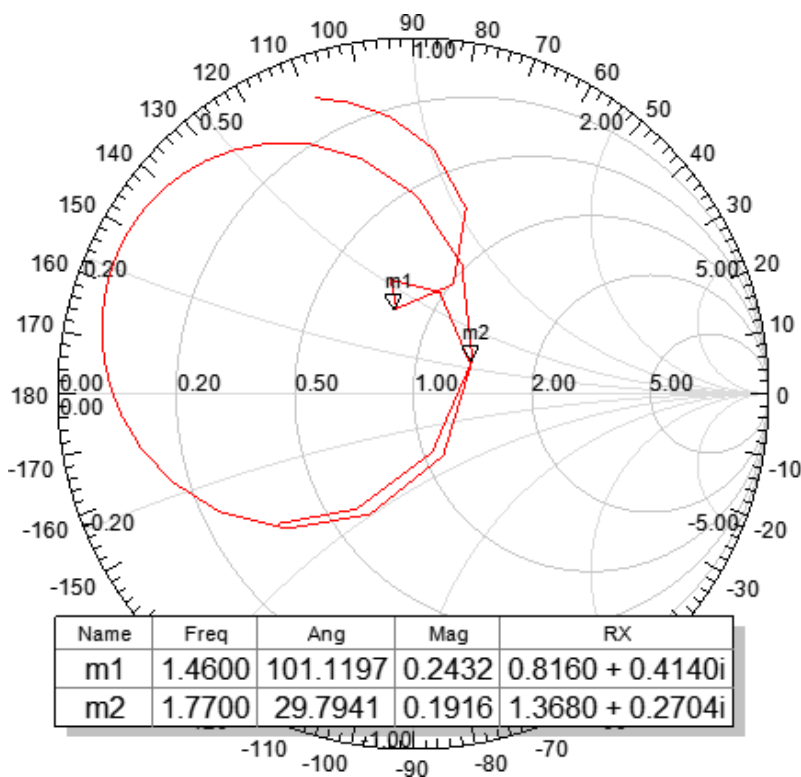


Figura 5.13 – Carta de Smith da antena CP com fenda em L

## 5.4 Conclusão

Neste capítulo, uma nova geometria de antena compacta de microfita foi apresentada, permitindo a redução das dimensões da estrutura. A antena foi alimentada através de uma única sonda coaxial. Simulação e resultados experimentais para a perda de retorno de antena apresentaram excelente concordância e uma redução na frequência de ressonância de cerca de 30% foi alcançada, em comparação com a antena quadrada circularmente polarizada com cantos truncados e sem fendas. A antena apresenta possui um desempenho *dual band*, com frequências de ressonância de 1,47 GHz, com polarização circular, e 1,775 GHz, com uma polarização quase-linear.

---

# CAPÍTULO 6

## Conclusões

---

Este trabalho apresentou uma análise das propriedades de antenas de microfita circularmente polarizadas. Foram analisadas várias técnicas para a obtenção de polarização circular em antenas de microfita e, com base na fundamentação teórica e em análise paramétrica, foram apresentadas novas configurações de antenas para aplicações em sistemas de comunicações sem fio. Protótipos das antenas propostas foram construídos e medidos para fins de comparação, tendo sido observada uma boa concordância entre os resultados simulados e medidos.

Uma antena compacta de microfita circularmente polarizada com fendas cruzadas foi proposta, permitindo uma redução das dimensões da estrutura. A antena foi alimentada através de uma única sonda coaxial. Os resultados simulados e experimentais obtidos para a perda de retorno da antena foram coerentes e uma redução na frequência de ressonância de aproximadamente 25% foi alcançada, em comparação com a antena quadrada circularmente polarizada com cantos truncados e sem fendas. Os gráficos de razão axial, SWR, carta de Smith e diagrama de radiação do ganho foram apresentados e discutidos.

Adicionalmente, uma segunda geometria de antena compacta de microfita foi proposta, permitindo a redução na frequência de ressonância da ordem de 30%, em comparação com a antena quadrada circularmente polarizada com cantos truncados e sem fendas. Os resultados simulados e experimentais obtidos para a perda de retorno da antena apresentaram uma excelente concordância. Além disso, a antena apresentou um desempenho *dual band*, com frequências de ressonância de 1,47 GHz, com polarização circular, e 1,775 GHz, com uma polarização praticamente linear.

Como proposta para trabalhos futuros, pretende-se desenvolver novas configurações de antenas circularmente polarizadas, utilizando múltiplas camadas dielétricas, com diferentes substratos dielétricos e, posteriormente, analisar os

desempenhos individuais de cada substrato, a fim de melhorar o ganho e a largura de banda das antenas.

Outra sugestão para trabalhos futuros é a utilização de técnicas de otimização, como *Particle Swarm Optimization* (PSO) e algoritmos genéticos. Essas técnicas visam otimizar alguns parâmetros das antenas estudadas, como o ganho e o casamento de impedância. Além disso, pretende-se estender o estudo de polarização circular a outras estruturas planares, como superfícies seletivas de frequência.



---

# Referências

---

- [1] A. G. Deschamps, Microstrip Microwave Antennas, 3<sup>a</sup> USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [2] K. R. Carver e J. W. Mink, Microstrip Antenna Technology, IEEE Trans. Antennas Propag, Vol. 29, N<sup>o</sup> 1, 1981.
- [3] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3<sup>a</sup> Ed., John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [4] D. M. Pozar e D. H. Schaubert Microstrip Antenna: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays, IEEE Press, New York, 1995.
- [5] J. R. James e P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas. Londres, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [6] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl e A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, Boston, 2001.
- [7] I. J. Bahl e P. Bhartia, Microstrip Antennas, 2<sup>a</sup> Ed., Artech House Publishers, 1982.
- [8] G. Kumar, Broadband Microstrip Antennas. Londres: Artech House Publishers, 2003.
- [9] K. Wong, Compact and Broadband Microstrip Antennas. Wiley, 2002.
- [10] A. Petosa, Dielectric Resonator Antenna Handbook, Artech House Publishers, 2007.
- [11] R. E. Collin, Foundations for Microwave Engineering, 2 Ed., Wiley, 2001.
- [12] D. J. Arndt, Demystifying Radio Frequency Interference: Causes and Techniques for Reduction, Victoria: Trafford Publishing, 2009.
- [13] M. N. O. Sadiku, Elementos do Eletromagnetismo, 3a. Ed., Porto Alegre: Bookman, 2004.
- [14] A. Taflove, Advances in Computacional Electromagnetics – The Finite Difference Time Domain Method, Artech House Publishers, Boston, 1998.
- [15] D. Rashid, S. Kumar, B.K. Kanaujia e A. K. Gautam, Compact Cross Shaped Slit Circularly Polarized Microstrip Antenna for GNSS Applications. International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks, 2014.

- [16] Nasimuddin, X. Qing e Z. N. Chen, A compact circularly polarized cross-shaped slotted microstrip antenna, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 60, No. 3, pp. 1584–1588, Março 2012.
- [17] G. A. K. Benjwal, Square Microstrip Antenna for Circular Polarization Operation. *International Journal of Computer Applications*, Vol. 36, No. 4, Dezembro 2011.
- [18] Nasimuddin, X. Qing, Z. N. Che. Compact Asymmetric-Slit Microstrip Antennas for Circular Polarization. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 59, pp. 285-288, No. 1, Janeiro 2011.
- [19] J. M. Ribero, G. Kossiavas, R. Staraj e E. Fond, Dual-Frequency Antenna Circularly Polarized for GPS-SDARS Operation, 2nd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007, Edinburgh, UK, 2007.
- [20] V. P. Silva Neto, Caracterização de Circuitos Planares de Micro-Ondas pelo Método Iterativo das Ondas, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2013.
- [21] P. L. da Silva, Modelagem de Superfícies Seletivas de Frequência e Antenas de Microfita utilizando Redes Neurais Artificiais, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2006.
- [22] C. L. Nóbrega, Otimização dos Parâmetros de Monopolos Planares de Microfita para Aplicações em Sistemas de Banda Ultra Larga, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2008.
- [23] T. V. Barra e F. J. Von Zuben, Um Ambiente Evolutivo para Apoio ao Projeto de Antenas de Microfita, Dissertação de Mestrado, Unicamp, Campinas, SP, 2007.
- [24] H. W. Santos e A. G. D'Assunção, Small Microstrip Antenna With L-Shaped Slit for Circular and Linear Polarization Bands, *Advanced Electromagnetics Symposium, AES 2016*, Málaga, Espanha, Julho 2016 (aceito para apresentação).
- [25] HFSS, Ansoft Corporation: User's Guide, Version 10 - High Frequency Structure Simulator, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA, pp. 220-238, 2005.