

MARCELO NAEGELE

# **Análise de Antenas de Microfitas através do método FDTD utilizando Malha Tetraédrica**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Telecomunicações, Curso de Pós-Graduação em Telecomunicações, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Júnior

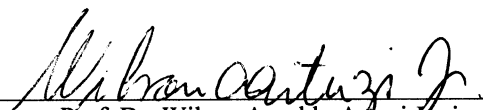
CURITIBA  
2004


# ANÁLISE DE ANTENAS DE MICROFITA ATRAVÉS DO MÉTODO FDTD UTILIZANDO MALHA TETRAÉDRICA

Marcelo Naegele

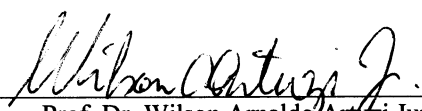
Dissertação aprovada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre no  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do


Paraná

  
Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior  
Orientador


  
Prof. Dr. Oscar da Costa Gouveia Filho  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## Banca Examinadora

  
Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior  
Presidente

  
Prof. Dr. Emir Baude

  
Prof. Dr. Márcio José do Couto Bonfim

  
Prof. Dr. Marlus Koehler

Curitiba, 25 de junho de 2004.

## **AGRADECIMENTOS**

Ao Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Júnior por seus ensinamentos e orientações.

Ao Prof. Dr. José Ricardo Descardecí por seus ensinamentos e palavras de incentivo.

A todos os alunos do curso de mestrado que me apoiaram e forneceram valiosas informações. Em especial, aos amigos: Marcos Vinícius de Paula Pinto, Michelle Foltran Miranda e Cícero Hildenberg.

A minha mãe e minha esposa pelo amor, apoio e palavras de incentivo dedicados durante esse período tão conturbado.

Aos meus amigos Maxwell Almeida de Freitas e Marcelo Vieira Feliciano pelo apoio, incentivo e presença nos momentos mais importantes.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.

## SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS .....	II
RESUMO .....	V
ABSTRACT .....	VI
LISTA DE FIGURAS .....	VII
LISTA DE TABELAS .....	IX
SIMBOLOGIA.....	X
CAPÍTULO 1 .....	1
1 INTRODUÇÃO .....	1
CAPÍTULO 2 .....	4
2 MÉTODO FDTD .....	4
2.1 INTRODUÇÃO.....	4
2.2 O MÉTODO FDTD.....	4
2.2.1 Grandezas eletromagnéticas e formas diferenciais .....	6
2.2.2 Discretização das Equações de Maxwell.....	8
2.2.3 Equação Global da Onda .....	11
2.2.4 Modelagem de superfícies.....	12
2.2.5 Modelagem de fios .....	12
2.2.6 Discretização temporal .....	13
2.3 MODELAGEM COMPUTACIONAL.....	13
2.3.1 Parâmetros de Discretização .....	14
2.3.2 Malha Hexaédrica .....	15
2.3.3 Malha Tetraédrica .....	16
CAPÍTULO 3 .....	20
3 ANTENAS DE MICROFITA RETANGULAR E CIRCULAR .....	20
3.1 INTRODUÇÃO.....	20
3.2 ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR .....	21
3.3 ANTENA DE MICROFITA CIRCULAR.....	22
3.4 MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO .....	22
3.5 IMPEDÂNCIA DE ENTRADA .....	23
3.5.1 Equacionamento.....	23
3.5.2 Diâmetro do condutor interno do cabo coaxial .....	24
3.5.3 Perda de retorno .....	26
3.6 EFEITO DE BORDA.....	26
3.7 DIAGRAMA DE RADIAÇÃO.....	28
3.7.1 Equacionamento.....	29

<b>CAPÍTULO 4</b> .....	<b>32</b>
<b>4 RESULTADOS PARA A ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR</b> .....	<b>32</b>
4.1 MONTAGEM DA ESTRUTURA .....	32
4.2 ALIMENTAÇÃO .....	33
4.3 ESPAÇO COMPUTACIONAL .....	34
<b>4.3.1 Discretização do espaço computacional em malha hexaédrica</b> .....	<b>35</b>
<b>4.3.2 Discretização do espaço computacional em malha tetraédrica</b> .....	<b>35</b>
4.4 CARACTERÍSTICAS DOS MATERIAIS UTILIZADOS .....	36
4.5 RESULTADOS .....	36
4.6 ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	44
<b>4.6.1 Efeito da indutância de alimentação</b> .....	<b>44</b>
<b>4.6.2 Perda de retorno</b> .....	<b>44</b>
<b>4.6.3 Análise do efeito de borda</b> .....	<b>45</b>
<b>4.6.4 Diagramas de Radiação</b> .....	<b>45</b>
<b>4.6.5 Comparação dos recursos computacionais gastos nas simulações</b> .....	<b>46</b>
<b>CAPÍTULO 5</b> .....	<b>47</b>
<b>5 RESULTADOS PARA A ANTENA DE MICROFITA CIRCULAR</b> .....	<b>47</b>
5.1 MONTAGEM DA ESTRUTURA .....	47
5.2 ALIMENTAÇÃO .....	48
5.3 ESPAÇO COMPUTACIONAL .....	48
5.4 CARACTERÍSTICAS DOS MATERIAIS UTILIZADOS .....	49
5.5 RESULTADOS .....	50
5.6 ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	56
<b>5.6.1 Efeito da indutância de alimentação</b> .....	<b>56</b>
<b>5.6.2 Perda de retorno</b> .....	<b>56</b>
<b>5.6.3 Análise do efeito de borda</b> .....	<b>56</b>
<b>5.6.4 Diagrama de radiação</b> .....	<b>57</b>
<b>CAPÍTULO 6</b> .....	<b>58</b>
<b>6 CONCLUSÃO</b> .....	<b>58</b>
6.1 TRABALHOS FUTUROS.....	60
<b>ANEXO I</b> .....	<b>61</b>
<b>ANEXO II</b> .....	<b>63</b>
<b>ANEXO III</b> .....	<b>65</b>
<b>ANEXO IV</b> .....	<b>71</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>74</b>

## RESUMO

O objetivo principal deste trabalho é a utilização do método FDTD (Diferenças Finitas no Domínio do Tempo), com discretização do espaço computacional em malha tetraédrica, a fim de se verificar a viabilidade da aplicação do método em antenas de microfita com formato não retangular.

Inicialmente, serão analisados dois métodos de discretização: hexaédrico e tetraédrico, empregados no estudo de uma antena de microfita quadrada. Após as simulações, a validade dos resultados será verificada através da comparação com os valores extraídos experimentalmente.

Como última parte do trabalho, será feita uma simulação com uma antena de microfita em formato circular, discretizada apenas através de uma malha tetraédrica, comparando os resultados com os valores experimentais.

Palavras chave: FDTD, antena de microfita.

## **ABSTRACT**

The main objective of this work is the use of the FDTD (Finite Difference Time Domain) method, using tetrahedral discretization of the computational space, in order to analyze microstrip antennas of non-rectangular shapes.

In the beginning, two discretization methods will be analyzed: hexahedral and tetrahedral, to be applied in the study of a square microstrip antenna. After simulations, the confiability of the results will be evaluated by means of comparisons with experimental values.

Finally, a circular microstrip antenna will be simulated by using only tetrahedral discretization and the results will be compared with the experimental values.

Keywords: FDTD, microstrip antenna.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1- ANTENA DE MICROFITA COM ALIMENTAÇÃO COAXIAL.....	1
FIGURA 2.1- ESTRUTURA DA CÉLULA TETRAÉDRICA.....	5
FIGURA 2.2- SUBDIVISÕES DA CÉLULA PARA ANÁLISE DE VALORES (A) ELÉTRICOS E (B) MAGNÉTICOS. OS VOLUMES HACHURADOS INDICAM AS SUBSEÇÕES (A) $V_{23}$ E (B) $V_3$ . ....	9
FIGURA 2.3- ANTENA DE MICROFITA QUADRADA EM MALHA HEXAÉDRICA..	16
FIGURA 2.4- ANTENA DE MICROFITA QUADRADA EM MALHA TETRAÉDRICA.	17
FIGURA 2.5- QUALIDADE DOS ELEMENTOS TETRAÉDRICOS QUE COMPÕEM A MALHA. ....	18
FIGURA 2.6- QUALIDADE DOS ELEMENTOS TRIANGULARES QUE COMPÕEM A MALHA. ....	19
FIGURA 3.1- ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR COM ALIMENTAÇÃO COAXIAL. ....	21
FIGURA 3.2-ANTENA DE MICROFITA CIRCULAR COM ALIMENTAÇÃO COAXIAL. ....	22
FIGURA 3.3-CIRCUITO EQUIVALENTE PARA O CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA.....	23
FIGURA 3.4- VARIAÇÃO TÍPICA DA RESISTÊNCIA E DA REATÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA.....	25
FIGURA 3.5- DIMENSÕES FÍSICA E EFETIVA DE UMA ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR. ....	27
FIGURA 3.6- SISTEMA DE COORDENADAS PARA OBTENÇÃO DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO.....	29
FIGURA 4.1- (A) PONTO DE ALIMENTAÇÃO (P) DA ANTENA DE MICROFITA. (B) CONEXÃO DO CABO COAXIAL. ....	32
FIGURA 4.2 – PULSO GAUSSIANO DE EXCITAÇÃO DA FONTE.....	33
FIGURA 4.3- MODELO COMPUTACIONAL DA ESTRUTURA DA ANTENA DE MICROFITA QUADRADA. ....	35
FIGURA 4.4- CAMPO ELÉTRICO NA FONTE EM MALHA HEXAÉDRICA. ....	37
FIGURA 4.5- CAMPO ELÉTRICO NA FONTE EM MALHA TETRAÉDRICA. ....	37

FIGURA 4.6- RESISTÊNCIA DA ANTENA DE MICROFITA QUADRADA. ....	38
FIGURA 4.7- REATÂNCIA DA ANTENA DE MICROFITA QUADRADA.....	39
FIGURA 4.8- PERDA DE RETORNO DA ANTENA QUADRADA SEM O AJUSTE DA INDUTÂNCIA DE ALIMENTAÇÃO.....	40
FIGURA 4.9- PERDA DE RETORNO DA ANTENA QUADRADA COM O AJUSTE DA INDUTÂNCIA DE ALIMENTAÇÃO.....	41
FIGURA 4.10- PLANO $\phi = 0^\circ$ PARA CONSTRUÇÃO DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA QUADRADA.....	42
FIGURA 4.11- DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA QUADRADA PARA $\phi = 0^\circ$ . .....	42
FIGURA 4.12- PLANO $\phi = 45^\circ$ PARA CONSTRUÇÃO DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA QUADRADA.....	43
FIGURA 4.13- DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA QUADRADA PARA $\phi =$ $45^\circ$ .....	43
FIGURA 5.1- (A) PONTO DE ALIMENTAÇÃO (P) DA ANTENA DE MICROFITA CIRCULAR. (B) CONEXÃO DO CABO COAXIAL.....	47
FIGURA 5.2- MODELO COMPUTACIONAL DA ESTRUTURA DA ANTENA DE MICROFITA CIRCULAR .....	48
FIGURA 5.3- CAMPO ELÉTRICO NA FONTE DA ANTENA CIRCULAR.....	50
FIGURA 5.4- RESISTÊNCIA E REATÂNCIA NA ANTENA DE MICROFITA CIRCULAR. ....	51
FIGURA 5.5- PERDA DE RETORNO DA ANTENA CIRCULAR SEM O AJUSTE DA INDUTÂNCIA DE ALIMENTAÇÃO.....	52
FIGURA 5.6- PERDA DE RETORNO DA ANTENA CIRCULAR COM O AJUSTE DA INDUTÂNCIA DE ALIMENTAÇÃO.....	53
FIGURA 5.7- PLANO $\phi = 30^\circ$ PARA CONSTRUÇÃO DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA CIRCULAR.....	54
FIGURA 5.8- DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA CIRCULAR PARA $\phi = 30^\circ$ .55	
FIGURA 6.1- ANTENA DE MICROFITA SOBRE SUPERFÍCIE CÔNICA. ....	60

**LISTA DE TABELAS**

TABELA 1- MATERIAIS UTILIZADOS NA ANTENA QUADRADA .....	36
TABELA 2-EFEITO DA INDUTÂNCIA DO CONDUTOR DE ALIMENTAÇÃO NA ANTENA QUADRADA.....	44
TABELA 3 -COMPARAÇÃO DO EFEITO DE BORDA.....	45
TABELA 4- COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS DE DISCRETIZAÇÃO PARA UMA ANTENA DE MICROFITA QUADRADA.....	46
TABELA 5- MATERIAIS UTILIZADOS NA ANTENA CIRCULAR .....	49
TABELA 6- EFEITO DA INDUTÂNCIA DO CONDUTOR DE ALIMENTAÇÃO NA ANTENA CIRCULAR.....	56

## SIMBOLOGIA

$E$	Campo elétrico
$H$	Campo magnético
$D$	Densidade de fluxo elétrico
$B$	Densidade de fluxo magnético
$J$	Densidade de corrente elétrica
$\mu$	Permeabilidade magnética
$\varepsilon$	Permissividade elétrica
$\sigma$	Condutividade elétrica
$\rho$	Densidade de carga
$\nu$	Relutividade magnética
$[d_{p,ij}]$	Operador primário de derivada exterior discreta
$[d_{kl,q}]$	Operador secundário de derivada exterior discreta
$J_S$	Fonte de corrente de excitação
$V_{ij}$	Fração de volume corresponde à aresta $ij$
$V_p$	Fração de volume corresponde à face $p$
$W_{ij}$	Função de base
$W_p$	Função de base
$*$	Operador Hodge
$*dL_{ij}$	Elemento diferencial de superfície secundária
$*dS_p$	Elemento diferencial de comprimento secundário
$W_{ql}$	Função de base
$W_q$	Função de base
$[E_{ij}]$	Matriz de coeficientes numéricos de campo elétrico
$[B_p]$	Matriz de coeficientes numéricos de campo magnético
$[J_{ij}]$	Matriz de coeficientes numéricos de correntes
$[\theta_{kl,ij}]$	Matriz de constantes numéricas
$N_e$	Número de arestas da célula poliédrica
$N_f$	Número de faces da célula poliédrica
$L_{MED}$	Tamanho médio da aresta
$R_{MIN}$	Raio do círculo inscrito na menor célula

$c$	Velocidade da luz no vácuo
$\epsilon_r$	Permissividade elétrica relativa
$f_{\max}$	Frequência máxima de excitação
$t$	Espessura da antena de microfita
$\lambda_0$	Comprimento de onda no espaço livre
$h$	Espessura do dielétrico
$L$	Comprimento da antena de microfita retangular
$W$	Largura da antena de microfita retangular
$r$	Raio da antena de microfita circular
$r_{\text{eff}}$	Raio da antena de microfita circular considerando o efeito de borda
$Z_a$	Impedância da antena
$R_a$	Resistência da antena
$X_a$	Reatância da antena
$\omega$	Frequência angular
$I$	Transformada de Fourier da corrente de excitação da antena
$V$	Transformada de Fourier do campo elétrico na fonte
$R$	Resistência da fonte
$X_f$	Reatância de alimentação
$\eta$	Impedância intrínseca do meio
$k$	Constante de propagação da onda
$\mu_0$	Permeabilidade elétrica no vácuo
$\epsilon_0$	Permissividade magnética no vácuo
$\Delta$	Comprimento médio da aresta da fonte
$d$	diâmetro do condutor coaxial
$d_{\text{est}}$	diâmetro estimado do condutor coaxial
$d_{\text{eff}}$	diâmetro efetivo do condutor coaxial
$X_{\text{MIN}}$	Valor mínimo da curva de reatância
$X_{\text{MAX}}$	Valor máximo da curva de reatância
$L_f$	Indutância do condutor coaxial
$Z_f$	Impedância do equipamento de medição
$\epsilon_{\text{reff}}$	Constante dielétrica efetiva
$\Delta L$	Variação no comprimento da antena devido ao efeito de borda

$f_0$	Frequência de ressonância
$\vec{A}$	Vetor potencial magnético
$\vec{J}_s$	Vetor densidade de corrente superficial
$\vec{J}_\theta$	Vetor densidade de corrente na direção $\theta$
$\vec{J}_\phi$	Vetor densidade de corrente na direção $\phi$
$x_i$	coordenada x do centro da célula superficial
$y_i$	coordenada y do centro da célula superficial
$S_i$	Área da célula superficial da antena
$N$	Número de células em que foi dividida a superfície da antena
$AF$	Fator de correção para plano terra infinito
$i$	Corrente de excitação da antena
$I_0$	Valor de pico da corrente de excitação da antena
$T$	Duração da fonte
$\Delta t$	Passo da simulação
$R_s$	Resistência superficial
$R_l$	Resistência linear
$\Delta r$	Variação do raio da antena circular devido ao efeito de borda
ABC	Condição de contorno de absorção ( <i>Absorbing boundary condition</i> )
PEC	Condutor elétrico perfeito ( <i>Perfect electric conductor</i> )
PMC	Condutor magnético perfeito ( <i>Perfect magnetic conductor</i> )

# CAPÍTULO 1

## *Introdução Geral*

### 1 INTRODUÇÃO

Uma antena de microfita consiste de uma fina camada metálica, que atua como elemento radiador, separada de seu plano terra por uma camada composta de um substrato dielétrico. Sua alimentação pode ser feita de várias maneiras, sendo a alimentação via cabo coaxial aplicada às antenas utilizadas neste trabalho.

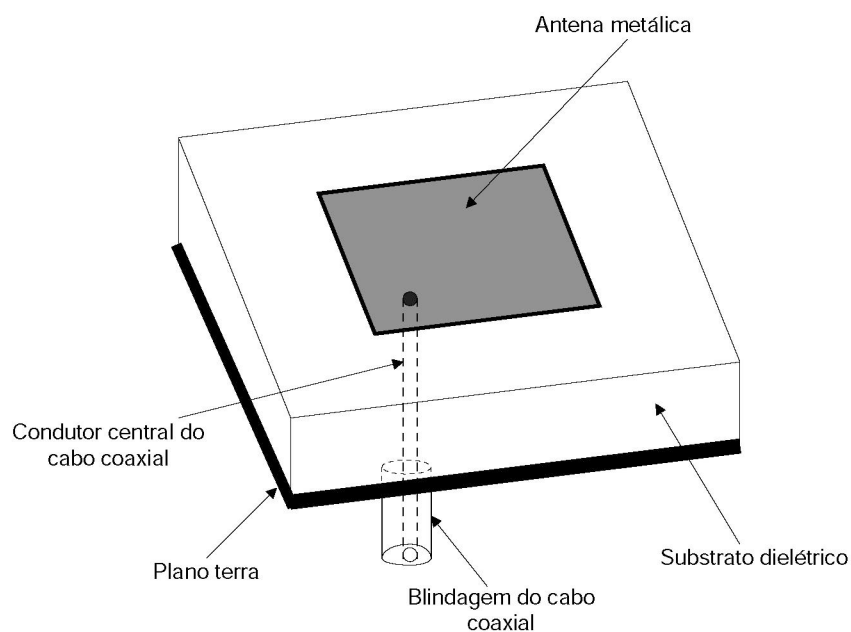


Figura 1.1- Antena de microfita com alimentação coaxial.

O conceito de “Antena de Microfita” surgiu há aproximadamente cinquenta anos atrás com o trabalho de Deschamps [3] nos Estados Unidos e de Gutton e Baissinot [2] na França. Nenhum outro trabalho de mesma importância foi apresentado até o início dos anos 70, quando Byron [7], em 1970, descreveu um radiador a partir de uma fita condutora separada de um plano terra através de um substrato dielétrico.

Dois anos mais tarde, em 1972, dados sobre elementos de microfita de formas circulares e retangulares foram apresentados por Howell [4], mas foi Munson [8], que em 1973, patenteou pela primeira vez um elemento de microfita, visando aplicações em foguetes. Weinschel [9], em 1973, desenvolveu várias geometrias de elementos de microfita para uso em arranjos operando na banda-S de frequência, montados sobre estruturas cilíndricas.

Sanford [10], em 1974, mostrou em seu trabalho que o elemento de microfita poderia ser utilizado em um arranjo conformal de elementos, desenvolvido para operação na banda-L de frequência, utilizado na comunicação de uma aeronave KC-135 com um satélite ATS-6.

A introdução de elementos conformais para utilização em veículos aeroespaciais, e a óbvia possibilidade de implementação de arranjos de elementos de microfita, de baixo peso, foram responsáveis pelo grande interesse na expansão desta tecnologia.

Sistemas de antenas de microfita são empregados em grande número nas comunicações sem fio, pois eles se adaptam bem a qualquer superfície, são de pequena dimensão e podem fornecer igual, ou melhor, performance elétrica do que as arquiteturas das antenas clássicas [2]. Além disso, antenas integradas diretamente nos equipamentos de comunicação, tendem a ser mais confiáveis e possuem um custo de instalação muito menor [2]. Desta forma, é extremamente importante o desenvolvimento de estudos a respeito desta tecnologia, tendo em vista sua grande importância para as comunicações sem fio, aplicações militares e na área de telefonia.

O método FDTD vem sendo aplicado em larga escala para o estudo das antenas de microfita [1], tendo em vista que nos últimos anos houve uma enorme evolução dos computadores, máquinas estas que tornam possível a resolução de

milhões de cálculos em frações de segundos, tornando possível a implementação do método FDTD.

Neste trabalho vamos analisar os principais parâmetros (impedância de entrada, diagrama de radiação e frequência de ressonância) de uma antena de microfita circular e outra retangular, utilizando-se do método FDTD. Conjuntamente com essas análises, estudaremos também a relação dos resultados com o método de discretização utilizado para cada estrutura, fazendo comparativos em termos dos parâmetros supracitados e dos esforços computacionais (tempo gasto nas simulações e memória computacional utilizada) aplicados na obtenção dos resultados. Ainda, será apresentado um novo método de discretização, utilizando malha tetraédrica, visando a análise de antenas conformais de formato não retangular.

No capítulo 2 será apresentada uma breve introdução ao método FDTD, seguido do desenvolvimento do novo método de discretização para antenas de microfita de formato não retangular. No capítulo 3 serão descritos os parâmetros analisados das antenas de microfita com seus respectivos equacionamentos. No capítulo 4 e 5 serão apresentados e analisados os resultados obtidos para as antenas de microfita retangular e circular, respectivamente. A conclusão deste trabalho será apresentada no capítulo 6.

# CAPÍTULO 2

## *Método FDTD e Formas Diferenciais*

### 2 MÉTODO FDTD

#### 2.1 INTRODUÇÃO

A origem do método FDTD se deu em 1966. Neste ano, Kane S. Yee desenvolveu um trabalho que chamou de “*Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell’s Equations in Isotropic Media*” [10]. O trabalho de Yee marcou o início do estudo do método FDTD. O termo FDTD foi utilizado pela primeira vez por Allen Taflove em 1980 [12].

Apesar da sua simplicidade, o método FDTD teve uma lenta evolução por necessitar de computadores com um elevado desempenho, pois requer muita memória e velocidade de processamento para sua execução. Contudo, a evolução da microinformática foi fortíssima nas últimas décadas, fazendo com que o desempenho das estações de trabalho de alguns anos atrás tenha sido superado pelos atuais microcomputadores domésticos.

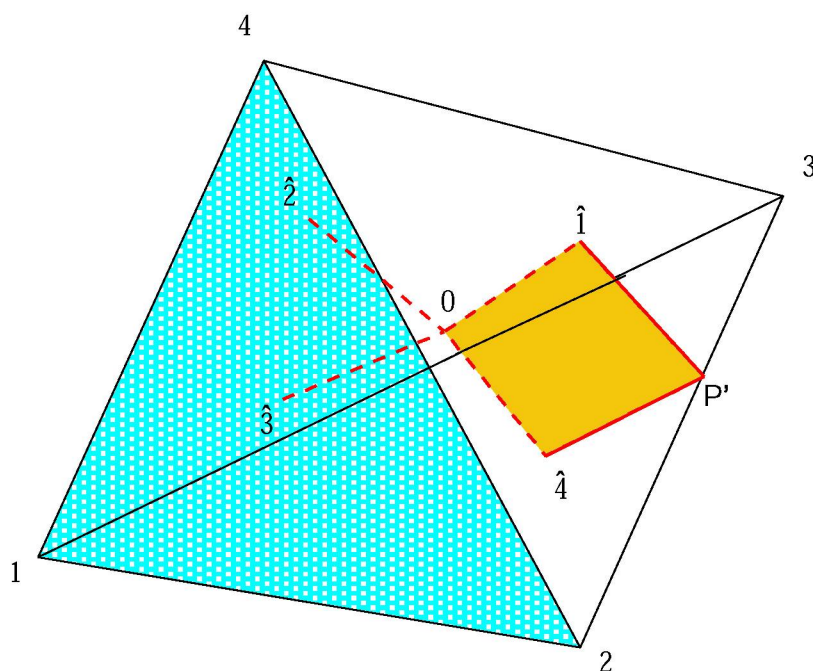
#### 2.2 O MÉTODO FDTD

Nesta dissertação será utilizada uma formulação diferente daquela convencionalmente adotada por Taflove [12], a fim de introduzir a discretização em malha tetraédrica. Esta formulação foi inicialmente apresentada em [11] e será explanada em detalhe ao longo deste capítulo.

O tratamento matemático para a aplicação do método será focado, inicialmente, nos elementos de malha e a solução geral do problema será alcançada posteriormente por meio de uma superposição de elementos. Chamaremos de célula a região de meio homogêneo compreendida entre determinado número de faces,

contendo uma malha elementar primária (arestas que compõem as faces) e outra secundária (arestas interiores que partem de um ponto no interior da célula até um ponto localizado em cada uma das suas faces).

Por simplificação, a descrição do método se baseará em uma célula tetraédrica, conforme mostrado na fig. 2.1, podendo ser ampliada a qualquer célula poliédrica convexa.



**Figura 2.1- Estrutura da célula tetraédrica.**

Na figura 2.1, os pontos 1,2,3 e 4 compõem a malha primária (linhas sólidas) e os pontos 0,  $\hat{1}$ ,  $\hat{2}$ ,  $\hat{3}$  e  $\hat{4}$  referem-se à malha secundária (linhas pontilhadas). As superfícies hachuradas indicam a face primária 3 (azul) e face secundária 23 (laranja). Os pontos 1,2,3 e 4 são fornecidos por meio de softwares geradores de malha e formam a malha primária. A reta formada por dois destes pontos é chamada de aresta primária, será denominada pelos dois índices dos pontos que a forma. Três destas arestas formam a face primária, que será denominada pelo índice do ponto que não faz parte de nenhuma destas arestas. A malha secundária consiste no ponto 0 no interior da célula (baricentro do poliedro) e por um ponto no baricentro de cada face  $\hat{1}$ ,  $\hat{2}$ ,  $\hat{3}$  e  $\hat{4}$ . A reta formada pelo ponto 0 e pelo baricentro da face

primária será denominada aresta secundária, cujo índice será dado pelo índice do ponto da face na qual está ligada. Duas destas arestas secundárias definem uma face secundária que terá como índice os pontos que não fazem parte desta face. O ponto  $P'$  é o baricentro da aresta.

### 2.2.1 Grandezas eletromagnéticas e formas diferenciais

A partir das leis de Maxwell na forma integral, podemos determinar o grau da forma diferencial que representará os vários valores de campo. Na notação vetorial, temos as seguintes grandezas eletromagnéticas:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = - \oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l}, \quad (2.1)$$

$$\int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} + \frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l}, \quad (2.2)$$

$$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \int_V \rho dv, \quad (2.3)$$

$$\int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0, \quad (2.4)$$

onde  $\vec{E}$  é o vetor campo elétrico,  $\vec{B}$  é o vetor fluxo magnético,  $\vec{H}$  é o vetor campo magnético,  $\vec{J}$  é o vetor densidade de fluxo elétrico e  $\vec{D}$  é o vetor densidade de fluxo elétrico.  $S$  é a superfície delimitada pelo caminho  $L$ ,  $V$  é o volume delimitado pela superfície  $S$  e  $\rho$  é a densidade volumétrica de carga. A intensidade de campo elétrico é integrada sobre um caminho, então ele se torna uma forma diferencial de grau 1. A intensidade de campo magnético, como também é integrada sobre um caminho, se torna, também, uma forma diferencial de grau 1. As densidades de fluxo elétrico e magnético são integradas em uma superfície, tornando-se formas diferenciais de grau 2. As fontes são densidades de corrente elétrica, que são formas diferenciais de grau 2. A densidade de carga volumétrica é integrada em um volume, sendo uma forma diferencial de grau 3. Existe ainda o potencial elétrico  $\Phi$ , que é uma forma diferencial de grau zero.

Sendo  $\vec{E} = E_1\hat{x} + E_2\hat{y} + E_3\hat{z}$  uma grandeza vetorial dada em v/m, e  $\vec{dl} = dx\hat{x} + dy\hat{y} + dz\hat{z}$ , um elemento vetorial diferencial de comprimento, dado em metros, tal que :

$$\vec{E} \cdot \vec{dl} = E_1 dx + E_2 dy + E_3 dz = E \quad , \quad (2.5)$$

onde E é uma forma diferencial de grau 1, dada em volts, pronta para ser integrada ao longo de uma linha uma vez que inclui a diferencial de comprimento.

De forma semelhante,  $\vec{B} = B_1\hat{x} + B_2\hat{y} + B_3\hat{z}$  é uma grandeza vetorial dada em  $W_b/m^2$ , e  $\vec{ds} = dzdy\hat{x} + dx dz\hat{y} + dx dy\hat{z}$ , um elemento vetorial diferencial de superfície, dado em  $m^2$ , tal que:

$$\vec{B} \cdot \vec{ds} = B_1 dydz + B_2 dx dz + B_3 dy dx = B \quad , \quad (2.6)$$

onde B é uma forma diferencial de grau 2, dada em  $W_b$ , pronta para ser integrada em uma superfície uma vez que inclui a diferencial de área.

Analogamente para as demais grandezas eletromagnéticas, usando as formas diferenciais anteriormente definidas, as leis de Maxwell podem ser escritas como[16]:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_S B = - \oint_L E \quad , \quad (2.7)$$

$$\int_S J + \frac{\partial}{\partial t} \int_S D = \oint_L H \quad , \quad (2.8)$$

$$\oint_S D = \int_V \rho \quad , \quad (2.9)$$

$$\oint_S B = 0 \quad . \quad (2.10)$$

As formas diferenciais são contrações do produto escalar de uma grandeza pelo seu respectivo elemento diferencial de integração.

Entretanto, para o desenvolvimento a seguir, será necessária a utilização das equações de Maxwell em sua forma pontual, como se segue:

$$\frac{\partial}{\partial t} B = -dE \quad , \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} D + J = dH \quad , \quad (2.12)$$

onde

$$d = \frac{\partial}{\partial x} dx + \frac{\partial}{\partial y} dy + \frac{\partial}{\partial z} dz. \quad (2.13)$$

### 2.2.2 Discretização das Equações de Maxwell

As equações (2.11) e (2.12) podem ser discretizadas em relação a uma célula e representadas por equações matriciais pela integração de formas-1 nas arestas e formas-2 nas faces, obtendo-se:

$$\frac{\partial}{\partial t} [B_p] = -[d_{p,ij}] [E_{ij}], \quad (2.14)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} [D_{kl}] + [J_{kl}] = [d_{kl,q}] [H_q], \quad (2.15)$$

onde

$$B_p = \int_p B \quad \text{e} \quad E_{ij} = \int_{ij} E, \quad (2.16)$$

são escalares que representam o fluxo magnético na face primária  $p$  e a diferença de potencial elétrico ao longo da aresta primária  $ij$ , e

$$D_{kl} = \int_{kl} D, \quad H_q = \int_q H \quad \text{e} \quad J_{kl} = \int_{kl} J, \quad (2.17)$$

são escalares que representam o fluxo elétrico na face secundária  $kl$ , a diferença de potencial magnético ao longo da aresta secundária  $q$  e a densidade de corrente elétrica na face  $kl$ , respectivamente.  $[d_{p,ij}]$  e  $[d_{kl,q}]$  são matrizes cujos elementos são +1, -1 e 0, os quais realizam a somatória das quantidades associadas às arestas de uma face, respeitando suas orientações, sendo que  $[d_{kl,q}] = [d_{p,ij}]^T$  [11], onde o índice  $T$  indica a matriz transposta.

Relações métricas e constitutivas estão contidas nas seguintes equações

$$D = \varepsilon * E, \quad H = \nu * B \quad \text{e} \quad J = \sigma * E + J_S, \quad (2.18)$$

sendo  $\varepsilon$ ,  $\nu$  e  $\sigma$ , respectivamente, permissividade elétrica, relutividade magnética e condutividade elétrica que caracterizam o meio homogêneo no interior da célula e  $J_S$  é a fonte de corrente (excitação). O símbolo  $*$  representa o operador Hodge, que

converte uma forma de grau “ $a$ ” em uma forma de grau “ $3-a$ ”, preservando sua ortogonalidade.

Para conseguir a forma discreta das relações constitutivas em (2.18), é necessária a realização de algumas aproximações. No método FETD (Elementos finitos no domínio do tempo),  $B$  e  $E$  dentro da célula são normalmente expandidos em funções de base linear, porém, neste trabalho usaremos funções de base constante para expandir  $E$  e  $H$  no interior da célula[11].

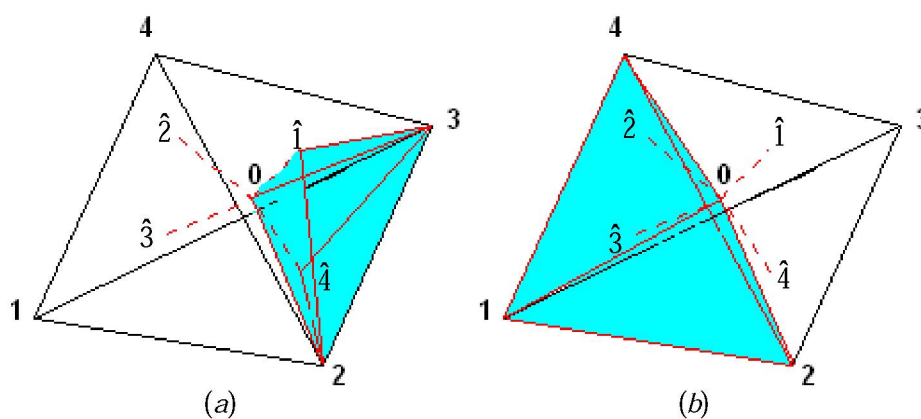


Figura 2.2- Subdivisões da célula para análise de valores (a) elétricos e (b) magnéticos. Os volumes hachurados indicam as subseções (a)  $V_{23}$  e (b)  $V_3$ .

Para análise de valores elétricos subdividiremos a célula em 6 subseções volumétricas, cada uma contendo uma aresta primária e uma face secundária, chamadas de  $V_{ij}$ , conforme mostrado na figura 2.2(a). Para análise dos valores magnéticos a célula será subdividida em 4 subseções volumétricas, cada uma contendo uma face primária e uma aresta secundária, chamadas de  $V_p$ , conforme figura 2.2(b).

Assim as grandezas  $E$  e  $B$  podem ser expandidas como

$$E = \sum_{ij} E_{ij} W_{ij} \quad \text{e} \quad B = \sum_p B_p W_p \quad , \quad (2.19)$$

$$\text{onde} \quad W_{ij} = \begin{cases} dL_{ij} / L_{ij} \\ 0, \text{ fora de } V_{ij} \end{cases} \quad \text{e} \quad W_p = \begin{cases} dS_p / S_p \\ 0, \text{ fora de } V_p \end{cases} \quad ,$$

sendo  $dL_{ij}$  é um elemento diferencial de comprimento de aresta primária e  $dS_p$  é um elemento diferencial de superfície primária.

Substituindo (2.19) em (2.18) temos que

$$H = \sum_p B_p \nu * W_p, \quad *W_p = \begin{cases} *dS_p / S_p, & \text{em } V_p \\ 0, & \text{fora de } V_p \end{cases}, \quad (2.20)$$

$$D = \sum_{ij} E_{ij} \epsilon * W_{ij}, \quad *W_{ij} = \begin{cases} *dL_{ij} / L_{ij} & \text{em } V_{ij} \\ 0, & \text{fora de } V_{ij} \end{cases}, \quad (2.21)$$

$$J = \sum_{ij} E_{ij} \sigma * W_{ij} + \sum_{ij} J_{ij} * W_{ij}, \quad *W_{ij} = \begin{cases} *dL_{ij} / L_{ij}, & \text{em } V_{ij} \\ 0, & \text{demais volumes} \end{cases}, \quad (2.22)$$

onde

$*dL_{ij}$  é um elemento diferencial de superfície secundária ortogonal a  $dL_{ij}$ .

$*dS_p$  é um elemento diferencial de comprimento secundário ortogonal a  $dS_p$ .

Então, substituindo (2.19) a (2.22) nas Leis de Maxwell (2.11) e (2.12) temos, respectivamente:

$$\sum_{ij} E_{ij} dW_{ij} = -\frac{\partial}{\partial t} \sum_p B_p W_p, \quad (2.23)$$

$$\sum_p B_p \nu d*W_p = \frac{\partial}{\partial t} \sum_{ij} E_{ij} \epsilon * W_{ij} + \sum_{ij} J_{ij} * W_{ij} + \sum_{ij} E_{ij} \sigma * W_{ij}. \quad (2.24)$$

Valendo-se do método de Galerkin [5], multiplicaremos ambos os membros da Lei de Faraday na equação (2.23) por  $(\nu * W_q)$ , integrando-se sobre o volume do elemento. Faremos o mesmo com a Lei de Ampère-Maxwell na equação (2.24), utilizando  $W_{qk}$ , obtendo-se

$$[d_{q,ij}][E_{ij}] = -\frac{\partial}{\partial t} [\nu_{q,p}][B_p], \quad (2.25)$$

$$[d_{kl,p}][B_p] = \frac{\partial}{\partial t} [\epsilon_{kl,ij}][E_{ij}] + [\sigma_{kl,ij}][E_{ij}] + [\theta_{kl,ij}][J_{ij}], \quad (2.26)$$

onde

$E_{ij}, B_p \rightarrow$  são os coeficientes numéricos a serem determinados.

$J_{ij} \rightarrow$  são coeficientes numéricos conhecidos.

e

$$\nu_{q,p} = \nu \int *W_q W_p, \quad (2.27)$$

$$\varepsilon_{kl,ij} = \varepsilon \int W_{kl} * W_{ij}, \quad (2.28)$$

$$\sigma_{kl} = \sigma \int W_{kl} * W_{ij}, \quad (2.29)$$

$$\theta_{kl,ij} = \int W_{kl} * W_{ij}, \quad (2.30)$$

$$d_{q,ij} = \nu \int *W_q dW_{ij}, \quad (2.31)$$

$$d_{kl,p} = \nu \int W_{kl} d*W_p \quad (2.32)$$

são constantes conhecidas em função dos parâmetros geométricos e constitutivos do elemento.

A expressão (2.25) é a equação discretizada da Lei de Faraday, e associa o somatório das diferenças de potencial ao longo das arestas de uma face com o fluxo magnético através da referida face.

A expressão (2.26) é a equação discretizada da Lei de Ampère-Maxwell, e associa a somatória dos fluxos magnéticos através das faces comuns a uma aresta com a diferença de potencial ao longo da referida aresta.

### 2.2.3 Equação Global da Onda

Para se obter a equação global da onda multiplicaremos a equação (2.25) por  $[\nu_{q,p}]^{-1}$  e derivaremos a equação (2.26) em relação ao tempo. Após estas operações, substituiremos a equação (2.25) modificada após a multiplicação por  $[\nu_{q,p}]^{-1}$  em (2.26), também modificada após a derivação em relação ao tempo, obtendo-se

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} [\varepsilon_{kl,ij}] [E_{ij}] + \frac{\partial}{\partial t} [\sigma_{kl,ij}] [E_{ij}] + [\nu_{kl,ij}] [E_{ij}] = -\frac{\partial}{\partial t} [\theta_{kl,ij}] [J_{ij}], \quad (2.33)$$

onde

$$[\nu_{kl,ij}] = [d_{kl,p}] [\nu_{q,p}]^{-1} [d_{q,ij}].$$

Podendo-se reescrever a equação (2.33)

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} [\varepsilon] [E] + \frac{\partial}{\partial t} [\sigma] [E] + [\nu] [E] = -\frac{\partial}{\partial t} [\theta] [J], \quad (2.34)$$

que é a Equação Global da Onda, na qual desejamos obter os valores de  $E$  nas arestas do poliedros que discretizam o espaço computacional como resposta ao fluxo de corrente de excitação  $J$ .

Considerando a subdivisão baricêntrica da célula, dividindo o seu volume  $V$  em partes iguais, obtemos as seguintes constantes volumétricas:

$$\epsilon_{kl,ij} = \delta_{kl,ij} \frac{\epsilon V}{N_e L_{ij}^2} \quad , \quad \sigma_{kl,ij} = \delta_{kl,ij} \frac{\sigma V}{N_e L_{ij}^2} \quad , \quad \theta_{kl,ij} = \delta_{kl,ij} \frac{V}{N_e L_{ij}^2} \quad \text{e} \quad \nu_{q,p} = \delta_{q,p} \frac{\nu V}{S_p^2 N_f} \quad , \quad (2.35)$$

onde  $\delta_{kl,ij}$  e  $\delta_{q,p}$  são as funções delta de Kronecker,  $N_e$  é o número de arestas,  $N_f$  é o número de faces do poliedro no qual a malha foi discretizada e  $L_{ij}$  a aresta do poliedro.

#### 2.2.4 Modelagem de superfícies

Analogamente às constantes volumétricas, considerando a subdivisão baricêntrica da célula triangular ou quadrada de área  $S$ , temos que:

$$\sigma_{kl,ij} = \delta_{kl,ij} \frac{S}{R_s N_e L_{ij}^2} \quad , \quad (2.36)$$

onde  $R_s$  é a resistência superficial do material, utilizando

$$\text{PEC} \rightarrow R_s = 10^{-6} \Omega \quad (R_s \rightarrow 0)$$

$$\text{PMC} \rightarrow R_s = 10^{10} \Omega \quad (R_s \rightarrow \infty)$$

$$\text{ABC} \rightarrow R_s = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad , \quad \text{onde } \mu \text{ e } \epsilon \text{ são características eletromagnéticas do meio}$$

adjacente à superfície

$$\text{Ar} \rightarrow R_s = 377 \Omega$$

$$\text{Cobre} \rightarrow R_s = 10^{-3} \Omega$$

$$\text{Teflon} \rightarrow R_s = 236 \Omega$$

#### 2.2.5 Modelagem de fios

Para a modelagem de fios utilizaremos a seguinte equação:

$$\sigma_{ij,ij} = \frac{L_{ij}}{R_l} \quad , \quad (2.37)$$

onde  $R_l$  é a resistência linear do material, utilizando os mesmos valores adotados para  $R_S$  nos materiais citados no subitem 2.2.4.

### 2.2.6 Discretização temporal

Para a discretização temporal utilizaremos o método da diferença finita centrada, que fará a interação dos campos elétrico e magnético no tempo, partindo da seguinte expressão:

$$\frac{\partial f(t)}{\partial t} \approx \frac{f(t + \frac{\Delta t}{2}) - f(t - \frac{\Delta t}{2})}{\Delta t}, \quad (2.38)$$

podemos, então, fazer a seguinte simplificação:

$$t = n \Delta t \rightarrow E(t) = E^n, \quad (2.39)$$

onde  $\Delta t$  é o passo no tempo e  $n$  é um índice que representa o número de passos.

Com isso, podemos fazer

$$E(t + \Delta t) = E^{n+1}, \quad (2.40)$$

$$E(t - \Delta t) = E^{n-1}. \quad (2.41)$$

Substituindo (2.39), (2.40) e (2.41) em (2.34) temos que:

$$\left( \frac{1}{\Delta t^2} [\boldsymbol{\varepsilon}] + \frac{1}{2\Delta t} [\boldsymbol{\sigma}] \right) [E^{n+1}] = \left( \frac{2}{\Delta t^2} [\boldsymbol{\varepsilon}] - [\boldsymbol{\nu}] \right) [E^n] + \left( -\frac{1}{\Delta t^2} [\boldsymbol{\varepsilon}] + \frac{1}{2\Delta t} [\boldsymbol{\sigma}] \right) [E^{n-1}] - \frac{\partial}{\partial t} [\boldsymbol{\theta}] [J^n], \quad (2.42)$$

que é a equação da onda discretizada no tempo e no espaço.

## 2.3 MODELAGEM COMPUTACIONAL

A modelagem computacional das estruturas foi realizada através da construção das antenas de microfita em um software, onde foram respeitadas as dimensões reais do problema. Para a implementação do método FDTD é necessário efetuar-se a discretização da estrutura considerada em pequenos poliedros, em cujas arestas serão obtidos valores de campo elétrico. As dimensões desses poliedros dependerão dos valores dos parâmetros de discretização que devem obedecer aos limites de dispersão e estabilidade numérica do método FDTD [17].

Após os cálculos dos parâmetros de discretização, deve-se evitar a utilização de valores de arestas muito pequenos, pois isso, dependendo da capacidade de processamento do computador que se está utilizando, pode inviabilizar a solução,

pois demandará grande quantidade de memória RAM e muito espaço no disco rígido.

Obtém-se, também, a partir desta discretização, as coordenadas dos vértices que compõem o poliedro, tendo-se, então, parâmetros suficientes para o cálculo de comprimento das arestas e áreas das faces, elementos estes, essenciais para a implementação do método FDTD.

### 2.3.1 Parâmetros de Discretização

Para a divisão do espaço computacional em poliedros, devem ser respeitados alguns critérios de dispersão e estabilidade numérica do método [17]. Para estabelecer esses critérios deve-se, em primeiro lugar, determinar o limite máximo de frequência que será excitado na simulação.

O princípio básico a ser seguido para o dimensionamento da célula é que a célula na qual a estrutura foi discretizada deve ser bem menor que o menor comprimento de onda excitado na simulação. Quanto menor for a célula maior será a precisão da resposta. O que se deve ter em mente é que devemos respeitar o limite de amostragem de Nyquist, onde,  $\lambda = 2\Delta x$ , com  $\Delta x$  sendo o comprimento médio das arestas. O fato é que, como não podemos determinar precisamente o comprimento de onda e a discretização não é uniforme, adotam-se dimensões de células bem menores do que o comprimento de onda, fazendo  $\Delta x \approx \lambda/10$  [17].

Por isso, foi verificado a partir de resultados numéricos obtidos [17] que, para se respeitar o limite de dispersão numérica, deve ser observada a seguinte equação:

$$L_{MED} \cong \frac{c}{10 f_{max} \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.43)$$

onde, através da equação (2.43), definindo o limite máximo de frequência de excitação  $f_{max}$ , podemos obter o comprimento médio das arestas,  $L_{MED}$ . Onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $\epsilon_r$  é a permissividade elétrica relativa do material dielétrico de maior permissividade aplicado na estrutura a ser simulada.

Para definir-se o passo no tempo devemos atender a condição de Courant [17], que, para uma célula cúbica, pode ser obtido através da seguinte expressão:

$$\Delta t \leq \frac{L_{cub}}{c\sqrt{3}} \quad (2.44)$$

onde  $L_{cub}$  é o comprimento da aresta.

Para entendermos melhor a base para a condição de Courant, consideremos uma onda plana se propagando em uma malha discretizada em FDTD. Em um passo no tempo  $\Delta t$ , qualquer ponto dessa onda não deve passar por mais de uma célula, pois durante um passo no tempo a onda somente poderá se propagar do interior de uma célula até o limite interno de suas arestas.

Com as dimensões médias da célula definidas a partir da equação (2.43), obtém-se o passo de tempo máximo para a simulação utilizando a seguinte expressão:

$$\Delta t \leq \frac{2R_{min}}{\sqrt{3}c} \quad (2.45)$$

onde,  $R_{min}$  é o raio do círculo inscrito na menor célula oriunda da discretização do espaço computacional [11]. O valor de  $R_{min}$  dependerá da malha que será gerada por software. A expressão (2.45) é obtida empiricamente com base na condição de Courant [17], definida em (2.44).

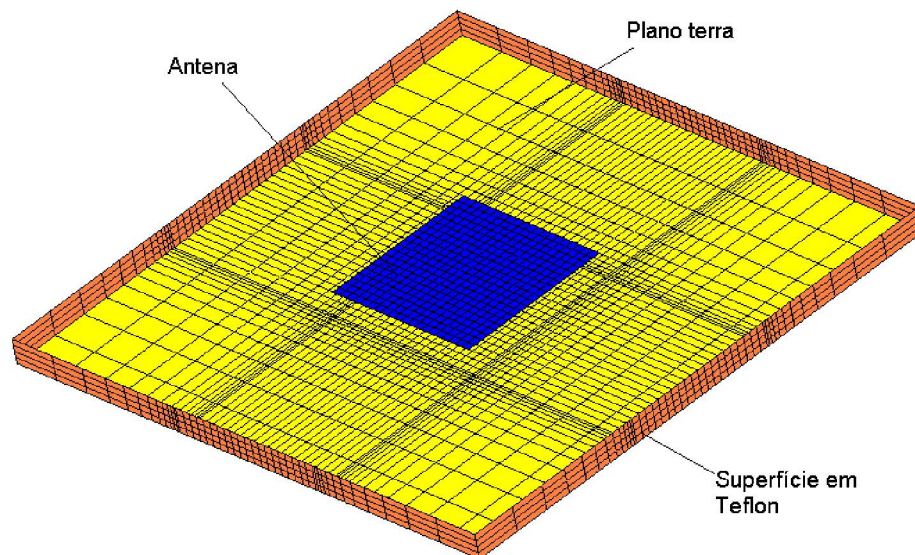
### 2.3.2 Malha Hexaédrica

Para a discretização em malha hexaédrica, teremos que segmentar as arestas das estruturas nas direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ , de forma que todo o espaço computacional tridimensional seja formado por pequenos hexaedros e as superfícies discretizadas em quadriláteros, conforme se vê na figura 2.3.

Para a escolha do número de partes em que serão divididos os lados da estrutura, deve-se respeitar o limite de dispersão numérica do método, observando a equação (2.43).

Pode-se observar na figura 2.3 que a estrutura foi discretizada em hexaedros com arestas menores perto das bordas da antena de microfita, resultando em uma concentração maior de células em alguns pontos da estrutura. Isso foi feito para se evitar variações bruscas nos valores de campo quando se muda de um meio

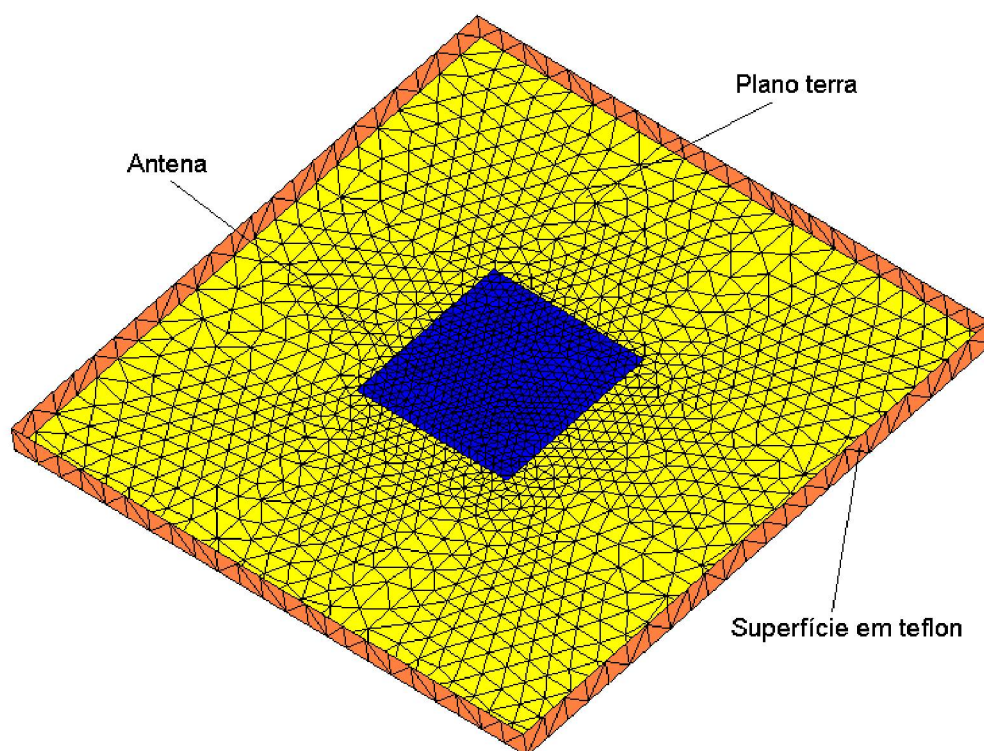
material para outro, tendo em vista que nessa situação ocorrerá uma mudança na velocidade da onda [17].



**Figura 2.3- Antena de microfita quadrada em malha hexaédrica.**

### 2.3.3 Malha Tetraédrica

Na discretização em malha tetraédrica, dividiremos todo o espaço computacional em poliedros, utilizando como valor de aresta, o resultado da análise dos parâmetros de discretização. Para esse tipo de discretização a única entrada será o valor da aresta escolhida a partir da equação (2.43), não sendo necessária a seleção dos lados que serão particionados, como no caso da malha hexaédrica. Na discretização em malha tetraédrica é difícil estimar o valor das arestas em determinados pontos da estrutura, uma vez que esta estimativa dependerá principalmente da geometria do problema. Pode-se observar na figura 2.4 uma estrutura discretizada em malha tetraédrica. Neste tipo de discretização as superfícies são compostas por triângulos.



**Figura 2.4- Antena de microfita quadrada em malha tetraédrica.**

Pela mesma razão que no caso da malha hexaédrica, algumas regiões foram discretizadas com arestas menores causando uma concentração de células em alguns pontos da estrutura. No caso da malha tetraédrica, esse artifício evita, também, deformações nas arestas geradas pelo método de discretização, melhorando a qualidade da malha gerada, conforme pode ser observado nas figuras 2.5 e 2.6.

A figura 2.5 é obtida através do software gerador da malha, e indica a qualidade da malha discretizada em função do ângulo sólido formado pelas faces do tetraedro. O eixo das ordenadas apresenta o número de elementos tetraédricos em que foi discretizado o espaço computacional e o eixo das abscissas apresenta os ângulos em graus.

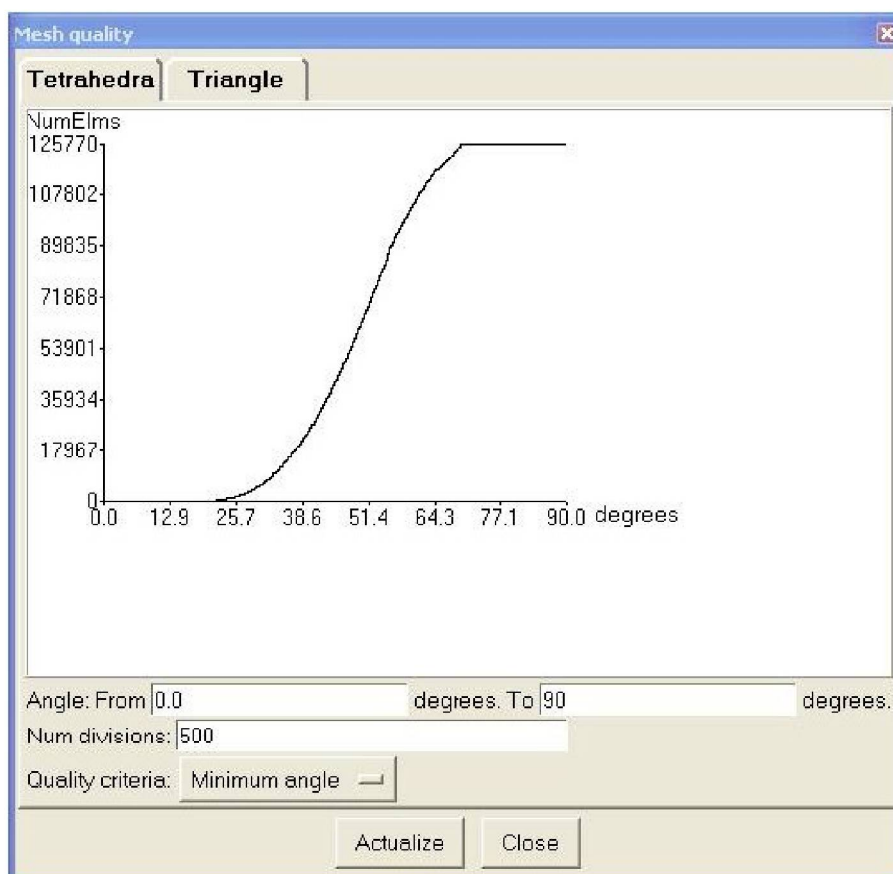


Figura 2.5- Qualidade dos elementos tetraédricos que compõem a malha.

A figura 2.6 é obtida através do software gerador da malha, e indica a qualidade da malha discretizada em função do ângulo plano formado pelas arestas das faces. O eixo das ordenadas apresenta o número de elementos triangulares em que foi discretizado o espaço computacional e o eixo das abscissas apresenta os ângulos em graus.

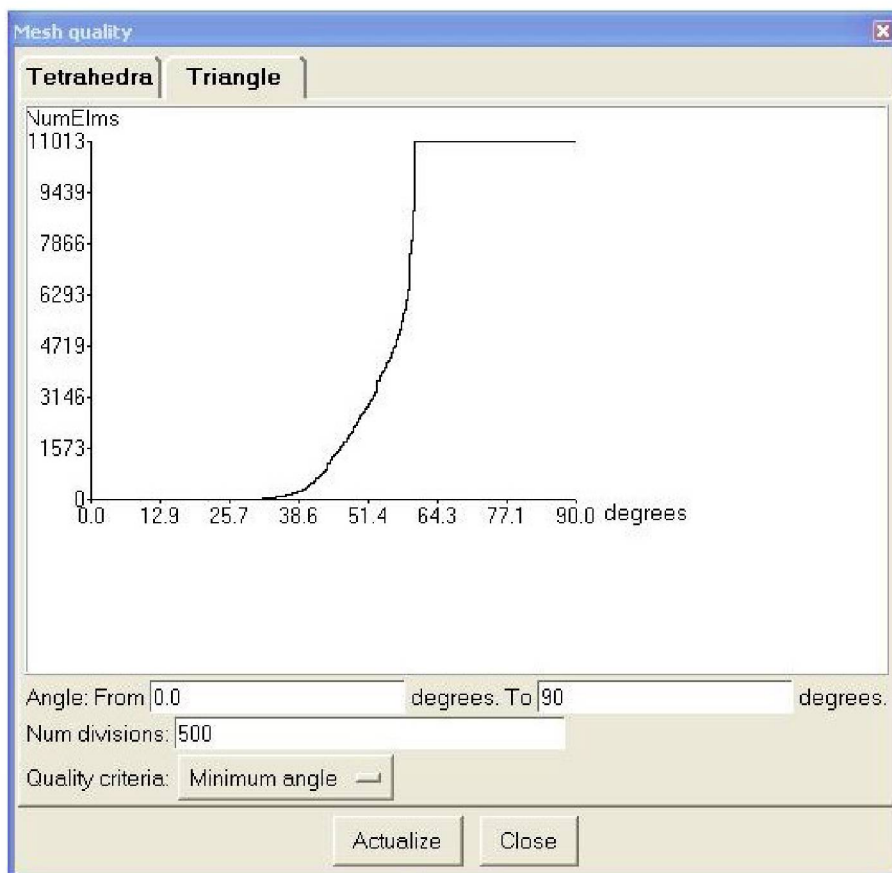


Figura 2.6- Qualidade dos elementos triangulares que compõem a malha.

## CAPÍTULO 3

### *Parâmetros Analisados nas Antenas de Microfita*

#### **3 ANTENAS DE MICROFITA RETANGULAR E CIRCULAR**

##### 3.1 INTRODUÇÃO

Apesar das antenas de microfita terem surgido a mais de meio século [3], esses dispositivos apenas começaram a ganhar alguma atenção nos anos 70. Antenas de microfita, como a mostrada na figura 3.1, consistem de uma superfície metálica bem fina ( $t \ll \lambda_0$ , onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre na frequência de operação e  $t$  a espessura da antena metálica), assentada sobre um substrato dielétrico de pequena espessura ( $h \ll \lambda_0$ , geralmente  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$ ) sobre um plano terra. A antena de microfita é desenvolvida para que sua irradiação máxima seja normal a sua superfície. Isto pode ser alcançado através de uma escolha apropriada do modo de excitação (configuração do campo) embaixo da antena.

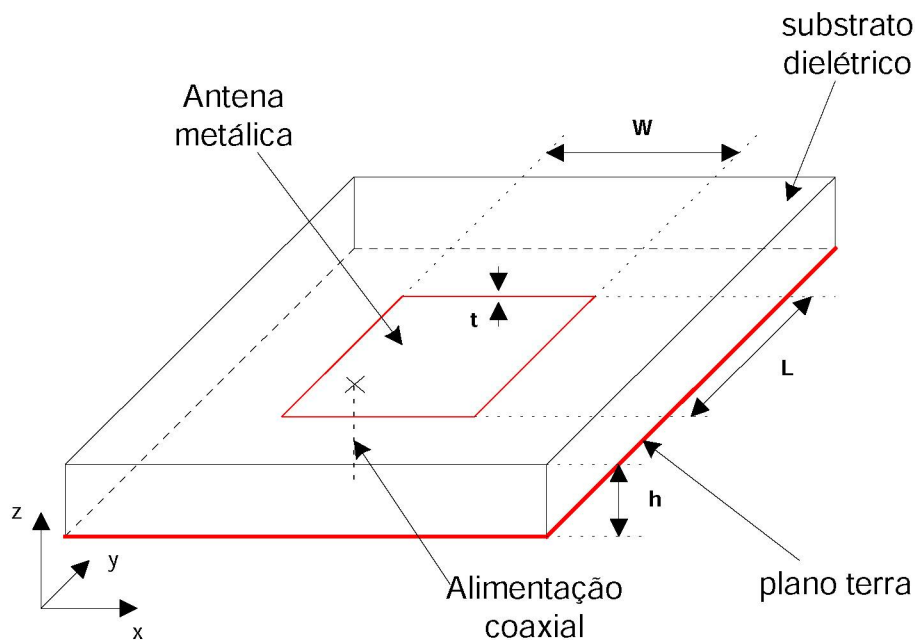


Figura 3.1- Antena de microfita retangular com alimentação coaxial.

Freqüentemente as antenas de microfita são denominadas, também, como antenas *patch*. O elemento irradiante da antena de microfita pode ser quadrado, retangular, em forma de fita (dipolo), circular, elíptico e triangular, entre outros.

### 3.2 ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR

Para uma antena de microfita retangular, como a vista na figura 3.1, a dimensão  $L$  situa-se, geralmente, na faixa entre  $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ . O substrato dielétrico que separa a antena do plano terra possui constante dielétrica,  $\epsilon_r$ , com valor situado na faixa entre  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Os substratos utilizados nos dispositivos em que se deseja uma boa performance como antena, são mais espessos e possuem constantes dielétricas situadas próximas ao limite inferior da faixa, pois, dessa forma, eles fornecem uma melhor eficiência e maior largura de banda [5]. Um material comumente utilizado como substrato dielétrico em antenas de microfita é o PTFE (politetrafluoretileno), material semelhante ao teflon.

Substratos menos espessos com constantes dielétricas maiores dentro da faixa de permissividades elétricas relativas são mais desejáveis para circuitos em microondas, pois dessa forma, irão gerar menos campos nas bordas e menos efeitos de acoplamento, possuindo dimensões bem pequenas [5].

### 3.3 ANTENA DE MICROFITA CIRCULAR

A montagem de uma antena de microfita circular segue as mesmas regras da retangular, entretanto, o seu raio  $r$  é a principal dimensão a ser determinada.

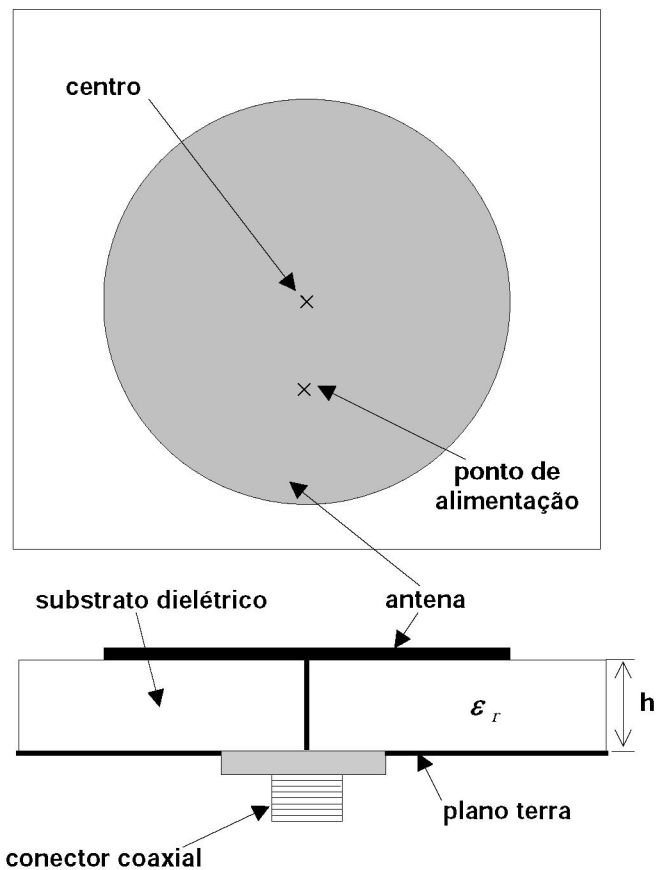


Figura 3.2-Antena de microfita circular com alimentação coaxial.

### 3.4 MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO

Existem várias configurações de alimentação para antenas de microfita. As quatro mais utilizadas são através de uma linha de transmissão, por acoplamento de abertura, por acoplamento de proximidade e via cabo coaxial [5].

Neste trabalho a configuração empregada para se alimentar as antenas é via cabo coaxial, conforme se pode observar na figura 3.2.

A alimentação via cabo coaxial, onde o condutor interno do cabo é ligado à antena e o condutor externo fica acoplado ao plano terra, é comumente usada para se alimentar antenas de microfita.

### 3.5 IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

Denomina-se impedância de entrada de uma antena a impedância que esta apresenta à linha de transmissão ou à estrutura de acoplamento através da qual ela é alimentada [13]. Seu conhecimento é de fundamental importância, pois a eficiência com que se efetua a transferência de energia do transmissor para a antena, ou da antena para o receptor acha-se diretamente ligada à impedância da antena.

#### 3.5.1 Equacionamento

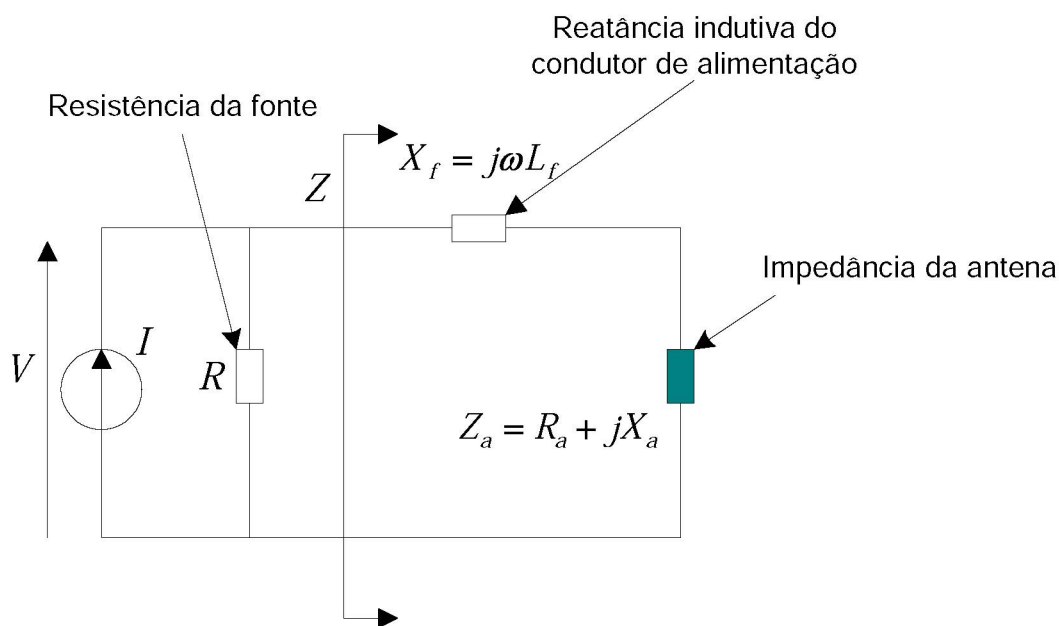


Figura 3.3-Circuito equivalente para o cálculo da impedância de entrada.

O circuito equivalente mostrado na figura 3.3 pode ser analisado através da seguinte equação:

$$\frac{V}{I} = \frac{RZ}{R+Z} = \frac{R(R_a + jX_a + j\omega L_f)}{R + R_a + jX_a + j\omega L_f}, \quad (3.1)$$

onde  $I$  é a transformada de Fourier da corrente de excitação da antena, que é um pulso Gaussiano de corrente,  $V$  é a transformada de Fourier da integral do campo elétrico

ao longo da fonte de excitação,  $Z$  é a associação em série da impedância da antena ( $Z_a$ ) com a reatância indutiva da alimentação ( $X_l$ ),  $R$  é a resistência linear atribuída à fonte com a finalidade de fazer decair rapidamente para zero a tensão gerada e  $L_f$  é a indutância oriunda do condutor interno do cabo coaxial, gerando uma reatância de alimentação,  $X_f$ .

### 3.5.2 Diâmetro do condutor interno do cabo coaxial

Para se estimar o diâmetro do condutor interno do cabo coaxial, devemos observar a seguinte equação [5]:

$$d = \frac{4e^{-\left(\frac{X_f 2\pi}{\eta k h} + 0,577\right)}}{k} , \quad (3.2)$$

onde  $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$  é a constante de propagação da onda,  $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$  é a impedância intrínseca do meio,  $h$  a espessura do substrato dielétrico e  $d$  é o diâmetro do condutor interno do cabo coaxial.

Na figura 3.4, pode-se observar que a resistência máxima ( $R_{\max}$ ) irá ocorrer na frequência de ressonância, que vale 1,225 GHz.  $X_f$  é a reatância indutiva inserida pelo condutor central do cabo coaxial.

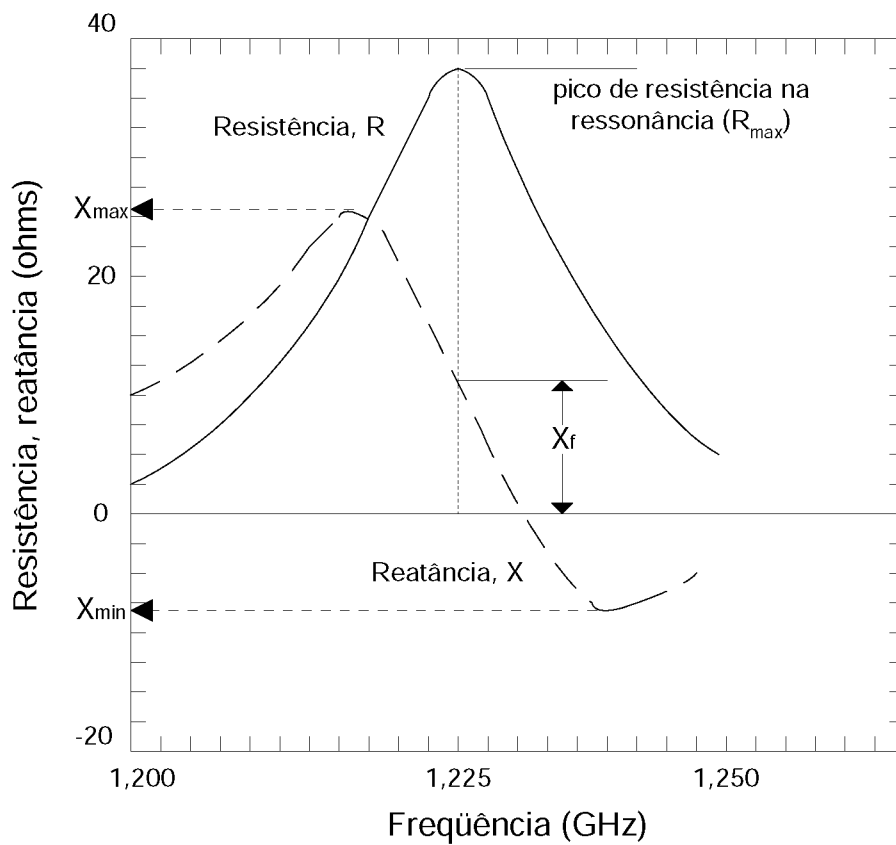


Figura 3.4- Variação típica da resistência e da reatância em função da frequência.

Para a obtenção da reatância de alimentação  $X_f$  a partir do gráfico da figura 3.4, utilizaremos a seguinte equação:

$$X_f = \frac{X_{\min} + X_{\max}}{2}, \quad (3.3)$$

onde  $X_{\min}$  e  $X_{\max}$  são, respectivamente, os valores mínimo e máximo da curva de reatância, conforme visto no gráfico da figura 3.4.

Para  $X_f$  em função da indutância de alimentação temos:

$$X_f = j\omega L_f. \quad (3.4)$$

### 3.5.3 Perda de retorno

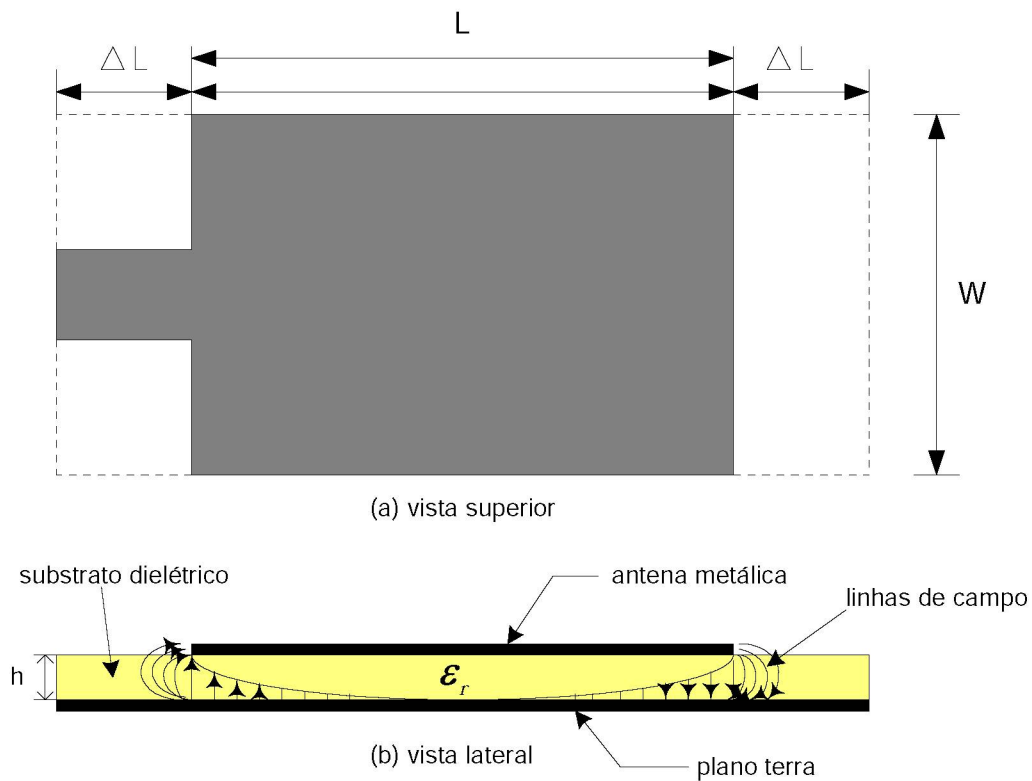
A perda por reflexão na conexão do cabo coaxial de alimentação com a antena pode ser calculada a partir da seguinte equação:

$$RL = 20 \text{Log} \left( \left| \frac{Z - Z_f}{Z + Z_f} \right| \right), \quad (3.5)$$

onde  $Z$  é a impedância de entrada da antena, dada pela equação (3.1) e  $Z_f$  é a impedância do equipamento de medição, à qual será atribuído o valor de  $50\Omega$ , que é o valor padrão dos equipamentos de medição comumente utilizados.

### 3.6 EFEITO DE BORDA

Como as dimensões da antena de microfita são finitas em comprimento e largura, os campos elétricos nas bordas sofrem um espalhamento para fora dos limites laterais da antena. Esse fenômeno é conhecido como efeito de borda [5], como mostrado na figura 3.5(b).  $\Delta L$  representa uma dimensão elétrica, isto é, na realidade a antena de microfita se comportará, eletricamente, como se suas dimensões fossem maiores do que realmente são, pois suas linhas de campo elétrico se espalham para fora dos limites das bordas da antena metálica, surgindo uma constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{\text{reff}}$ .



**Figura 3.5- Dimensões física e efetiva de uma antena de microfita retangular.**

A intensidade do efeito de borda é função das dimensões ( $L$  e  $W$ ) da antena e da altura do substrato dielétrico ( $h$ ), observados na figura 3.5(a) e (b). Desde que  $L/h \gg 1$  [5], o efeito de borda é bastante reduzido; entretanto deve ser levado em consideração pois ele modificará a frequência de ressonância da antena. O mesmo se aplica à dimensão  $W$ .

O resultado deste efeito de borda se faz sentir na frequência de ressonância da antena, quanto maior o número de linhas de campo concentradas no dielétrico, maior será a frequência de ressonância. Isto quer dizer que, à medida que o efeito de borda aumenta, a frequência de operação da antena diminui [5].

Utilizando o gráfico da figura 3.4 e a equação 3.6, podemos estimar o valor de  $\Delta L$  para uma antena de microfita circular a partir da frequência de operação (ressonância) da antena, utilizando a seguinte equação [5]:

$$\Delta L = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2L \right), \quad (3.6)$$

onde  $f_0$  é a frequência de ressonância da antena extraída do gráfico da resistência da antena,  $\Delta L$  é o incremento no comprimento da antena devido ao efeito de borda e  $\mu_0$  e  $\epsilon_0$  são, respectivamente, a permeabilidade magnética e constante dielétrica do vácuo.

Para obtenção de  $\epsilon_{reff}$ , temos que [5]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}, \quad (3.7)$$

onde  $\epsilon_{reff}$  é a constante dielétrica efetiva do material dielétrico devido ao efeito de borda,  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica física do material utilizado,  $h$  é a espessura do dielétrico e  $W$  a largura da antena.

Para a antena de microfita circular utilizaremos a seguinte equação [18] para estimarmos o seu raio efetivo:

$$r_{eff} = r \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi r \epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi r}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}, \quad (3.8)$$

onde  $r_{eff}$  é o raio efetivo da antena circular, considerando seu efeito de borda e  $h$  é a espessura do dielétrico.

### 3.7 DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

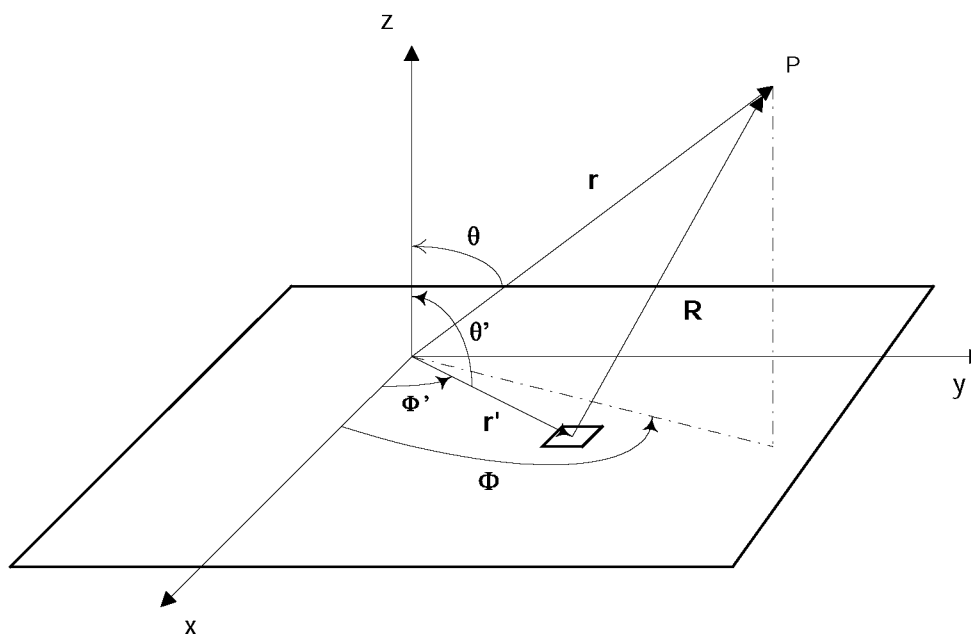
Uma antena apresenta direções preferenciais de irradiação, que são direções segundo as quais, para uma mesma potência total irradiada é possível registrar diferentes quantidades de campo elétrico, a uma mesma distância  $r$  do centro de coordenadas.

Os diagramas de radiação são representações gráficas das propriedades de radiação de uma antena em função de coordenadas espaciais. Usualmente, estes diagramas tridimensionais são calculados, medidos e registrados em uma série de diagramas bidimensionais. De uma forma ainda mais simples, o desempenho da antena será descrito em termos de diagramas bidimensionais segundo alguns planos principais [13].

Na maioria das vezes os diagramas de radiação são determinados na região de campo distante e representados em função de coordenadas direcionais [5].

### 3.7.1 Equacionamento

A figura 3.6 mostra o sistema de coordenadas utilizado para o equacionamento do diagrama de radiação da antena. O desenvolvimento será feito em termos de campo distante, considerando a fonte de campo elétrico fora da origem. Na figura observa-se o ponto P, onde será analisado o campo elétrico; nessa figura R é a distância do elemento radiador até o ponto P,  $r$  é a distância da origem até P,  $r'$  é a distância da origem até o elemento radiador,  $\phi$  é o ângulo entre a projeção de  $r$  no plano xy e o eixo x,  $\phi'$  é o ângulo  $r'$  e o eixo x,  $\theta$  é o ângulo entre  $r$  e o eixo z e  $\theta'$  é o ângulo entre  $r'$  e o eixo z.



**Figura 3.6- Sistema de coordenadas para obtenção do diagrama de radiação.**

Para o desenvolvimento matemático das expressões que irão gerar os diagramas de radiação das antenas de microfita estudadas neste trabalho, utilizaremos as seguintes equações:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{s'} \vec{J}_S \frac{e^{-jkR}}{R} ds' , \quad (3.9)$$

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A}. \quad (3.10)$$

A equação (3.9) define uma função auxiliar para o cálculo do campo elétrico radiado pela antena, o vetor potencial magnético  $\vec{A}$  [5]. Para o cálculo de  $\vec{A}$ , utilizaremos o vetor densidade de corrente elétrica na superfície da antena  $\vec{J}_S$  e a constante de propagação da onda  $k$ , onde  $k = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ .

A equação (3.10) resume a relação entre o vetor potencial magnético e o campo elétrico  $\vec{E}$  [5] para análise do campo distante da antena de microfita.

Sabendo-se que  $(x,y,z)$  são as coordenadas cartesianas do ponto de análise do campo elétrico e  $(x',y',z')$  são as coordenadas cartesianas da fonte de geradora do campo elétrico, observando a figura 3.6, temos que:

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}. \quad (3.11)$$

Sabendo-se que em coordenadas esféricas

$$x = r \sin\theta \cos\phi, \quad (3.12)$$

$$y = r \sin\theta \sin\phi, \quad (3.13)$$

$$z = r \cos\theta. \quad (3.14)$$

Desenvolvendo a equação (3.11) em coordenadas esféricas, observando na figura 3.6 que  $\theta' = \frac{\pi}{2}$  e considerando  $r' \ll r$  (campo distante), temos que:

$$R \approx r \left[ 1 - \frac{r'}{r} \sin\theta \cos(\phi - \phi') \right]. \quad (3.15)$$

Substituindo a equação (3.15) na equação (3.9), temos

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \int_{s'} \vec{J}_S e^{jkr' \sin\theta \cos(\phi - \phi')} ds'. \quad (3.16)$$

Sabendo que  $\vec{J}_S$  é um vetor de corrente elétrica atuante na superfície da antena de microfita, podemos fazer:

$$J_S = J_x \vec{x} + J_y \vec{y}. \quad (3.17)$$

Em coordenadas esféricas

$$J_{\theta} = J_x \cos \phi \cos \theta + J_y \sin \phi \cos \theta, \quad (3.18)$$

$$J_{\phi} = -J_x \sin \phi + J_y \cos \phi. \quad (3.19)$$

Sabendo-se que as fontes elementares (células superficiais) da antena encontram-se no plano  $xy$ , sendo essas fontes elementares polígonos, tendo como coordenadas de seu centro  $x_i$  e  $y_i$  e área  $S_i$ , considerando a distância do centro desses polígonos ao centro de coordenadas igual a  $r_i$ , podemos, então, substituir (3.18) e (3.19) em (3.16), obtendo-se as expressões de  $A_{\theta}$  e  $A_{\phi}$ .

$$A_{\theta} = \sum_{i=1}^N \frac{\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} S_i (J_{x_i} \cos \phi \cos \theta + J_{y_i} \sin \phi \cos \theta) e^{jkr_i \sin \theta \cos(\phi - \phi_i)}, \quad (3.20)$$

$$A_{\phi} = \sum_{i=1}^N \frac{\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} S_i (-J_{x_i} \sin \phi + J_{y_i} \cos \phi) e^{jkr_i \sin \theta \cos(\phi - \phi_i)}. \quad (3.21)$$

Considerando que  $J_{x_i}$  e  $J_{y_i}$  são constantes no interior de cada uma de suas células e substituindo as equações (3.20) e (3.21) em (3.10), aplicando algumas propriedades trigonométricas no resultado obtido, e ainda considerando o plano terra como sendo infinito, temos as expressões das componentes de campo elétrico nas direções  $\theta$  e  $\phi$ :

$$E_{\theta} = AF \sum_{i=1}^N \frac{j\omega\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} S_i (J_{x_i} \cos \phi \cos \theta + J_{y_i} \sin \phi \cos \theta) e^{jk \sin \theta (x_i \cos \phi + y_i \sin \phi)}, \quad (3.22)$$

$$E_{\phi} = AF \sum_{i=1}^N \frac{j\omega\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} S_i (-J_{x_i} \sin \phi + J_{y_i} \cos \phi) e^{jk \sin \theta (x_i \cos \phi + y_i \sin \phi)}, \quad (3.23)$$

$$AF = 2j \text{sen}(kh \cos \theta), \quad (3.24)$$

onde  $N$  é o número de células em que foi dividida a superfície da antena de microfita,  $AF$  é o fator de correção para se realizar o cálculo considerando o efeito do plano terra infinito e sendo  $h$  a espessura do substrato dielétrico.

# CAPÍTULO 4

## Resultados

### 4 RESULTADOS PARA A ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR

#### 4.1 MONTAGEM DA ESTRUTURA

A fim de comparar os resultados obtidos foi utilizado como referência o artigo de Alain Reineix e Bernard Jecko [2], onde é apresentada uma antena de microfita quadrada com 10mm de lado. Neste dispositivo, o substrato dielétrico que separa a antena do plano terra possui uma constante dielétrica igual a 2,33 e uma espessura de 1,57mm, conforme pode ser observado na figura 4.1(a) e (b).

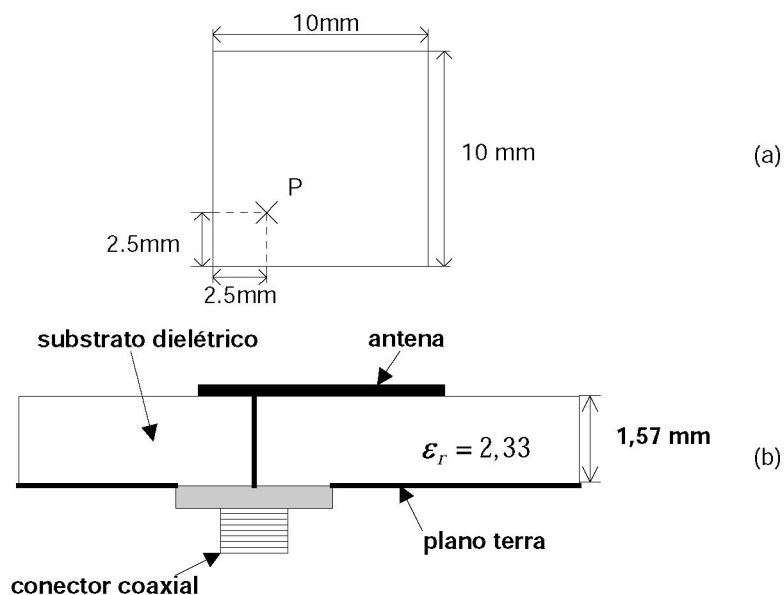


Figura 4.1- (a) Ponto de alimentação (P) da antena de microfita. (b) Conexão do cabo coaxial.

## 4.2 ALIMENTAÇÃO

A alimentação da antena de microfita quadrada é feita através de cabo coaxial conforme mostrado na figura 4.1(b). Para modelar este tipo de alimentação, utilizou-se um segmento de reta, com resistência linear igual a  $200\Omega$  ligando o plano da antena ao plano terra. Esse valor de resistência produz um caimento mais rápido para zero da resposta de tensão na fonte. No segmento de reta que representa a fonte é aplicado um pulso Gaussiano de corrente de excitação  $i$ , com amplitude igual a 1 A e duração de 0,1 ns, conforme se pode observar na figura 4.2.

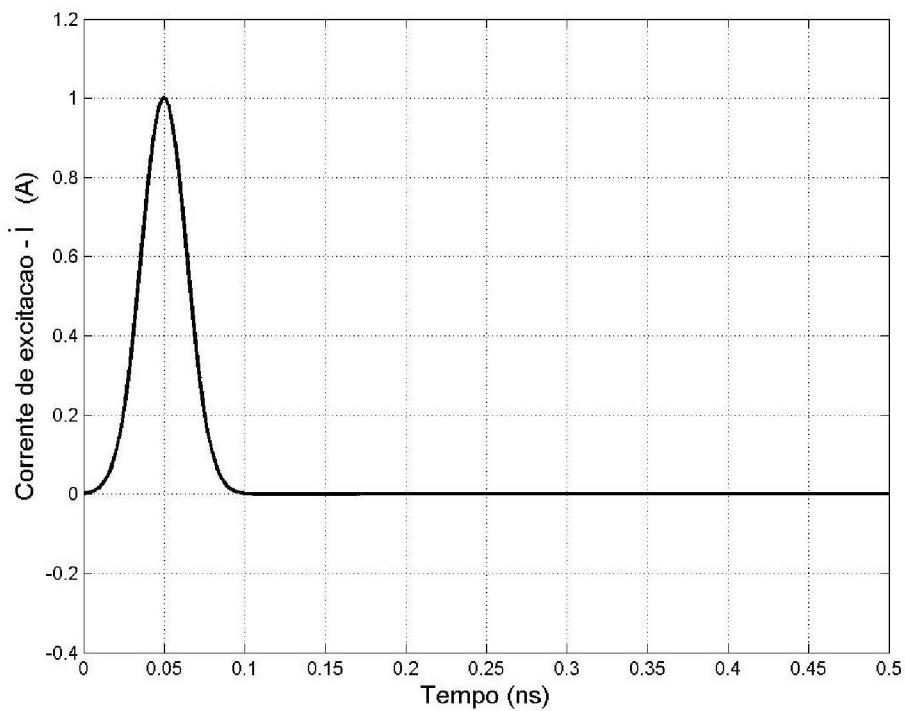


Figura 4.2 – Pulso Gaussiano de excitação da fonte.

O gráfico do pulso Gaussiano de excitação é obtido através da seguinte equação:

$$i = I_0 e^{-8\pi\left(\frac{n\Delta t}{T} - \frac{1}{2}\right)^2} \quad (4.1)$$

onde  $I_0 = 1A$  é o valor de pico do pulso,  $n$  é o número de passos no tempo,  $\Delta t$  é o valor do passo no tempo, conforme equação (2.45) e  $T$  é a duração da fonte obtida da seguinte equação:

$$T = \frac{1}{f_{\max}} \quad (4.2)$$

sendo  $f_{\max}$  o limite superior da faixa de freqüências que se pretende excitar na antena de microfita. Neste trabalho o valor de  $f_{\max}$  é igual a 10GHz.

### 4.3 ESPAÇO COMPUTACIONAL

Para o modelamento do espaço computacional utilizamos uma camada de ar com altura igual a 20mm, partindo-se da superfície da antena até o limite superior do referido espaço, e uma distância lateral das bordas da antena ao limite lateral do espaço computacional de 12mm, obtendo-se um volume total de  $34,0 \times 34,0 \times 21,57 \text{mm}^3$ . A adoção desses valores foi obtida através da montagem de várias estruturas com diferentes dimensões. Os resultados eram analisados a cada simulação e comparados com os valores experimentais. As dimensões escolhidas foram as da estrutura, a partir da qual, não ocorreram modificações nos resultados obtidos.

A região compreendida entre a antena de microfita e o plano terra foi preenchida por um substrato dielétrico de espessura igual a 1,57mm. As paredes externas do espaço computacional são constituídas por superfícies absorventes, conforme mostrado na figura 4.3. A escolha desses materiais para constituir os limites externos do espaço computacional visa suprimir, ao máximo, a reflexão da onda, o que ocasionaria medições errôneas dos parâmetros da antena. A antena e o plano terra são constituídos de cobre com resistência superficial igual a  $10^{-3} \Omega$ .

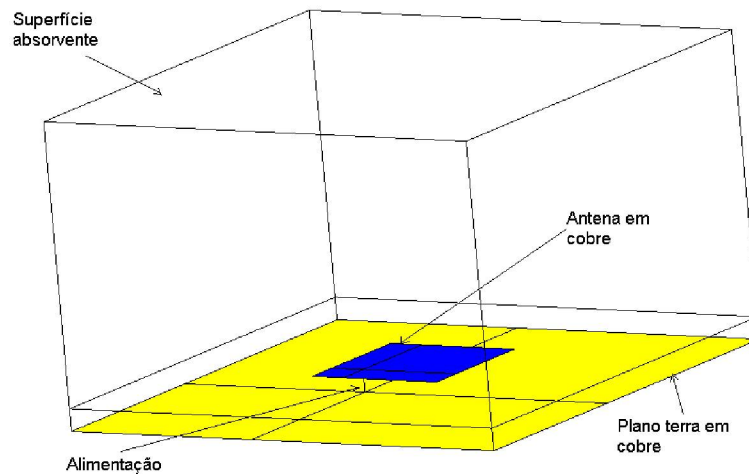


Figura 4.3- Modelo computacional da estrutura da antena de microfita quadrada.

#### 4.3.1 Discretização do espaço computacional em malha hexaédrica

Para a discretização da estrutura da antena de microfita quadrada em uma malha hexaédrica estruturada, implementou-se os seguintes passos:

- dividiu-se o segmento de reta que representa a fonte de alimentação em 4 partes;
- cada lado do quadrado que compõe a antena de microfita foi segmentado em 20 partes;
- a altura da camada de ar foi segmentada em 20 partes;
- a distância entre os lados do quadrado e o limite do espaço computacional foi dividida em 12 partes;

Para a antena de microfita quadrada foram adotados os seguintes parâmetros de discretização:

$L_{MED} = 1,8 \text{ mm}$ , conforme equação (2.43),  $\Delta t = 6,164 \cdot 10^{-5} \text{ ns}$ , conforme equação (2.45) e  $T = 0,1 \text{ ns}$ , conforme equação (4.2).

#### 4.3.2 Discretização do espaço computacional em malha tetraédrica

Para a discretização em malha tetraédrica devemos apenas incluir o valor médio da aresta,  $L_{MED}$ , obtido através da equação (2.43) e deixar que o software efetue a discretização do espaço computacional. Para a fonte incluiu-se um valor

médio de aresta menor, de modo que a mesma ficasse discretizada em 4 segmentos. O valor de  $L_{MED}$  adotado para a estrutura foi de 1,5mm e para a fonte foi de 0,39mm. O passo no tempo é  $\Delta t = 3,09 \cdot 10^{-4}$  ns, conforme equação (2.45) e a duração da fonte é  $T=0,1$ ns, conforme equação (4.2).

#### 4.4 CARACTERÍSTICAS DOS MATERIAIS UTILIZADOS

Os materiais utilizados na simulação da antena de microfita quadrada têm suas principais características conforme a tabela abaixo:

TABELA 1- Materiais utilizados na antena quadrada

Material	Característica	Valor
Ar	$\epsilon_r$ (constante dielétrica)	1,0
Substrato dielétrico	$\epsilon_r$ (constante dielétrica)	2,33
Cobre da antena	$R_s$ (resistência superficial)	1,0 m $\Omega$
Resistor da fonte	$R_l$ (resistência linear)	127,38 $\Omega$ /mm

#### 4.5 RESULTADOS

Os resultados foram obtidos através do software MatLab, gerando grande volume de processamento, criando-se a necessidade de uma CPU com uma boa capacidade de processamento.

As figuras 4.4 e 4.5 mostram a curva do campo elétrico na fonte da antena de microfita quadrada com seu espaço computacional discretizado através de malhas hexaédrica e tetraédrica, respectivamente.

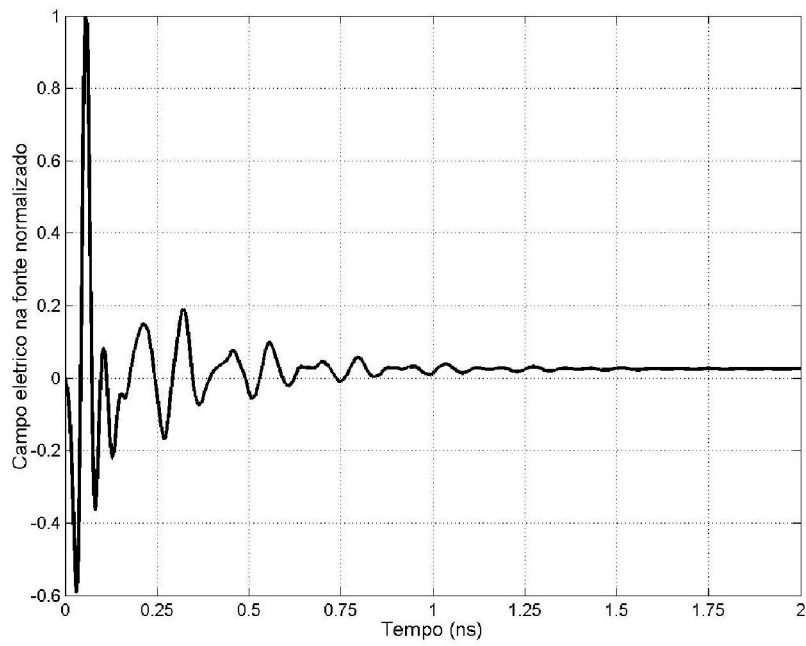


Figura 4.4- Campo elétrico na fonte em malha hexaédrica.

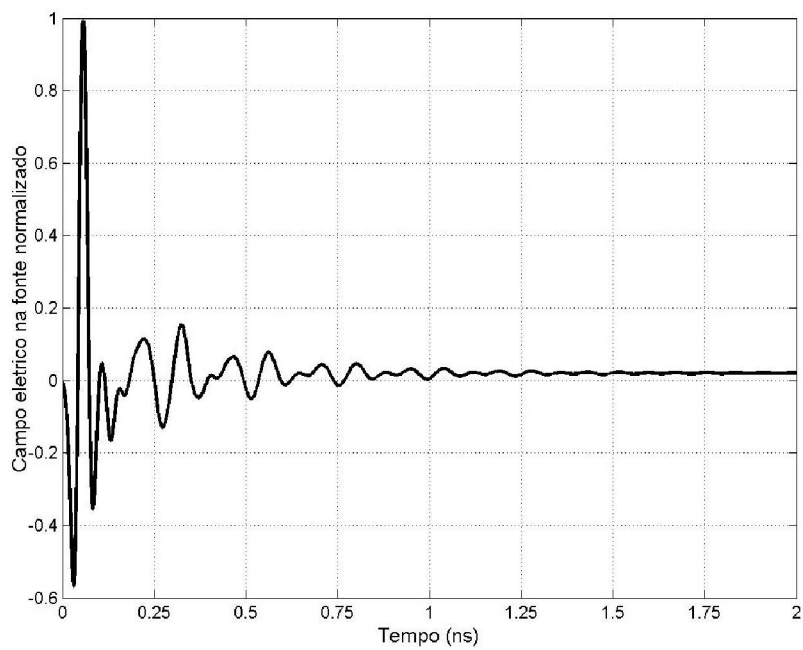


Figura 4.5- Campo elétrico na fonte em malha tetraédrica.

Para os dois métodos de discretização os gráficos de resistência e reatância são mostrados nas figuras 4.6 e 4.7, respectivamente e comparados com o resultado experimental extraído do artigo de Reineix e Jecko [2]. As curvas de resistência e de reatância são obtidas plotando-se a parte real e imaginária de  $Z$ , respectivamente, na equação (3.1).

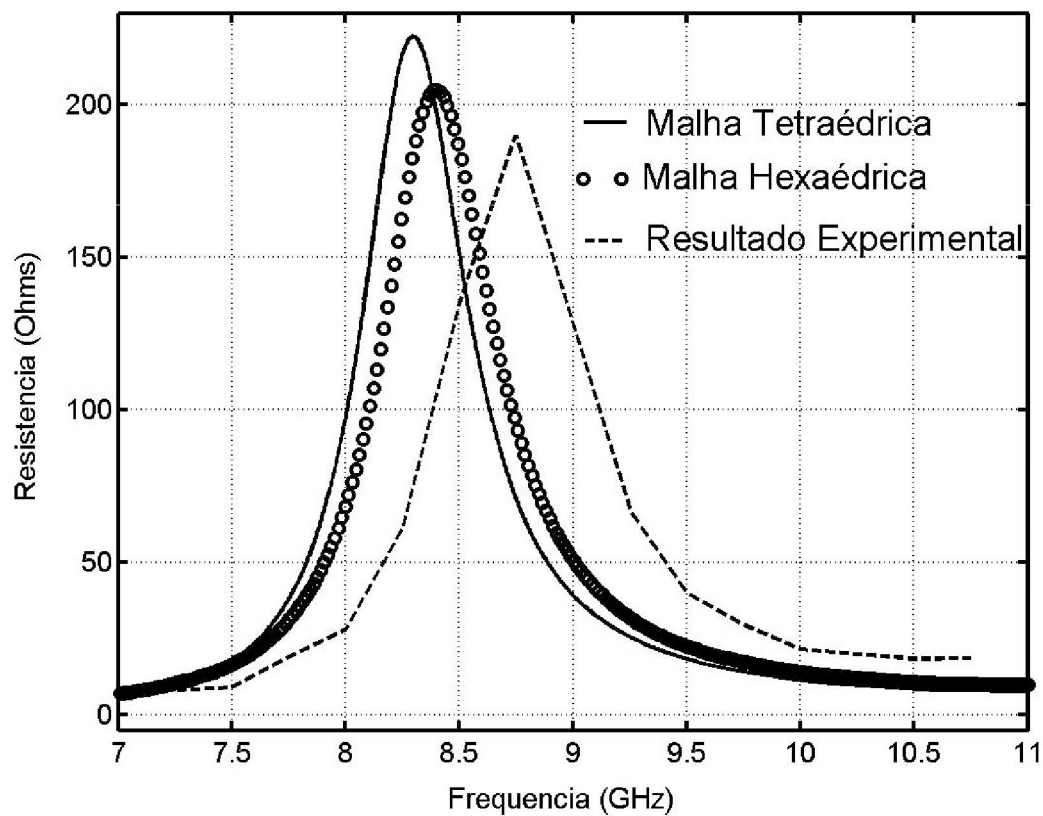


Figura 4.6- Resistência da antena de microfita quadrada.

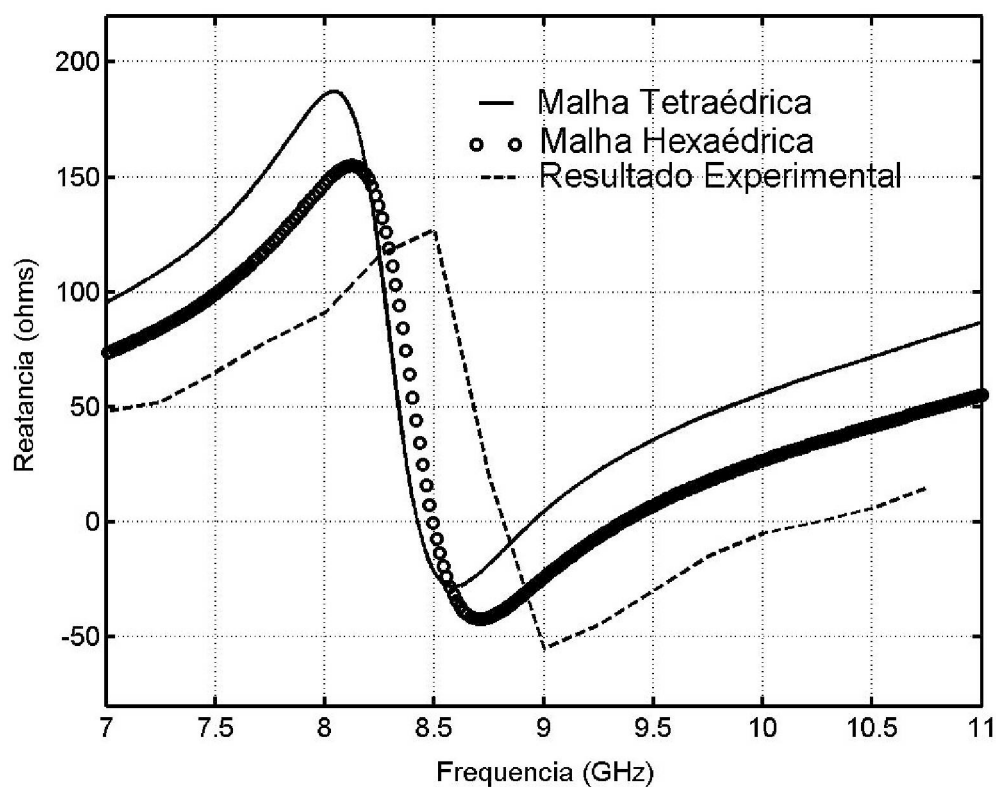


Figura 4.7- Reatância da antena de microfita quadrada.

Nas simulações o diâmetro do condutor interno do cabo coaxial foi considerado infinitesimal, entretanto surgirá um valor de  $L_f$  (indutância de alimentação) que depende da malha gerada próxima ao ponto de alimentação, pois esta malha causará um diâmetro efetivo para o condutor, originando a indutância  $L_f$ .

O diâmetro efetivo para o condutor de alimentação pode ser estimado pela seguinte expressão [19]:

$$d_{eff} \approx 0,27\Delta, \quad (4.3)$$

onde  $d_{eff}$  é o diâmetro efetivo do condutor de alimentação e  $\Delta$  é o comprimento médio da aresta gerada na região próxima ao ponto de alimentação.

Com isso, a maneira utilizada para se compensar a diferença nos diâmetros simulado e experimental foi subtraindo um valor de reatância indutiva de  $Z$ , esses valores de reatância corresponderão a um valor de indutância de ajuste.

O gráfico de perda de retorno em decibéis (dB) para os dois métodos de discretização é mostrado na figura 4.8. A linha cheia representa a malha tetraédrica, a pontilhada a malha hexaédrica e os círculos representam os valores obtidos experimentalmente.

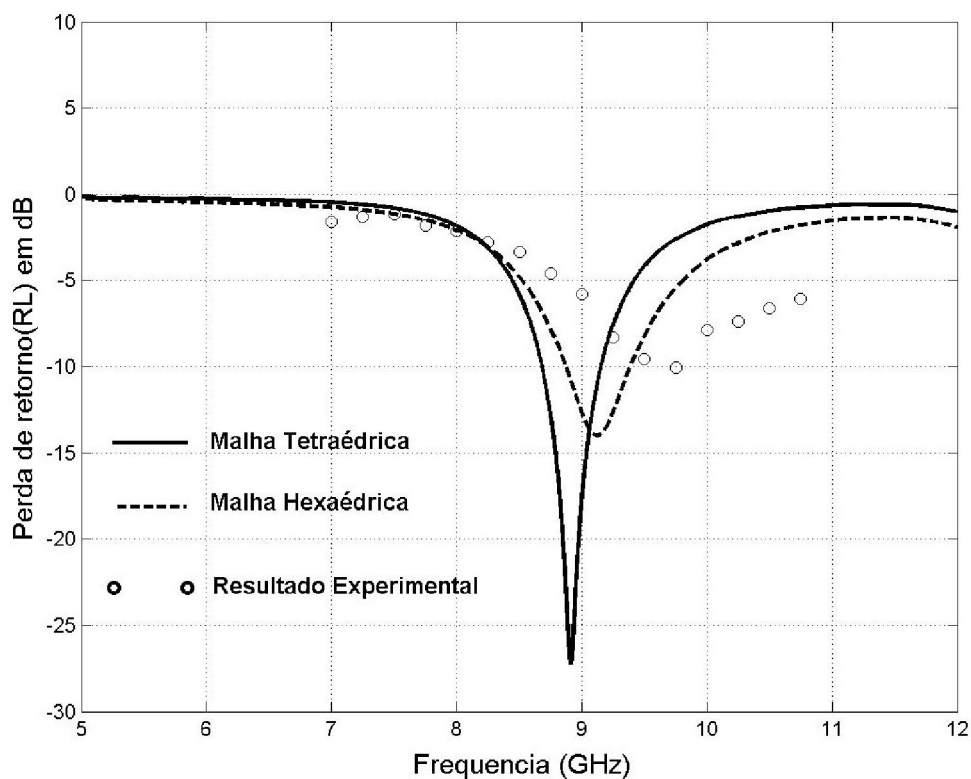


Figura 4.8- Perda de retorno da antena quadrada sem o ajuste da indutância de alimentação.

Para geração da curva da figura 4.9, foi feito um ajuste aproximado da indutância de alimentação, subtraindo um valor de 0,5 nH para a discretização tetraédrica e 0,25 nH no caso da discretização hexaédrica. Nessa figura linha cheia representa a malha tetraédrica, a pontilhada a malha hexaédrica e os círculos representam os valores obtidos experimentalmente.

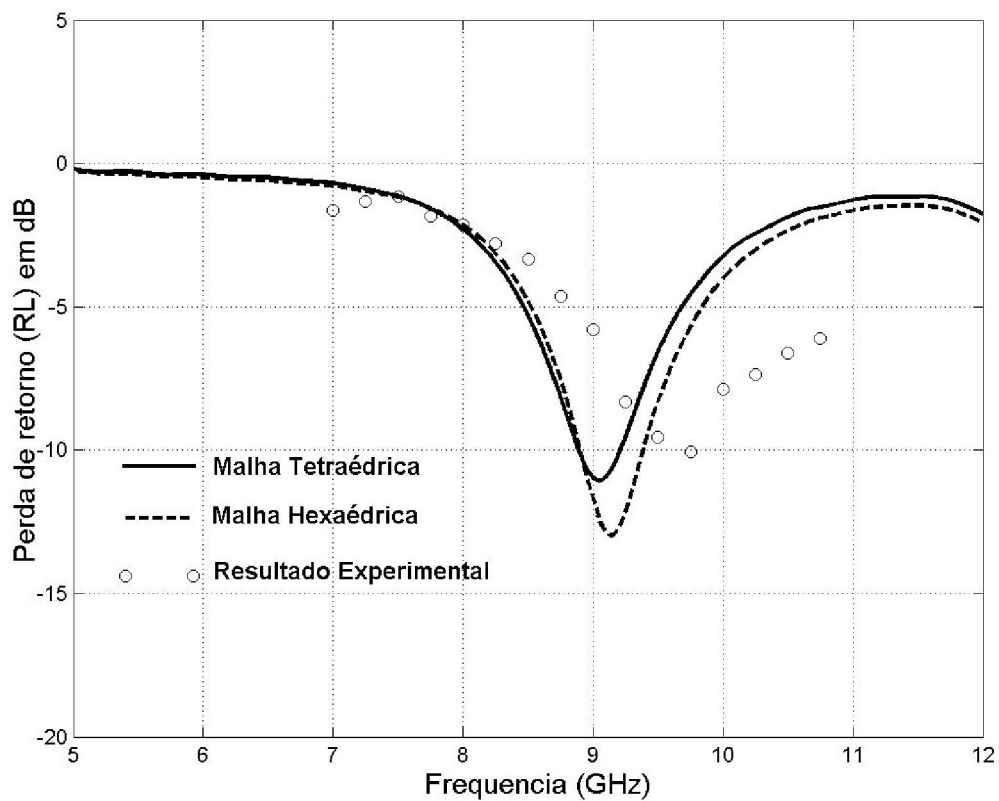


Figura 4.9- Perda de retorno da antena quadrada com o ajuste da indutância de alimentação.

Para uma melhor visualização e interpretação dos diagramas de radiação obtidos na simulação da antena de microfita quadrada, utilizaremos como auxílio as figuras 4.10 e 4.12, em que serão apresentados os planos no espaço em coordenadas cartesianas onde serão traçados os respectivos diagramas de radiação. A direção  $\theta=0^\circ$  está sobre o eixo z, em seu sentido positivo.

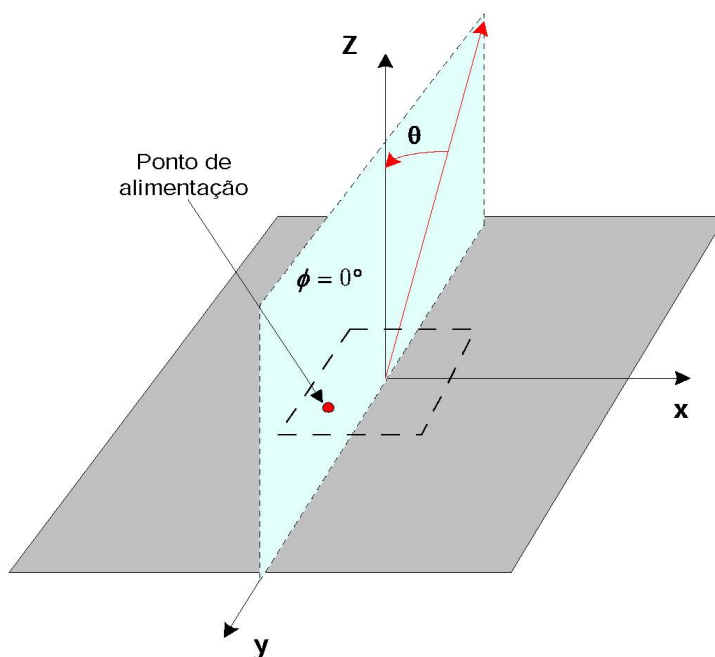


Figura 4.10- Plano  $\phi = 0^\circ$  para construção do diagrama de radiação da antena quadrada.

Na figura 4.11 é mostrado o diagrama de radiação da antena de microfita quadrada em função de  $\theta$ , para  $\phi = 0^\circ$ . As curvas geradas para discretização tetraédrica (—), hexaédrica (.....) e experimental (\*\*\*) são apresentadas. As três curvas praticamente coincidem.

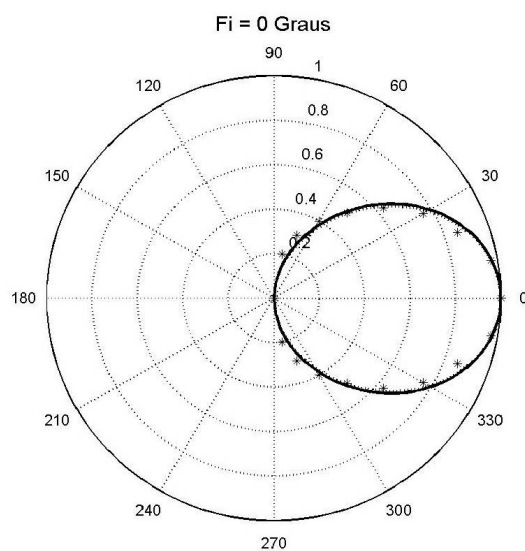


Figura 4.11- Diagrama de radiação da antena quadrada para  $\phi = 0^\circ$ .

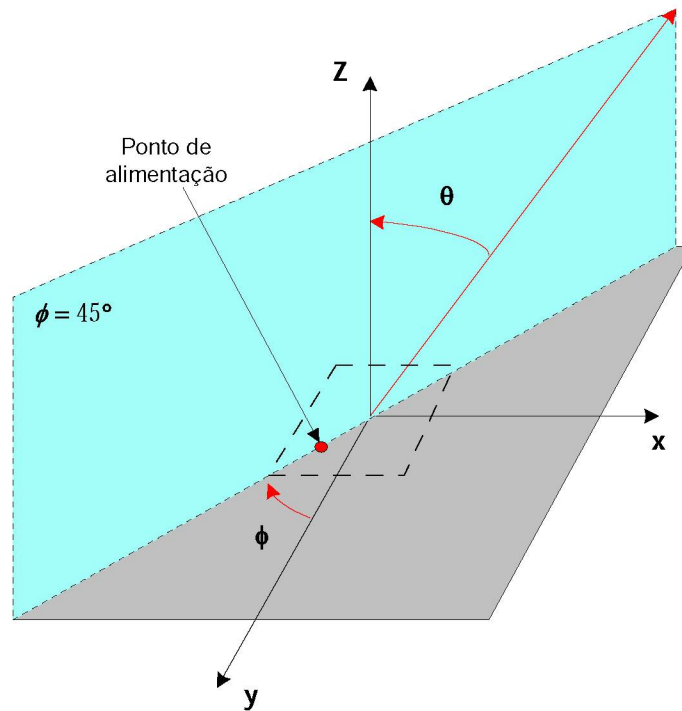


Figura 4.12- Plano  $\phi = 45^\circ$  para construção do diagrama de radiação da antena quadrada.

Na figura 4.13 é mostrado o diagrama de radiação da antena de microfita quadrada em função de  $\theta$ , para  $\phi = 45^\circ$ . As curvas geradas para discretização tetraédrica (—), hexaédrica (.....) e experimental (\*\*\*) são apresentadas. Neste caso, as três curvas também coincidem.

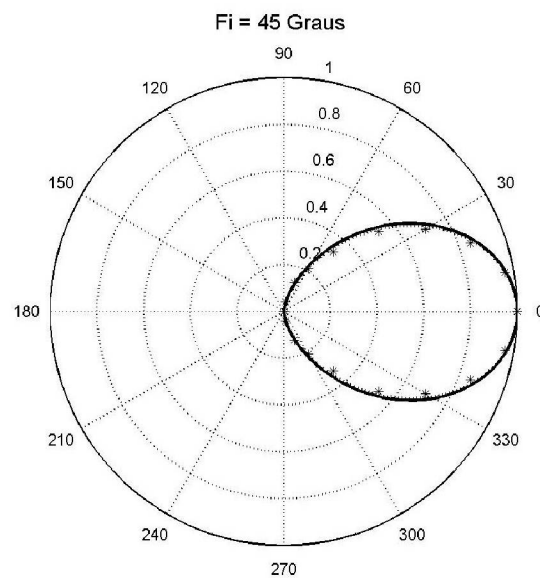


Figura 4.13- Diagrama de radiação da antena quadrada para  $\phi = 45^\circ$ .

## 4.6 ANÁLISE DOS RESULTADOS

### 4.6.1 Efeito da indutância de alimentação

Os argumentos para a obtenção do diâmetro estimado do condutor interno do cabo coaxial são extraídos do gráfico da figura 4.7, utilizando as equações (3.2) e (3.3), considerando o meio material como sendo o substrato dielétrico aplicado na estrutura. Para a obtenção do diâmetro efetivo aplica-se a equação (4.3), utilizando como tamanho da aresta o comprimento médio dos segmentos que compõem a fonte. Gera-se, então, a seguinte tabela:

TABELA 2-Efeito da indutância do condutor de alimentação na antena quadrada

Estrutura	Diâmetro estimado (mm)	Diâmetro efetivo (mm)
Simulação com discretização hexaédrica	0,41	0,11
Simulação com discretização tetraédrica	0,09	0,11
Resultado experimental	1,06	1,27*

\* para o caso experimental considerou-se o valor do diâmetro real.

A tabela 2 compara os diâmetros estimado e efetivo dos condutores de alimentação nos dois métodos de discretização com o resultado experimental [2].

A estrutura experimental apresentou um diâmetro estimado de 1,06mm, valor este bem próximo ao real de 1,27mm [2]. Entretanto, as outras estruturas apresentaram alguma diferença em relação ao experimental, mostrando a existência de uma grande dependência do diâmetro do condutor com a malha gerada.

A diferença nos diâmetros dos condutores acarreta valores diferentes de  $L_f$  e, conseqüentemente, valores de  $X_f$  diferentes, causando modificações nas curvas de resposta da impedância de entrada e perda de retorno.

### 4.6.2 Perda de retorno

As perdas de retorno nos dois métodos de discretização foram mostradas nas figuras 4.8 (sem correção de  $L_f$ ) e 4.9 (com correção de  $L_f$ ), fazendo a comparação com os valores experimentais [2]. A melhor aproximação entre as curvas aconteceu no gráfico da figura 4.9, onde foi realizada uma subtração da reatância indutiva do condutor coaxial, utilizando uma indutância de ajuste. Isso aconteceu porque, após a

subtração dos valores de indutância de ajuste, obteve-se uma correção aproximada nos valores dos diâmetros dos condutores internos do cabo coaxial em cada simulação.

#### 4.6.3 Análise do efeito de borda

Os efeitos do campo elétrico nas bordas da antena retangular foram analisados através da variável  $\Delta L$  estudada na seção 3.6. Os valores de  $\Delta L$  para os dois métodos de discretização foram comparados com os valores experimentais [2]. Para a obtenção dos valores de  $\Delta L$  foram utilizados como argumentos os valores da frequência de ressonância extraídos do gráfico da figura 4.6 e as dimensões da antena. Com isso, utilizamos as equações (3.6) e (3.7) para gerar a seguinte tabela:

TABELA 3 -Comparação do efeito de borda

Estrutura	$\Delta L$ (mm)
Simulação com discretização hexaédrica	1,2
Simulação com discretização tetraédrica	1,3
Estrutura experimental	1,0

Observando os resultados contidos na tabela 3, pode-se constatar que o efeito do campo elétrico nas bordas da antena resultou em valores semelhantes para as duas formas de discretização, entretanto apresentou uma diferença aproximada de 0,2 a 0,3mm da estrutura experimental. Essa diferença é muito pequena, haja vista que a antena é um quadrado de 10mm de lado, fazendo com que o erro seja em torno de 3% da dimensão da estrutura. Com isso, a tabela 3 traduz as diferenças encontradas no valor da frequência de ressonância em termos das dimensões da antena de microfitas.

#### 4.6.4 Diagramas de Radiação

Os diagramas de radiação visíveis nos gráficos das figuras 4.11 e 4.13 mostraram coerência entre os dois métodos de discretização e o resultado experimental [2]. Percebeu-se através dos resultados mostrados nos gráficos que os diagramas de radiação foram pouco sensíveis às mudanças no método de discretização, isto é, os resultados foram satisfatórios tanto em malha tetraédrica

como em malha hexaédrica. Ainda, os resultados mostram que as aproximações utilizadas para o cálculo do diagrama de radiação são perfeitamente aceitáveis.

#### 4.6.5 Comparação dos recursos computacionais gastos nas simulações

Como foi citado no início da seção 4.5, para as simulações realizadas neste trabalho foram necessários computadores com grande poder de processamento. Quantizou-se, então, esse processamento através da tabela que se segue:

TABELA 4- Comparação dos métodos de discretização para uma antena de microfita quadrada.

Parâmetro	Hexaédrica	Tetraédrica	Experimental
Frequência de ressonância	8,4 GHz	8,3 GHz	8,75GHz
Resistência de entrada da antena	205 $\Omega$	220 $\Omega$	190 $\Omega$
Células primárias geradas	46464	76875	_____
Arestas primárias geradas	147600	94349	_____
Memória utilizada	200 Mb	96 Mb	_____
Tempo de processamento	3 horas	21 minutos	_____

A partir da tabela 4, pode-se observar que apesar de atingir resultados coerentes e próximos ao valor experimental [2], uma discretização hexaédrica utiliza muito mais os recursos da CPU e possui um tempo de simulação bastante superior, apesar de gerar um menor número de células na discretização. Isso pode ser explicado pelo fato de que na discretização hexaédrica são geradas um número bem maior de arestas do que na tetraédrica e, além disso, utilizou-se células muito pequenas nas bordas do elemento radiador.

## CAPÍTULO 5

### Resultados

#### 5 RESULTADOS PARA A ANTENA DE MICROFITA CIRCULAR

##### 5.1 MONTAGEM DA ESTRUTURA

A fim de comparar os resultados obtidos foi utilizado como referência o artigo de M. Zweeki *et al* [1], onde foi utilizada uma antena de microfita circular com 10mm de raio. Neste dispositivo, o substrato dielétrico que separa a antena do plano terra possui uma constante dielétrica igual a 2,55 e uma espessura de 1,524mm, conforme pode ser observado na figura 5.1.

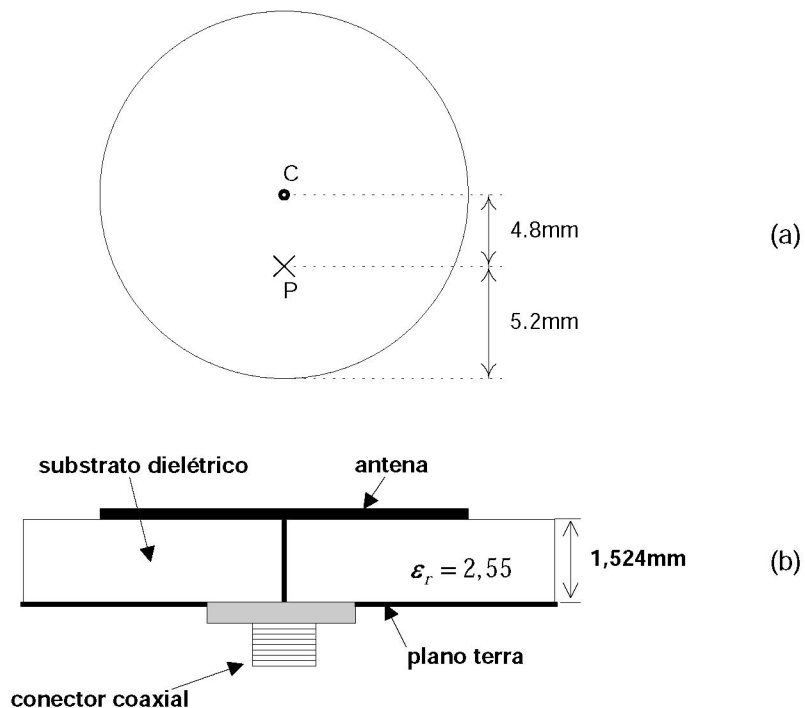


Figura 5.1- (a) Ponto de alimentação (P) da antena de microfita circular. (b) Conexão do cabo coaxial.

## 5.2 ALIMENTAÇÃO

A alimentação da antena de microfita circular é feita de maneira praticamente idêntica a antena retangular (ver seção 4.2). Com isso, utilizaremos  $f_{\max} = 10\text{GHz}$  para a obtenção do pulso gaussiano, tal qual o da figura 4.2.

A única alteração feita na alimentação da antena circular foi no valor da resistência linear do segmento de reta que liga a antena ao plano terra. Nesta modelagem utilizaremos uma resistência linear igual a  $50\Omega$  para aquele segmento, pois esse valor de resistência gerou um rápido decaimento para zero da tensão na fonte.

## 5.3 ESPAÇO COMPUTACIONAL

Para o modelamento do espaço computacional utilizamos uma camada de ar com altura igual a 40mm, partindo-se da superfície da antena até o limite superior do referido espaço, e uma distância lateral das bordas da antena ao limite lateral do espaço computacional de 20mm, obtendo-se um volume total de  $30 \times 60 \times 41,524\text{mm}^3$ . A metodologia utilizada para a obtenção dessas dimensões é idêntica à aplicada a antena de microfita quadrada vista na seção 4.3. A região compreendida entre a antena de microfita e o plano terra foi preenchida por um substrato dielétrico de espessura igual a 1,524mm.

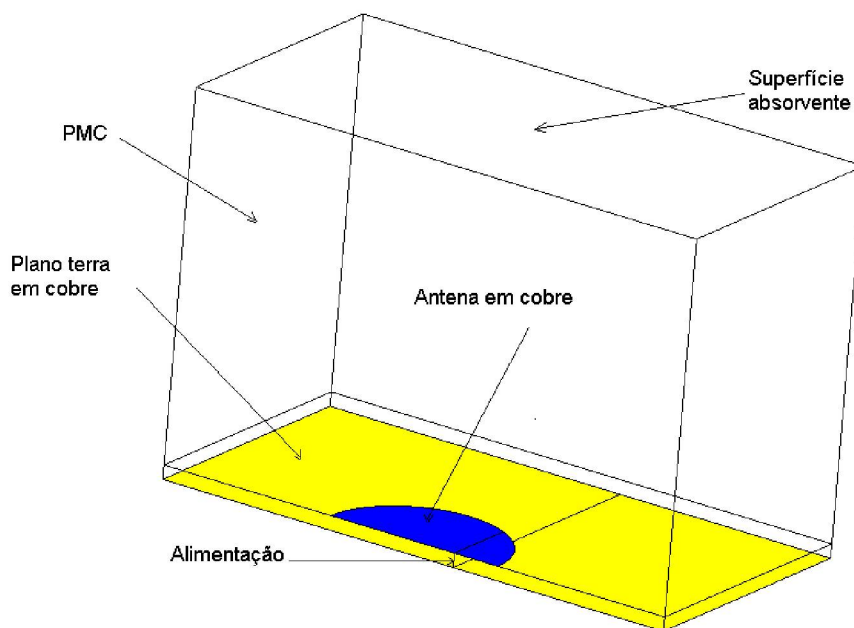


Figura 5.2- Modelo computacional da estrutura da antena de microfita circular

Aproveitando-se da simetria da estrutura, pode-se dividir o espaço computacional em duas partes idênticas, conforme a figura 5.2, reduzindo-se, assim, o tempo de processamento gasto na simulação. O plano de simetria é constituído de PMC (*perfect magnetic conductor*) e as demais superfícies externas do espaço computacional são constituídas por materiais absorventes, conforme mostrado na figura 5.2. A antena e o plano terra são constituídos de cobre com resistência superficial de  $10^{-3} \Omega$ .

Na discretização da estrutura da antena circular utilizou-se a malha tetraédrica, onde foi adotado o valor de  $L_{MED}$  igual a 1,6mm, conforme equação (2.43). A fonte foi discretizada em 5 segmentos, para isso aplicou-se  $L_{MED} = 0,30\text{mm}$  em sua estrutura. O passo é  $\Delta t = 3,385 \cdot 10^{-4} \text{ ns}$ , conforme equação (2.45) e a duração da fonte é  $T=0,1 \text{ ns}$ , conforme equação (4.2), respeitando-se, assim, os limites de dispersão e estabilidade numérica do método vistos na subseção 2.3.1.

#### 5.4 CARACTERÍSTICAS DOS MATERIAIS UTILIZADOS

Os materiais utilizados na simulação da antena de microfita circular têm suas principais características conforme a tabela abaixo:

TABELA 5- Materiais utilizados na antena circular

Material	Característica	Valor
Ar	$\epsilon_r$ (constante dielétrica)	1,0
Substrato dielétrico	$\epsilon_r$ (constante dielétrica)	2,55
Cobre da antena	$R_s$ (resistência superficial)	1,0 m $\Omega$
Resistor da fonte	$R_l$ (resistência linear)	111,548 $\Omega/\text{mm}$
PMC	$R_s$ (resistência superficial)	$10^{10} \Omega$

## 5.5 RESULTADOS

No gráfico da figura 5.3 é mostrada a forma de onda do campo elétrico na fonte que alimenta a antena de microfita circular.

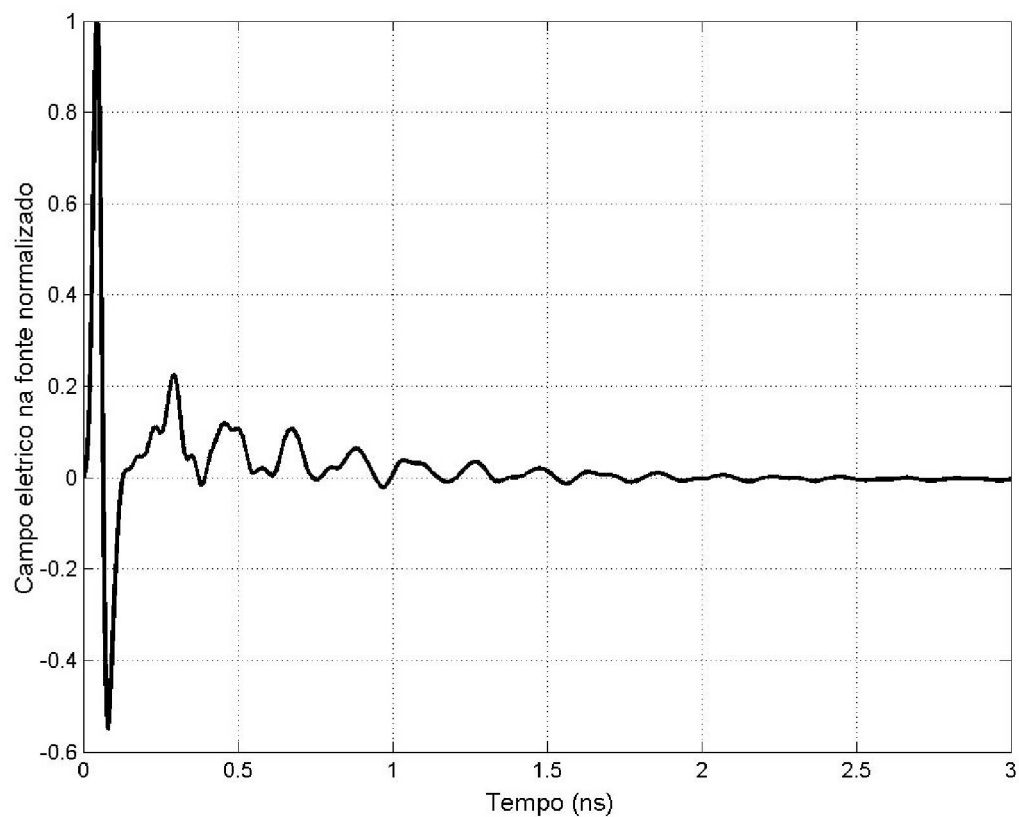


Figura 5.3- Campo elétrico na fonte da antena circular.

A figura 5.4 mostra a resistência e a reatância da antena de microfita circular em função de sua frequência. As curvas de resistência e de reatância são obtidas plotando-se a parte real e imaginária de  $Z$ , respectivamente, a partir da equação (3.1).

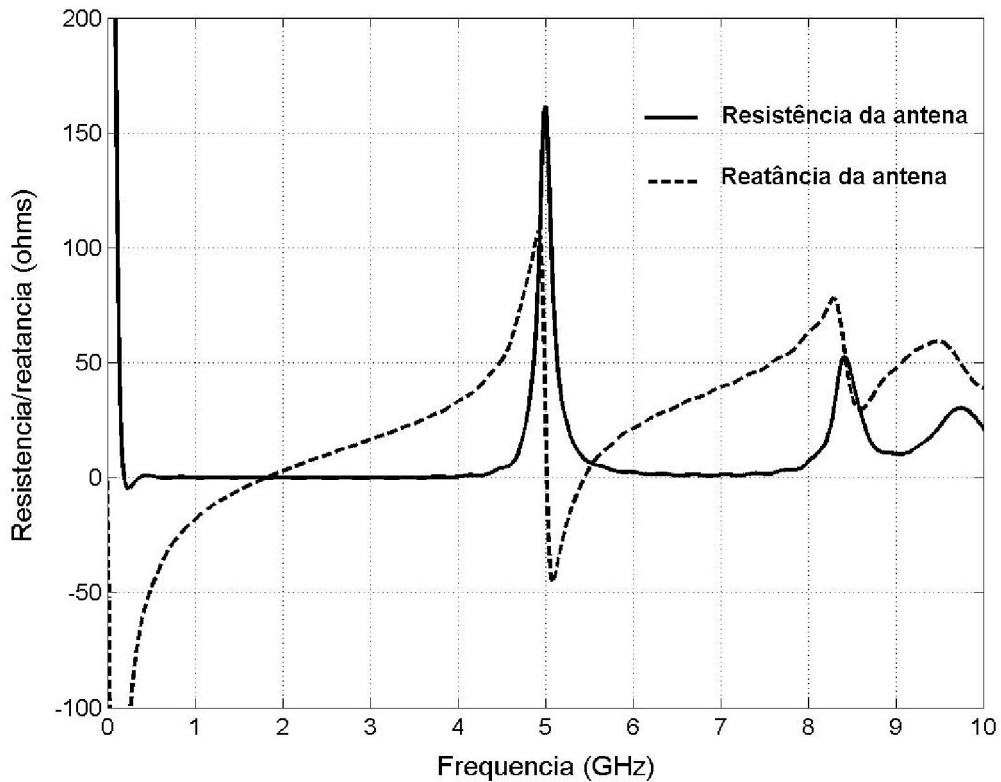


Figura 5.4- Resistência e reatância na antena de microfita circular.

A figura 5.5 mostra, para uma antena de microfita circular, a perda de retorno em decibéis (dB) em função da frequência sem o ajuste da indutância gerada pelo condutor de alimentação. O ajuste de  $L_f$  será feito da mesma forma utilizada na antena de microfita quadrada. A linha contínua representa a resposta simulada e os círculos representam o resultado experimental obtido do artigo de M. Zweeki [1].

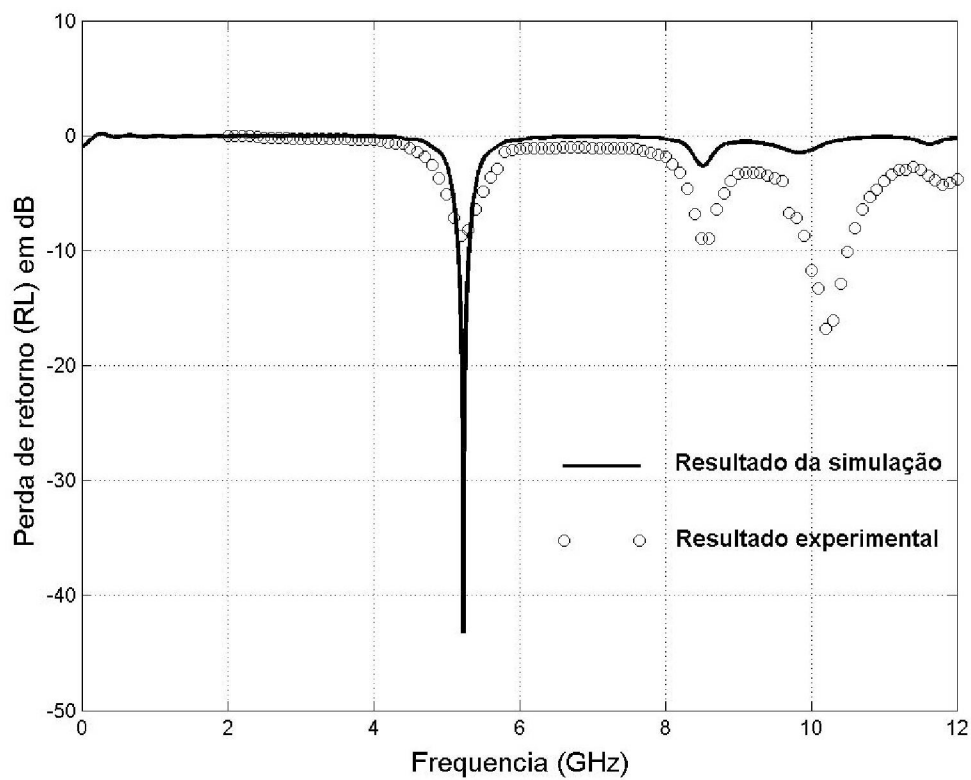


Figura 5.5- Perda de retorno da antena circular sem o ajuste da indutância de alimentação.

A figura 5.6 mostra a perda de retorno em decibéis (dB) em função da frequência com o ajuste da indutância gerada pelo condutor de alimentação. Para geração da curva da figura 5.6, foi feito um ajuste na indutância de alimentação no valor de 1,2 nH, o que melhorou os resultados em relação aos valores experimentais [1].

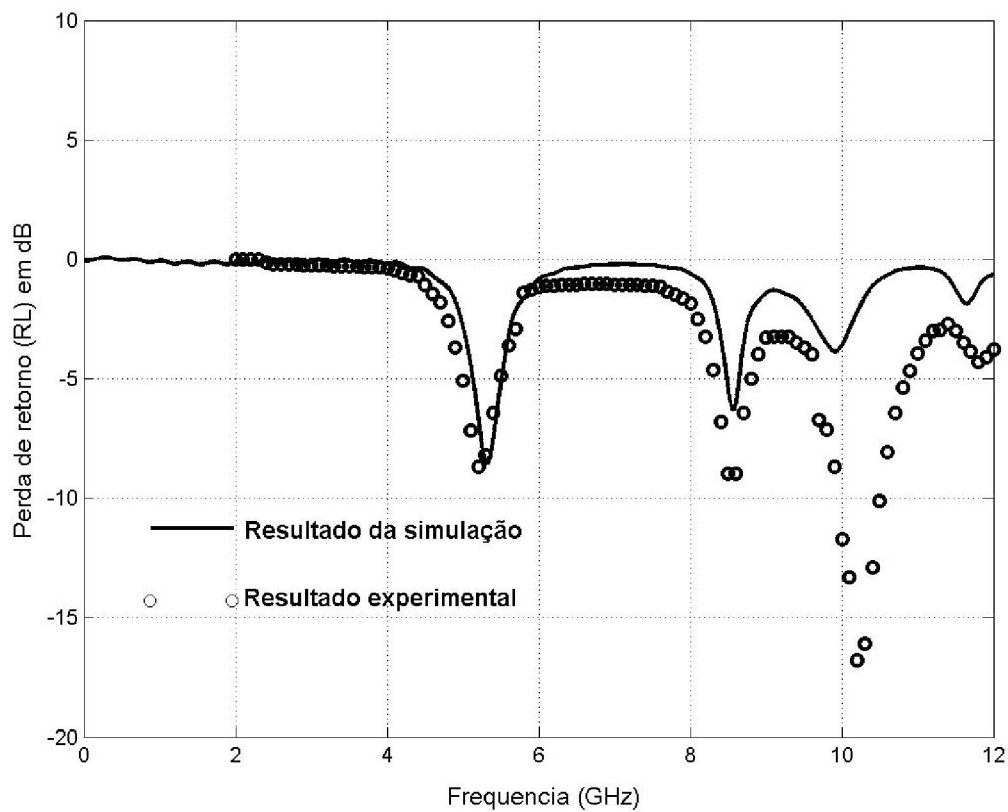


Figura 5.6- Perda de retorno da antena circular com o ajuste da indutância de alimentação.

Para uma melhor visualização e interpretação do diagrama de radiação obtidos na simulação da antena de microfita quadrada, utilizaremos como auxílio a figura 5.7, onde é apresentado o plano no espaço em coordenadas cartesianas onde será traçado o diagrama de radiação. A direção  $\theta=0^\circ$  está sobre o eixo z, em seu sentido positivo.

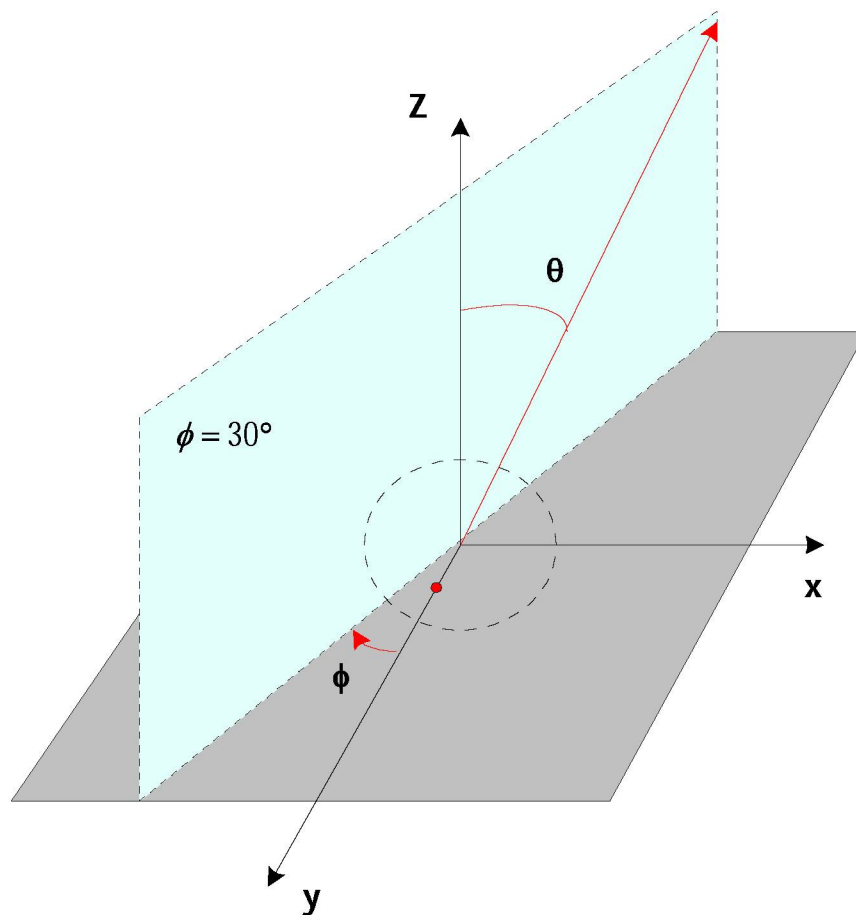


Figura 5.7- Plano  $\phi = 30^\circ$  para construção do diagrama de radiação da antena circular.

Na figura 5.8 é mostrado o diagrama de radiação da antena circular em função de  $\theta$ , para  $\phi = 30^\circ$ . A linha cheia representa o diagrama da antena discretizada em malha tetraédrica; a linha pontilhada representa o diagrama de radiação obtido experimentalmente [1]. A diferença existente entre as duas curvas próximo a  $\theta = 180^\circ$ , deve-se ao fato do experimento ter plano terra finito.

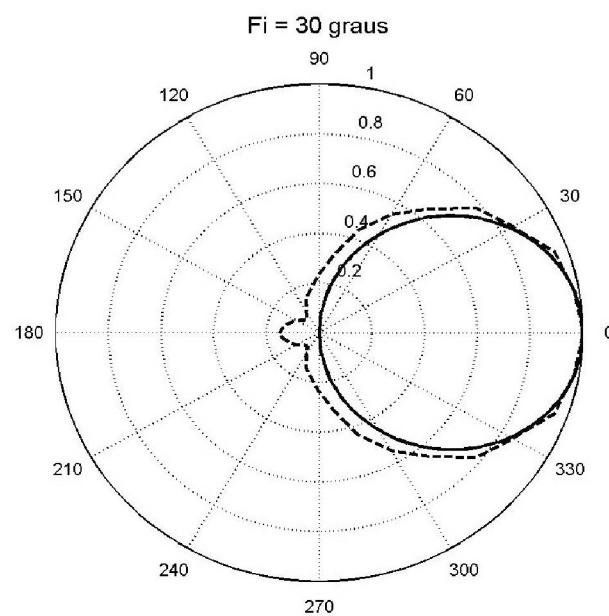


Figura 5.8- Diagrama de radiação da antena circular para  $\phi = 30^\circ$ .

## 5.6 ANÁLISE DOS RESULTADOS

### 5.6.1 Efeito da indutância de alimentação

Os argumentos utilizados para o cálculo do diâmetro estimado do condutor coaxial na simulação são extraídos do gráfico da figura 5.4, aplicando as equações (3.2) e (3.3). Para o cálculo do diâmetro efetivo na simulação foi aplicada a equação (4.3).

Tabela 6- Efeito da indutância do condutor de alimentação na antena circular

Estrutura	Diâmetro estimado (mm)	Diâmetro efetivo (mm)
Simulação	0,35	0,08
Resultado experimental	—	0,41*

\* Para o caso experimental considerou-se o valor do diâmetro real.

Observou-se que o diâmetro estimado para o condutor central do cabo coaxial na simulação correspondeu a um valor próximo ao que foi utilizado na estrutura experimental [1]. Entretanto, houve uma diferença em relação ao diâmetro efetivo, o que motivou o ajuste da indutância nessa estrutura e evidenciou a dependência entre o valor do diâmetro e a malha gerada.

### 5.6.2 Perda de retorno

As perdas de retorno foram mostradas nas figuras 5.5 (sem o ajuste de  $L_f$ ) e 5.6 (com o ajuste de  $L_f$ ), fazendo a comparação com os valores experimentais [1]. A melhor aproximação entre as curvas aconteceu no gráfico da figura 5.6, onde foi realizada uma subtração da reatância indutiva do condutor coaxial, conforme visto na seção 5.6.2. Observa-se na figura 5.3, que o valor de tensão gerada na fonte decai para zero rapidamente devido à resistência linear de  $50\Omega$  inserida na modelagem da alimentação.

### 5.6.3 Análise do efeito de borda

O efeito do campo elétrico na borda da antena circular foi analisado através da variável  $r_{eff}$  estudada na seção 3.6. Para a obtenção do valor de  $r_{eff}$  foram utilizados como argumentos os valores de  $h$ ,  $r$  e  $\epsilon_r$ , aplicados na equação (3.8). Com isso obteve-se o valor de  $r_{eff} = 10,8$  mm, obtendo-se, assim um  $\Delta r$ , aproximado, de 0,8mm. Percebe-se que a variação do raio foi muito pequena em relação à dimensão

da antena circular, fazendo com que o valor da frequência de operação da antena não variasse muito em relação ao experimental.

#### 5.6.4 Diagrama de radiação

O diagrama de radiação simulado para uma antena de microfita circular é mostrado no gráfico da figura 5.8, onde é comparado com a diagrama obtido experimentalmente. No caso da antena de microfita circular percebe-se que as curvas se ajustam em praticamente todos os pontos de seu traçado, porém, próxima à região de  $\theta = 180^\circ$ , as curvas apresentam algumas diferenças em seu traçado devido ao fato de o plano terra ser finito para o caso experimental e infinito na simulação computacional.

## CAPÍTULO 6

### *Conclusões e Trabalhos futuros*

#### **6 CONCLUSÃO**

Duas maneiras de discretização foram vistas neste trabalho, sendo que a discretização em malha hexaédrica mostrou melhores resultados para estruturas retangulares, porém exigindo muito mais recursos da CPU. Uma nova maneira de discretização, a tetraédrica, foi introduzida para ser aplicada a estruturas de formato não retangular. A efetividade desse tipo de discretização foi comprovada através de sua aplicação a uma estrutura retangular, fazendo a comparação de resultados com outro método de discretização já conhecido e com resultados experimentais. Posteriormente, já constatada sua efetividade, a discretização em malha tetraédrica foi aplicada a uma estrutura circular.

A escolha da maneira de discretização vai depender da precisão desejada e dos computadores disponíveis para a realização processamento da simulação. Uma má escolha pode ocasionar em horas de processamento e até mesmo, na impossibilidade de realização da simulação com um resultado confiável.

Observou-se também que, para a simples construção de diagramas de radiação, a maneira de discretização escolhida pouco influenciará no resultado. Isso foi observado quando se analisou a antena de microfita quadrada.

Analisando-se a antena de microfita quadrada, pode-se observar pequenas discrepâncias nos resultados quando comparados aos valores experimentais. Isso se deve ao fato de que o efeito de campo elétrico nas bordas da antena e do diâmetro do condutor central do cabo coaxial influenciarem no resultado, alterando sua impedância de entrada e frequência de ressonância.

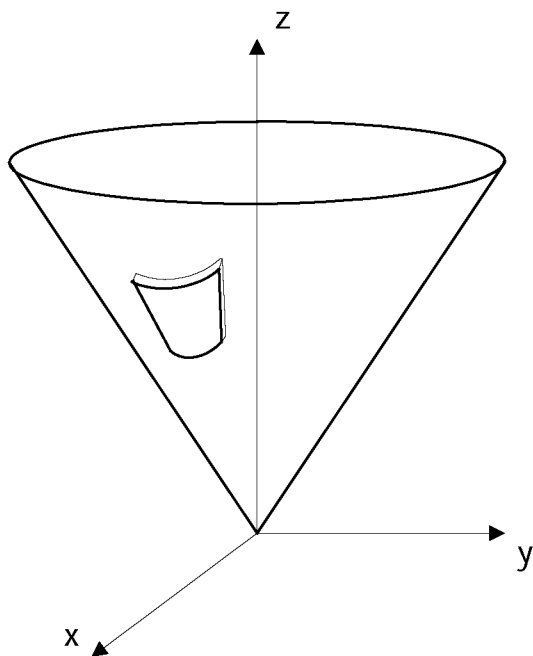
A antena circular, ao ser discretizada em malha tetraédrica, mostrou bons resultados, tendo em vista que sua geometria favorece a aplicação desse método de discretização. Entretanto, apesar dos resultados obtidos terem sido melhores do que os obtidos na antena quadrada, foram, da mesma forma, influenciados pelo efeito de borda e pela indutância de alimentação.

Utilizando-se o método FDTD com as duas formas de discretização, pode-se, ainda, simular computacionalmente o comportamento elétrico de uma antena de microfita antes de implementá-la fisicamente. Entretanto, para que essa simulação forneça resultados confiáveis, far-se-á necessário um modelamento especial, utilizando o método FDTD [19], para a fonte que alimentará a antena de microfita.

Com isso, foi mostrado neste trabalho que o método FDTD com discretização da estrutura em malha tetraédrica é perfeitamente viável para a análise de parâmetros de antenas de microfita com formato retangular ou circular, principalmente para este último, onde a geometria da estrutura se adapta bem às células geradas pela discretização.

## 6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como trabalho futuro, sugere-se o estudo de antenas conformais [14], tendo em vista a grande importância de aloarmos antenas de microfita sobre superfícies não planas, como por exemplo, o teto de um automóvel ou partes frontais de aeronaves.



**Figura 6.1- Antena de microfita sobre superfície cônica.**

Para se estudar esse modelo de estrutura far-se-á necessária a mudança do sistema de coordenadas utilizadas neste trabalho. Recomenda-se o método de discretização através de uma malha tetraédrica, tendo em vista a forma curva da estrutura.

## ANEXO I

### Algoritmo utilizado para o cálculo da impedância de entrada da antena de microfita retangular

```

load minhavar;
%resistencia da fonte (ohms)
R=200;
L=1.57/4;
%calculo do V
V=(Ez(:,1)-Ez(N,1)+Ez(:,2)-Ez(N,2)+Ez(:,3)-Ez(N,3)+Ez(:,4)-Ez(N,4))*L;
%soma as tres colunas de Ez

%calculo de I
I=pulse(1:N,dt,T)';

%fft de I
fftl=(fft(I,2^20));
%fft do V
fftV=(fft(V,2^20));

%calculo Za
Za=((fftV.*R)./(fftl.*R-fftV));

df=(1/dt)/2^20; %passo da freq
f=[0:2^20-1]*df; %range da freq

%figure(1);
%plot(f,abs(fftV))
%axis([0 50 0 70])

figure(3);
plot(f,real(Za),'r',f,imag(Za),'b')

```

```
axis([0 15 -100 220])
```

```
grid on
```

```
%figure(4);
```

```
%plot(f,imag(Za))
```

```
%axis([0 30 -30 30])
```

```
%grid on
```

```
%Resultados experimentais Paper Jecko [2]
```

```
Fj=[7 7.25 7.5 7.75 8 8.25 8.5 8.75 9 9.25 9.5 9.75 10 10.25 10.5 10.75];
```

```
Rj=[9 8 9 19 28 61 134 190 128 67 40 29.5 21.5 20 18.5 18.6];
```

```
Xj=[48 52 65 79 91 116 127 20 -55 -45 -30 -15 -5 0 6 15];
```

```
%Comparacao com os resultados experimentais
```

```
figure(5)
```

```
plot(f,real(Za),'r',Fj,Rj,'b+')
```

```
axis([7 12 -10 220])
```

```
grid on
```

```
figure(6)
```

```
plot(f,imag(Za),'r',Fj,Xj,'b+')
```

```
axis([7 12 -100 220])
```

```
grid on
```

## ANEXO II

### Algoritmo utilizado para o cálculo da impedância de entrada da antena de microfita circular

```

plot(ft,real(Zac)/2,'r',ft,imag(Zac)/2,'b')
axis([0 12 -100 250]) clear all;
close all;
load varIE;
%resistencia da fonte (ohms)
R=50;
L=1.524/5;
%calculo do V
V=(Ez(:,1)-Ez(N,1)+Ez(:,2)-Ez(N,2)+Ez(:,3)-Ez(N,3)+Ez(:,4)-Ez(N,4)+Ez(:,5)-
Ez(N,5))*L; %soma as tres colunas de Ez
%calculo de I
I=pulse(1:N,dt,T)';
%fft de I
fftI=(fft(I,2^20));
%fft do V
fftV=(fft(V,2^20));
df=(1/dt)/2^20; %passo da freq
ft=[0:2^20-1]*df; %range da freq
%calculo Za
Za=((fftV.*R)./(fftI.*R-fftV));
%calculo de Za corrigido
Zac=((fftV.*R)./(fftI.*R-fftV))-j*2*pi*ft*(1.3);
%figure(1);
%plot(f,abs(fftV))
%axis([0 50 0 70])
Zf=50; % imp da fonte de medicao
fg=[2:0.1:12];% freq extraida do graf do paper - experimental

```

```

%Loss em dB do graf do paper – experimental [1]
Ldbmed=[0 0 0 0 -0.15 -0.20 -0.21 -0.22 -0.23 -0.24 -0.25 -0.26 -0.27 -0.28 -
0.29 -0.30 -0.31 -0.32 -0.33 -0.34 -0.36 -0.44 -0.56 -0.65 -0.72 -1.08 -1.44 -1.81 -2.60
-3.70 -5.10 -7.16 -8.70 -8.20 -6.45 -4.86 -3.60 -2.90 -1.40 -1.28 -1.15 -1.13 -1.10 -
1.08 -1.07 -1.07 -1.05 -1.05 -1.04 -1.04 -1.06 -1.06 -1.06 -1.08 -1.10 -1.12 -1.15 -1.35
-1.50 -1.65 -1.85 -2.52 -3.25 -4.65 -6.80 -8.98 -8.95 -6.45 -5.00 -3.98 -3.30 -3.25 -
3.23 -3.22 -3.50 -3.70 -3.96 -6.72 -7.12 -8.70 -11.72 -13.30 -16.80 -16.08 -12.88 -
10.10 -8.06 -6.44 -5.38 -4.68 -3.95 -3.40 -3.00 -2.95 -2.70 -3.00 -3.50 -3.84 -4.32 -
4.10 -3.78];

% Loss calculado na simulacao
LdB=20*log10(abs((Za-Zf)/(Za+Zf)));
%valor corrigido
LdBc=20*log10(abs((Zac-Zf)/(Zac+Zf)));
figure(3);
grid on
figure(4);
plot(fg,Ldbmed,ft,LdB,'r');
axis([0 12 -50 10])
grid on
figure(5);
plot(fg,Ldbmed,ft,LdBc,'r');
axis([0 12 -50 10])
grid on

```

### ANEXO III

#### Algoritmo utilizado para o cálculo do diagrama de radiação da antena de microfita retangular

```

% BLOCO DO CALCULO HEXAEDRICO

clc
close all
%load s2d;carrega a matriz dos nos dos elementos da malha
%load P;carrega a matriz das coordenadas dos nos do projeto
load mvarh;
[n,c]=size(s2d);%n=numero de linhas de s2d(duracao sim/passo)
Sir=zeros(n,1);%matriz das areas dos retangulos
Crx=zeros(n,1);%matriz das coordenadas(x) dos centros dos elementos da
malha
Cry=zeros(n,1);%matriz das coordenadas(y) dos centros dos elementos da
malha
teta=[-pi/2:pi/180:pi/2];%faz a variacao de teta de 0 a 90 graus em rad
[m,l]=size(teta);
%N=fix(TT/dt);
input('Frequencia de ressonancia Hexaedrica(em GHz): ');
fo=fo*10^9;
input('Angulo Fi em graus: ');
Fi=Fi*pi/180;
w=2*pi*fo;
k=w*(muo*epo)^(1/2);

%altura do dieletrico
h=1.57;

for(i=1:n)
    %obtem da matriz s2d o numero do no correspondente de cada elemento da
    %malha
    ni1=s2d(i,1);
    ni2=s2d(i,2);
    ni3=s2d(i,3);
    ni4=s2d(i,4);

    %obtem da matriz P as coordenadas(x,y,z) do no correspondente de cada
    elemento da
    %malha e joga na variavel Pn1

    Pni1=P(ni1,:);
    Pni2=P(ni2,:);
    Pni3=P(ni3,:);

```

```

Pni4=P(ni4,:);

%obtem as coordenadas x,y apenas, de cada no e lanca na matrix Mi
xi1=Pni1(1,1);
yi1=Pni1(1,2);
xi2=Pni2(1,1);
yi2=Pni2(1,2);
xi3=Pni3(1,1);
yi3=Pni3(1,2);
xi4=Pni4(1,1);
yi4=Pni4(1,2);

Mi=[xi1 yi1 1;xi2 yi2 1;xi3 yi3 1];

%calculo da area do retangulo

Sir(i,1)=abs(det(Mi));

%calculo das coordenadas xi/yi do centros dos retang da malha

Crx(i,1)=[(xi1+xi2+xi3+xi4)/4];
Cry(i,1)=[(yi1+yi2+yi3+yi4)/4];

end

%criar matriz auxiliar para obtencao de Sir, Cx, Cy completos
mat_aux=ones(1,l);

Sircomp=Sir*mat_aux;
Crxcomp=Crx*mat_aux;
Crycomp=Cry*mat_aux;

%criar matriz auxiliar para obtencao de teta completo

mat_aux2=ones(n,1);

tetacomp=mat_aux2*teta;

%calculo DFT de Ex e Ey
%e=exp(-j*2*pi*fo*[1:N]*dt);
Exfo=Ex;
Eyfo=Ey;

%criar matriz de Exi e Eyi

Exi=Exfo'*mat_aux;

Eyi=Eyfo'*mat_aux;

```

```

% Fator de Array para considerar efeito do plano terra

AF=2*j*sin(k*h.*cos(tetacomp));

%Calculo Eteta e Efi

Eteta=AF.*Sircomp.*(Exi*cos(Fi).*cos(tetacomp)+Eyi*sin(Fi).*cos(tetacomp)).*e
xp(j*k*sin(tetacomp).*(Crxcomp*cos(Fi)+Crycomp*sin(Fi)));

EFi=AF.*Sircomp.*(-
Exi*sin(Fi)+Eyi*cos(Fi)).*exp(j*k*sin(tetacomp).*(Crxcomp*cos(Fi)+Crycomp*sin(Fi)));

%somatorio de Eteta e EFi

Eteta=abs(sum(Eteta));
EFi=abs(sum(EFi));

%Definindo o Plano E
PLE=sqrt(Eteta.^2+EFi.^2);

%Definindo o Plano H
%PLH=sqrt(Eteta.^2+EFi.^2);

%Normalizando Eteta e EFi

%EtetaN=Eteta/max(Eteta);
%EFiN=EFi/max(Eteta);

% BLOCO DO CALCULO TETRAEDRICO

clc
clear all;
close all
%load s2d;carrega a matriz dos nos dos elementos da malha
%load P;carrega a matriz das coordenadas dos nos do projeto
load mvar;
[n,c]=size(s2d);%n=numero de linhas de s2d(duracao sim/passo)
Sir=zeros(n,1);%matriz das areas dos retangulos
Crx=zeros(n,1);%matriz das coordenadas(x) dos centros dos elementos da
malha
Cry=zeros(n,1);%matriz das coordenadas(y) dos centros dos elementos da
malha
teta=[-pi/2:pi/180:pi/2];%faz a variacao de teta de 0 a 90 graus em rad

```

```

[m,l]=size(teta);
%N=fix(TT/dt);
input('Frequencia de ressonancia do GID Tetraedrica(em GHz): ');
fo=fo*10^9;
input('Angulo Fi em graus: ');
Fi=Fi*pi/180;
w=2*pi*fo;
k=w*(muo*epo)^(1/2);
%altura do dieletrico
h=1.57e-3;

for(i=1:n)
    %obtem da matriz s2d o numero do no correspondente de cada elemento da
    %malha
    ni1=s2d(i,1);
    ni2=s2d(i,2);
    ni3=s2d(i,3);
    %ni4=s2d(i,4);

    %obtem da matriz P as coordenadas(x,y,z) do no correspondente de cada
    elemento da
    %malha e joga na variavel Pn1

    Pni1=P(ni1,:);
    Pni2=P(ni2,:);
    Pni3=P(ni3,:);
    %Pni4=P(ni4,:);

    %obtem as coordenadas x,y apenas, de cada no e lanca na matrix Mi
    xi1=Pni1(1,1);
    yi1=Pni1(1,2);
    xi2=Pni2(1,1);
    yi2=Pni2(1,2);
    xi3=Pni3(1,1);
    yi3=Pni3(1,2);
    %xi4=Pni4(1,1);
    %yi4=Pni4(1,2);

    Mi=[xi1 yi1 1;xi2 yi2 1;xi3 yi3 1];

    %calculo da area do triangulo

    Sir(i,1)=abs(det(Mi))/2;

    %calculo das coordenadas xi/yi do centros dos retang da malha

    Crx(i,1)=[(xi1+xi2+xi3)/4];

```

```

    Cry(i,1)=[(yi1+yi2+yi3)/4];

end

%criar matriz auxiliar para obtencao de Sir, Cx, Cy completos
mat_aux=ones(1,l);

Sircomp=Sir*mat_aux;
Crxcomp=Crx*mat_aux;
Crycomp=Cry*mat_aux;

%criar matriz auxiliar para obtencao de teta completo

mat_aux2=ones(n,1);

tetacomp=mat_aux2*teta;

%calculo DFT de Ex e Ey
%e=exp(-j*2*pi*fo*[1:N]*dt);
Exfo=Ex;
Eyfo=Ey;

%criar matriz de Exi e Eyi

Exi=Exfo*mat_aux;

Eyi=Eyfo*mat_aux;

% Fator de Array para considerar efeito do plano terra

AF=2*j*sin(k*h.*cos(tetacomp));

%Calculo Eteta e Efi

Eteta=AF.*Sircomp.*(Exi*cos(Fi).*cos(tetacomp)+Eyi*sin(Fi).*cos(tetacomp)).*e
xp(j*k*sin(tetacomp).*(Crxcomp*cos(Fi)+Crycomp*sin(Fi)));

EFi=AF.*Sircomp.*(-
Exi*sin(Fi)+Eyi*cos(Fi)).*exp(j*k*sin(tetacomp).*(Crxcomp*cos(Fi)+Crycomp*sin(Fi)));

%somatorio de Eteta e EFi

Eteta=abs(sum(Eteta));
EFi=abs(sum(EFi));

```

```
%Definindo o Plano E  
PLEt=sqrt(Eteta.^2+EFi.^2);  
  
%Definindo o Plano H  
%PLHt=sqrt(Eteta.^2+EFi.^2);  
  
%Normalizando Eteta e EFi  
  
%EtetaN=Eteta/max(Eteta);  
%EFiN=EFi/max(Eteta);  
  
%Normalizando PLE e PLH  
  
PLNt0=PLEt/max(PLEt);  
  
%PLHnt0=PLHt/max(PLEt);
```

## ANEXO IV

### Algoritmo utilizado no cálculo do diagrama de radiação da antena de microfita circular

```

clc
clear all
close all
%load s2d;carrega a matriz dos nos dos elementos da malha
%load P;carrega a matriz das coordenadas dos nos do projeto
load varDR;
[n,c]=size(s2d);%n=numero de linhas de s2d(duracao sim/passo)
Sir=zeros(n,1);%matriz das areas dos retangulos
Crx=zeros(n,1);%matriz das coordenadas(x) dos centros dos elementos da
malha
Cry=zeros(n,1);%matriz das coordenadas(y) dos centros dos elementos da
malha
%teta=[-pi/2:pi/180:pi/2];%faz a variacao de teta de 0 a 90 graus em rad
teta=[-pi/2:pi/180:pi/2];
[m,l]=size(teta);
fo=input('Frequencia de ressonancia (em GHz): ');
fo=fo*10^9;
Fi=input('Angulo Fi em graus: ');
Fi=Fi*pi/180;
w=2*pi*fo;
k=w*(muo*epo)^(1/2);
%altura do dieletrico
h=1.524;

for(i=1:n)
%obtem da matriz s2d o numero do no correspondente de cada elemento da
%malha
ni1=s2d(i,1);
ni2=s2d(i,2);
ni3=s2d(i,3);
%ni4=s2d(i,4);

%obtem da matriz P as coordenadas(x,y,z) do no correspondente de cada
elemento da
%malha e joga na variavel Pn1

Pni1=P(ni1,:);
Pni2=P(ni2,:);
Pni3=P(ni3,:);
%Pni4=P(ni4,:);

```

```

%obtem as coordenadas x,y apenas, de cada no e lanca na matrix Mi
xi1=Pni1(1,1);
yi1=Pni1(1,2);
xi2=Pni2(1,1);
yi2=Pni2(1,2);
xi3=Pni3(1,1);
yi3=Pni3(1,2);
%xi4=Pni4(1,1);
%yi4=Pni4(1,2);

Mi=[xi1 yi1 1;xi2 yi2 1;xi3 yi3 1];

%calculo da area do triangulo

Sir(i,1)=abs(det(Mi))/2;

%calculo das coordenadas xi/yi do centros dos retang da malha

Crx(i,1)=(xi1+xi2+xi3)/4;
Cry(i,1)=(yi1+yi2+yi3)/4;

end

%criar matriz auxiliar para obtencao de Sir, Cx, Cy completos
mat_aux=ones(1,l);

Sircomp=Sir*mat_aux;
Crxcomp=Crx*mat_aux;
Crycomp=Cry*mat_aux;

%criar matriz auxiliar para obtencao de teta completo

mat_aux2=ones(n,1);

tetacomp=mat_aux2*teta;

%calculo DFT de Ex e Ey
%e=exp(-j*2*pi*fo*[1:N]*dt);
Exfo=Ex;
Eyfo=Ey;

%criar matriz de Exi e Eyi

Exi=Exfo*mat_aux;

Eyi=Eyfo*mat_aux;

% Fator de Array para considerar efeito do plano terra

```

```

AF=2*j*sin(k*h.*cos(tetacomp));

%Calculo Eteta e Efi

Eteta=AF.*Sircomp.*(Exi*cos(Fi).*cos(tetacomp)+Eyi*sin(Fi).*cos(tetacomp)).*exp(j*k*sin(tetacomp).*(Crxcomp*cos(Fi)+Crycomp*sin(Fi)));

EFi=AF.*Sircomp.*(-Exi*sin(Fi)+Eyi*cos(Fi)).*exp(j*k*sin(tetacomp).*(Crxcomp*cos(Fi)+Crycomp*sin(Fi)));

%somatorio de Eteta e EFi

Eteta=sum(Eteta);
EFi=sum(EFi);

%Definindo o Plano E
PLEt=sqrt(Eteta.^2+EFi.^2);

%Definindo o Plano H
PLHt=sqrt(Eteta.^2+EFi.^2);

%Normalizando Eteta e EFi

%EtetaN=Eteta/max(Eteta);
%EFiN=EFi/max(Eteta);

%Normalizando PLE e PLH

PLENt=PLEt/max(PLEt);
PLHNt=PLHt/max(PLEt);

```

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M.ZWEKI, R.A.; ABD-ALHAMEED, M.A.; MANGOUD, P.S.: **Broadband Analysis of Finite Microstrip Patch Antenna Structure using FDTD**. 11<sup>th</sup> International Conference on Antennas and Propagat., UMIST, Manchester,U.K., pp.17-20, April 2001.
- [2] REINEIX, A.; JECKO,B.: **Analysis of Microstrip Patch Antennas Using Finite Difference Time Domain Method**. IEEE Trans. on Antennas and Propagat., vol.37,nº 11, pp. 1361-1369, November 1989.
- [3] G. A. DESCHAMPS: **Microstrip Microwave Antennas**, 3<sup>rd</sup> USAF Symp. On Antennas, 1953.
- [4] J. Q. HOWELL: **Microstrip Antennas**, in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. Soc., Williamsburg, VA, pp. 177-180, 1972.
- [5] C. A. BALANIS, **Antenna Theory: Analysis and Design**, Second edition. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [6] C. A. BALANIS, **Advanced Engineering Electromagnetics**, Second edition. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1989.
- [7] H. GUTTON E G. BAISSINOT, **Flat Aerial Ultra High Frequency**, French Patent nº 703113, 1955.
- [8] R. E. MUNSON, **Single Slot Cavity Antennas Assembly**, U.S. Patent nº 3713162, Jan. 23, 1973.
- [9] H. D. WEINSHEL, **Progress Report on Development of Microstrip Cylindrical Arrays for Sounding Rockets**, Phisic and Sci. Lab., New Mexico State Univ., Las Cruces, 1973.
- [10] YEE, K. S.: **Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media**. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 14, pp. 302-307, May 1966.
- [11] WILSON A. ARTUZI JR.: **Finite Element Time Domain Method Using Piecewise Constants Basis Functions**. SBMO/IEEE – International Microwave and Optoelectronics Conference, vol.2, pp. 1029-1032, Foz do Iguaçu, 2003.
- [12] A. TAFLOVE, **Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time-Domain Method**, Artech House, Boston, 1995.
- [13] LUÍS CLÁUDIO ESTEVES, **Antenas: Teoria Básica e Aplicações**, São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1980.

[14] ] W. Y. TAM; A. K. Y. LAI; K. M. LUK.: **Input Impedance of Spherical Microstrip Antenna.** IEE Proc.- Microw. Antenas e Propag., vol.142,n° 3, pp. 285-288, June 1995.

[15] P. MYTHILI; A. DAS.: **Simple Approach to Determine Resonant Frequencies of Microstrip Antennas.** IEE Proc.- Microw. Antenas e Propag., vol.145,n° 2, pp. 159-162, April 1998.

[16] K. F. WARNICK; R. H. SELFRIDGE; D. V. ARNOLD.: **Teaching Electromagnetic Field Theory Using Differential Forms.** IEEE Trans. on Education, vol. 40, pp. 53-68, February 1997.

[17] KARL S. KUNZ; RAYMOND J. LUEBBERS, **The Finite Difference Time Domain Method for Eletromagnetics**, New York: CRC Press LLC, 1993.

[18] A. A. KISHK; LOTFOLLAH SHAFAI.: **The effect of various parameters of circular microstrip antennas on their radiation efficiency and the mode excitation.** IEEE Trans. on Antennas and Propagat., vol.34, n° 8, pp. 969-976, August 1989.

[19] SO-ICHI WATANABE; M. TAKI.: **An Improved FDTD Model for the Feeding Gap of Thin-Wire Antenna.** IEEE Microw. and Guided Wave Letters, vol. 8, n° 4, April 1998.