

Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Projeto e concepção de micro-antenas planares em 2,45 GHz em substrato de LTCC para sistemas compactos e móveis

**Crezo Medeiros Costa Junior**

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

Área de Conhecimento: Microondas e Eletromagnetismo Aplicados

Orientadores:  
Glauco Fontgalland  
Marcos Antônio Barbosa de Melo

Campina Grande

Junho de 2008.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

C837p

2008 Costa Junior, Crezo Medeiros.

Projeto e concepção de micro-antenas planares em 2,45 GHz em substrato de LTCC para sistemas compactos e móveis / Crezo Medeiros Costa Junior. — Campina Grande, 2008.

71f. : il

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

Referências.

Orientadores: Dr. Glauco Fontgalland e Dr. Marcos Antônio Barbosa de Melo.

1. Antenas de Microfita. 2. Miniaturização. 3. Sistemas Compactos.  
I. Título.

CDU–621.396.67 (043)


PROJETO E CONCEPÇÃO DE MICRO-ANTENAS PLANARES EM 2,45 GHZ EM  
SUBSTRATO DE LTCC PARA SISTEMAS COMPACTOS E MÓVEIS

CREZO MEDEIROS COSTA JÚNIOR

Dissertação Aprovada em 27.06.2008

  
GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG  
Orientador

  
MARCOS ANTONIO BARBOSA DE MELO, Dr., UFCG  
Orientador

  
HUMBERTO CÉSAR CHAVES FERNANDES, Dr., UFRN  
Componente da Banca

  
ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., CEFET-PB  
Componente da Banca

  
RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB  
JUNHO - 2008

Dedico este trabalho aos meus pais,  
Crezo e Andiene  
e a minha tia avó (mãezinha),  
Aguida.

## Agradecimentos

Agradeço a Deus pela oportunidade da realização deste trabalho.

Agradeço aos meus pais e minhas irmãs pela excelente educação proporcionada e pelo imenso amor.

Agradeço ao professor Glauco Fontgalland pela orientação, confiança e pela paciência na realização deste trabalho.

Agradeço ao professor Marcos Antônio Barbosa de Melo pela orientação na realização deste trabalho.

Agradeço aos professores Raimundo Freire e Nilton Morimoto pela oportunidade da realização experimental deste trabalho.

Agradeço ao Galba (técnico do LEMA) pela constante ajuda durante as medições, aos alunos Zaira, Sergio e Renan pela ajuda durante a concepção dos substratos em LTCC. E ao Lucas pela concepção das antenas em substrato FR4.

Agradeço a todos os meus amigos: de infância, da época do colégio, da graduação e do mestrado em especial ao Patryckson, Edvaldo e Welflen pela ajuda para a elaboração deste trabalho e pelos momentos de descontração.

Agradeço ao Prof. Francisco Tejo e ao professor Rômulo pelas sugestões e ajuda no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a Universidade Federal de Campina Grande e a COPELE pela confiança depositada e por ter me concedido a oportunidade de cursar a pós-graduação.

Agradeço ao CNPq pelo suporte financeiro a este trabalho. E ao projeto NAMITEC pelo suporte na realização experimental do trabalho.

Agradeço a todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

E agradeço também a cidade de Campina Grande, pela receptividade e pelos bons momentos que sempre passei na cidade.

# Resumo

O rápido avanço nas comunicações sem fio e na eletrônica impulsionou a miniaturização dos sistemas, se tornado um dos principais objetivos de pesquisa e aplicação na área de telecomunicações. A importância da miniaturização na integração de diferentes funcionalidades de um equipamento e na melhoria entre seus processos leva a praticidade e redução do custo dos produtos, resultando em desenvolvimento tecnológico e econômico como a criação de novos serviços.

Neste trabalho são analisados alguns parâmetros fundamentais das micro-antenas (ou antenas eletricamente pequenas) tais como: impedância de entrada, eficiência, largura de faixa. Também são analisadas algumas técnicas utilizadas para a redução física na dimensão da antena, como a inserção de curto-circuito, alteração na espessura e valor da constante dielétrica do substrato, introdução de curvas e *gaps* na estrutura.

É feita uma breve introdução aos métodos analíticos (Cavidade e Linha de Transmissão) e numéricos (FDTD e FIT) para análise de antenas planares.

Os resultados teóricos foram simulados utilizando o programa CST Microwave Studio. Com base nos resultados simulados e as análises feitas são propostos alguns modelos de micro-antenas para concepção em substrato LTCC, cuja superfície planar não ultrapassa  $1,0 \text{ cm}^2$ . O substrato LTCC possui características mecânicas e elétricas compatíveis e vantajosas para aplicações em sistemas compactos e móveis (Dupont 951-AX,  $\epsilon_r = 7,8$  e  $\tan\delta = 0,006$ ).

A frequência central de operação adotada de 2,45 GHz é usada na faixa livre em aplicações industriais, científicas e médicas (*ISM – Industrial, Scientific and Medical*). Dentre os modelos propostos três foram selecionados e concebidos na Universidade de São Paulo (USP). Os resultados foram medidos no laboratório de Medidas da USP e no laboratório LEMA da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG).



## Abstract

The advances in wireless communications and electronics boosted the development of miniaturized system, becoming one of the main goals of research and application in the field of telecommunications. The miniaturization has a great importance in the integration of different equipments and cost reduction of products, resulting in an economic and technological development as the creation of new services.

In this work are discussed some basic parameters of micro-antenna (or electrically small antennas) such as: input impedance, efficiency and bandwidth. Also were discussed some techniques used to reduce the antenna physical size such as: insert short-circuits, change the thickness and dielectric constant of the substrate and make meander and gaps in the structure.

It is made a brief introduction about the methods, analytical models (Cavity model and transmission line model) and the numerical methods (FDTD and FIT), shown their principal and how they can be used to design planar antennas. It is point out their vantages and limitations.

The theoretical results were simulated using the CST Microwave Studio program. Based on the simulated results the geometries are designed in LTCC substrate. The LTCC substrate presents features (Dupont 951-AX,  $\epsilon_r = 7.8$  e  $\tan\delta = 0.006$ ) that are electrical and mechanical compatible with applications in compact and mobile systems.

The operation frequency adopted is 2.45 GHz, which is the used in free industrial, scientific and medical (ISM - Industrial, Scientific and Medical) applications. With the obtained results some models were designed with a surface area around 1.0 cm<sup>2</sup>. Between the better simulated models results three of them were selected and designed at the University of Sao Paulo (USP). The results were measured in USP laboratory and reproduced in the LEMA laboratory at UFCG.

# Sumário

1	Introdução.....	1
1.1.	Objetivo .....	4
1.2.	Justificativa.....	4
1.3.	Metodologia .....	5
1.4.	Descrição dos capítulos da dissertação.....	6
2	Fundamentação Teórica.....	8
2.1.	Parâmetros fundamentais das micro-antenas.....	8
2.2.	Fundamentos das antenas e micro-antenas .....	14
2.2.1.	Modelo da Linha de Transmissão .....	17
2.2.2.	Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD).....	21
3	Métodos para miniaturização das antenas .....	24
3.1.	Geometria da antena de referência .....	24
3.2.	Efeitos da variação na posição e largura do curto-circuito .....	27
3.3.	Uso de carga resistiva .....	29
3.4.	Efeitos da espessura do substrato .....	32
3.5.	Efeitos da permissividade do substrato.....	35
3.6.	Efeitos da utilização de trechos de linha ou tocos .....	37
3.7.	Geometria circular para antena planar.....	38
3.7.1.	Efeitos da geometria em anel.....	39
3.7.2.	Antena planar com fenda circular.....	42
3.7.3.	A introdução de uma capacitância série na estrutura.....	45
4	Projeto e concepção da micro-antenas .....	47
4.1.	Projeto das micro-antenas .....	47
4.2.	Tecnologia LTCC .....	52

4.2.1	Confecção do substrato da micro-antena em LTCC.....	54
5	Resultados Experimentais .....	61
6	Conclusões .....	65
7	Referências.....	68

## Lista de Figuras

Figura 1 – Geometria da antena de microfita planar retangular .....	3
Figura 2 – Antena dipolo. (a) Representação da impedância em diagramas de bloco e (b) circuito equivalente de uma antena dipolo funcionando como transmissor .....	9
Figura 3 – Diagrama de blocos da adaptação entre o gerador e a carga .....	10
Figura 4 – (a) Mecanismo de irradiação em antenas de microfita e (b) distribuição do campo elétrico .....	18
Figura 5 – Circuito equivalente para a antena de microfita planar. ....	19
Figura 6 – Geometria da célula de Yee.....	22
Figura 7 – Geometria da antena planar retangular. (a) Sem curto-circuito, (b) com curto-circuito e (c) configuração da alimentação .....	25
Figura 8 – Resultado simulado da perda de retorno para antena planar retangular com e sem curto-circuito .....	26
Figura 9 – Resultado simulado do diagrama de irradiação para a antena planar retangular. (a) Sem curto-circuito e (b) com curto-circuito. ....	27
Figura 10 – Resultados simulados para a perda de retorno. (a) Devido à variação na posição do curto circuito e (b) devido à variação na largura do curto-circuito. ....	28
Figura 11 – Geometria da antena planar retangular com carga resistiva .....	30
Figura 12 – Resultados da eficiência e largura de faixa em função da variação na resistência .....	30
Figura 13 – Resultados simulados para a resistência de 0,5 Ohms. (a) Perda de retorno e (b) diagrama de irradiação. ....	31
Figura 14 – Resultados da perda de retorno devido à variação na espessura do substrato .....	33
Figura 15 – Resultados da largura de faixa e eficiência da antena em função da espessura.....	34
Figura 16 – Resultados simulados para o diagrama de irradiação. (a) $h=2,0$ mm e (b) $h=4,0$ mm .....	34
Figura 17 – Resultados da perda de retorno devido à variação na permissividade do substrato .....	35
Figura 18 – Resultados da largura de faixa e eficiência da antena devido à variação na permissividade do substrato .....	36
Figura 19 – Antena planar retangular com dois tocos (geometria E) .....	37
Figura 20 – Perda de retorno simulada para a antena planar retangular com dois tocos (geometria E).....	38
Figura 21 – Geometria das antenas vista de cima. (a) Geometria circular e (b) geometria planar em anel.....	39
Figura 22 – Resultados da perda de retorno simulado para a antena planar circular e planar em anel.....	41
Figura 23 – Diagrama de irradiação. (a) Antena planar circular e (b) antena planar em anel planar ...	41
Figura 24 – Geometria da antena planar circular com fenda .....	42
Figura 25 – Perda de retorno simulada para a antena apresentada na Fig. 24.....	43
Figura 26 – Diagrama de irradiação para a geometria com fenda na posição: (a) $d_f= 3,9$ mm, (b) $d_f= 5,4$ mm e (c) $d_f= 7,4$ mm.....	44
Figura 27 – Geometria da antena planar circular com gap (forma G). ....	45

<b>Figura 28 – Resultados simulados para a antena G: (a) perda de retorno e (b) diagrama de irradiação .....</b>	<b>46</b>
<b>Figura 29 – Projeto das micro-antenas com dimensão em milímetros. (a) Antena planar circular com fenda cilíndrica, (b) antena planar quadrada com fenda cilíndrica e (c) antena planar quadrada com fenda em formato G.....</b>	<b>48</b>
<b>Figura 30 – Resultados simulados para a perda de retorno das micro-antenas da Fig. 29. ....</b>	<b>49</b>
<b>Figura 31 – Diagrama de irradiação simulado para as micro-antenas da Fig. 29 .....</b>	<b>50</b>
<b>Figura 32 – Projeto das micro-antenas. (a) Antena com três tocos e (b) antena com geometria G .....</b>	<b>51</b>
<b>Figura 33 – Resultados simulados para a perda de retorno das micro-antenas da Fig. 32 .....</b>	<b>51</b>
<b>Figura 34 – Diagrama de irradiação simulado para a as micro-antenas da Fig. 32 .....</b>	<b>52</b>
<b>Figura 35 – Folha de LTCC. (a) Representação em volume do LTCC e (b) cor original do LTCC .....</b>	<b>54</b>
<b>Figura 36 – Formação das camadas em LTCC. (a) Empilhamento das folhas e (b) suporte de alinhamento .....</b>	<b>55</b>
<b>Figura 37 – Formação da primeira camada de substrato LTCC. (a) Furo para o acesso da alimentação e (b) estrutura final da primeira camada. ....</b>	<b>55</b>
<b>Figura 38 – Tela de poliéster com o leiaute da micro-antena.....</b>	<b>56</b>
<b>Figura 39 – (a) Deposição do filme espesso sob a tela de poliéster e (b) pasta condutiva</b>	<b>57</b>
<b>Figura 40 – Fixação do filme no substrato. (a) Equipamento utilizado e (b) fixação do filme .....</b>	<b>57</b>
<b>Figura 41 – Recorte das estruturas .....</b>	<b>58</b>
<b>Figura 42 – Forno utilizado para a sinterização das estruturas .....</b>	<b>59</b>
<b>Figura 43 – Gráfico recomendado pela Dupont para a sinterização das estruturas.....</b>	<b>59</b>
<b>Figura 44 – Estruturas sinterizadas.....</b>	<b>60</b>
<b>Figura 45 – Dimensão dos conectores SMA maiores que a dimensão das antenas .....</b>	<b>61</b>
<b>Figura 46 – Comparação entre os resultados medidos e simulados para a antena planar com três trechos de linhas.....</b>	<b>62</b>
<b>Figura 47 – Carta de Smith para a simulação 1 .....</b>	<b>63</b>
<b>Figura 48 – Comparação entre os resultados medidos e simulados para a antena planar circular com fenda.....</b>	<b>64</b>
<b>Figura 49 – Carta de Smith para a simulação 1. ....</b>	<b>65</b>

## Lista de Símbolos

$a$	-	Raio imaginário circundando a maior dimensão física da antena
$b$	-	Raio da fenda em anel
$BW$	-	largura de faixa
$c$	-	Velocidade da luz
$C$	-	Capacitância
$C_e$	-	Capacitância equivalente
$d$	-	Distância da antena ao substrato
$d_f$	-	Distância da borda ao ponto de alimentação
$d_s$	-	Distância da borda ao pino de curto-circuito
$\mathbf{E}$	-	Vetor campo elétrico
$f_c$	-	Frequência central
$f_i$	-	Frequência inferior de meia potência
$f_o$	-	Frequência superior de meia potência
$G$	-	Condutância
$h$	-	Espessura do substrato
$\mathbf{H}$	-	Vetor campo magnético
$J_n(x)$	-	Função de Bessel do primeiro tipo
$k$	-	Número de onda
$L$	-	Comprimento da antena planar
$L_e$	-	Comprimento elétrico efetivo
$l_s$	-	Comprimento da placa de curto-circuito
$l_t$	-	Comprimento do trecho de linha

$N_n(x)$	-	Função de Bessel do segundo tipo
$Q$	-	Fator de qualidade
$R$	-	Resistência interna do circuito de alimentação
$R_a$	-	Resistência da antena
$R_L$	-	Resistência da linha de alimentação
$R_p$	-	Resistência de perdas da antena
$R_r$	-	Resistência de irradiação
$V$	-	Tensão da fonte
$T$	-	Tempo de simulação
$X$	-	Raízes da equação de dispersão
$X_a$	-	Reatância da antena
$X_L$	-	Reatância da linha de transmissão
$Z_a$	-	Impedância da antena
$Z_g$	-	Impedância do gerador
$Z_0$	-	Impedância característica
$W$	-	Largura da antena planar
$W_e$	-	Largura elétrica efetiva
$w_g$	-	Largura do gap
$w_s$	-	largura da placa de curto-circuito
$w_t$	-	Largura entre os trechos de linha
$\epsilon_0$	-	Permissividade elétrica do material
$\epsilon_r$	-	Permissividade relativa do material
$\epsilon_e$	-	Permissividade efetiva
$\eta$	-	Eficiência da antena
$\lambda$	-	Comprimento de onda



- $\beta$  - Constante de fase de propagação
- $\tan \delta$  - Tangente de perdas
- $\Gamma$  - Coeficiente de reflexão
- $\Delta t$  - Intervalo de tempo

## Lista de abreviaturas

AMF	-	Antena de microfita
AMFr	-	Antena de microfita retangulares
CST	-	Computer Simulation Technology
ESA	-	Antena eletricamente pequena
ISM	-	Industrial, Scientific and Medical
FDTD	-	Método das diferenças finitas no domínio do tempo
FIT	-	Método da integral finita
HTCC	-	Cerâmicas co-sinterizada em alta temperatura
LEMA	-	Laboratório de Eletromagnetismo e Microondas Aplicados
L.T.	-	Linha de transmissão
LTCC	-	Cerâmicas co-sinterizada a baixa temperatura
MoM	-	Métodos dos momentos
PGB	-	Photonic Band-gap
TE	-	Modo transversal elétrico
TEM	-	Modo transversal eletromagnético
TM	-	Modo transversal magnético
UFMG	-	Universidade Federal de Campina Grande
USP	-	Universidade de São Paulo
VSWR	-	Coefficiente de onda de estacionária
2D	-	Dois dimensões
3D	-	Três dimensões

## 1 Introdução

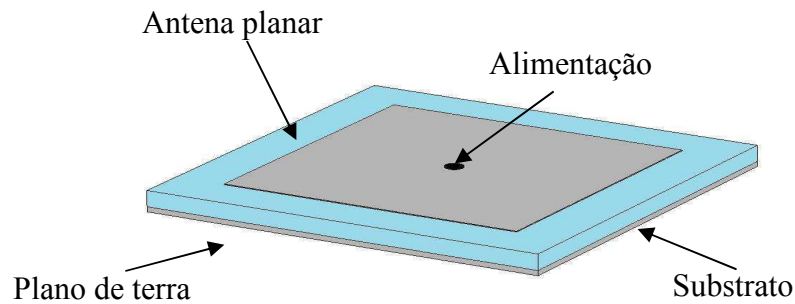
Imaginar o mundo hoje sem as telecomunicações seria como retornar à idade média, interromper as telecomunicações hoje seria criar um ambiente de caos completo em todos os segmentos da sociedade. Supor hoje o não avanço das telecomunicações para os próximos anos seria subestimar e desconsiderar evolução natural do ser humano.

O rápido desenvolvimento nas comunicações sem fio e na eletrônica impulsionaram a miniaturização dos sistemas, se tornado um dos principais objetivos de pesquisa e aplicação na área de telecomunicações. A importância da miniaturização na integração de diferentes funcionalidades de um equipamento e na melhoria entre seus processos leva à praticidade e redução do custo dos produtos, resultando em um desenvolvimento tecnológico e econômico como a criação de novos serviços. Como exemplo, pode-se citar as redes de sensores e atuadores inteligentes operando em comunicação sem fio, coletando, processando e transmitindo dados de um determinado evento ou fenômeno a um custo bem menor [1-2]. Um exemplo de aplicação das redes de sensores está na obtenção de dados meteorológicos na região nordeste do Brasil, a qual possui uma grande área semi-árida, onde é possível prever grandes períodos de estiagem. Deve-se portanto adotar medidas que venham a reduzir maiores impactos sócio-econômicos. Algumas das características dessa rede e as principais diferenças com as demais redes sem fios são: limitação de energia fornecida a antena, capacidade de memória e velocidade de processamento [1-2]. Um importante elemento na rede de sensores é a antena, a qual deve ser pequena, leve e ter baixo custo. Para uma rede dessa natureza, o fator mais restritivo e importante para a antena é apresentar uma máxima transferência de potência (alta eficiência), o que evitaria um grande consumo de bateria, garantindo assim que o sistema transfira dados durante um longo tempo. Nesse tipo

de sistema é comum verificar que a antena ocupa mais de 50% do volume no sensor. As micro-antenas para essa aplicação devem ser compactas, leves e ter uma alta eficiência, reduzindo o consumo da energia e evitando assim a troca constante da bateria.

A antena planar em especial as de microfita, oferecem algumas vantagens em relação às antenas de fio para este tipo de aplicação. Elas são compactas, leves e possuem uma facilidade de integração com outros circuitos planares [3-6]. O conceito de antenas de microfita foi proposto por Deschamps [7] nos Estados Unidos em 1953. A fabricação das primeiras antenas para uso prático ocorreu por volta de 1970 [8-9], com o desenvolvimento de substratos com baixas perdas ôhmicas, alta permissividade, boas propriedades térmicas e mecânicas, além do desenvolvimento das técnicas serigráficas para a impressão no cobre. Aliados a esses pontos apareceram modelos teóricos mais completos e resultados experimentais mais precisos. Isso possibilita existir hoje, antenas compactas e de baixo custo. Para cada projeto de comunicação via rádio (sem fio), é indispensável o desenvolvimento de um tipo específico de antena que supra as necessidades e restrições exigidas no projeto. Os parâmetros elétricos: frequência de operação, ganho, largura de faixa, diagrama de irradiação, fator de qualidade e impedância de entrada formam o conjunto de variáveis impostas para uma aplicação, que juntos com a limitação da dimensão física, são um grande obstáculo a ser evitado no projeto da antena. Tudo isso se eleva em termos de complexidade com a miniaturização, dificultando a obtenção daqueles parâmetros. Uma antena eletricamente pequena apresenta uma largura de faixa estreita, ganho e capacidade de transmissão de potência menor quando comparadas às antenas convencionais. Quando as antenas se tornam eletricamente pequenas algumas de suas características são alteradas, como a mudança no diagrama de irradiação e outras degradadas, como a perda da eficiência e redução da largura de faixa [3-6, 10-13]. A geometria de uma antena em estrutura de microfita clássica é ilustrada na Fig. 1. Ela é constituída de uma camada fina metálica que corresponde a antena

planar sobre um substrato dielétrico e uma segunda camada metálica sobre a outra face do dielétrico funcionando como refletor e/ou plano de terra.



**Figura 1. Geometria da antena de microfitas planar retangular.**

Nas referências bibliográficas especializadas existem numerosos estudos sobre as técnicas de redução na dimensão física, aumento da largura de faixa e eficiência da antena. Cada uma dessas técnicas apresenta vantagens e desvantagens, dependendo da aplicação. Dentre elas pode-se citar: as antenas planares invertidas [14-15], as estruturas em *Photonic Band-Gap* (PGB) [16-17], uso de curto-circuito [3-5, 18-22], introdução de carga resistiva [5], aumento da espessura do dielétrico e aumento no valor da permissividade [3-5, 23-24], inclusão de tocos, construção de fendas, realização de *gaps* e introdução de curvas na estrutura [25-29], entre outras.

Um substrato muito utilizado nesse tipo de aplicação são as cerâmicas co-sinterizadas a baixa temperatura (LTCC). O LTCC é uma tecnologia emergente para a produção de componentes em micro-sistemas, a qual possui inúmeras vantagens como uma alta e estável permissividade para uma larga faixa de frequências, uma pequena tangente de perdas, possibilidade de inclusão de multicamadas, um coeficiente de expansão térmico pequeno e outras propriedades elétricas e mecânicas compatíveis com estas aplicações [30-31].

## **1.1 Objetivo**

Essa dissertação tem como objetivo geral projetar e desenvolver micro-antenas para aplicação em sistemas compactos. Para atingir esse objetivo alguns outros objetivos específicos precisam ser alcançados, como: analisar algumas técnicas utilizadas para a redução na dimensão física da antena; observar seus efeitos nos parâmetros elétricos da antena (largura de faixa, eficiência e diagrama de irradiação); identificar as restrições sobre as características de irradiação da antena; e identificar a forma de alimentação mais adequada à aplicação.

## **1.2 Justificativa**

A miniaturização tem sido importante na integração de diferentes funcionalidades de um equipamento e na melhoria entre seus processos, levando assim a praticidade e redução do custo dos produtos. Isto resulta em desenvolvimento tecnológico e econômico, como a criação de novos serviços. Diversas aplicações como no caso das redes de sensores, necessitam de dispositivos compactos e é essencial para aceitação na indústria que esses equipamentos tenham baixo custo, pequeno volume e alta eficiência. As antenas planares, em particular as que utilizam tecnologia de microfita, oferecem inúmeras vantagens relacionadas anteriormente e agregam a facilidade de integração com outros circuitos planares. Daí o objeto de se analisar e conceber micro-antenas para aplicações em sistemas compactos.

### 1.3 Metodologia

Para alcançar os objetivos propostos realizou-se inicialmente a pesquisa bibliográfica sobre o assunto. Foram identificadas as diversas técnicas mencionadas na introdução (pagina 3) e selecionadas aquelas passíveis de serem empregadas na estrutura da antena a ser projetada. A importância de tal projeto ficou evidenciada pela necessidade de redes autônomas, autocomunicantes e compactas. As antenas, ou micro-antenas, destinadas a essa aplicação ainda que com características planares são estruturas tridimensionais. Uma análise de tal estrutura só pode ser feita de forma completa com o auxílio de ferramentas computacionais de modelagem eletromagnética 3-D. Portanto, nas análises feitas nesta dissertação foi utilizado o programa comercial CST-Microwave Studio (versão 5.0). A frequência de operação adotada é 2,45 GHz que é usada na faixa livre em aplicações industriais, científicas e médicas (*ISM – Industrial, Scientific and Medical*). Com os resultados dessas análises são propostos alguns modelos para a concepção em substrato LTCC, esses modelos possuem uma área da ordem de  $1,0 \text{ cm}^2$ . Depois de propostos os modelos, três são selecionados e concebidos na Universidade de São Paulo (USP). Os resultados foram medidos no laboratório de Medidas da USP e no laboratório LEMA da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). O LTCC utilizado neste trabalho foi o Dupont 951-AX, com características elétricas ( $\epsilon_r = 7,8$  e  $\tan\delta = 0,006$ ).

#### 1.4 Descrição dos capítulos da dissertação

A seguir é feita uma breve revisão dos capítulos desta dissertação.

No capítulo 1, introdução, é feito um breve resumo sobre a miniaturização de antenas. Nesse capítulo é apresentada uma aplicação prática conjunta das áreas de instrumentação eletrônica e telecomunicações: a rede de sensores. É posto em evidência que um importante elemento nas redes de sensores é a antena. São relacionadas as vantagens das antenas de microfita para essa aplicação e citadas algumas técnicas utilizadas para a redução na dimensão física da antena. Finalmente são listadas as vantagens do substrato em LTCC nesse tipo de aplicação.

No capítulo 2, fundamentação teórica, é feita uma análise sobre o comportamento dos parâmetros envolvidos no fenômeno de irradiação: diagrama de irradiação, ganho, impedância e eficiência da antena. Também são apresentados três métodos para análise de antenas planares: o método analítico da linha de transmissão (L.T.), o método numérico das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) e o método utilizado no programa CST-Microwave Studio, o qual utiliza as técnicas de integração finitas (FIT).

No capítulo 3, Métodos para miniaturização das antenas, são apresentados alguns métodos para a redução na dimensão física da antena. Os resultados simulados foram obtidos com o programa CST- Microwave Studio. São discutidos também nesse capítulo a sensibilidade da resposta da antena com relação à posição da alimentação e do curto-circuito. A geometria do curto também é um assunto abordado nessa parte da dissertação onde é evidenciada a escolha da geometria adotada.



No capítulo 4, Projeto e concepção das micro-antenas, baseados nos resultados obtidos no capítulo 3, alguns modelos de micro-antenas são propostos e selecionados para a concepção em substrato de LTCC. Também é abordada a forma de concepção dessas antenas. São descritas as etapas do processo, a composição das camadas e as limitações no bloco final. São apresentados ainda os equipamentos utilizados na fabricação do substrato da antena e as soluções encontradas para a realização dos orifícios para introdução das vias de alimentação e do curto-circuito.

No capítulo 5, são apresentados e comparados os resultados simulados e medidos para as geometrias concebidas em substrato LTCC.

A conclusão deste trabalho é feita no capítulo 6, onde são apresentadas também algumas sugestões.

## 2 Fundamentação Teórica

A análise de antenas planares realizada neste trabalho tem como objetivo determinar o comportamento dos parâmetros envolvidos no fenômeno de irradiação: diagrama de irradiação, polarização, ganho, impedância e eficiência da antena. Na seção 2.1 são analisados os parâmetros: impedância de entrada, eficiência e fator de qualidade das micro-antenas. Na seção 2.2, são apresentados dois métodos para análise de antenas planares: o método analítico da linha de transmissão (L.T.) [3, 32-34] e o método numérico das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) [3, 35-37].

### 2.1 Parâmetros Fundamentais das Micro-antenas

As características de funcionamento de uma antena podem ser especificadas através da largura de faixa (BW) que é um conjunto de frequências em torno da frequência central em que a antena apresenta as mesmas características, tais como: impedância de entrada, eficiência, ganho, diagrama de irradiação e polarização. A largura de faixa de uma antena planar é inversamente proporcional ao fator de qualidade (Q) [6] e pode ser escrita como:

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (1)$$

Sendo VSWR o coeficiente de onda estacionária.

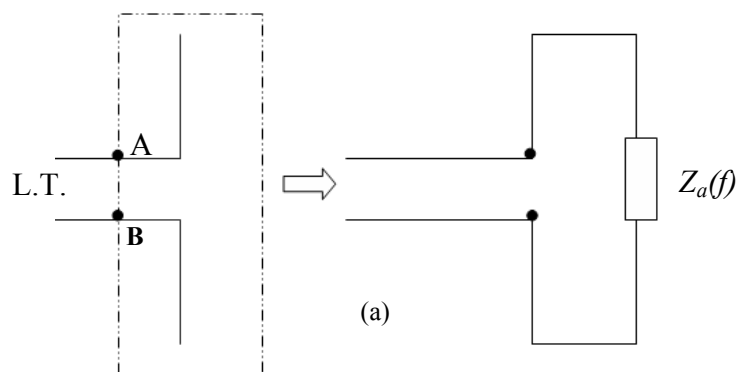
O coeficiente de onda estacionária (VSWR) depende do sinal refletido no ponto de alimentação da antena (eq. (2)):

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2)$$

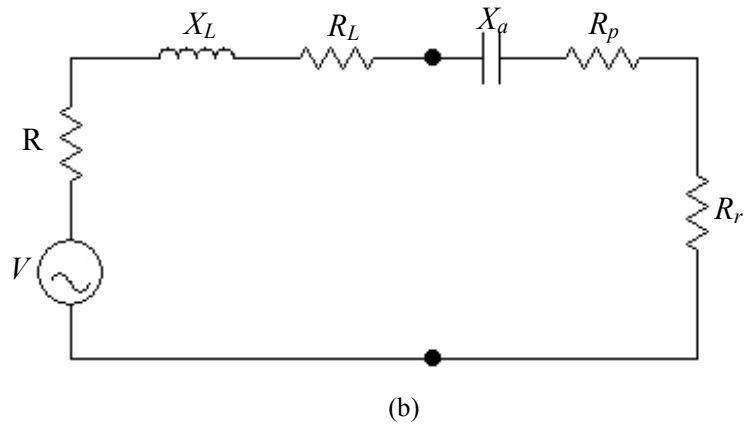
O coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) é definido em termos da impedância de entrada da antena ( $Z_a$ ) e da impedância característica da linha de transmissão ( $Z_0$ ).

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (3)$$

Como o coeficiente de reflexão é dependente da impedância de entrada da antena (eq. (3)), a impedância de entrada se torna um dos parâmetros mais importantes no projeto de uma antena. Para garantir a máxima transferência de energia da alimentação para antena e da antena para o receptor. A impedância de entrada é definida como a relação entre a tensão e a corrente nos terminais de entrada da antena, ou seja, é a impedância vista nos terminais da antena (pontos A e B), Fig. 2a. Na Fig. 2b é apresentado o circuito equivalente para uma antena onde são consideradas as impedâncias complexas da linha de alimentação e da antena.



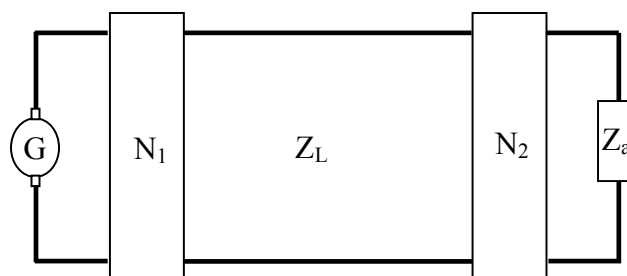
**Figura 2. Antena dipolo. (a) Representação da impedância em diagramas de bloco.**



**Figura 2. Antena dipolo. (b) Circuito equivalente de uma antena dipolo funcionando como transmissora.**

A impedância é uma grandeza complexa dependente da frequência. Considerando a antena temos ( $Z_a(f) = R_a(f) - jX_a(f)$ ). A parte resistiva da antena  $R_a(f)$  pode ser considerada como composta por duas componentes:  $R_r$  que representa uma resistência de irradiação fictícia, a qual dissipa uma potência igual à potência irradiada pela antena e a resistência  $R_p$ , a qual representa a resistência de perdas na antena. A parte reativa é representada por  $X_a(f)$ . No circuito simples de um transmissor temos ainda o gerador de alimentação, representado por uma tensão de circuito aberto  $V$  e uma resistência interna  $R$ , e a linha de transmissão que funciona também como adaptação entre a alimentação e a antena, representada por uma resistência  $R_L(f)$  e por uma reatância  $X_L(f)$ .

Em termos de diagramas de blocos o circuito da Fig. 2 pode ser representado como na Fig. 3, onde fica evidenciada a presença necessária de circuitos de adaptação e casamento de impedâncias entre a fonte e a antena.



**Figura 3. Diagrama de blocos da adaptação entre o gerador e a carga.**

Em geral, o gerador na Fig. 3, assim como na Fig. 2, possui uma tensão de circuito aberto  $V$  e uma resistência interna  $R$  (apenas parte real), porém, para o caso de dispositivos a estado sólido como os utilizados nos circuitos integrados essa impedância é complexa  $Z_g$ . Portanto, o circuito de adaptação em  $N_1$  deve satisfazer a condição  $Z_g^* = Z_L$  e não apenas a condição  $R = Z_L$ , para podermos considerar o casamento de impedâncias. Essa análise deve ser considerada também no lado da carga, uma vez que em circuitos impressos muitas vezes não podemos garantir uma impedância puramente real nem para a linha de transmissão e nem para a antena, em particular para as antenas eletricamente pequenas.

Se considerarmos que na frequência central a antena está casada  $X_L = -X_a$  e a resistência  $R$  é a resistência interna do circuito de alimentação constante, a eficiência ( $\eta$ ) da antena pode ser calculada por (4):

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_L + R_p} \quad (4)$$

Através da eq. (4) é observado que a eficiência da antena depende da relação entre a resistência de irradiação e a resistência total do circuito. Para o caso de um dipolo com comprimento  $L$ , a resistência de irradiação é dada por (5):

$$R_r \approx 20\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2; \frac{L}{\lambda} < \frac{1}{2\pi} \quad (5)$$

Observa-se a partir de (5) que a redução na dimensão física da antena para o mesmo comprimento de onda ( $\lambda$ ), reduz a resistência de irradiação. A reatância também depende das dimensões físicas da antena, onde o seu valor varia em função da modificação em sua estrutura.

Uma antena se torna eletricamente pequena (micro-antena) quando possui o seu comprimento ( $L$ ) menor que o comprimento convencional, como por exemplo, no caso de um dipolo com um comprimento  $L < \lambda/2$  e no caso de um monopolo com um comprimento  $L < \lambda/4$ . Nesses casos, a resistência de irradiação diminui, a reatância capacitiva aumenta e a resistência de perda se torna a maior componente da resistência total. Com isso, a antena perde eficiência, reduz a largura de faixa, aumenta o fator de qualidade e altera as características de irradiação.

As micro-antenas ou antenas eletricamente pequenas (em inglês ESA) possuem uma limitação fundamental que é o tamanho físico versus largura de faixa e eficiência. O primeiro trabalho que se tem conhecimento sobre o limite teórico para essas antenas foi realizado por H. A. Wheeler [10] em 1947. Wheeler definiu uma antena eletricamente pequena como sendo uma antena que deve estar inserida dentro de uma esfera de raio definido por  $ka=1$ , onde  $a$  é o raio imaginário da esfera circundando a maior dimensão da antena e  $k$  é o número de onda,  $k = 2\pi/\lambda$ . Para descrever as propriedades de irradiação, Wheeler utilizou os conceitos de circuitos e aproximou as ESAs por uma capacitância em paralelo com uma condutância (dipolos elétricos). Ele definiu o termo fator de irradiação de potência como a relação entre a resistência e reatância no circuito equivalente em série. Um ano depois, em 1948, Chu publicou uma análise mais rigorosa baseada nos modos TE e TM para determinar o fator de qualidade das ESAs (eq. (6)). No trabalho de Chu foram considerados apenas os modos de ordem mais baixa.

$$Q_{\min} = \frac{1}{(k \cdot a)^3} + \frac{1}{(k \cdot a)} \quad (6)$$

Em 1964, R. E. Collin e S. Rothschild [11] determina o fator de qualidade diretamente a partir do cálculo da energia média no tempo. A integração para a determinação da energia resulta no cálculo de todos os modos, funções esféricas, irradiadas. Subtraindo a

energia irradiada (parte real da componente radial) desse resultado, obtemos a energia proveniente dos modos evanescentes. Para os modos de menor ordem, o resultado obtido é o mesmo da eq. (6).

Em 1996, Mclean [12] reexaminou o limite para o fator de qualidade, com o objetivo de alcançar a maior precisão possível. Ele mostrou que para atingir o menor fator de qualidade ( $Q_{\min}$ ) ou uma eficiência de 100%, uma antena com polarização linear deve gerar apenas o primeiro modo de propagação. Esse fator de qualidade mínimo é calculado por meio da eq. (7).

$$Q_{\min} = \frac{1}{(k \cdot a)^3} + \frac{1}{(k \cdot a)(1 + k^2 \cdot a^2)} \quad (7)$$

Para  $k \cdot a \ll 1$ , retornamos a equação obtida por Chu, dada pela eq. (6).

Quando o fator de qualidade é aplicado a redes ressoantes ( $Q \gg 1$ ) [13], ele é descrito como sendo o recíproco da largura de faixa de meia potência:

$$\frac{1}{Q} = \frac{f_0 - f_i}{f_c} \quad (8)$$

$f_c$  é a frequência de ressonância para que a impedância do circuito equivalente ressonante série ou a admitância de um circuito equivalente ressonante paralelo é mínima.

$f_0$  e  $f_i$  são respectivamente as frequências superior e inferior onde a amplitude da impedância ou admitância é  $\frac{\sqrt{2}}{2}$  do valor da amplitude em  $f_0$ .

Por (6), o fator de qualidade ( $Q_{\min}$ ) dependente da dimensão física da antena ( $k \cdot a$ ), mesmo que a antena esteja funcionando em um único modo de propagação. Por (8),

conclui-se que a largura de faixa também depende da dimensão física da antena, porque é inversamente proporcional ao fator de qualidade. Quando se acrescenta as perdas, a eficiência diminui ( $0 < \eta < 1$ ), a largura de faixa aumenta e o fator de qualidade diminui:

$$Q_p = \eta Q \quad (9)$$

## 2.2 Fundamentos das Antenas e Micro-Antenas

Na análise de estruturas planares, em particular das antenas de microfita (AMFs), vários são os modelos propostos disponíveis na bibliografia especializada. Esses modelos incluem além de novas formulações, antigos métodos analíticos e numéricos rejuvenescidos, ora pelo uso dos computadores de maior desempenho, ora pelo uso de novas técnicas matemáticas de solução das equações que regem os campos nessas estruturas. As AMFs geralmente apresentam duas bordas irradiantes sobre um substrato dielétrico, se a espessura do substrato for  $h \ll \lambda$ , então ela pode ser dividida em uma estrutura planar de duas dimensões. A análise dos métodos pode ser dividida em dois grupos. O primeiro grupo de análise é baseado na distribuição de corrente magnética, como o método da linha de transmissão (L.T.) e o método da cavidade. O segundo grupo é baseado na distribuição de corrente elétrica sobre o condutor metálico (antena) utilizando as soluções das equações de Maxwell no domínio do tempo.

- O método da linha de transmissão (L.T.)

O método da L.T. [3-4, 32-34] é um modelo analítico que demonstra ser o de mais simples compreensão do fenômeno físico. A AMF é vista como uma linha de transmissão



ressoante, com o campo variando somente ao longo do comprimento (não existindo campos transversos), a irradiação ocorre no final da linha, devido principalmente aos efeitos de fugas. Este modelo foi inicialmente desenvolvido para as AMFs retangulares (AMFRs). Muitas variações desse método têm sido usadas para analisar outras geometrias. Na seção 2.1.1 o método da L.T. é descrito com mais detalhes.

- O método da Cavidade

No método da cavidade [3-4], a antena é modelada como uma cavidade, sendo circundada por quatro paredes magnéticas nas laterais e por duas paredes elétricas em baixo (plano de terra) e em cima (condutor metálico). Para substratos cuja espessura  $h \ll \lambda$ , os campos incidem de forma uniforme ao longo da espessura do substrato, então os campos no interior do substrato não variam com a altura do substrato ( $\partial/\partial y \equiv 0$ ). Os campos na antena são considerados como os campos da cavidade sendo expresso como um somatório de modos ressoantes na cavidade. Os campos distantes e a potência irradiada são calculados pela corrente magnética equivalente nas laterais do substrato.

Quando o grau de complexidade da estrutura aumenta, à medida que a antena vai se diferenciando dos modelos simples canônicos (inclusão de substrato dielétrico não-homogêneo ou artificial, diferentes geometrias da antena planar e formas de alimentação variadas), as análises através dos modelos analíticos se tornam mais difíceis e os resultados mais limitados se comparados aos modelos que usam métodos numéricos de análise. Os métodos numéricos se baseiam na distribuição de corrente elétrica sobre o condutor metálico (antena) utilizando as soluções das equações de Maxwell no domínio do tempo. Nesse segundo grupo podemos citar: método dos momentos (MoM) [4,36], método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) [3-4, 35-37] e o método da integral finita (FIT).

- Método dos momentos (MoM)

Os métodos dos momentos discretiza a estrutura em  $N$  segmentos (chamados de subdomínios). A formulação baseia-se na equação integral para calcular as correntes sobre a superfície. As equações integrais são transformadas em equações algébricas onde a variável desconhecida é decomposta num somatório de funções (de base) conhecidas com coeficientes desconhecidos para, em seguida serem resolvidas através de meio computacional com a aplicação de funções de peso ou teste. Quando as funções de teste são as mesmas que as funções de peso o método é chamado de método de Galerkin.

- Método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD)

Neste método a estrutura é discretizada em pequenos volumes chamados de célula de Yee. Cada célula apresenta as mesmas propriedades físicas do material. Neste método, as componentes  $\mathbf{E}$  são dispostas espacialmente de forma que cada componente de campo elétrico é circundada por quatro componentes de campo magnético. De forma semelhantemente, cada componente de campo magnético  $\mathbf{H}$  é circundada por quatro componentes de campo elétrico, segundo a discretização da lei de Faraday. O método FDTD é muito utilizado na análise de estruturas complexas permitindo o cálculo do campo elétrico em qualquer ponto da estrutura simulada. Uma das diferenças entre o FDTD e o método da integral finita (FIT), é que esse se baseia nas equações de Maxwell na forma integral enquanto o FDTD utiliza as equações de Maxwell na forma diferencial.

- Método da integral finita (FIT)

Esse método é o utilizado pelo programa CST Microwave Studio. Sendo baseado nas equações de Maxwell na forma integral. A divisão da estrutura (discretização) no FIT é a mesma utilizada no método FDTD, porém em vez de escrever as equações de Maxwell na forma diferencial, é escrita na forma integral.

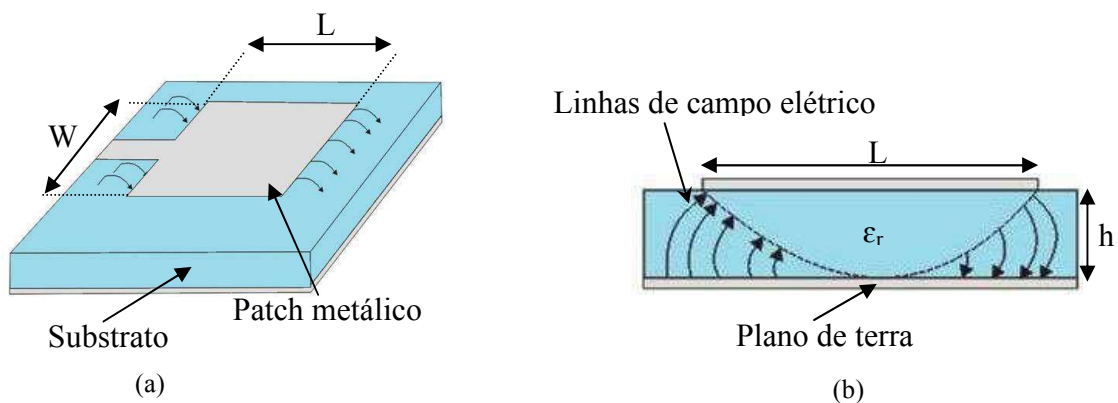
A decisão da escolha por um determinado método deve-se considerar, antes de tudo, a complexidade da geometria, as condições de contorno, a frequência e a precisão dos resultados. Aqui será feita uma breve revisão sobre o método analítico da linha de transmissão. Esse método apresenta grande simplicidade e se mostra bastante útil no entendimento físico do fenômeno.

O segundo método a ser abordado é o método da diferença finita no domínio do tempo (FDTD), onde umas das principais diferenças em relação a outras técnicas numéricas é a natureza de discretização das equações que não utiliza álgebra complexa. Sua implementação direta a partir das equações de Maxwell, permite tratar a não-linearidade de uma forma natural, calculando diretamente uma resposta não-linear de um sistema eletromagnético. O método FIT não foi escolhido porque foram encontradas poucas referências sobre o método.

### **2.2.1 Modelo da Linha de Transmissão**

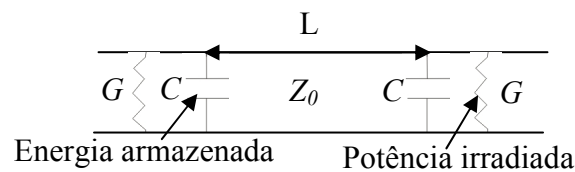
No modelo da Linha de Transmissão (L.T.), as antenas e a linha de alimentação são modeladas por seções de L.T., porque os campos são uniformes ao longo da largura e varia senoidalmente no comprimento para o modo  $TM_{10}$ . A antena é então representada por uma seção ressoante onde a impedância característica ( $Z_0$ ) e a constante de fase de propagação ( $\beta$ ) são determinadas pelos parâmetros do substrato e pelas dimensões da antena planar. Para analisar esse modelo consideraremos uma antena planar retangular, alimentada por uma linha

de microfita (Fig. 4a). Quando os campos eletromagnéticos que se propagam ao longo da linha encontram uma descontinuidade, a perturbação introduzida pode produzir efeitos capacitivos e/ou indutivos (filtragem). Nesse ponto do modelo devem ser introduzidos os parâmetros concentrados relativos a esse fenômeno (capacitor em paralelo à L.T.). No caso da linha de alimentação da antena planar, a mudança abrupta da largura da microfita (início do patch metálico) gera campos de “fuga ou de franja” nas bordas da antena. Na Fig. 4b são ilustradas apenas as linhas de campo elétrico. Depois dessa transição (descontinuidade), a antena planar é vista como uma nova L.T.. Em seguida, os campos se propagam até alcançar a outra borda. Como os campos não param de forma abrupta no fim do patch metálico, já que as dimensões são finitas com comprimento ( $L$ ) e a largura ( $W$ ), os campos ultrapassam o fim do patch metálico e pode ser interpretado como um comprimento elétrico da linha ( $\Delta L$ ). Esses campos, por sua vez, submetem-se novamente aos efeitos de franja na estrutura. Os efeitos de franja têm como característica armazenar energia (modelados por capacitores). Por outro lado, uma parte desses campos, irradiará potência no espaço acima da antena, que podem ser representados por uma condutância ( $G$ ) em paralelo com a capacitância ( $C$ ). A distribuição do campo elétrico na antena planar para o modo  $TM_{10}$  e com  $L < 2W$  é aproximada pela expressão  $E_0 \cdot \cos(\pi x/L)$ . Pode-se observar que as condições de contorno são satisfeitas, o campo elétrico é máximo nas bordas e nulo no centro da antena planar ( $L/2$ ) (ver Fig. 4b).



**Figura 4. (a) Mecanismo de irradiação em antenas de microfita e (b) distribuição do campo elétrico.**

Conforme observado na Fig. 4, a antena pode ser representada como um arranjo de duas aberturas irradiantes estreitas de largura  $W$  e separadas pelo comprimento  $L$  da linha ressoante da estrutura planar. Considerando a interpretação física do fenômeno que rege a distribuição dos campos nessa abertura, pode-se propor um circuito equivalente que represente o comportamento elétrico dos mesmos. Cada borda de irradiação pode ser considerada como uma combinação paralela de um capacitor com uma condutância. Elas devem, portanto, ser conectadas por um comprimento de linha de transmissão, representando o comprimento  $L$  da antena planar, resultando no circuito equivalente apresentado na Fig. 5.



**Figura 5. Circuito equivalente para a antena de microfita planar.**

A impedância de entrada para o circuito apresentado na Fig. 5 é uma combinação, em paralelo, da condutância e da capacitância devido à “borda de entrada” com a admitância devida a outra borda, ligadas pela linha de transmissão com impedância  $Z_0$  e comprimento  $L$ .

Se não forem levados em consideração os efeitos dos campos de fuga na borda do substrato, a capacitância entre o plano de terra e o condutor metálico (antena) poderá ser calculada por [6]:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{WL}{h} \quad (10)$$

Sendo  $\varepsilon_0$  é a permissividade elétrica no vácuo e  $\varepsilon_r$  a permissividade relativa do substrato.

Como existem os efeitos de fuga, o comprimento elétrico da antena aumenta, ocasionando um aumento na capacitância efetiva  $C_e$ .

$$C_e = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{W_e L_e}{h} \quad (11)$$

Onde as dimensões elétricas efetivas são:

$$L_e = L + 2\Delta L \quad (12)$$

$$W_e = W + 2\Delta W \quad (13)$$

Em que  $\Delta L$  e  $\Delta W$  é o comprimento e a largura adicional, respectivamente.

Para as antenas planares retangulares, geralmente  $W \gg h$ , então  $\Delta L$  pode ser aproximado pela eq. (14):

$$\Delta L = \frac{h}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (14)$$

Onde  $\varepsilon_e$  é a permissividade efetiva e pode ser calculada pela eq. (15):

$$\varepsilon_e = \left( \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right) + \left( \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right) \cdot \left[ 1 + \frac{10h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (15)$$

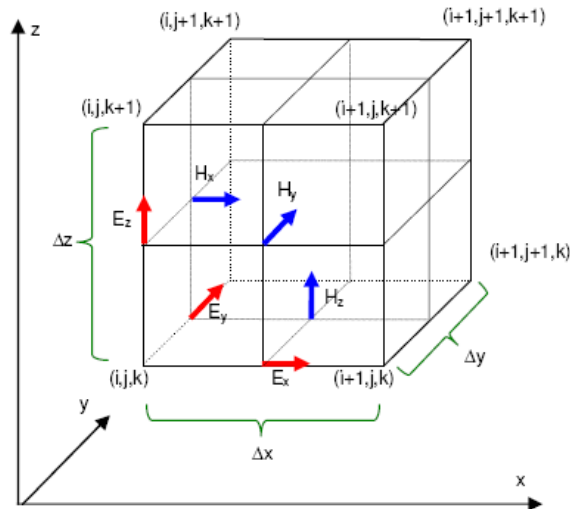
Uma sofisticação no modelo da L.T. foi sugerida por Dubost [33]. Para geometrias não uniformes planares, a superfície metálica da antena é dividida em um número limitado de pequenas seções. O procedimento é o mesmo adotado anteriormente. Cada seção da estrutura deve apresentar uma largura uniforme para a fita, ser caracterizada por sua constante dielétrica efetiva e impedância característica. A precisão no modelo da L.T. pode ser melhorada, se forem levados em consideração: os efeitos da perda de potência devido à presença das ondas de superfície. Esse método pode ainda tratar estruturas com substratos de

multicamadas, bastando para isso substituir o substrato por uma única camada homogênea possuindo permissividade relativa equivalente.

Esse método apresenta algumas limitações, já que utiliza métodos quase-estáticos. A natureza de propagação dos campos considera o modo transverso-eletromagnético (TEM) e os parâmetros característicos da microfita são calculados através da capacitância eletrostática da estrutura. Esta análise se torna adequada em frequências mais baixas, onde a largura da antena planar e a espessura do substrato são muito menores que o comprimento de onda. Com o aumento da frequência (ondas milimétricas) a precisão nos resultados é fortemente reduzida.

### **2.2.2 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD)**

O método da diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) foi desenvolvido por Yee [35] em 1966. Do ponto de vista matemático o método implementa diretamente as equações de Maxwell no domínio do tempo e do espaço na forma diferencial. Esse método é classificado como de onda completa, torna-se bastante adequado ao modelamento de problemas eletromagnéticos em 3-D. Ele é muito utilizado na análise de estruturas complexas como as antenas de microfita, permitindo o cálculo do campo elétrico em qualquer ponto da estrutura simulada. A análise de um problema usando o método FDTD começa com a divisão da estrutura (discretização) em várias regiões formadas por pequenos volumes de dimensão  $(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$ . Essas pequenas regiões ou volumes são chamados de célula de Yee (Fig. 6). Cada célula deve apresentar as mesmas propriedades físicas do material. Assim como a variável espaço, a variável tempo também é discretizada em intervalos  $\Delta t$ .



**Figura 6. Geometria da célula de Yee.**

Neste método, as componentes  $\mathbf{E}$  são dispostas espacialmente de forma que cada componente de campo elétrico é circundada por quatro componentes de campo magnético, conforme a discretização da lei de Ampère. Semelhantemente, cada componente de campo magnético  $\mathbf{H}$  é circundada por quatro componentes de campo elétrico, segundo a discretização da lei de Faraday.

Em [37] é descrito um algoritmo simplificado para a simulação de estruturas eletromagnéticas pelo método FDTD. Os pontos principais da lógica de funcionamento do programa são:

- Inicia-se impondo as condições iniciais nulas para cada célula;
- Calculam-se os vetores campo elétrico e magnético em toda a malha;
- Incrementa-se o passo de tempo  $\Delta t$ ;
- Calculam-se novamente os vetores campo elétrico e magnético em todas as células da malha, considerando as condições iniciais obtidas nos resultados do passo anterior.
- Incrementa-se novamente o passo de tempo  $\Delta t$ .



O procedimento descrito é repetido até que o tempo simulado seja igual a  $T=N\Delta t$ , onde  $N$  é um número inteiro positivo.

Uma das desvantagens desse método é que para simular o comportamento do campo em algumas células em um determinado instante é necessário simular o comportamento do campo em todas as células até o instante de tempo determinado. As escolhas dos valores  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  e  $\Delta t$  alteram as características e influenciam na velocidade de propagação da onda ao longo da malha formada pelas células de Yee. É utilizado o critério de Courant (16) para garantir a estabilidade do método.

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (16)$$

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

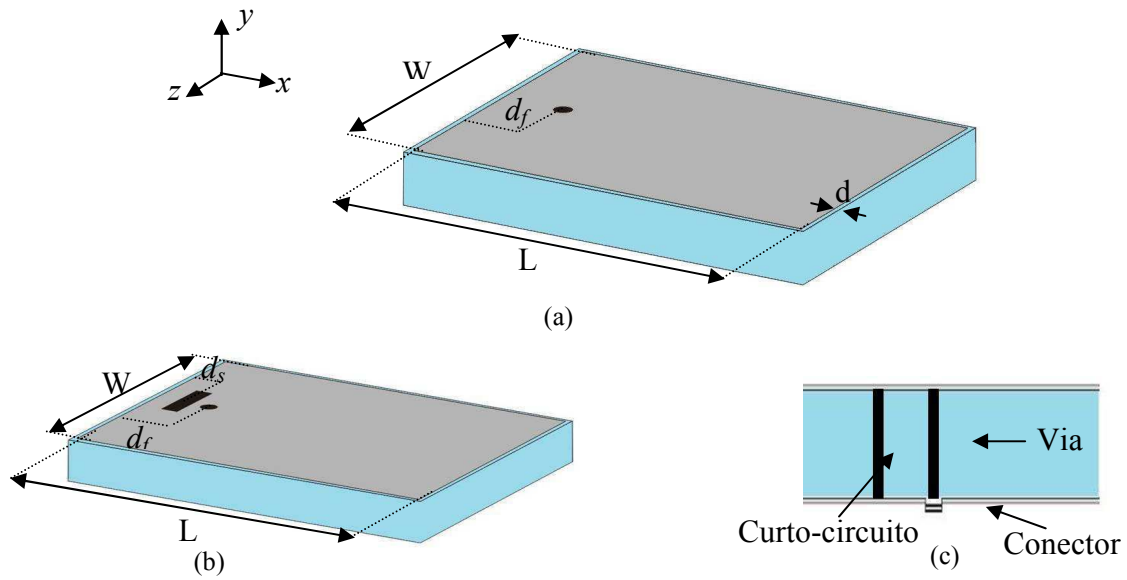
### 3 Métodos para miniaturização das antenas

Nesta seção são apresentadas algumas técnicas utilizadas para a redução na dimensão física da antena. Dentre os procedimentos para miniaturização de uma antena apenas os seguintes foram abordados com mais detalhes nesta dissertação: introdução de curto-circuito, de carga resistiva, aumento da espessura do dielétrico, aumento no valor da permissividade e inclusão de tocos. A geometria utilizada como referência será uma antena planar retangular com plano de terra. Para analisar os efeitos das fendas, realização de gaps e introdução de curvas na estrutura, a geometria utilizada como referência é uma antena planar circular com plano de terra, descrita no item 3.7.1 adiante. A frequência utilizada como referência nas simulações é 2,45 GHz e o substrato utilizado foi o LTCC DuPont 951-AX com características elétricas ( $\epsilon_r = 7,8$  e  $\tan(\delta) = 0,006$ ). Vários resultados para a largura de faixa, a eficiência e o diagrama de irradiação são apresentados. Para alguns casos foi observada a sensibilidade da antena à variação de alguns desses parâmetros.

#### 3.1 Geometria da antena de referência

A geometria da antena planar retangular utilizada como estrutura de referência é apresentada na Fig. 7a. Ela consiste de uma microfita planar retangular de comprimento  $L$  e largura  $W$ , suportada pelo substrato dielétrico de espessura  $h$ , constante dielétrica  $\epsilon_r$  e tangente de perdas  $\tan(\delta)$ . A forma de alimentação utilizada é a coaxial por ser de fácil ajuste, facilitando assim o casamento com a estrutura e apresenta pouca perturbação ao diagrama de irradiação, por não se encontrar no mesmo plano da antena. O ponto de alimentação está localizado no meio da largura  $W$  a uma distância  $d_f$  da borda, possuindo um raio  $r_f$ . Para analisar as características e redução na dimensão física da antena com o uso de curto-circuito,

uma pequena placa longilínea de seção retangular muito pequena de curto-circuito é inserida, tem uma altura  $h$  e a sua superfície é dada por um comprimento  $l_s$  e uma largura  $w_s$ . Ela localiza-se a uma distância de  $d_s$  da borda (Fig 7b). A superfície metálica da antena planar retangular é ligeiramente menor do que a superfície do substrato em cada borda  $d$  mm.



**Figura 7. Geometria da antena planar retangular. (a) Sem curto-circuito, (b) com curto-circuito e (c) vista lateral da geometria de alimentação e do curto-circuito.**

Os parâmetros simulados para a antena planar retangular (Fig. 7a) foram:  $h=3,0$  mm,  $L = 26,3$  mm, para satisfazer a condição de ressonância em 2,45 GHz,  $W = 9,6$  mm,  $r_f = 0,3$  mm e  $d_f = 11,5$  mm. A distância  $d_f=11,5$  mm, foi escolhido porque foi a posição em que a antena apresentou o melhor resultado para a perda de retorno na frequência de 2,45 GHz (Fig. 8). A superfície metálica da antena planar retangular é  $d = 0,2$  mm menor do que a superfície do substrato em cada borda. Para simular a antena com o curto-circuito (Fig. 7b), os novos parâmetros para satisfazer a condição de ressonância em 2,45 GHz foram:  $L = 11,6$  mm,  $r_f = 0,3$  mm,  $d_f = 2,7$  mm,  $w_s = 2,2$  mm,  $l_s = 0,4$  mm e  $d_s = 1,9$  mm. Os resultados simulados da perda de retorno são apresentados na Fig. 8.

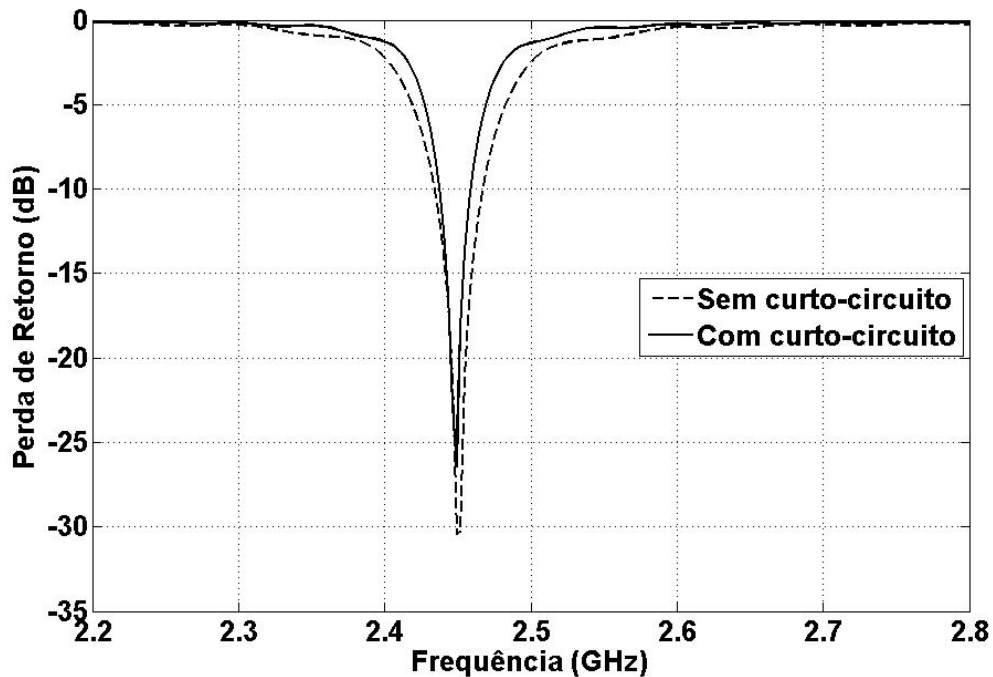
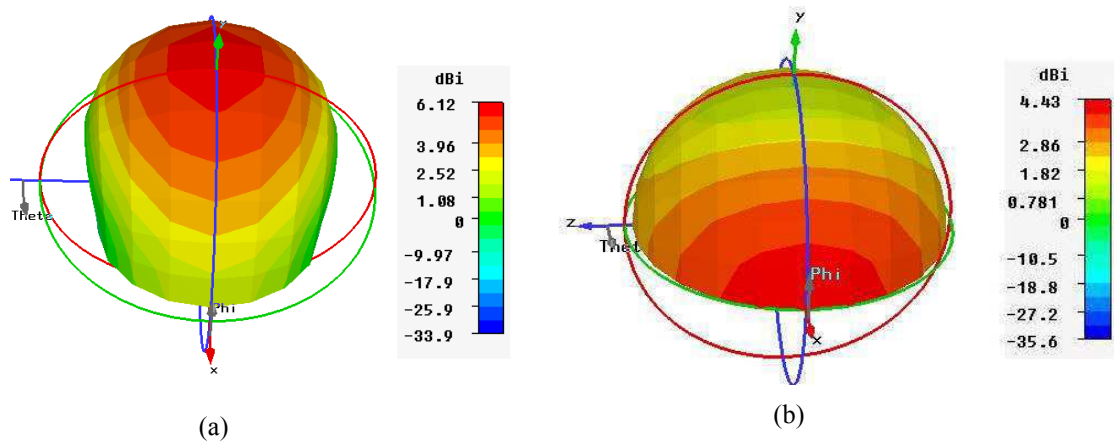


Figura 8. Resultado simulado da perda de retorno para antena planar retangular com e sem curto-circuito.

O resultado simulado da perda de retorno para a antena planar retangular (Fig. 7a) foi -30,6 dB em 2,45 GHz (Fig. 8), apresentando uma largura de faixa de 34 MHz, a partir de -10 dB. O resultado simulado da perda de retorno para a antena planar retangular com curto-circuito foi -26,5 dB em 2,45 GHz, apresentando uma largura de faixa de 22 MHz. Valor menor que o caso sem curto circuito, como era esperado. Com a introdução do curto-circuito na antena planar (Fig. 7b), o comprimento da antena diminuiu passando de 26,3 mm para 11,6 mm. Pode-se observar ainda que ocorre uma redução na largura de faixa de 12 MHz e a eficiência simulada diminui de 63% para 53%.

Os resultados simulados para o diagrama de irradiação estão na Fig. 9.



**Figura 9. Resultado simulado do diagrama de irradiação para a antena planar retangular.**

**(a) Sem curto-circuito e (b) com curto-circuito.**

O diagrama de irradiação para a antena planar retangular (Fig. 9a) apresenta uma maior intensidade de irradiação em relação ao eixo  $y$  com máxima intensidade de 6,12 dBi. A intensidade se torna mínima em relação ao eixo  $x$  e  $z$  com uma intensidade próxima de 0 dBi. O diagrama de irradiação para a antena planar retangular com curto-circuito (Fig. 9b), apresenta uma maior intensidade de irradiação em relação ao eixo  $x$  próxima de 4,43 dBi. A intensidade diminui em relação ao eixo  $z$  reduzindo para 2,86 dBi e possui uma intensidade ainda menor em relação ao eixo  $y$ , próximo de 0,78 dBi. Com a redução na dimensão física da antena, observa-se uma mudança acentuada no diagrama de irradiação da antena. Na seção seguinte, são observados os efeitos que ocorre na frequência de ressonância devido à variação na posição e largura do curto-circuito.

### 3.2 Efeitos da variação na posição e largura do curto-circuito

Para analisar os efeitos da posição do curto-circuito, os parâmetros anteriores foram mantidos constantes, variando apenas a posição  $d_s$  para 1,8 e 2,0 mm, ou seja, 0,1 mm abaixo e acima do valor anterior  $d_s=1,9$  mm. Esses valores foram escolhidos devido ao descasamento que ocorre quando a posição do curto é alterada da posição simulada. Os

resultados para a perda de retorno estão na Fig. 10a. Para verificar o comportamento da frequência, devido à variação na largura do curto-circuito, a largura  $w_s$  foi alterada para 2,0 e 2,4 mm, que são valores próximos do simulado,  $w_s=2,2$  evitando assim o descasamento na estrutura, os resultados da perda de retorno estão na Fig. 10b.

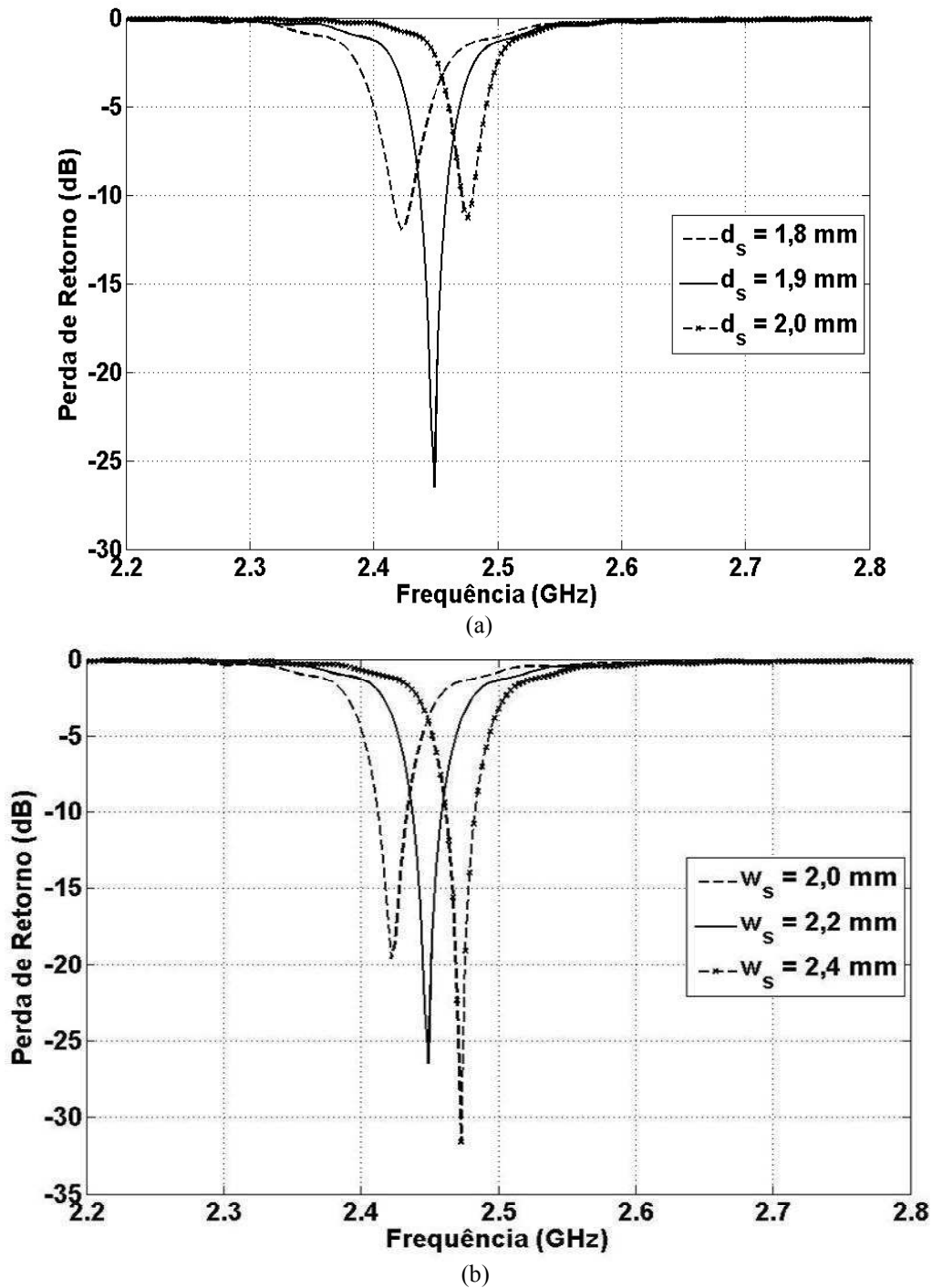


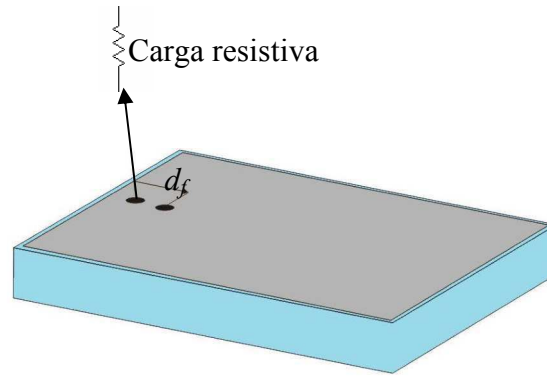
Figura 10. Resultados simulados para a perda de retorno. (a) Devido à variação na posição do curto-circuito e (b) devido à variação na largura do curto-circuito.

A perda de retorno simulada para a posição  $d_s=1,8$  mm (Fig. 10a) é -11,9 dB em 2,42 GHz. Quando a posição do curto-circuito se aproxima da alimentação,  $d_s= 2,0$  mm, a frequência aumenta para 2,47 GHz e apresenta uma perda de retorno de -11,3 dB. É observado que aproximando o curto-circuito da alimentação, a frequência aumenta e a antena apresenta um descasamento. A variação ocorre como um efeito “espelho”. Quando o curto-circuito se afasta, a frequência diminui, caso contrário, a frequência aumenta. A perda de retorno simulada para a largura do curto-circuito  $w_s= 2,0$  mm (Fig. 10b), é -19,5 dB em 2,42 GHz. Quando a largura aumenta para  $w_s= 2,4$  mm, a frequência aumenta para 2,47 GHz e apresenta uma perda de retorno de -31,6 dB, apresentando um melhor casamento em uma frequência superior.

Observa-se que afastando ou aproximando a posição do curto-circuito da alimentação ou diminuindo ou aumentando a largura do curto-circuito, altera-se a impedância característica e a frequência de ressonância da antena. É necessário fazer um ajuste na largura e/ou posição do curto-circuito de modo a evitar o descasamento e deslocamento da frequência desejada. A seguir, são apresentados os efeitos do uso de carga resistiva para redução na dimensão física da antena.

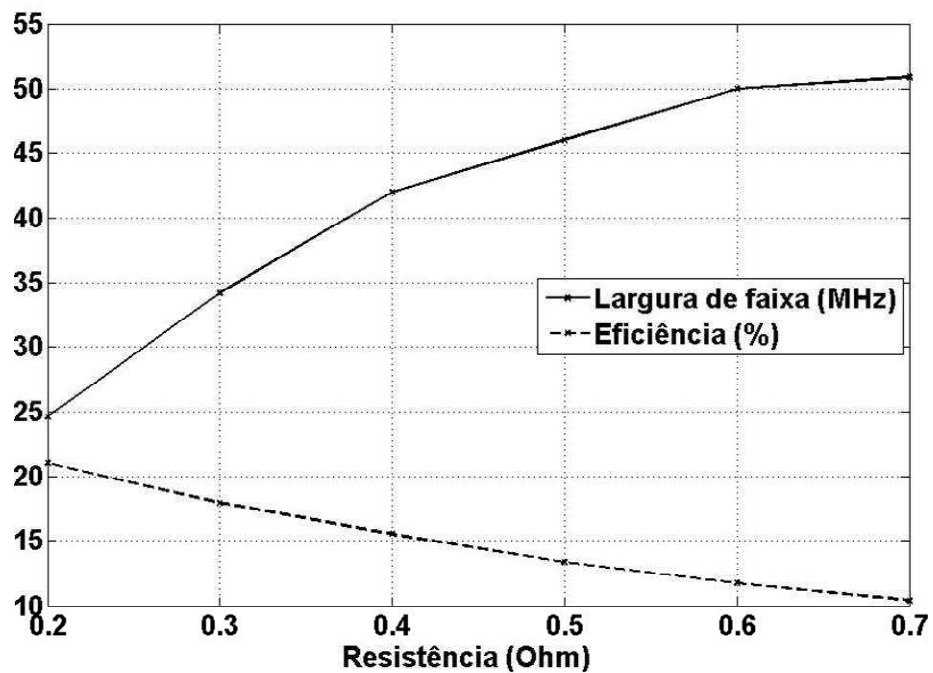
### **3.3 Uso de carga resistiva**

Para analisar os efeitos da utilização de carga resistiva na miniaturização de antenas foi introduzido um resistor (Fig. 11) através de um furo circular de raio 0,3 mm. O furo circular está no centro da antena planar, a uma distância de 2,0 mm da borda. Os demais parâmetros foram mantidos constantes, apenas foi trocado o curto-circuito por um resistor.



**Figura 11. Geometria da antena planar retangular com carga resistiva.**

A resistência é variada de 0,2 a 0,7  $\Omega$ , que são valores onde ocorre o casamento na estrutura. Os resultados para a eficiência e para a largura de faixa em função da variação na resistência estão na (Fig. 12).

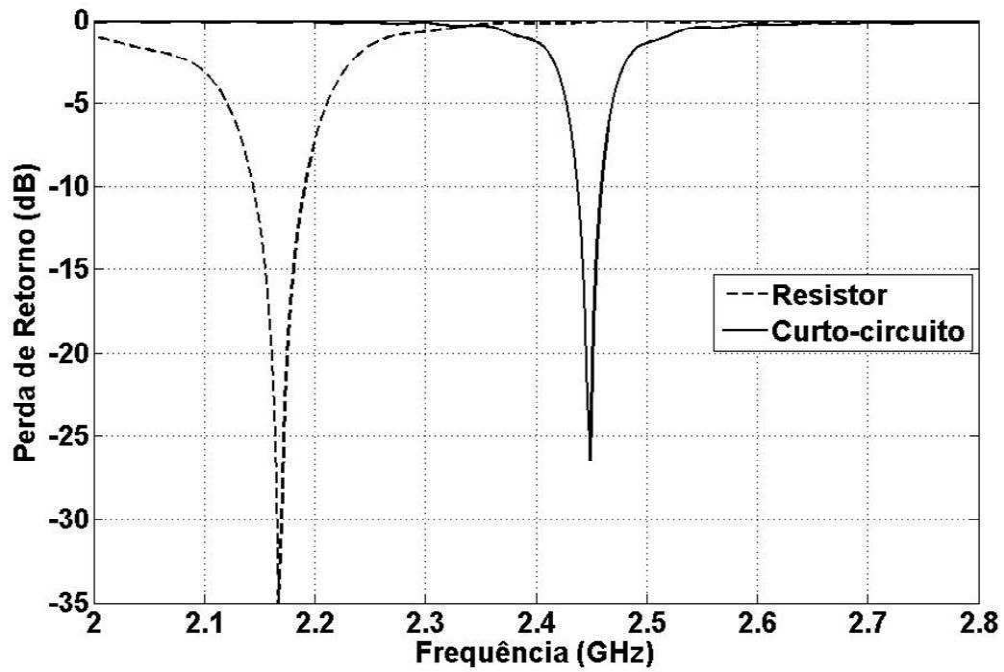


**Figura 12. Resultados da eficiência e largura de faixa em função da variação na resistência.**

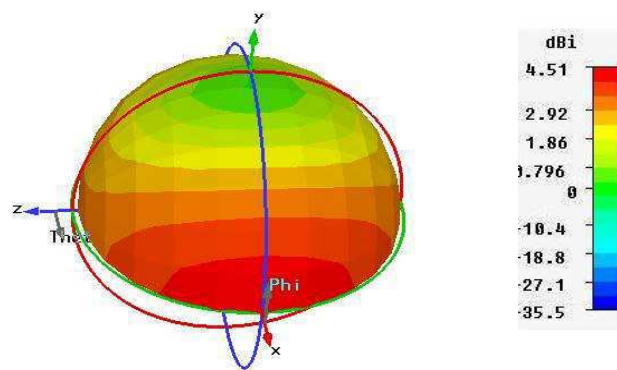
Para a resistência de 0,5 Ohms (Fig. 12), a eficiência é apenas 13,3% e tem uma largura de faixa de 46 MHz. Quando a resistência aumenta para 0,7  $\Omega$ , a eficiência diminui



para 10% e a largura de faixa aumenta para 50,9 MHz. Devido ao aumento na resistência, o fator de qualidade diminui e ocorre um aumento na largura de faixa (eq. (1)). Para verificar o comportamento da perda de retorno (Fig. 13a) e do diagrama de irradiação (Fig. 13b) foi escolhido o valor de  $0,5 \Omega$  para a simulação.



(a)



(b)

Figura 13. Resultados simulados para a resistência de  $0,5 \Omega$ . (a) Perda de retorno e (b) diagrama de irradiação.

A perda de retorno simulada para a resistência de 0,5 Ohms (Fig. 13a) é -35,0 dB em 2,17 GHz. Observa-se uma redução próxima de 280 MHz na frequência de ressonância e um aumento de 24 MHz na largura de faixa. O diagrama de irradiação (Fig. 13b) continua apresentando características semelhantes ao diagrama de irradiação da antena planar com curto-circuito (Fig. 9b). Apesar de apresentar um bom casamento e ter um bom diagrama de irradiação, a antena quase não irradia porque apresenta uma pequena eficiência (Fig. 12), já que uma parte da potência que não irradiará será dissipada no resistor. Com essa técnica é possível reduzir as dimensões da antena, mas em contrapartida aumenta as perdas devido ao elemento resistivo. Portanto, essa técnica não será utilizada neste trabalho.

Devido à complexidade na caracterização e precisão de outros elementos discretos como capacitores, diodos e por ser mais um parâmetro na estrutura com comportamento não linear com a frequência, também não são utilizadas essas técnicas neste trabalho. A seguir são apresentados os efeitos da espessura do substrato.

### **3.4 Efeitos da espessura do substrato**

Para analisar os efeitos da espessura do substrato na largura de faixa, eficiência e diagrama de irradiação, a antena foi simulada para dois outros valores da altura  $h$ : 2,0 e 4,0 mm. O valor máximo de 4,0 mm para o substrato foi escolhido porque o objetivo não é aumentar muito o volume da estrutura, uma vez que se deseja reduzir as dimensões físicas da antena. Os resultados da perda de retorno simulada para os três valores de espessura  $h$  do substrato estão na Fig. 14.

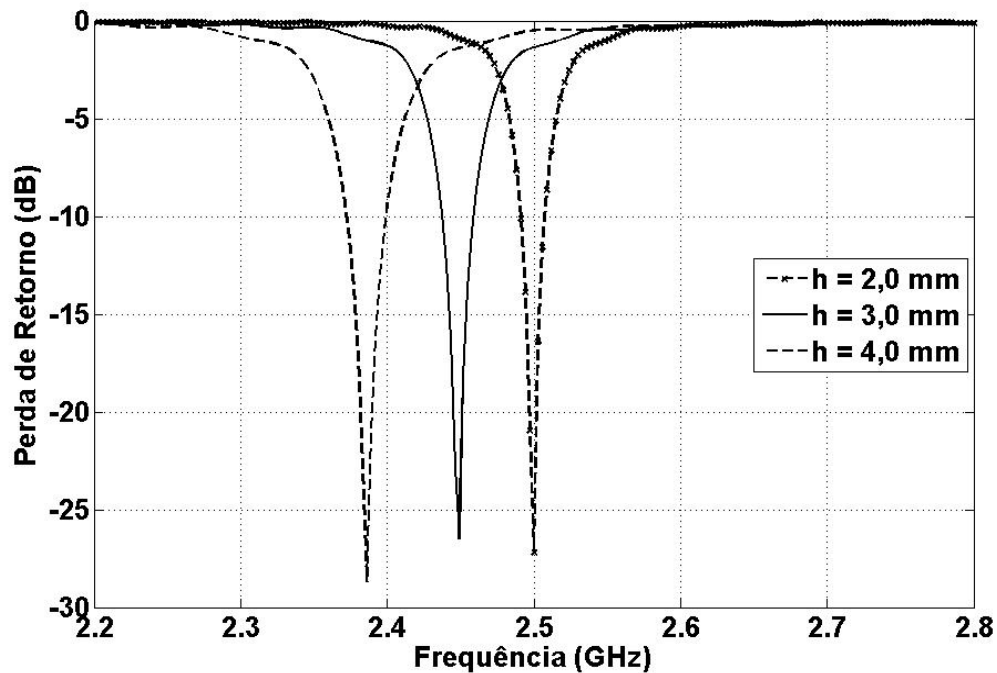


Figura 14. Os resultados da perda de retorno devido à variação na espessura do substrato.

A perda de retorno para a espessura  $h=2,0$  mm (Fig. 14) é  $-27,2$  dB em  $2,5$  GHz e apresenta uma largura de faixa de  $16,7$  MHz. Para  $h=3,0$  mm, a frequência se deslocou para  $2,45$  GHz e a largura de faixa passou para  $22$  MHz. Para a espessura  $h=4,0$  mm, a frequência diminuiu mais ainda, chegando a  $2,38$  GHz. A resposta da perda de retorno atingiu  $-28,6$  dB. Como era de se esperar a largura de faixa aumentou, atingindo  $27,7$  MHz. Observa-se, a partir dos resultados simulados que um aumento na espessura do substrato produz uma diminuição na frequência de ressonância e um aumento na largura de faixa. Pode-se inferir ainda que nesse caso não houve uma variação na impedância de entrada da antena, uma vez que a variação na espessura do substrato não foi acompanhada pelo descasamento da estrutura. O comportamento da largura de faixa e da eficiência da antena em função da espessura do substrato é apresentado sobre o mesmo eixo na Fig. 15.

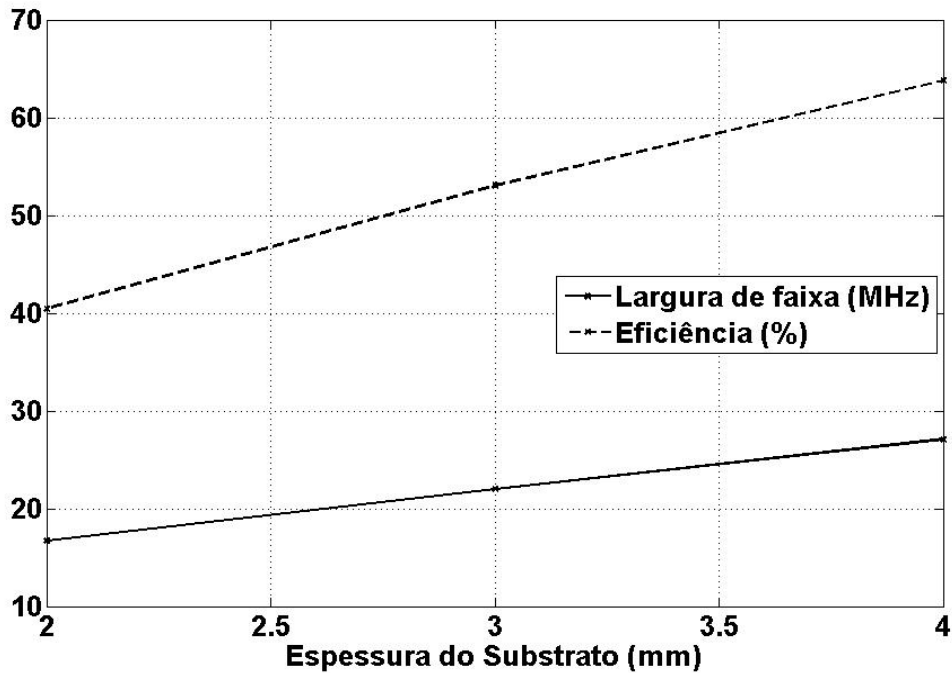


Figura 15. Os resultados da largura de faixa e eficiência da antena em função da espessura do substrato.

Para  $h=2,0$  mm, a antena apresentou uma eficiência próxima de 41% e uma largura de faixa de 16,7 MHz (Fig. 15), enquanto para  $h=4,0$  mm, a antena apresenta uma eficiência de 64% e uma largura de faixa de 27,7 MHz.

O diagrama de irradiação para as espessuras de 2,0 e 4,0 mm está apresentado na Fig. 16a e 16b, respectivamente.

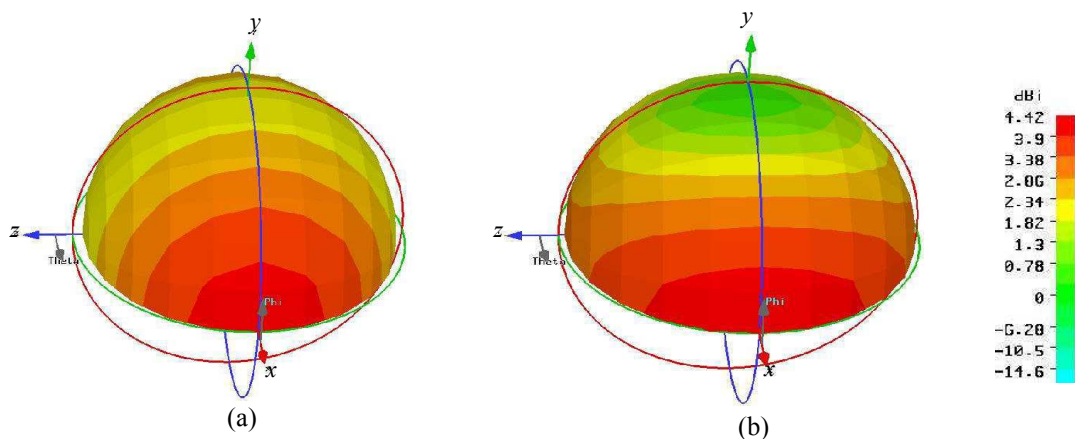


Figura 16. Os resultados simulados para o diagrama de irradiação. (a)  $h=2,0$  mm e (b)  $h=4,0$  mm.

O diagrama de irradiação para espessura de  $h=2,0$  mm (Fig. 16a), apresenta uma intensidade de irradiação em relação ao eixo  $x$ , próxima de 4,42 dB<sub>i</sub>, enquanto para os eixos  $z$

e  $y$  apresenta uma distribuição espacial uniforme é próxima de 2,34 dBi. Para a espessura de 4,0 mm (Fig. 16b), a antena apresenta uma intensidade de irradiação pequena em relação ao eixo  $y$ , próxima de 0,78 dBi e um aumento da irradiação na direção  $z$ . Essa técnica pode ser uma boa alternativa para fazer ajustes na eficiência, largura de faixa da antena, bem como em sua diretividade. A seguir são apresentados os efeitos da permissividade do substrato.

### 3.5 Efeitos da permissividade do substrato

Para analisar os efeitos da permissividade relativa do substrato, o valor utilizado antes ( $\epsilon_r = 7,8$ ) foi alterado inicialmente para um valor menor,  $\epsilon_r = 6,0$ ; e posteriormente para um valor maior,  $\epsilon_r = 9,0$ . Esses valores foram escolhidos aleatoriamente, mas não muito distintos de valores comercialmente utilizados. Os resultados simulados para a perda de retorno estão na Fig. 17.

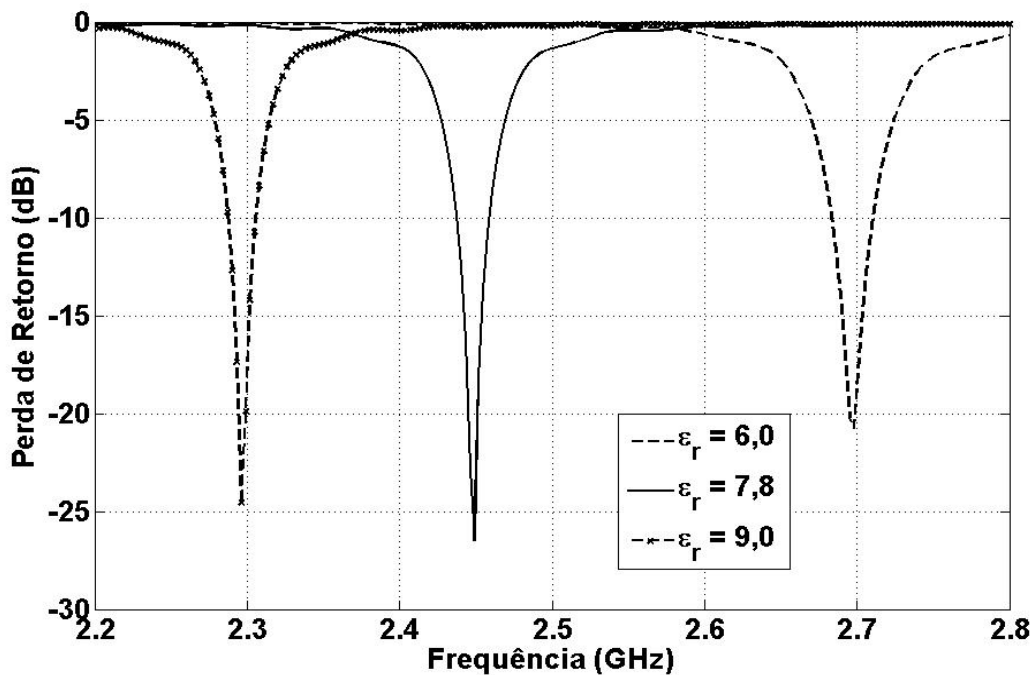


Figura 17. Os resultados da perda de retorno devido à variação na permissividade do substrato.

Para a permissividade  $\epsilon_r = 6,0$ , a perda de retorno é  $-20,7$  dB em  $2,69$  GHz (Fig. 17). Quando  $\epsilon_r = 9,0$ , a frequência diminui para  $2,29$  GHz e apresenta uma perda de retorno de  $-24,5$  dB. Observa-se que a frequência diminui, algo já esperado, porque a frequência decai com o inverso da raiz quadrada da permissividade. Outra consequência do aumento no valor de  $\epsilon_r$  é uma imposição da redução das dimensões físicas da antena, caso seja mantida fixa a frequência de  $2,45$  GHz. Porém quando se aumenta o valor da permissividade, a largura de faixa e a eficiência da antena diminuem (Fig. 18). Estão apresentados na Fig. 18, os resultados para o comportamento da largura de faixa e da eficiência da antena em função da variação da permissividade.

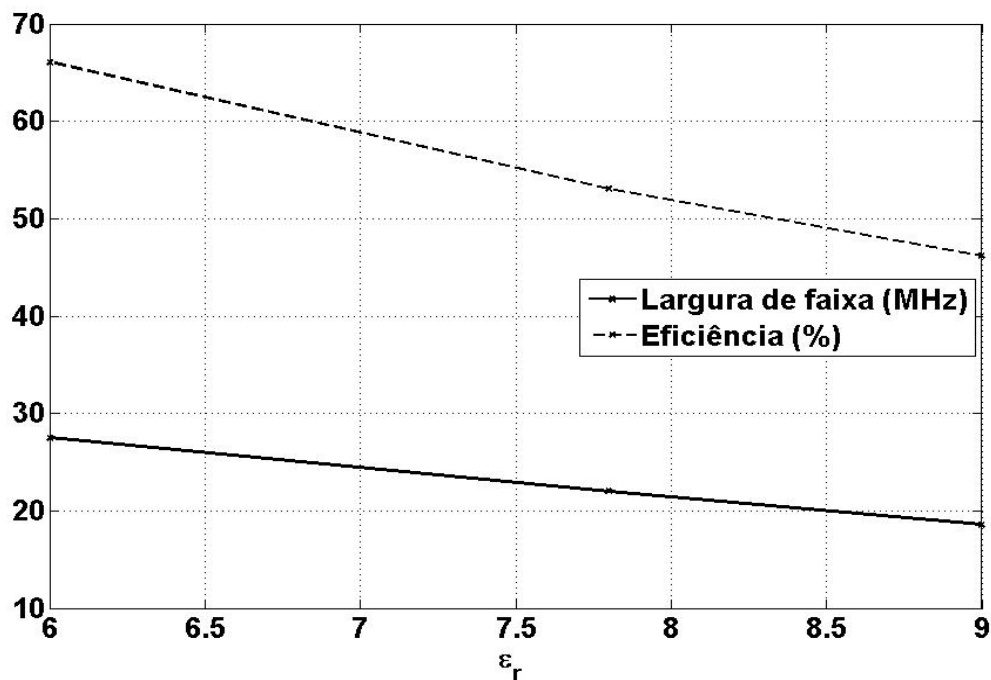


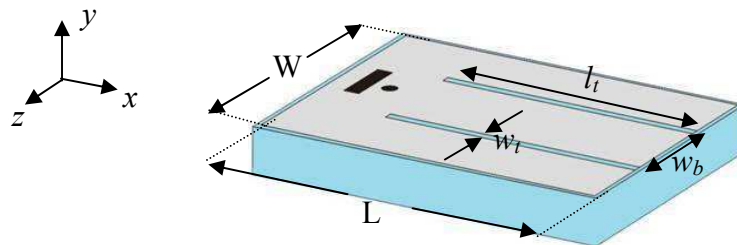
Figura 18. Os resultados da largura de faixa e eficiência da antena devido à variação na permissividade do substrato.

Da Fig. 18, pode-se observar uma diminuição na largura de faixa e na eficiência da antena com o aumento da permissividade. Para  $\epsilon_r = 6,0$ , a largura de faixa é  $27,5$  MHz e tem uma eficiência de  $66\%$ . Para  $\epsilon_r = 9,0$ , a largura de faixa é  $18,6$  MHz e eficiência de  $46,1$

%. A seguir são apresentados os efeitos da utilização de trechos de linha (tocos) na redução das dimensões físicas da antena.

### 3.6 Efeitos da utilização de trechos de linha ou tocos

Para analisar os efeitos da utilização de trechos de linha ou tocos foram inseridos dois tocos na antena planar retangular originalmente abordada. Isso gerou uma nova estrutura, antena, com uma geometria semelhante à letra **E** do alfabeto. O comprimento de cada toco é  $l_t$ , com largura  $w_t$  e a distância entre dos tocos é  $w_b$  (ver Fig. 19). Para verificar os possíveis efeitos na redução das dimensões físicas da antena foi escolhido o comprimento do toco  $l_t = 9$  mm, limitado pela sua aproximação com a alimentação, uma largura  $w_t = 0,6$  mm e  $w_b = 2,8$  mm.



**Figura 19. Antena planar retangular com dois tocos (geometria E).**

A perda de retorno simulada para a antena planar retangular com dois tocos está na Fig. 20.

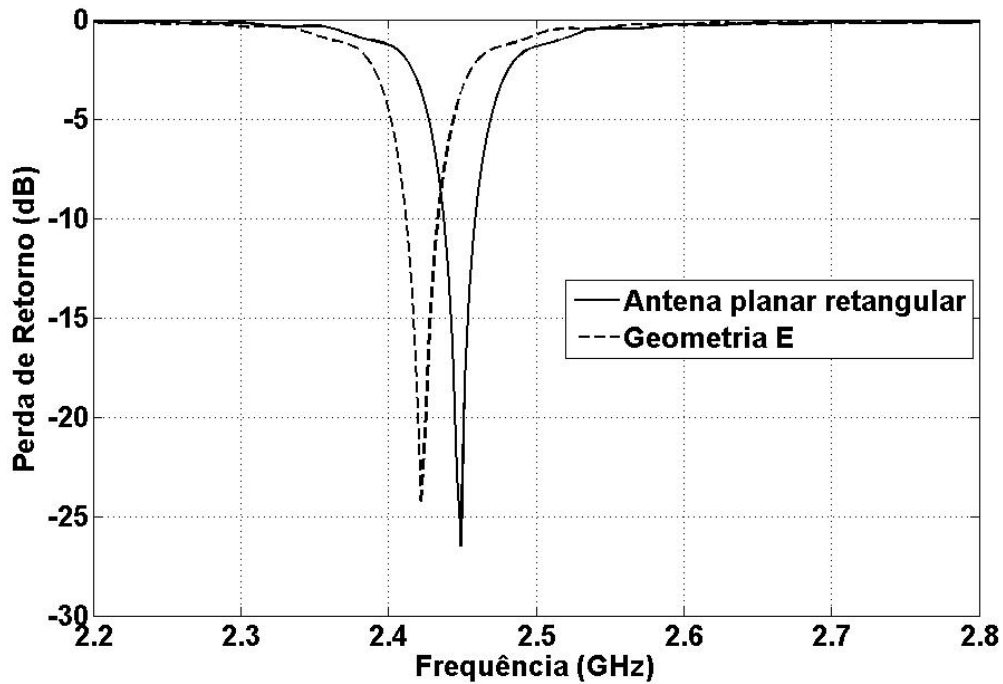


Figura 20. Perda de retorno simulada para a antena planar retangular com dois tocos (geometria E).

Com a inserção dos dois tocos, a frequência diminui (Fig. 20) para 2,41 GHz com uma perda de retorno de -24 dB. A largura de faixa manteve-se inalterada com o valor de 22 MHz. Essa técnica pode ser usada para prover um ajuste na frequência da antena uma vez que o deslocamento na frequência não produziu, neste caso, modificações severas nas perdas de retorno e na largura de faixa. A seguir é apresentado uma nova geometria e seu efeito na redução da dimensão física da antena.

### 3.7 Geometria circular para a antena planar

A antena planar circular é outra geometria bastante utilizada nos projetos de antenas para comunicações. Possui várias vantagens como a redução da dispersão, polarização circular, entre outras. Por essas razões serão tratadas aqui algumas estruturas baseadas na forma básica dessa antena planar para gerar uma antena com dimensões reduzidas. Tomando



como base um dos resultados obtidos na última seção para a antena plana E. A introdução de fendas ou tocos na estrutura resultou numa redução das dimensões da antena. Portanto, esse será o primeiro passo a ser tomado a seguir no projeto da micro-antena.

### 3.7.1 Efeito da geometria em anel

A antena planar circular em anel é obtida a partir da antena planar circular (Fig. 21a), pela retirada de um círculo metálico concêntrico e de raio  $b$  menor que o raio  $a$  da antena circular.

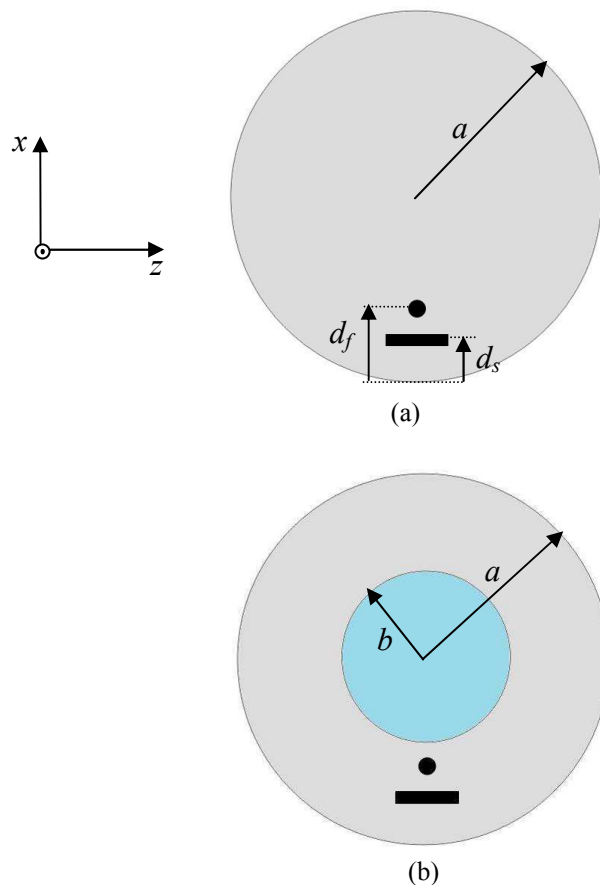


Figura 21. Geometria das antenas vista de cima. (a) Geometria circular e (b) geometria planar em anel.

A antena planar circular em anel, quando opera em seu modo fundamental apresenta uma dimensão menor que a antena planar circular para a mesma frequência [6]. A

freqüência de ressonância para o caso da antena em anel sem a introdução do curto-circuito pode ser calculada por:

$$f_{nm} = \frac{X_{nm}c}{2\pi b\sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

Onde  $c$  é a velocidade da luz e  $X$  são as raízes da equação de dispersão do problema (eq. 18) e com  $J_n(x)$  e  $N_n(x)$  as funções de Bessel de primeiro e segundo tipo [6].

$$J'_n\left(\frac{a}{b}X_{nm}\right)N'_n(X_{nm}) - J'_n(X_{nm})N'_n\left(\frac{a}{b}X_{nm}\right) = 0 \quad (18)$$

Para analisar o efeito da introdução da fenda na antena planar circular, gerando o anel planar, na redução do tamanho físico e na alteração no diagrama de irradiação utilizou-se a geometria circular apresentada na Fig. 21b. A antena consiste de uma estrutura planar circular de raio  $a$  com o ponto de alimentação posicionado no eixo  $x$  e ao longo de  $z$ , a uma distância  $d_f$  da borda, para uma excitação por cabo coaxial. A placa para realização do curto-circuito está localizada a uma distância  $d_s$  da borda.

O raio  $b$  da fenda foi variado de 1,0 a 3,0 mm com um passo de 1,0 mm. O raio de 3,0 mm foi escolhido porque obteve um maior deslocamento na freqüência. Os demais parâmetros simulados foram:  $a = 5,8$  mm,  $b = 3,0$  mm,  $r_f = 0,3$  mm,  $d_f = 2,3$  mm,  $w_s = 2,4$  mm,  $l_s = 0,4$  mm,  $d_s = 1,5$  mm e  $h = 4,0$  mm. Na Fig. 22, são apresentados os resultados da perda de retorno para as antenas: planar circular e planar em anel.

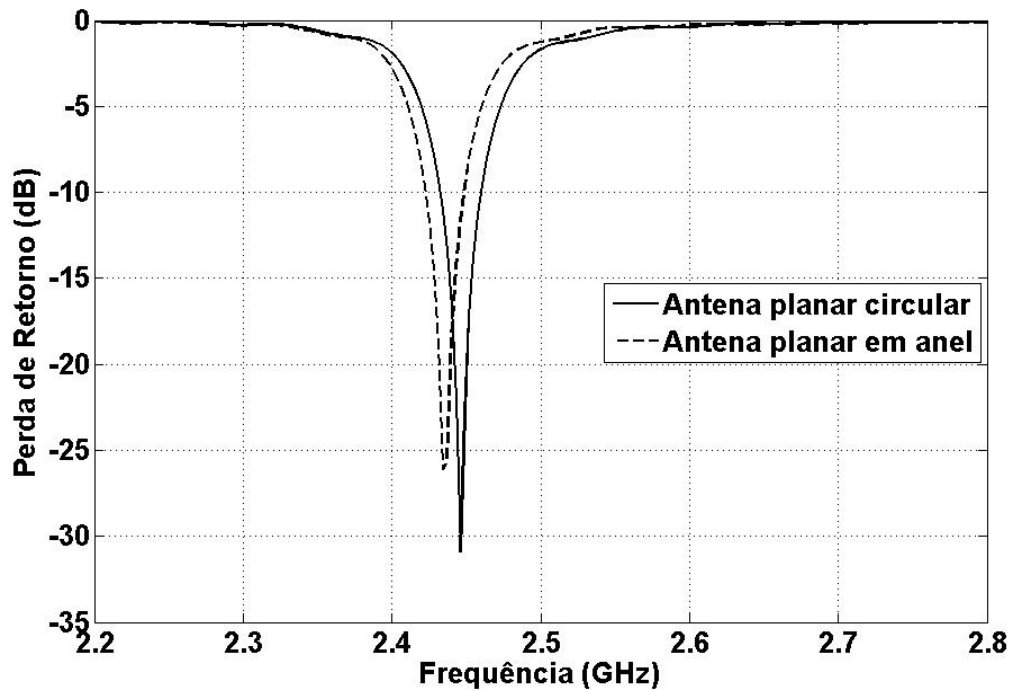


Figura 22. Os resultados da perda de retorno simulado para a antena planar circular e planar em anel.

A perda de retorno simulada para antena planar circular (Fig. 22) é -30,8 dB em 2,45 GHz. Para a antena planar em anel, a frequência deslocou-se para 2,43 GHz e apresenta uma perda de retorno de -26,1 dB. Observa-se, como esperado, uma diminuição na frequência quando se reduz a área da antena planar circular para obter o anel, já que o comprimento de onda de ressonância se torna maior, logo quanto maior for o diâmetro do anel, menor será a frequência de ressonância.

O diagrama de irradiação simulado para a antena planar circular e planar em anel estão apresentados na Fig. 23a e Fig. 23b, respectivamente.

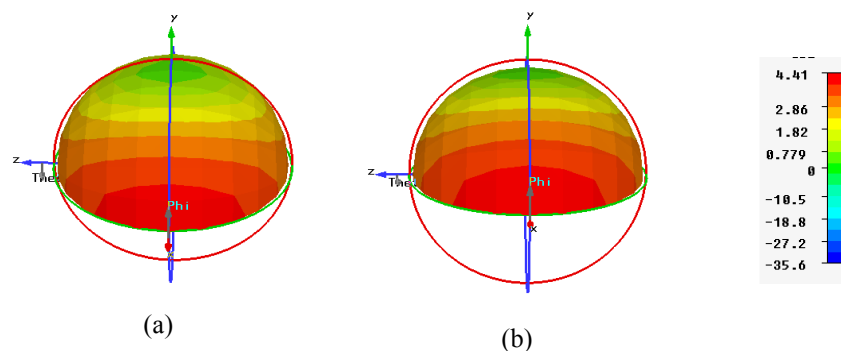


Figura 23. O diagrama de irradiação. (a) Antena planar circular e (b) antena planar em anel planar.

O diagrama de irradiação para a antena circular (Fig. 23a) apresenta uma maior intensidade de irradiação em relação ao eixo  $x$  com máxima intensidade de 4,41 dBi. A intensidade diminui em relação ao eixo  $z$  com uma redução próxima de 2,86 dBi e possui uma intensidade ainda menor em relação ao eixo  $y$ , próximo de 0,77 dBi. Com a configuração em anel, o diagrama de irradiação praticamente não sofreu alteração espacial (Fig. 23b). A utilização da configuração em anel produziu apenas um leve deslocamento na frequência de ressonância, além disso, o diagrama de irradiação praticamente permaneceu inalterado. A seguir é apresentada outra modificação na geometria, com a introdução da fenda na redução da dimensão física da antena.

### 3.7.2 Antena circular com fenda planar

Para tentar melhorar os resultados foi analisado o efeito da geometria da fenda e introduzido um parte metálica retangular (Fig. 24) de comprimento  $l_a = 5,2$  mm e largura  $w_a = 4,0$  mm no interior da estrutura da antena planar em anel. O raio da fenda  $b$  (fig. 21b) foi alterado para 4 mm. Como a área da fenda foi reduzida, para garantir o mesmo diagrama de irradiação e uma boa adaptação, foi alterada a posição da alimentação e do curto-circuito.

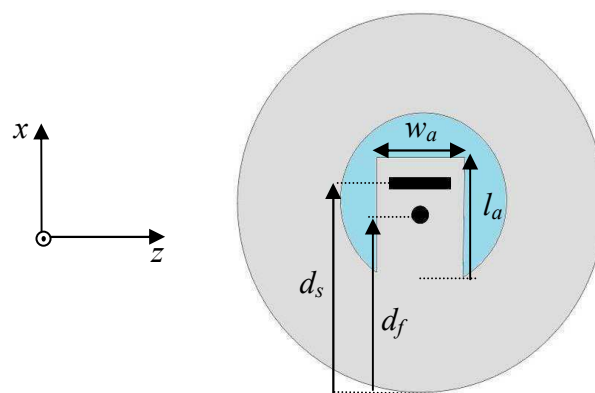


Figura 24. Geometria da antena planar circular com fenda.

Na análise dos efeitos da posição da alimentação sobre a perda de retorno, três casos são apresentados (Fig. 25). Os três pontos da alimentação foram escolhidos levando em consideração que mudanças no diagrama de irradiação pudessem ser observadas. Os pontos escolhidos foram:  $d_f = 3,9$  mm,  $d_f = 5,4$  mm e  $d_f = 7,4$  mm. A posição do curto-circuito foi:  $d_s = 4,7$  mm,  $d_s = 6,2$  e  $d_s = 8,2$  mm, respectivamente, para manter constante a distância  $d_f$ . Os resultados simulados para a perda de retorno estão na Fig. 25.

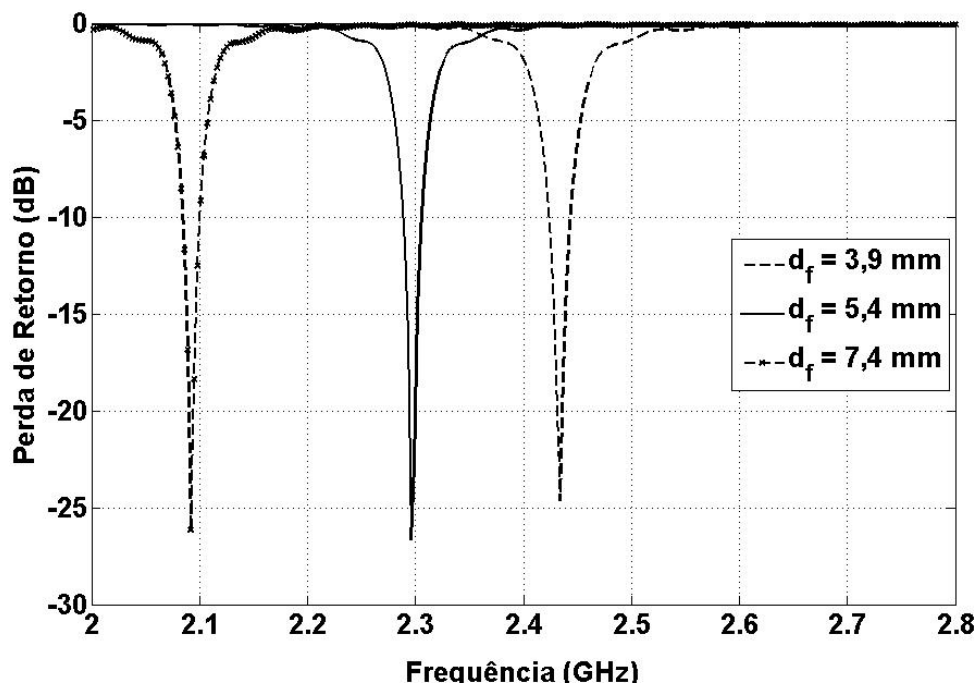
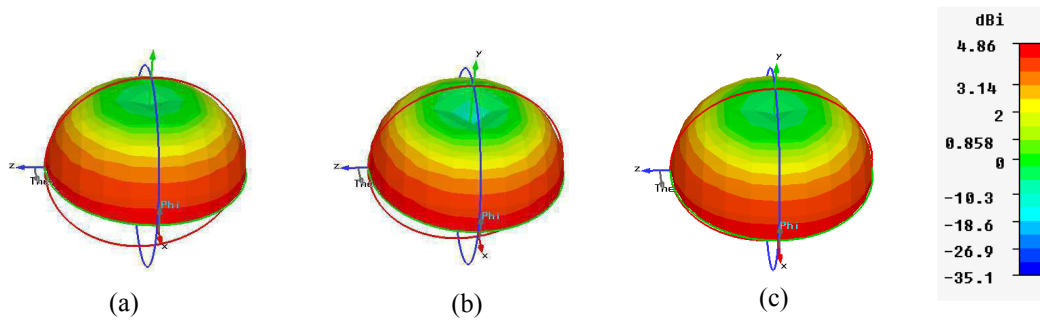


Figura 25. A perda de retorno simulada para a antena apresentada na Fig. 24.

O diagrama de irradiação simulado para os três casos é apresentado na Fig. 26. Os três valores para as posições da alimentação são:  $d_f = 3,9$  mm,  $d_f = 5,4$  mm e  $d_f = 7,4$  mm, mostrados nas Fig. 26a, 26b e 26c, respectivamente.



**Figura 26. Diagrama de irradiação para a geometria com fenda na posição: (a)  $d_f = 3,9$  mm, (b)  $d_f = 5,4$  mm e (c)  $d_f = 7,4$  mm.**

A perda de retorno simulada para a posição da alimentação no ponto  $d_f = 3,9$  mm é -24,6 dB em 2,43 GHz (Fig. 25). Quando a posição da alimentação aumenta para  $d_f = 5,4$  mm, ocorre uma leve diminuição na frequência para 2,3 GHz, acompanhada de uma melhor adaptação,  $S_{1,1} = -26,6$  dB. Se continuar a aumentar a distância da posição da alimentação para  $d_f = 7,4$  mm, por exemplo, é encontrado uma pequena degradação na resposta da antena. A perda de retorno é -26,1 dB e a frequência diminui para 2,09 GHz. É observado que a mudança na posição da alimentação altera o diagrama de irradiação (Fig. 26). Pode ser visto que o deslocamento na direção da borda ( $d_f = 3,9$  mm), produz um diagrama com ganho de 0 dBi na direção do eixo  $y$ . Este apresenta um comportamento omnidirecional no plano  $xz$  (Fig. 26a). Quando o ponto de alimentação se aproxima do centro da antena planar ( $d_f = 5,4$  mm), o diagrama apresenta um pequeno vale em relação ao eixo  $y$  e no plano  $xz$ , o diagrama apresenta o mesmo comportamento de um monopolo vertical sobre um plano de terra (Fig. 26b). Quando o ponto de alimentação ultrapassa o centro da parte metálica, este apresenta características de irradiação semelhantes a do primeiro caso (Fig. 26c). Então uma escolha apropriada para a posição do ponto de alimentação, mantida fixa a geometria da parte metálica introduzida, pode ocorrer algum grau de liberdade para controlar a frequência de ressonância e o diagrama de irradiação.

### 3.7.3 A introdução de uma capacitância série na estrutura

Para analisar os efeitos de uma capacitância série no circuito equivalente da antena da seção anterior, um *gap* foi inserido na antena planar em anel com fenda modificada (Fig. 27). A geometria dessa nova antena é bastante similar a letra G do alfabeto. A nova antena G tem largura  $w_g$  de 2,0 mm. Os outros parâmetros da antena planar circular com fenda modificada passaram a ser:  $l_a = 8,8$  mm,  $w_a = 4,0$  mm,  $d_f = 1,9$  mm e  $d_s = 3,2$  mm.

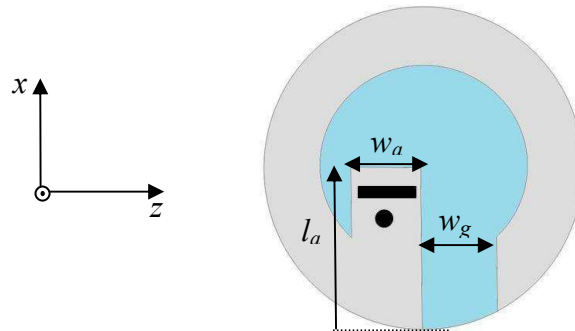
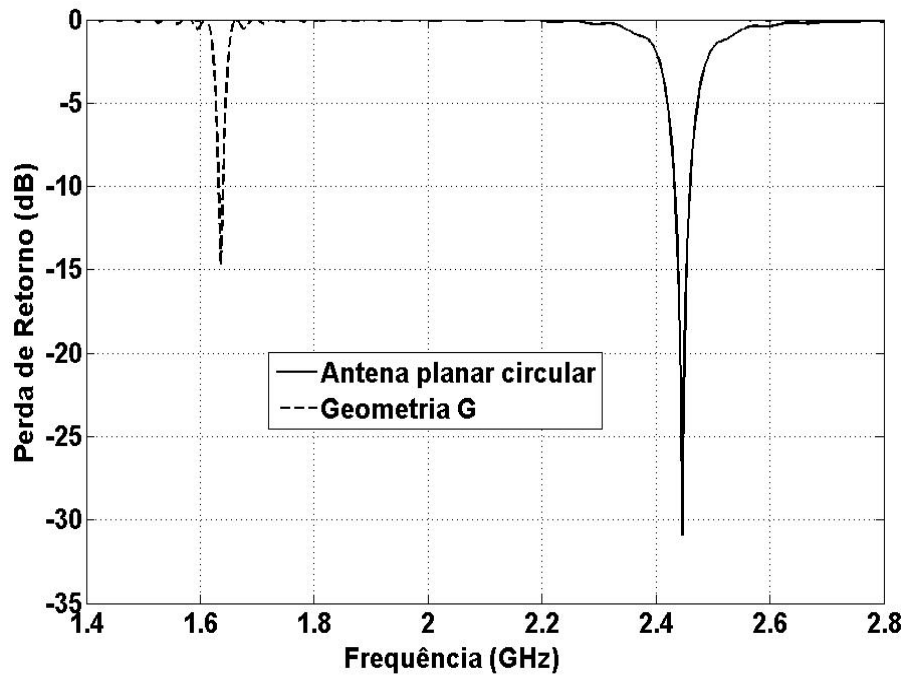
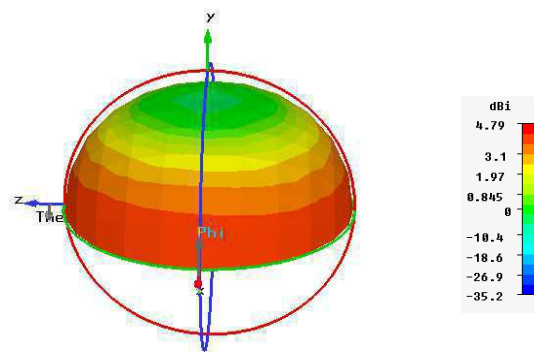


Figura 27. Geometria da antena planar circular com gap (forma G).

A alteração na largura do *gap* foi escolhida levando em consideração o deslocamento da frequência. As perdas de retorno e o diagrama de irradiação para essa estrutura são apresentados na Fig. 28.



(a)



(b)

Figure 28. Os resultados simulados para a antena G: (a) perda de retorno e (b) diagrama de irradiação.

A perda de retorno simulada é -14,7 dB em 1,6 GHz (Fig. 28a). É observada uma redução bastante acentuada na frequência próxima de 850 MHz, comparada com a frequência da antena planar circular original. O diagrama de irradiação (Fig. 28b) é similar ao diagrama da antena planar circular com fenda. A máxima intensidade está no plano  $xz$  é próximo de 4,79 dBi, enquanto que a mínima intensidade está no plano normal. A frequência muda devido às dimensões do *gap*, acompanhada pela redução na perda de retorno. Isto é, provavelmente, decorrente do descasamento.



## 4 Projeto e concepção das micro-antenas

Nesta seção é abordado o projeto das micro-antenas baseadas nas técnicas de redução da dimensão física utilizadas no capítulo 3. Também é abordada a tecnologia e a forma de confecção do substrato da micro-antena em LTCC.

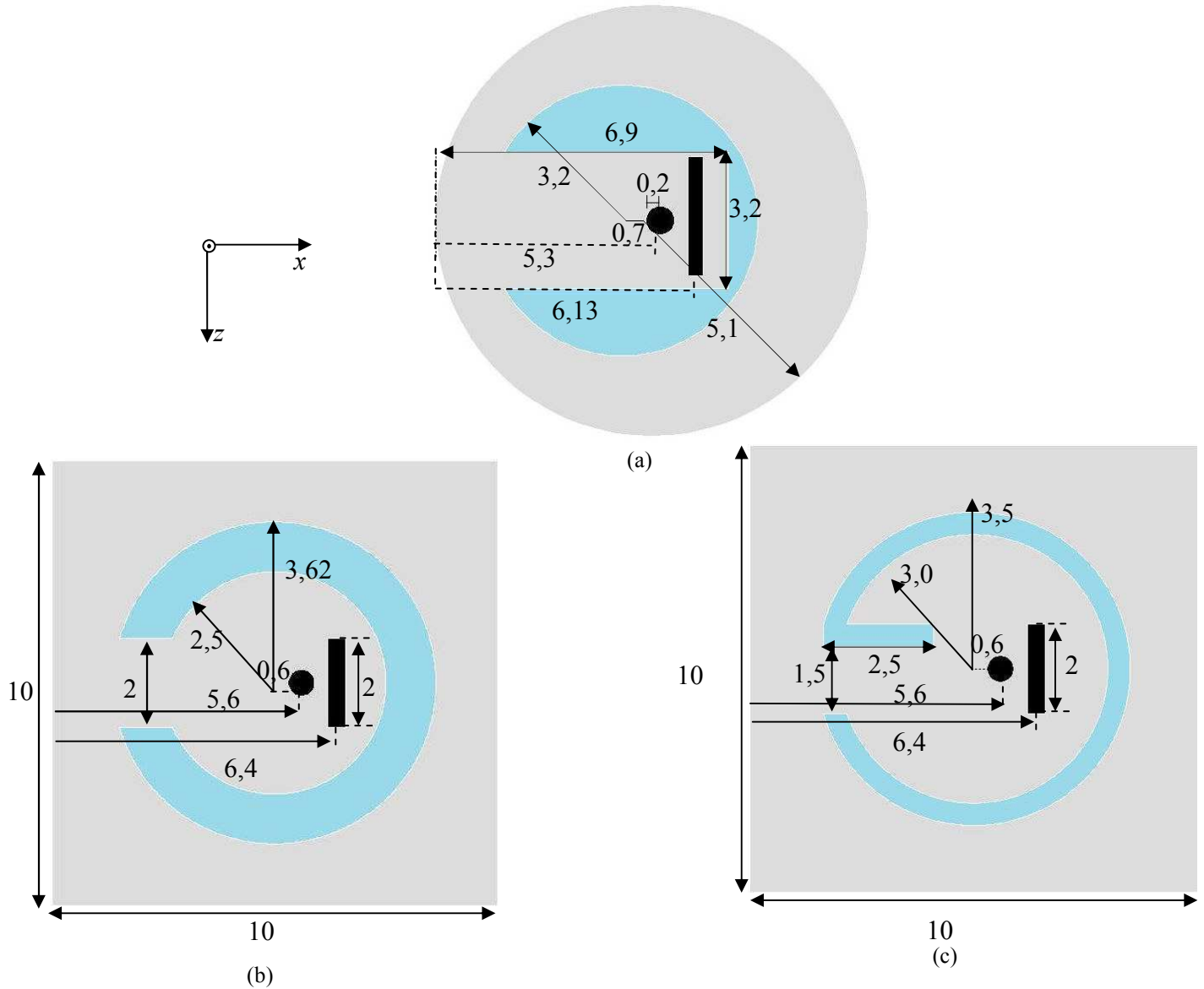
### 4.1 Projeto das micro-antenas

Baseadas nas técnicas usadas na seção 3 para a redução da dimensão física da antena, foram projetadas alguns modelos de micro-antenas operando na frequência de 2,45 GHz, apresentando a limitação física da área da superfície plana da ordem de  $1,0 \text{ cm}^2$ . Para o projeto dessas antenas foram levados em consideração três fatores:

- Dimensão física.
- Eficiência.
- Diagrama de irradiação.

Conforme visto no item 3.7.2, quando se utiliza uma fenda próximo ao centro da antena planar, as antenas tende a apresentar características de irradiação omnidirecional no plano da antena e elas apresentam também uma intensidade de irradiação próxima de 0 dBi em relação ao eixo  $y$ . Essa intensidade de irradiação de 0 dBi em relação ao eixo  $y$ , é interessante em aplicações para redes de sensores. Então, a antena planar circular com fenda (Fig. 24), foi redimensionada para operar em 2,45 GHz. Com base nas análises feitas, outras duas geometrias com fendas foram projetadas (Fig. 29) de modo a manter uma intensidade de

irradiação menor em relação ao eixo  $y$  e apresentar uma maior eficiência. Na Fig. 29 as geometrias não estão escalonadas.



**Figura 29. Projeto das micro-antenas com dimensão em milímetros. (a) Antena planar circular com fenda circular excêntrica, (b) antena planar quadrada com fenda em formato C e (c) antena planar quadrada com fenda circular excêntrica em formato G.**

As micro-antenas foram projetadas para a espessura de 4,0 mm. As perdas de retorno das antenas estão na Fig. 30. Para simplificar a legenda, a antena circular com fenda

foi denominada antena 1, a antena quadrada com fenda em formato C foi denominada de antena 2 e a antena quadrada com fenda em formato G denominada de antena 3.

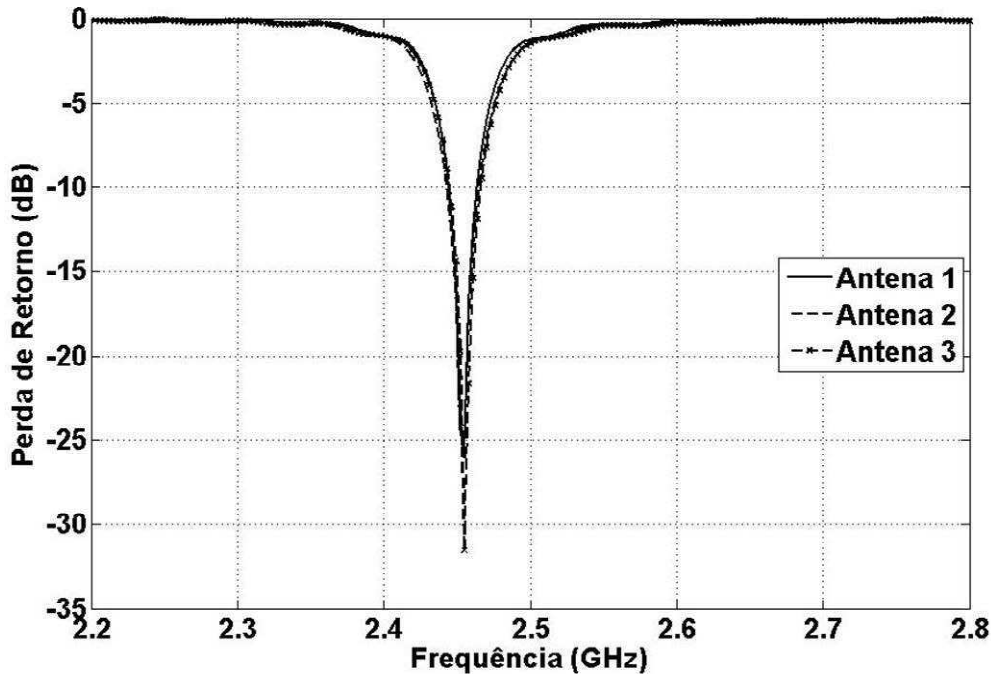
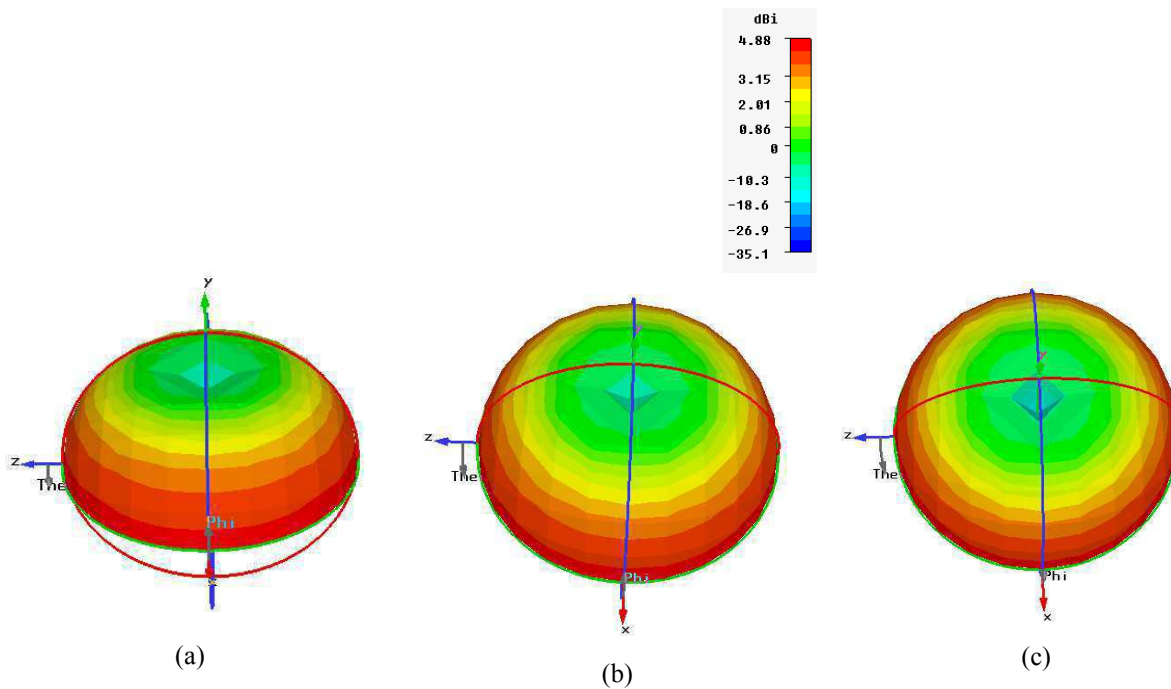


Figura 30. Resultados simulados para a perda de retorno das micro-antenas da Fig. 29.

No projeto da antena 1, obteve-se uma perda de retorno de -26,1 dB em 2,45 GHz (Fig. 30). A antena 2 apresentou uma perda de retorno de -30 dB em 2,45 GHz e a antena 3 obteve uma perda de retorno de -31,58 dB em 2,455 GHz. Observa-se que os resultados para a perda de retorno foram bastante semelhantes para as três estruturas apresentadas na Fig. 30. A geometria da antena 1 possui um diâmetro de 10,2 mm, tem uma área de 0,81 cm<sup>2</sup> e com uma eficiência simulada de 52%. A antena 2 possui uma área maior de 1,0 cm<sup>2</sup> e apresenta uma eficiência de 59,5%. Quando a fenda foi deformada, antena 3, ocorreu uma degradação na eficiência, já que ocorreu uma redução da área metálica e a eficiência diminuiu para 56,6%. Na Fig. 29a, o comprimento e a largura do curto, foram:  $l_s = 0,34$  mm e  $w_s = 2,8$  mm, respectivamente. Para a geometria da Fig. 29b e Fig. 29c, o comprimento e largura do curto foram:  $l_s = 0,4$  mm e  $w_s = 2,0$  mm, respectivamente.

Os diagramas de irradiação simulados estão na Fig. 31.



**Figura 31. Diagrama de irradiação simulado para as micro-antenas da Fig. 29.**

Observa-se na Fig. 31 que as antenas tem um comportamento omnidirecional, com a intensidade de irradiação próximo de 4,88 dBi no plano  $xy$  e com uma intensidade mínima próximo de -35,1 dBi na direção do eixo  $y$ . Conclui-se que deformando a fenda cilíndrica (Fig. 31b), a região de vale (ou buraco) tende a aumentar (Fig. 31c).

Conforme visto no item 3.6, quando se utilizam tocos com trechos de linha, ocorre uma redução na dimensão física da antena. Foi projetada uma antena com três tocos (Fig. 32a) e a frequência ajustada para 2,45 GHz. Depois a antena com geometria G (Fig. 32b) foi redimensionada para a frequência de ressonância de 2,45 GHz. Os resultados para a perda de retorno estão na figura 33.

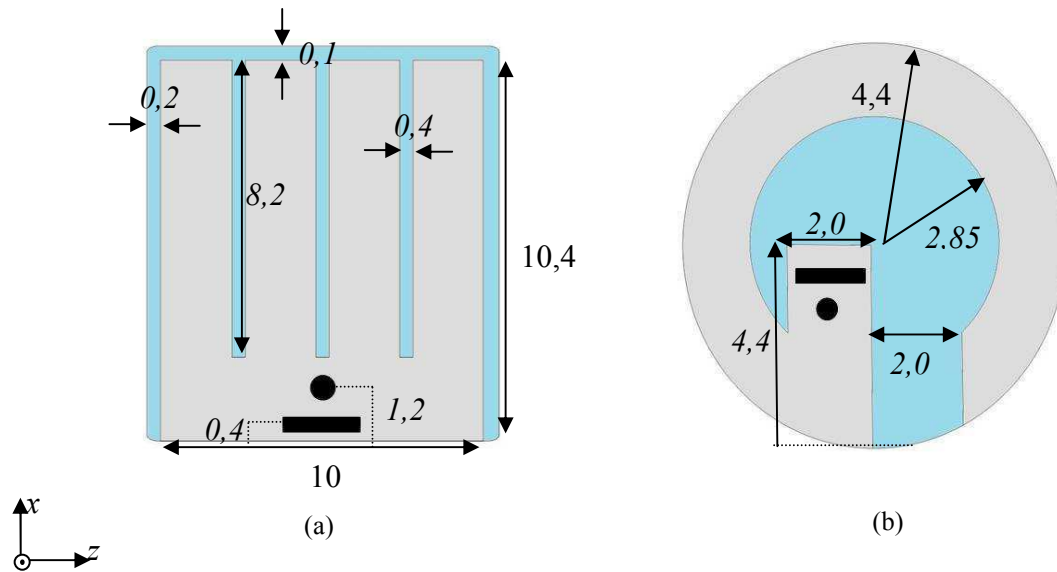


Figura 32. Projeto das micro-antenas. (a) Antena com três tocos e (b) antena com geometria G.

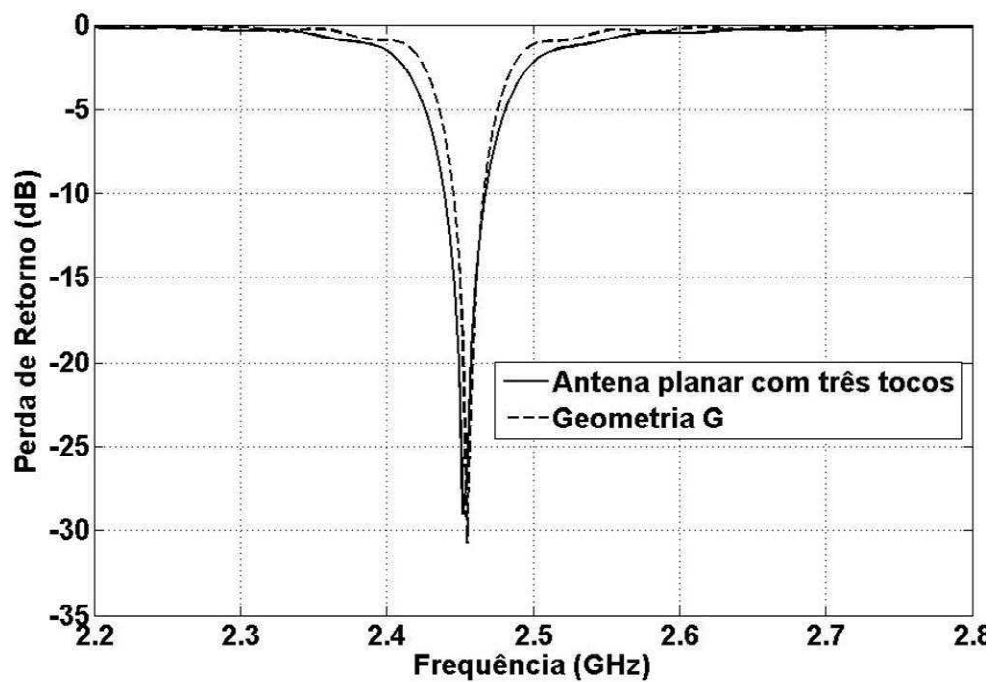
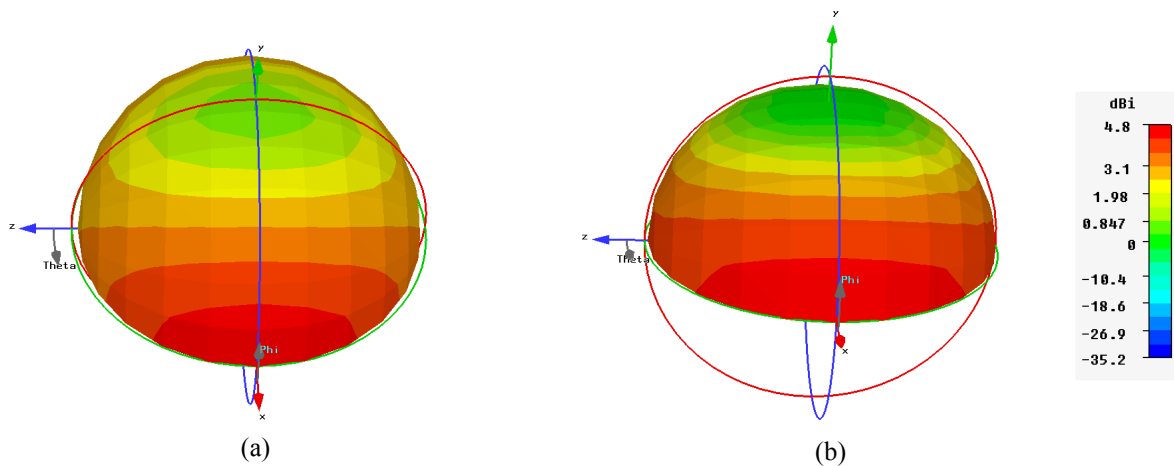


Figura 33. Resultados simulados para a perda de retorno das micro-antenas da Fig. 32.

A antena com três trechos de linha (Fig. 32a) apresentou uma perda de retorno de -29 dB em 2,45 GHz (Fig. 33) e apresentou uma eficiência de 66%. A antena planar G (Fig. 32b) possui uma área de  $0,61 \text{ cm}^2$ . Sua espessura foi aumentada para  $h=5,0 \text{ mm}$  para se ter uma eficiência maior, próxima de 55%, e apresentar uma perda de retorno de -30,7 dB em

2,45 GHz. Para a geometria da antena com três trechos de linha, o comprimento e a largura do curto foram:  $l_s = 0,34$  mm e  $w_s = 2,8$  mm, respectivamente. Para a geometria da antena G, o comprimento e a largura do curto foram:  $l_s = 0,4$  mm e  $w_s = 1,8$  mm, respectivamente.

Os resultados do diagrama de irradiação simulados estão na Fig. 34.



**Figura 34. Diagrama de irradiação simulado para as micro-antenas da Fig. 32.**

A antena com três tocos (Fig. 34a) apresentou uma maior intensidade de irradiação próximo de 4,8 dBi em relação ao eixo  $x$ . A intensidade diminui em relação aos eixos  $z$ , próximo de 3,1 dBi, e mais baixa ainda na direção do eixo  $y$ , abaixo de 0,84 dBi. Observa-se na Fig. 34b que a intensidade de irradiação aumenta e possui um melhor comportamento omnidirecional.

## 4.2 Tecnologia LTCC

A tecnologia dos substratos cerâmicos com múltiplas camadas foi descoberta pela RCA Corporation, no final da década de 50. Sendo a base atual para a tecnologia de processamento de circuitos utilizando múltiplas camadas. As cerâmicas co-sinterizada à baixa temperatura (LTCC) tem sido uma tecnologia bastante atrativa na produção de circuitos [30-

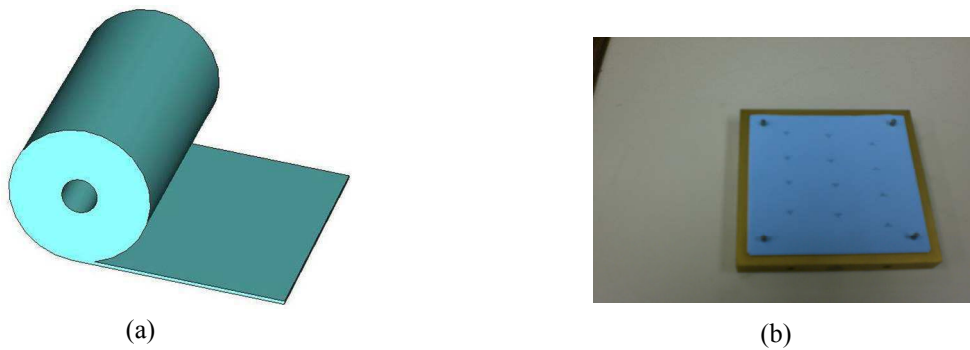
31]. A sinterização das cerâmicas em LTCC ocorre a uma temperatura próxima de 850°C, permitindo nesse nível inserir metais como o ouro (Au), prata (Ag) e cobre (Cu), os quais apresentam pequenas perdas ôhmica e baixa resistência elétrica em altas frequências (Tab. 1), se comparados a outros metais como o chumbo. Uma outra vantagem da tecnologia em LTCC é uma menor perda dielétrica se comparadas a outros materiais orgânicos como o FR4-epoxy e o teflon. Isto faz com que o uso do LTCC tenha uma especial atenção para aplicações em circuitos de altas frequências e circuitos que requerem uma alta velocidade de transmissão de dados, como é o caso das redes de sensores. Também apresenta um coeficiente de expansão térmico menor se comparado com as resinas, o coeficiente de expansão térmico do LTCC varia entre  $3-4 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ , enquanto que o FR4 (epoxy/E-glass) está entre  $16-18 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ . Outras propriedades que justificam sua utilização são:

- Métodos de produção em massa podem ser aplicados;
- Pode-se obter um bom controle sob a espessura do substrato;
- Resistores podem ser impressos;
- Custo reduzido em relação aos substratos de silício e em relação a tecnologia da cerâmica co-sinterizada em alta temperatura (HTCC);

Tab. 1. Resistência elétrica e ponto de fusão de alguns condutores metálicos.

Metal	Resistência elétrica ( $\mu\cdot\text{cm}$ )	Ponto de fusão ( $^{\circ}\text{C}$ )
Cu	1,7	1.083
Au	2,3	1.063
Ag	1,6	960
W	5,5	3.410
Mo	5,8	2.610

As folhas de LTCC (Fig. 35a) são chamadas de folhas verdes, ainda que apresentem uma coloração próxima da cor turquesa (Fig. 35b). Elas são constituídas de um composto de material vidro-cerâmico, geralmente a cerâmica utilizada é a alumina. Comercialmente essas folhas são encontradas nas espessuras de 50 a 250  $\mu\text{m}$ . A espessura utilizada neste trabalho foi de 250  $\mu\text{m}$ .



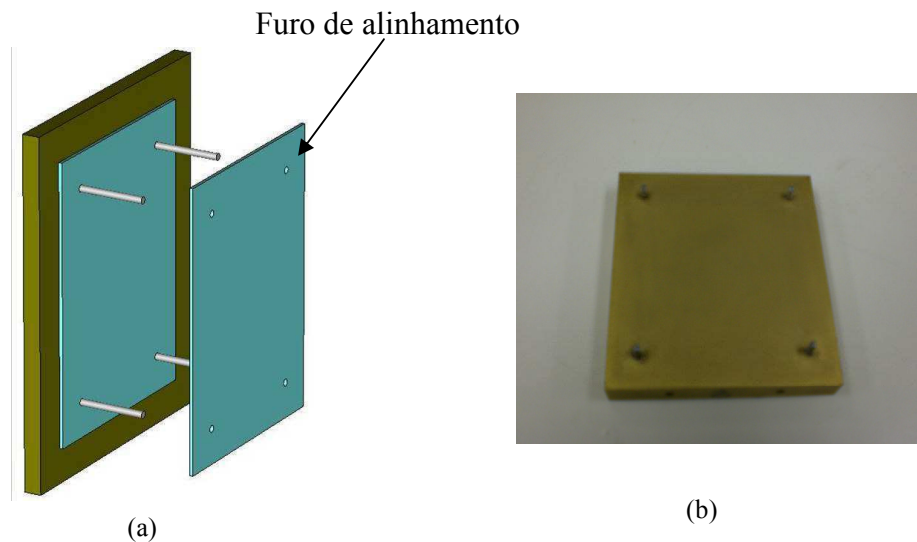
**Figura 35. Folha de LTCC. (a) Rolo de material LTCC e (b) cor original do LTCC.**

#### **4.2.1 Confeção do substrato da micro-antena em LTCC**

Para a formação do substrato das micro-antenas quatro camadas foram utilizadas para o empilhamento das folhas de LTCC. Sendo três camadas com a espessura de 1,0 mm e a quarta camada com a espessura de 1,5 mm. Então para a obtenção de uma camada com 1,0 mm serão necessárias quatro folhas de LTCC e para a obtenção de uma camada com 1,5 mm serão necessárias seis folhas de LTCC.

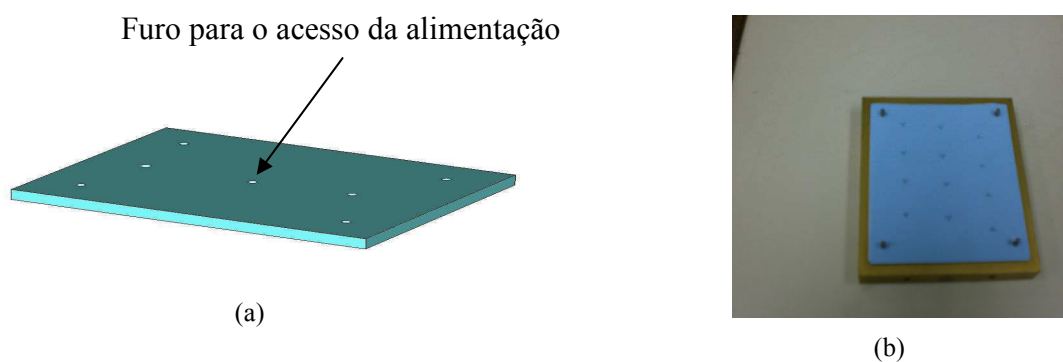
Na composição de uma camada com 1,0 mm são feitos quatro furos de alinhamento nas bordas em cada uma das quatro folhas. Em seguida elas são empilhadas no suporte de fixação metálico (Fig. 36a). A foto do suporte de alinhamento está na Fig. 36b.





**Figura 36. Formação das camadas em LTCC. (a) Empilhamento das folhas e (b) suporte de alinhamento.**

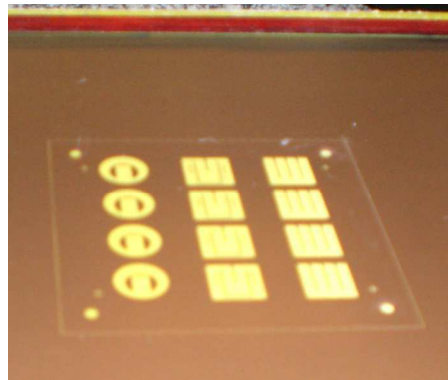
Depois de empilhadas sob o suporte de fixação metálico, o suporte é fechado e então as folhas são submetidas num processo de termo-prezuração, para formação de uma camada mais espessa. Neste processo, o suporte metálico sofre uma pressão de 3000 psi (20,68 Mpa) a uma temperatura de 70 °C durante 20 minutos. Depois o suporte metálico é rotacionado em 180° e submetida à mesma pressão e temperatura durante mais 20 minutos para garantir a mesma uniformidade na estrutura. A estrutura se torna rígida e densa, são feitos as furações para o acesso da alimentação e do curto-circuito na primeira camada (Fig. 37).



**Figura 37. Formação da primeira camada de substrato LTCC. (a) Furo para o acesso da alimentação e (b) estrutura final da primeira camada.**

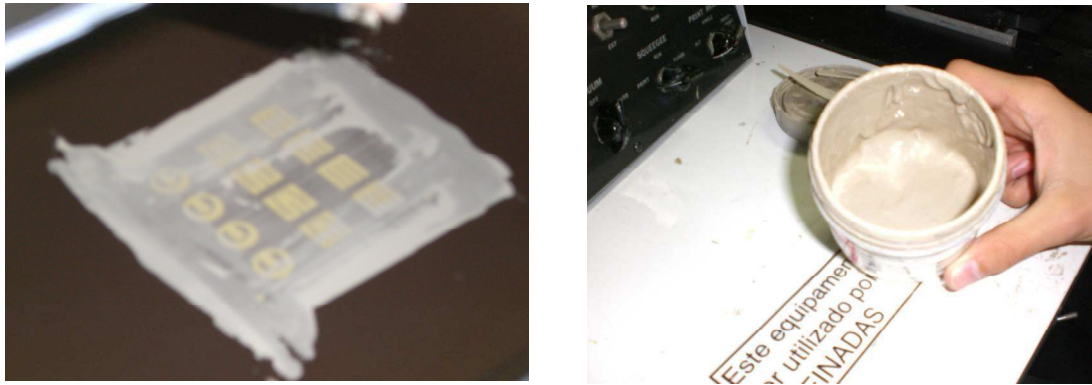
Este mesmo processo é repetido para as demais camadas. A necessidade de se fazer mais de uma camada foi necessário, devido a dimensão da furação ser pequena (Fig. 37b), principalmente a furação do curto-circuito (0,4 mm de comprimento) que é retangular e necessita ser perfurada tanto na vertical com na horizontal. Então uma fresa com a dimensão de 0,4 mm de diâmetro não conseguiria perfurar o substrato e quebraria.

Depois de repetido o processo para todas as quatro camadas, elas são empilhadas sob o suporte de alinhamento (Fig. 37b) e submetidas novamente ao processo de termoprezurização, obtendo assim uma única camada com a espessura de 4,5 mm. A fase seguinte é o processo de deposição do filme espesso, para isso é utilizada uma tela de poliéster, onde está gravado o filme (leiaute da micro-antena) (Fig. 38).



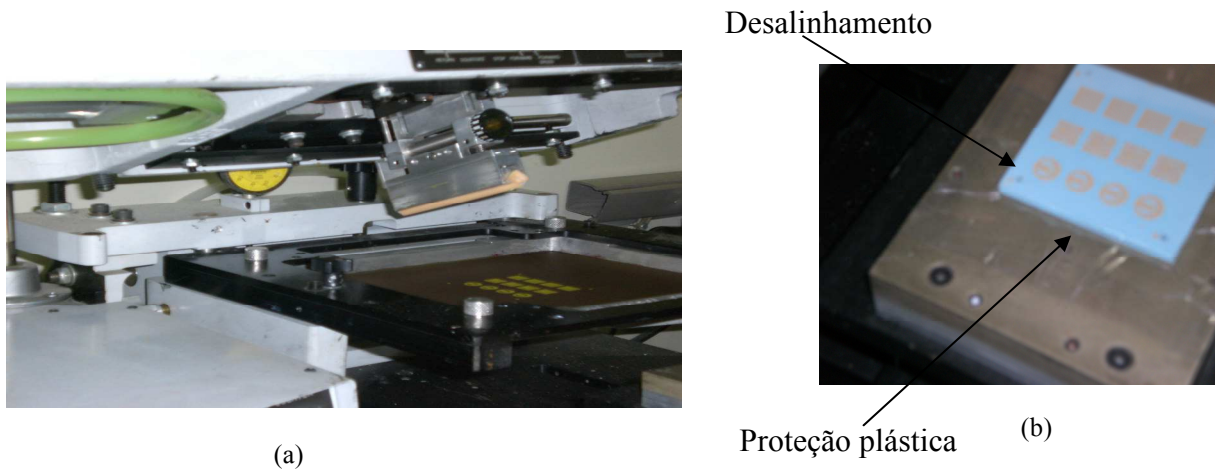
**Figura 38. Tela de poliéster com o leiaute da micro-antena.**

Para fixar o leiaute sobre a camada de LTCC, é depositada sob a tela do filme espesso uma pasta condutiva (Fig. 39). A pasta utilizada é composta à base de prata.



**Figura 39. (a) Deposição do filme espesso sob a tela de poliéster e (b) pasta condutiva.**

Com o equipamento da Fig. 40a, a tela impregnada da pasta é esfregada na camada de LTCC por duas ou três vezes até ocorrer a fixação do filme no substrato (Fig. 40b).

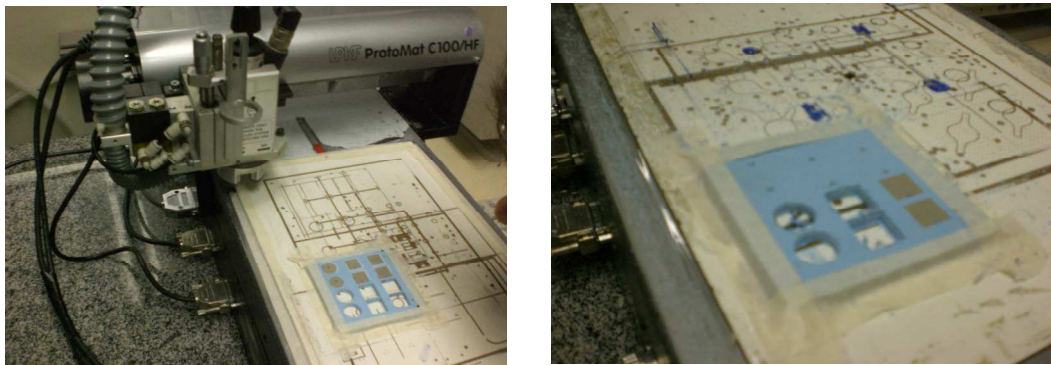


**Figura 40. Fixação do filme no substrato. (a) Equipamento utilizado e (b) fixação do filme.**

Os furos nas bordas do substrato, além de servir para fixação no suporte metálico, servem para alinhamento durante a fixação do filme (Fig. 40b). Na tela de poliéster também é gravado o leiaute dos quatro furos e quando os quatro furos estão preenchidos pela tinta

metálica, a estrutura vai estar alinhada. Como precaução é usada uma proteção plástica, já que é difícil conseguir um bom alinhamento na primeira tentativa. Após algumas tentativas e não conseguido o alinhamento, a tela têm que ser retirada e limpa novamente, pois a pasta já pode ter secado sob a tela. Depois de alinhado e fixado o filme sob o substrato, ele é levado ao forno durante aproximadamente trinta minutos para a pasta secar a uma temperatura próxima de 80°C.

A etapa seguinte é dedicada aos recortes nas estruturas, para obter as dimensões finais resultantes (Fig. 41).



**Figura 41. Recorte das estruturas.**

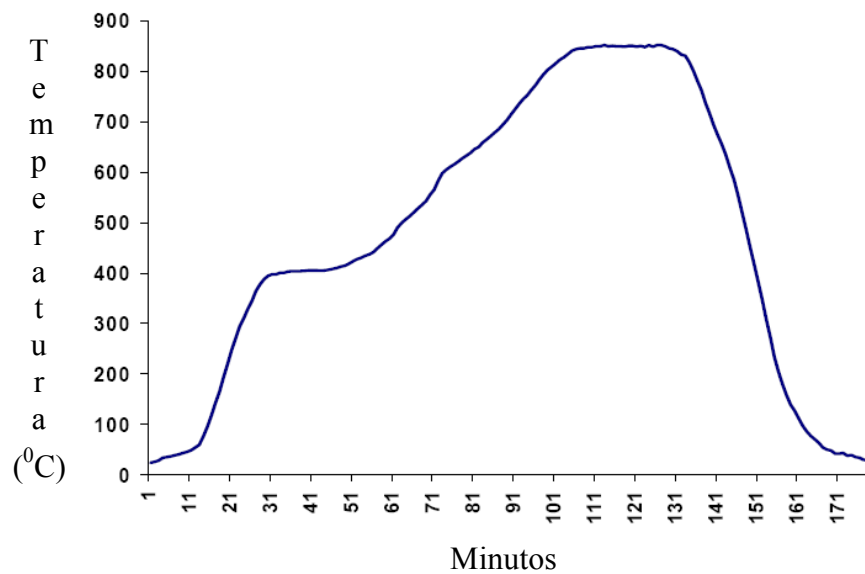
Para o recorte da estrutura pode ser feita com uma fresa de 0,8 mm, 1,0 mm ou outros valores de diâmetro, dependendo apenas de quanto a estrutura foi projetada para ser recortada.

Após essa etapa a estrutura é submetida ao processo de sinterização. Nesse processo, as estruturas são levadas ao forno (Fig. 42) a uma temperatura de aproximadamente 850°C. Ocorrendo uma redução no volume final da estrutura.



**Figura 42. Forno utilizado para a sinterização das estruturas.**

A figura 43 descreve a variação da temperatura em relação ao ciclo de sinterização.

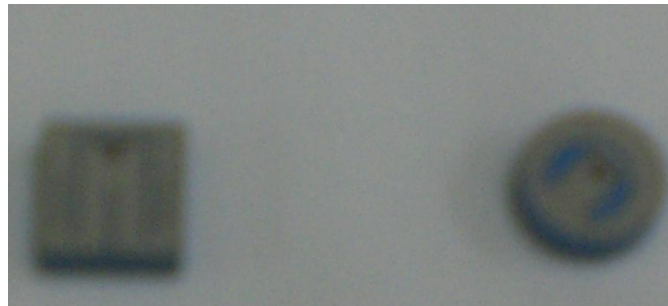


**Figura 43. Gráfico recomendado pela Dupont para a sinterização das estruturas.**

Considerando a recomendação acima, a Dupont Microcircuit Materials garante que a estrutura submetida ao processo de sinterização utilizando o material LTCC Dupont 951-AX, ocorre uma redução final de  $12,7 \pm 0,3\%$  no comprimento e na largura da estrutura.

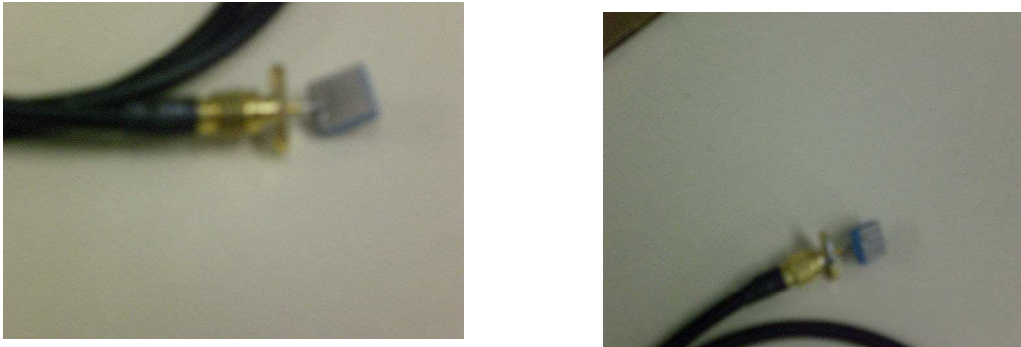
E de  $15\% \pm 0,5\%$  na espessura da estrutura. Se a estrutura for submetida ao esquema de sinterização recomendado, Fig. 43.

A estrutura sinterizada está na Fig. 44. Depois de sinterizada é feito o preenchimento das furações da alimentação e do curto-circuito. Nessa etapa não foi possível preencher a furação do curto-circuito. A idéia inicial era preencher o curto-circuito com a pasta condutiva, utilizando uma seringa para fazer o preenchimento da furação. Porém o diâmetro da menor seringa que foi encontrado (0,45 mm) era maior que o comprimento do curto-circuito (0,34 mm). Restou como solução preencher o curto-circuito com uma placa metálica de espessura 0,25 mm aproximadamente.



**Figura 44. Estruturas sinterizadas.**

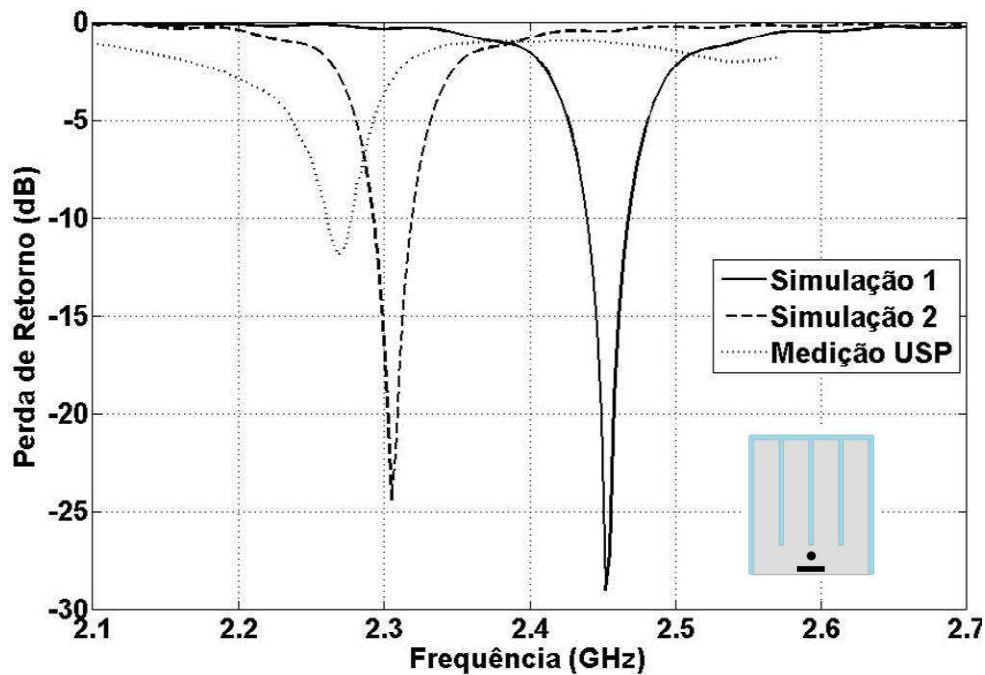
Depois de concebidas as estruturas, as dimensões finais foram aproximadamente 0,5 mm maior. As estruturas inicialmente foram projetadas para serem recortadas com uma fresa de 1,0 mm, mas devido aos erros no processo de alinhamento nas fases descritas anteriormente, as estruturas foram recortadas com uma fresa de 0,8 mm. Contribuindo assim para uma dimensão da estrutura maior que o projetado. Outra dificuldade encontrada foi durante a medição das estruturas. As antenas são pequenas se comparadas as dimensões dos conectores SMA (Fig. 45).



**Figura 45. Dimensão dos conectores SMA maiores que a dimensão das antenas.**

## **5 Resultados Experimentais**

Três geometrias foram escolhidas para a concepção em substrato LTCC. Depois as antenas foram medidas no laboratório da USP e no laboratório do LEMA na UFCG. Como em uma das antenas, a frequência de ressonância ficou abaixo de 2 GHz, ela foi descartada dos resultados experimentais aqui apresentadas. A primeira antena a ser concebida foi a antena planar retangular com três trechos de linha (Fig. 32a). Foram simuladas duas situações para perda de retorno. A primeira simulação denominada simulação 1, é correspondente ao projeto da antena original. Verifica-se que as dimensões finais (comprimento e largura) apresentam valores maiores que os originais. Portanto, depois de concebida e realizada a medição experimental, e medido o comprimento e a largura da antena, foi feita a segunda simulação, denominada simulação 2. Então, o comprimento e a largura foram aumentadas para 0,25 mm em cada lado da estrutura (plano de terra, substrato e antena) e a espessura aumentada em 0,1 mm (simulação 2). Esses valores foram adotados porque a dimensão final da estrutura foi próxima do original. Os resultados da perda de retorno simulados e medidos na USP estão na Fig. 46.



**Figura 46.** Comparação entre os resultados medidos e simulados para a antena planar com três trechos de linha.

A perda de retorno na simulação 1 (Fig. 46) foi -28,5 dB em 2,45 GHz. A perda de retorno medida no laboratório de medidas da USP foi -12,0 dB em 2,28 GHz. Alguns fatores podem ter influenciado para ter ocorrido uma diferença na frequência de ressonância de 170 MHz entre a simulada e a medida. O primeiro fator e mais importante foi durante o processo de recorte da estrutura. A estrutura foi dimensionada para ser recortada com uma fresa com diâmetro de 1,0 mm. Devido a imprecisão durante o processo de alinhamento, a estrutura teve que ser recortada com uma fresa de 0,8 mm. Como a fresa é circular, a estrutura fica 0,1 mm, maior em cada lado. Como a redução durante o processo de sinterização não é exatamente 12,7% em relação à área e de 15% em relação ao volume da estrutura, sofrendo uma pequena variação então foi feita a simulação 2, e observa-se que a variação de 0,25 mm deslocou a frequência para 2,31 GHz, com uma perda de retorno próxima de -24 dB. A dimensão da estrutura também é pequena se comparadas ao conector SMA, sendo necessário a utilização de fios para preenchimento do furo da alimentação. A estrutura é muito sensível



ao excesso de solda e a oxidação do metal, o qual poderia ter influenciado na impedância de entrada e na frequência de ressonância também. Devido ao processo de fabricação as dimensões finais da estrutura não foram as mesmas das simuladas. Como o programa Cst Microwave utiliza método numérico que são aproximações das equações, também ocorre uma pequena diferença entre os resultados medidos e os obtidos na segunda simulação. Esses fatores contribuíram para a diferença entre os resultados medidos e simulados. Na fig. 47, a carta de Smith apresenta um bom casamento na frequência de 2,45 GHz.

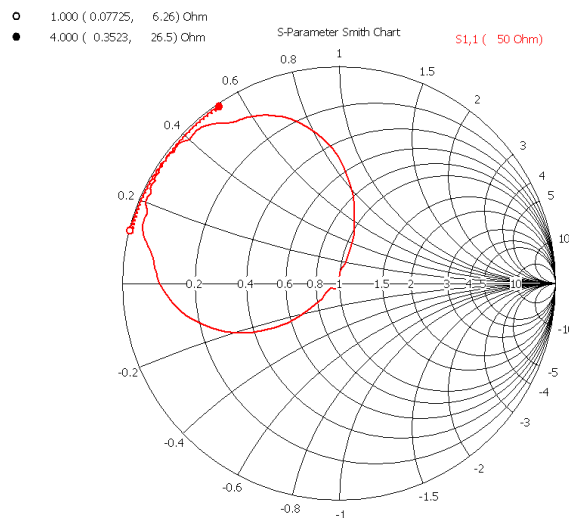


Figura 47. Diagrama da carta de Smith para a simulação 1 (Fig 46.).

A antena planar circular com fenda (Fig. 29a) foi a segunda geometria a ser concebida na Universidade de São Paulo. Foram também simuladas duas situações para perda de retorno. Na simulação 2, o diâmetro da antena foi aumentado em 0,4 mm, que foi valor próximo da dimensão final. Os resultados da perda de retorno simulados e medidos na USP estão na Fig. 48.

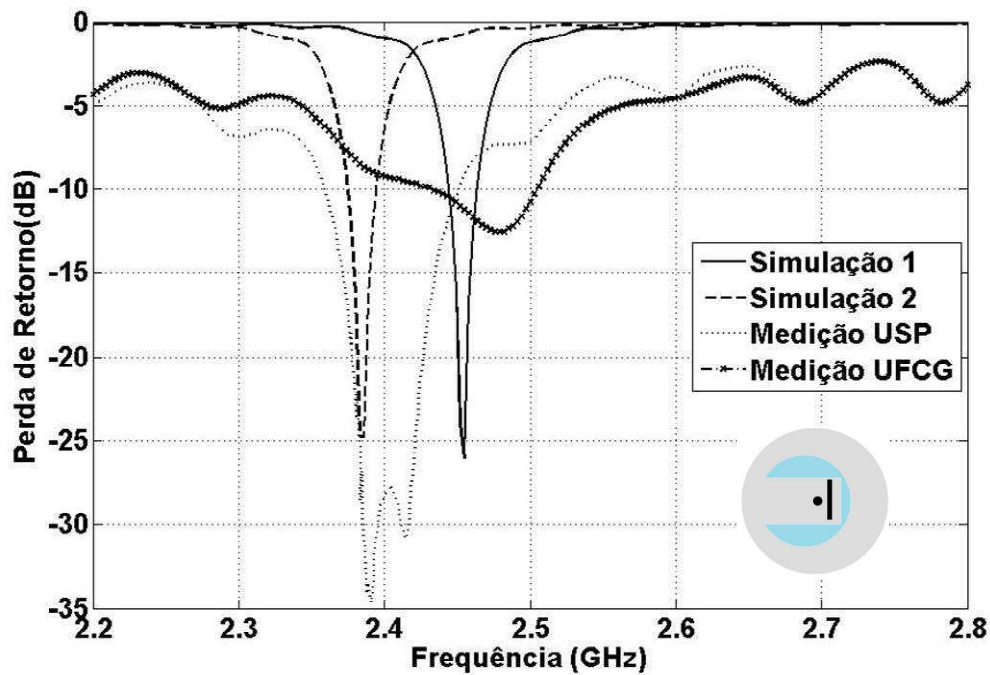
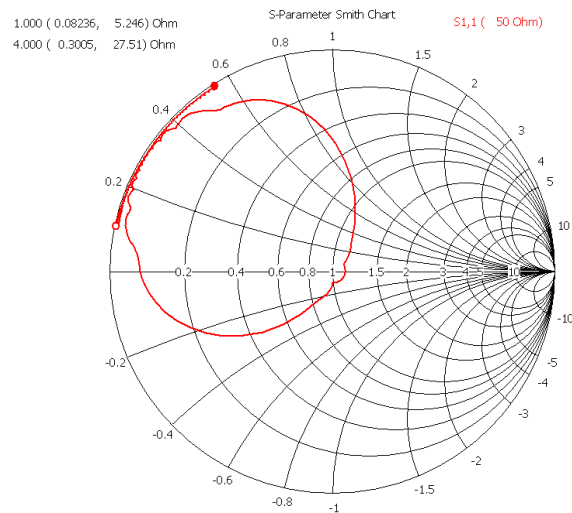


Figura 48. Comparação entre os resultados medidos e simulados para a antena planar circular com fenda.

A perda de retorno simulada, caso 1 (Fig. 48) foi -26,0 dB em 2,45 GHz e a medida na USP foi -34,6 dB em 2,39 GHz, com frequência central em 2,41 GHz. A segunda medida realizada na UFCG/LEMA foi -12,6 dB em 2,47 GHz. Embora não se tenha segurança dos resultados medidos, a primeira e importante conclusão é um bom casamento na resposta da antena,  $S_{1,1} = -34,6$  dB. A frequência fica próxima dos 2,45 GHz. Quando o diâmetro da antena é aumentado em 0,4 mm (simulação 2 em relação a primeira), a frequência desloca-se para 2,38 GHz, próximo do valor medido na USP. A diferença entre os resultados medidos pode ter ocorrido pelas diferenças entre as características (precisão e calibração) dos analisadores de redes utilizados. Novamente deve ser lembrado aqui o fato de que a dimensão da estrutura é pequena se comparada a do conector SMA. A estrutura é muito sensível ao excesso de solta e a oxidação do metal, o qual poderia ter influenciado na impedância de entrada e na frequência de ressonância. Devido ao processo de fabricação, as dimensões finais da estrutura não foram as mesmas das simuladas. Outro fator importante observado durante a simulação é relacionado ao diâmetro do furo da alimentação que é de 0,6 mm. Utilizando o conector SMA, cujo diâmetro é 1,2 mm, a resposta da perda de retorno tende a se degradar. O

ajuste para o casamento da estrutura fica difícil de realizar, devido a proximidade entre o curto-circuito e a alimentação, além do fato da frequência de ressonância aumentar. Uma tentativa de melhorar os resultados seria usar um conector menor (SMB). Observa-se na Fig. 49, o bom casamento na frequência de 2,45 GHz que a antena apresentou na simulação 1.



**Figura 49. Diagrama da carta de Smith para a simulação 1 (Fig 48).**

## 6 Conclusões

Nesta dissertação foi inicialmente destacado a crescente miniaturização de sistemas móveis e compactos, resultando num rápido avanço nas comunicações sem fio e na eletrônica e a sua importância nos objetivos de pesquisa na área de telecomunicações. Contribuindo para a integração de diferentes funcionalidades de um equipamento, levando à praticidade e redução do custo dos produtos, resultado assim em desenvolvimento tecnológico. Foi citado como exemplo, as redes de sensores e atuadores inteligentes operando em comunicação sem fio, coletando, processando e transmitindo dados de um determinado evento ou fenômeno a um custo bem menor. Para uma rede dessa natureza o fator mais

restritivo e importante para a antena é apresentar máxima transferência de potência (alta eficiência), o que evitaria um grande consumo de bateria, garantindo assim que o sistema transfira dados durante um longo tempo. Foi ressaltado que as antenas de microfita oferecem algumas vantagens em relação às antenas de fio para este tipo de aplicação e que os parâmetros elétricos frequência de operação, ganho, largura de faixa, diagrama de irradiação, fator de qualidade e impedância de entrada, além da limitação da dimensão física, são um grande obstáculo a ser atendido no projeto da antena e que se eleva em complexidade com a miniaturização, dificultando a obtenção dos mesmos.

Foram apresentados dois métodos muito utilizados na análise de antenas de microfita: o modelo da linha de transmissão (L.T.) e o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD). O modelo da L.T. por ser modelo analítico e de fácil compreensão do fenômeno físico. Quando o grau de complexidade da estrutura aumenta, à medida que a antena vai se diferenciando dos modelos simples essas análises se tornam mais difíceis e imprecisas se comparados aos modelos que usam métodos numéricos de análise.

Depois foram estudadas algumas técnicas para redução na dimensão física da antena. Foi verificado que a utilização do curto-circuito reduz em mais de duas vezes o comprimento da antena para a mesma largura. Depois substituiu o curto-circuito por um resistor e foi observada uma redução brusca na eficiência da antena, apesar de apresentar um bom casamento e a largura de faixa aumentar, porém a antena quase não irradia. Em seguida foi variada a espessura e a constante dielétrica do substrato. É verificado que aumentando a espessura a frequência diminui, acompanhada de um aumento na eficiência e na largura de faixa. Quando o valor da constante dielétrica é aumentado, a frequência diminui e apresenta uma redução na eficiência e na largura de faixa. Quando é introduzida uma fenda circular na antena planar circular foi observado um pequeno deslocamento na frequência de ressonância. Em seguida foi adicionado um condutor metálico retangular, a antena planar circular com

anel. Quando variado a posição da alimentação ao longo do condutor metálico é possível obter certo grau de liberdade no controle da frequência e do diagrama de irradiação. Depois foi feito um gap na estrutura e foi observada uma acentuada redução na frequência. O substrato utilizado para a simulação e concepção das antenas foi o LTCC Dupont 951-AX. Com base nas análises feitas foram projetadas algumas geometrias em que foram levadas em consideração a dimensão física, a eficiência e o diagrama de irradiação. Depois as antenas foram concebidas na USP, onde também foram medidas e também na UFCG. Durante o processo de concepção ocorreram algumas imprecisões de alinhamento, o que resultou em uma dimensão final maior das estruturas. Durante a medição, a dimensão do conector SMA é maior se comparada à dimensão física da antena. E a estrutura pelas suas dimensões se tornou muito sensível ao excesso de solda e oxidação no metal, alterando a impedância e a frequência de ressonância. Dos modelos concebidos, o primeiro modelo obteve uma perda de retorno de -12 dB em 2,29 GHz e o segundo modelo obteve uma perda de retorno de -30,1 dB em 2,41 GHz quando medida na USP e obteve uma perda de retorno de -11,8 dB em 2,47 GHz quando medidas na UFCG.

Como sugestão aos trabalhos futuros, pode-se estudar as ondas de superfície para tentar aumentar a eficiência das antenas e com isso tentar diminuir a espessura do substrato. Entre outra alternativa é também estudar as antenas dielétricas para verificar as vantagens em relação às antenas metálicas. Além disso, pode se avaliar se é possível ter uma eficiência maior com uma espessura menor do substrato.

## 7 Referências

- [1] M. Ilyas, I. Mahgoub, “Handbook of Sensor Networks: Compact Wireless and Wired Sensing Systems”, CRC Press, 2005.
- [2] A. Ananda, M. C. Chan, W. T. Ooi, “Mobile, Wireless, and Sensor Networks: Technology, Applications, and Future Directions”, John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [3] Ramesh G., Prakash B., Inder B., Apisak I., “Microstrip Antenna Design Handbook”, Artech House, Inc., 2001.
- [4] Z. N. Chen, Michael Y. W., “Broadband Planar Antennas”, John Wiley & Sons, Ltd, 2006.
- [5] Kin-Lu Wong, “Compact and Broadband Microstrip Antennas”, John Wiley & Sons, inc, 2002.
- [6] G. kumar, K. P. Ray, “Broadband Microstrip Antennas”, Artech House, Inc., 2003.
- [7] Deschamps G. A., Inder B., Apisak I., “Microstrip Microwave Antennas”, Proc. 3<sup>rd</sup> USAF Symposium on antennas, 1953.
- [8] Howell, J. Q., “Microstrip Antennas”, IEEE AP-S Int. Symposium Digest, pp. 177-180, 1972.
- [9] Munson, R. E., “Conformal Microstrip Antenna and Microstrip Phased Arrays”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. Ap-22, pp.74-78, 1974.
- [10] Wheeler, H. A. “Fundamental Limitations of Small Antennas”, Proc. of the IRE, pp.1479-1488, December 1947.
- [11] R.E. Collin and S. Rothschild, “Evaluation of Antenna Q”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. AP-12, pp.23-27, .Jan. 1964.

[12] McLean, J. S., “A Re-examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 44, no. 5, pp.672-676, May 1996.

[13] Kazimiery Siwiak, “Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications”, Artech House, Inc., 1998.

[14] K. L. Virga and Y. Rahmat-Samii, “Low-profile Enhanced-bandwidth PIFA Antennas for Wireless Communications Packaging”, *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 45, no. 10, pp. 1879–1888, Oct. 1997.

[15] Z. Du, Ke G., J. S. Fu, B. Gao, Z. Feng, “A Compact Planar Inverted-F Antenna with a PBG-type Ground Plane for Mobile Communications”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 52, No. 3, pp. 483–489, May 2003.

[16] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, “Novel 2-D Photonic Bandgap Structures for Microstrip Lines”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 8, No. 2, February 1998.

[17] Y. Qian, R. Coccioli, D. Sievenpiper, V. Radisic, E. Yablonovitch, and T. Itoh, “Microstrip Patch Antenna Using Novel Photonic Bandgap Structures”, *Microwave J.*, Vol. 42, pp. 66-76, Jan. 1999.

[18] Shi-Chang G., Le-Wei L., Tat-Soon Y. and Mook-Seng L., “Small Dual-Frequency Microstrip Antennas”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 51, No. 1, January 2002.

[19] Kin-Lu Wong and Wen-Shan Chen, “Compact Microstrip Antenna with Dual-Frequency Operation”, *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 8, April 1997.

[20] R. B. Waterhouse, “Small Microstrip Patch Antenna,” *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 604–605, April 1995.

- [21] M. Sanad, "Effect of the Shorting Posts on Short Circuit Microstrip Antennas," in Proc. IEEE Antennas Propagation Symposium, pp. 794–797, Seattle, WA, June 1994.
- [22] Rod B. Waterhouse, S. D. Targonski, and D. M. Kokotoff, "Design and Performance of Small Printed Antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 46, N. 11, pp. 1629-1633, Nov. 1998.
- [23] D. H. Schaubert, D. M. Pozar, "Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories with Experiment", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 31, No. 6, pp. 671-682, June 1989.
- [24] E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards, "An Experimental Investigation of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, pp. 767-772, June 1986.
- [25] R. Azadegan, and K. Sarabandi, "A Novel Approach for Miniaturization of Slot Antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 3, March 2003.
- [26] J. M. Kim, J. G. Yook, W. Y. Song, Y. J. Yoon, J. Y. Park, and H. K. Park, "Compact Meander-Type Slot Antennas," in Proc. Antennas Propagat. Soc. Int. Symposium, AP-S. Digest, vol. 2, pp.724–727, Boston, MA, July 2001.
- [27] Gaetano Marrocco, "Gain-Optimized Self-Resonant Meander Line Antennas for RFID Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, pp. 302-305, 2003.
- [28] M. Keskilammi and M. Kivikoski, "Using Text as a Meander Line for RFID Transponder Antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, pp. 372-374, 2004.



- [29] M. Takiguchi and Y. Yamada, "Input Impedance Increase of a Very Small Meander Line Antenna," in Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symposium, pp. 856–859, June 22–27, 2003.
- [30] Yoshihiko Imanaka, "Multilayered Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC) Technology", Springer Science, 2005.
- [31] M.R. Gongora-Rubio, P. Espinoza-Vallejos, L. Sola-Laguna, J.J. Santiago Aviles, "Overview of Low Temperature Co-fired Ceramics Tape Technology for Meso-system Technology (MsST)", Sens. Actuators A: Phys. 89 (2001) 222-241.
- [32] R. A. Sainati, "Cad of Microstrip Antennas for Wireless Applications", Artech House, Inc., 1996.
- [33] Dubost, G. Zerguerras, "Transmission-Line Model Analysis of Arbitrary Shape Symmetrical Patch Coupled With a Director", *Electronics Letters*, Vol. 26, pp. 952-954, 1990.
- [34] Constantine a. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design", John Wiley & Sons, 2<sup>nd</sup>, Inc., 1997.
- [35] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary-value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-14, pp. 302–307, May 1966.
- [36] Matthew N. O. Sadiku, "Numerical Techniques in Electromagnetic", CRC Press, 2001.
- [37] R. P. Picanço, "Desenvolvimento de uma Interface Integrada para Projetos e Análise de Antenas Utilizando o Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD)", Dissertação de Mestrado, UNB, Brasília-DF, 2006.