

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Escola de Engenharia

**MODELAGEM E ANÁLISE DE UMA CÉLULA GTEM UTILIZANDO O
MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS**

MÁRIO GONÇALVES DE FREITAS NETO

**BELO HORIZONTE
2012**

MÁRIO GONÇALVES DE FREITAS NETO

**MODELAGEM E ANÁLISE DE UMA CÉLULA GTEM UTILIZANDO O
MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS**

Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre no Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da UFMG.

Área de Concentração: Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Prof. Dr. Elson José da Silva.

**BELO HORIZONTE
2012**

MÁRIO GONÇALVES DE FREITAS NETO

**MODELAGEM E ANÁLISE DE UMA CÉLULA GTEM UTILIZANDO O
MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS**

Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre no Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da UFMG.

Área de Concentração: Eletromagnetismo Aplicado. Orientador: Prof. Dr. Elson José da Silva.

Data da apresentação, 09 de julho de 2012

Dedico esse trabalho aos meus pais, Freitas e Cida que sempre estiveram comigo e sempre estarão presentes no meu dia a dia.

Resumo

A célula Gigahertz Transverso Eletromagnético (GTEM) é um equipamento de teste onde dispositivos eletrônicos são submetidos a campos eletromagnéticos, como se fossem iluminados por ondas planas no espaço livre. Dessa maneira, as células GTEM é utilizada na realização de testes de compatibilidade ou interferência eletromagnética (EMC/EMI), seguindo a norma IEC 61000-4-20. Seu formato coaxial retangular assimétrico, junto com a entrada do campo e a terminação da célula, fixa uma impedância característica de 50Ω em todo sistema. Um dos objetivos na construção da célula GTEM, é a criação de uma região de campo uniforme, com variação máxima de 6 dB, onde o equipamento em teste é posicionado.

O presente trabalho tem como foco, investigar o desempenho de uma célula GTEM vazia e carregada através de simulações computacionais utilizando o método dos elementos finitos (FEM). Como resultados foram apresentados, a uniformidade do campo elétrico através das suas componentes, para a célula vazia, bem como a perturbação da onda eletromagnética, quando inserida na célula um objeto dielétrico. A validação da GTEM carregada foi feita comparando os resultados da simulação com a teoria de Mie para uma esfera no espaço livre.

Abstract

The Gigahertz Transversal Electromagnetic Mode (GTEM) cell provides an environment where electronic equipment is illuminated by electromagnetic fields associated to plane waves in the free space. Hence, the GTEM cell is used in electromagnetic compatibility and/or interference testing (EMC/EMI), following the IEC 61000-4-20 directives. Due to the asymmetric rectangular coaxial shape, the input design and the cell termination the characteristic impedance of the system is 50Ω along the structure. The main objective of the GTEM is to obtain a uniform field area, with the maximum variation of 6 dB, where the equipment under test must be positioned.

The goal of this dissertation is to investigate the performance of a GTEM cell with and without load using the Finite Elements Method (FEM). In the empty cell the numerical results allow to define the test region where the electric field is uniform. When the cell is loaded with a dielectric sphere the scattered field is validated with the Mie theory.

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por ser o dono disso tudo. Novamente agradeço aos meus Pais pelo amor e atenção que eles me proporcionam, a Tia Cidinha e também minha vó, pelo carinho e apoio sincero que me fez acreditar em tudo nessa vida. Em especial, à minha irmã e ao meu cunhado, Paula e Leandro, pela amizade fortalecida que estabelecemos; e também a toda minha família incluindo amigos próximos que estão em busca de um só lugar: a felicidade e a paz.

Agradeço aos Professores e alunos do GOPAG/UFMG pelo carinho, receptividade, compreensão, e acima de tudo criatividade o qual pude aprender bastante. Em especial agradeço ao Orientador Professor Dr. Elson da Silva pelas discussões positivas que tivemos ao longo do curso, e também por ter acreditado no meu trabalho nos últimos tempos.

Agradeço aos Professores Renato Mesquita e Rodney Saldanha por compartilhar e viver esse momento especial da minha vida. Agradeço ao amigo Adriano pela sua simpatia e por ter tido uma participação direta no trabalho, apresentando soluções concretas e eficientes na utilização do malhador. Ao amigo Diogo Batista, pela extraordinária paciência e força de vontade, onde puder estar aprendendo bastante, e ao companheiro Dalmyr Jr. pelo prazer de reencontra-lo nessa jornada.

Agradeço também a CAPES pelo financiamento da bolsa de Mestrado e às funcionárias da secretaria do curso, pelo carinho e eficiência em todo o momento.

“Concede-me, Senhor, a serenidade necessária para aceitar as coisas que não posso modificar, coragem para modificar as que eu posso e sabedoria para distinguir uma das outras.” (Karl Paul Reinhold Niebuhr)

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Abreviaturas e Siglas

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Objetivo	17
1.2	Motivação	17
1.3	Estrutura do Trabalho	18
1.4	Revisão Bibliográfica	18
2	A CÉLULA GIGAHERTZ TRANSVERSO ELETROMAGNÉTICO	22
2.1	Teoria da Célula GTEM	22
2.2	Representações Analíticas	25
2.3	Impedância Característica	28
2.4	Modos de Alta Ordem	32
2.5	O Ápex	35
2.6	Terminações Híbridas	36
2.6.1	Absorvedores de Onda Eletromagnética	37
2.6.2	Rede de Resistores	42
3	SIMULAÇÃO DA CÉLULA GTEM	44
3.1	Método de Elementos Finitos	45
3.2	Geometria Modelada	47
3.3	Resultados da Simulação	49
3.3.1	Medição do Campo Uniforme	52
3.3.2	Simulação da Célula GTEM Carregada	55
3.3.2.1	Teoria de Mie	55
3.3.2.2	Resultados para a Célula Carregada	57
4	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	60
	Referências Bibliográficas	62
	Apêndice A	66

Lista de Figuras

- Figura 1.1 – Célula GTEM com a porta lateral aberta mostrando os absorvedores
- Figura 1.2 – Limites de uma Célula GTEM
- Figura 1.3 – Sistema OATS
- Figura 1.4 – Célula Crawford também conhecida por célula TEM
- Figura 1.5 – Modos superiores da célula Crawford
- Figura 2.1 – Partes da célula GTEM
- Figura 2.2 – Abertura dos condutores. (a) Visão lateral. (b) Visão superior
- Figura 2.3 – Campo uniforme abaixo do septo na área de teste
- Figura 2.4 – Magnitude do campo elétrico em função da altura do septo
- Figura 2.5 – Campo elétrico (E_x , E_y) normalizado.
- Figura 2.6 – Campo elétrico no plano da seção transversal
- Figura 2.7 – Seção transversal da célula GTEM. Linha de prova 1 (horizontal)
- Figura 2.8 – Impedância característica com relação aos condutores internos e externos. (a) Altura do septo. (b) Largura do septo
- Figura 2.9 – Cavidade ressonante
- Figura 2.10 – Frequência para modos ressonantes TE/TM₁₁₁
- Figura 2.11 – Modo ressonante TM₁₁₁ para células comerciais com diferentes tamanhos
- Figura 2.12 – Ápex com contutor central estreitado
- Figura 2.13 – Conector tipo N
- Figura 2.14 – Absorvedores de microondas. (a) Plano tipo Jauman. (b) Simetria piramidal
- Figura 2.15 – Múltiplas reflexões nos absorvedores
- Figura 2.16 – Absorvedor piramidal com base homogênea
- Figura 2.17 – Absorvedores truncados
- Figura 2.18 – Conexão de resistores no final da GTEM
- Figura 2.19 – Detalhe da terminação resistiva em uma das extremidades do condutor interno
- Figura 3.1 – Célula GTEM malhada e modelada no software Mesher
- Figura 3.2 – Entrada do campo elétrico
- Figura 3.3 – Localização do EUT simulado

Figura 3.4 – Impedância característica no interior da GTEM

Figura 3.5 – Impedância intrínseca no interior da GTEM

Figura 3.6 – Decaimento do campo no interior da célula GTEM. (a) Intensidade do campo elétrico. (b) Logaritmo neperiano do campo

Figura 3.7 – Campo elétrico simulado e analítico na linha de prova

Figura 3.8 – Pontos para medição da intensidade do campo uniforme

Figura 3.9 – Resultado da uniformidade do campo elétrico em relação a $E_y(\min)$. (a) Variação do E_y na grid. (b) Componentes E_x e E_z em relação a E_y

Figura 3.10 – Campo iluminando uma esfera

Figura 3.11 – Campo elétrico interno na esfera. (a) Raio da esfera próximo do comprimento de onda. (b) Raio da esfera maior que o comprimento de onda.

Figura 3.12 – Campo elétrico interno da esfera. (a) Frequência 300 MHz. (b) Frequência 500 MHz. (c) Frequência 700 MHz

Figura A1 – Teste de susceptância

Figura A2 – Teste de campo radiado pelo equipamento

Lista de Abreviaturas

CEM	Compatibilidade Eletromagnética
CISPR	<i>Comité Européen de Normalisation Electrotechnique</i>
EUT	<i>Equipment Under Test</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain Method</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FSS	<i>Frequency-seletive surfaces</i>
GTEM	Gigahertz Transversal Eletromagnético
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
MARE	Materiais Absorvedores de Radiação Eletromagnética
MSC	<i>Mode Stirred Chamber</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
OATS	<i>Open Area Test Sites</i>
Q	Fator de qualidade da câmara
RF	Rádio-frequência
TDR	<i>Time-Domain Reflectometer</i>
TEM	Transversal Eletromagnético
TLM	<i>Transmission Line Model</i>
RFID	<i>Identificação por rádio Frequência</i>

Lista Siglas

C	capacitância
c_0	velocidade da luz no vácuo
E_x, E_y, E_z	campo elétrico
e_0	campo elétrico normalizado
f	frequência
f_r	frequência ressonante
f_c	frequência de corte
f_e	frequência de relaxação
g	gap do septo
$g_{(s)}$	fator de enchimento
h	altura do septo
H	intensidade do campo magnético
I	corrente
J_0	função de Bessel de primeira ordem
k_0	número de onda
K	constante
L	indutância
m, n	constante dos modos
P_{in}	potência de entrada
w	largura do septo
V	tensão
Z_c	impedância característica
Z_η	impedância do espaço livre ou impedância de onda
x, y, z	coordenadas cartesianas

$\Phi(x,y)$	distribuição de potencial
Δ_{in}	intervalo inicial do comprimento da célula GTEM
β	constante de fase
γ	constante de propagação
$\epsilon' (\epsilon_r')$	parte real da permissividade (relativa)
$\epsilon'' (\epsilon_r'')$	parte imaginária da permissividade (relativa)
ϵ_0	permissividade do espaço livre
ϵ_s	permissividade estática
ϵ_∞	permissividade ótica
φ	angulo azimute
λ	comprimento de onda
$\mu' (\mu_r')$	parte real da permeabilidade (relativa)
$\mu'' (\mu_r'')$	parte imaginária da permeabilidade (relativa)
μ_0	permeabilidade do espaço livre
θ	ângulo de elevação
ρ	densidade de carga
σ	condutividade
τ	tempo de relaxação

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

A célula GTEM, é um tipo de linha de transmissão expandida, em formato de cunha, para simulação da onda eletromagnética propagando no espaço livre, Figura 1.1. Os testes são feitos em ambientes blindados e sua estrutura pode chegar a ultrapassar nove metros de comprimento. A idéia é a formação de campo uniforme em uma região abaixo do condutor interno. A faixa de frequência de operação vai de 30 MHz até 20 GHz, dependendo das dimensões da célula e do projeto de atenuação da onda no final da célula. Atualmente, a célula GTEM vem ganhando popularidade por ser um equipamento customizado da câmara anecóica.



Figura 1.1 – Célula GTEM com a porta lateral aberta mostrando os absorvedores.

A onda no interior da estrutura propaga com as características de uma onda esféricas. Isso porque a célula GTEM é uma parcela do campo irradiado por uma carga pontual, ver Figura 1.2. Onde o ângulo φ é a abertura sobre eixo horizontal, os ângulos $\theta_{1,2}$ são as aberturas sobre o eixo vertical e o ângulo θ_0 determina a altura do condutor interno até a base da célula.

A estrutura fechada confina a onda eletromagnética em seu interior de maneira que não ocorre radiação para o exterior, assim como a radiação externa não influencia nas medições dentro da célula. Ao final da célula, toda a energia da onda eletromagnética é atenuada em um conjunto de absorvedores de ondas e resistores.

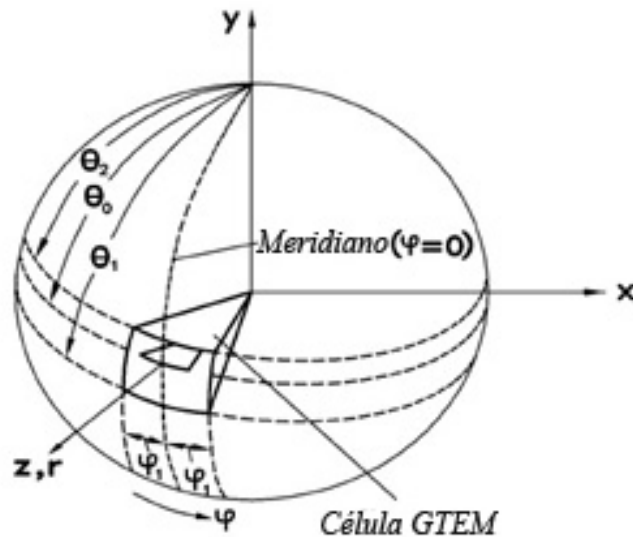


Figura 1.2 – Limites de uma Célula GTEM [Pouhe and Monich, 2008].

A porta de entrada e saída do sinal é conhecida por ápex, localizada na parte mais estreita da estrutura, também é onde ocorre a transição entre o guia retangular e o cabo coaxial. O condutor interno (septo) é uma placa metálica suspensa no interior do guia de onda, de forma assimétrica, configurada em 50Ω de impedância característica.

Uma das limitações da célula GTEM, é a dimensão da região de campo uniforme menor que um terço da distância entre o condutor interno e a base do guia de onda. Por essa razão, a célula GTEM é recomendada somente para medições em equipamentos de pequeno e médio porte. Logo, o comprimento da GTEM cresce proporcionalmente em relação ao tamanho do objeto escolhido para os testes [Icheln, 1995].

Por causa da inerente simplicidade de construção da GTEM, vários laboratórios têm optado por construir células customizadas para suas necessidades de pesquisa. Entretanto, em geral, os projetos são baseados na hipótese de que a configuração do capacitor de placas paralelas é válida. Neste caso o campo elétrico é função da tensão aplicada e da distância entre as placas. Conhecido o campo

elétrico, o campo magnético é calculado pela definição de impedância de onda do modo TEM no espaço livre. Para muitas aplicações, esse tipo de abordagem é suficiente. Entretanto, é certamente desejável obter muito mais informações relativas às distribuições de campo elétrico e magnético dentro da célula. Embora isso possa ser feito através de medições, num processo de desenvolvimento do equipamento, a construção de vários protótipos pode ser necessária. Assim, a simulação computacional torna-se uma ferramenta indispensável no projeto.

1.1 Objetivo

O objetivo principal desse trabalho foi simular o campo eletromagnético dentro da célula GTEM, validando suas dimensões para uma futura construção do projeto. A ferramenta de simulação é um software de cálculo de campo, baseado no método de elementos finitos (FEM) no domínio da frequência. Os resultados deverão ser analisados conforme a norma IEC 61000-4-20 de Compatibilidade Eletromagnética (CE) e com o cálculo de campo no interior de uma esfera dielétrica, conforme a teoria de Mie.

1.2 Motivação

Sobre o trabalho proposto, a célula GTEM é um ambiente de teste barato para medição da radiação emitida por um equipamento. A montagem da célula é um projeto que pode ser real e ajuda em uma melhor compreensão do equipamento em teste, tais como, pequenas antenas e *microstrip*, bastante utilizadas em telefones celulares e RFID. No sistema de terminação da célula, os absorvedores de onda e o conjunto de resistores em paralelo, ainda estão poucos explorados, logo com esse trabalho pretende-se formar uma referência inicial.

Com a obtenção de experiências em métodos numéricos para cálculo de campo, espera-se aproveitar tais recursos futuramente e aplicar no dia a dia, como formas de ferramenta de projeto e otimização.

1.3 Estrutura do Trabalho

O trabalho foi dividido em 4 capítulos. O capítulo 1 apresenta a célula GTEM e cita outros ambientes de testes regulamentados.

O capítulo 2 mostra um estudo teórico da célula GTEM através de métodos numéricos e fórmulas analíticas, com a finalidade de encontrar o campo elétrico estático no interior da célula e a sua impedância característica. Ao final desse capítulo, é apresentada uma introdução sobre absorvedores de onda eletromagnética, terminação da corrente e modos de alta ordem.

O capítulo 3 mostra a geometria modelada no malhador, com os resultados processados no software FEM comparados com os resultados calculados analiticamente.

Por fim, no capítulo 4, são reunidos conceitos para as conclusões do trabalho. O apêndice ficou reservado para demonstrar as maneiras de como fazer os testes de emissão e imunidade, utilizando a célula GTEM.

1.4 Revisão Bibliográfica

Desde a década de 30, os testes em áreas abertas, OATS (*Open Area Test Sites*), controlados pela norma IEC 61000-4-3, são destinados para identificar a potência de radiação dos equipamentos eletrônicos, assim como a susceptibilidade dos mesmos, quando colocados junto com outros produtos que emitem radiação.

Os testes são feitos por uma antena de faixa larga específica, localizada a uma distância de 3 m, 10 m ou 30 m do equipamento de teste (EUT), Figura 1.3. A base da região delimitada é uma placa condutora ideal, normalmente uma placa de alumínio ou cobre; R é a distância entre a antena e o equipamento de teste. O equipamento de teste é colocado a uma altura de 80 cm do solo, sobre um suporte rotatório de 360° . Para fazer a varredura, a antena varia sua altura de 1 a 4 m, logo, é possível evitar os nulos causados pela combinação destrutiva da onda incidente com a onda refletida no solo.

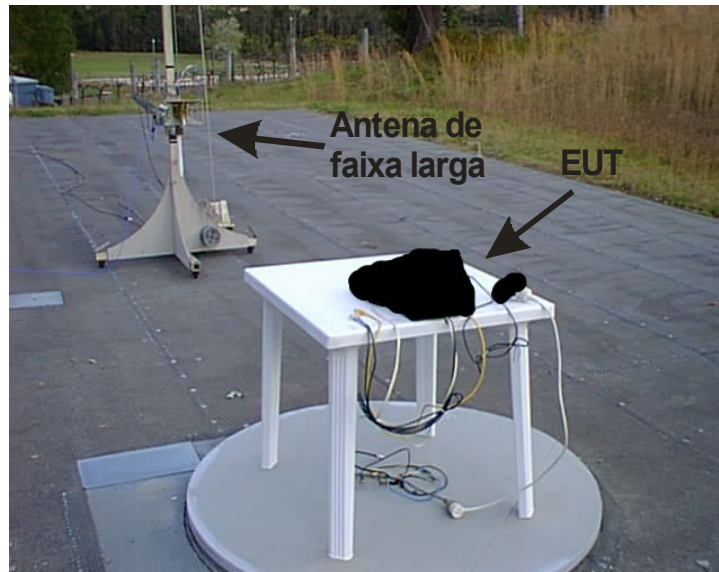


Figura 1.3 – Sistema OATS.

O principal desafio das OATS, é que, o ambiente deve ser livre de qualquer radiação eletromagnética originada de fontes externas, tais como estação de rádio TV, sinal de telefonia móvel, linha de transmissão etc. [Malaric, 2010].

Para combater as interferências externas do sistema, foi criada a câmara anecóica com a característica de ser um ambiente de teste fechado, agindo como uma gaiola de Faraday. Esse projeto viabilizou-se após a fabricação de absorvedores de ondas eletromagnéticas, instalados nas paredes de uma sala, para minimizar o efeito de reflexão da onda e com isso simula o espaço livre, [Malaric, 2010].

A câmara anecóica é uma referência essencial para testes de compatibilidade eletromagnética, porém, devido ao grande espaço ocupado pela sala e a complexidade de instalação dos absorvedores, o custo benefício para alguns laboratórios é alto. Os testes são feitos utilizando uma antena, que serve para emitir e receber radiação, na direção do equipamento em teste; seguindo os mesmos conceitos das OATS. O completo preenchimento da câmara com absorvedores de onda atribui o efeito de uma câmara sem eco, para isso absorvedores especiais com tamanhos específicos devem ser instalados. Uma opção alternativa das câmaras anecóicas, seriam as câmaras reverberantes, que funcionam através de espalhamentos dos modos, com placas em movimento dentro da sala blindada, conhecido por modo stirrer (MSC), [Malaric, 2010].

Em 1974 foi inventada a célula *Crawford* baseada no conceito de linha de transmissão retangular, propagando modo TEM. As duas extremidades da célula são ligadas em um padrão de cabo coaxial, com impedância característica de 50Ω , Figura 1.4. A onda que propaga no interior da célula, acompanha o condutor interno até sua terminação ligada a uma carga. O campo uniforme é formado entre as placas condutoras na região planar, em uma região limitada a um terço da altura do septo [Crawford, 1974], [Weinzierl, 2004].

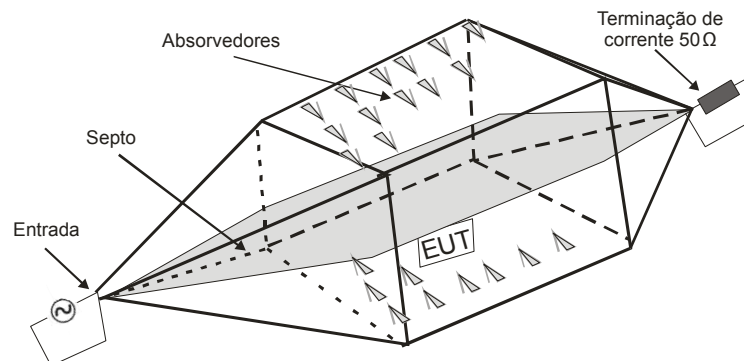


Figura 1.4 – Célula Crawford também conhecida por célula TEM [NGU et al., 2007].

Devido à região planar do guia de onda, no centro da estrutura, o aparecimento de padrões de ondas estacionárias e modos de alta ordem são comuns nessas regiões. Logo, é sabido, que a uniformidade do campo no interior região de teste, é comprometida ao ultrapassar o limite da frequência de corte, calculada abaixo.

$$f_{c(m,n)} = \frac{c_0 \sqrt{b^2 m^2 + a^2 n^2}}{2ba} \quad (1.1)$$

onde “ c_0 ” é a velocidade da luz, “ a ” e “ b ” representam a largura e a altura do guia de onda.

Dessa maneira, a frequência de corte na célula TEM depende do tamanho do guia de onda, assim previsto que, quanto maior a frequência de operação, menor o guia de onda e menor o volume de teste [Bartoli and Malari, 2002]. Além disso, a transição entre dois guias de ondas diferentes apresentam uma singularidade favorável ao aparecimento de modos de alta ordem [Lorch and Monich, 1996], ver Figura 1.5.

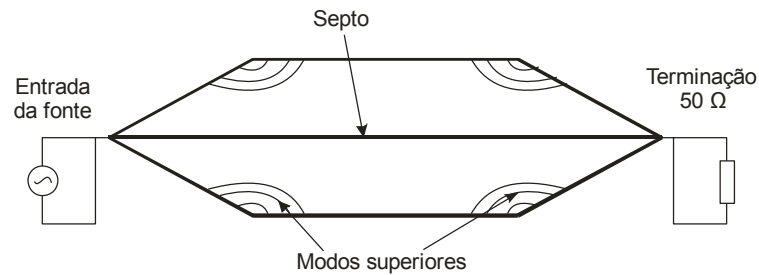


Figura 1.5 – Modos superiores da célula Crawford [12].

Com o tempo, a célula TEM foi passando por modificações do tipo: instalação de absorvedores de onda, variação do tamanho do guia e configuração assimétrica do condutor interno. No entanto, não alcançou o efetivo desempenho em frequências superiores a 2 GHz [Crawford, Workman and Thomas, 1977], [Leferink, 1998].

Em 1987 os pesquisadores Dietrich Konigstein e Diethard Hansen, propuseram a célula Gigahertz Transverso Eletromagnético (GTEM), com a característica de ser uma linha transmissão de modo TEM com apenas uma porta (diferenciando da célula TEM com duas portas) [Icheln, 1995], [Groh et al., 1999]. No próximo capítulo, será detalhada a magnitude do campo elétrico no interior da célula GTEM e as técnicas para fazer o casamento de impedância.

Capítulo 2

CÉLULA GIGAHERTZ TRANSVERSO ELETROMAGNÉTICO

No capítulo anterior além de especificar os objetivos e as motivações para a realização desse trabalho, foi apresentada a evolução da célula TEM.

A seguir será discutido o projeto da célula GTEM, apresentando as fórmulas analíticas para o campo elétrico e a impedância característica padronizada em 50Ω . A motivação é familiarizar com a estrutura afunilada quando colocado uma placa condutora no interior do guia de onda. Serão demonstradas também as dimensões bem como os materiais utilizados nos absorvedores de ondas eletromagnéticas, a terminação do septo e a porta de entrada/saída da estrutura.

2.1 Teoria da Célula GTEM

A célula GTEM é um equipamento destinado à realização de simulação da onda eletromagnética propagando no espaço livre. Nesse dispositivo é criado uma região de campo uniforme, em um ambiente blindado, por meio de linha de transmissão retangular expandida. Sua estrutura é montada por um guia de onda com condutor central assimétrico, alargando na direção longitudinal até o encontro da terminação revestida com materiais absorvedores de radiação eletromagnética (MARE), ver Figura 2.1. Cargas resistivas em paralelo são acopladas, junto aos absorvedores, para interligar o septo com o final da célula, permitindo um casamento de impedância em baixas frequências e uma terminação da corrente. O sistema de terminações híbridas é projetado para atenuar uma largura estendida de banda, que abrange a faixa entre 30 MHz até 20 GHz [Icheln, 1995]. Devido ao formato de

cunha, a GTEM não propicia um ambiente favorável à propagação de ondas estacionárias e modos superiores.

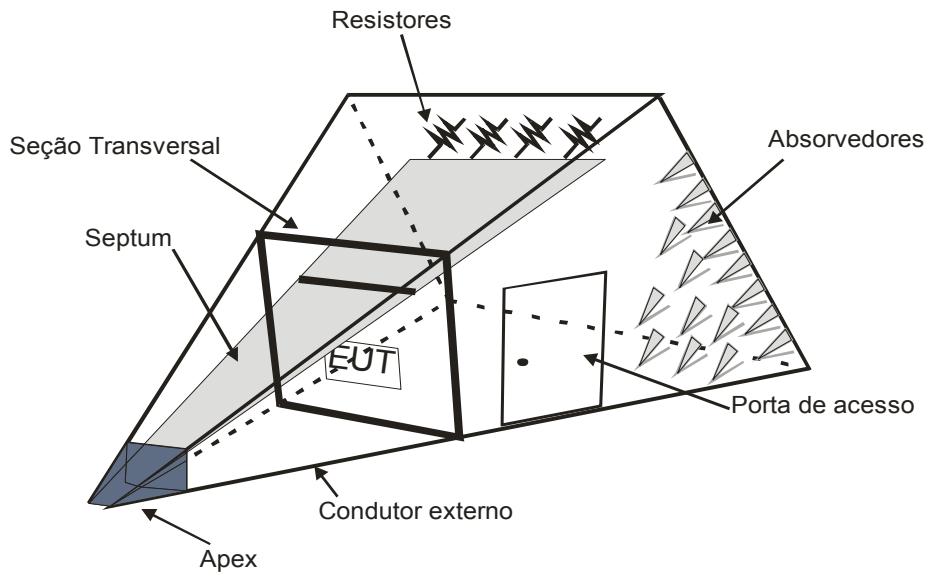


Figura 2.1 – Partes da célula GTEM [Ngu et al., 2007].

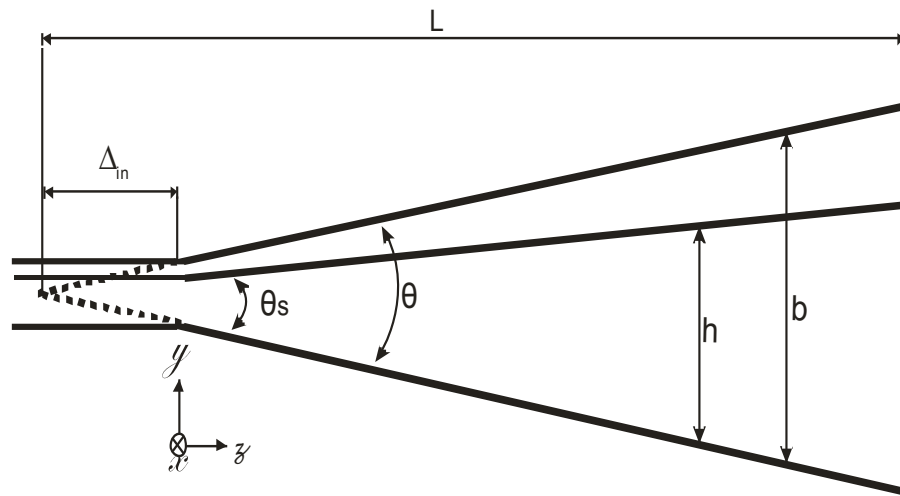
A onda que propaga no interior da célula GTEM é conhecida por ser uma onda esférica na região de campo distante, logo é sabido nessa região que, a onda tem um decaimento proporcional à $1/r$, sendo r a direção de propagação.

A seção inicial, também conhecida por ápex, é a transição entre o cabo coaxial com padrão de 50Ω e o guia de onda retangular com condutor central. As dimensões são bem pequenas com relação ao restante da estrutura e sua montagem é importante para um melhor desempenho da entrada e saída do sinal.

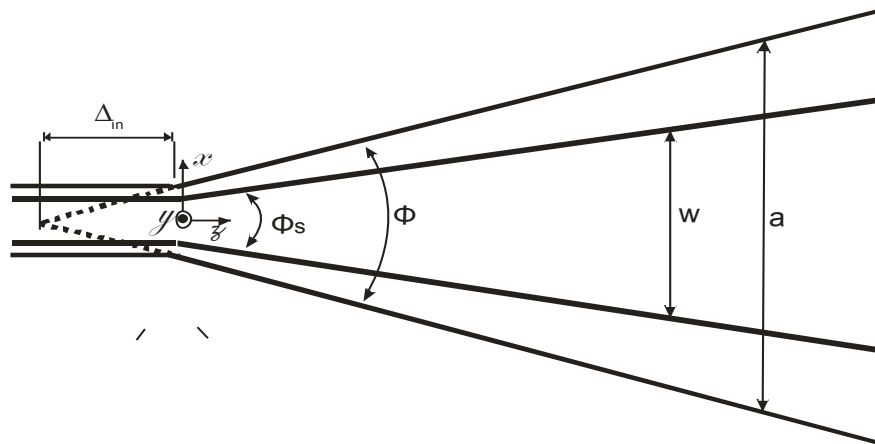
O acesso interno é feito através de uma porta totalmente vedada e os cabos de comunicação que saem do equipamento de teste para o meio externo, são interligados por painéis instalados na lateral da célula. O uso de fibras óticas, como meio de transporte para conexão com o equipamento, reduz interferências no campo de teste [ETS-Lindgren L.P., 2010].

O guia de onda, representado pelo condutor externo, tem um ângulo de abertura $\theta = 20^\circ$ no plano vertical e $\Phi = 30^\circ$ no plano horizontal (relação 2:3). O Septo é localizado a uma distância $h = 0,75 \times \text{Altura do guia de onda}$ ($\theta_s = 15^\circ$) e sua largura equivale a $w = 0,636 \times \text{Largura do guia de onda}$ ($\Phi_s = 19,5^\circ$), ver Figura 2.2. Com isso o campo eletromagnético dentro da GTEM, apresenta uma impedância característica de 50Ω e uma forma de onda levemente esférica. Δ_{in} é a distância que a cunha entra no cabo coaxial até atingir o eixo central. As componentes do campo

elétrico são separadas de maneira que, o campo E_x está na direção horizontal, E_y na direção vertical e E_z na direção longitudinal [Icheln, 1995].



(a)



(b)

Figura 2.2 – Abertura dos condutores. (a) Visão lateral. (b) Visão superior [Icheln, 1995].

Entre o septo e a base do guia de onda, é criando um campo uniforme em uma região delimitada por um terço da altura do septo (h), Figura 2.3. Nessa região, a variação do campo elétrico vertical é de ± 3 dB, respeitando as normas vigentes [Groh et al., 1999], [Nothofer et al., 2003].

A especificação técnica da GTEM recomenda que apenas a componente E_y do campo elétrico, perpendicular ao septo e à direção de propagação, deve ser significativa [Ngu et al., 2007]. Realmente a componente E_y é dominante, porém, devido ao efeito de borda e a não simetria radial da geometria, a componente E_x torna-se importante à medida que se aproxima das arestas laterais do septo. Além

disso, modos de alta ordem podem ser excitados, indicando uma relação entre as componentes do campo desfavorável ao modo TEM puro.

Com isso, a integridade das medições, no interior da GTEM, depende do baixo valor de coeficiente de reflexão das terminações, da instalação regular do septo e da limitação da dimensão do equipamento em teste em $h/3$ e $a/3$ [Icheln, 1995].

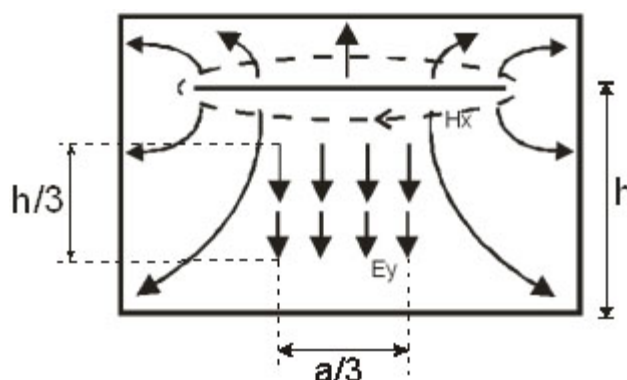


Figura 2.3 – Campo uniforme abaixo do septo na área de teste.

Comparando os meios onde se realizam os devidos ensaios, é possível ver que a célula GTEM diferencia dos outros ambientes pela capacidade de operar em faixa de frequência elevada; de utilizar menor potência de entradas para realização dos testes; e economia na quantidade de absorvedores de ondas instalados [Nothofer et al., 2003].

Em 2003 a célula GTEM foi registrada pelos órgãos regulamentadores, gerando a norma IEC 61000-4-20, a qual aceita a GTEM como um ambiente alternativo, para os testes de imunidade e emissão de radiação, substituindo as câmaras anecóica [Weinzierl, 2004]. Detalhe prático sobre os testes são mostrados no Apêndice A.

2.2 Representações analíticas

Uma boa opção para desenvolvimento de projeto de engenharia é uma aproximação do sistema com sua formulação analítica. Neste trabalho, a análise foi feita considerando uma onda TEM ideal e desprezando os efeitos de propagação da onda e com isso a perda do sinal.

Muitos trabalhos, representam o campo elétrico vertical (E_y) no centro do volume de teste como sendo uma aproximação da tensão (V) dividida pela distância

do septo até a base do condutor externo (h), Eq. (2.1), [Ichein, 1995], [Nothofer et al., 2003], i.e. apesar do sistema conter três placas em paralelo, a influência do septo com o condutor externo é bem próxima de um capacitor de duas placas.

$$E = \frac{V}{h} \quad (2.1)$$

Representando a tensão como $V = \sqrt{P \cdot Z_c}$, a Eq. (2.1) fica em função da potência.

$$E = \frac{\sqrt{P \cdot Z_c}}{h} \quad (2.2)$$

Em compatibilidade eletromagnética é muito utilizado a magnitude do campo elétrico igual a 10 V/m iluminando o equipamento de teste. Para isso apenas 0,067 W de potência de entrada já seria o suficiente para equipamentos de testes menores que 6,1 cm. No entanto, para simulações do presente trabalho, a potência de entrada escolhida foi de 0,2018 W ($9 V_{pp}$), atingindo uma intensidade de campo elétrico igual a 17,3 V/m com $h = 18,32$ cm, como mostrado na Figura 2.4.

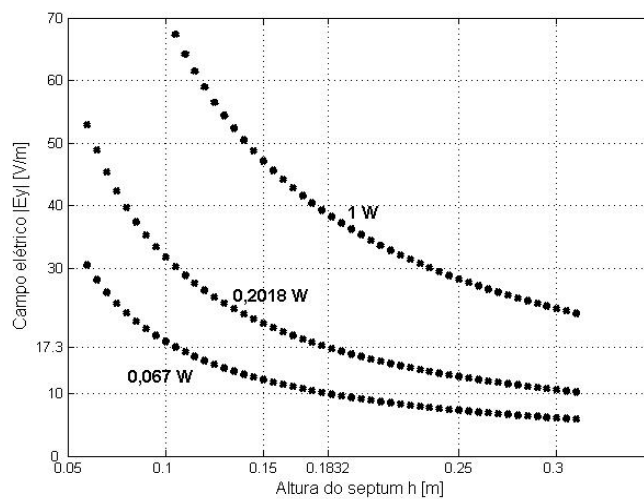


Figura 2.4 – Magnitude do campo elétrico em função da altura do septo.

Comparando a potência de entrada necessária para testes em câmara anecóica, é possível concluir que, para um equipamento a uma distância de 3 m da antena do sistema, e um valor de campo incidente igual a 10 V/m, a potência de entrada é 9,5 W [Nothofer et al., 2003]. Já para a célula GTEM a potência é 2 W, quando a altura do septo for de 1 metro.

Para algumas fórmulas analíticas, é considerado apenas o campo eletromagnético estático na seção transversal. Considerando tal fato, representam-se as grandezas elétricas e magnéticas desprezando os efeitos de propagação da

onda. Como pode ver, a seção transversal da GTEM é similar ao *stripline* com condutor externo fechado. De forma mais completa, a Eq. (2.3), tem sido bastante utilizada na literatura para encontrar o fator campo elétrico vertical (e_{0y}) no plano da seção transversal,

$$e_{0y} = \frac{4}{a} \sqrt{Z_c} \left[\sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{\cosh(m\pi y/a)}{\sinh(m\pi h/a)} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) J_0\left(\frac{m\pi g}{a}\right) \right) \right] \quad (2.3)$$

onde, a função J_0 é a função de Bessel de primeiro tipo, Z_c é a impedância característica, “ a ” é a largura do condutor externo, “ g ” a distância do septo até a parede lateral do condutor externo, x e y são as coordenadas centradas no meio do septo [Wilson, 1995], [Reich, Nelson and Reich, 2008]. De forma análoga, o fator campo elétrico horizontal (e_{0x}), é dado por,

$$e_{0x} = \frac{4}{a} \sqrt{Z_c} \left[\sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{\sinh(m\pi y/a)}{\sinh(m\pi h/a)} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) J_0\left(\frac{m\pi g}{a}\right) \right) \right] \quad (2.4)$$

Implementando essas duas equações anteriores resulta-se na Figura 2.5, que mostra o campo elétrico normalizado ao longo da direção horizontal, conforme a Eq. (2.5), para uma seção transversal com as dimensões: $a = 36,8$ cm; $g = 6,64$ cm; $h = 18,32$ cm; x e y são as coordenadas da linha de prova horizontal. A Figura 2.6, mostra o campo elétrico vertical (e_{0y}) normalizado, no plano x, y .

$$E = e_{0x,y} \times \sqrt{P_{in}} \quad (2.5)$$

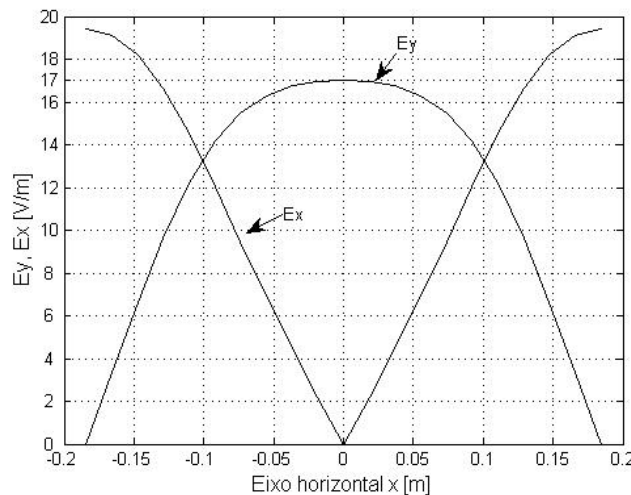


Figura 2.5 – Campo elétrico (E_x, E_y) normalizado.

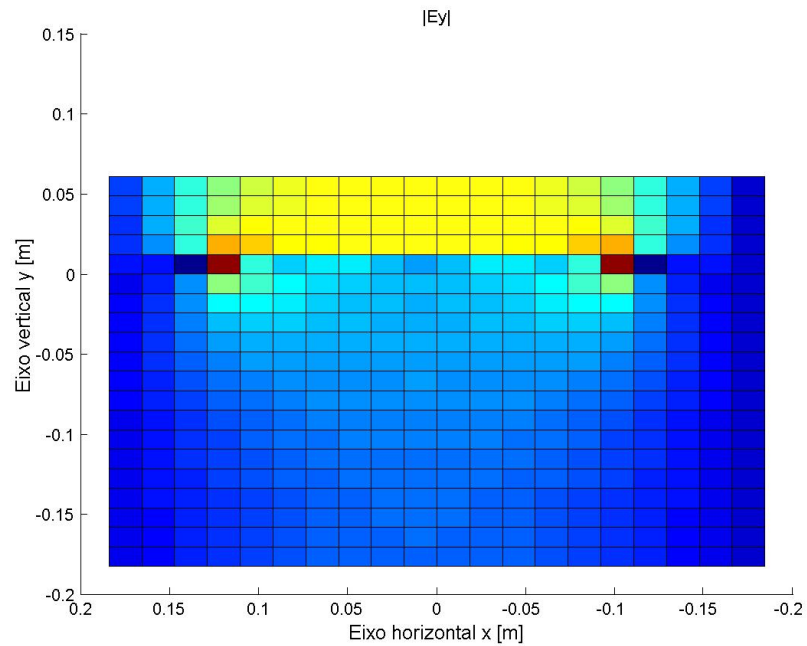


Figura 2.6 – Campo elétrico vertical no plano da seção transversal.

O fator campo elétrico normalizado, esboçados na figura acima, também servem como condição de contorno para entrada do campo elétrico no software FEM, porém não foi nosso caso, já que optamos por trabalhar com a relação $E=V/h$.

2.3 Impedância Característica

Seguindo o padrão do cabo coaxial, a seção transversal da célula GTEM deve ser adaptada para que ocorra um casamento de impedância. Assim, é necessário uma relação entre o septo e o condutor externo para que se obtenha uma impedância de 50Ω .

Infelizmente não existe uma fórmula fechada que possa definir a impedância característica no interior de uma linha de transmissão retangular assimétrica. Dessa maneira, são usados métodos numéricos baseados na geometria da seção transversal de um *stripline*, Figura 2.7, conhecido como método variacional [Yamashita and Atsuki, 1970].

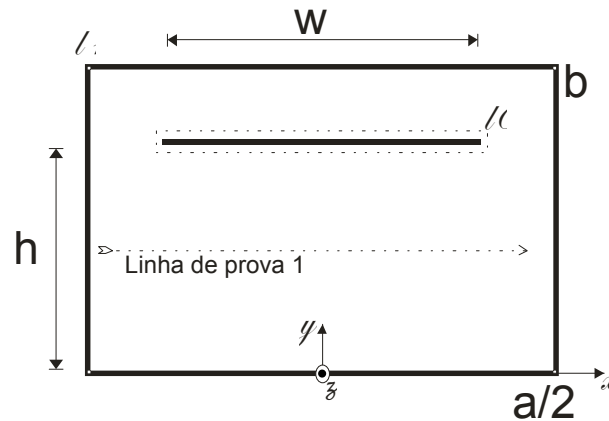


Figura 2.7 – Seção transversal da célula GTEM. Linha de prova 1 (horizontal)
[ICHELN, 1995].

Considerando uma propagação de onda em um meio sem perdas, é sabido que a impedância característica é a raiz quadrada da relação entre a indutância e a capacitância, formadas entre os dois condutores, Eq. (2.6). E também que, a constante de propagação da onda (γ) é igual à constante de fase (β),

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.6)$$

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC}$$

sendo $\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ chega-se em,

$$LC = \mu\varepsilon \quad (2.7)$$

Substituindo a expressão (2.7) em (2.6), encontra-se uma alternativa para a impedância característica em função somente da capacitância e da velocidade da luz no vácuo ($c_0 = 3 \times 10^8$ m/s).

$$Z_c = \frac{1}{C c_0} \quad (2.8)$$

De acordo com [Collin, 1960], [Yamashita, 1968], é possível chegar ao valor da capacitância por unidade de comprimento, utilizando uma função dependente somente das variáveis w , h , a e b . Onde, w e h é a largura e a altura do septo respectivamente, a e b é a largura e a altura do condutor externo. A seguir, o método variacional é utilizado como ferramenta.

Aplicando a equação de Poisson, chega-se na relação entre a distribuição do potencial $\varnothing(x,y)$ e a densidade de carga $\rho(x,y)$,

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\right) \phi(x, y) = \frac{1}{\varepsilon_0} \rho(x, y) \quad (2.9)$$

onde ε_0 é a permissividade do espaço livre.

As condições de contorno e a equação de continuidade do problema, considerando a espessura do condutor interno desprezível, resultam,

$$\begin{aligned} \phi(-a/2, y) &= 0, \\ \phi(a/2, y) &= 0, \\ \phi(x, 0) &= 0, \\ \phi(x, b) &= 0, \\ \frac{\partial}{\partial y} \phi(x, h-0) &= \frac{\partial}{\partial y} \phi(x, h+0) - \rho(x, h), \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde, $h-0$ e $h+0$ são as regiões próximas do condutor interno, abaixo e acima respectivamente e $\rho(x, h)$ é a densidade de carga no condutor.

Sabendo que a função de Green fornece o potencial em um ponto (x, y) , devido a uma unidade de carga volumétrica extremamente pequena em (x_0, y_0) ,

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\right) G(x, y|x_0, y_0) = -\frac{1}{\varepsilon_0} \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) \quad (2.11)$$

logo é uma equação similar à Eq. (2.9), onde δ é a função delta de Dirac.

O potencial devido uma distribuição de carga na superfície do condutor interno l_0 , é dado pelo princípio da superposição.

$$\phi(x, y) = \int G(x, y|x_0, y_0) \rho(x_0, y_0) dl_0 \quad (2.12)$$

Na teoria de linha de transmissão, a capacitância por unidade de comprimento, é encontrada pela Eq. (2.13). Esse processo é conhecido como princípio variacional, onde a máxima capacitância ocorre sobre uma função experimental, [Collin, 1960].

$$C = \frac{[\int \rho(x, y) dl_1]^2}{\iint \rho(x, y) G(x, y|x_0, y_0) \rho(x_0, y_0) dl_0 dl_1} \quad (2.13)$$

A escolha de uma função experimental para a densidade de carga no condutor central, com maior intensidade de campo nas bordas, é representada por,

$$\rho_{exp}(x) = 1 + K \left| \frac{2x}{w} \right|^3 \quad (2.14)$$

aonde K é a constante que determina o formato da função. Essa constante pode ser escolhida aplicando a condição $\partial C/\partial K=0$.

A função de Green da Eq. (2.13) é uma expansão da série de Fourier, sobre equações diferenciais ordinárias, por isso pode ser resolvida por combinações lineares, de senóides e senóides hiperbólicas, resultando em uma aproximação da capacitância por unidade comprimento. Resumindo, um modo mais simples computacionalmente,

$$C = \frac{2\varepsilon_0\left(1+\frac{1}{K}\right)^2}{\frac{a^2}{w^2} \sum_{n=1}^{\infty} (V_{1n}+KV_{2n})^2 g_n} \quad (2.15)$$

onde os termos referentes K , V_{1n} , V_{2n} e g_n , são,

$$K = -\frac{\sum_{n=1}^{\infty} (4V_{2n}-V_{1n})V_{1n}g_n}{\sum_{n=1}^{\infty} (4V_{2n}-V_{1n})V_{2n}g_n} \quad (2.16)$$

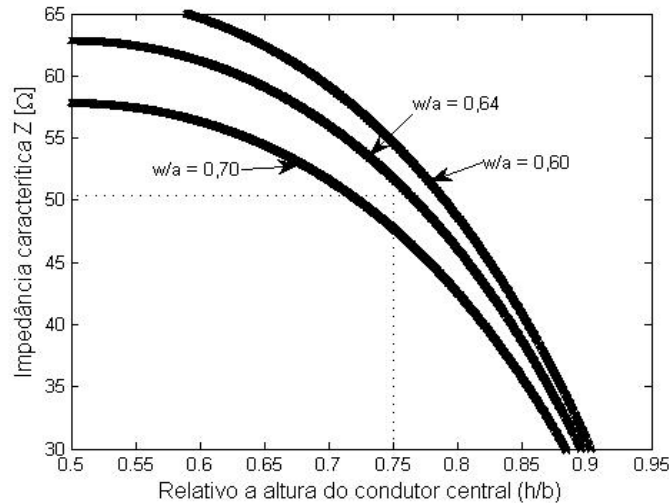
$$V_{1n} = \frac{4}{n\pi} \sin(n\pi/2) \sin(n\pi w/2a) \quad (2.17)$$

$$V_{2n} = \frac{2w}{a} \sin(n\pi/2) \left(\frac{\sin(n\pi w/2a)}{(n\pi w/2a)} + \frac{3}{(n\pi w/2a)^2} \left[\cos(n\pi w/2a) - \frac{2 \sin(n\pi w/2a)}{(n\pi w/2a)} + \frac{\sin^2(n\pi w/4a)}{(n\pi w/4a)^2} \right] \right) \quad (2.18)$$

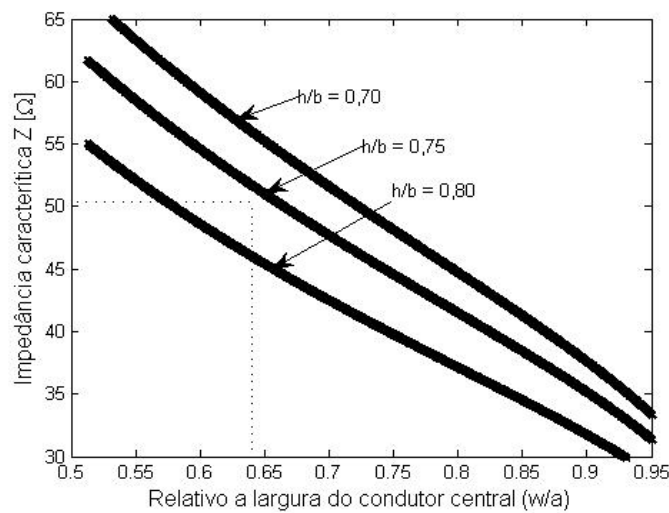
e

$$g_n = \frac{\sinh(n\pi h/a) \sinh(n\pi(b-h)/a)}{n\pi \sinh(n\pi h/a + n\pi(b-h)/a)} \quad (2.19)$$

Utilizando a Eq. (2.15), a Figura 2.8 mostra uma aproximação da impedância característica de 50Ω , ajustando o condutor externo e o septo de um *stripline* retangular. Figura 2.8 (a) com a altura do septo (h) igual a 0,75 da altura do condutor externo e Figura 2.8 (b) com a largura do septo (w) igual a 0,64 da largura do condutor externo.



(a)



(b)

Figura 2.8 – Impedância característica com relação aos condutores internos e externos. (a) Altura do septo; (b) Largura do septo.

O resultado de 52Ω , é considerado um desvio pequeno, não comprometendo os testes da simulação [Icheln, 1995]. Um fator que poderia influenciar diretamente a impedância no interior da célula GTEM, seria a excitação de modos superiores devido à irregularidade ou singularidade na estrutura da célula.

2.4 Modos de Alta Ordem

Para a célula GTEM é sabido que a híbrida terminação ajuda na atenuação dos modos superiores, e que o formato de cunha do condutor externo não apresenta

alto fator de qualidade Q , por isso a excitação de ondas ressonantes é atenuada antes de chegar à porta da GTEM.

Logo a propagação de onda no interior da célula GTEM é idealizada para formar um modo TEM puro, no entanto, na prática, não é fácil eliminar os modos de alta ordem. A maior causa, para o aparecimento de modos superiores é a não conformidade da geometria assim como um projeto mal elaborado da terminação da GTEM. Um exemplo disso, é que, ao final do septo existe uma diferença de capacitância entre os dentes da terminação resistiva. Quando em altas frequências (comprimento de onda muito maior que o comprimento dos dentes), essa região é foco de criação de modos de alta ordem, e nem todos são atenuados pelos absorvedores, podendo influenciar na região de campo uniforme.

De qualquer forma, a má especificação do comprimento da GTEM, pode excitar modos superiores que por sua vez cria uma ou mais frequências ressonantes dentro da célula em função da distância “ d ” até a terminação, determinando o comprimento efetivo da cavidade ressonante, Figura 2.9.



Figura 2.9 – Cavidade ressonante [Looe et al., 2001].

Dessa maneira, [Loader, Alexander and Blackburn, 2009] propuseram as equações para frequência de corte e frequência de ressonância dada pelas equações 2.12 e 2.13, respectivamente.

$$f_c = \frac{c_0 L}{2a_1(L-d)} \sqrt{n^2 + (rm)^2} \quad (2.12)$$

$$f_r = \frac{c}{2} \left(\left(\frac{2}{a_1 + a_1(1-\frac{d}{L})} \right)^2 (n^2 + (mr)^2) + \left(\frac{p}{d} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.13)$$

Onde, c_0 é a velocidade da luz no vácuo; L é o comprimento da célula GTEM; a_1 é a largura do guia de onda, na terminação; r é igual a a/b (largura e altura do guia de onda) e d é a dimensão da cavidade para um determinado modo superior.

A frequência de ressonância propaga nos limites da cavidade ressonante e é determinada pela interseção da f_c com a f_r . Um exemplo é mostrado na Figura 2.10, onde o tamanho da célula GTEM nominal $L = 1,1379$ m. Esse resultado, cujos modos ressonantes são TM_{111} e TE_{111} , é uma aproximação da frequência de ressonância excitada apontando para 660 MHz, onde d é aproximadamente 37 cm de distância da terminação.

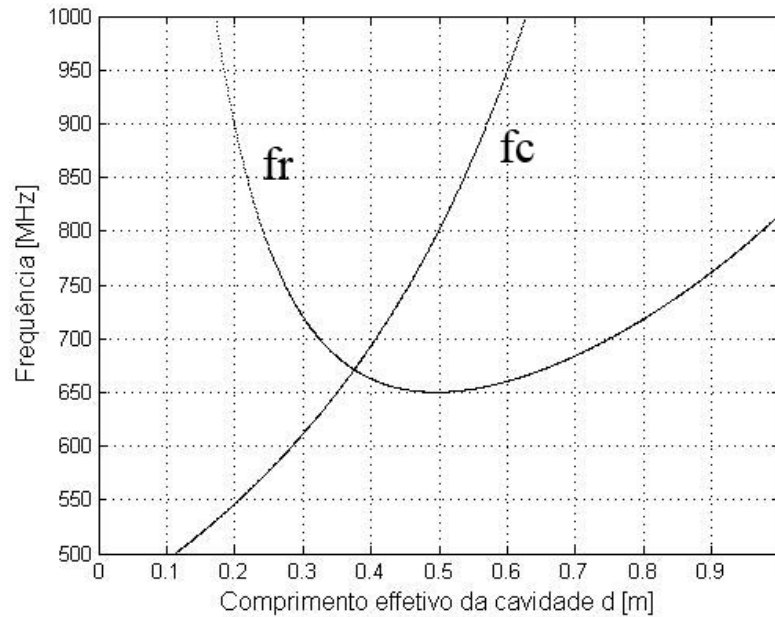


Figura 2.10 – Frequência para modos ressonantes TE/TM₁₁₁.

A Figura 2.11, mostra a frequência de ressonância do modo TM_{111} , para diferentes comprimentos de célula GTEM.

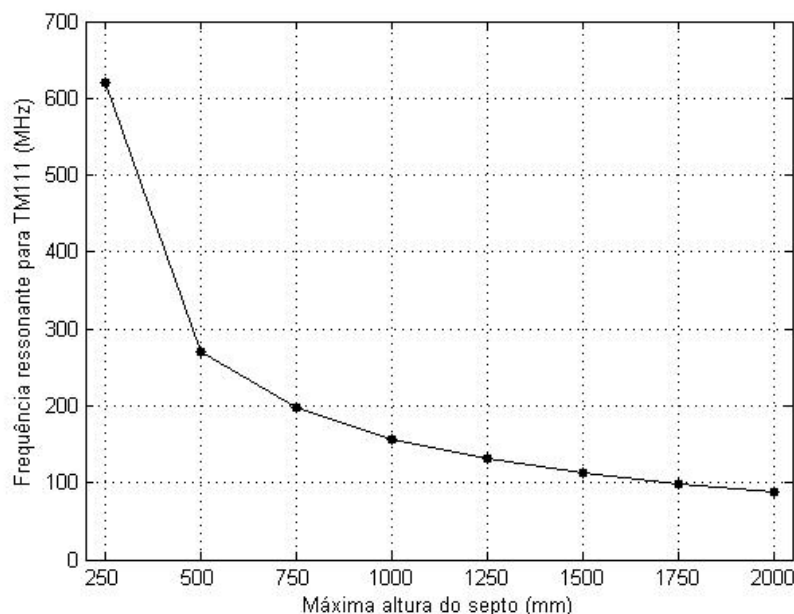


Figura 2.11 – Modo ressonante TM_{111} para células comerciais com diferentes tamanhos.

Nem todos os modos irão propagar com intensidade, no interior da GTEM, muitos serão atenuados nos absorvedores de onda. Em alguns casos, os absorvedores de onda são impregnados com substratos para melhorar a eficiência de absorção na faixa de frequência crítica.

Até agora, foi visto a parte básica da célula GTEM, dentre elas: a relação entre os condutores elétricos; o cálculo analítico do campo elétrico no interior da GTEM; e os aparecimentos de modos superiores. Nas próximas seções, a terminação híbrida e o ápex com condutor coaxial são descritas. Tais dispositivos, devido às suas complexidades não foram inseridos nas simulações computacionais, do atual trabalho.

2.5 O Ápex

Como dito anteriormente, o ápex é a transição entre o cabo coaxial tipo N e o guia de onda retangular com septo. Com mais vigor, o ápex é acoplado ao corpo da GTEM pouco depois dessa transição dos dois guias diferentes, com isso, o sistema fica mais flexível a testes e reparos, sendo representado como uma parte separada do restante da estrutura.

A construção do ápex é projetada de maneira que ocorra um casamento de impedância, e assim um aproveitamento da energia radiada. Um detalhe da

montagem do ápex é a junção do condutor interno do cabo coaxial com o septo da GTEM. Um condutor é diferente do outro, e por isso a placa condutora do septo é adaptada para conectar ao condutor interno do cabo coaxial, de forma que minimize a perdas do sinal. De acordo com [Icheln, 1995], o estreitamento do septo na transição ajuda para um melhor casamento da impedância e tem maior eficiência quando feito suavemente, como mostrado na Figura 2.12.

Para fazer a conexão do cabo coaxial com o guia de onda, é utilizado um conector tipo N, mostrado na Figura 2.13.

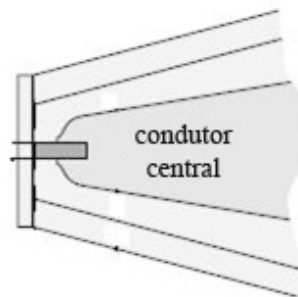


Figura 2.12 – Ápex com condutor central estreitado [Icheln, 1995].



Figura 2.13 - Conector tipo N.

2.6 Terminações Híbridas

Como comentado anteriormente, o sistema de terminação da célula GTEM é composto por resistores em paralelo para terminação da corrente no septo e um conjunto de absorvedores de onda eletromagnética (MARE), instalados no final da cunha, para absorver a energia do campo incidente. Com isso, o conjunto de terminações da GTEM, deve ser construído de modo que apresente baixos valores

de reflexão da onda no final da linha de transmissão em uma faixa de frequência de 30 MHz até 20 GHz.

A célula GTEM utiliza uma maneira diferente de terminação da linha de transmissão. O qual sabe-se que os resistores ligados ao septo, além de servir como terminação da corrente e casamento da impedância característica, fazem a atenuação da onda eletromagnética em frequências abaixo de 300 MHz. Para frequências superiores a 300 MHz, a onda é atenuada pelos absorvedores piramidais [Leo, 1996].

Para os dois tipos de terminações, são possíveis as simulações por métodos numéricos computacionais, encontrando o coeficiente de reflexão de Riccati [Leo, 1996]. No presente trabalho, não foi feita a simulação da terminação, aproximando a mesma por uma condição de contorno absorvedora perfeita. Porém, uma breve apresentação será feita a seguir.

Em testes práticos, para medir a eficiência não só das terminações, mas também do sistema como um todo, é utilizado um analisador de rede vetorial para medir o coeficiente de reflexão no interior da GTEM. Normalmente, é injetado um pulso na entrada da GTEM e medido sua amplitude ao retornar para a entrada. O tempo de cada reflexão é utilizado para localizar em qual região está ocorrendo maior perda do sinal, essa análise é conhecida pelo método da reflexão sintética no domínio do tempo (TDR). Com esse equipamento de medição, também é definido a impedância característica ao longo da GTEM [Dip, 2011].

2.6.1 Absorvedores de Onda Eletromagnética

Os absorvedores de onda têm a finalidade de transformar a energia da onda eletromagnética em calor, proporcionando um baixo nível de reflexão no final da célula. A eficiência dos absorvedores pode ser medida pela atenuação da onda refletida (refletividade) e é função não somente do material utilizado em sua construção como também da sua geometria. Atualmente são encontrados absorvedores feitos com matrizes poliméricas à base de polietileno ou poliestireno (indicado para ambiente fechado) e poliuretano (indicado para ambiente aberto), que ajudam para um melhor resultado [DJM Electronics, 2011].

A onda que incide nos absorvedores, ao encontrar com a interface, pode ser absorvida, transmitida ou refletida (refletida na interface ou dentro do material). Em

princípio, a interface do material com o meio deve estar com a impedância casada em 377Ω , conforme a onda vai penetrando no material dielétrico com perda, o sinal da onda vai atenuando até ao encontro de uma placa metálica.

Os primeiros absorvedores são materiais homogêneos, onde a espessura do material determina sua eficiência em determinada frequência. Em 1960, começaram a fabricar absorvedores com camadas, onde cada camada tem sua própria resistividade. Esses absorvedores, também conhecido como absorvedores de Jauman, aumentam gradualmente sua condutividade elétrica, e com isso permite uma maior absorção da onda no material. O sistema de multicamadas está diretamente ligado ao fator de enchimento do material, para cada camada fabricada separadamente Figura 2.14 (a), e são eficientes para uma largura de banda, [Glen, 1999].

Os absorvedores de ondas piramidais são similares aos absorvedores de Jauman, no entanto a diferença é que sua impedância decresce exponencialmente em função do aumento da espessura do material, isto é, em direção à base da pirâmide, ver Figura 2.14 (b), [Folgueras, 2007], [Caracterização, 2007].

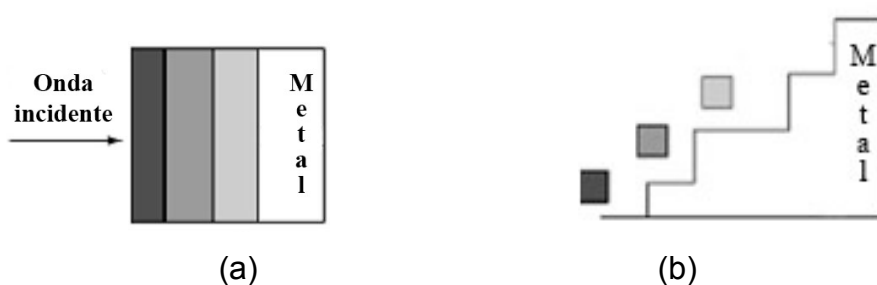


Figura 2.14 - Absorvedores de Microondas. (a) Plano tipo Jauman. (b) Simetria piramidal [Folgueras, 2007].

Para os absorvedores piramidais, além do efeito similar ao efeito de multicamadas, seu formato contribui para reflexões múltiplas, Figura 2.15, proporcionando um melhor desempenho da absorção da onda, com ângulo de incidência de 0° .

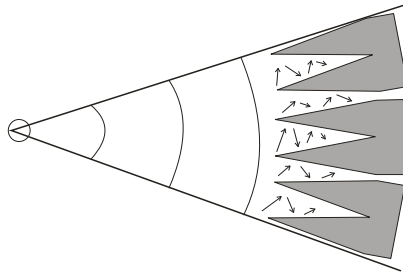


Figura 2.15 – Múltiplas reflexões nos absorvedores.

A largura de banda que um absorvedor pode atenuar com devida eficiência, está diretamente relacionada com a espessura do material absorvedor ($c+d$), Figura 2.16. Pela teoria, a espessura do absorvedor deve ser maior que meio comprimento de onda da menor frequência de operação utilizada [Glen, 1999]. Logo, para testes com frequências inferiores a 100 MHz, o comprimento do absorvedor é muito grande e ocupa espaço no ambiente de teste.

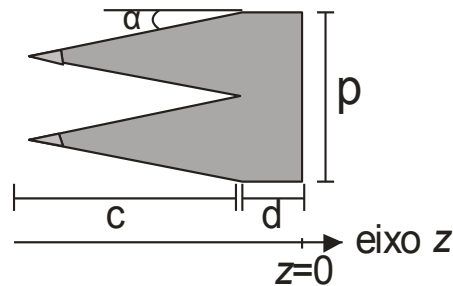


Figura 2.16 – Absorvedor piramidal com base homogênea [Leo, 1996].

Em [Christopher and Edward, 1994], estudos discutem que o comprimento da base da pirâmide (p), não é muito importante para os cálculos. Contudo o ângulo α formado na pirâmide não deve ultrapassar 20° , caso contrário, o absorvedor piramidal começa a perder sua eficiência.

Utilizando métodos numéricos, [Leo, 1996] chegou à conclusão que, o aumento da largura da base “ d ” tem melhor efeito na refletividade dos absorvedores piramidais, do que o aumento da largura da parte cônica “ c ”. Para isso utilizou a equação de Ricatti e o modelo de material dielétrico apresentado pela permissividade relativa $\epsilon_{r(z,f)}$ e pela condutividade $\sigma_{(z,f)}$, em função da frequência e da direção de propagação, eixo z , Eq. 2.14,

$$\begin{aligned} \epsilon_r(z, f) &= 1 + g^2(z) [\epsilon_{r,b}(f) - 1] \\ \sigma(z, f) &= g^2(z) \sigma_b(f) \\ g(z) &= \frac{z+d}{c} - 1 \quad -d - c \leq z \leq -d \end{aligned} \quad (2.14)$$

onde $g(z)$ é o fator de enchimento entre $0 \leq g(z) \leq 1$, $\sigma_{b(z,f)}$ é a condutividade na base homogênea do absorvedor e $\varepsilon_{r,b(z,f)}$ é a permissividade relativa na base homogênea do absorvedor.

A permissividade efetiva complexa do dielétrico (na base) é fornecida de acordo com o modelo de Debye, pela equação,

$$\varepsilon_{r,b}^{eff}(\omega) = \left(\varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_{\infty}}{1 + \omega^2 \tau_e^2} \right) - j \left(\frac{\sigma_e}{\omega \varepsilon_0} + \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_{\infty}) \omega \tau_e}{1 + \omega^2 \tau_e^2} \right) \quad (2.15)$$

onde, é fornecido a permissividade estática ε_s , a permissividade ótica ε_{∞} , a condutividade elétrica σ_e , a frequência angular ω e o tempo de relaxação τ_e , dado pela frequência de relaxação, f_e , abaixo [Paul, 1998]. Um exemplo é visto na Tabela 1.

$$f_e = \frac{1}{2\pi\tau_e}$$

Porcentagem de carbono	ε_s	ε_{∞}	f_e (MHz)	σ_e ($\times 10^{-3} \text{ S m}^{-1}$)
7%	1,95	1,2	75	0,8
10%	2,05	1,2	75	1,4
26%	18	2	45	15
34%	44	4	70	70

Tabela 1 – Propriedades do dielétrico misturado com carbono [Paul, 1998].

Similarmente à frequência de relaxação, altos valores da parte imaginária da permissividade implicam em um material com maior perda. Esse valor pode ser regulado pela quantidade de carbono misturado e, se usado de forma inadequada diminui o desempenho do material, [Christopher and Edward, 1994], [Ford and Chambers, 2007].

Como se pode ver, para melhorar o desempenho dos absorvedores, é feito uma impregnação com substratos do tipo dielétrico, magnético ou híbrido. Onde absorvedores dielétricos estão ligados diretamente com a permissividade complexa do material ($\varepsilon_r' - j\varepsilon_r''$), junto com a condutividade elétrica do mesmo. Os

absorvedores magnéticos, são controlados pela permeabilidade complexa do material ($\mu'_r - j\mu''_r$) [Paul, 1998], [Park, Choi and Kim, 2000].

Alguns tipos de substratos estudados para impregnação são derivados do carbono, café, bambu, ferrita e outros. A mistura com aditivos especiais ajudam em uma maior absorção da onda e com isso uma redução nas dimensões dos absorvedores. Um exemplo são os absorvedores magnéticos, fabricados com peças de ferrita, instalados na base da pirâmide, que formam superfícies seletoras de frequências (FSS), eficientes em baixas frequências [Christopher and Edward, 1994], [Ford and Chambers, 2007].

Conhecendo a permissividade e a permeabilidade relativa do material, a parte real é representada pela energia do campo externo armazenada e a parte imaginária é a medida da energia dissipada na forma de calor. Os dois valores variam em função da frequência do campo aplicado.

A fabricação dos absorvedores demanda conhecimento das resistências dos materiais bem como suas reações devido à alteração da umidade, temperatura, flexibilidade e radiação eletromagnética. O índice de refração do material (η) caracteriza a maneira de como a onda propaga em determinado meio. Alto valor do índice de refração demonstra menor velocidade de propagação da onda no meio.

Algumas referências em relação à geometria dos absorvedores piramidais, onde a média do coeficiente de reflexão é maior que -10 dB são: o comprimento dos absorvedores maior que meio comprimento de onda; a largura da base igual a 61 cm², podendo ser divididos em grupos de pirâmides; absorvedores truncados nas pontas ocupam menos espaço, porém perdem eficiência quando em frequências elevadas, Figura 2.17, de [Nornikman et al., 2010], [Hasnain et. al., 2007]. Contudo os absorvedores piramidais com 61 cm de comprimento são mais eficientes em frequências acima de 250 MHz.

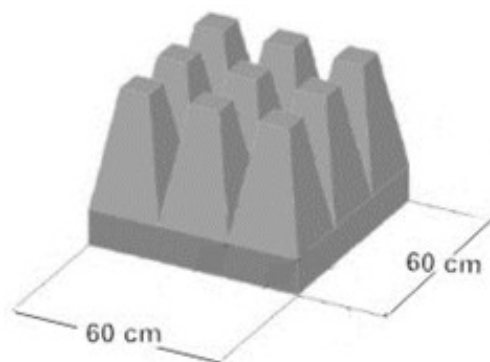


Figura 2.17 – Absorvedores truncados [ECCOSORB VHY / VHP].

2.6.2 Rede de resistores

No final do septo, uma rede de resistores resultando em 50Ω , é apropriado para a terminação da corrente no mesmo e atenuação da onda em baixas frequências. Teoricamente, apenas um resistor de 50Ω já seria suficiente, porém a distribuição da corrente sobre o septo inviabiliza a instalação de apenas um resistor. Com isso um conjunto de resistores, ligados em paralelo, faz o casamento da impedância e uma melhor terminação da corrente.

Para conectar os resistores no final do septo, com a idéia de suavizar a transição sem afetar muito o efeito capacitivo e indutivo da linha de transmissão, conjuntos de dentes são projetados de maneira que vão estreitando até a conexão com os resistores, ver Figura 2.18. Os resistores são fitas resistivas, normalmente sobre uma estrutura de 2 cm de largura, distribuído discretamente ao longo da direção z [Icheln, 1995], [Leo, 1996].

De acordo com a empregabilidade da célula GTEM, sua dimensão varia proporcionalmente com o tamanho do volume de teste desejado. Com isso a largura do septo no final da GTEM supera os 4 metros, utilizando grandes quantidades de resistores.

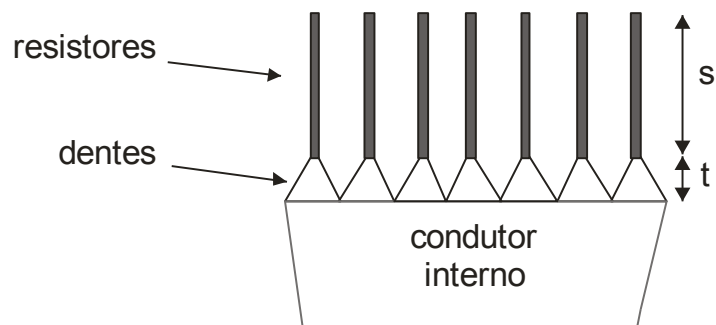


Figura 2.18 – Conexão de resistores no final da GTEM.

O aumento da rede de resistores na terminação pode proporcionar um ganho de 20 dB, isso porque cada dente ligado ao resistor, tem sua ressonância definida e com um número maior de dentes, as diferenças de ressonâncias entre eles são menores. Seguindo essa teoria, uma quantidade maior de resistores instalados melhora a terminação. No entanto a partir de certo numero de resistores, o resultado não demonstra tão significativo [Leo, 1996].

Pelo fato do campo elétrico E_y ter maiores valores no plano $x = 0$, é usual que o resistor central esteja conectado no centro do condutor interno. Com isso deve

existir um número ímpar de resistores acoplados no final da célula. Sobre o comprimento da terminação resistiva, é recomendável ser igual ao comprimento do absorvedor de onda escolhido.

Duas maneiras são propostas para agrupar os resistores: uma seria um conjunto de resistores iguais, variando somente as dimensões dos dentes e a outra seria construir os dentes com as mesmas dimensões, porém variando os valores dos resistores acoplados. Essa diferença na montagem serve para amenizar o retorno do campo eletromagnético conforme a distribuição de carga no septo [Icheln, 1995].

A seção transversal, onde os dentes da terminação resistiva estão localizados, apresentam vários condutores iguais, a princípio ligados no mesmo potencial +V. A impedância característica formada no início de cada dente, na junção do septo, representa o valor do resistor acoplado nele. Porém em frequências acima de 300 MHz a diferença de impedância entre os dentes é maior, ocasionando uma perda de desempenho. Essa diferença na ressonância ocorre quando o comprimento do dente é maior que o comprimento de onda [Leo, 1996].

Um detalhe é mostrado na Figura 2.19, onde os dentes, próximo da extremidade do septo, são agrupados de maneira diferente da parte interna da placa.



Figura 2.19 – Detalhe da terminação resistiva em uma das extremidades do condutor interno [Thye, Armbrecht and Koch, 2009].

Capítulo 3

SIMULAÇÃO DA CÉLULA GTEM

O propósito desse capítulo é modelar computacionalmente a célula GTEM, utilizando o Método de Elementos Finitos (FEM). Em geral, os trabalhos referenciados nessa dissertação, modelam o problema através de técnicas no domínio do tempo, como o TLM, o FDTD e o FEMTD. A vantagem desses, é obter dados sobre uma largura de banda contínua, ideal para detecção da frequência de corte, onde ocorre excitação de modos de alta ordem.

Para o presente trabalho, o FEM é recomendado pela facilidade de modelar geometrias complexas. Dessa maneira, os resultados estão apresentados no domínio da frequência e tratam efeitos físicos reais importantes para uma futura construção do projeto. O software está escrito em C++ e o malhador de geometrias, Mesher 1.0, foi aproveitado de um trabalho recente de doutorado, citado em [Lisboa, Cerqueira and Macêdo, 2008], o qual apresentou ótimas contribuições e abriu fronteiras para novos projetos.

No desenvolvimento do trabalho, o cabo coaxial foi aproximado por um *stripline* com padrão de 50Ω e a terminação da célula substituída por uma condição de contorno absorvedora perfeita (ABC).

Um método alternativo, para validação dos resultados, é a comparação dos cálculos de campo em esferas pela teoria de Mie. Nesse sentido um material dielétrico esférico, é inserido na região de teste, e o campo elétrico é calculado em seu interior.

3.1 Métodos de Elementos Finitos

O Método de Elementos Finitos (FEM) é um método numérico, existente desde 1930, para encontrar a solução de equações diferenciais parciais; o qual resolve a equação de Poisson e a equação de Laplace. Sua estrutura permite a implementação computacional e a discretização de meios contínuos para a simulação de efeitos físicos (campo eletromagnético, temperatura, fluidos e etc.).

Em termos do campo elétrico, a equação de Helmholtz vetorial é dada pela Eq. (3.1),

$$\nabla \times \frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E} - k_0^2 \epsilon_r^* \mathbf{E} = 0 \quad (3.1)$$

onde k_0 é o número de onda μ_r e ϵ_r são a permeabilidade e permissividade relativas dos materiais, respectivamente. Sabendo que, a forma complexa da permissividade permite a inclusão de perdas no modelo.

A discretização, sobre o domínio da geometria, é feita utilizando elementos tetraedricos e funções base do tipo 1-forma de Whitney, onde são inseridas, também, as condições de contorno. A vantagem de utilizar malhas com tetraedros ocorre pela flexibilidade de representar geometrias mais complexas, evitando o aparecimento de degraus ou má resolução do desenho.

A forma fraca do problema é resolvida aproximando o campo elétrico pela Eq. (3.2), onde os coeficientes (e_i) representam a circulação do campo sobre as arestas [Bossavit, 1998].

$$\bar{\mathbf{E}} = \sum_{i=1}^{N_e} e_i \bar{\mathbf{w}}_i \quad (3.2)$$

O domínio da célula GTEM foi representado por um guia de onda com abertura e um septo, ambos são condutores elétricos perfeitos. O meio interno da GTEM é considerado ar, quando em testes com a célula vazia, e ar mais algum objeto dielétrico, quando considerados a célula carregada. No presente trabalho, foi desenvolvido um modelo numérico que aproxima a solução das equações de Maxwell, em regime harmônico, no interior da GTEM. Os principais pontos do modelo são discutidos a seguir.

As partes metálicas são consideradas condutores elétricos perfeitos e, portanto, sobre estas superfícies deve-se impor uma condição de contorno de Dirichlet ou essencial, Eq. (3.3).

$$n \times \mathbf{E} = 0 \quad (3.3)$$

A entrada da GTEM atua como uma fonte de radiação, onde o campo incidente é introduzido através de um modo TEM. Como a célula deve simular um ambiente aberto, sua terminação é associada à condição de contorno que simula a radiação de Silver-Muller, Eq. (3.4). No processamento computacional, esta condição é assumida valer sobre a parede de absorvedores da GTEM.

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r(\hat{r} \times (\nabla \times \mathbf{E}) - jk_0 \mathbf{E}) = 0 \quad (3.4)$$

A principal fonte de erros no modelo numérico é devido à dificuldade em tratar os detalhes geométricos e os materiais encontrados numa célula do mundo real. As partes que apresentam maior complexidade em sua modelagem são: a porta de entrada e a terminação da célula. Como discutido, as GTEMs são terminadas com uma parede metálica revestida internamente com absorvedores piramidais e uma rede de resistores que devem atenuar ondas incidentes, gerando um mínimo de reflexão. A rede de resistores pode ser modelada através de uma superfície resistiva. Entretanto, é bem conhecido que a superfícies resistivas possuem um pobre desempenho em altas frequências no FEM. Nas simulações apresentadas, o septo foi estendido como um condutor perfeito até a parede metálica. A inclusão de absorvedores reais impõe os desafios de modelar as propriedades elétricas do meio e a representação da geometria com uma malha de tetraedros.

Em relação à forma da onda de excitação, na entrada da GTEM, a solução ainda deve ser melhorada em trabalhos futuros. Parte da complexidade aparece na transição entre o cabo coaxial de alimentação e a seção transversal retangular da célula. Como as dimensões nesta região são pequenas comparadas às outras partes, a modelagem precisa desta região iria demandar um número proibitivo de incógnitas.

3.2 Geometria Modelada

Considerando os objetivos iniciais desse trabalho como sendo: a avaliação do campo elétrico e da impedância característica de 50Ω , no interior da GTEM. Optou-se por aproximar o cabo coaxial por uma *stripline* fechado para facilitar a transição entre duas geometrias distintas, coaxial e retangular, Figura 3.1.

Devido ao grande número de elementos gerados na malha, para o projeto em tamanho real, as dimensões da célula foram reduzidas. Logo, o comprimento da GTEM simulada foi de 90 cm, o qual corresponde uma altura máxima do septo igual a 30,5 cm. Em todo o trabalho, a largura de faixa de operação, para as simulações, esta limitada entre 100 MHz até 1 GHz.

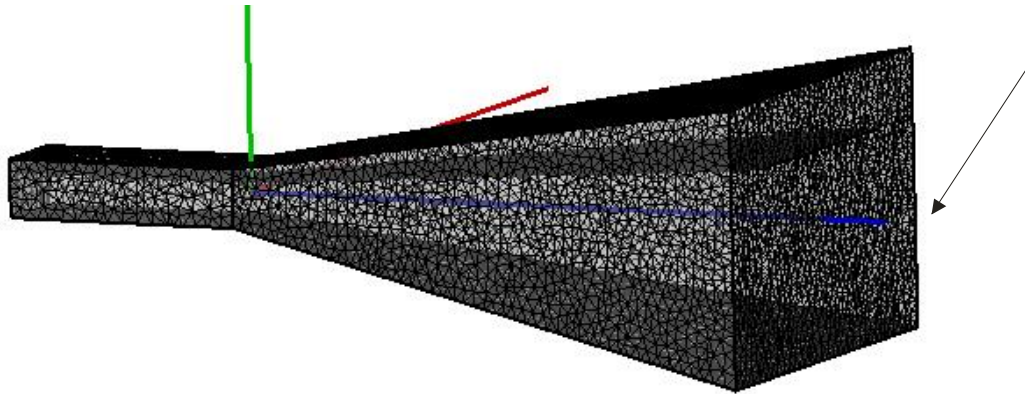


Figura 3.1 – Célula GTEM malhada e modelada no software Mesher.

Escolheu-se utilizar o software Mesher 1.0 [Lisboa, Cerqueira and Macêdo, 2008], esse malhador foi a opção mais adequada, demonstrando sua robustez e eficiência na modelagem. O software Mesher 1.0, modelou a transição do ápex com o stripline o que facilitou a modelagem da GTEM. Para adaptar a saída do malhador na entrada do *software* FEM, foi implementado uma rotina que fez o tratamento da informação, organizando os campos dos nós, triângulos e tetraedros, com sua respectiva atribuições.

Para um melhor desempenho da malha gerada, o comprimento de cada aresta do tetraedro deve ser menor que $\lambda/10$. Utilizando essa regra, em frequência de 1 GHz foram utilizados 20419 nós, com um total de 112802 elementos de tetraedro. O computador utilizado foi um Pentium(R) D CPU 2,80 GHz e 2 GB de RAM, a simulação teve uma duração em torno de 24 horas.

De acordo com nossas simulações, a entrada do campo ficou limitada na região superior e inferior do septo, Figura 3.2. Um comprimento de 35 cm da estrutura do stripline plano, serviu para estabilizar o sinal de entrada devido a uma pequena perturbação do campo, na região próxima à condição de contorno de entrada. Tal perturbação persistiu, durante esse projeto, impedindo que a entrada do campo fosse ligada diretamente com a estrutura afunilada. Em contrapartida, não apresentou problemas relevantes quando utilizado um guia retangular plano, com um certo comprimento, na entrada.

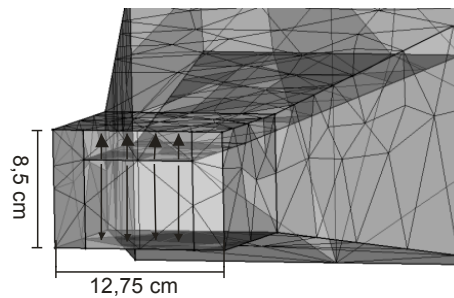


Figura 3.2 – Entrada do campo elétrico.

Para a célula carregada, uma esfera de parafina ($\epsilon_r = 2,24$) com 5 cm de diâmetro foi localizada em $z = 0,45$ m, como mostra a Figura 3.3. No intuito de preservar a integridade dos resultados para a célula carregada, a esfera manteve uma distância mínima de meio comprimento de onda até a condição de contorno ABC. Em uma GTEM real, o equipamento de teste pode ser colocado poucos centímetros à frente das pontas dos absorvedores.

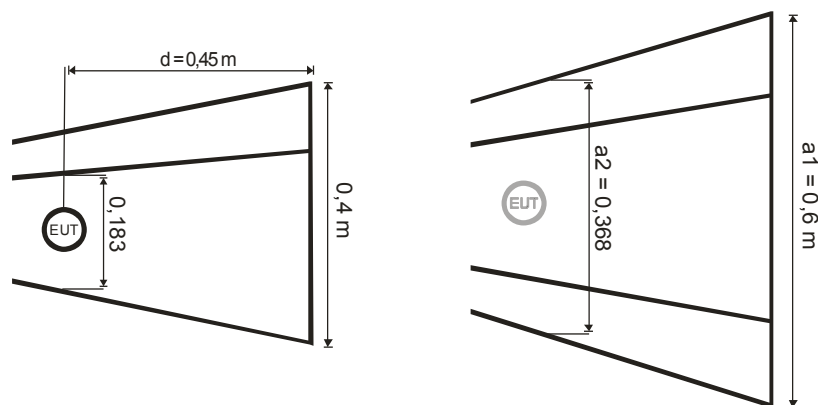


Figura 3.3 – Localização do EUT simulado.

Por semelhança de triângulos, é possível encontrar o valor de a_2 , ou também o comprimento da GTEM (L), seguindo as dimensões do equipamento de teste, Eq. (3.5),

$$a_2 = \frac{a_1(L-d)}{L} \quad (3.5)$$

3.3 Resultados da Simulação

Finalmente, os resultados obtidos analiticamente são comparados com aqueles obtidos pelo FEM. Em todos os testes a potência de entrada da célula GTEM foi igual a 0,2018 W, isso equivale a 9 V_{pp}. Os resultados onde a frequência não está explicitada, corresponde a uma frequência de 1 GHz.

A impedância característica (Z_c) foi o primeiro parâmetro calculado. Para obter essa medida foi preciso fazer uma integral de linha do campo elétrico e magnético, na seção transversal, Eq. (3.6), a fim de encontrar a tensão e a corrente localmente. Em nosso caso, as medições foram feitas em 5 lugares ao longo do eixo longitudinal (0m, 0.2m, 0.4m, 0.6m, 0.8m e 0.85m), Figura 3.4. O resultado foi uma variação de Z_c entre o intervalo 48Ω a 54Ω, ou seja, o erro máximo foi de 8% em relação ao valor ideal de 50Ω.

$$Z_c = \frac{\int \vec{E} \cdot d\vec{l}_1}{\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}_2} = \frac{V}{I} = 50\Omega \quad (3.6)$$

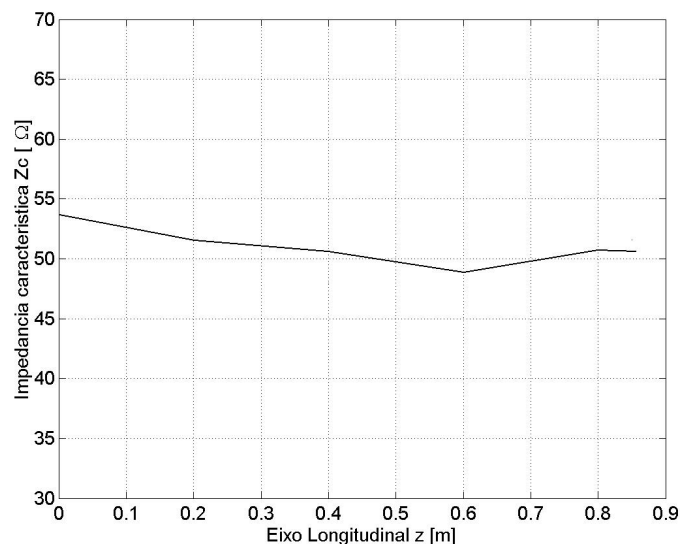


Figura 3.4 – Impedância característica no interior da GTEM.

De modo mais prático, a impedância intrínseca ou impedância da onda (Z_η), dada pela Eq. (3.7), analisada sobre uma linha na direção longitudinal, no centro da região de campo uniforme, aproxima de 377 Ω, ver Figura 3.5, equivalente à

propagação de onda no espaço livre. Isso comprova uma diferença entre impedância intrínseca e impedância característica na estrutura da célula GTEM. Para melhor visualização e aproximação dos resultados, uma média dos pontos analisados, na simulação, foi necessária.

$$Z_{\eta} = \frac{|\vec{E}_y|}{|\vec{H}_x|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \quad (3.7)$$

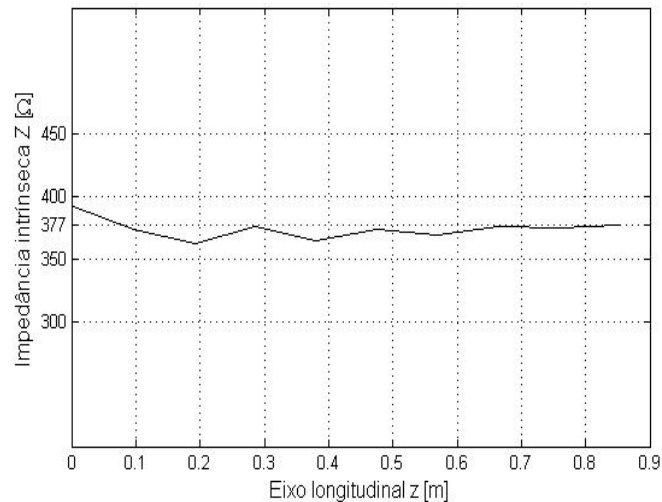
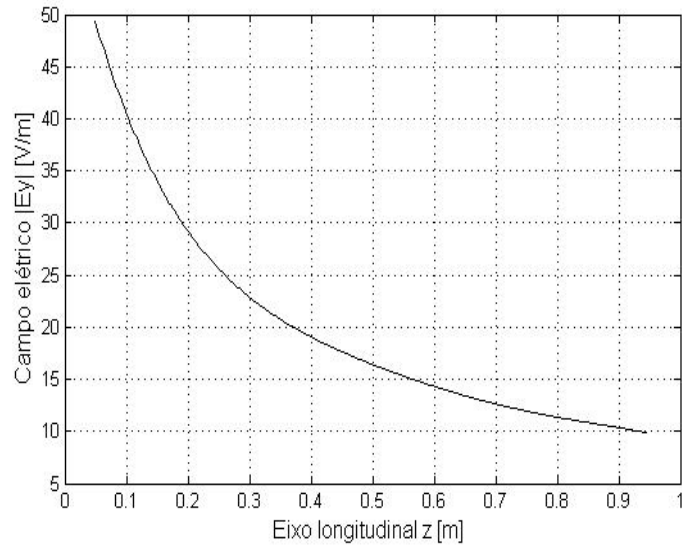


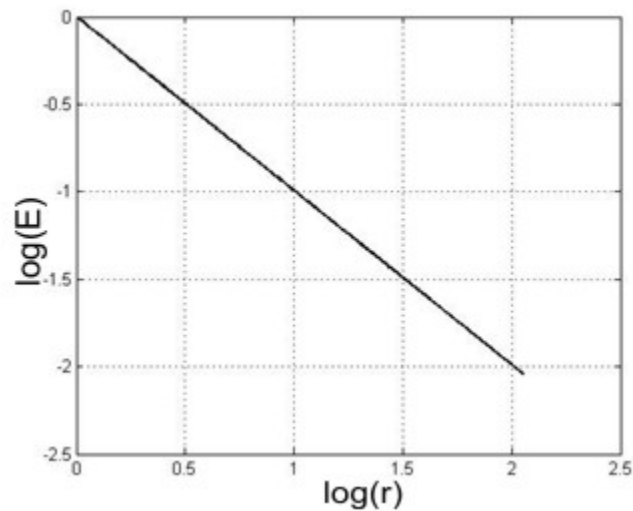
Figura 3.5 – Impedância da intrínseca no interior da GTEM.

Esse resultado apresenta uma maior variação na região do ápex, que relata uma singularidade da transição entre os dois guias de ondas. Esse resultado irá convergir para o valor esperado a medida que se distancia da singularidade.

Outra característica importante é o decaimento de $1/r$ da frente de onda, Figura 3.6 (a), melhor observado através do logaritmo neperiano da magnitude do campo elétrico ao longo da direção longitudinal, Figura 3.6 (b). Para estes dois casos, o resultado foi preciso e consistente com o comportamento de onda esférica que a forma de cunha da GTEM impõe ao fluxo de potência, $S \propto 1/r^2$.



(a)



(b)

Figura 3.6 – Decaimento do campo no interior da célula GTEM. (a) Intensidade do campo elétrico. (b) Logaritmo neperiano do campo.

A Figura 3.7 mostra a variação das três componentes de campo, em uma linha horizontal, na seção transversal da célula, em $z=45$ cm e $y=h/2$. A medida do campo E_y foi comparada com a equação do campo elétrico normalizado (e_{0y} , Eq.2.3, seção 2.2) e o resultado apresentou bastante próximo do esperado. O valor central de E_y também foi aproximado da equação $E = V / h = 17,3$ V/m, relação entre duas placas paralelas, mostrada anteriormente.

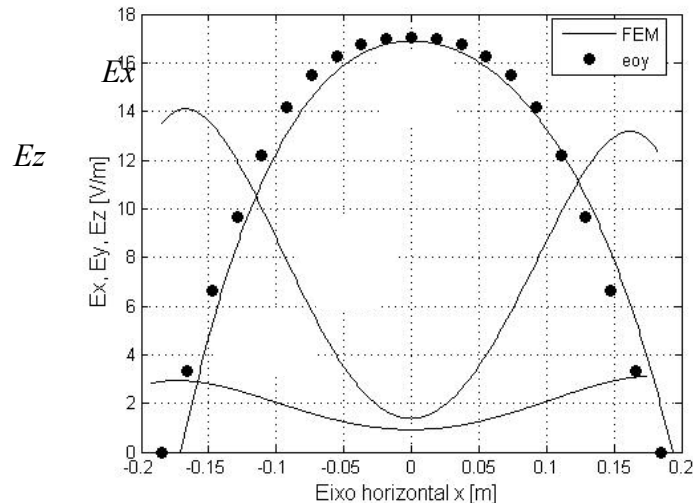


Figura 3.7 – Campo elétrico em uma linha horizontal.

Logo, o que se conclui, é uma grande aproximação do campo elétrico no interior da célula GTEM vazia, com referência à magnitude da onda TEM. Dessa maneira, nas próximas seções, serão destacados o campo uniforme na região de teste do equipamento e o espalhamento do campo em uma esfera dielétrica. Isso serve para concretizar a validade das simulações.

3.3.1 Medição do Campo Uniforme

A medição do campo uniforme é um tipo de referência que aponta, em uma região plana, a comparação da magnitude das componentes do campo elétrico (E_x , E_y , E_z). Conforme a norma IEC 61000-4-20, esse tipo de medição é feito com a célula vazia, através de um conjunto de pontos de prova na região de teste da seção transversal, [CISPR/343, 2001], [Nothofer et al., 2003]. A escolha desses pontos é em relação à dimensão da área de teste, conforme a Tabela 2. Dentre estes pontos, apenas 75% são válidos para o critério de +/-3dB.

Para dimensões que não estão mencionadas na Tabela 2, a referência a seguir, são *grids* com espaçamentos menores que 50 cm entre os pontos.

Dimensões	Pontos de prova	Número de pontos que entram para o critério de ± 3 dB
1.5 m x 1.5 m	$4 \times 4 = 16$	12
1.0 m x 1.5 m	$3 \times 4 = 12$	9
1.0 m x 1.0 m	$3 \times 3 = 9$	7
0.5 m x 1.0 m	$2 \times 3 = 6$	5
0.5 m x 0.5 m	$4 + 1(\text{center}) = 5$	4
0.25 m x 0.25 m	$4 + 1(\text{center}) = 5$	4
0 m x 1.5 m	$2 \times 4 = 8$	6

Tabela 2 – Pontos de prova para o campo uniforme [Nothofer et al., 2003].

Em nossas simulações, temos uma seção transversal com uma área de teste igual a 12,28cm x 6,1cm, Figura 3.8. Para esse caso, propõem-se um conjunto de 5 pontos (4 pontos + 1 ponto central). Dentre estes pontos, dois critérios são adotados: 1) a variação máxima da intensidade do campo primário, E_y , não pode exceder a 6 dB em relação ao menor valor; 2) os valores das componentes secundárias, E_x e E_z , devem ser menores que -6 dB em relação ao valor mínimo da componente E_y .

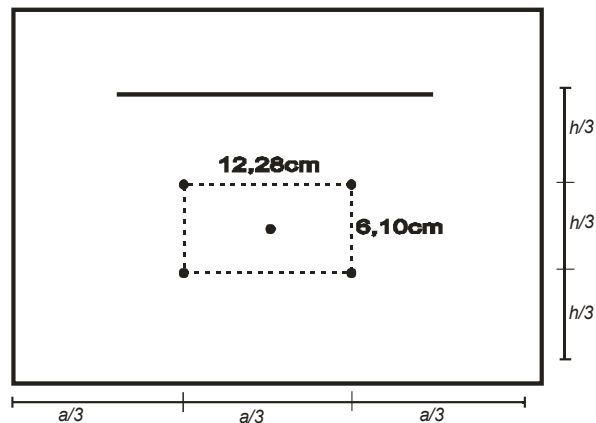
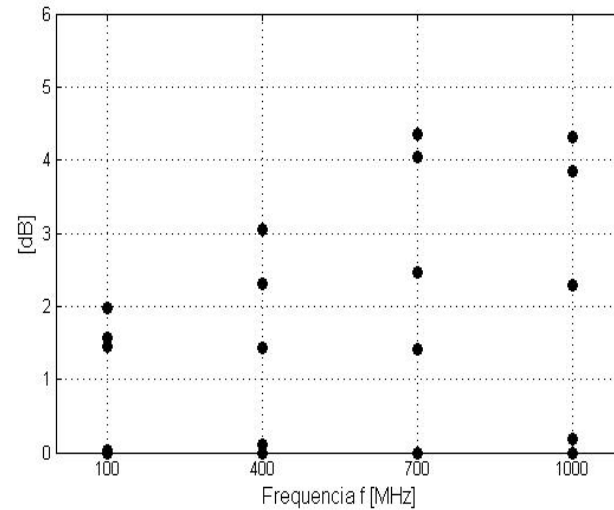
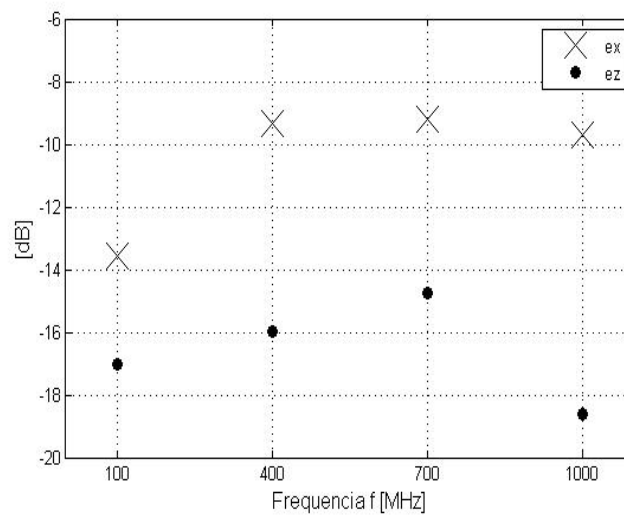


Figura 3.8 – Pontos para medição da intensidade do campo uniforme.

O primeiro critério é apresentado na Figura 3.9 (a) onde a maior variação é menor que 5dB para as frequências de 700MHz e 1GHz. O segundo critério é verificado através dos dados mostrados na Figura 3.9 (b), nesta figura somente os valores de $E_{x(\max)}$ e $E_{z(\max)}$ são mostrados, e novamente o critério é satisfeito com a componente E_x assumindo maiores valores.



(a)



(b)

Figura 3.9 Testes da uniformidade do campo elétrico. (a) Variação da magnitude do E_y no *grid*. (b) Comparação da magnitude das componentes E_x e E_z em relação a E_y .

Como nesse trabalho, os resultados foram de simulações computacionais, todos os pontos do *grid* entraram para o critério de ± 3 dB, seguindo o conceito de ser uma solução exata do resultado analítico.

Assim, as simulações para a célula vazia apresentaram soluções satisfatórias, quando comparadas com os valores previstos pela teoria da célula GTEM. Em seguida, uma esfera dielétrica é inserida na região de teste, para análise do campo interno.

3.3.2 Simulação da Célula GTEM Carregada

Inserindo um objeto no interior da GTEM, esse pode ser entendido como uma segunda fonte, já que causa espalhamento do campo aplicado e pode provocar modos de alta ordem [Pouhe and Monich, 2008]. Nesse trabalho, foi estudado o campo eletromagnético no interior de um corpo esférico de 5 cm. Nesse caso, a dimensão da partícula analisada é muito menor que o comprimento de onda aplicado, e por isso, o campo eletromagnético no interior da esfera aproxima de uma constante. O material escolhido para simulação foi a parafina ($\epsilon_r=2,24$), e os resultados foram comparados com o espalhamento do campo resolvido pela Teoria de Mie.

A Teoria de Mie, melhor reconhecida como Lorentz-Mie, é a solução do espalhamento da onda eletromagnética quando essa incide em uma esfera homogênea com raio “ a ” e índice de refração “ $m+in$ ”, definido para um material dielétrico. O espalhamento é composto pelo campo refletido, campo interno e campo transmitido. A seguir serão mostradas as fórmulas para o cálculo do campo interno pela dispersão de Mie e depois as comparações com os resultados das simulações.

3.3.2.1 Teoria de Mie

Em 1908, no intuito de entender as cores emitidas por pequenas partículas de ouro imersas em água, Gustav Mie desenvolveu equações para o espalhamento e absorção da onda eletromagnética, através das equações de Maxwell e das condições de fronteiras.

A solução proposta por Mie, pode ser expressa na forma de equações explícitas, apresentando o índice de refração da esfera, bem como, do meio onde a esfera é localizada. Com uma amplitude de onda incidente igual a E_0 , o campo interno pode ser expresso em forma de harmônicos esféricos.

$$E_1 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n(n+1)} \left(c_n \mathbf{M}_{o1n}^{(1)} - d_n \mathbf{N}_{e1n}^{(1)} \right) \quad (3.8)$$

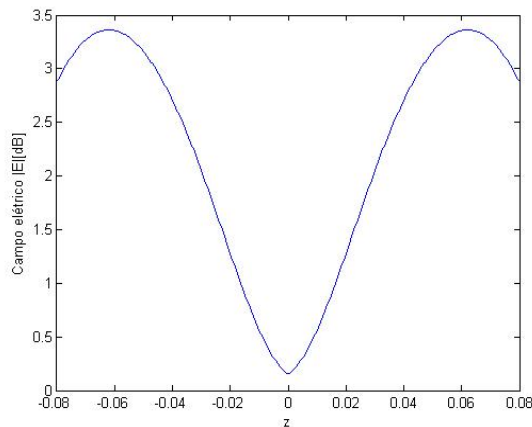
Onde c_n e d_n , são os coeficientes de expansões em multipolos para o campo eletromagnético interno [Matzler, 2002], [Yuan, Lynch and Paulsen, 1991], [Qiang and Wenbo, 2001], [D’amico, 1999]. \mathbf{M}_{o1n} \mathbf{N}_{e1n} , são campos harmônicos vetoriais esféricos (r, θ, φ) ,

$$M_{01n}^{(1)} = \begin{pmatrix} 0 \\ \cos \varphi \cdot \pi_n(\cos \theta) j_n(rmx) \\ -\sin \varphi \cdot \tau_n(\cos \theta) j_n(rmx) \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

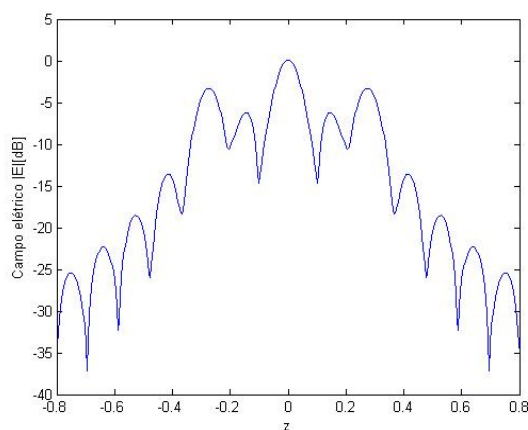
$$N_{e1n}^{(1)} = \begin{pmatrix} n(n+1) \cos \varphi \cdot \sin \theta \cdot \pi_n(\cos \theta) \frac{j_n(rmx)}{rmx} \\ \cos \varphi \cdot \tau_n(\cos \theta) \frac{[rmx j_n(rmx)]}{rmx} \\ -\sin \varphi \cdot \pi_n \cos \varphi \frac{[rmx j_n(rmx)]}{rmx} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

onde π_n e τ_n descreve o espalhamento angular, m é o índice de refração, x é $2\pi/\lambda$.

A Figura 3.10, mostra o campo interno de uma esfera quando $x < 1$ e $x > 1$, o qual demonstra o aparecimento de padrões de ondas estacionárias, quando o raio da esfera é muito maior que o comprimento de onda. Todos os valores em dB são tomados em relação ao valor do centro da esfera



(a)



(b)

Figura 3.10 – Campo elétrico interno na esfera. (a) Raio da esfera próximo do comprimento de onda; (b) Raio da esfera maior que o comprimento de onda

3.3.2.2 Resultados para a célula carregada

Nas simulações, o valor do campo elétrico que ilumina a esfera suspensa no espaço livre é 17,8 V/m. A esfera, com 5 cm de diâmetro, é composta por material com permissividade relativa igual a 2,24 (parafina). A medida do campo interno foi realizada sobre uma linha de prova na direção de θ , ver Figura 3.11.

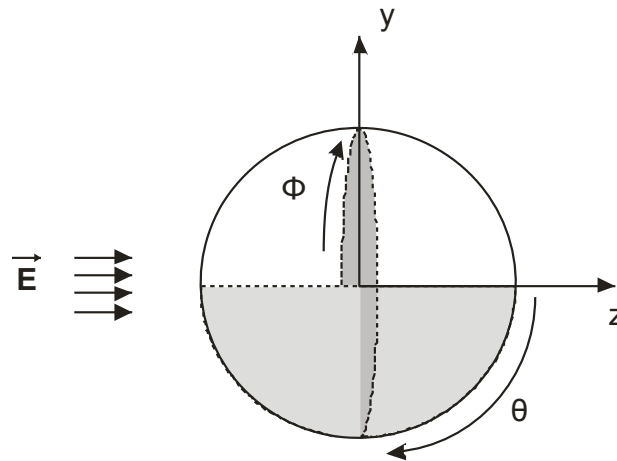


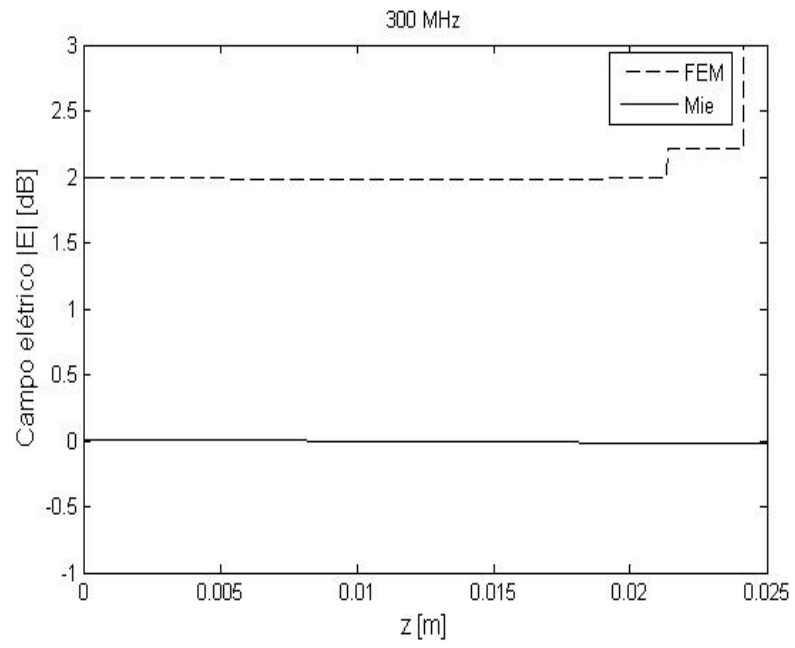
Figura 3.11 – Campo iluminando uma esfera

A Tabela 3 mostra uma comparação da magnitude do campo elétrico dos resultados obtidos analiticamente e por simulações.

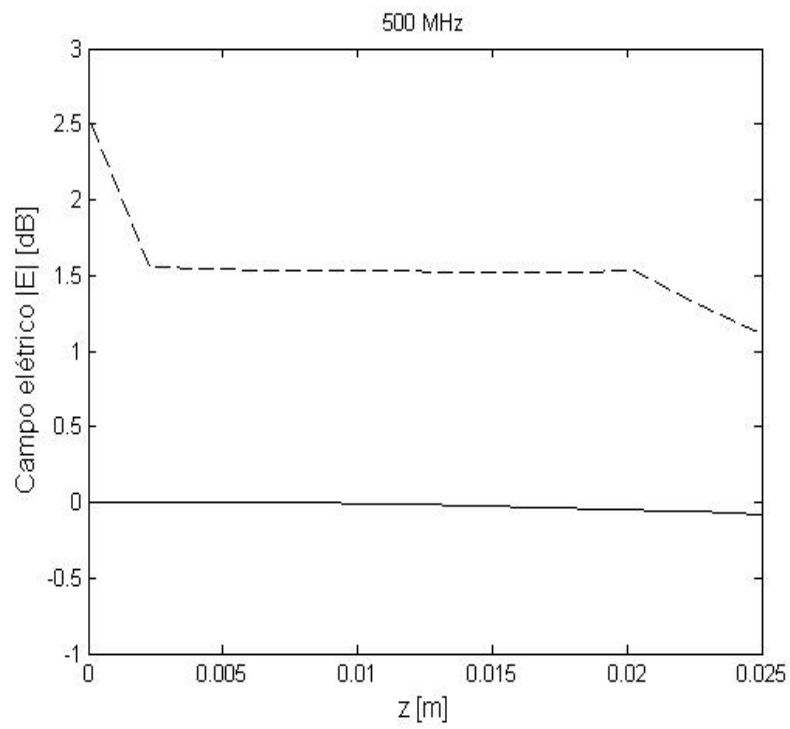
Tabela 3: Módulo do campo elétrico no centro da esfera

Freq. MHz	E (FEM) (V/m)	E (Mie) (V/m)	ΔE (dB)
300	15,55	12,37	2,0
500	14,67	12,56	1,5
700	14,32	12,85	1,25

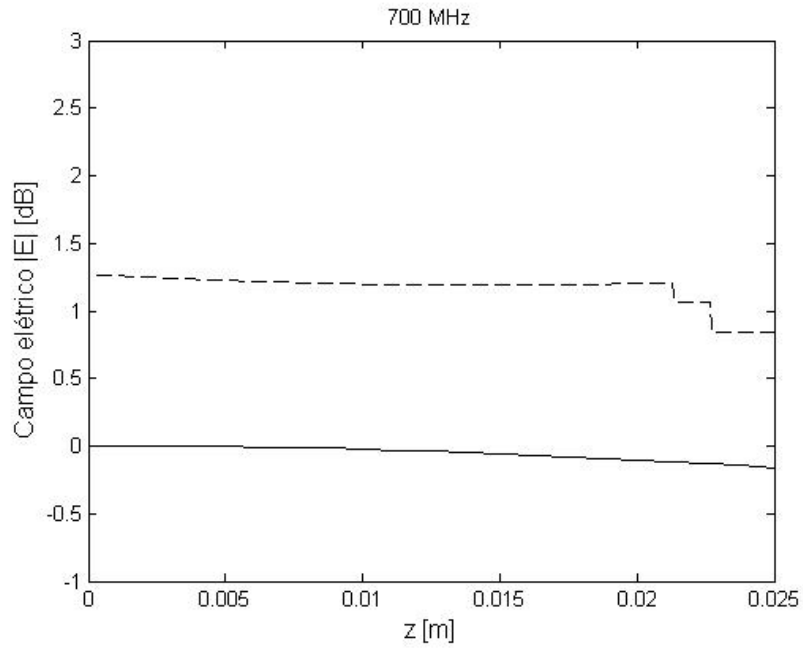
A diferença do campo elétrico (ΔE), entre a teoria de Mie e a simulação apesar de ter atingido 2 dB, ficou próximo dos resultados obtidos pela referência [D'amico, 1999], que apresentou resultados menores que 1,87 dB. Com isso, é possível idealizar uma aproximação do método de elementos finitos com o método utilizado analiticamente. A Figura 3.12 completa os resultados sobre uma linha no interior da esfera, na direção de propagação da onda.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.12 – Campo elétrico interno da esfera. (a) Frequência 300 MHz. (b) Frequência 500 MHz. (c) Frequência 700 MHz

O teor desse resultado destaca quando é analisado duas implementações completamente distintas, resultando em soluções aproximadas, quando os dados de entrada são calibrados com os mesmos valores.

Capítulo 4

CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho simulou computacionalmente a distribuição do campo eletromagnético no interior de uma célula GTEM, para duas situações. Primeiro, as especificações técnicas da célula foram comprovadas com ela vazia, identificando a região de campo elétrico uniforme com máxima variação de ± 3 dB, conforme a norma IEC 61000-4-20. Segundo, o espalhamento do campo elétrico no interior de uma esfera dielétrica, localizada na região de teste, apresentou boa concordância com o campo calculado pela teoria de Mie. Os resultados obtidos, em ambas as situações, mostram a validade da equivalência do interior da GTEM com o espaço livre.

O FEM foi aplicado na solução numérica da equação de Helmholtz vetorial, para o campo elétrico, dentro de uma célula GTEM. Os resultados apresentaram boa concordância com os valores calculados analiticamente, servindo como base para o entendimento dos efeitos físicos.

A maneira como a entrada do campo foi projetada demonstrou eficiência após sua extensão em relação à seção afunilada, atingindo os objetivos iniciais do trabalho. Os conceitos apresentam algumas divergências pelo fato de aproximar o *stripline* de um cabo coaxial e desconsiderar o efeito das bordas do septo, na condição de contorno de entrada do campo TEM. No entanto, pôde suprimir a não conformidade do campo no interior da célula estendendo o *stripline*. Sobre o fato de desconsiderar o efeito das bordas do septo, na entrada da célula GTEM, foi irrelevante para o trabalho, já que, considerando esse efeito, os resultados não apresentaram nenhuma melhora. O que se pode destacar, é a limitação da região

acima e abaixo do septo, para a entrada da onda TEM. Com isso, adquirimos informações que posteriormente poderão servir como referências.

Com relação ao método utilizado nas simulações, os resultados representados no domínio da frequência são construtivos, porém não possibilitaram uma completa varredura na faixa de frequência. Por isso não foi estudado a existência de frequência de ressonância, determinada localmente. Uma solução para esse problema seria a transformação do método para o domínio do tempo.

Esse trabalho de dissertação foi resumido em um artigo de oito páginas e publicado no congresso CILAMCE 2011, realizado em Ouro Preto – MG.

Para trabalhos futuros, uma idéia seria fazer a simulação da terminação da rede resistiva e do cabo coaxial com o ápex. Outra idéia é a implementação do Método de Elementos Finitos Generalizados (GFEM), para modelagem completa da terminação de uma célula GTEM, levando em consideração a geometria piramidal com os materiais dispersivos baseados nos modelos de Debye. Finalmente, sugerimos a construção em laboratório de uma célula GTEM com absorvedores construídos usando a descrição do Capítulo 2.

Referências Bibliográficas

[Bartoli and Malari, 2000] BARTOLI, J.; MALARI, R. Determination of the higher order mode occurrence in a TEM and GTEM cell using self developed computer program. **2000 Asia-Pacific Microwave Conference**, ago. 2002. p. 1027 – 1030

[Bittar, 2005] BITTAR, G. L. A. **Desenvolvimento e Adequação do Projeto de um adaptador de Telefone Analógico (ATA) às Normas de Compatibilidade Eletromagnética**, dez. 2005. 1270 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina SC, Brasil, 2005.

[Bossavit, 1998] BOSSAVIT, A. **Computational Electromagnetism: Variational Formulations, Complementarity, Edge Elements**. Academic Press, 1998.

[Caracterização, 2007] CARACTERIZAÇÃO **eletromagnética de materiais absorvedores de microondas via medidas de permissividade e permeabilidade complexas na banda X**, mai. 2007. 200 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade de Taubaté SP, Brasil, 2007.

[Christopher and Edward, 1994] CHRISTOPHER, L.H.; EDWARD, F.K. A low frequency model for wedge or pyramid absorber arrays – II: computed and measured results. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 36, n. 4, nov. 1994.

[CISPR/343, 2001] COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTUBATION RADIOÉLECTRIQUES. **CISPR/A/343/CDV**. Radio-interference measurements and statistical methods. Werner Schaefer, USA, dez. 2001.

[Collin, 1960] COLLIN, R.E. **Field Theory of Guided Waves**. New York: McGraw Hill, 1960.

[Crawford, 1974] CRAWFORD, M.L. Generation of standard EM field using TEM transmission cells. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 16, n. 4, nov. 1974.

[Crawford, Workman and Thomas, 1977] CRAWFORD, M.L.; WORKMAN, J.L.; THOMAS, C.L. Generation of EM Susceptibility Test Fields Using a Large Absorber-Loaded TEM Cell . **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 26, n. 3, set. 1977.

[D´amico, 1999] D´AMICO, M.M.G. Loaded TEM cell versus free space: comparison of the E-field inside dielectric spherical objects. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 41, n. 2, mai. 1999. p. 158 – 160.

[Dip, 2011] DIP, G. M. **Otimização de células TEM**, jan. 2011. 77 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Controle) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. 2011.

[DJM Electronics, 2011] DJM ELECTRONICS. **RF absorber**. Disponível em: <<http://www.djmelectronics.com/rf-absorber.html>>. Los Angeles. Acesso em: mai 2011.

[ECCOSORB VHY / VHP, 2010] **ECCOSORB VHY / VHP**. Manual 2010/04, disponível em: www.ecanechoicchambers.com. E&C Anechoic Chambers NV.

[ETS-Lindgren L.P, 2010] ETS-Lindgren L.P. **Gigahertz Transverse Electromagnetic (GTEM!™) Cell**: manual operacional. Model 5400 Series, 2008. Disponível em: <www.ets-lindgren.com>. Acesso em: fev. 2010.

[Folgueras et al., 2007] FOLGUERAS, L.C. et al. **Dielectric microwave absorbing material processed by impregnation of carbon fiber fabric with polyaniline**. Disponível em: <http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1516-14392007000100020&lng=en&nrm=iso>. Scielo Brasil. Acesso em: mar 2007. Mar 2007, v. 10, n. 1, p. 95-99, 2007

[Ford and Chambers, 2007] FORD, K.L.; CHAMBERS, B. Application of Impedance Loading to Geometric Transition Radar Absorbent Material. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 49, n. 2, mai. 2007.

[Glen, 1999] Glen Dash, Ampyx LLC, “**How RF Anechoic Chambers Work**”, alum.mit.edu, 1999.

[Groh et al., 1999] GROH, C. et al. TEM waveguide for EMC measurements. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 41, n. 4, nov. 1999. p. 440 – 445.

[Hasnain et al., 2007] HASNAIN, A. et. al. Development of an economic and effective microwave absorber. **Conference on Applied Electromagnetics, 2007**. dez. 2007

[Icheln, 1995] ICHELN, C. **The construction and application of a GTEM cell**, nov. 1995. 53 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Technical University of Hamburg-Harburg, Alemanha, 1995.

[Leferink, 1998] LEFERINK, F.B.J. High field strength in a large volume: the balanced stripline TEM antenna. **IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility**, v. 8, ago. 1998. p. 350 – 354.

[Leo et al., 1996] LEO, R.D. et al. Accurate Analysis of the GTEM Cell Wide-Band Termination. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 38, n. 2, mai. 1996. p. 188 – 197.

[Lisboa, Cerqueira and Macêdo, 2008] LISBOA, A. C.; CERQUEIRA, G.L.M.A.; MACÊDO, A.E.T. **Meshor**: software malhador. Versão 1.0. Copyright 2008. 1 CD-ROM.

[Loader, Alexander and Blackburn, 2009] LOADER, B.G; ALEXANDER, M.; BLACKBURN J. **The longitudinal field in the GTEM 1750 and the nature of the**

termination. Disponível em: < <http://gtemuser.org.uk/> >. National Physical Laboratory, Teddington, Middlesex, UK, dez. 2009.

[Looe et al., 2001] LOOE, H.M. et. al. Investigation of the longitudinal field component inside the GTEM 1750. **Proce. Of the 14th international Zurich Symp On EMC**. Zurich, feb. 2001. pp. 499-504. II

[Lorch and Monich, 1996] LORCH, R.; MONICH, G. Mode Suppression in TEM cells. **IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility**, ago. 1996. p. 40 – 42.

[Malaric, 2010] MALARIC, K. **EMI Protection for Communication Systems**. Artech House, 2010.

[Matzler, 2002] MÄTZLER, C. Matlab function for Mie scattering and absorption. Institute of Applied Physics, Universitas Bernensis. jun. 2002.

[Nothofer et al., 2003] NOTHOFER, A. et al. **The Use of GTEM Cells for EMC Measurements**. National Physical Laboratory, Teddington, Middlesex, UK, 2003. 45 p. Measurement Good Practice Guide No. 65.

[Ngu et al., 2007] NGU, X.T.I. et al. A Complete Model for Simulating Magnitude and Phase of Emissions from a DUT Placed Inside a GTEM Cell. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 49, n. 2, mai. 2007.

[Nornikman et al., 2010] NORNIKMAN, H. et al. Effect on source signal condition for pyramidal microwaves absorber performance. **2010 International Conference on Computer and Communication Engineering**, mai. 2010

[Park, Choi and Kim, 2000] PARK, M.J.; CHOI, J.; KIM, S.S. Wide bandwidth pyramidal absorbers of granular ferrite and carbonyl iron powders. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 36, n. 5, set. 2000. p. 3272 – 3274.

[Paul, 1998] PAUL J. **Modelling of General Electromagnetic Material Properties in TLM**. out. 1998. 164 f. Tese (Doutorado em Engenharia) – University of Nottingham, 1998.

[Pouhe and Monich, 2008] POUHE, D.; MONICH, G. On the Interplay Between the Equipment Under Test and TEM Cells. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 50, n. 1, fev. 2008.

[Qiang and Wenbo, 2001] QIANG, F.; WENBO, S. Mie theory for light scattering by a spherical particle in an absorbing medium. **Optical Society of America**, v. 40, n. 9, mar. 2001.

[Reich, Nelson and Reich, 2008] REICH, M.T.; NELSON, R.M.; REICH, C.B. The effect of EUT position on gigahertz transverse electromagnetic (GTEM) cell correlation algorithms. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, ago. 2008.

[Schoberl et al.] SCHOBERL, J. et. al. **NETGEN/NGsolve**: software malhador. Versão 4.4. Johannes Kepler University, Linz, Austrália. 1 CD-ROM.

[Thye, Armbrecht and Koch, 2009] THYE, H.; ARMBRECHT, G.; KOCH, M. Pulse propagation in gigahertz transverse electromagnetic cells. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 51, n.3. ago. 2009. p. 592 - 603.

[Weinzierl, 2004] WEINZIERL, D. **Estudo de câmaras de testes de compatibilidade eletromagnética (CEM) através do método de modelagem por linhas de transmissão (TLM)**, set. 2004. 133 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2004.

[Wilson, 1995] WILSON, P. On Correlating TEM cell and OATS emission measurements. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 37, n. 1, fev. 1995.

[Winebrand and Aubin, 2010] WINEBRAND, M.; AUBIN, J. Optimization criterion for a high performance absorber design at VHF/UHF frequency band. **2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)**. jul. 2010

[Yamashita, 1968] YAMASHITA, E. Variational Method for the Analysis of Microstrip-Like Transmission Lines. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 16, n. 8, ago. 1968, p. 529 – 535.

[Yamashita and Atsuki, 1970] YAMASHITA, E.; ATSUKI, K. Strip line with rectangular outer conductor and three dielectric layers. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 18, n. 5, mai. 1970.

[Yuan, Lynch and Paulsen, 1991] YUAN, X.; LYNCH, D.R.; PAULSEN, K.D. Importance of normal field continuity in inhomogeneous scattering calculations. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 39, n. 4, ago. 1991, p. 638 – 642.

Apêndice A

TESTES PRÁTICOS

Essa parte foi reservada para a instrução dos recursos que uma célula GTEM pode nos fornecer. Como já dito antes, um produto eletrônico, pode interferir na vizinhança por meio do ar, energia radiada.

Um exemplo de interferência eletromagnética é a má elaboração de projetos com placas de circuitos impresso (PCI), o qual se sabe que as trilhas do circuito, provoca uma fonte de energia induzida, excitada por radiação. Com isso, uma mudança no *design* do circuito impresso é necessária [Bittar, 2005]. Outro exemplo seria verificar a largura de banda de uma antena, além da medida de fase da mesma.

Teste de Susceptibilidade

Nos testes de susceptância, observamos se o equipamento de teste é imune, às perturbações eletromagnéticas presentes no ambiente. Dessa forma é feito o monitoramento do equipamento de teste, em condições normais de funcionamento, ao aplicar uma intensidade de campo eletromagnético na menor extremidade da GTEM. O monitoramento é feito tanto visualmente quanto sobre medições adquiridas pelo medidor seletivo e um *software* de monitoração. A Figura A1 é uma estrutura do sistema montado. Um gerador de sinal de RF é amplificado e transmitido para a GTEM, onde serão feitos monitoramentos do funcionamento do EUT.

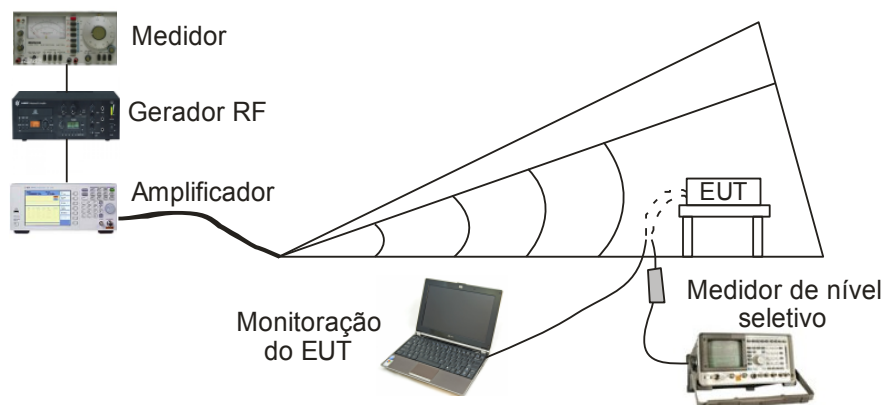


Figura A1 – Teste de susceptibilidade

Dentre as normas internacionais para susceptibilidade podemos citar a IEC 61.000-4-3 e IEC 61.000-4-20 para equipamentos eletrônicos, CISPR 24 para equipamentos de tecnologia da informação, atuando na Europa. As normas FCC parte 15 e FCC parte 18 para equipamentos eletrônicos, equipamentos de telecomunicações e equipamentos médicos, atuando nos EUA e no Canadá, respectivamente.

Dentro da norma IEC 61000-4-3, encontramos os procedimentos de teste de imunidade estabelecendo critérios de uniformidade e calibração em câmaras anecóica.

Teste de medição do campo radiado

O equipamento não deve emitir perturbações eletromagnéticas que possa prejudicar os equipamentos vizinhos ou a si mesmo. Logo este teste baseia-se em colocar o equipamento na região de teste e medir seu campo radiado com um analisador de espectro na porta da GTEM, como mostra a Figura A2. O sistema, de alimentação do equipamento de teste, pode ser feito por baterias, eliminando as perturbações geradas por cabos e conectores. Este teste também serve para medir a faixa de frequência abrangente de uma antena e a fase do sinal [Ngu et al., 2007]. Pela teoria, é necessário a mediação do equipamento em três direções diferentes, xyz, yzx e zxy, para a obtenção da potência radiada total.

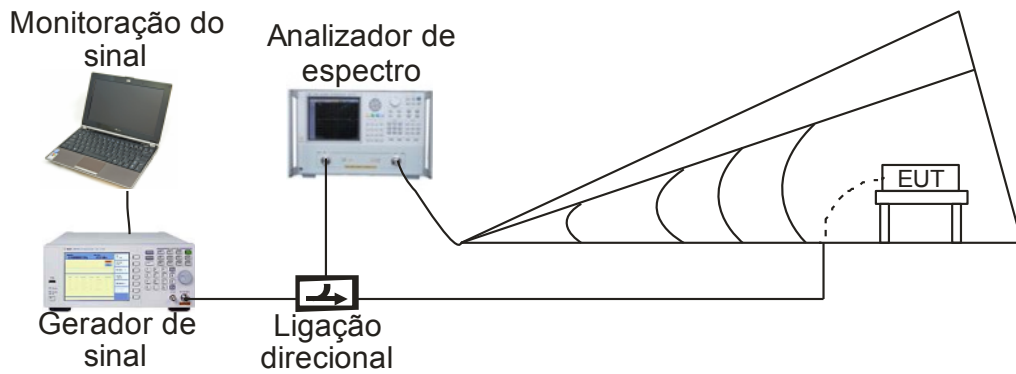


Figura A2 – Teste de campo radiado pelo equipamento

Dentre as normas de emissão radiada, podemos citar: CISPR 11 para testes em equipamentos industriais, científicos e médicos, CISPR 22 para equipamento de tecnologia da informação, FCC parte 15 e FCC parte 18 para testes em todos os equipamentos.

O padrão dado pela CISPR 22 limita a emissão de campo pelas classes A e B (equipamentos industriais e residenciais respectivamente), Tabela 4 e Tabela 5, a uma distância de 10 metros da antena de varredura nos sistemas OATS e câmara anecóica.

Faixa de frequência MHz	Limites quase-pico dB(μ V/m)
30 a 230	40
230 a 1000	47

Tabela 4 Limite para emissão de perturbação radiada para equipamentos tipo classe A

Faixa de frequência MHz	Limites quase-pico dB(μ V/m)
30 a 230	30
230 a 1000	37

Tabela 5 Limite para emissão de perturbação radiada para equipamentos tipo classe B