



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Microondas e Óptica



PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CÂMARA GTEM – GIGA HERTZ TRANSVERSE ELECTROMAGNETIC PARA TESTES DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DE CIRCUITOS E SISTEMAS ELETRÔNICOS

Autor: Humberto Xavier de Araujo

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.**

Banca Examinadora

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly (presidente) — DMO/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. José Roberto Cardoso — Poli/USP

Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin — PTC/EP/USP

Prof. Dr. Edmundo da Silva Braga — DEMIC/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Vítor Baranauskas — DSIF/FEEC/UNICAMP

Campinas – SP
31/01/2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Ar15p Araujo, Humberto Xavier de
Projeto e implementação de câmara GTEM – giga hertz
transverse electromagnetic para testes de compatibilidade
eletromagnética de circuitos e sistemas eletrônicos / Humberto
Xavier de Araujo. --Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Luiz Carlos Kretly.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas,
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Compatibilidade eletromagnética. 2. Metamaterial. 3.
Interferência eletromagnética. I. Kretly, Luiz Carlos. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia
Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Design and implementation of a GTEM chamber for electromagnetic
compatibility tests of electronic circuits and systems

Palavras-chave em Inglês: Electromagnetic compatibility, Metamaterial, Electromagnetic
Interference

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: José Roberto Cardoso, Silvio Ernesto Barbin, Edmundo da Silva Braga,
Vitor Baranauskas

Data da defesa: 31-01-2012

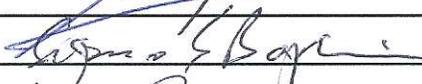
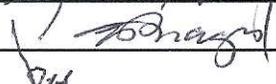
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Humberto Xavier de Araujo

Data da Defesa: 31 de janeiro de 2012

Título da Tese: "Projeto e Implementação de Câmara GTEM - Giga Hertz Transverse Eletromagnetic para Testes de Compatibilidade Eletromagnética de Circuitos e Sistemas Eletrônicos"

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly (Presidente): 
Prof. Dr. José Roberto Cardoso: _____
Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin: 
Prof. Dr. Edmundo da Silva Braga: 
Prof. Dr. Vitor Baranauskas: 

*à minha momor Emily
e aos meus pais Adalberto e Elghislaine*

“Todas as coisas cooperam
para o bem daqueles que amam a Deus ” Rm 8:28

Resumo

Este trabalho apresenta a análise detalhada, simulações numéricas completas e os procedimentos para o projeto e a implementação de uma câmara GTEM -*GigaHertz Transverse Electromagnetic*- para análise de pré-conformidade em circuitos e sistemas eletrônicos. O sistema construído é capaz de realizar testes de EMC – *Electromagnetic Compatibility*, tanto de interferência – EMI quanto de susceptibilidade – EMS, na faixa de frequência de 500 MHz – 18 GHz. O projeto apresenta uma inovação ao introduzir estruturas metamateriais na câmara tornando-a mais flexível na determinação da frequência e níveis de RF e Microondas de teste. Os detalhes do projeto, simulações, a tecnologia de fabricação e medidas de validação da GTEM são descritos neste trabalho.

Palavras-chave: *compatibilidade eletromagnética, GTEM, metamaterial, APEX.*

Abstract

In this work it is shown a detailed analysis, complete numerical simulations and the guidelines for the design and fabrication of a GTEM - *GigaHertz Transverse Electromagnetic* chamber, for pre-compliance tests of integrated circuits and electronic boards. With the built structure electromagnetic tests – EMC, including electromagnetic interference – EMI and immunity becomes feasible, on 500 MHz – 18 GHz frequency range. Besides that, an innovative concept is shown with the use of metamaterial technology applied to the GTEM chamber in order to make it more flexible in terms of frequency range. The design, simulation and fabrication strategy are clearly described along throughout this work.

Keywords: *electromagnetic compatibility, GTEM, metamaterial, APEX.*

Agradecimentos

Ao meu Deus por todo cuidado e proteção, e por estar me guiando em todos os momentos.

Ao Professor Kretly pelo voto de confiança dado e por todos os ensinamentos, orientações, dicas e participação determinante e fundamental para a realização deste trabalho. Sem dúvidas me considero um profissional melhor e uma pessoa melhor também, devido ao convívio nesses quatro anos. Sua amizade e companheirismo serão guardados.

À minha esposa Emily, que esteve ao meu lado nos momentos mais difíceis e me deu equilíbrio para seguir em frente, me dando apoio e carinho, não me deixando sozinho nas madrugadas de estudo.

À minha família por todo apoio, torcida e companheirismo. Em especial meus pais Adalberto e Elghislaine, que estiveram e estão sempre prontos para me apoiar. Obrigado por sonharem junto comigo e por me ajudarem a tornar estes sonhos em realidade.

Aos amigos de Unicamp, Rogério, Nelmo, Alex, Rodrigo, Alfeu, Capovilla, Maurício, Honório, Joice, pela amizade, convivência, intercâmbio de idéias, e apoio. Ter tido vocês como companheiros de Unicamp foi muito bom!

À dupla Celi e Cynthia por todo o apoio e atenção dispensados. Celi você se tornou uma grande amiga, obrigado por tudo.

Ao Antunes pela grande ajuda na montagem final da estrutura.

À Capes e a Delphi LTDA do Brasil por todo auxílio financeiro durante toda esta fase.

Sumário

LISTA DE FIGURAS	XVII
LISTA DE TABELAS.....	XXIII
CAPÍTULO 1	27
INTRODUÇÃO	27
CAPÍTULO 2	30
MÉTODOS DE TESES DE PRÉ-CONFORMIDADE	30
2.1 Emissão Conduzida.....	32
2.2 OATS	33
2.3 Near Field Scan.....	36
2.4 Workbench Faraday Cage - WBFC	38
2.5 Célula TEM.....	39
2.6 Célula GTEM.....	41
CAPÍTULO 3	57
PROJETO E SIMULAÇÃO	60
3.1 APEX	68
3.2 Terminação de Corrente.....	70
3.3 Absorvedores de RF.....	73
3.4 GTEM - Ambiente de Simulação	73
CAPÍTULO 4	79
METAMATERIAIS APLICADOS A GTEM.....	79
4.1 Células Fractais.....	81

4.2	Jerusalem-Cross-Pair - JCP.....	90
4.3	Células CLL - Capacitively Load Loop.....	95
CAPÍTULO 5		105
GTEM - IMPLEMENTAÇÃO FÍSICA E MEDIDAS		105
5.1	Probes.....	109
5.2	Medidas DTF - Distance to Fault.....	110
5.3	Teste de Emissão Radiada	124
5.4	Teste de Susceptibilidade.....	127
CAPÍTULO 6		133
PUBLICAÇÕES.....		135
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		137
APÊNDICE A.....		142
APÊNDICE B.....		143
APÊNDICE C.....		148

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Compatibilidade Eletromagnética, dividida em testes de EMI e EMS	31
Figura 2.2 – Setups de medidas de emissão eletromagnética.....	32
Figura 2.3 – Setup teste conduzida com LISN.....	33
Figura 2.4 – Setup de teste para medidas de corrente de ruído conduzida.....	34
Figura 2.5 – Setup de teste OATS.....	35
Figura 2.6 – Parede com absorvedores para compor setup OATS.....	36
Figura 2.7 – Setup de teste de campo próximo	37
Figura 2.8 – Setup de teste WBFC	38
Figura 2.9 – Célula TEM.....	40
Figura 2.10 – Célula GTEM.....	41
Figura 2.11 – Configuração setup de testes GTEM para medidas EMI.....	42
Figura 2.12 – Configuração setup de testes GTEM para medidas EMS.....	42
Figura 2.13 – Célula GTEM em coordenadas esféricas [18]	47
Figura 2.14 – Subdivisões da célula GTEM [11].....	49
Figura 2.15 – GTEM e a seção local [5]	51
Figura 2.16 – Empilhamento das células representando a GTEM para o método TLM [6].	54
Figura 2.17 – Setup experimental para medida de fase [6]	57
Figura 3.1 – Célula GTEM e estratégia de montagem	55
Figura 3.2 – Intensidade de campo elétrico no interior da GTEM	59
Figura 3.3 – APEX - (a) Vista lateral; (b) vista superior.....	61
Figura 3.4 – APEX - (a) Projeto APEX em “U” desenvolvido no Inventor; (b) estratégia de projeto de construção.....	62
Figura 3.5 – APEX - (a) parte superior e inferior formadas; (b) protótipo montado	63

Figura 3.6 – Parâmetro S_{11} – APEX modelada com ângulo reto e com raio de curvatura	64
Figura 3.7 – Parâmetro S_{11} – APEX com e sem <i>septum</i>	66
Figura 3.8 – Terminação de corrente adaptada ao APEX: ajuste da terminação	66
Figura 3.9 – APEX - Setup de medidas de perda por retorno	67
Figura 3.10 – Parâmetro S_{11} – Medida experimental, APEX com e sem <i>septum</i>	67
Figura 3.11 – Esquema de terminação de corrente utilizado: múltiplos resistores	69
Figura 3.12 – Absorvedor BPA-12.....	71
Figura 3.13 – Dimensões da câmara GTEM em milímetros – $K+J+I=2,11m$	72
Figura 3.14 – Conector N modelado no CST	74
Figura 3.15 – Condição de contorno absorvedor de RF – redução tempo de processamento devido simetria da estrutura	75
Figura 3.16 – (a) Parâmetro S_{11} – absorvedor importando VS. Absorvedor manipulado; (b) distribuição de corrente na superfície do absorvedor.....	76
Figura 3.17 – Modelagem GTEM através CST.....	77
Figura 3.18 – Condições de contorno.....	78
Figura 4.1 – Classificação dos materiais de acordo com os parâmetros constitutivos ϵ e μ	80
Figura 4.2 – H-Fractal de quatro níveis.....	82
Figura 4.3 – Distribuição de corrente na superfície célula H-Fractal de quatro níveis	83
Figura 4.4 – Antena QY - (a) Vista superior; (b) com estruturas fractais	85
Figura 4.5 – Parâmetro S_{11} – Antena QY com e sem estruturas fractais.....	86
Figura 4.6 – <i>Septum</i> com estruturas fractais.....	87
Figura 4.7 – Parâmetro S_{11} – <i>Septum</i> com e sem estruturas fractais	88
Figura 4.8 – Medida experimental parâmetro S_{11} – <i>Septum</i> com e sem estruturas fractais.....	89
Figura 4.9 – Estrutura metamaterial JCP.....	91
Figura 4.10 – Distribuição de corrente na superfície de uma célula JCP unitária.....	91
Figura 4.11 – Parâmetro S_{11} – Antena QY com e sem estruturas JCP	92
Figura 4.12 – Parâmetro S_{11} – <i>Septum</i> com e sem estruturas JCP.....	93

Figura 4.13 – Medida experimental parâmetro S_{11} – <i>Septum</i> com e sem estruturas JCP.....	94
Figura 4.14 – Permeabilidade magnética na forma complexa em função da frequência	96
Figura 4.15 – Permissividade elétrica complexa em função da frequência.....	97
Figura 4.16 – Estrutura metamaterial CLL.....	97
Figura 4.17 – Parâmetro S_{11} – <i>Septum</i> com e sem estruturas JCP.....	98
Figura 4.18 – Conjunto de capacitores formados pelas estruturas metamateriais CLL	99
Figura 4.19 – Estrutura metamaterial CLL.....	100
Figura 4.20 – <i>Septum</i> com estruturas CLL.....	100
Figura 4.21 – Distribuição de corrente na superfície de uma célula metamaterial CLL unitária.....	101
Figura 4.22 – Parâmetro S_{11} – <i>Septum</i> com e sem estruturas fractais	102
Figura 4.23 – Etapas de fabricação das estruturas metamaterial CLL no <i>septum</i>	103
Figura 4.24 – Medida experimental parâmetro S_{11} – <i>Septum</i> com e sem estruturas CLL.....	104
Figura 5.1 – Processo de corte e dobra das chapas de latão- do alto no sentido horário: marcação da chapa de latão de acordo com projeto; corte da parte frontal do setor 2 com plasma; dobra da chapa; primeira metade do setor 2 finalizada.....	106
Figura 5.2 – Conexão entre APEX e Setor 2.....	107
Figura 5.3 – Montagem <i>septum</i> com chapas de cobre 2 mm.	107
Figura 5.4 – Montagem <i>septum</i> suspenso por postes de nylon	108
Figura 5.5 – Passagem de cabos para a câmara GTEM – AC/DC <i>feed through</i> - ilustração	108
Figura 5.6 – <i>Probes</i> elétricos e magnéticos EE-6992.....	109
Figura 5.7 – Pulso DC vs. Varredura de frequência [30]	110
Figura 5.8 – A técnica TDR aplicada a linha de transmissão.....	111
Figura 5.9 – Aplicação do método TDR em cabo coaxial com diversos tipos de decontinuidades, seguido da resposta em função destes defeitos.....	112
Figura 5.10 – Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.....	113
Figura 5.11 – Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.....	113
Figura 5.12 –Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.....	114

Figura 5.13 – Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.....	114
Figura 5.14 – Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.....	115
Figura 5.15 – Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.....	115
Figura 5.16 – Setup de medidas TDR	116
Figura 5.17 – Resposta da técnica TDR com cabo de testes aberto	117
Figura 5.18 – Resposta da técnica TDR com cabo de testes conectado a carga.....	117
Figura 5.19 – Resposta da técnica TDR com cabo de testes conectado a GTEM.....	118
Figura 5.20 – Teste de “vazamento” de RF.....	119
Figura 5.21 – Impedância em função da frequência – notar 50 Ω	120
Figura 5.22 – Indicação de casamento de impedância na carta de Smith: mostra o casamento ideal em 1 GHz	121
Figura 5.23 – Assinatura de perda por retorno da GTEM.....	122
Figura 5.24 – Assinatura de perda por retorno da GTEM – ilustrativa	123
Figura 5.25 – Assinatura complementar para o cálculo da potência e campo elétrico EMI ou EMS no DUT	123
Figura 5.26 – Identificação de frequência de operação da QY antena em 2,29 GHz.....	125
Figura 5.27 – Identificação de frequência de operação da QY antena em 2,45 GHz.....	126
Figura 5.28 – Identificação de frequência de operação da QY antena em 2,7 GHz.....	126
Figura B.1 – Estrutura lateral formatada	143
Figura B.2 – Seção 3 da GTEM dobrada	144
Figura B.3 – RAM – cones absorvedores e terminação 50 Ohm	144
Figura B.4 – Visão interna da câmara montada e <i>septum</i>	145
Figura B.5 – Detalhe da terminação de 50 Ohms. (três conjuntos de resistores não indutivos)	145
Figura B.6 – Medida de vazamento de RF.....	146
Figura B.7 – Tampa traseira da GTEM.....	146
Figura B.8 – GTEM montada e com terminação APEX completa	147

Figura C.1 – Localização – <i>placement</i> de linhas analógicas e digitais e soluções	148
Figura C.2 – Localização adequada de conexão e fontes em função da frequência e da localização de circuitos analógicos RF e digitais visando minimizar RFI, EMI e EMS.....	149
Figura C.3 – Conexão de sinal e terra entre circuitos e subcircuitos de um PCB que podem criar uma antena radiadora de RF	149
Figura C.4 – Curvas das linhas de metalização em PCB e Circuitos Integrados que podem ser investigados	150
Figura C.5 –Via típica em furo metalizado PCB modelo semelhante ao CI.....	150
Figura C.6 – Perfil de Tecnologia CMOS (0,35 um) da Foundry MAS disponível para o projeto do CI de testes EMC	151
Figura C.7 – Esquemático de um amplificador operacional no ambiente ADS 2009.....	152
Figura C.8 – Circuito integrado finalizado e pronto para compor o <i>scribeline</i> no ambiente Cadence 5.0	153
Figura C.9 – Layout circuito digital CVSL.....	153
Figura C.10 – <i>Scribelinee</i> circuitos consolidados prontos para a fabricação	154

Lista de Tabelas

Tabela I – Especificações Absorvedores BPA-12.....	71
Tabela II – Medidas EMI.....	130
Tabela III – Medidas EMS.....	130
Tabela IV – Medidas DUT - HTC.....	130

Lista de Abreviações

EMC – *Electromagnetic Compatibility*

EMI – *Electromagnetic Interference*

EMI – *Electromagnetic Susceptibility*

GTEM – *Gigahertz Transverse Electromagnetic*

IEC – *International Eletrotechnical Commision*

NASA – *National Aeronautical and Space Administration*

OATS – *Open Area Test Site*

RF - *Radio Frequency*

TE – *Transverse Electric*

TEM – *Transverse electromagnetic*

TM – *Transverse Magnetic*

WBFC - *Workbench Faraday Cage* DUT - *Device under test*

Capítulo 1

Introdução

COM o avanço da tecnologia digital/integrada e a utilização de dispositivos eletroeletrônicos nos mais variados sistemas, o risco de interferência entre os mesmos torna-se cada vez mais comum [1]. Dessa forma, o uso de técnicas e ferramentas capazes de avaliar o comportamento de determinado dispositivo em um ambiente eletromagnético torna-se cada vez mais necessário. Sendo assim, a Compatibilidade Eletromagnética – EMC de um dispositivo, a capacidade do mesmo operar corretamente de forma a não interferir e não ser interferido por outros dispositivos dentro de um mesmo ambiente, tem se tornado um objeto de estudo bastante explorado [2]. Assim, o estudo da compatibilidade eletromagnética engloba a análise da Interferência Eletromagnética – EMI, e/ou a Susceptibilidade Eletromagnética – EMS nas formas conduzida ou radiada.

Desde meados da década de 90 todos os equipamentos eletrônicos devem ser submetidos a testes de EMC mais rigorosos, e suas entradas no mercado estão diretamente ligados ao comportamento dos mesmos face aos testes aplicados. Entretanto, problemas relacionados à EMI foram relatados durante a Segunda Guerra Mundial, apesar de na época a terminologia utilizada ter sido RFI – *Radio Frequency Interference*. Entretanto, apenas nos anos 50 que conferências voltadas ao tema EMC começaram a ser organizadas, em paralelo a um projeto contínuo criado pelo governo americano destinado ao estudo de EMI, EMS e áreas correlatas à compatibilidade

eletromagnética. Já nos anos 60, a NASA (*National Aeronautical and Space Administration*) introduziu programas relacionados à EMC aplicados ao lançamento de seus veículos e projetos de sistemas espaciais. Mas apenas no final dos anos 70 que os problemas relacionados à EMC se tornaram de conhecimento do público, em geral por conta dos problemas apresentados por televisores, equipamentos de comunicação, displays de áudio e vídeo, dentre outras inúmeras aplicações.

Dessa forma, várias plataformas de testes de EMC foram criadas para avaliar o desempenho de circuitos e dispositivos eletrônicos visando a prevenção de problemas relacionados à interferência ou imunidade dentro de um ambiente eletromagnético. Dentre os mais comuns e robustos, encontra-se a Câmara Anecóica [3], a qual tem sido por vários anos o principal método de avaliar o comportamento eletromagnético de antenas, veículos e até mesmo aviões. Entretanto, o alto valor requerido para sua construção e manutenção, e a complexidade de seu sistema operacional, inviabilizam o uso e aquisição da mesma para análise de pequenos dispositivos eletrônico. Para tais, outros métodos [4] menos complexos e onerosos apresentam bons resultados relacionados a análise de interferência e imunidade.

Dentre os setups mais conhecidos, encontra-se a célula ou câmara GTEM – *Gigahertz Transverse Electromagnetic*, capaz de realizar tanto testes de interferência quanto de susceptibilidade desde alguns hertz até aproximadamente 18 GHz. Dessa forma, diversas publicações e estudos têm sido realizados desde sua criação, algo em torno de 20 anos atrás. Assim, vários métodos tais como analíticos [5], modelo de linha de transmissão (TLM) [6], diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) [7-9], elementos finitos (FEM) [10], método dos momentos (MoM) [11], entre outros, foram aplicados a modelagem e otimização da célula GTEM.

Neste contexto, o objetivo deste trabalho é projetar e construir uma câmara GTEM de baixo custo capaz de realizar medidas de interferência e imunidade em dispositivos eletrônicos com dimensões de até 10 cm x 10 cm x 10 cm. Neste trabalho, utilizou-se como ferramenta de simulação o software CST – *Computer Simulation Technology Microwave Studio* [12], o qual utiliza a técnica FIT – *Finite Integration Technique* [13].

Além do projeto e construção, é proposta ainda a utilização de estruturas periódicas em locais estratégicos na célula GTEM com o intuito de melhorar o desempenho da mesma em frequências específicas e até mesmo modificar a faixa de frequência de operação da célula. Assim, estruturas

metamateriais do tipo fractais, cruz de Jerusalém e CLL – *Capacitively Loaded Loop* foram aplicadas ao *septum* (condutor interno metálico) da GTEM com o objetivo de alcançar tal resposta.

Este trabalho está desenvolvido em seis capítulos divididos da seguinte maneira:

- No Capítulo 2 são mostrados alguns dos principais métodos de testes de pré-conformidade, incluindo setups destinados apenas a testes de interferência radiada ou conduzida, susceptibilidade radiada ou conduzida e outros capazes de realizar ambos, como no caso a GTEM. Serão apresentadas as principais características, vantagens e desvantagens de cada metodologia, sendo dada uma atenção especial a célula GTEM, de forma a apresentar alguns modelos de análise e modelagem seguidos de comentários.
- No Capítulo 3 são apresentados *guidelines* para o projeto e dimensionamento da GTEM proposta, e ainda são mostradas algumas etapas de simulação e otimização da estrutura. Alguns resultados preliminares simulados e experimentais de partes da estrutura também são apresentados.
- No Capítulo 4 é apresentada a tecnologia metamaterial, incluindo testes em antenas e também na seção de excitação da câmara GTEM, o APEX. Todas as formulações, implementações e características das estruturas são detalhadamente analisadas. São também apresentados neste capítulo, resultados simulados e experimentais das estruturas propostas.
- No Capítulo 5 são mostrados detalhes da implementação física da GTEM e medidas de caracterização da mesma.
- Finalmente, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões e também sugestões de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Métodos de Testes de Pré-Conformidade

Por definição, interferência eletromagnética é o processo no qual energia eletromagnética é transmitida de um dispositivo eletrônico para outro de forma radiada ou conduzida ou por ambos. Comumente, o termo EMI é de maneira errônea restrito apenas a sinais de RF. Na realidade, fenômenos relacionados à EMI são encontrados por todo espectro eletromagnético.

Em outra classe tratada pela compatibilidade eletromagnética, EMS, está o estudo de dispositivos sensíveis a interferências de outros dispositivos. O fato do dispositivo em análise ser mais inerente a sinais externos não o impede de ao mesmo tempo gerar interferências no ambiente eletromagnético. Dessa forma, os testes de EMC normalmente englobam tanto EMI quanto EMS de um mesmo dispositivo eletrônico. Na Fig. 2.1 é mostrado um quadro que retrata a abrangência da compatibilidade eletromagnética.

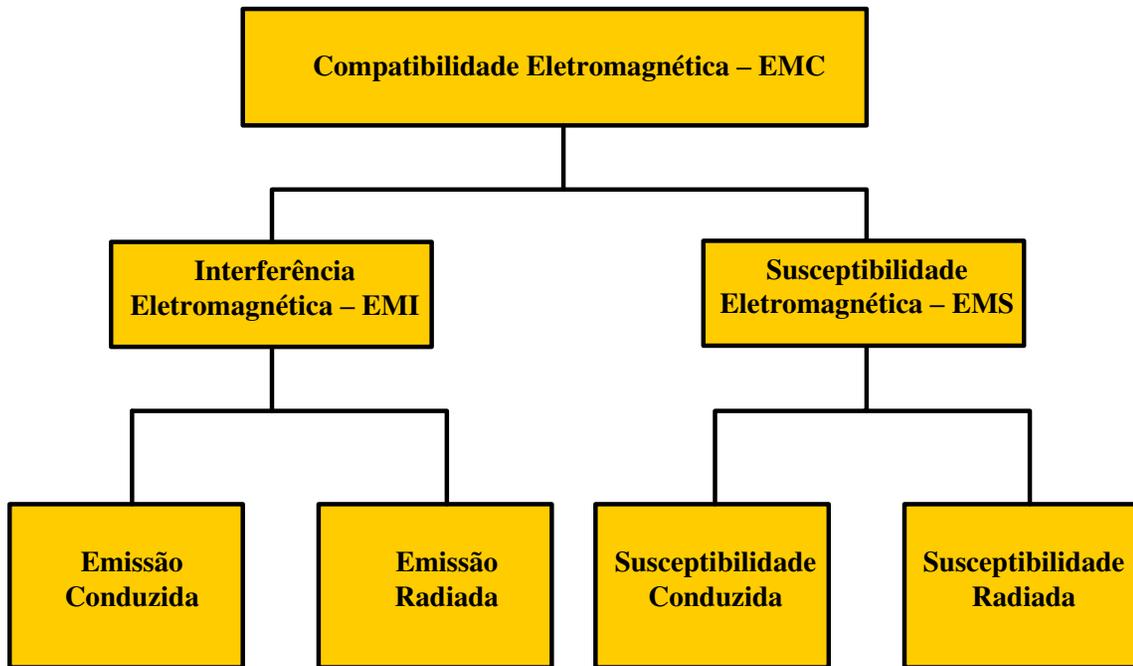


Figura 2.1: Compatibilidade Eletromagnética, dividida em testes de EMI e EMS.

Diferentes abordagens auxiliam os testes de pré-conformidade (EMC/EMI/EMS) os quais são regidos por seus próprios padrões e regras [14]. Estes setups incluem as células TEM/GTEM, *Loop* magnético, *probe* magnético, *Workbench Faraday Cage*, OATS – *Open Area Test Site*, entre outros [15].

Os setups de testes de compatibilidade eletromagnética em nível de sistemas eletrônicos são definidos pelos padrões CISPR 25/2002 para emissões parasitas, e pelo ISO-11452 para testes de interferência e susceptibilidade. Já a definição dos métodos de medida de circuitos integrados e dispositivos eletrônicos, é realizada pela Comissão Eletro-técnica Internacional – IEC, através do subcomitê 47A, grupo de trabalho 9. Dessa forma, dois grandes padrões foram definidos, sendo o primeiro para análise RF radiado e testes de emissão conduzida, e o segundo para testes de imunidade a RF. Um mapa geral dos setups de testes já padronizados pela IEC é mostrado na Fig. 2.2.

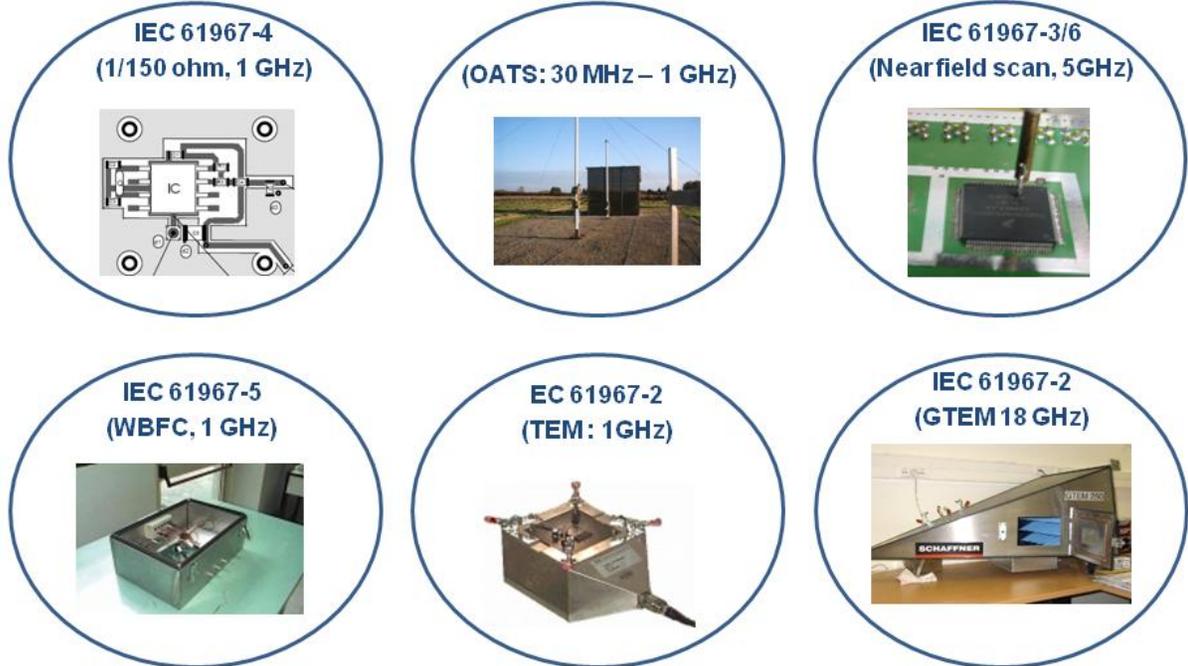


Figura 2.2: Setups de medidas de emissão eletromagnética.

Dos métodos mostrados na figura anterior, apenas as células TEM/GTEM e o método WBFC, os quais serão descritos posteriormente, são capazes de realizar testes de emissão e susceptibilidade.

Neste capítulo, serão apresentados alguns dos principais métodos de pré-conformidade, padronizados e regulados pelo IEC para análise EMC em dispositivos eletrônicos.

2.1 Emissão Conduzida

Por definição, interferência conduzida é aquela na qual ocorre transferência indesejável de energia eletromagnética ao longo de um condutor através de perturbações entre linha e fase com o terra da fonte de alimentação. Comumente conhecido por interferência em linha conduzida, esta perturbação requer testes e instrumentação especial para sua identificação. O setup de medidas de emissão conduzida é regido pelo padrão IEC 61967-4.

Existem vários instrumentos e métodos para se realizar testes de emissão conduzida, e a faixa de frequência normalmente utilizada é de 150 KHz – 30MHz, salvo em aplicações militares que eventualmente necessitam de extensão na banda.

O método mais utilizado para este tipo de análise é através do equipamento LISN - *Line Impedance Stabilization Network* também conhecido por AMN – *Artificial Mains Network*, o qual opera através da alimentação AC do dispositivo a ser analisado. Para uma faixa de frequência de interesse, o dispositivo mantém uma específica carga definida pelos padrões internacionais de regulamentação. Apesar da frequência mínima dos testes de emissão conduzida ser normalmente por volta de 150 KHz, através do chaveamento de energia realizado pelo LISN é possível alcançar frequências mínimas abaixo de 9 KHz. Na Fig. 2.3 é mostrado setup de medida conduzida utilizando LISN.

As vantagens de utilizar LISN na realização de testes conduzido estão principalmente relacionadas ao fato do mesmo fornecer isolamento eletromagnética em relação ao ambiente externo e caracterizar a impedância ao DUT – *Device Under Test*.

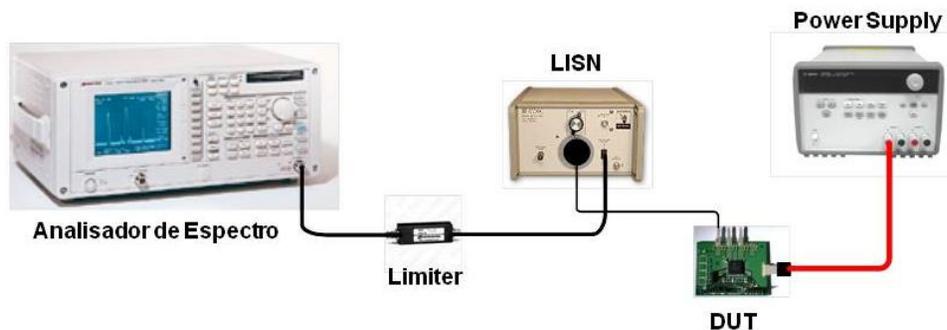


Figura 2.3: Setup teste conduzida com LISN.

Outro método bastante utilizado na realização de medidas de interferência conduzida é o $1/150 \Omega$. Com esta técnica é possível medir a corrente de ruído conduzida em cada pino do DUT. O modelo mais básico consiste na presença de uma resistência de baixo valor em série com o pino de saída do DUT. A partir daí é possível medir a tensão sobre o resistor e conseqüentemente determinar a corrente de ruído. Baseado no fato que a maioria dos problemas de emissão em chips se origina através do ruído que é conduzido para fora do chip pelos pinos, este método se apresenta como um bom indicador.

Na Fig. 2.4 é apresentada uma configuração na qual se associa resistores e capacitores formando uma carga equivalente a 150Ω . Entretanto, para cada DUT e aplicação o circuito equivalente deve ser adaptado e ajustado.

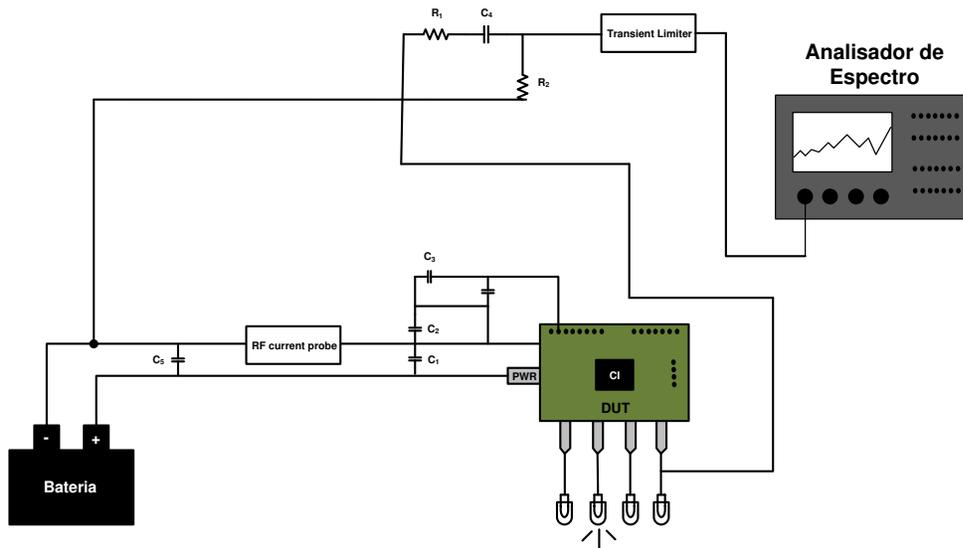


Figura 2.4: Setup de teste para medidas de corrente de ruído conduzida.

Testes de imunidade conduzida apresentam a vantagem de não necessitar de uma câmara anecóica ou outro setup de teste mais oneroso. Entretanto, a limitação deste método em termos de frequência faz com que outras técnicas de análise EMI/EMS sejam utilizadas.

2.2 OATS

O setup de testes de pré-conformidade OATS – *Open Area Test Site*, é amplamente utilizado na realização de testes de emissão e imunidade tipicamente na faixa de frequência de 30 MHz – 1 GHz. Para o correto funcionamento do sistema, algumas condições de operação devem ser respeitadas, tais como a presença de um plano de terra próprio, antena receptora calibrada e cabos de alta qualidade. É ainda fundamental que todo sistema seja instalado a uma distância segura e livre de estruturas metálicas e ambientes que sofram influência eletromagnética, tais como linhas de alta tensão e torres de radiodifusão.

O tamanho mínimo do plano de terra é normalmente retangular com largura duas vezes maior que a área de testes. É importante que o plano de terra não tenha falhas e seja formado por malhas de cerca de $1/20$ do comprimento de onda. O correto funcionamento do setup OATS está diretamente ligado ao correto dimensionamento do plano de terra.

Para realização das medidas, normalmente usa-se a dipolo de meia onda pela flexibilidade da mesma em termos de frequência. Para cada aplicação ou teste, a dipolo pode ter seu tamanho facilmente ajustado. Os equipamentos de medida e o DUT devem estar no plano ortogonal da antena, distantes entre si de pelo menos 3 m. Para cada aplicação e dispositivo a ser analisado, distâncias diferentes são determinadas, sendo que a máxima pode alcançar 30 m. A realização de medidas onde a antena se encontra 30 m distante do DUT requer uma área total de aproximadamente 3120 m^2 .

Na Fig. 2.5 é mostrado um esquema básico de um setup OATS, enquanto que na Fig. 2.6 é mostrado a parede de absorvedores construída no laboratório, montada sobre superfície de 2 mm de alumínio, para compor o setup OATS.

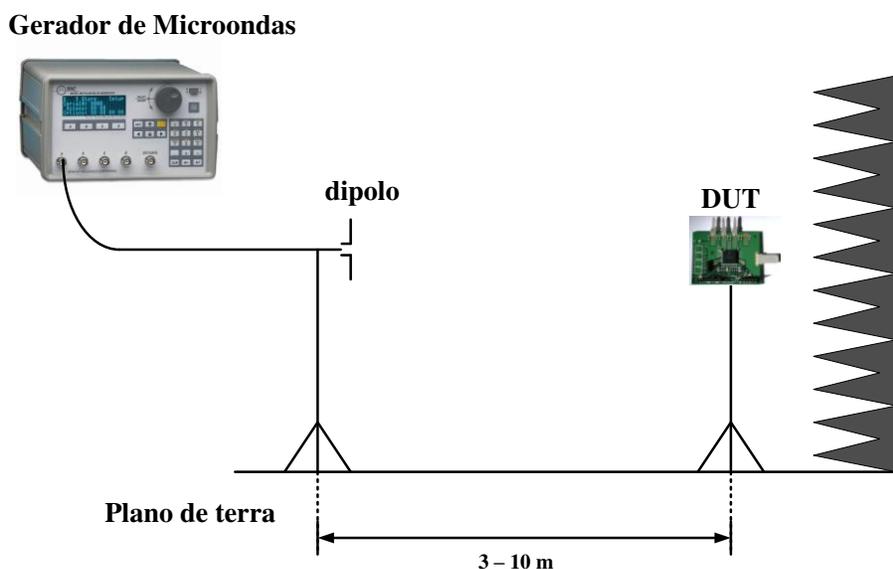


Figura 2.5: Setup de teste OATS.



Figura 2.6: Parede com absorvedores para compor setup OATS.

Apesar de todo esforço em observar os critérios descritos acima, estabelecer uma OATS sem influências externas ao ambiente de medidas é uma missão um tanto quanto delicada. Dessa forma, fontes externas costumam gerar erros principalmente nos testes de emissão radiada.

2.3 Medidas de Campo Próximo

A utilização de *probes* de campo próximo adaptados para testes em circuitos integrados foi introduzida no final da década de 90 pelo pesquisador K. Slattery. Os *probes* possuíam resolução suficiente para mapear campos no encapsulamento dos CIs. Atualmente a técnica *Near Field* é regida pelo padrão IEC-61967-3/6.

Existem basicamente dois tipos de métodos de medidas de campos eletromagnéticos através de receptores de radiofrequência. Na técnica direta, a conexão entre o *probe* e o receptor é feita através de cabo coaxial, enquanto que na segunda técnica são criadas perturbações através de sinais de espalhamento no ponto de observação desejado. Na Fig. 2.7 é mostrado um modelo de setup de medida com *probes* de campo próximo.

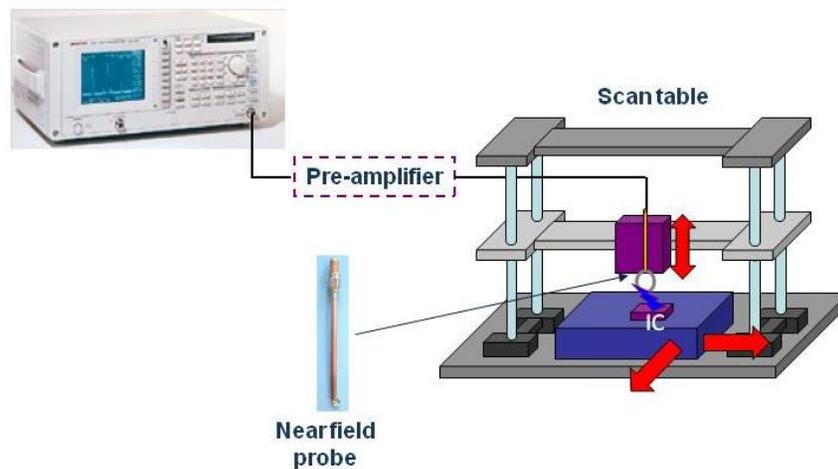


Figura 2.7: Setup de teste de campo próximo.

Com *probes* específicos conectados a um receptor, é possível medir a amplitude e fase das componentes de campo elétrico radiadas pelo DUT. Os *probes* de campo próximo consistem basicamente de pequenas antenas com propriedades eletromagnéticas capazes de capturar as componentes de campo. As antenas devem ser altamente sensíveis a componente de campo desejada, rejeitando todas as outras componentes, e apresentar alta resolução espacial.

Os *probes* mais simples são construídos basicamente com cabo coaxial de 50Ω , e são conhecidos como antenas monopolos coaxiais (E_z *probes*). Apesar de menos comum, também são fabricadas as do tipo dipolos coaxiais. A medida das componentes de campo tangencial é feita através do uso de dipolos elétricos na superfície do dispositivo. Já a caracterização das componentes de campo magnético, é feita através de *Loop Probes*

A técnica de Campo Próximo é bastante importante na análise de interferências eletromagnéticas produzidas por circuitos integrados, tanto analógicos quanto digitais. Um

detalhamento completo de todas as contribuições elétricas e magnéticas contendo todas as harmônicas de um circuito integrado levaria alguns dias de medida. Dessa forma, são utilizados *probes* combinados com setups de medida paralelos, a fim de se reduzir o tempo de análise.

2.4 Bancada de Testes Gaiola de Faraday

O método WBFC – *Workbench Faraday Cage*, regido pelo padrão IEC 61967-5, realiza medições de RF em ambiente compacto, evitando câmaras anecóicas e fontes de RF de alta potência, podendo ainda ser usado em testes de emissão conduzida.

O âmbito de aplicação deste método é restrito a dispositivos eletrônicos com fio, não sendo um método adequado para dispositivos sem fio. Dessa forma, este método se aplica para os casos onde os fios e cabos conectados a fonte são muito maiores que a maior dimensão dos circuitos integrados. Na Fig. 2.8 são mostrados os conceitos básicos do método WBFC.

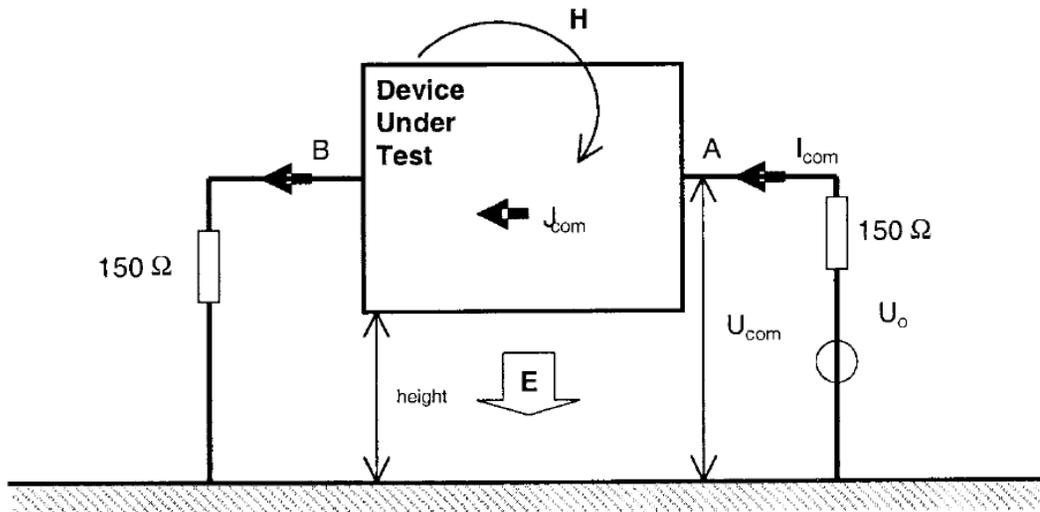


Figura 2.8: Setup de teste WBFC [4].

Na Fig. 2.8 são consideradas duas portas, representadas pelas resistências de 150Ω no modo comum. Em testes de imunidade de RF, através de uma fonte de interferência normalizada e

conhecida, a tensão e a corrente de RF no DUT são encontradas, possibilitando assim a determinação do campo elétrico.

Apesar da boa precisão, a grande desvantagem deste método é impossibilidade de analisar dispositivos sem fio.

2.5 Célula TEM

A criação das células TEM – *Transverse Electromagnetic*, Fig. 2.9, foi inspirada basicamente no conceito de operação de uma linha de transmissão planar expandida, operando no modo TEM com o objetivo de emular ondas planares no espaço livre. Dessa forma, criou-se um guia de onda retangular expandido, formado por um condutor metálico interno e revestido por absorvedores de RF, ideal para realização de medidas de pré-conformidade em dispositivos eletrônicos compactos.

Similar a uma linha de transmissão coaxial com condutores externos fechados e unidos, a célula TEM possui extremidades cônicas operando como transições dos conectores de 50Ω . É a partir do condutor interno, conhecido como *Septum*, que as ondas eletromagnéticas se propagam no interior da célula.

O campo eletromagnético é uniforme apenas numa certa região da célula, normalmente na região central, onde o DUT é colocado. Este local é conhecido como zona quieta ou Área de Teste (AT), e devido a fatores relacionados ao comportamento da onda eletromagnética, é limitado em um terço da altura da célula.

As ondas eletromagnéticas se propagam de forma esférica próximos das extremidades cônicas, enquanto que no volume principal se torna planar. Apenas na AT a intensidade do campo é constante da extensão longitudinal. Em baixas frequências, apenas o modo TEM pode propagar na célula. Entretanto, com o aumento da frequência, outros modos (TE e TM) podem ser excitados no interior da célula. A frequência máxima para a célula TEM, é calculada a partir da primeira ressonância mais baixa dos modos superiores, os quais dependem do tamanho e do formato da célula.

O objetivo do padrão de medidas em células TEM, é mensurar a radiação global de um componente a certa distância. Apesar dos bons resultados apresentados na literatura, a célula TEM apresenta limitações em termos de frequência da ordem de 1 GHz.

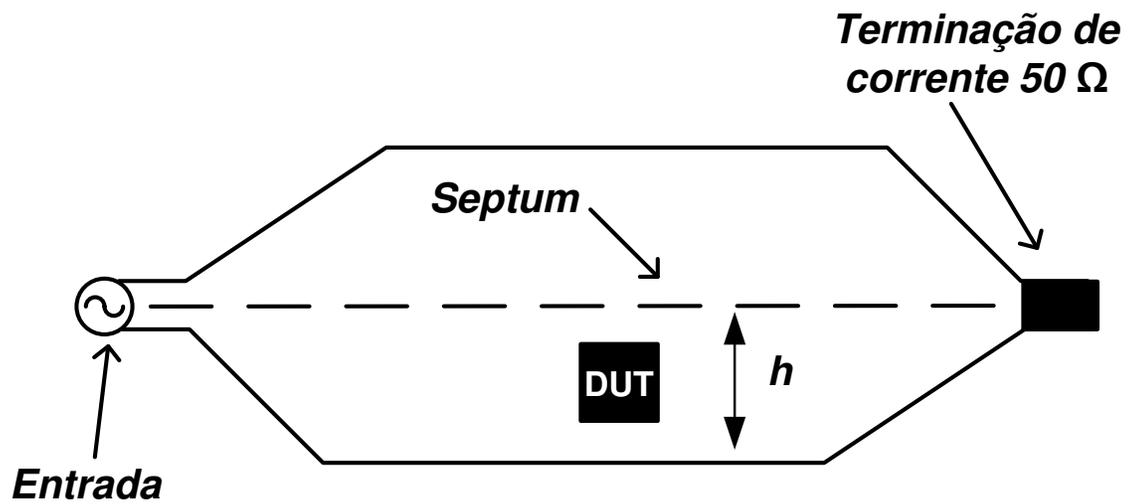


Figura 2.9: Célula TEM.

2.6 Célula GTEM

A partir da necessidade de se mapear o comportamento de dispositivos em frequências acima de 1 GHz, em 1987 o pesquisador alemão D. Hansen elaborou a primeira célula TEM com faixa larga e a denominou-se de GTEM (Gigahertz Transverse Electromagnetic) [15]. O fator decisivo no sucesso da GTEM foi a exclusão dos cantos da célula TEM, os quais agem como os principais limitadores em frequência. Sendo assim, o volume principal da célula GTEM torna-se basicamente uma linha de transmissão cônica, sendo possível a realização de medidas desde alguns hertz até aproximadamente 18 GHz. O formato cônico e o revestimento de absorvedores de RF ao final da célula são determinantes para que esta opere em frequências mais altas.

A célula GTEM consiste basicamente em uma seção cônica de uma linha de transmissão retangular, com absorvedores de RF ao final da célula, e um condutor interno também cônico construído com cobre, latão, ou em alguns casos com alumínio. A extremidade mais larga e localizada ao final da célula é terminada com banco de resistores gerando uma resistência equivalente de 50Ω . Na Fig. 2.10 é mostrado a seção transversal da célula GTEM.

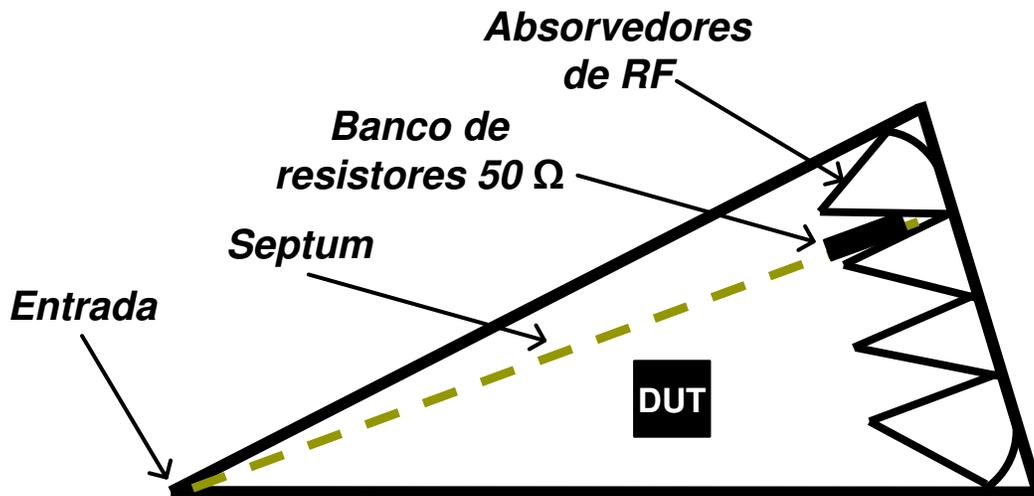


Figura 2.10: Célula GTEM

A principal desvantagem da célula GTEM está nas dimensões relativamente pequenas destinadas a zona quieta, espaço reservado para testes e que define o tamanho total da célula. Comercialmente são encontradas câmaras gigantescas com até 1 m^3 de área de testes, apesar do custo benefício para este tipo de configuração ser de certa forma discutível. Já a grande vantagem das câmaras GTEM em relação aos demais setups de pré-conformidade é sua maior faixa de frequência de testes e também a possibilidade de realizar tanto testes de emissão, Fig. 2.11, quanto de susceptibilidade, Fig. 2.12. Para análises de dispositivos eletrônicos e circuitos integrados menores, a GTEM é sem dúvida o método de testes mais indicado.

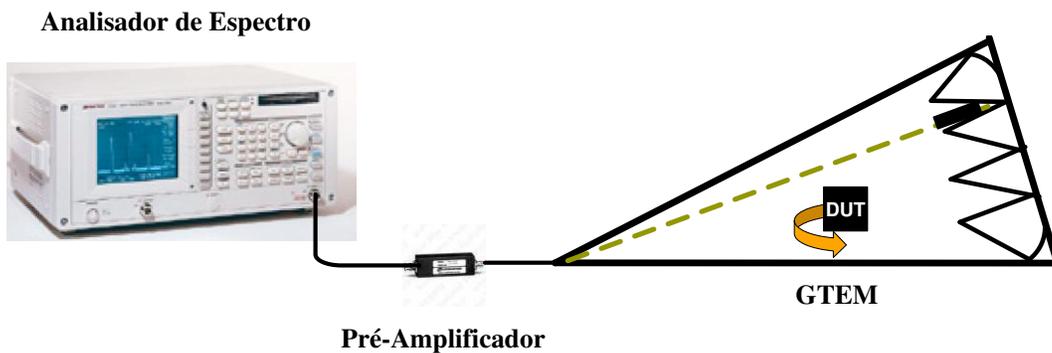


Figura 2.11: Configuração setup de testes GTEM para medidas EMI.

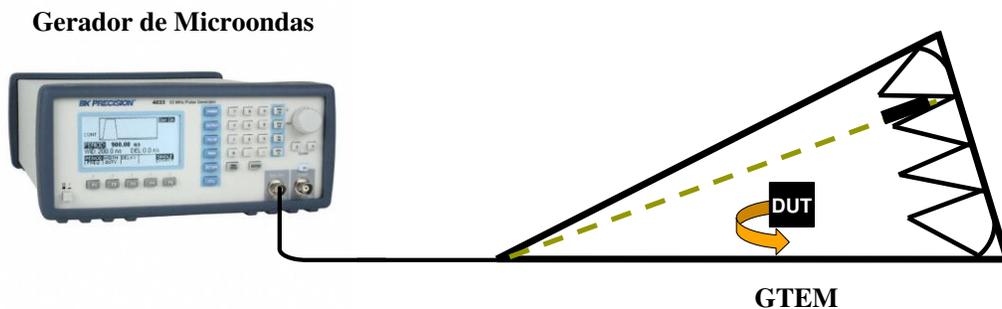


Figura 2.12: Configuração setup de testes GTEM para medidas EMS.

Testes de emissão radiada requerem basicamente a conexão de um analisador de espectro ao conector N e ao *septum*, e um sistema giratório, não condutivo, responsável por rotacionar e posicionar o DUT em todas as direções. Para os testes de imunidade, além do sistema giratório, é

necessário um gerador de pulsos conectado à entrada da célula, de forma que o desempenho do DUT é monitorado em função da potência de entrada. Em setups de testes mais elaborados, sistemas de aquisição de dados são implementados de forma a facilitar e proporcionar maior precisão aos resultados obtidos. A descrição detalhada de todo setup de testes é feita no Capítulo 5.

Devido ao bom desempenho da câmara GTEM em termos de faixa de frequência de operação e facilidade na realização de medidas de emissão e imunidade, este trabalho propõe a concepção, projeto e construção de uma câmara GTEM de baixo custo para realização de medidas de pré-conformidade em dispositivos eletrônicos na faixa de frequência de 500 MHz – 18 GHz.

Como uma linha de transmissão operando no modo TEM a impedância característica de 50 Ω deve ser garantida de forma a evitar reflexões no interior da câmara, as quais podem mascarar os futuros testes de emissão ou imunidade. Tendo em vista a assimetria da câmara GTEM, e a inexistência de fórmulas fechadas para o cálculo da impedância característica da mesma, a utilização de métodos numéricos torna-se indispensável.

Uma aproximação sem o auxílio de ferramentas numéricas pode ser feita ao se desconsiderar o pequeno ângulo de abertura da câmara. Dessa forma, o modo de propagação dentro da GTEM pode ser considerado como um modo TEM ideal e os padrões do campo podem ser modelados como eletrostáticos. Assim esta aproximação para campos eletrostáticos em uma linha de transmissão coaxial retangular é utilizada para determinar de forma aproximada a impedância característica da câmara GTEM.

Em [16] é apresentado um método que utiliza o princípio variacional para aproximar a capacitância de uma linha de transmissão coaxial retangular com a de um condutor infinitamente fino.

A partir da seguinte equação de Poisson é possível estabelecer a relação entre a distribuição de potencial ϕ na seção transversal e a distribuição de carga $\rho(x, y)$:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) \phi(x, y) = \frac{1}{\epsilon_0} \rho(x, y). \quad (1)$$

As condições de contorno dos condutores externos são definidas por:

$$\phi\left(-\frac{1}{2}a, y\right) = 0, \quad (2)$$

$$\phi\left(\frac{1}{2}a, y\right) = 0, \quad (3)$$

$$\phi(x, 0) = 0, \quad (4)$$

$$\phi(x, d) = 0. \quad (5)$$

Já a condição de continuidade para o condutor considerado infinitamente fino ($u \rightarrow 0$) na posição $y = h$ é determinada por:

$$\frac{\partial}{\partial y} \phi(x, h-0) = \frac{\partial}{\partial y} \phi(x, h+0) - \rho(x, h), \quad (6)$$

de forma que $h + 0$ e $h - 0$ correspondem a um pequeno *offset* acima e abaixo do *septum* respectivamente.

Dessa forma, através da função de Green é possível determinar em (x, y) o potencial causado por uma carga unitária situada, por exemplo, em (x_0, y_0) . Assim, a solução da equação (1) é dada por:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\right)G(x, y |_{x_0, y_0}) = \frac{1}{E} \rho(x - x_0) \rho(y - y_0). \quad (7)$$

Baseado no princípio da superposição, o potencial devido à distribuição de cargas na superfície do condutor é dada de acordo com a seguinte expressão:

$$\phi(x, y) = \int G(x, y |_{x_0, y_0}) \rho(x_0, y_0) dl_0. \quad (8)$$

Dessa maneira, baseado em [16] a capacitância por unidade de comprimento é calculada pelo princípio variacional e dada por:

$$C = \frac{\left[\int \rho(x, y) dl_1\right]^2}{\iint \rho(x, y) G(x, y |_{x_0, y_0}) \rho(x_0, y_0) dl_0 dl_1}. \quad (9)$$

Para definir a correta posição do *septum* em função da impedância característica, as seguintes expressões de capacitância por unidade de comprimento derivadas da equação (9) devem ser respeitadas [16].

$$C = \frac{2\epsilon_0 \left(1 + \frac{1}{K}\right)^2}{\frac{a^2}{w^2} \sum_{n=1}^{\infty} (V_{1n} + KV_{2n})^2 g_n}, \quad (10)$$

onde K , V_{1n} , V_{2n} e g_n são respectivamente:

$$K = - \frac{\sum_{n=1}^{\infty} (4V_{2n} - V_{1n})V_{1n}g_n}{\sum_{n=1}^{\infty} (4V_{2n} - V_{1n})V_{2n}g_n}, \quad (11)$$

$$V_{1n} = \frac{4}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi w}{2a}\right), \quad (12)$$

$$V_{2n} = \frac{2w}{a} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \left(\frac{\sin\left(\frac{n\pi w}{2a}\right)}{\left(\frac{n\pi w}{2a}\right)} + \frac{3}{\left(\frac{n\pi w}{2a}\right)^2} \left[\cos\left(\frac{n\pi w}{2a}\right) - \frac{2\sin\left(\frac{n\pi w}{2a}\right)}{\left(\frac{n\pi w}{2a}\right)} + \sin^2\left(\frac{n\pi w}{4a}\right) \right] \right) \quad (13)$$

$$g_n = \frac{\sinh\left(\frac{n\pi h}{2}\right) \sinh\left(\frac{n\pi(d-h)}{2}\right)}{n\pi \sinh\left(\frac{n\pi h}{a} + \frac{n\pi(d-h)}{2}\right)} \quad (14)$$

Dessa forma, a impedância característica pode ser calculada em função da capacitância obtida através de (3) e da velocidade da luz (c_0), tal como mostra a seguinte expressão:

$$Z = \frac{1}{c_0 C} \quad (15)$$

Para se analisar a impedância característica ao longo da câmara projetada, serão realizados testes com analisador de rede e através da ferramenta DTF – *Distance to Fault*.

Ondas Esféricas: Análise da Propagação dos modos GTEM

Normalmente, os métodos utilizados na modelagem da câmara GTEM são provenientes da sua aproximação em uma estrutura piramidal retangular [17]. Tendo em vista que esta consideração é uma extensão de um guia de onda retangular, o uso do sistema de coordenadas cartesianas se torna imperativo no cálculo da distribuição de campos no interior da célula. Entretanto, por se tratar de uma estrutura cônica terminada com a combinação de resistências discretas e absorvedores de RF, alguns autores tratam a modelagem da GTEM através do uso de coordenadas esféricas [18], Fig. 2.13. Duas razões importantes justificam esta escolha:

- Não existe sistema ortogonal de coordenadas onde as superfícies planares são idênticas às paredes da corneta cônica;
- A propagação de cada modo TEM e dos modos superiores não dependem fortemente da geometria da câmara, embora a parte imposta pelo método de excitação responsável pela formação daqueles modos e suas formas não seja desprezível.

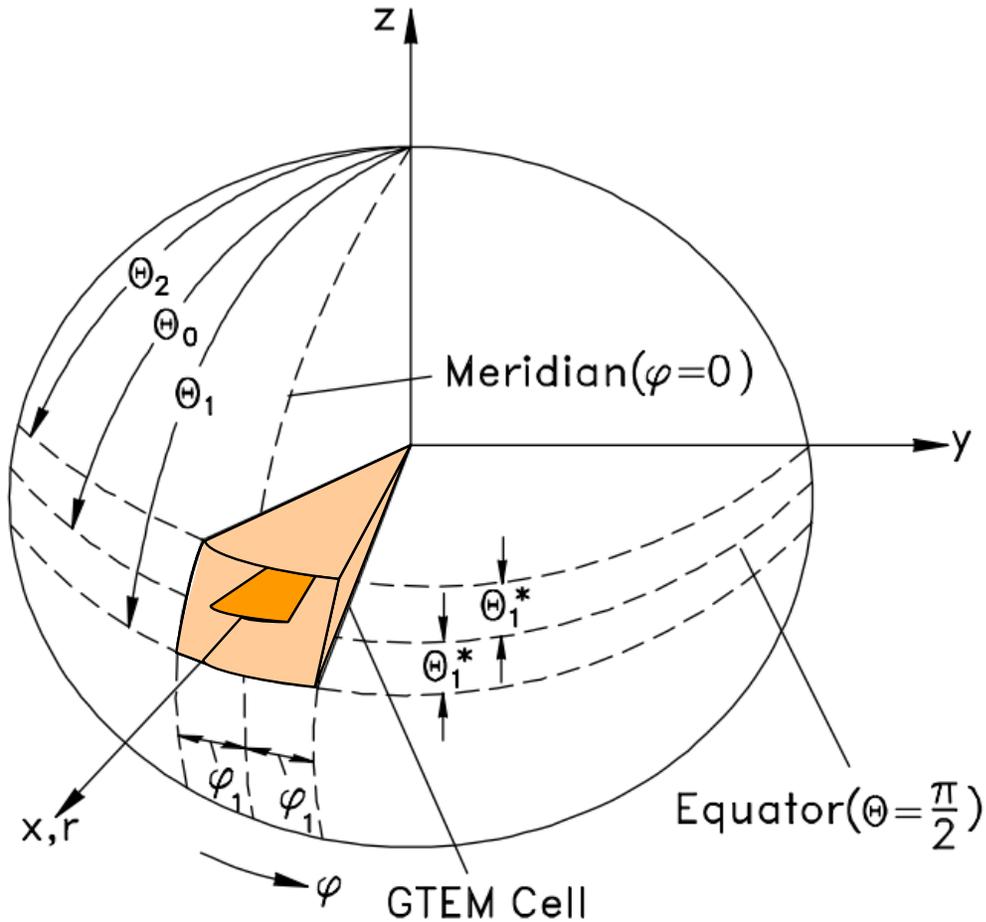


Figura 2.13: Célula GTEM em coordenadas esféricas [18].

São obtidas soluções para a propagação de ondas esféricas nos modos TEM, TE e TM. No caso TEM, as condições quase estacionárias são assumidas e apenas o modo dominante se propaga na câmara e os campos são obtidos através da solução da equação de Laplace. Para os modos de ordem mais alta, os campos fasoriais são obtidos resolvendo-se a equação de Helmholtz em coordenadas esféricas, não sendo assumida neste caso a condição quase estacionária. Este método analisa a situação de uma célula ou câmara simétrica (*septum* equidistante do teto e piso) e sem carga.

Para o modo TEM o campo \mathbf{H} é calculado a partir do rotacional do potencial orientado em \mathbf{r} , de forma que Π_r satisfaça a equação de Laplace. Dentro desse contexto, dois métodos são propostos: Solução de Legendre e Método das variações das constantes.

As linhas equipotenciais são obtidas para o caso de câmaras assimétricas. Uma aproximação para o caso da câmara simétrica é apresentado. Neste caso, para câmara com ângulo de abertura menor que 20° as funções de Legendre podem ser aproximadas por funções trigonométricas, e mesmo para ângulos de até 30° os erros são desprezíveis.

No caso de modos de ordem superiores e para o caso da célula descarregada, não se assume as condições quase estacionárias, de forma que o potencial Π_r deve satisfazer a equação de Helmholtz em coordenadas esféricas, obtendo-se assim os modos TE e TM para câmara assimétrica. Os fenômenos da frequência de corte e frequência de ressonância são analisados.

A frequência de corte é obtida como [18]:

$$f_c = \frac{\sqrt{\eta(\eta+1)}}{2\pi r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (16)$$

Sendo r a distância até o APEX. Esta ressonância é obtida através da impedância do campo radial para uma onda caminhante na direção do APEX para o DUT, dada por:

$$Z^{*TE} = \left(\frac{E_\theta}{H_\theta} \right) = -j\mu_0\omega \frac{k\sqrt{kr}Z_\eta(kr)}{\frac{d}{dr}\sqrt{kr}Z_\eta(kr)} = R_\eta - j\chi_\eta \quad (17)$$

Sendo $\eta = \eta + \frac{1}{2}$ e Z_η a função de Hankel de primeira espécie.

Esta impedância se torna predominantemente reativa a um valor onde:

$$kr = \sqrt{\eta(\eta+1)} \quad (18)$$

Sendo,

$$k = 2\pi\sqrt{\epsilon_0\mu_0}f \quad (19)$$

Assim, os modos TE e TM podem ser analisados e as frequências de corte verificadas.

A respeito do método analítico, é possível avaliar que:

- É o método mais aproximado da realidade física da célula ou câmara, apesar da falta de DUT.

- Os resultados analíticos da frequência de corte e da frequência de ressonância podem ser comparados experimentalmente nestas condições.
- É possível obter equações práticas básicas para o projeto da câmara.

Modelo Híbrido: Análise Modal e MoM

Em [11] através da análise modal de um modelo híbrido 2D e pelo método dos momentos – MoM, foi realizada a modelagem de uma célula GTEM. Este método tira vantagem da situação na GTEM que tem a maior parte do espaço vazio e só um pequeno volume dedicado ao DUT. A estratégia é dividir o espaço em três domínios, tal como mostra a Fig. 2.14.

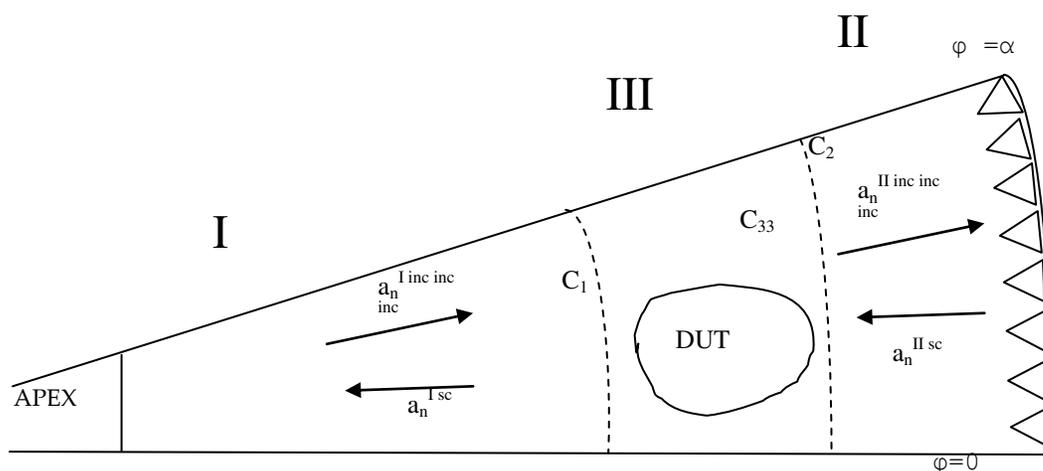


Figura 2.14: Subdivisões da célula GTEM [11].

Tendo em vista que este método mostrou-se o mais próximo de se obter parâmetros de design da câmara, alguns detalhes são mostrados a seguir:

- Considera-se que os domínios I (da Apex) e II da terminação híbrida estão vazios. Nestes domínios utiliza-se a análise MODAL para as componentes eletromagnéticas Ψ^I e Ψ^{II} .
- As componentes Ψ^I e Ψ^{II} , perpendiculares ao plano da seção mostrada, devem satisfazer a equação de Helmholtz.
- Nas fronteiras metálicas as condições de Dirichlet ou Neumann devem ser satisfeitas.

- Objetivo: determinar as amplitudes incidentes $a_n^{I\text{inc}}$, $a_n^{II\text{inc}}$ e espalhadas $a_n^{I\text{sc}}$, $a_n^{II\text{sc}}$.
- Para o Domínio III (onde está o DUT) sem fonte (o que limita para testes de emissão), Ψ^{III} é obtido através da segunda identidade da função de Green.
- O MoM é empregado para transformar o problema em equação matricial.

As componentes Ψ de campo perpendicular ao plano envolvendo o DUT, podem ser determinadas da seguinte forma, usando sistema de coordenadas plano-polares em R e φ_1 :

$$\begin{cases} \Psi^I(\vec{R}) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n^{I\text{inc}} H_{\frac{n\pi}{\alpha}}^{(2)}(kR) \cos\left(\frac{n\pi}{\alpha}\varphi\right) + \sum_{n=0}^{\infty} a_n^{I\text{sc}} H_{\frac{n\pi}{\alpha}}^{(1)}(kR) \cos\left(\frac{n\pi}{\alpha}\varphi\right) \\ \Psi^{II}(\vec{R}) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n^{II\text{inc}} H_{\frac{n\pi}{\alpha}}^{(1)}(kR) \cos\left(\frac{n\pi}{\alpha}\varphi\right) + \sum_{n=0}^{\infty} a_n^{II\text{sc}} H_{\frac{n\pi}{\alpha}}^{(2)}(kR) \cos\left(\frac{n\pi}{\alpha}\varphi\right) \end{cases} \quad (20)$$

De forma que Ψ deve satisfazer a equação escalar de Helmholtz dentro dos domínios, e também satisfazer as condições de Dirichlet ou de Neumann nas fronteiras metálicas. Sendo $H_{\frac{n\pi}{\alpha}}^{(1)}$ e $H_{\frac{n\pi}{\alpha}}^{(2)}$

funções de Hankel de primeira e segunda espécie respectivamente, $k = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ representando o número de onda no espaço livre, e $a_n^{I\text{inc}}$, $a_n^{II\text{inc}}$, $a_n^{I\text{sc}}$, $a_n^{II\text{sc}}$ as amplitudes incidentes e refletidas, ou seja, os valores a serem determinados.

Usando a segunda identidade da função de Green e considerando que na região de testes não existam fontes ou DUT (medida de EMS), a componente perpendicular de fluxo eletromagnético Ψ é dada por:

$$\Psi^{\text{III}}(\vec{R}) = \oint_c \left[G(\vec{R}, \vec{R}') \frac{\partial}{\partial n'} \Psi^{\text{III}}(\vec{R}') - \Psi^{\text{III}}(\vec{R}') \frac{\partial}{\partial n'} G(\vec{R}, \vec{R}') \right] ds' \quad (21)$$

Através do método dos momentos é possível transformar o problema em uma equação matricial. Dessa forma, se as integrais de acoplamento envolverem apenas o domínio III a forma fechada da função de Green para o espaço livre pode ser aplicada da seguinte maneira:

$$G(\vec{R}, \vec{R}') = \frac{1}{4j} H_0^{(2)}(\kappa |\vec{R} - \vec{R}'|) \quad (22)$$

Para o cálculo das integrais de acoplamento envolvendo C_1 e C_2 a expansão modal no espaço livre da função de Green é dada por:

$$G(\vec{R}, \vec{R}') = \frac{1}{4j} \left[J_0(\kappa R_{<}) H_0^{(2)}(\kappa R_{>}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\kappa R_{<}) H_n^{(2)}(\kappa R_{>}) \cos n(\varphi - \varphi') \right] \quad (23)$$

Sendo $R_{<} = \min(R, R')$ e $R_{>} = \max(R, R')$. Para as fronteiras C_1 e C_2 os testes são divididos ao formalismo Galerkin, ou seja, as funções teste $\cos \frac{n\pi}{\alpha} \varphi$ e $\sin \frac{n\pi}{\alpha} \varphi$ são usadas.

Assim, a convergência é assegurada por conta do comportamento das funções cilíndricas e das integrais de acoplamento.

Modos Locais e TRD – *Transverse Resonance*

Diffraction

Em [5] é apresentado um estudo da propagação no interior da célula GTEM, através das ferramentas TRD – *Transverse Resonance Diffraction* no qual as bordas do *septum* foram consideradas, e ainda utilizou-se o método de modos locais de uma forma mais geral. A análise TRD é aplicada para se definir os modos TE e TM que se propagam no interior da câmara. A seção local é mostrada na Fig. 2.15.

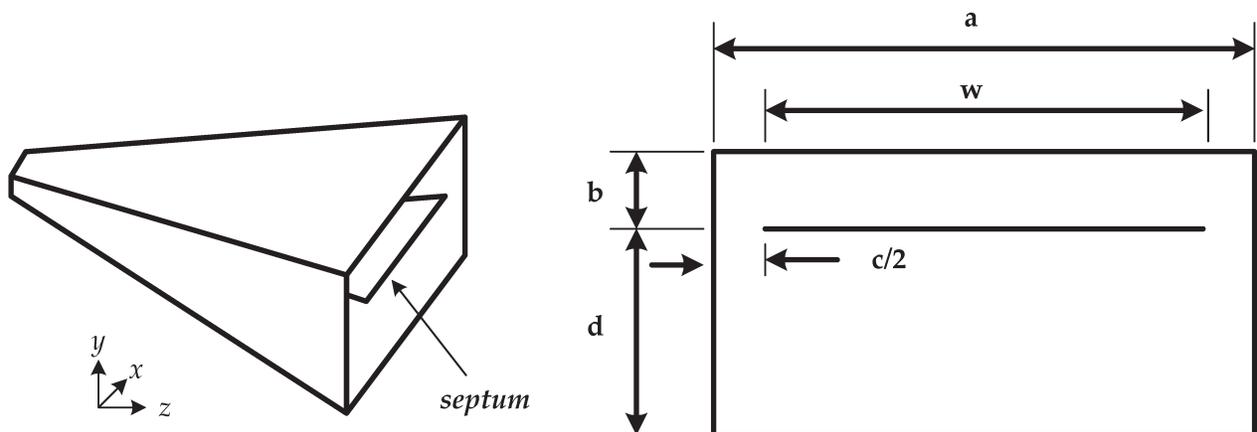


Figura 2.15: GTEM e a seção local [5].

A análise é neste caso, obtida para as estruturas simétricas e assimétricas nas quais as arestas do *septum*, que tem singularidades no campo ortogonal a estas arestas são consideradas.

Assim, o método TRD obtém os campos elétricos e magnéticos normalizados e_k , h_k e h_{zk} para os modos de ordem k e a partir deles é obtida uma admitância da forma:

$$\hat{Y}_u = \frac{h_{zk}}{e_{xk}} \quad (24)$$

As componentes do k -ésimo campo com amplitudes desconhecidas X_m são expandidas. A partir da proporcionalidade polinomial de Chebyshev e da função de Bessel de ordem inteira chega-se a uma equação de ressonância transversa em notação matricial dada por:

$$[Y][X] = 0 \quad (25)$$

de forma que

$$\det[Y] = 0 \quad (26)$$

fornece as frequências de corte. Tratamento semelhante é aplicado ao modo TM.

Assim, tais análises são aplicadas para a seção final da GTEM, o que é uma limitação deste método devido à seção final numa câmara prática possuir terminação resistiva de 50Ω e absorvedores de RF.

No método em questão os campos nas singularidades das arestas do *septum* são apresentados. Em seqüência uma análise da propagação ao longo do eixo z é realizada para os “modos locais”. Neste caso as coordenadas x e y das seções locais são conectadas com a variável z , a qual corresponde à extensão da câmara. Esta modelagem permite a determinação da frequência de corte no k -ésimo modo em qualquer seção da GTEM, tornando assim f_c em função de z :

$$\beta_k = k_0 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (27)$$

e

$$\beta_k = k_0 \sqrt{1 - \left(\frac{z_{end} f_{ck}}{zf} \right)^2} \quad (28)$$

Sendo k_0 o número de onda, z_{end} o comprimento total da GTEM, z a distância do APEX a seção de interesse e f_{ck} a frequência de corte na seção final.

Modelo da Linha de Transmissão TLM – *Transmission Line Model*

Outro método utilizado para a modelagem de células GTEM é o modelo de linha de transmissão – TLM [6]. No código gerado por este modelo, as células são aglutinadas da forma mais próxima possível de maneira a representar a geometria real da célula GTEM, tal como mostra a Fig. 2.16. Este modelo mais realista inclui todos os elementos da GTEM:

- Paredes metálicas (utilização da PEC – *Perfect Electric Conductor*)
- *Septum*
- Ponto de alimentação – APEX
- Terminação resistiva concentrada
- Absorvedores de RF – RAM

Neste modelo, os absorvedores piramidais RAM são bem modelados com condutividade σ_e e permissividade dielétrica ϵ_e realísticas tais como as realizadas neste trabalho e mostradas nas seções seguintes.

Toda estrutura é modelada em uma malha de aproximadamente 14 milhões de células num limite de $\lambda/10$. Dessa forma, a grande desvantagem desta formulação é o consumo excessivo de memória computacional e tempo de processamento.

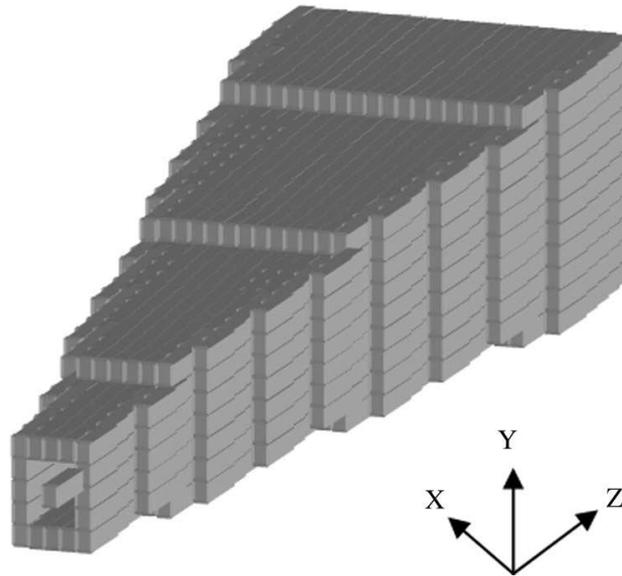


Figura 2.16: Empilhamento das células representando a GTEM para o método TLM [6].

A validação física deste modelo foi realizada para uma câmara GTEM comercial da Ludgreen. Entretanto, a ferramenta de comparação utilizada para o teste foi o TDR – *Time Domain Reflectometry*, o qual é limitado a identificar apenas valores de impedância ao longo da linha. A validação apenas da impedância de linha, definitivamente não justifica um método numérico tão complexo. A distribuição de campo elétrico simulada foi comparada com resultados experimentais. Mais uma vez, a complexidade do método não justifica os poucos e limitados resultados das medidas realizadas, as quais são de primeira ordem, pois se baseiam em suposições eletromagnéticas bastante simples. Por exemplo, o campo E_y de interesse primordial em medidas GTEM é deduzido a partir do modelo simples proposto pela Ludgreen [19] dado por:

$$E = \frac{V}{h} \quad (29)$$

Sendo V a tensão efetiva de um gerador (em baixa frequência, 100 MHz) e h a distância entre o piso da câmara e o *septum* na região de testes.

O DUT é modelado como uma caixa metálica contendo uma abertura. Como o método está mais voltado para medidas de EMI, é acoplada ao DUT uma fonte de excitação interna. Esta estrutura foi usada tanto na simulação como na determinação experimental, na qual o sinal da fonte é levado para o DUT através de fibra óptica.

A medida de potência é realizada a partir da tensão gerada no terminal da APEX câmara GTEM, a qual é convertida em potência através do medidor de potência de RF. Já a medida de fase é de certa forma complexa e apesar de alguns pesquisadores afirmarem ser quase impossível mensurá-la, devido a GTEM possuir apenas uma porta (APEX), uma técnica de medida é proposta em [6] tal como mostra a Fig. 2.17.

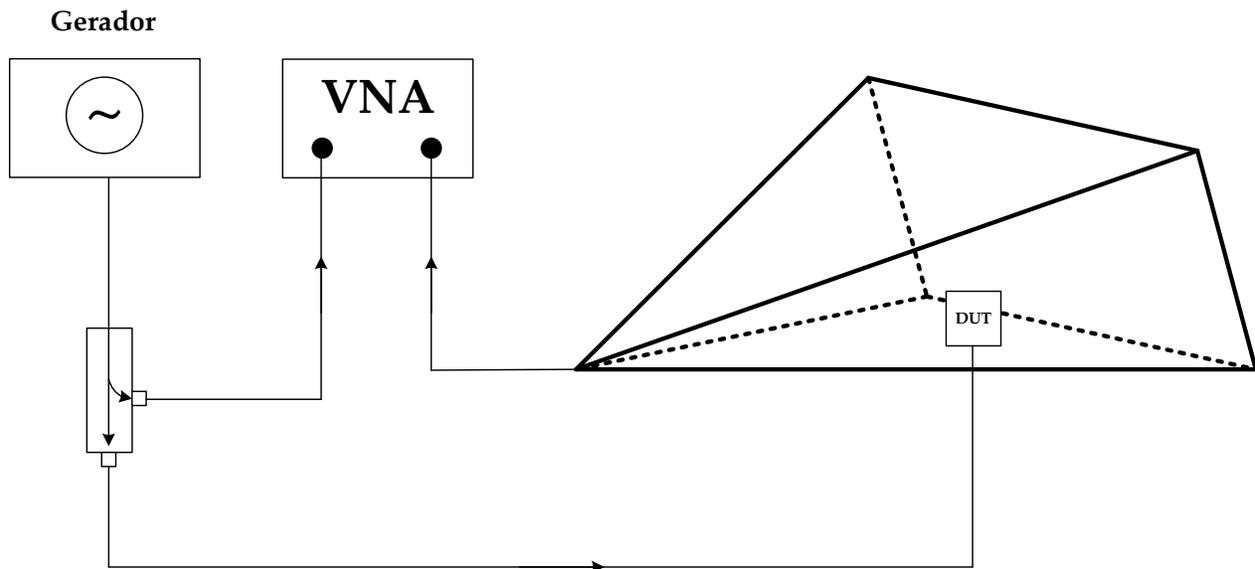


Figura 2.17: Setup experimental para medição de fase [6].

O sinal na porta 1 do VNA é a referência. O DUT emite radiação eletromagnética numa primeira posição dentro da GTEM e este valor é φ_1 . A orientação do DUT é alterada e a fase φ_2 é novamente medida. A informação de fase é dada pela diferença $\varphi_1 - \varphi_2$. Esta técnica é equivalente a técnica lock-in usada em medidas com sinais de baixa relação sinal/ruído.

A partir dos modelos e modelagens matemáticas estudados, observou-se a limitação de tais formulações de ora não incluir o *septum*, ora não incluir a própria carga e na maioria dos casos, não incluir o APEX e a terminação híbrida da célula.

Neste sentido, apesar da complexidade da análise, os modelos analíticos acabam sendo limitados e direcionados exclusivamente à propagação dentro da câmara ou célula livre de obstáculos. O problema de se incluir o *septum*, e mesmo a carga (ou DUT) nos modelos, tem

sentido ao se considerar os limites de uma abordagem puramente matemática ou analítica. Para se obter uma metodologia de projeto mais empírico ou prático, ainda mais quando se pretende alterar a configuração do *septum* introduzindo estruturas periódicas, é necessário estudar e interpretar a configuração de campos e modos usando ferramentas de simulação e equações básicas de projeto ou de primeira ordem.

Tais equações de projeto básicas, que permitiram o projeto da GTEM e suas modificações inovadoras, as quais serão apresentadas no decorrer deste trabalho, são obtidas a partir da interpretação dos diversos modelos analíticos (mesmo que limitados) combinados com uma criteriosa e exaustiva seqüência de simulações da GTEM com ferramentas e métodos numéricos. Iniciando-se com estas equações, a primeira aproximação da GTEM é obtida e os ajustes são realizados através de simulações, de forma que a validação física do método é alcançada através das medidas realizadas.

Capítulo 3

GTEM - Projeto e Simulação

O objetivo deste Capítulo é apresentar o projeto e detalhes da construção de uma câmara GTEM. Através desta poderosa ferramenta, é possível realizar medidas e análise EMC de circuitos integrados e sistemas eletrônicos.

A câmara GTEM aqui proposta, foi projetada e construída com latão com 1,5 mm de espessura, enquanto que o *septum* foi construído com chapas de cobre de 2 mm de espessura.

Para facilitar a construção e montagem da câmara, dividiu-se a mesma em três setores os quais foram a priori projetados como um todo, mas que devido às limitações físicas das folhas de latão (0,6 m x 1,2 m) foram construídos separadamente. Cada setor foi ainda dividido em duas partes, superior e inferior, sendo utilizado solda para unir cada parte dos setores e eles entre si. Na Fig. 3.1 é mostrado um esboço da GTEM dividida em três setores de construção e montagem.

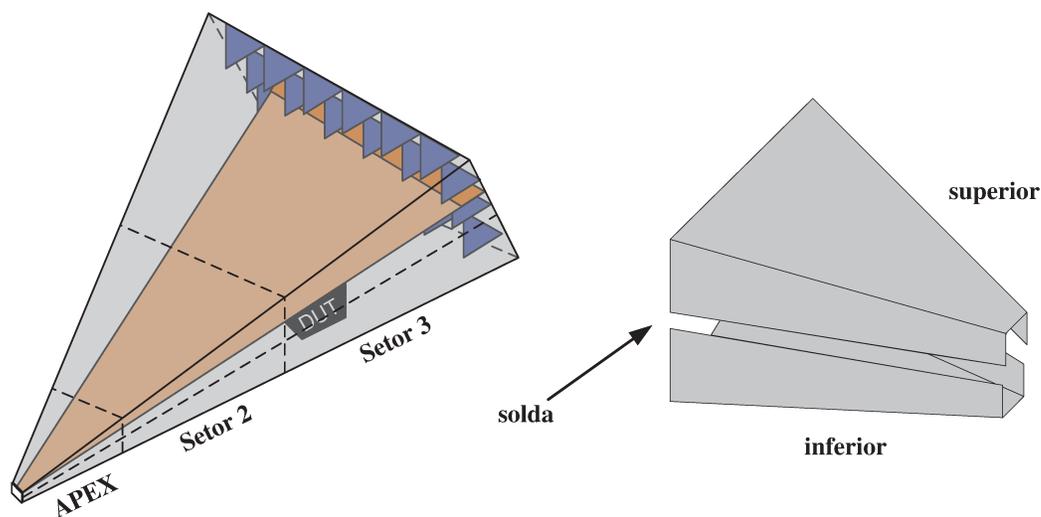


Figura 3.1: Célula GTEM e estratégia de montagem.

A primeira condição de contorno para se projetar uma célula GTEM é definir a zona quieta ou área de testes da célula – AT. Por questões físicas, foi definida uma área útil de testes de 10 cm x 10 cm x 10 cm, na qual o DUT será alocado. O posicionamento da zona quieta é abaixo do *septum* e em frente aos absorvedores de RF, os quais serão detalhados posteriormente. Baseado nas especificações de fornecedores dos cones absorvedores escolheu-se um modelo capaz de operar a partir de 500 MHz, e com altura de 30 cm. Considerando o tamanho dos absorvedores, e uma distância de segurança de 35 cm entre a zona quieta e os cones, a distância total entre a área de testes e a parede traseira da câmara é em torno de 65 cm.

Baseando-se nos trabalhos analíticos estudados no Capítulo 2, uma estimativa da potência requerida para obter uma dada intensidade de campo elétrico, é obtida através de uma simples aproximação de campos em placas paralelas. A intensidade do campo estimado a meia altura do *septum* e do assoalho da GTEM é dada pela razão da tensão de RF do *septum* e o espaçamento do *septum* até o assoalho da GTEM:

$$E = \frac{V}{h} . \quad (24)$$

Como,

$$P = \frac{V^2}{Z} , \quad (25)$$

a uniformidade do campo eletromagnético, a qual depende do nível de reflexões na parte final da célula, pode ser obtida a partir da seguinte expressão simplificada:

$$E = \frac{\sqrt{P.Z}}{d} \quad (26)$$

Onde P é a potência de entrada, h a distância do assoalho ao *septum* na região de testes, e Z a impedância característica da linha, em torno de 50 Ω . Esta consideração pode ser utilizada como

uma primeira aproximação para se definir a intensidade do campo elétrico em função de uma determinada potência ou vice-versa.

Baseado nas normas que regem os setups de pré-conformidade [2], é desejável intensidade de campo de elétrico em torno de 10 V/m na zona quieta. Na Fig. 3.2 é mostrado a variação da intensidade de campo elétrico em função da potência de entrada e a distância entre o assoalho da célula e o *septum*.

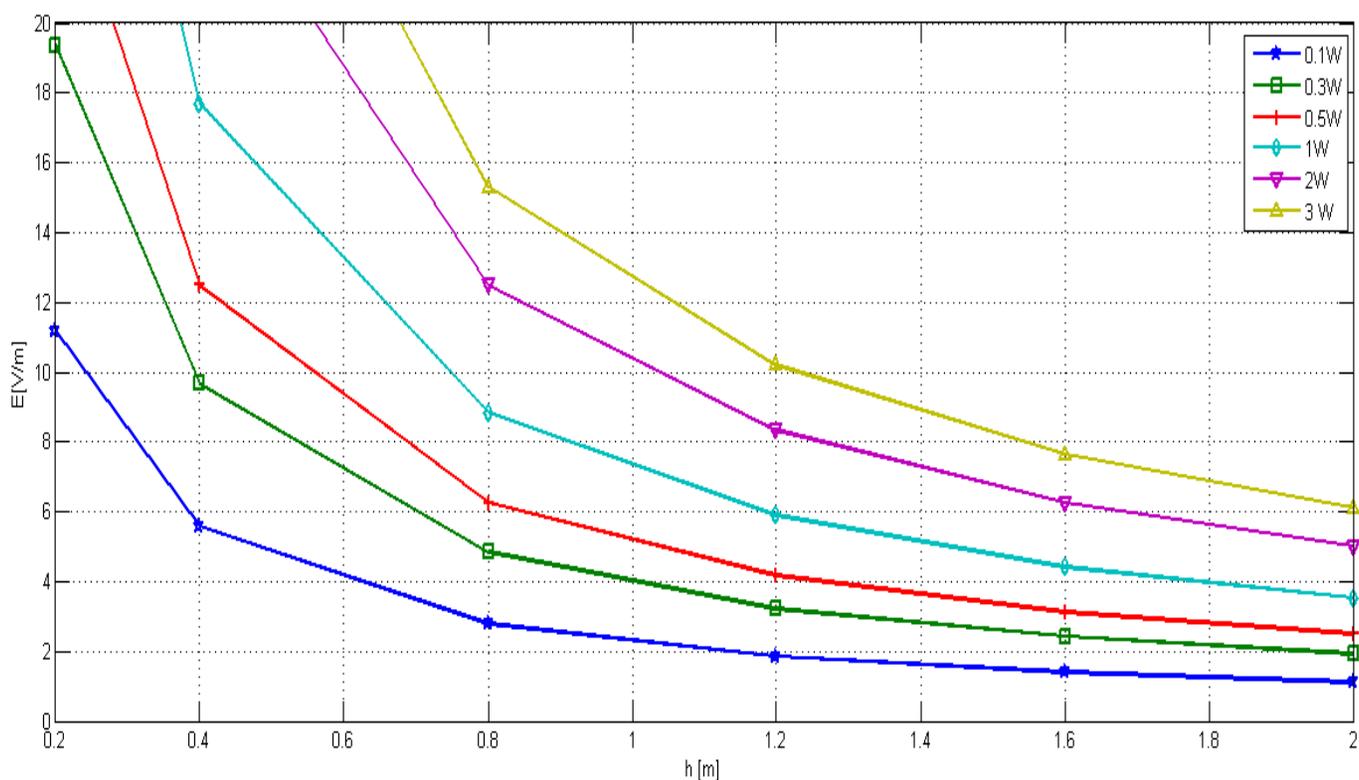


Figura 3.2: Intensidade de campo elétrico no interior da GTEM.

Baseado na Fig. 3.2 observa-se que com uma potência de entrada de 0,3 W, atingi-se 10 V/m respeitando uma distância $d = 40$ cm entre o *septum* e o assoalho da câmara na região de testes. Este valor é essencial na definição exata da posição na qual o DUT será analisado.

Dessa forma, a primeira aproximação do comprimento total da câmara GTEM pode ser obtida a partir da equação (25).

$$L = 3(Z_q + D_{ZA} + H_A) \quad (27)$$

Onde Z_q é a dimensão da zona quieta da célula, D_{ZA} a distância entre a zona quieta e a parede absorvedora e H_A a altura dos absorvedores.

Após a primeira aproximação, o passo seguinte consiste no dimensionamento do APEX, o qual deve ser minuciosamente projetado e testado. A importância do APEX está no fato do mesmo agir na transição entre o cabo coaxial de alimentação e todo restante da câmara. O projeto e construção do APEX são detalhadamente discutidos na próxima subseção.

3.1 APEX

Como dito anteriormente, o APEX é a transição entre a fonte de alimentação externa e a câmara GTEM. Podendo ser construído em cobre ou latão, o APEX possui um comprimento de aproximadamente 10 % do comprimento total da GTEM. Pelo custo benefício o material escolhido para construção do APEX foi o latão.

A célula GTEM possui um ângulo de abertura de cerca de 20° no plano vertical e 30° no horizontal, enquanto que o *septum* abre com aproximadamente 19,5° [20], tal como mostrado na Fig. 3.3. A parte frontal do APEX deve ser grande o bastante para que um conector N seja montado adequadamente. Para evitar reflexões no interior da câmara devido a transições abruptas entre o pino de conexão do conector N com o *septum*, a solda deve ser realizada da melhor maneira possível.

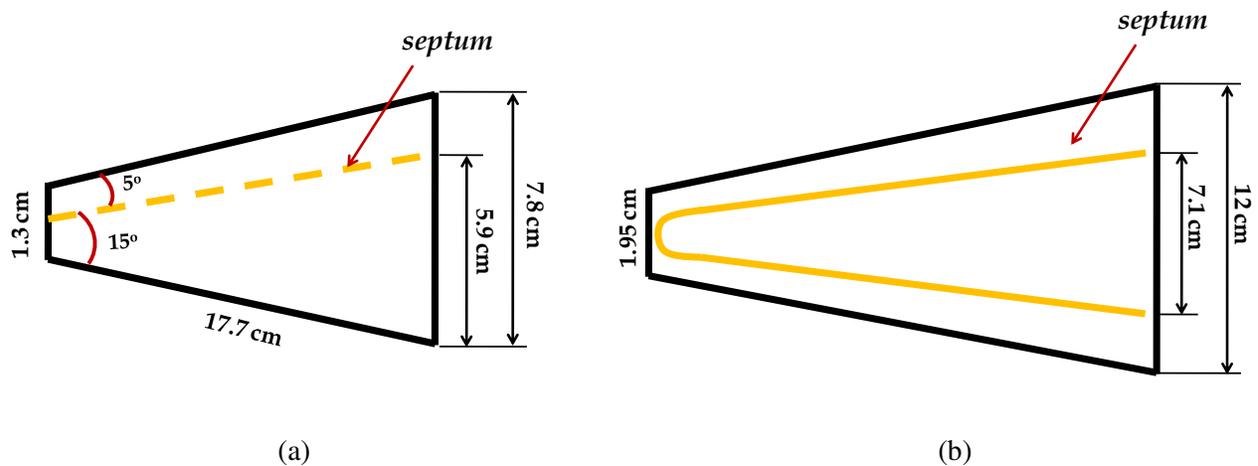
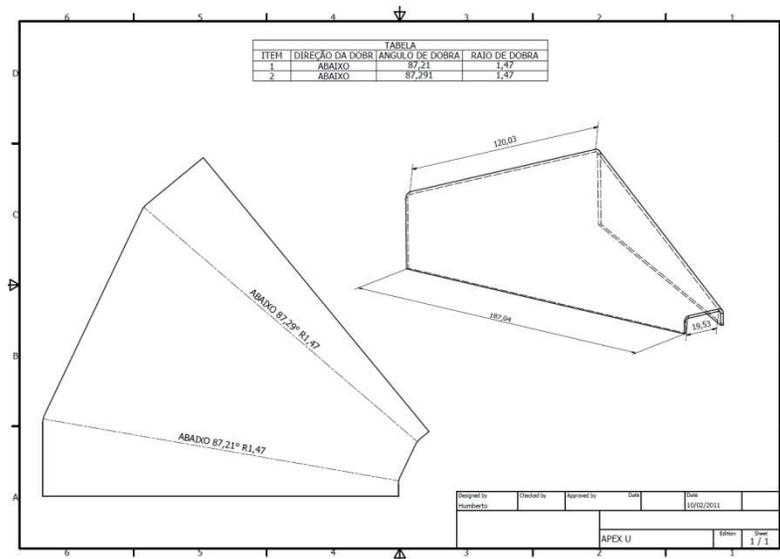
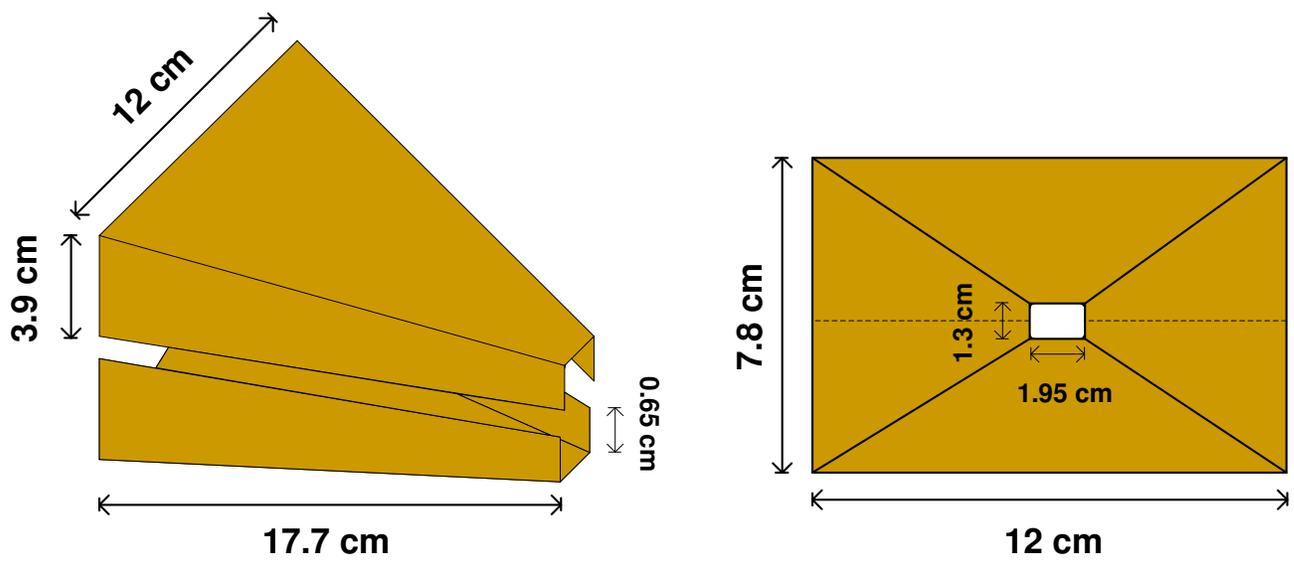


Figura 3.3: APEX - (a) Vista lateral; (b) vista superior.

A construção do APEX pode ser realizada através de alguns métodos conhecidos tais como, fundição do metal criando uma única peça inteiriça ou ainda através do uso de solda para unir duas ou mais partes das chapas metálicas. Como dito anteriormente, o processo de fabricação aqui adotado utilizou a estratégia de dividir o APEX em duas partes iguais, dobrar chapas de latão em formato U e em seguida uni-las através de solda. Basicamente, a escolha deste método se deve a maior flexibilidade e espaço oferecido para que as conexões iniciais entre o conector N e o *septum* sejam estabelecidas, e ainda para que eventuais ajustes na câmara sejam realizados. Na Fig. 3.4(a) é apresentado o projeto do APEX desenvolvido no software Inventor [21], enquanto que na Fig. 3.4(b) é mostrada estratégia de projeto de divisão do APEX em duas partes iguais com as devidas dimensões indicadas.



(a)

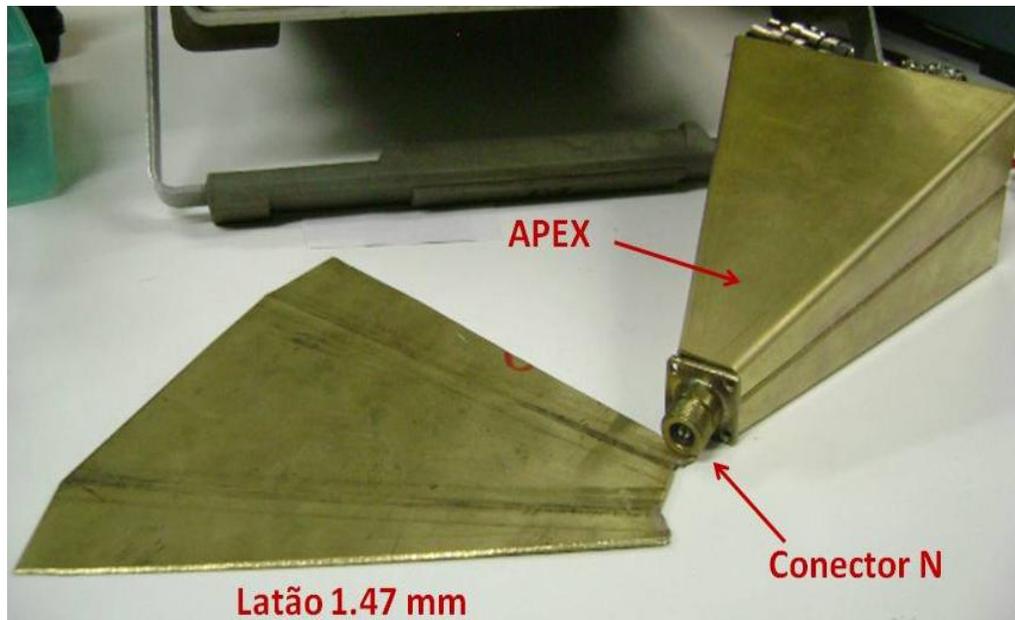


(b)

Figura 3.4: APEX - (a) Projeto APEX em “U” desenvolvido no Inventor; (b) estratégia de projeto de construção.



(a)



(b)

Figura 3.5: APEX - (a) parte superior e inferior formadas; (b) protótipo montado.

Devido ao fato das chapas terem sido dobradas, um raio de curvatura com as dimensões da espessura da chapa é imposto. Esta limitação física causa algumas divergências entre os resultados simulados e medidos, principalmente em altas frequências. Como mostrado na Fig. 3.5, o APEX construído com chapas de latão com espessura de milímetros, apresenta raio de curvatura também nesta faixa. Assim, comparando a perda por retorno entre APEX modelada com ângulo reto e com o raio de curvatura, observa-se desvio na ressonância principalmente em frequências acima de 3 GHz, como pode ser visto através da Fig.3.6.

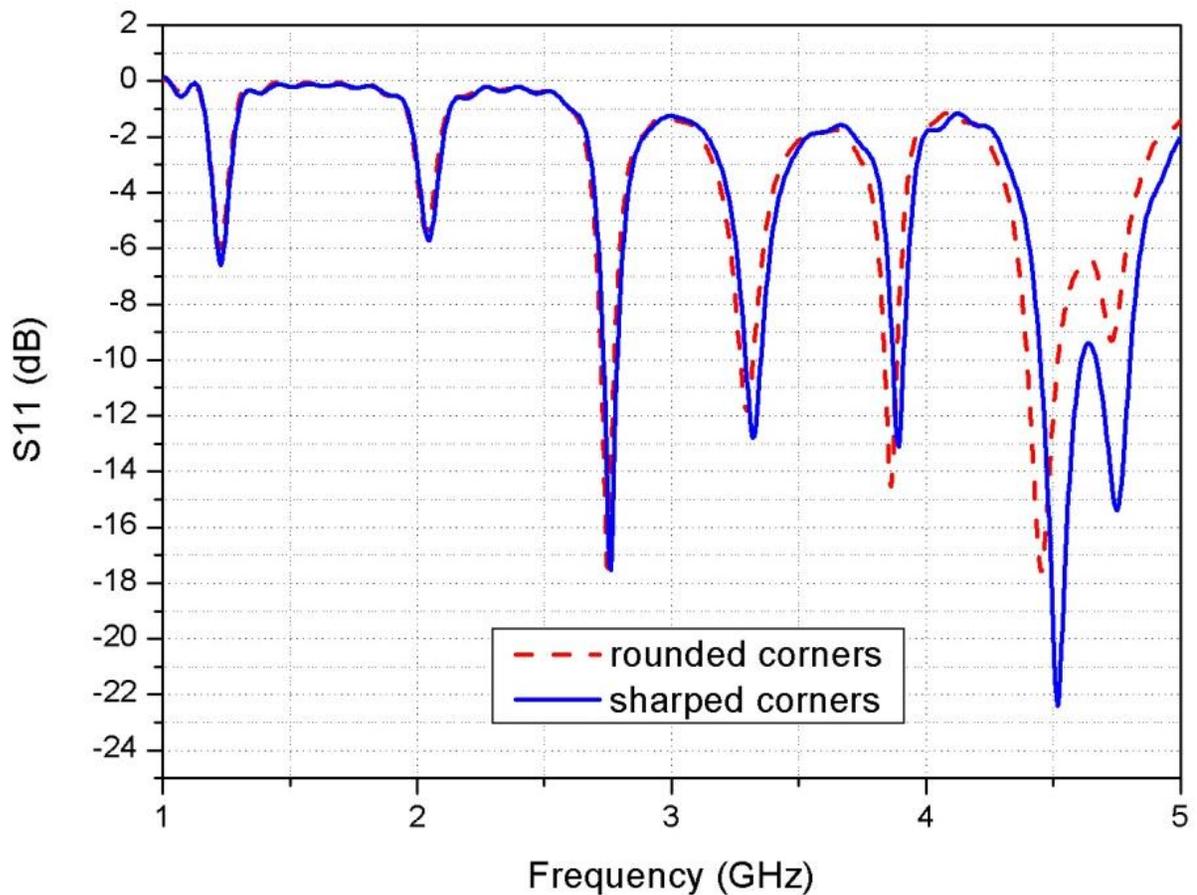


Figura 3.6: Parâmetro S_{11} – APEX modelada com ângulo reto e com raio de curvatura.

Para enfatizar a real necessidade do projeto correto e cuidadoso do APEX, algumas simulações e experiências foram realizadas, as quais serão detalhadas nas seções seguintes. Dessa forma, comparou-se o pior caso (APEX sem *septum*) com o modelo considerado como mais eficiente, no qual o *septum* e o conector N estão devidamente conectados no interior do APEX. A partir da Fig. 3.7 observa-se claramente a necessidade do correto dimensionamento do APEX.

Através do Analisador de Redes HP 8714ET foram realizadas medidas experimentais também considerando o melhor e o pior caso. Devido a limitações na faixa de frequência, a perda por retorno foi calculada de 500 MHz – 3 GHz, tal como mostra a Fig. 3.9.

Para realizar as medidas no APEX fabricado, foi necessário construir uma terminação de corrente na extremidade final do *septum*. Para garantir a correta caracterização do APEX e manter a similaridade com uma pequena GTEM, um “mini” *septum* com cobre de espessura igual a 0,5 mm foi construído. Foi conectado em sua extremidade final um conjunto de resistores SMA em paralelo, seis resistores de 330 Ω , compondo assim uma terminação de corrente de 50 Ω com 5 % de tolerância, tal como mostra a Fig. 3.8. Na Fig. 3.9 é mostrado um setup de medidas no qual o APEX apresenta conexão com o *septum* e também com a terminação de corrente. A comparação do resultado obtido neste setup comparado ao setup de teste onde APEX não possui *septum* conectado é mostrada na Fig. 3.10.

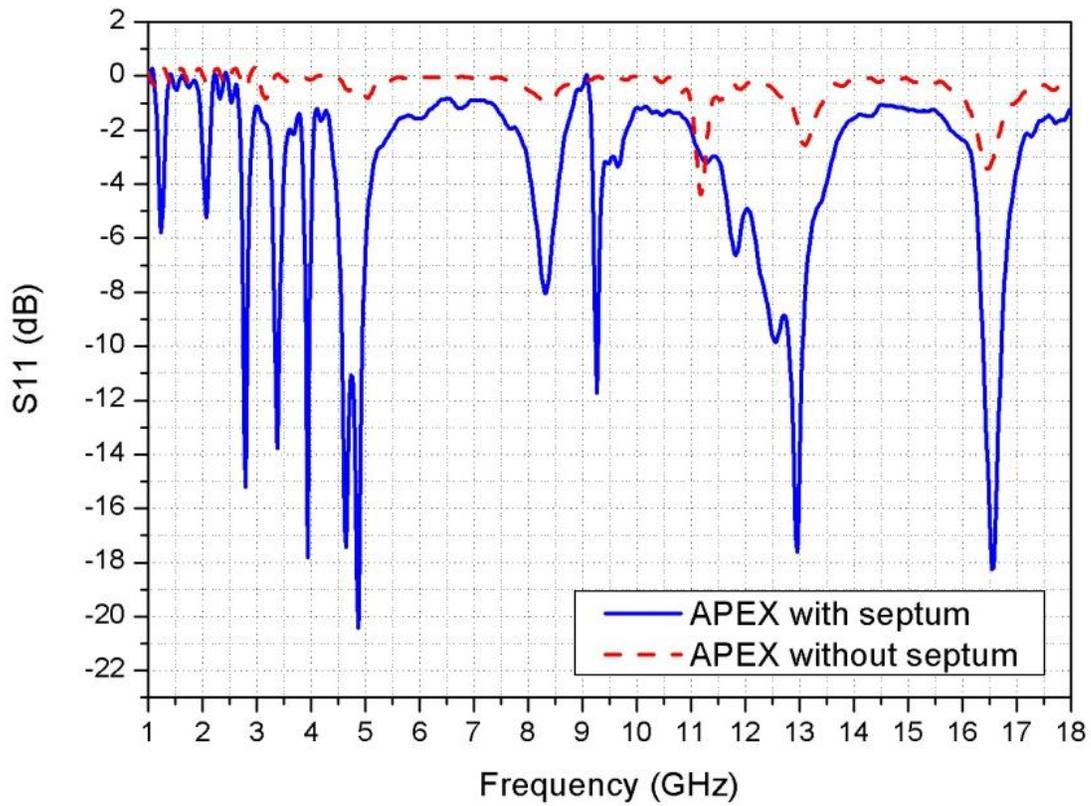


Figura 3.7: Parâmetro S_{11} – APEX com e sem *septum*.

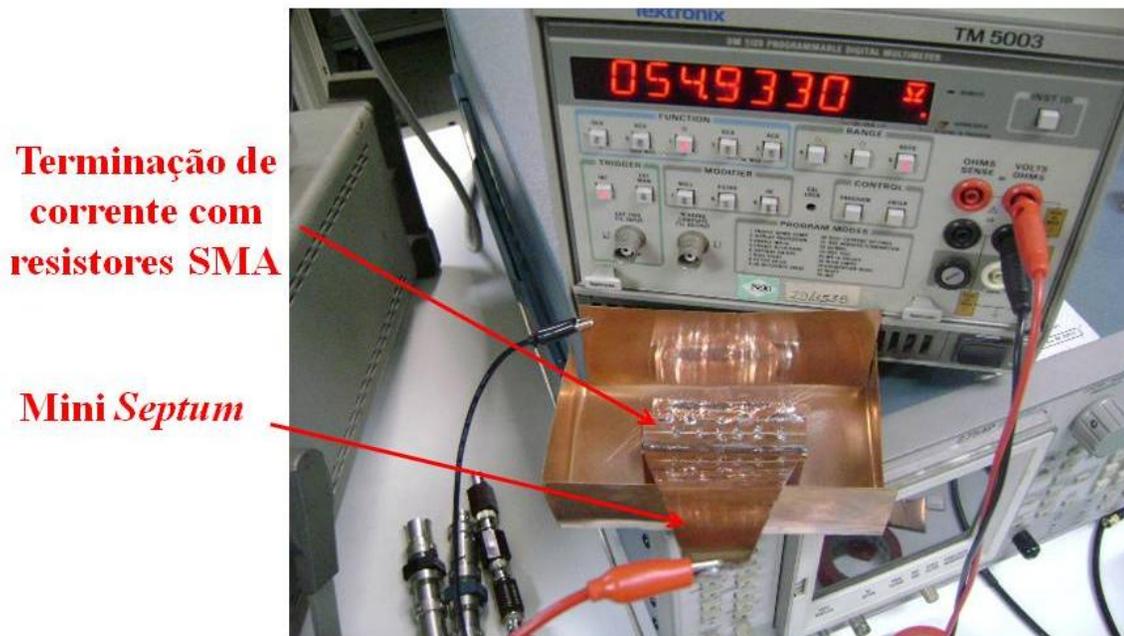


Figura 3.8: Terminação de corrente adaptada ao APEX: ajuste da terminação.



Figura 3.9: APEX - Setup de medidas de perda por retorno.

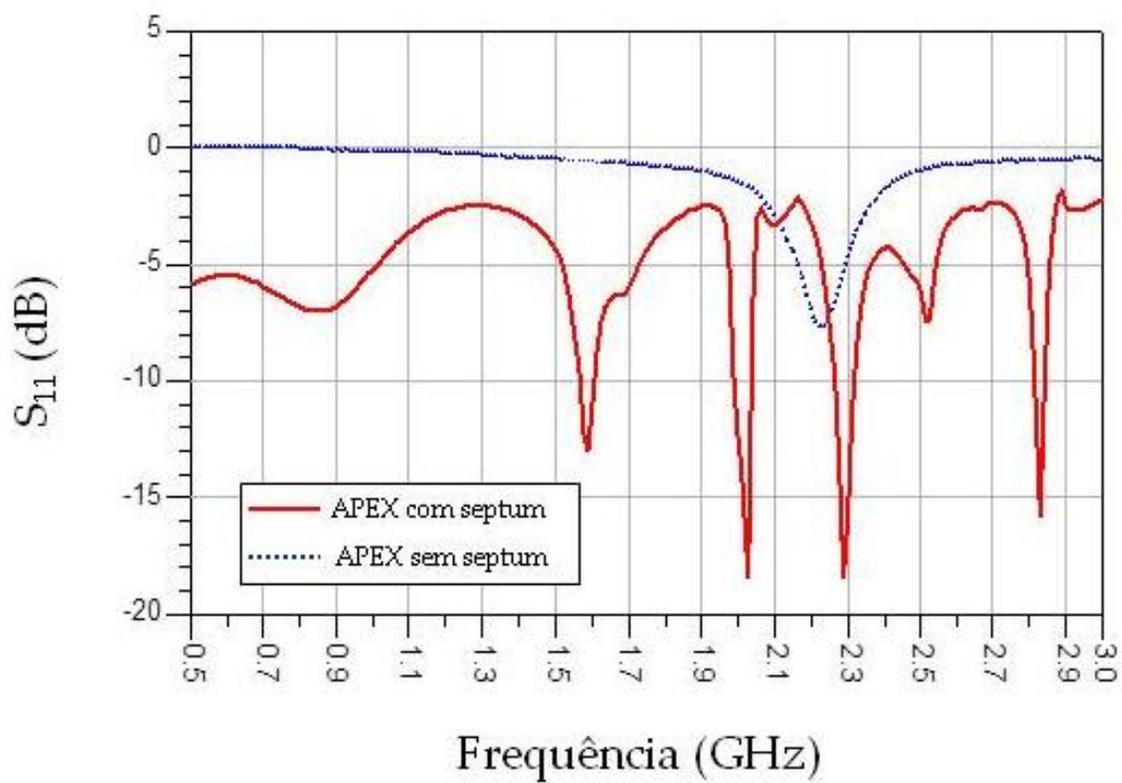


Figura 3.10: Parâmetro S_{11} – Medida experimental, APEX com e sem *septum*.

3.2 Terminação de Corrente

Outro ponto bastante crítico e não menos importante que o APEX é o correto dimensionamento da terminação de corrente, na qual se deve considerar a carga conectada ao final do *septum* e também os absorvedores de RF.

A priori, um único resistor de 50Ω seria suficiente para casar o *septum* com a parede traseira da GTEM. Entretanto, em frequências mais altas, a contribuição capacitiva e indutiva de um único resistor acarreta em reflexões no interior da câmara. Dessa forma, a minimização deste efeito pode ser reduzida através do uso de vários resistores em paralelo.

Com o aumento da frequência de operação, além do modo dominante, outros modos superiores são excitados no interior da câmara, exigindo assim uma terminação de onda realizada por absorvedores de RF, e não apenas pelo conjunto de resistores em paralelo. Em algumas frequências intermediárias, tanto o conjunto de resistores em paralelo quanto os absorvedores de RF são necessários e apenas a combinação destas duas terminações é capaz de reduzir a reflexão interna na câmara a níveis aceitáveis.

A terminação resistiva de uma forma geral deve apresentar maior perda por retorno possível em frequências acima de 500 MHz (frequência de corte da câmara projetada), e maior qualidade quando usados resistores em paralelo. Na patente da célula GTEM [22], o conceito de terminação de corrente é atribuído a três resistores conectados em paralelo entre o *septum* e a parede traseira da câmara, associados ao conjunto de absorvedores.

Em [23] é proposto um modelo de rede de circuito simplificado no qual é possível determinar a potência dissipada em cada elemento da terminação híbrida (resistores + absorvedores) bem como a atenuação em cada modo separadamente, possibilitando assim a otimização do desempenho de cada elemento da terminação.

O cálculo da distribuição de energia no interior da GTEM foi apresentado em [23] baseado na lei de conservação de energia em uma célula vazia, onde o baixo desempenho da terminação híbrida em relação aos modos superiores é atribuído ao fato da maior parte da energia ser acoplada aos resistores, os quais apresentam maior eficiência em baixas frequências.

Para antecipar o cruzamento entre a terminação para baixas e altas frequências, foi proposto também o deslocamento da frequência média para valores menores através da conexão de

capacitores em paralelo com o banco de resistores. Assim, tendo em vista que em altas frequências os resistores encontram-se curto circuitados pelos capacitores, os absorvedores retêm a maior parte da energia eletromagnética, tornando apenas a impedância dos absorvedores presente.

Na Fig. 3.11 é mostrado o esquema de terminação de corrente adotado no projeto da câmara GTEM, no qual considera-se o conjunto de nove resistores de 470Ω conectados em paralelo. A conexão entre o *septum* e a tampa traseira da GTEM foi realizada através de um suporte de cobre construído em “L”. Fixados ao suporte em “L”, encontram-se três outras estruturas em “U” isoladas através de borracha isolante de forma a evitar contato entre as estruturas. Conectados às estruturas em “U”, encontram-se ainda, o banco de resistores de baixa indutância associados em paralelo.

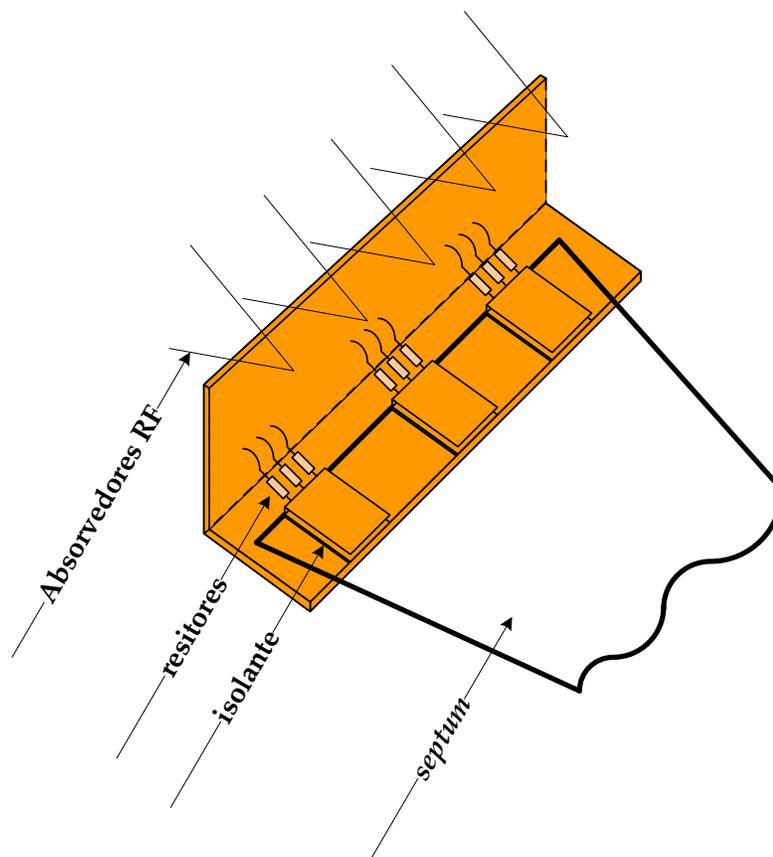


Figura 3.11: Esquema de terminação de corrente utilizado – múltiplos resistores.

Na próxima seção, são apresentados detalhes e características da estrutura absorvedora utilizada na composição da terminação híbrida da câmara GTEM projetada.

3.3 Absorvedores de RF

Para compor a terminação final da GTEM, foram importados de Taiwan quatro blocos de absorvedores de RF com 60 cm x 60 cm, de forma que cada bloco contém 36 “dentes” de 30 cm de altura cada.

Os absorvedores são compostos basicamente por espumas de poliuretano com baixa densidade em forma de pirâmide, preenchidos por dielétricos com altas perdas, atenuando ondas eletromagnéticas numa faixa de frequência que depende principalmente das dimensões físicas do próprio absorvedor. Dessa forma, a frequência mínima atenuada pelo absorvedor é definida pela seguinte expressão:

$$f_{\min} = \frac{c}{2h_{\text{abs}}} \quad (28)$$

onde c é a velocidade da luz e h_{abs} a altura do absorvedor.

A escolha de absorvedores em formato cônico é dada principalmente por suas propriedades de baixa reflexão, o que envolve a mudança gradual da impedância enquanto a onda eletromagnética se propaga para dentro do mesmo e ainda em virtude das reflexões na ponta dos absorvedores caminham em direção ao interior do próprio absorvedor sendo raramente refletida para o interior da câmara. Na Fig. 3.12 é mostrado o absorvedor utilizado, enquanto que na Tabela I é mostrada a refletividade típica dos absorvedores em função da frequência.

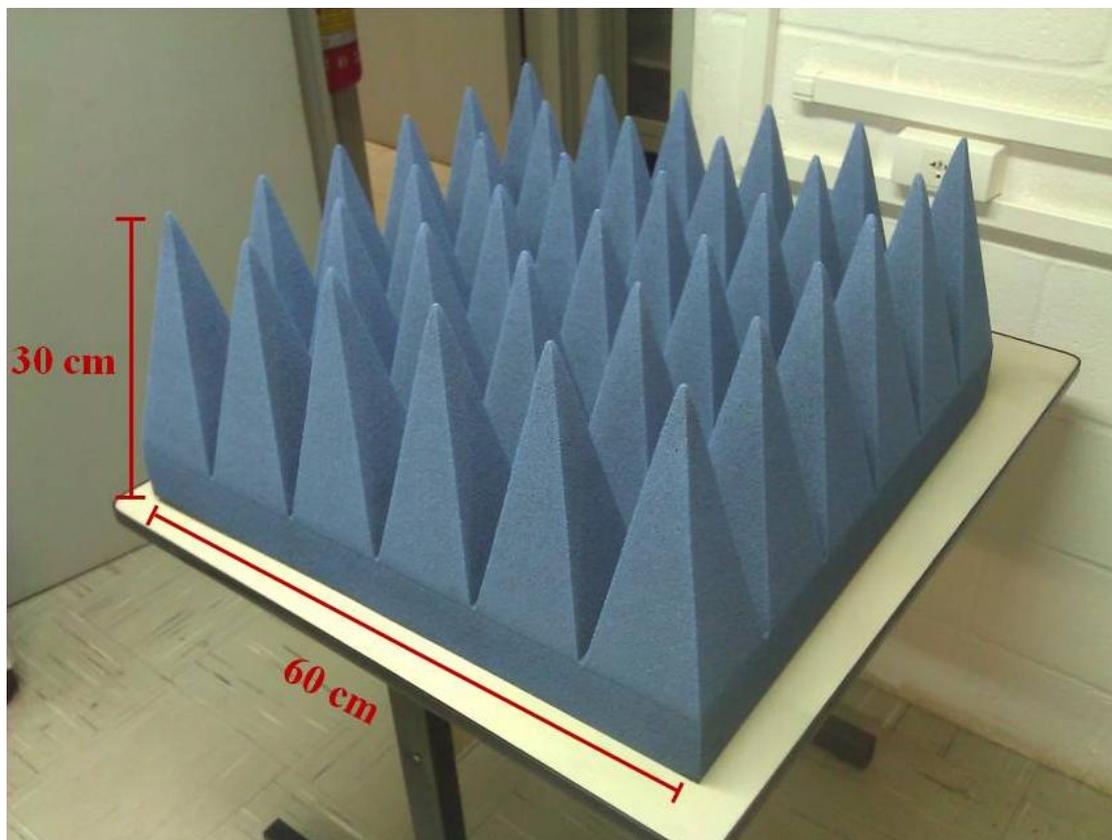


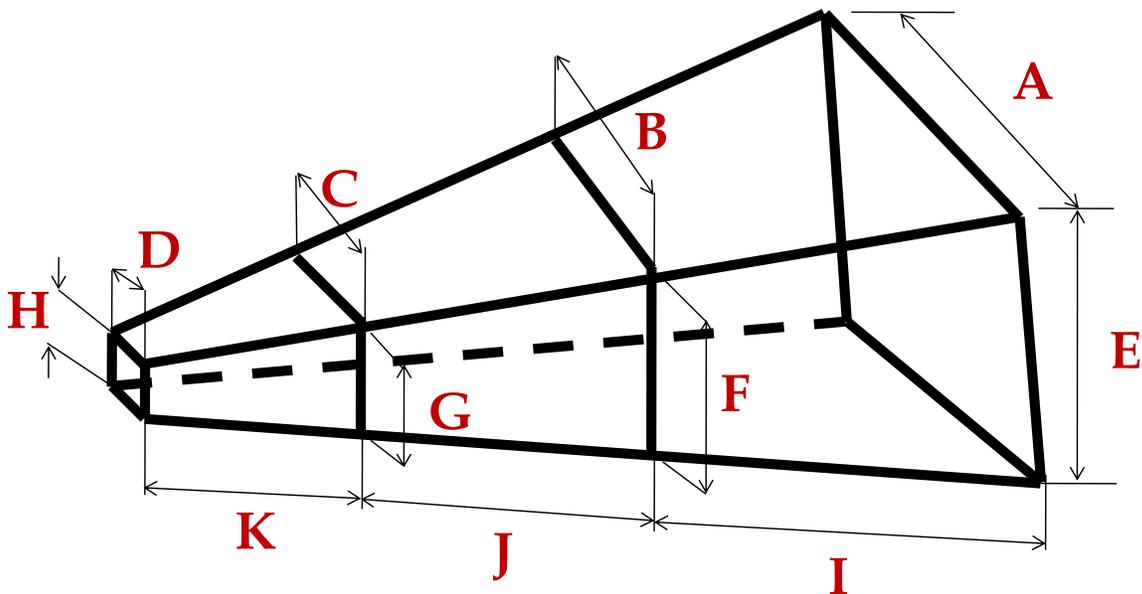
Figura 3.12: Absorvedor BPA-12.

TABELA I: ESPECIFICAÇÕES ABSORVEDORES BPA-12

Modelo	Refletividade Típica (dB)					
	1GHz	3GHz	6GHz	10GHZ	15GHZ	18GHz
BPA-12	35	40	45	50	50	50

O conjunto de absorvedores é montado na parede final da câmara GTEM de forma a interceptar a frente de onda da forma mais homogênea possível.

Na Fig. 3.13 são apresentadas as dimensões iniciais da célula GTEM proposta, calculadas a partir de (27) e de cálculos geométricos nos quais os ângulos de abertura do APEX são considerados. Observa-se na Fig. 3.13 que a célula está dividida em três setores, de forma que as dimensões dos setores 2 e 3 foram determinadas em função das folhas de latão adquiridas, visando maior economia de material.



A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
1170	660.2	120	19.5	790	416.2	78	13	966.5	966.5	177

Figura 3.13: Dimensões da câmara GTEM em milímetros – $K + J + I = 2,11$ m.

A célula GTEM projetada neste trabalho utiliza absorvedores *Broadband Pyramidal Absorber* – BPA-12, com $h_{abs} = 30$ cm, limitando a frequência mínima de operação da célula GTEM em 500 MHz. A Fig. 3.10 mostra o absorvedor utilizado, e a Tabela I mostra suas especificações técnicas.

3.4 GTEM - Ambiente de Simulação

Diversos métodos e modelos, tais como Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD), Elementos Finitos (FEM), Método dos Momentos (MoM), Modelo de Linha de Transmissão (TLM), entre outros, têm sido empregados na análise de câmaras GTEM nos últimos anos. Apesar de terem sido realizadas algumas simulações através do software comercial HFSS – *High Frequency Structural Simulator* [24], o qual é baseado no método FEM, a maior parte das simulações foram feitas pelo software CST – *Computer Simulation Technology Microwave Studio* [12]. O CST é baseado na Técnica de Integração Finita (FIT), um método numérico bastante robusto na solução de problemas eletromagnéticos através da discretização das equações de Maxwell na forma integral em um *grid* espacial. Aliado ao robusto método numérico de simulação, o pacote de ferramentas do CST é bastante amigável e objetivo, tornando o processo de construção da estrutura dentro do ambiente o mais otimizado possível.

Nesta subseção, alguns procedimentos relevantes relacionados à simulação da GTEM serão apresentados. Apesar dos resultados de simulação não serem objetivo final deste trabalho, vale ressaltar a complexidade em incorporar uma estrutura o mais próximo possível da realidade dentro do ambiente de simulação, incluindo desde a modelagem do conector utilizado, atribuição de materiais, até o tipo e formato de conexão entre eles.

As dimensões da câmara GTEM introduzidas no ambiente de análise foram obtidas a partir da Fig. 3.13, enquanto que as dimensões dos absorvedores de RF foram inseridas de acordo com especificações do fabricante.

A primeira etapa para construção da GTEM dentro do CST foi a modelagem do conector de entrada. Criou-se um conector N de aproximadamente 5 cm, com pino interno de cobre, revestido por teflon (PTFE - *Polytetrafluoroethylene*) com perdas, porcelana e poliimida. É necessário modelar fisicamente o conector pois a porta de excitação engloba todo conjunto (conector + GTEM). Na Fig. 3.14 é mostrado o dispositivo modelado.

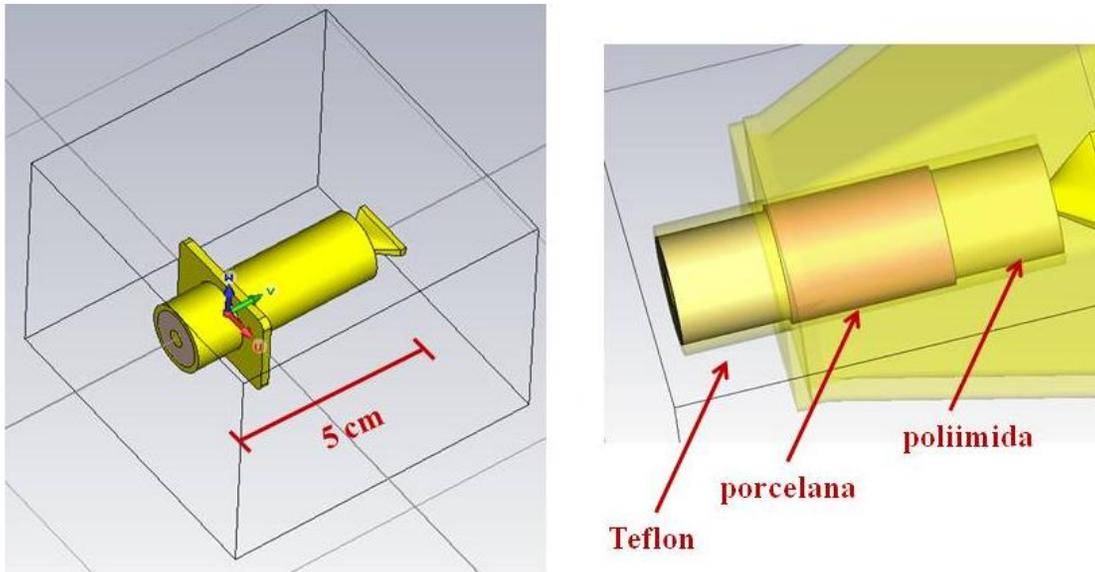


Figura 3.14: Conector N modelado no CST.

Após a criação do conector de alimentação outro ponto importante está na construção dos cones absorvedores de RF. Por não estarem detalhadas no manual do fabricante algumas especificações do material que compõe os absorvedores importados, alguns testes com materiais da biblioteca do CST foram realizadas e chegou-se a conclusão que o material ECCOSORB FDS apresenta uma resposta mais próxima das fornecidas pela tabela do fabricante. Por se tratar de uma estrutura contendo alguns milhões de células, utilizou-se a simetria da estrutura para que o tempo de simulação fosse reduzido, tal como mostrado na Fig. 3.15. Na Fig. 3.16(a) é mostrada a comparação entre o comportamento do absorvedor BPA-12 e o modelo desenvolvido no simulador. Através da Fig. 3.16(b) observa-se de forma qualitativa a distribuição de campo elétrico e a atenuação do mesmo na região do absorvedor.

Para facilitar a construção da GTEM baseado nas ferramentas disponíveis no software, após a modelagem do conector, construiu-se o *septum* com cobre de espessura de 2 mm. Com os absorvedores devidamente implementados e caracterizados, os mesmos foram introduzidos na GTEM, tal como mostra a Fig. 3.17.

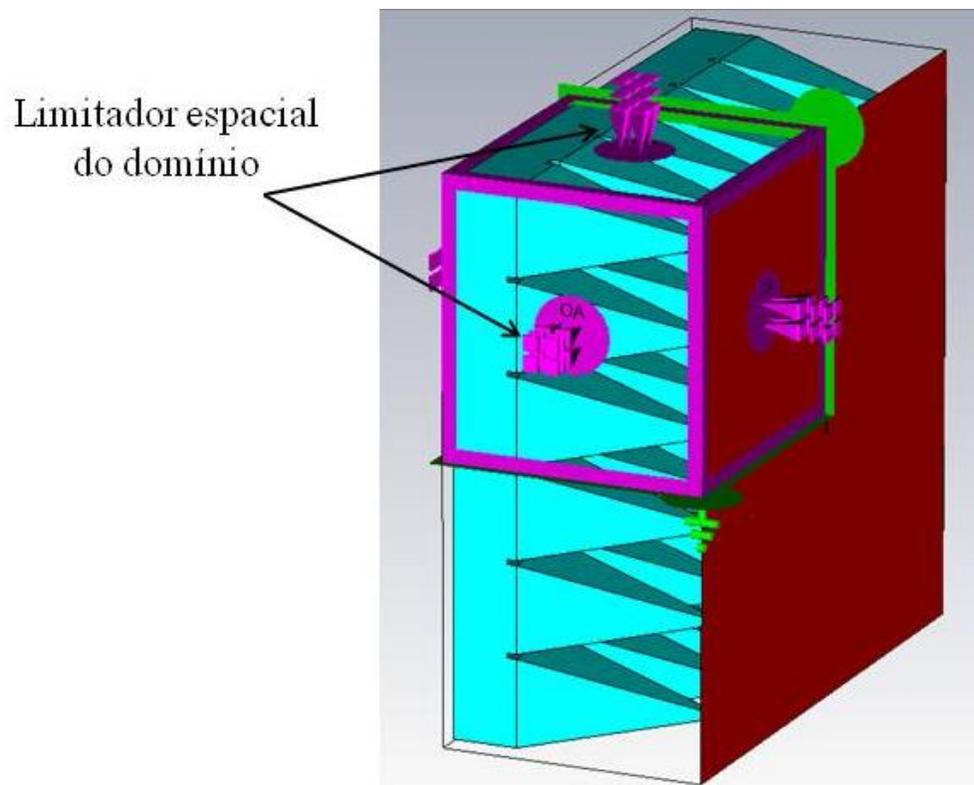
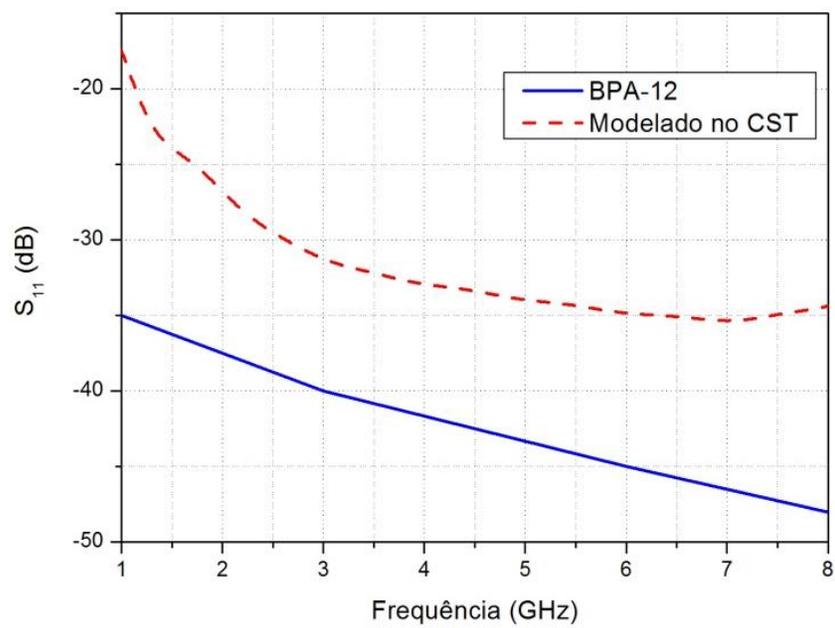
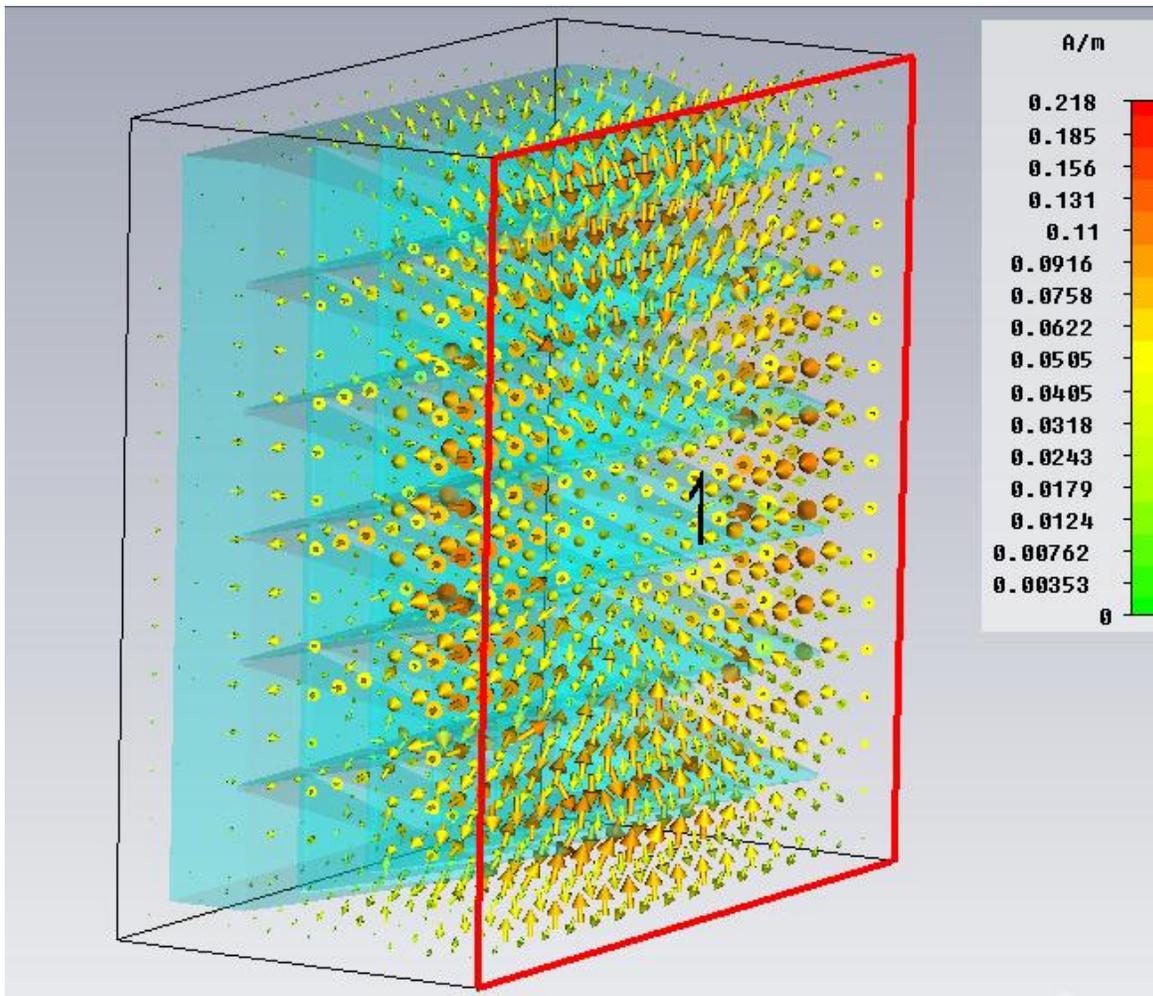


Figura 3.15: Condição de contorno absorvedor de RF – redução tempo de processamento devido simetria da estrutura.

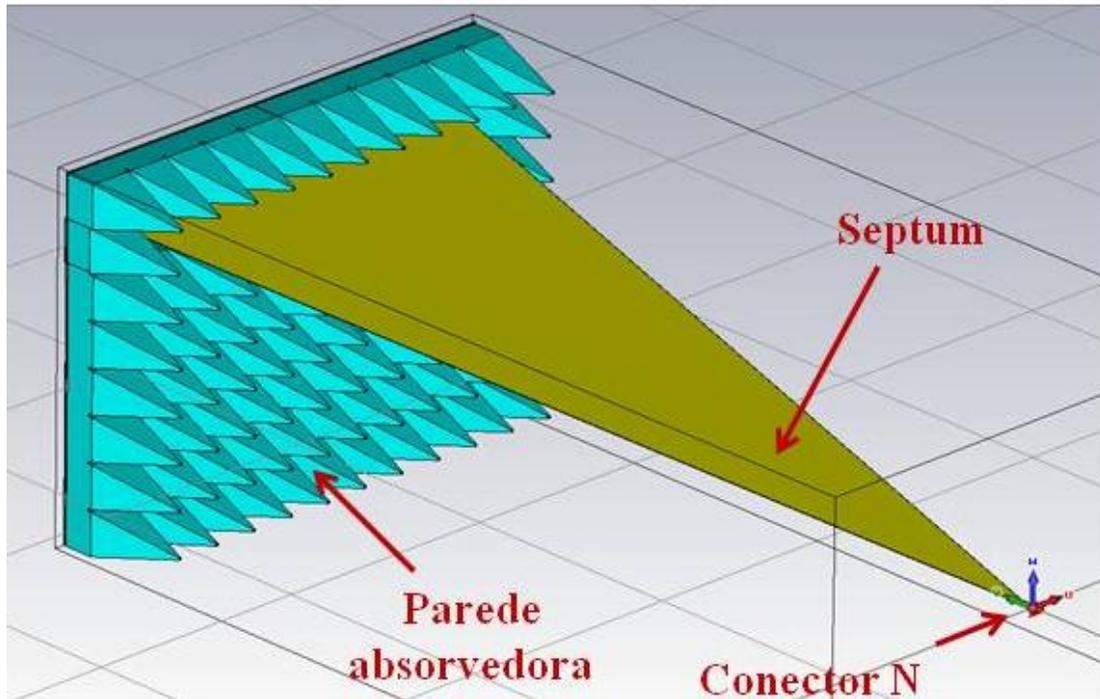


(a)

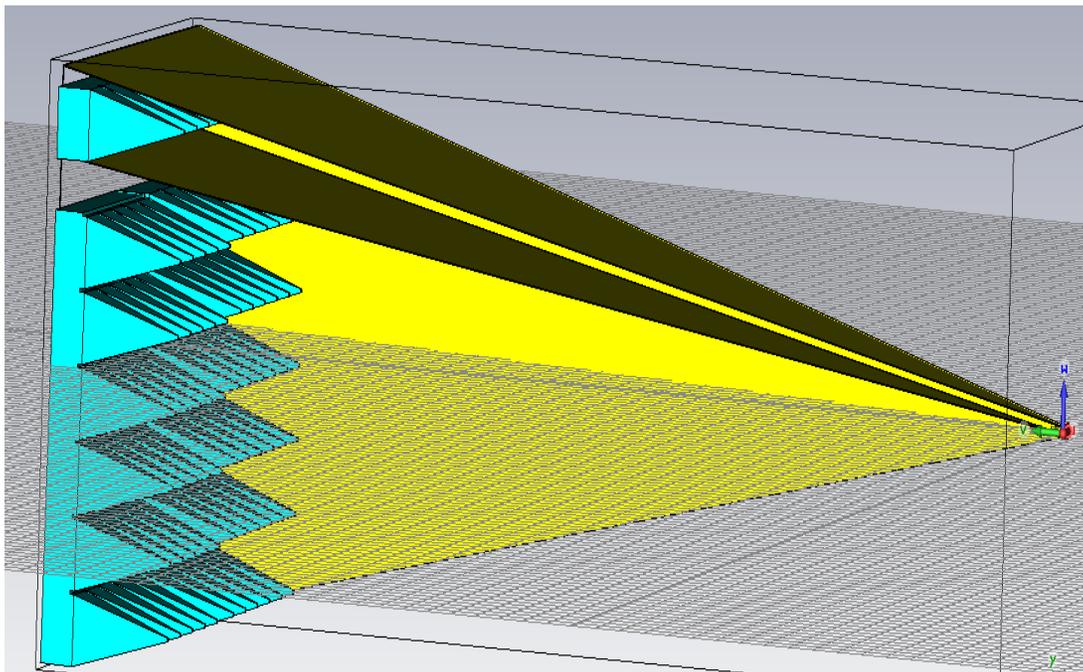


(b)

Figura 3.16: (a) Parâmetro S_{11} – absorvedor importando VS. Absorvedor manipulado; (b) distribuição de corrente na superfície do absorvedor.



(a)



(b)

Figura 3.17: Modelagem GTEM através CST.

Para aplicar um sinal de entrada no conector N, utilizou-se uma porta do tipo *waveguide*. A carga de terminação $50\ \Omega$ foi conectada ao final da câmara, entre a tampa traseira e o *septum*. Na Fig. 3.18 são mostradas as condições de contorno para simulação, as quais foram definidas como abertas.

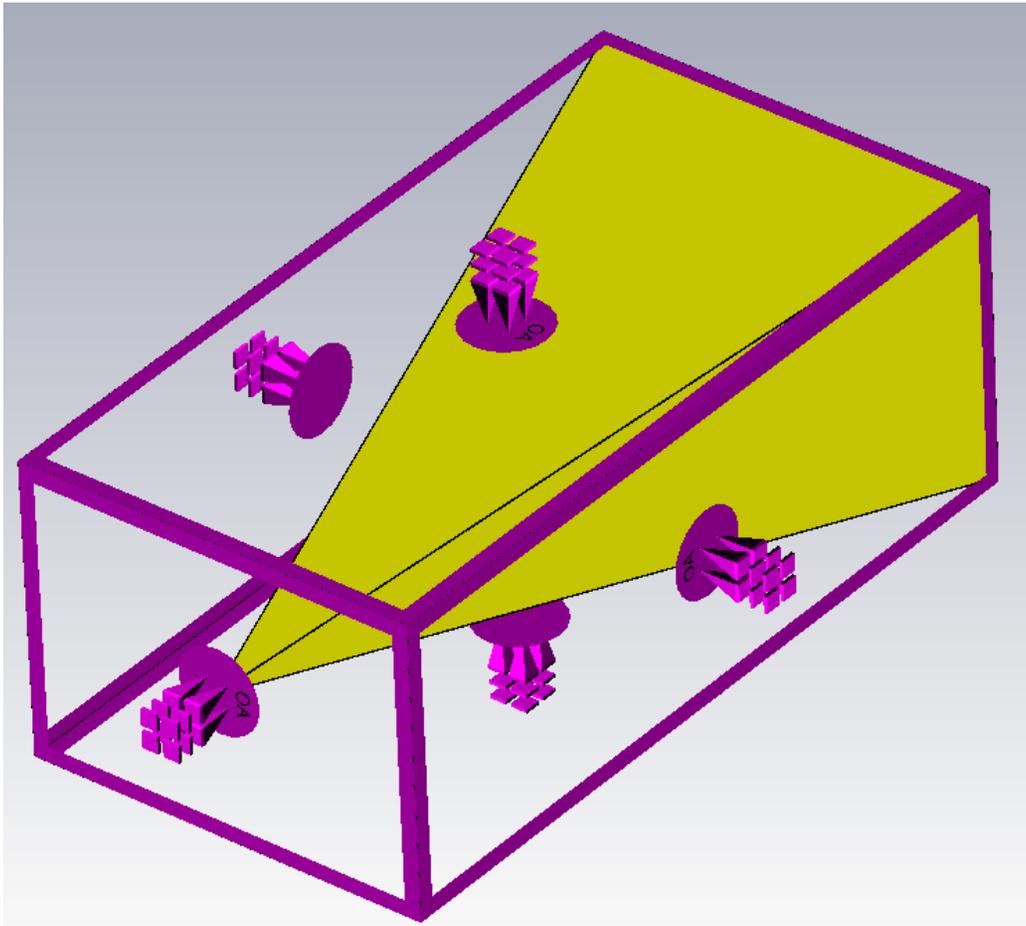


Figura 3.18: Condições de contorno.

Capítulo 4

Metamateriais Aplicados a GTEM

O conceito de materiais artificiais foi amplamente explorado por Rodger M. Walser no final dos anos 90 principalmente com seu trabalho a respeito de compósitos macroscópicos com arquitetura celular periódica e sintética. De fato, a primeira tentativa de pesquisa exploratória a cerca dos materiais artificiais foi realizada em 1898 com Jagadis Chunder Bose com seus experimentos com estruturas retorcidas [25]. Anos mais tarde, Lindman inovou e publicou seus experimentos com meio artificial quiral [26]. Entretanto, foi apenas nos últimos 20 anos que o interesse na tecnologia metamaterial teve uma crescente mais notória com avanço em pesquisas para criação de super lentes para dispositivos de telecomunicações, aplicações em linhas de transmissão e antenas.

De fato, metamaterial é um composto macroscópico formado por estruturas periódicas ou não, no qual o comportamento é determinado tanto pela arquitetura celular como pela composição química da estrutura [27]. Na presença de um campo eletromagnético, este comportamento pode ser descrito pelos parâmetros constitutivos permissividade ϵ e permeabilidade μ . Na Fig. 4.1 é mostrada a classificação dos materiais baseando-se nos parâmetros constitutivos.

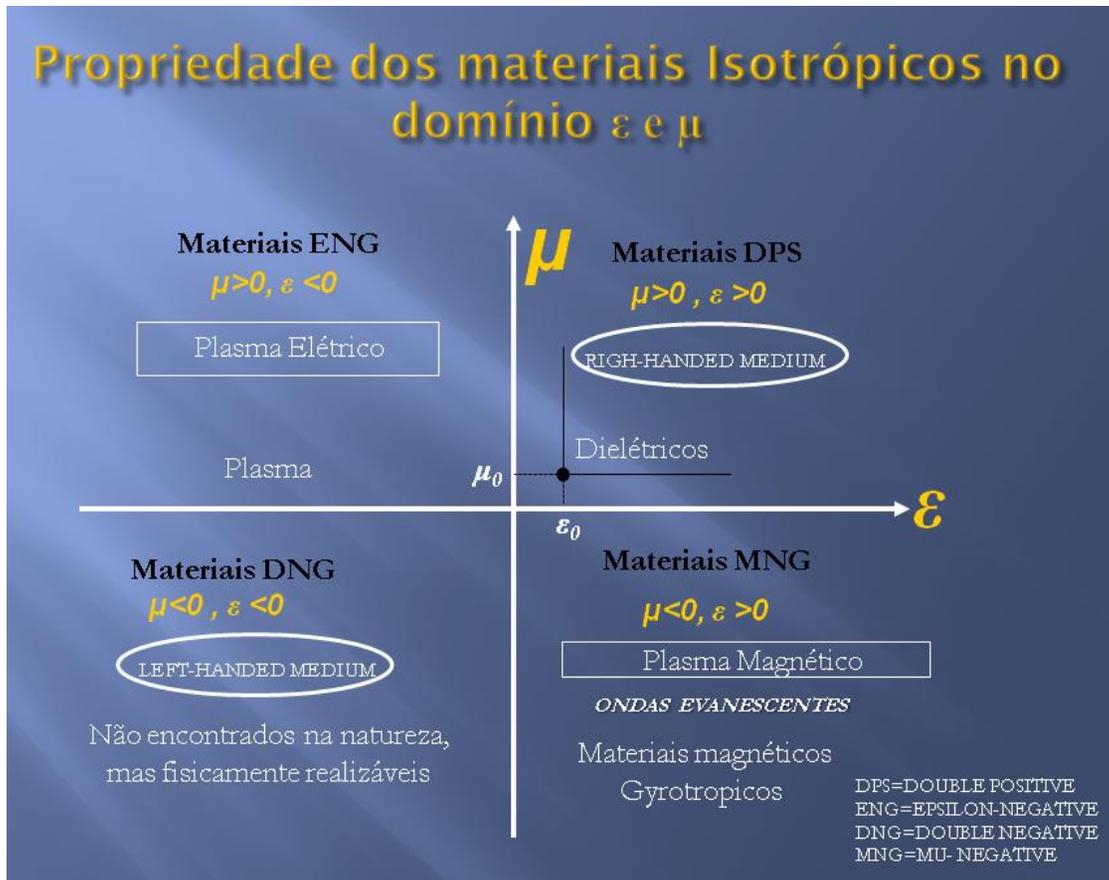


Figura 4.1: Classificação dos materiais de acordo com os parâmetros constitutivos ϵ e μ .

Através da descrição dos parâmetros constitutivos, é possível então classificar um meio de acordo com suas repostas quando da presença de um campo eletromagnético. Observa-se no primeiro quadrante da Fig. 4.1, a presença dos elementos mais comuns na natureza, como por exemplo, os dielétricos, onde μ e ϵ são positivos, e por isso são conhecidos por meio DPS – *Double Positive*. Já no segundo quadrante, encontram-se os materiais ENG – *Epsilon Negative* que apresentam ($\epsilon < 0$ e $\mu > 0$). Em determinadas frequências, plasmas elétricos apresentam estas características, da mesma forma que alguns metais nobres como ouro e prata, na presença de infravermelhos ou frequências visíveis. O meio com permissividade maior que zero e permeabilidade menor que zero ($\epsilon > 0$ e $\mu < 0$) é conhecido como meio MNG – *Mu Negative*. Em determinadas frequências, alguns materiais magnéticos girotrópicos apresentam esta característica. A classe de materiais que apresentam ambos ϵ e μ negativos, conhecidos por DNG

– *Double Negative* são encontrados exclusivamente através de construções artificiais. É nesta classe que os metamateriais são encontrados.

Neste contexto, para aumentar o desempenho da GTEM em termos de frequência, ou ainda, sintonizar a câmara numa determinada faixa de frequência de interesse de forma a se obter resultados mais realísticos, estruturas metamateriais foram aplicadas ao *septum*. As células básicas são compostas por RR – *Ring Resonator* ou CLL – *Capacitively Loaded Loop*, células fractais, e topologia *Jerusalem-Cross-Pair*. Ademais, estruturas periódicas tais como *Ring Slot Resonators* podem ser considerados como antenas reconfiguráveis quando estão devidamente arranjadas [28]. É importante ressaltar, que quando os padrões metamateriais são aplicados em metal ou estrutura metálica, as células não são camadas aditivas, como quando aplicadas em materiais dielétricos. Neste caso, as mesmas são orifícios criados na estrutura metálica.

A seguir, serão tratadas três estruturas metamateriais testadas objetivando-se melhor resposta em termos de frequência. Resultados simulados e experimentais serão apresentados. Será mostrada também a aplicação e respostas das estruturas analisadas em antenas Quasi-Yagi para aplicações em sistemas de RFID – *Radio Frequency Identification*.

Em virtude do tamanho e complexidade em estampar as estruturas metamateriais em todo *septum* da GTEM, o que elevaria substancialmente os custos do protótipo, os testes experimentais foram realizados no *septum* na região do APEX.

4.1 Células Fractais

A construção de padrões metamateriais fotônicos no *septum* da câmara GTEM foi realizado através de estruturas fractais de 4 níveis, os quais são normalmente conhecidos por curva de preenchimento de espaço. A estrutura de nível $(k+1)^{\text{th}}$, contém 2^k linhas com o ponto médio conectado nas extremidades da linha do k^{th} nível. O padrão fractal é gerado por uma linha principal, ou primeiro nível da estrutura. Como a estrutura fractal aqui modelada é do quarto nível, são necessárias oito linhas nas extremidades conectadas ao terceiro nível da estrutura. Na Fig. 4.2 é mostrado a estrutura fractal de quatro níveis, introduzida no *septum*.

A versatilidade de aplicações e os efeitos do sub-comprimento de onda, são as duas principais vantagens do modelo fractal em formato H. As propriedades do sub-comprimento de onda

permitem que o sistema tenha um tamanho total bem menor do que do que o comprimento de onda ao longo de todas as direções na ressonância, indicando que a estrutura pode funcionar como um refletor compacto. A semelhança com estruturas FSS – *Frequency Selective Surfaces* e a modelagem simples de suas estruturas são pontos que favorecem o uso das estruturas H-fractal.

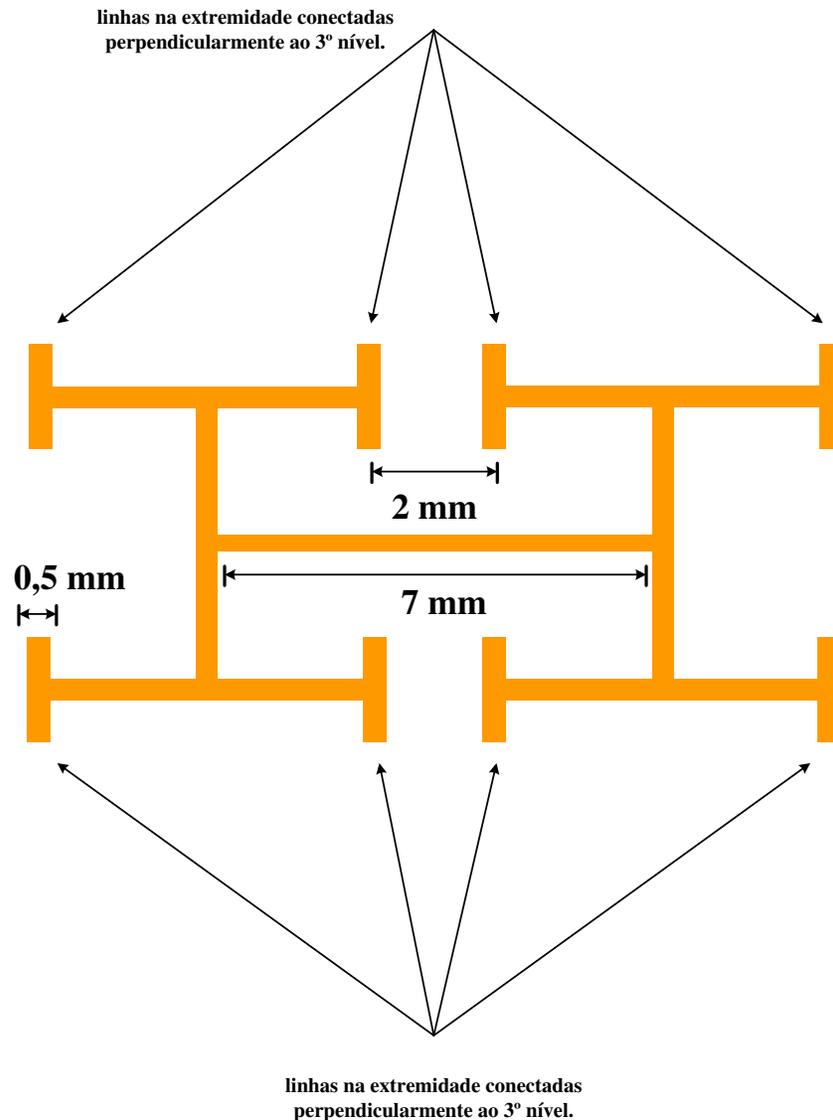


Figura 4.2: H-Fractal de quatro níveis.

Alguns testes com a estrutura metamaterial H-fractal foram realizados durante o desenvolvimento do projeto inclusive em antenas. O objetivo foi examinar o real potencial das células projetadas, e partir daí analisar a possibilidade e custo benefício de se introduzir essas

estruturas na GTEM. Na Fig. 4.3 é mostrada a distribuição de corrente em uma célula unitária H-fractal de quatro níveis. As setas com os vetores coloridos representam a densidade linear de corrente (A/m) e em última análise o campo magnético.

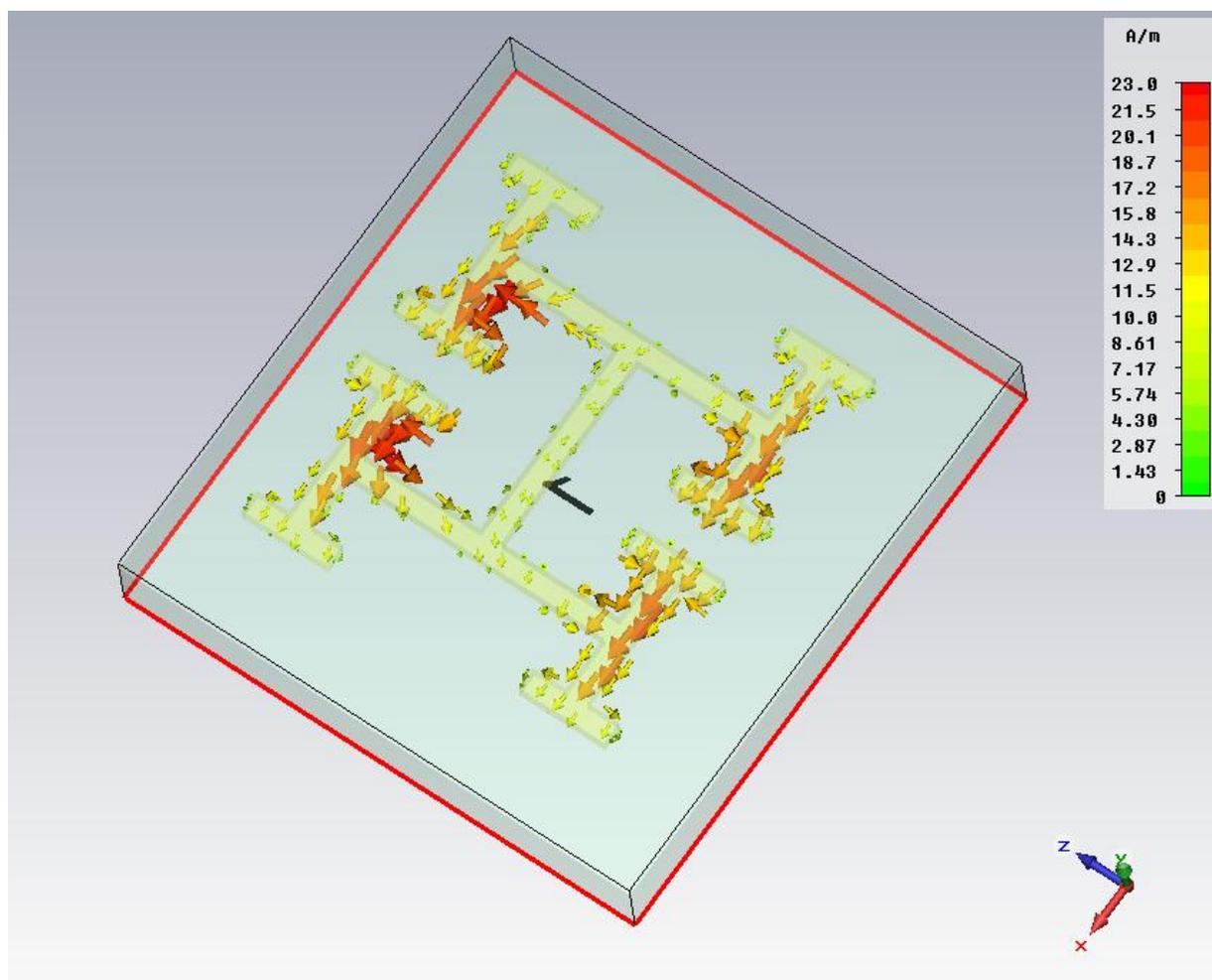
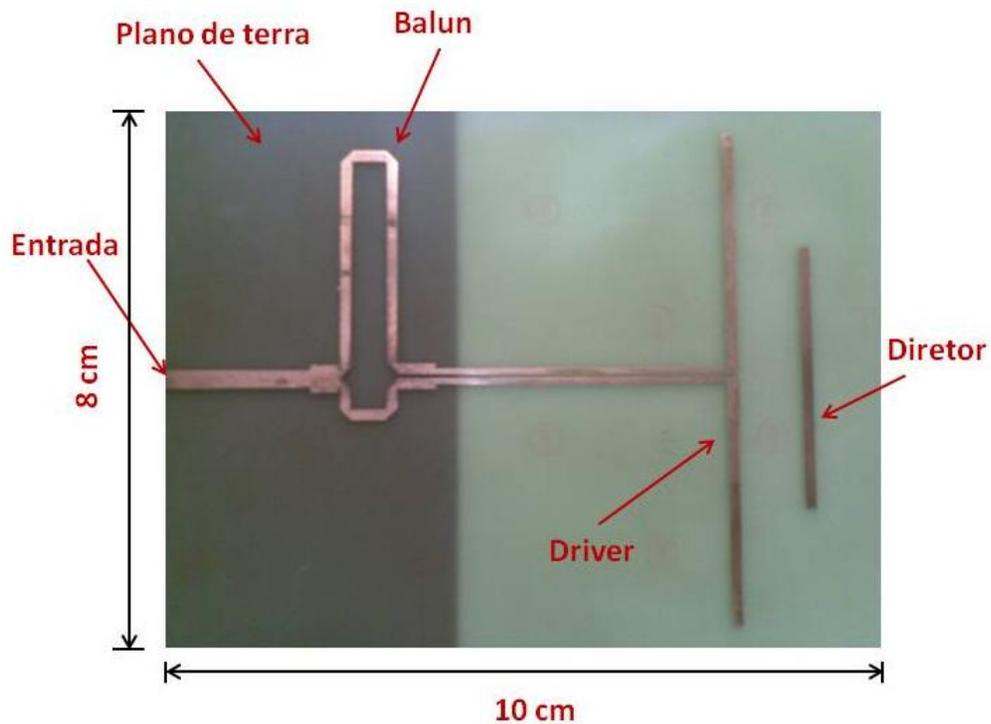


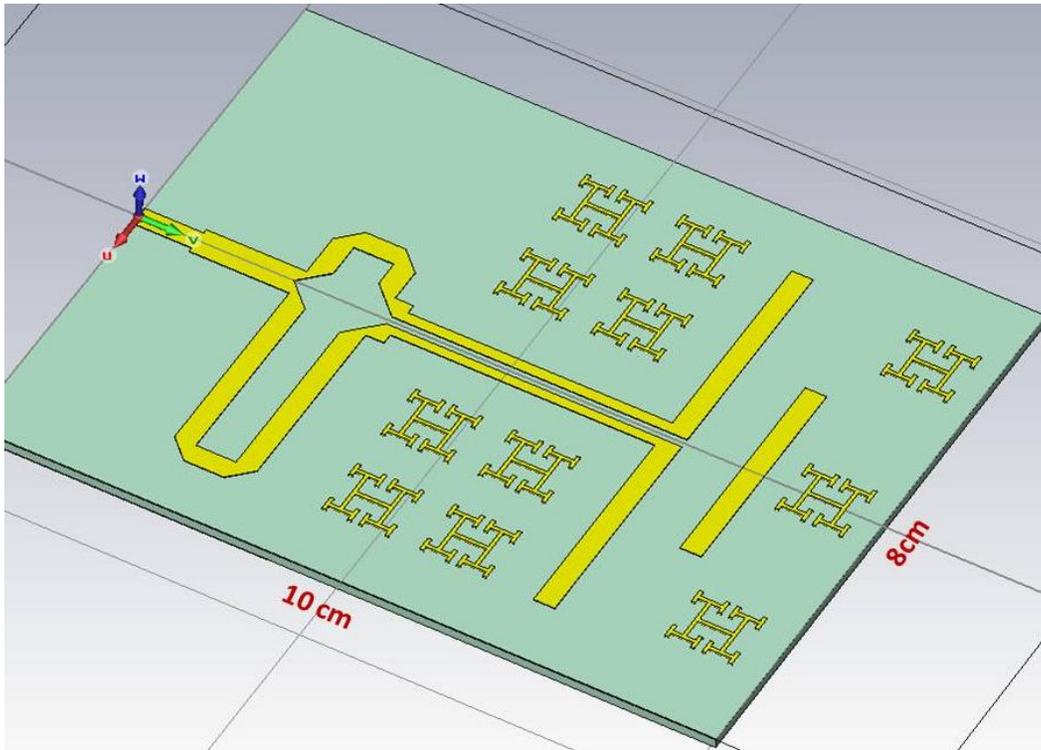
Figura 4.3: Distribuição de corrente na superfície célula H-Fractal de quatro níveis.

A primeira estrutura modificada foi uma antena Quasi-Yagi (QY). Em linhas gerais, trata-se de um dispositivo que associa as vantagens das antenas Yagi-Uda e *patch*. A QY antena consiste basicamente de uma fonte de alimentação associada a um *balun*, de um dipolo atuando como *driver* e um diretor. O plano de terra é fundamental para este tipo de antena, agindo

principalmente como refletor. A utilização de antenas com plano de terra é normalmente preterida principalmente por dificultar a fabricação dos *tags* em escala e também devido às perdas de ganho das antenas. De acordo com [29] a utilização de antenas com plano de terra é justificada principalmente pela maior diretividade das mesmas. A principal característica da QY é justamente o plano de terra na sua entrada desbalanceada. Na Fig. 4.4(a) é mostrada a antena QY, enquanto que na Fig. 4.4(b) é mostrada a estrutura projetada para operar em 2,4 GHz com as estruturas fractais.



(a) Antena Quasi Yagi (Fig 4.4 (a))



(b)

Figura 4.4: Antena Quasi-Yagi - (a) Vista superior; (b) com estruturas fractais.

A antena QY associada com estruturas fractais apresentou melhor resposta em termos de perda por retorno, com *dip* em torno de -6 dB. O parâmetro S_{11} para as duas configurações é mostrado na Fig. 4.5.

As estruturas fractais agem de forma parasita e o conjunto de estruturas emula um novo diretor. Entretanto, o posicionamento das estruturas deve ser cuidadosamente observado. Baseado em algumas simulações realizadas, quando células fractais foram posicionadas na região próxima ao *balun*, o sinal é atenuado e a sintonia é perdida.

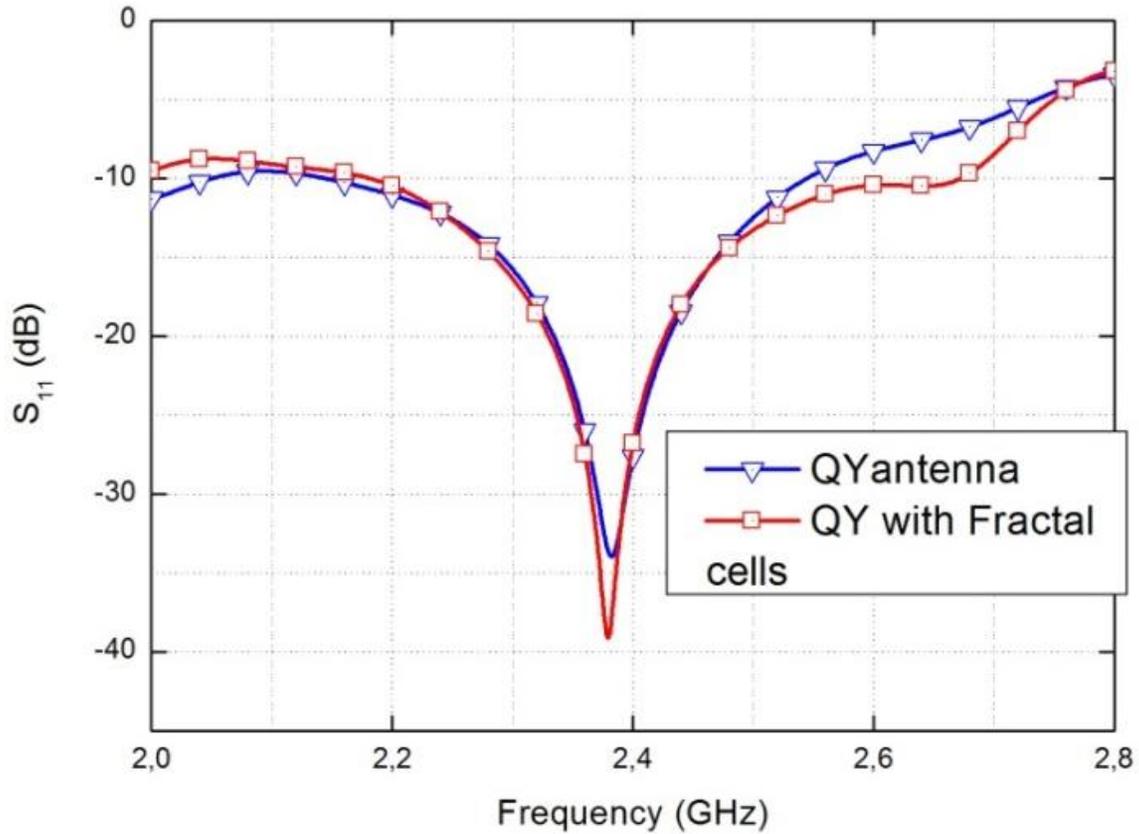


Figura 4.5: Parâmetro S_{11} – Antena QY com e sem estruturas fractais.

A partir do resultado obtido, no qual se observou maior sintonia na freqüência de ressonância, decidiu-se introduzir as estruturas fractais no *septum* da GTEM. Na Fig. 4.6 é mostrada a estrutura modelada. Vale ressaltar que ao contrário da antena QY onde as estruturas periódicas foram crescidas com metal sobre um substrato dielétrico, no caso da GTEM, serão impostos orifícios em um plano metálico.

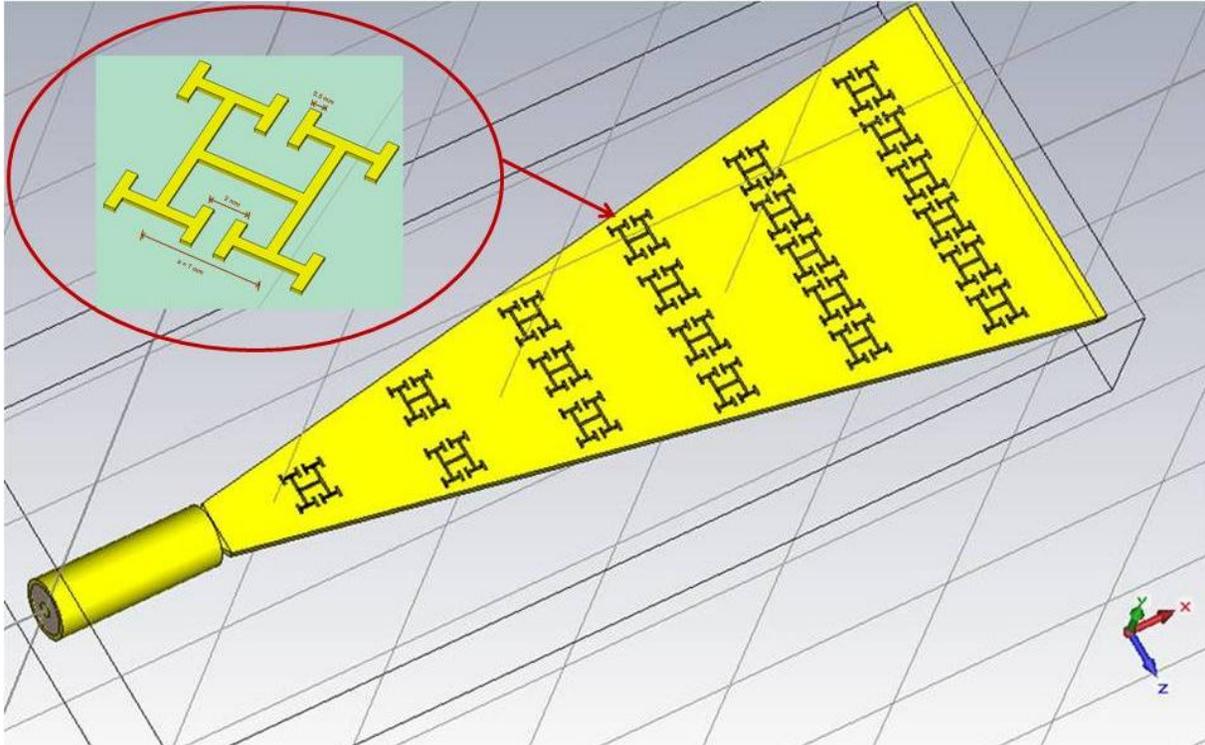


Figura 4.6: *Septum* com estruturas fractais.

Em geral, o dimensionamento das células não é trivial e envolvem análises analíticas complexas. A estrutura fractal aqui utilizada, foi baseada em [28] e apresenta melhor ressonância em 10 GHz.

Na Fig. 4.7 o parâmetro S_{11} para as duas configurações é mostrado. Apesar de se observar atenuação do sinal em alguns picos de ressonância, é possível verificar o deslocamento de alguns picos de ressonância, principalmente na região de 10 GHz, satisfazendo assim o objetivo desta etapa. Já na Fig. 4.8, é apresentado o resultado experimental das duas estruturas. Apesar da limitação do equipamento de medida em 3 GHz, observa-se um pequeno deslocamento dos picos das frequências também em frequências abaixo de 10 GHz, tal como previsto através das simulações.

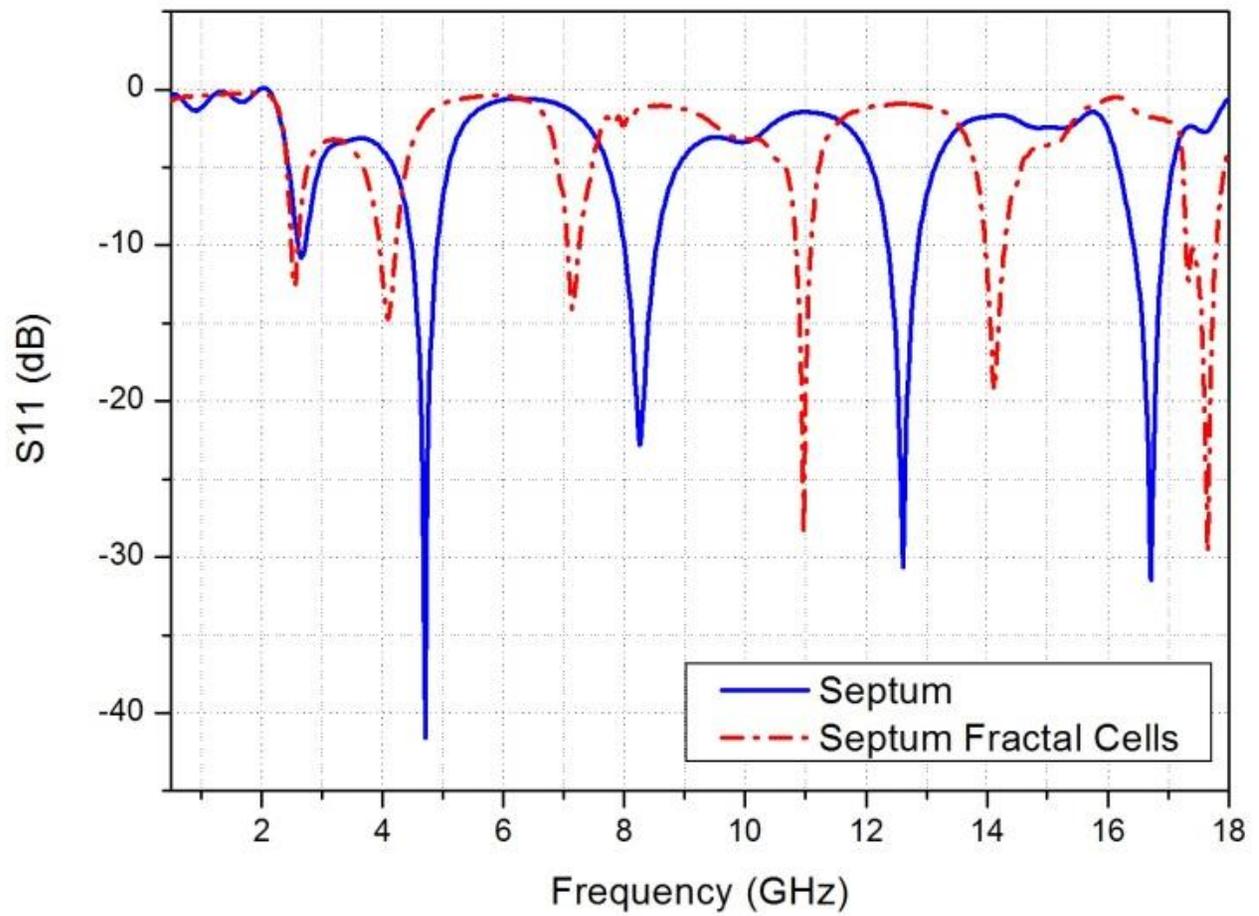


Figura 4.7: Parâmetro S_{11} – *Septum* com e sem estruturas fractais.

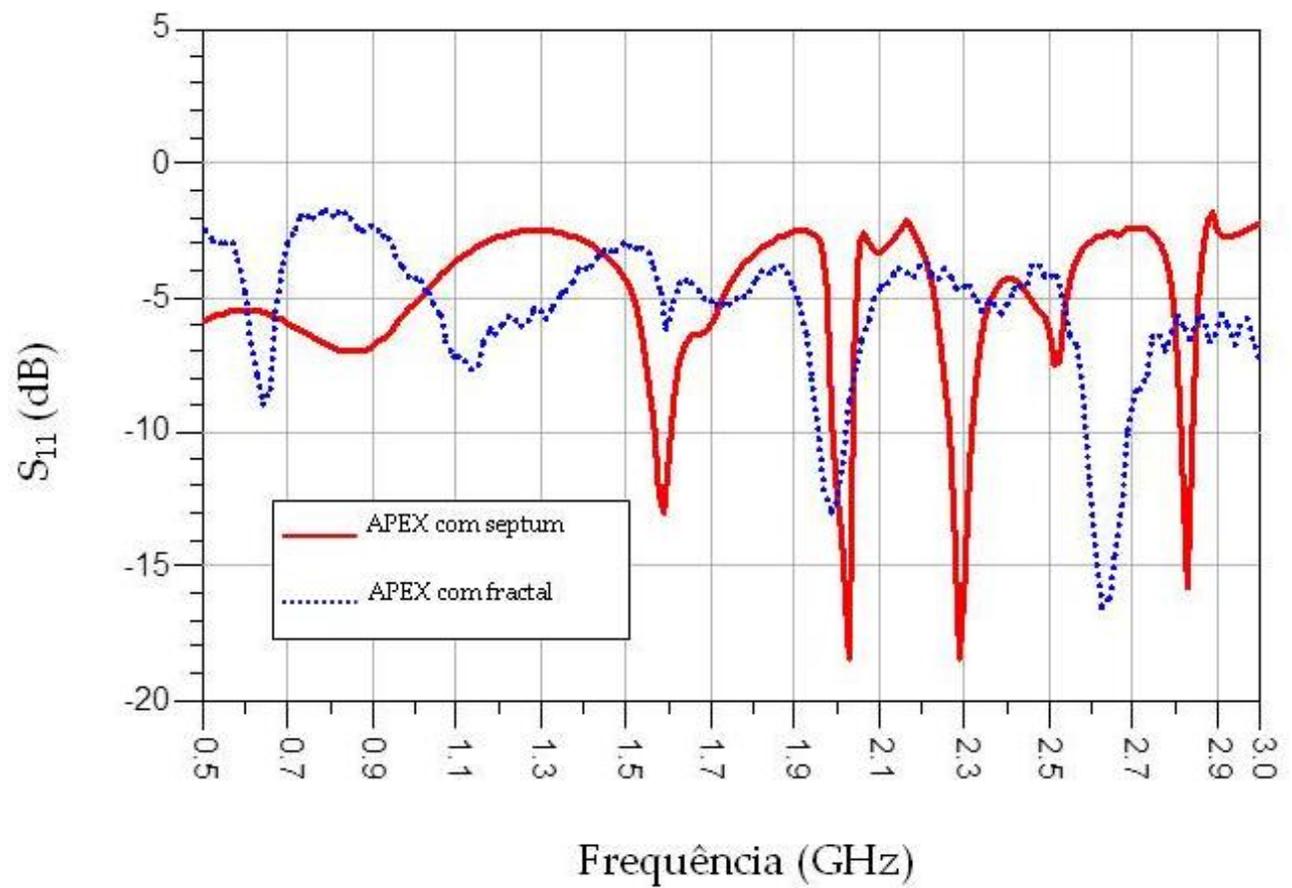


Figura 4.8: Medida experimental parâmetro S_{11} – *Septum* com e sem estruturas fractais.

4.2) Jerusalem-Cross-Pair - JCP

Outra estrutura amplamente discutida na literatura, par de cruzes de Jerusalém em tradução livre, foi analisada quando aplicada na antena QY e também no *septum* da GTEM.

A origem das estruturas metamateriais JCP foi baseada no conceito do par *dogbone* apresentado em [28]. Basicamente, estas células são compostas por pares de cruzes de Jerusalém acopladas, e devido a sua simetria estas estruturas respondem de forma isotrópica a qualquer onda incidente. De fato, em qualquer orientação do campo magnético incidente, seus componentes perpendiculares a área entre os braços centrais das cruzes de Jerusalém induzem uma corrente de *loop* próxima a corrente de deslocamento nos braços externos.

Na Fig. 4.9 é mostrada a estrutura JCP. As dimensões adotadas são baseadas nas considerações apresentadas em [28].

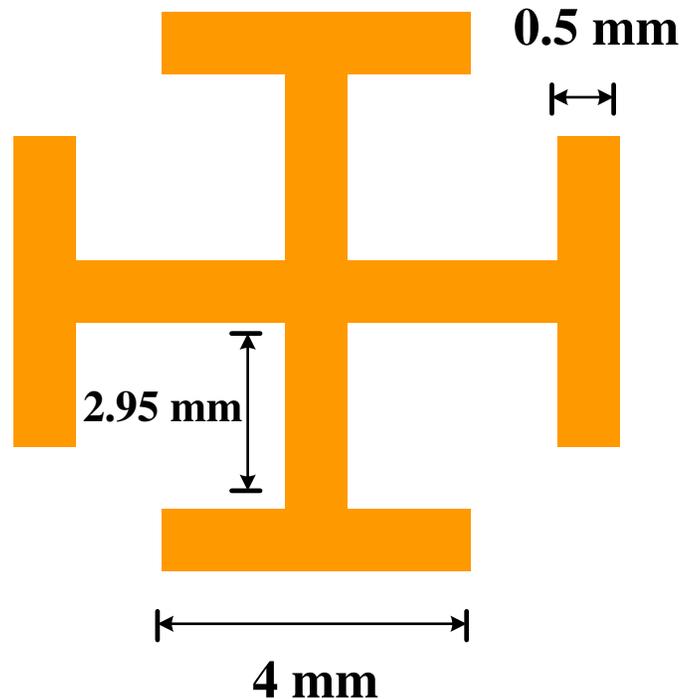


Figura 4.9: Estrutura metamaterial JCP.

Apesar da simetria da estrutura, a corrente de superfície nos dois condutores é assimétrica, formando assim uma corrente de *loop* que pode ser representada por um dipolo magnético equivalente. Este momento magnético é responsável pelo magnetismo artificial na estrutura. Na Fig. 4.10 é mostrada a distribuição de corrente nos pares de condutores de uma célula JCP unitária.

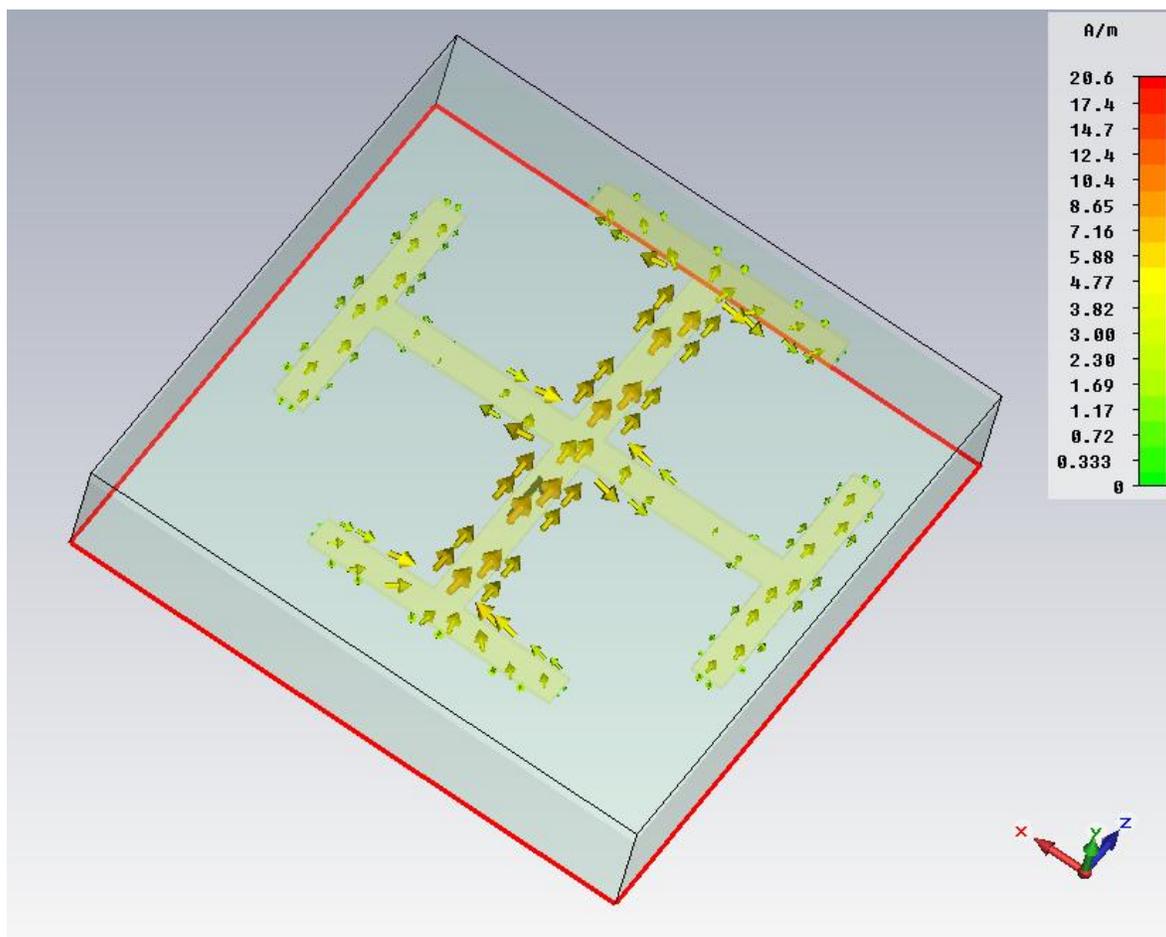


Figura 4.10: Distribuição de corrente na superfície de uma célula JCP unitária.

A antena QY associada com estruturas JCP apresentou melhor resposta em termos de perda por retorno, com *dip* em torno de -10 dB, e melhor sintonia em 2,4 GHz. O parâmetro S_{11} para as duas configurações é mostrado na Fig. 4.11.

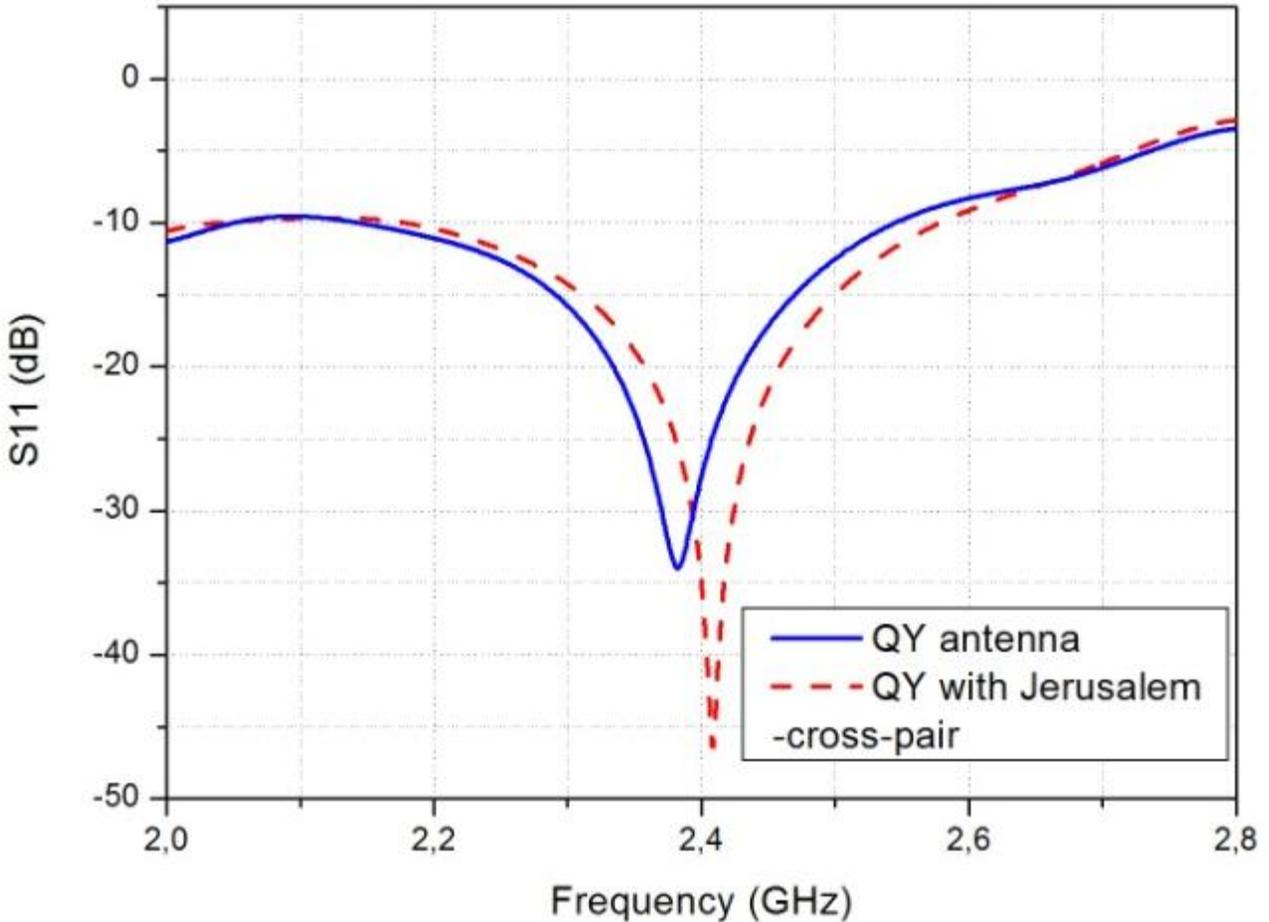


Figura 4.11: Parâmetro S_{11} – Antena QY com e sem estruturas JCP.

O comportamento da GTEM com estruturas metamateriais JCP aplicadas ao *septum* também foi analisado. A partir dos resultados obtidos e apresentados na Fig. 4.12 observa-se uma influência mínima no comportamento do dispositivo em relação às frequências de ressonância. Na Fig. 4.13 é mostrado o resultado experimental para as duas estruturas. Ao contrário dos resultados simulados, observa-se o surgimento de um pico em torno de 2,7 GHz. Apesar desta topologia não apresentar resultados tão significativos, a mesma não deve ser descartada, de forma que combinações com outras estruturas e topologias podem gerar respostas satisfatórias.

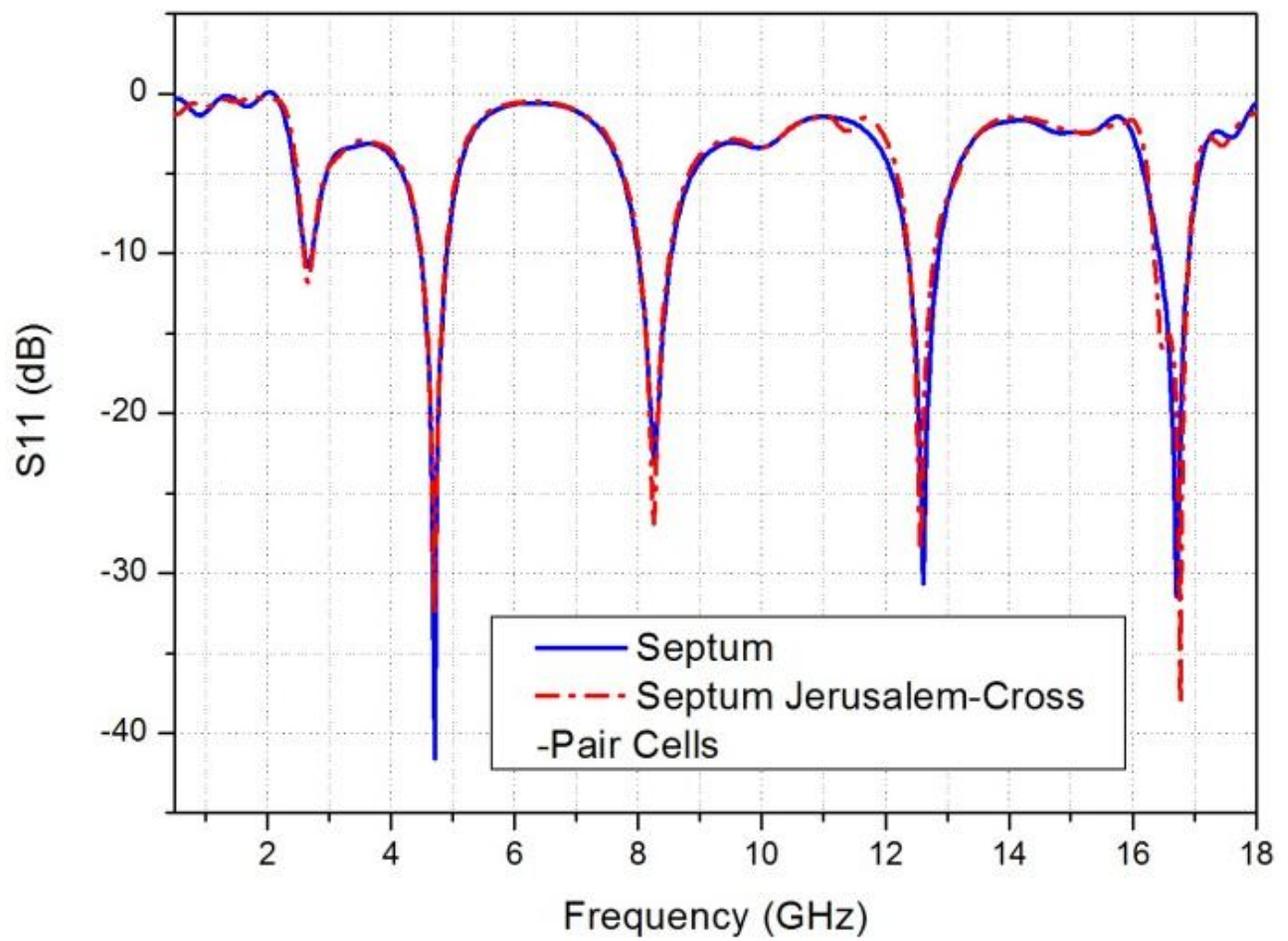


Figura 4.12: Parâmetro S_{11} – *Septum* com e sem estruturas JCP.

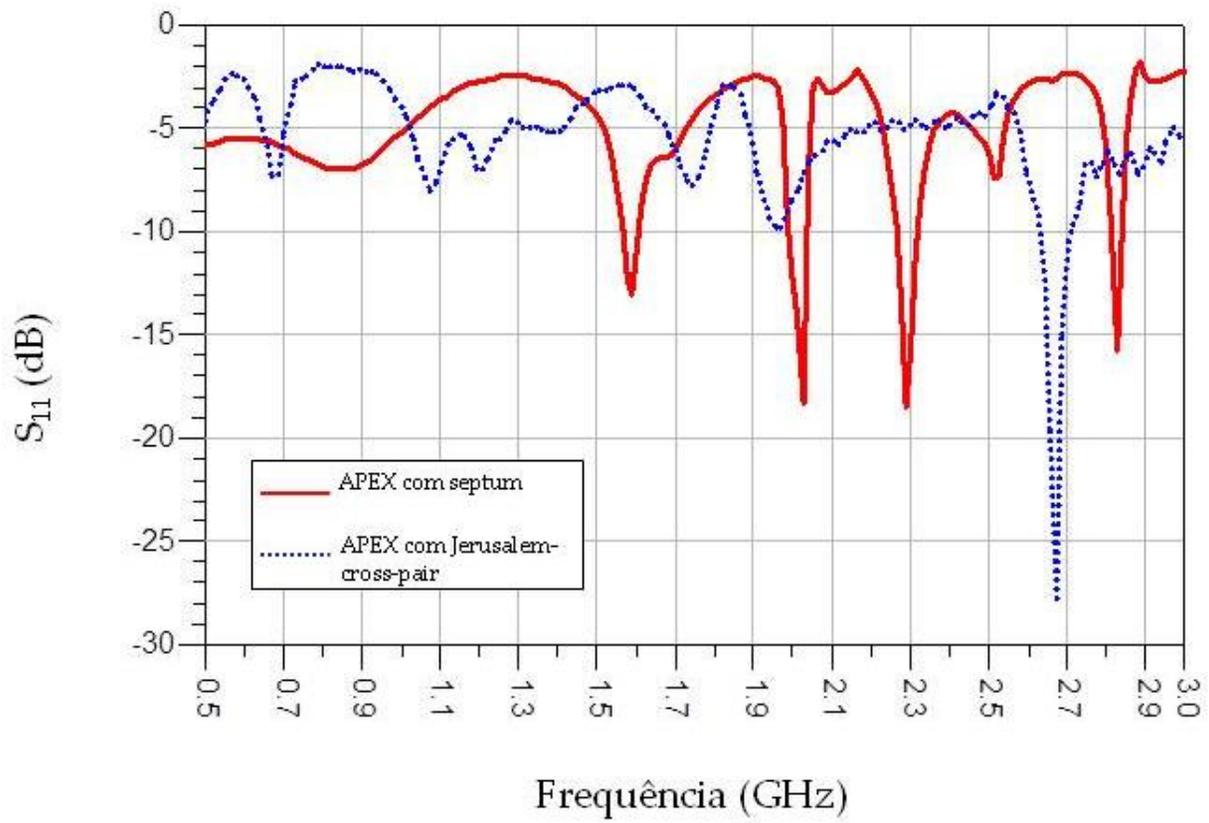


Figura 4.13: Medida experimental parâmetro S_{11} – *Septum* com e sem estruturas JCP.

4.3) Células CLL – *Capacitively Load Loop*

Várias estruturas metamateriais têm sido investigadas ao longo dos últimos anos. Em particular, estruturas que fornecem respostas magnéticas artificiais, paredes elétricas e barreiras. As células CLL propostas inicialmente por Erentok *et al.* em [29], permitem a criação tanto de um condutor magnético artificial (AMC), quanto um condutor elétrico artificial (AEC), dependendo da direção da onda de polarização. A idéia central é aprimorar os campos elétricos e magnéticos.

Em particular, considerando o espalhamento de uma onda plana incidindo de forma normal a uma estrutura CLL de espessura d , impedância de onda η e número de onda k , os coeficientes de reflexão S_{11} e de transmissão S_{21} são determinados através das seguintes expressões:

$$S_{11} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left[\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \right]^2 e^{-j2kd}} \quad (29)$$

$$S_{21} = \frac{4\eta\eta_0}{(\eta + \eta_0)^2} \frac{e^{-j2kd}}{1 - \left[\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \right]^2 e^{-j2kd}} \quad (30)$$

Os condutores magnéticos artificiais são obtidos quando a onda plana incide no *gap* capacitivo, enquanto que na direção oposta as células atuam como condutores elétricos artificiais. Este comportamento pode ser observado na Fig. 4.16.

O dimensionamento das células CLL ou SRR foi inicialmente baseado no modelo de Drude-Lorentz. A partir desta metodologia e de sucessivas simulações foi possível obter regras de projeto para aplicação em cada estrutura. Dessa forma, o cálculo das componentes complexas da permeabilidade e permissividade em função das características geométricas das células CLL e da frequência de ressonância de interesse é dada por:

$$\bar{\mu} = \mu_0 \left(1 - \frac{Ff^2}{f^2 - f_0^2 + i\gamma f} \right) \quad (31)$$

Sendo o fator de forma relacionado à geometria da estrutura dado por:

$$F = \frac{\mu_0 S_0^2 / V}{L + \mu_0 S_0^2 / V} , \quad (32)$$

A frequência de ressonância:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + \mu_0 S_0^2 / V)C}} , \quad (33)$$

E o fator de amortecimento:

$$\gamma = \frac{R}{2\pi(L + \mu_0 S_0^2 / V)} , \quad (34)$$

Nas Fig. 4.14 e 4.15 são mostradas as respostas da permeabilidade e permissividade na forma complexa em função da frequência.

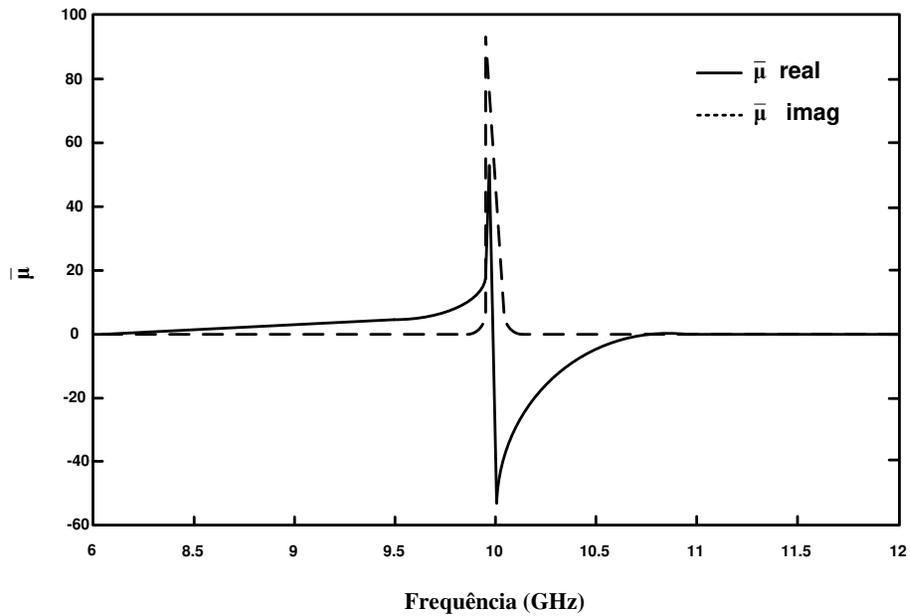


Figura 4.14: Permeabilidade magnética na forma complexa em função da frequência.

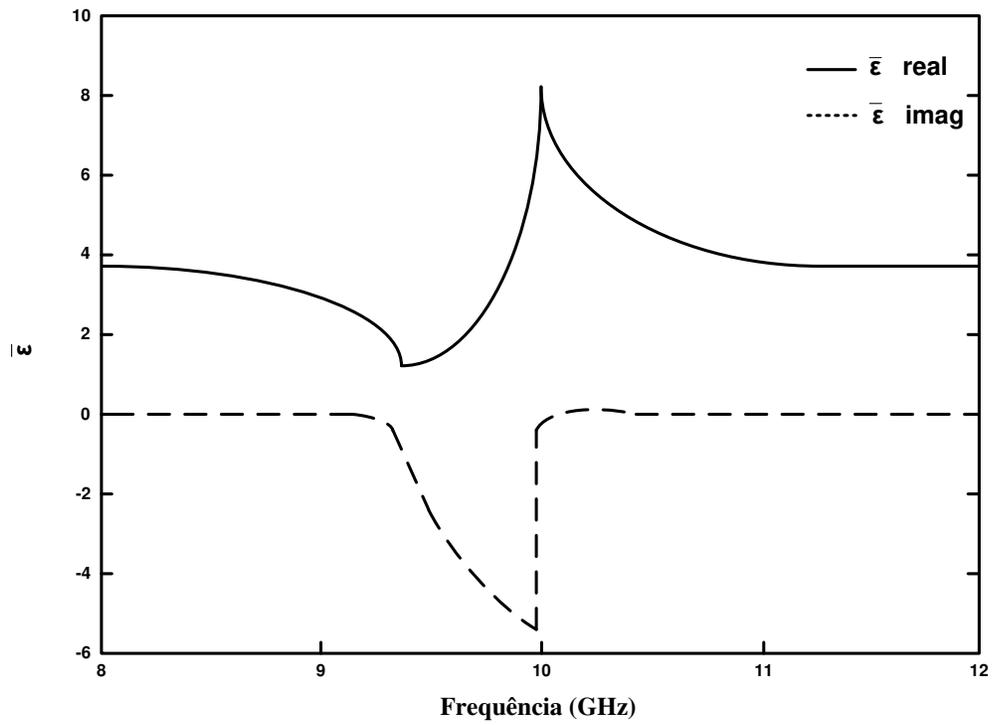


Figura 4.15: Permissividade elétrica complexa em função da frequência.

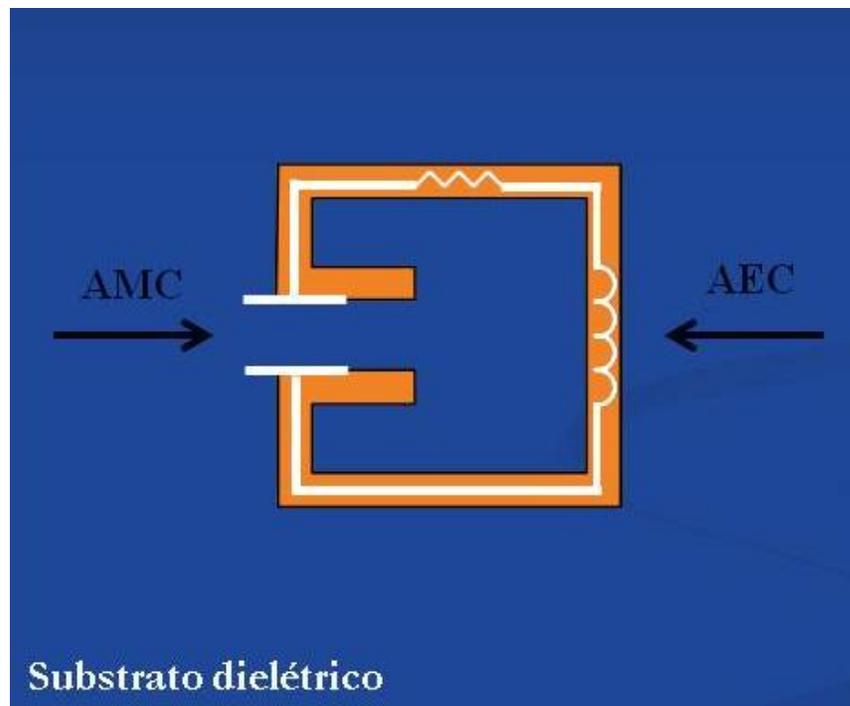


Figura 4.16: Estrutura metamaterial CLL.

Na Fig. 4.17 pode-se observar através da combinação da antena QY com as estruturas CLL um leve deslocamento na frequência de ressonância. Apesar do *dip* ter sido diminuído, observa-se ainda a redução da banda da antena QY, a qual é normalmente banda larga. Dessa forma, tendo em vista a necessidade dos sistemas RFID de antenas mais diretivas e com bandas relativamente estreitas, a utilização de antenas QY neste tipo de aplicação torna-se mais viável.

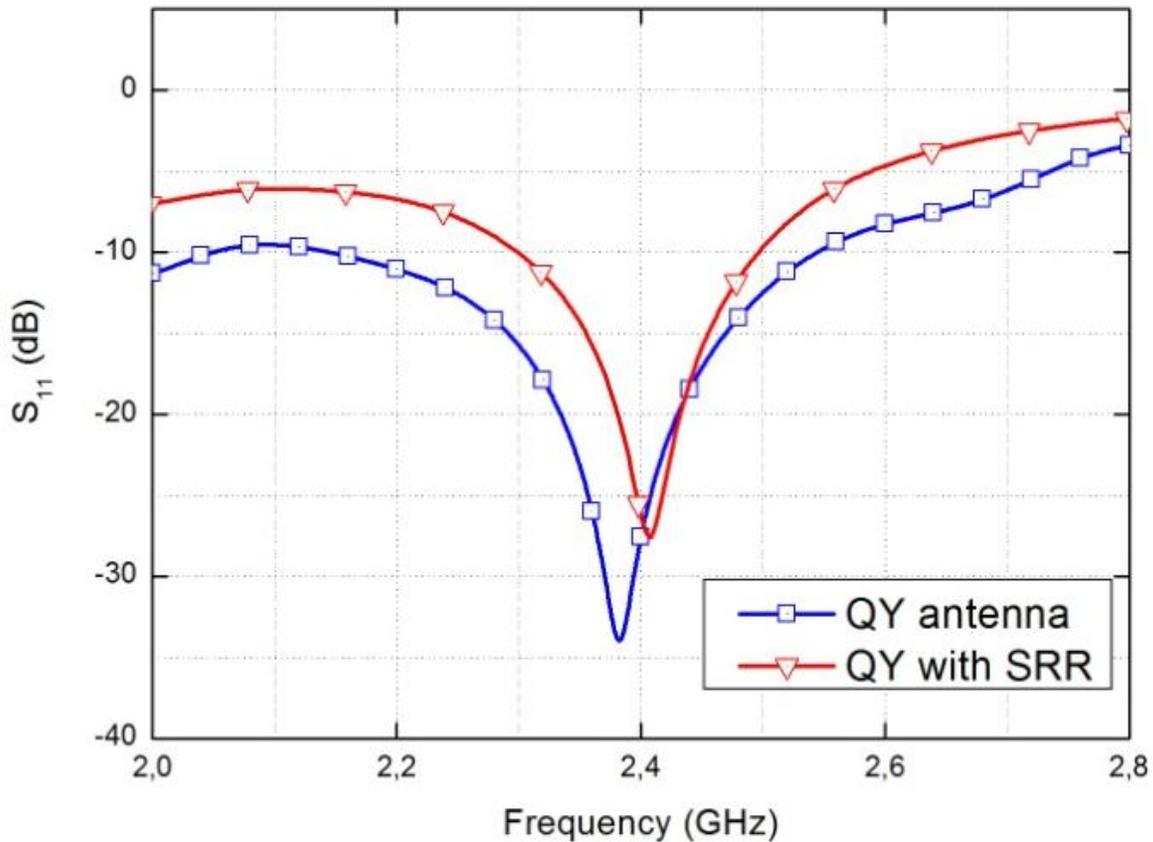


Figura 4.17: Parâmetro S_{11} – *Septum* com e sem estruturas JCP.

Tendo em vista a adaptação do modelo de estrutura metálica crescida, no caso de substratos dielétricos, para orifícios criados no *septum*, optou-se por utilizar a configuração AMC. A relação do conjunto de capacitores formados pelas estruturas CLL é mostrada na Fig. 4.18.

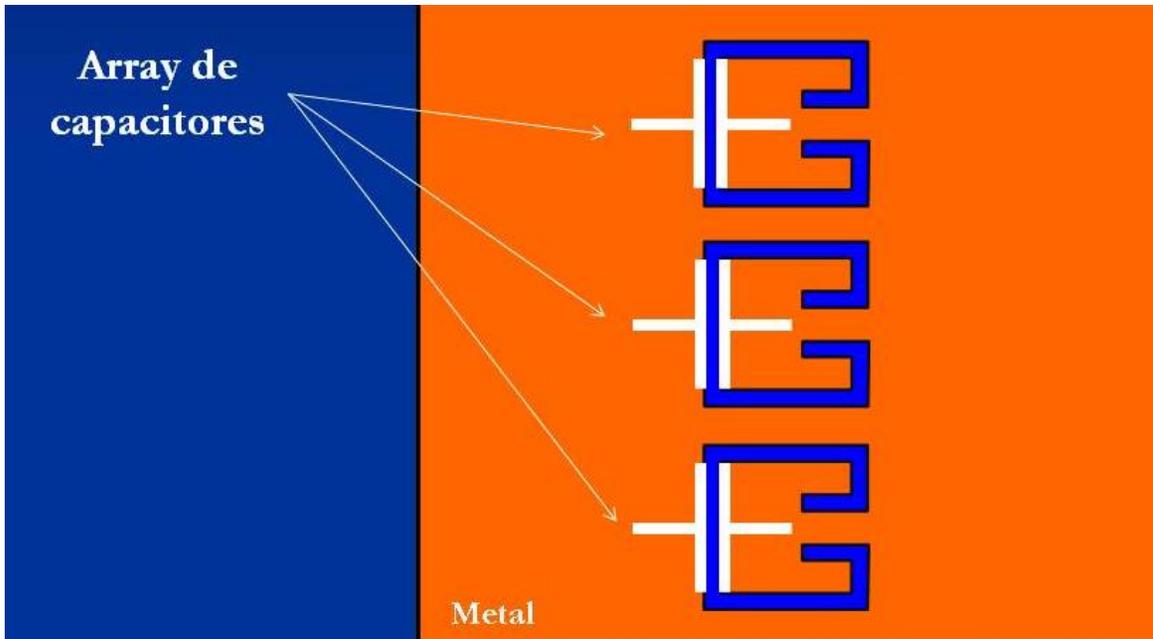


Figura 4.18: Conjunto de capacitores formados pelas estruturas metamateriais CLL.

A partir das dimensões das células CLL (3 mm x 3 mm), Fig. 4.19, é esperado um pico de ressonância na região de 10 GHz. Como regra de ouro para primeira aproximação do design das estruturas CLL utilizou-se as seguintes relações:

$$L = \frac{\lambda_0}{10}, \quad \delta = \frac{L}{6}, \quad l = \frac{\delta}{2} \quad (31)$$

Sendo L a dimensão das arestas da célula CLL, λ_0 o comprimento de onda da frequência de interesse, δ a abertura da célula e l a espessura da linha.

Através de simulações realizadas, obedeceu-se um espaçamento de três células entre uma célula e outra. O conjunto de estruturas CLL adicionadas ao *septum* é mostrado na Fig. 4.20, enquanto que a distribuição de corrente na superfície de uma estrutura CLL unitária é mostrada na Fig. 4.21.

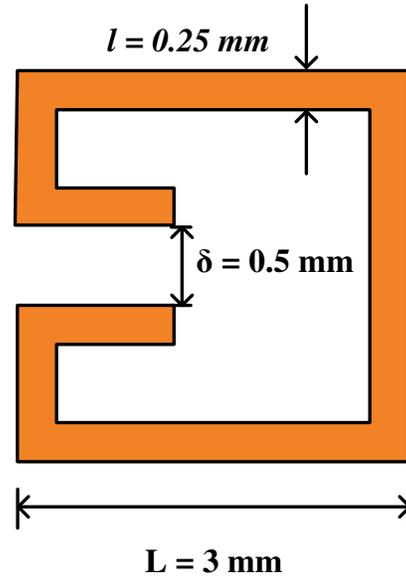


Figura 4.19: Estrutura metamaterial CLL.

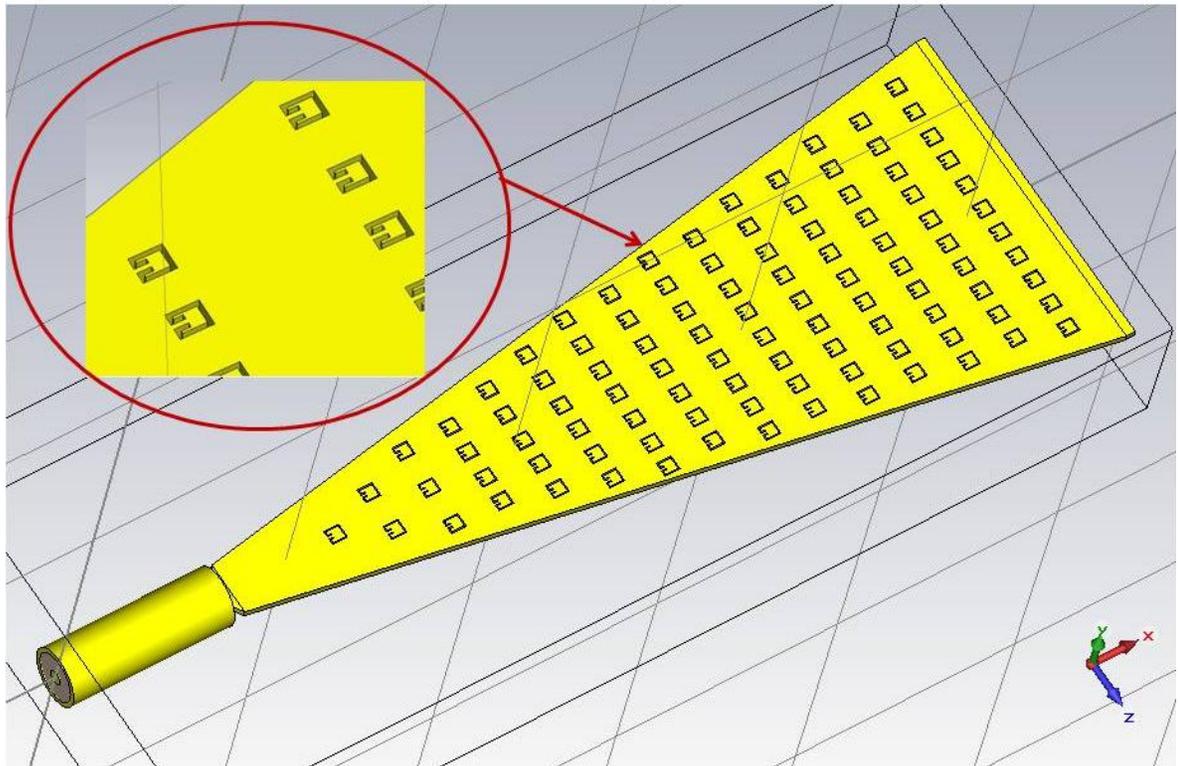


Figura 4.20: *Septum* com estruturas CLL.

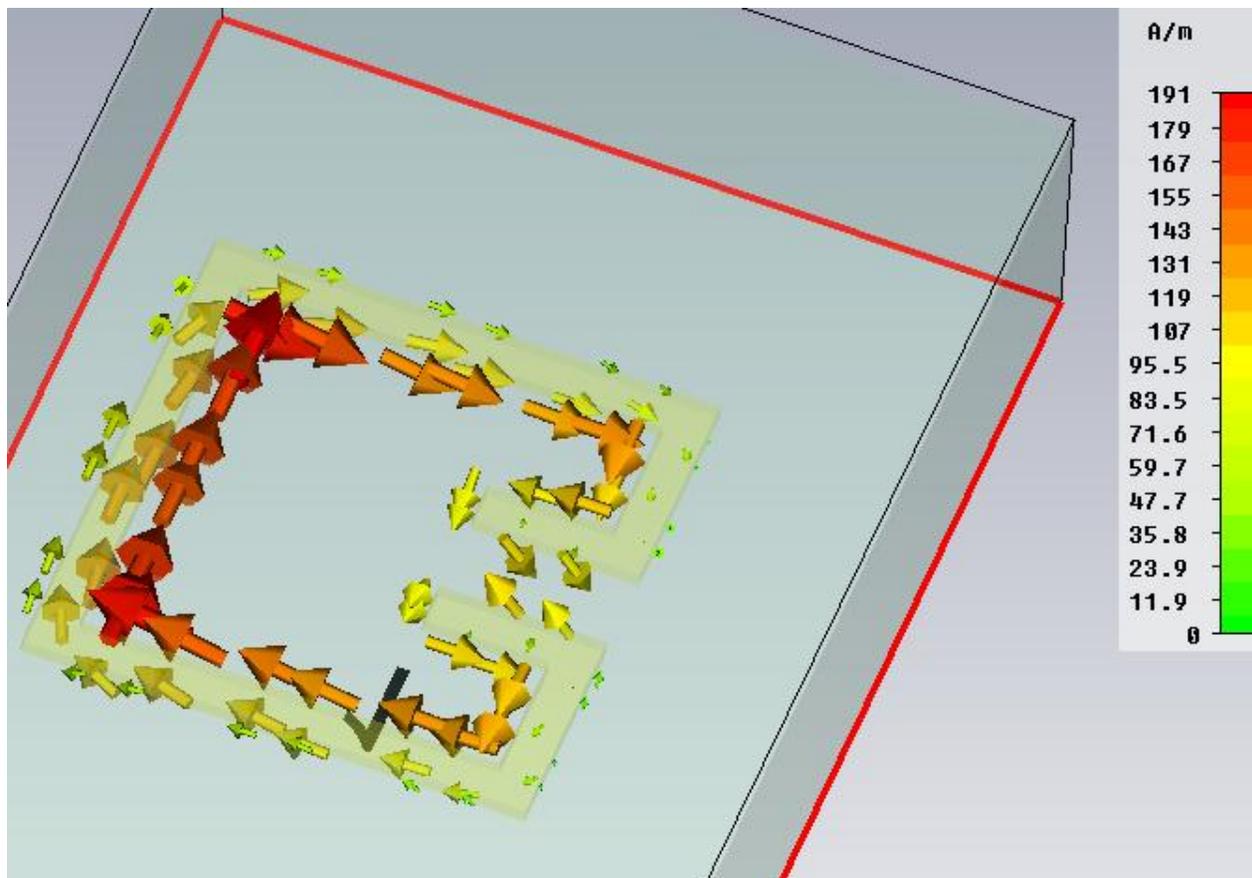


Figura 4.21: Distribuição de corrente na superfície de uma célula metamaterial CLL unitária.

Devido às perdas no conector modelado e a falta de uma terminação de corrente adequada, uma ressonância próxima a 11 GHz é criada com a nova configuração, tal como mostra a Fig. 4.22.

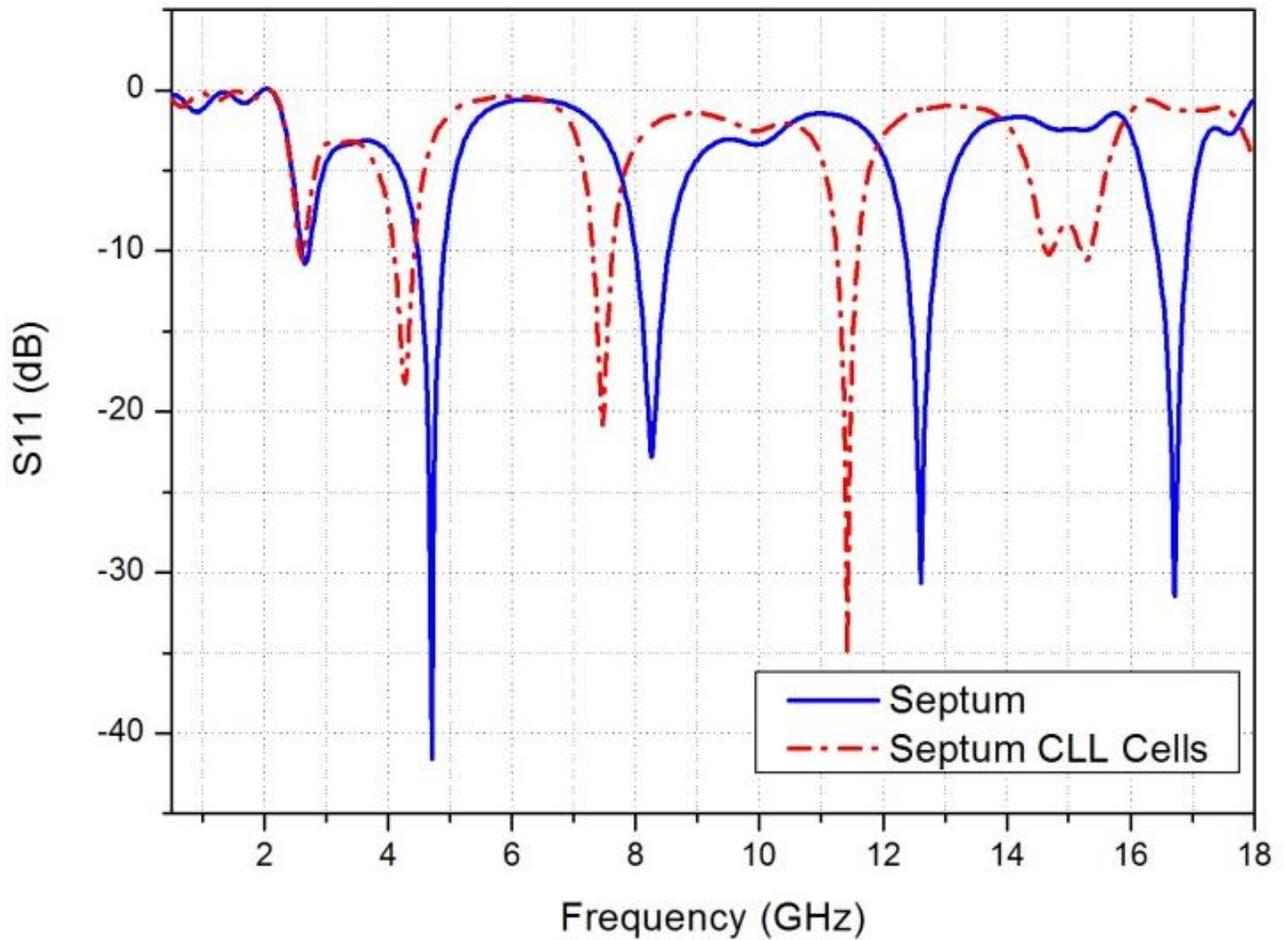


Figura 4.22: Parâmetro S_{11} – *Septum* com e sem estruturas fractais.

A análise experimental do APEX contendo estruturas metamateriais CLL no *septum* foi realizada com Analisador de Redes HP 8714ET. Devido ao tamanho reduzido das estruturas CLL

em relação às células fractal e JCP, a fabricação das mesmas foi realizada através da técnica de corrosão de circuito impresso. Para facilitar o processo, o *septum* foi construído com uma folha de cobre de 0,5 mm de espessura. Na Fig. 4.23 é mostrada a estrutura fabricada.



Figura 4.23: Etapas de fabricação das estruturas metamaterial CLL no *septum*.

Devido a limitações na faixa de frequência, a perda por retorno foi calculada de 500 MHz – 3 GHz, tal como mostra a Fig. 4.24. Nesta primeira análise, as medidas foram realizadas sem terminação de corrente apropriada, de forma que a influência das estruturas CLL se torne mais

clara. Apesar de terem sido projetadas para apresentar melhor resposta em 10 GHz, é possível observar a influência das células também em frequências mais baixas.

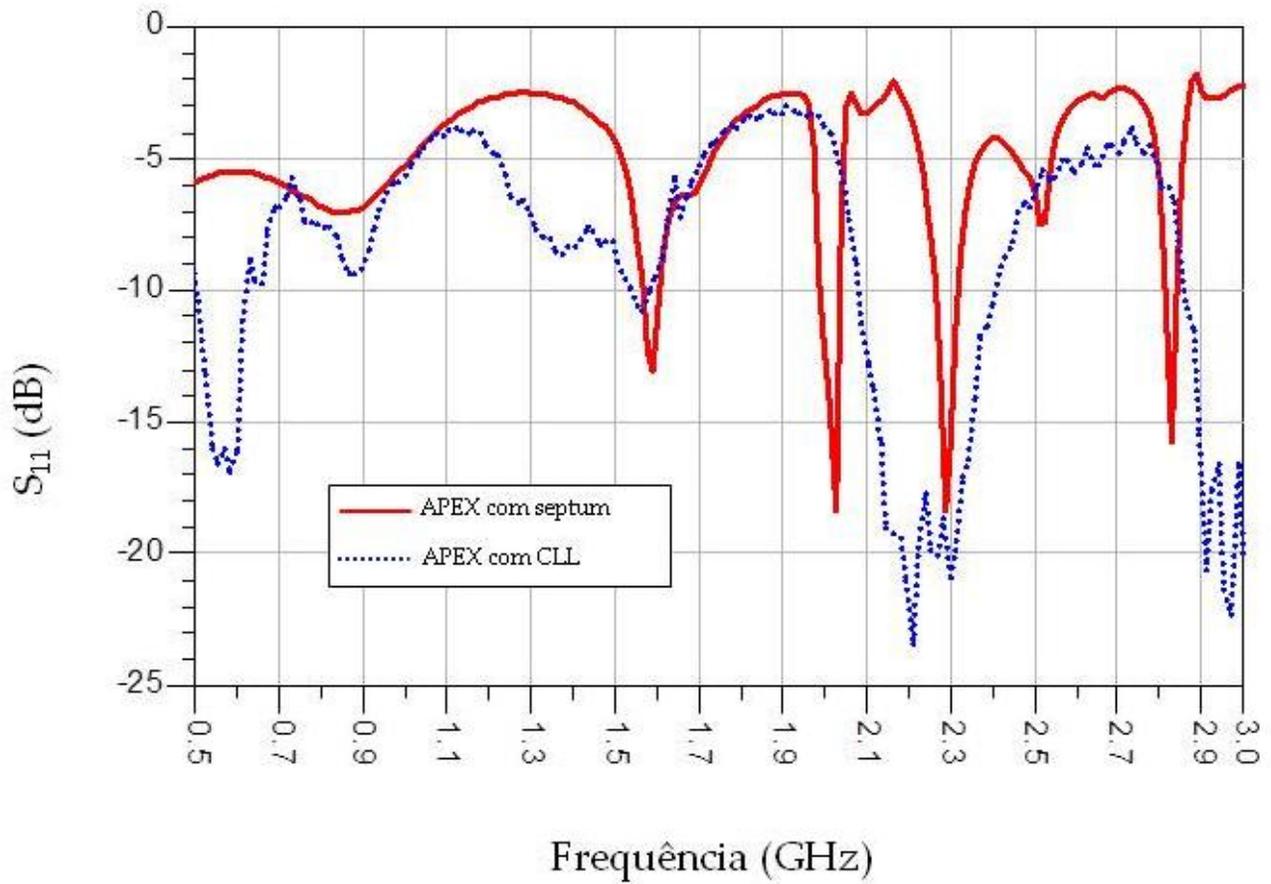


Figura 4.24: Medida experimental parâmetro S_{11} – *Septum* com e sem estruturas CLL.

Capítulo 5

GTEM – Implementação Física e

Medidas

Nesta seção serão apresentados alguns detalhes da construção da câmara GTEM proposta por este trabalho. Apesar do maior peso apresentado pelas chapas de latão, optou-se por este material pela maior facilidade de realização local de eventuais soldas ou qualquer outro tipo de reparo.

Como dito anteriormente, a célula GTEM foi projetada para que se fossem usadas folhas de latão com espessura de 1,5 mm em sua construção. No total quatro chapas de latão foram utilizadas e distribuídas da seguinte maneira: Uma folha de 0,6 m x 1,2 m destinada à construção do APEX; uma folha de 1,2 m x 2 m destinada a construção do setor 2; e por fim duas folhas de 1,2 m x 2 m destinadas a construção do setor 3. Na Fig. 5.1 são mostrados os processos de corte e dobra das chapas de latão. Sendo o ângulo de corte na parte posterior da câmara convexo, é possível realizar o corte através de guilhotina. Já na parte frontal, o ângulo de corte é côncavo, necessitando de plasma para realizar o corte.



Figura 5.1: Processo de corte e dobra das chapas de latão- do alto no sentido horário: marcação da chapa de latão de acordo com projeto; corte da parte frontal do setor 2 com plasma; dobra da chapa; primeira metade do setor 2 finalizada.

Para facilitar a soldagem e o manejo do *septum*, duas tiras de latão foram utilizadas para a conexão entre o APEX e o Setor 2 da câmara, tal como mostra a Fig. 5.2. A conexão entre as tiras de latão e as peças foi realizada com parafusos de latão rosqueados na própria estrutura sem o uso de porcas internas. O objetivo é manter a parte interna da câmara mais intacta possível.

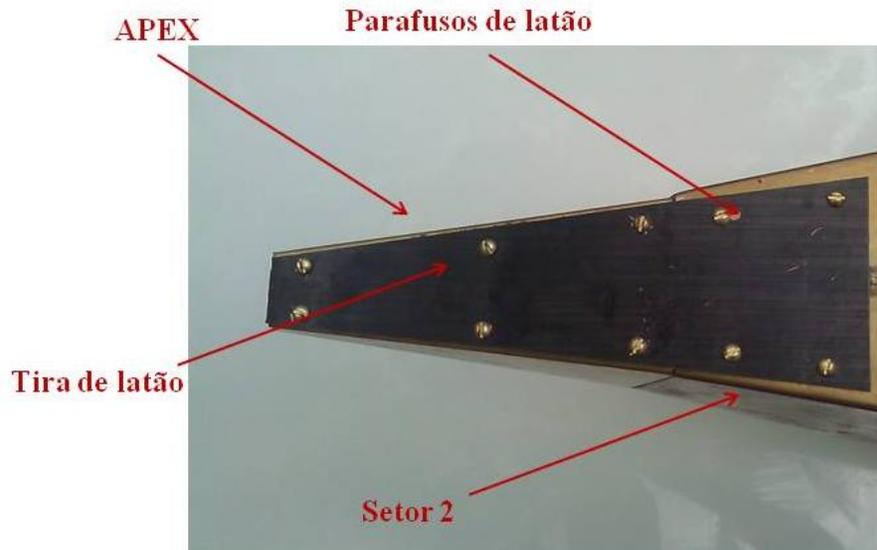


Figura 5.2: Conexão entre APEX e o Setor 2.

A construção do *septum* foi realizada com três folhas de cobre de 0,6 m x 1,2 m com 2 mm de espessura. A conexão entre as folhas de cobre foi feita através de pontes de cobre com parafusos de latão rosqueados na própria estrutura sem o uso de porcas internas, tal como mostrado na Fig. 5.3.

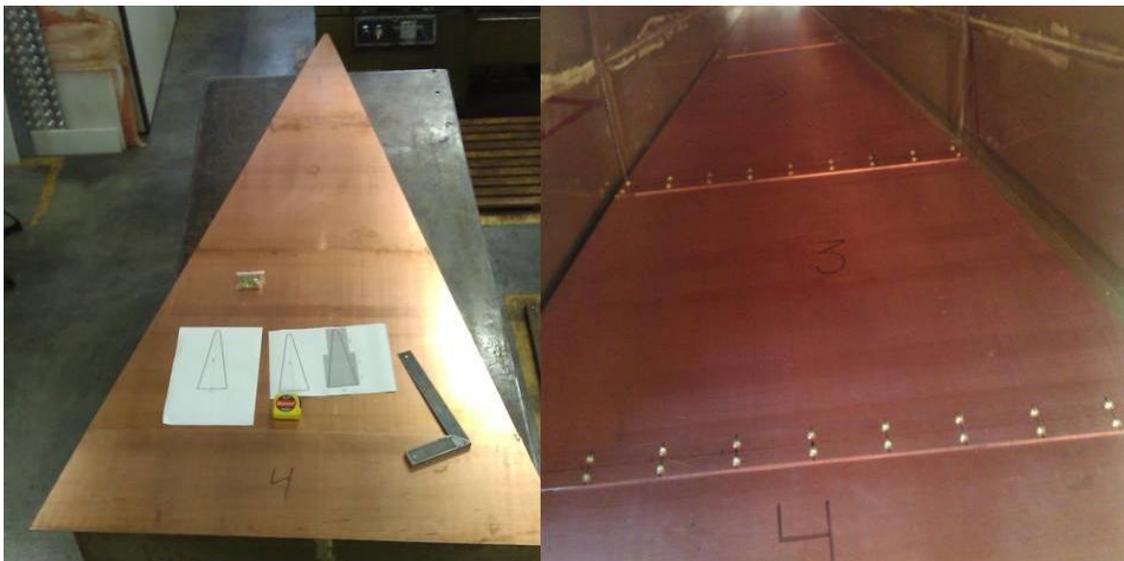


Figura 5.3: Montagem *septum* com chapas de cobre 2 mm.

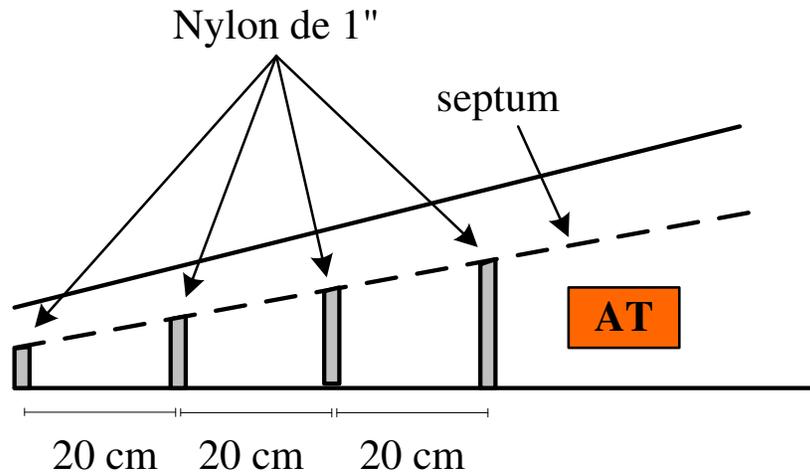


Figura 5.4: Montagem *septum* suspenso por postes de nylon.

Um cuidado especial é dedicado a passagem de cabos para controle e alimentação do DUT. Esta passagem “*feed through*” foi projetada para vários conectores (BNC, SMA, N), sendo isolada eletromagneticamente através de gaxetas de blindagem. Na Fig. 5.5 é mostrado o *feed through* projetado para a câmara GTEM.

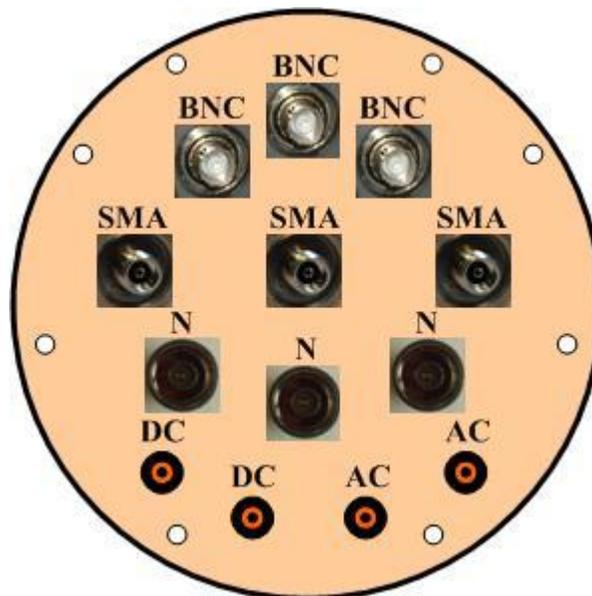


Figura 5.5: Passagem de cabos para a câmara GTEM – AC/DC *Feed Through* - ilustração.

5.1) Probes

Para medidas de intensidade dos campos elétrico e magnético no interior da GTEM foram utilizados *probes* de campo próximo passivos EE-6992 *Electro-Metrics*, do tipo *ball* e *loop* respectivamente.

Os *probes* de campo elétrico do tipo *ball* são capazes de realizar medidas em cabos e até mesmo em circuitos integrados com uma precisão razoável em frequências acima de 1 GHz. Caso seja necessário, tais *probes* podem ser facilmente construídos com cabos coaxiais e conectores BNC.

Já os *loops magnéticos* possuem vasta aplicação em medidas de queda de tensão e fluxo de corrente em condutores e planos. Normalmente, os *probes* magnéticos são blindados, caso contrário os mesmos se tornam sensíveis tanto a campo magnético quanto a elétrico, gerando assim resultados errôneos. Na Fig. 5.6 são mostrados os *probes* elétricos e magnéticos utilizados neste trabalho.



Figura 5.6: *Probes* elétricos e magnéticos EE-6992.

5.2) Métodos TDR e FDR: Medidas DTF – *Distance to Fault*

O método de verificação DTF é uma ferramenta bastante utilizada em antenas e linhas de transmissão através da técnica FDR – *Frequency Domain Reflectometry*, a qual identifica de forma precisa a degradação do sinal em linhas de transmissão e guias de onda. Ao contrário do TDR – *Time Domain Reflectometry* que mede apenas circuitos DC abertos ou curto circuito (introduz reflexões em RF), o FDR apresenta maior precisão na localização precisa de falhas e degradação no desempenho do sistema.

Os equipamentos TDR enviam pulsos DC para a linha a ser analisada e em seguida captam os pulsos refletidos. Esta técnica é utilizada em linhas de transmissão de 50Ω e oferece precisão em torno de 1 % para estruturas de até 60 m de comprimento. A verificação DTF utilizando o método TDR, é capaz de medir a variação de impedância de cabos ou dispositivos guiados em função da distância através da velocidade de propagação. Apesar de não operar de forma satisfatória em dispositivos de RF, a precisa identificação de falhas em níveis DC é apresentada com considerável precisão. Na Fig. 5.7 é mostrada a comparação entre o sistema de excitação do TDR e FDR.

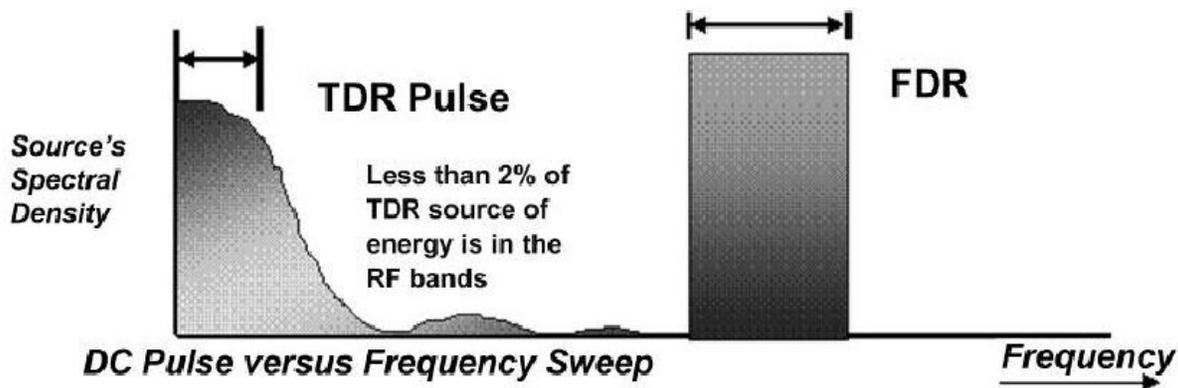


Figura 5.7: Pulso DC vs. Varredura de frequência [30].

A partir de uma varredura em frequência na entrada da linha de transmissão, a transformada rápida de Fourier (FFT) é aplicada ao sinal refletido, transformando-o para o domínio do tempo. Assim, o comprimento total da linha é calculado através da velocidade de propagação.

A técnica TDR consiste basicamente em excitar o dispositivo, cabo ou DUT com um degrau de tensão e a partir da resposta global, ou seja, sinal incidente mais o refletido identificar quantitativamente impedâncias ou descontinuidades ao longo do dispositivo. O esquema da Fig. 5.8 mostra o funcionamento básico da técnica TDR.

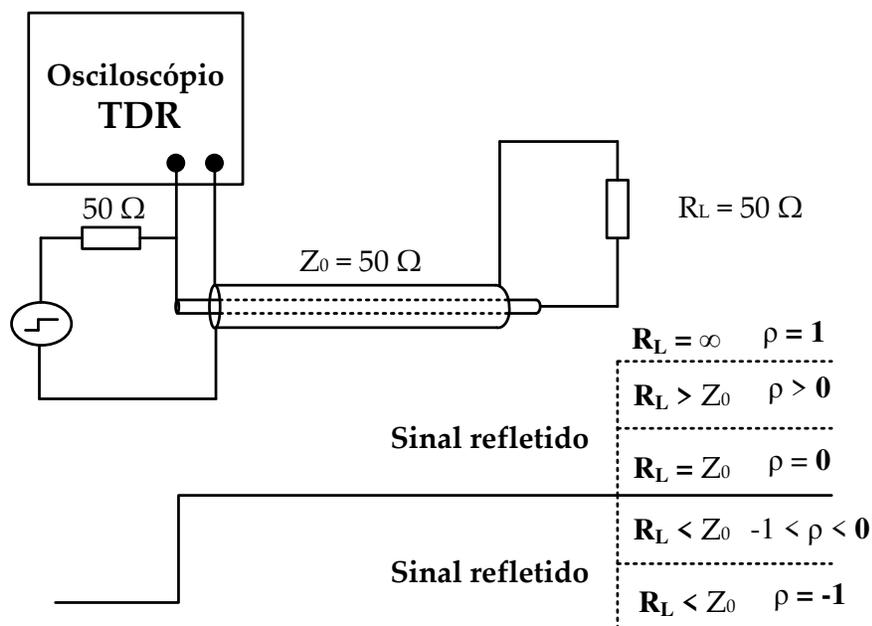


Figura 5.8: A técnica TDR aplicada à linha de transmissão.

De maneira geral, é possível visualizar na tela do osciloscópio TDR qualquer tipo de reflexão ocasionada por descontinuidades na impedância do cabo ou guia de onda. Na Fig. 5.9 é possível observar as possíveis respostas apresentadas pelo TDR.

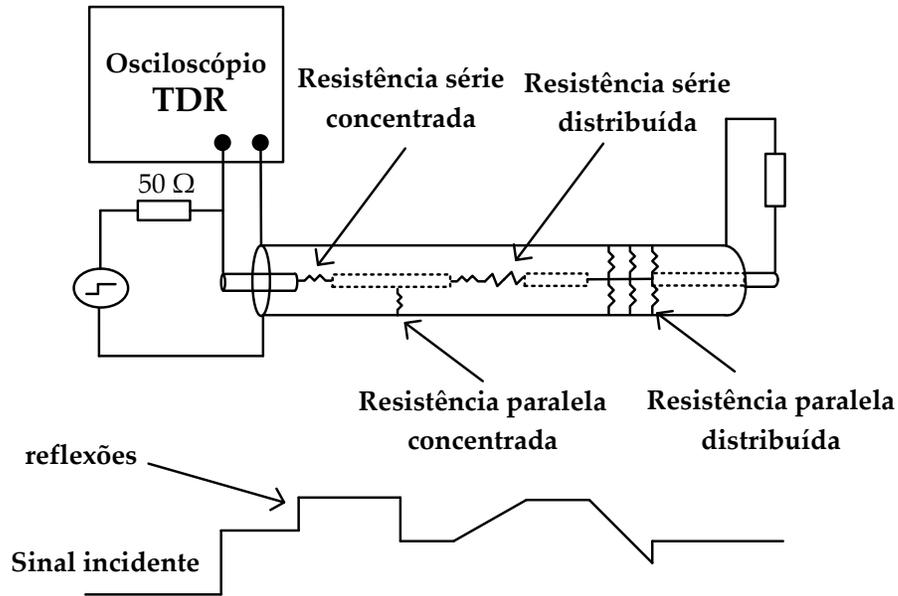


Figura 5.9: Aplicação do método TDR em cabo coaxial com diversos tipos de descontinuidades, seguido da resposta em função destes defeitos.

A seguir são mostrados alguns resultados obtidos através de testes DTF realizados utilizando as técnicas FDR e TDR. Da Fig. 5.10 a Fig. 5.15 são mostradas a resposta da técnica DTF para o APEX com *septum* com estruturas fractais, JCP e CLLs. Em cada caso, evidenciou-se através de redução da escala distância as perturbações introduzidas por cada padrão metamaterial.

Já na Fig. 5.15 é mostrado o setup de testes utilizado para que as medidas de TDR fossem realizadas, enquanto que nas Fig. 5.17, Fig. 5.18 e Fig. 5.19 são apresentadas as respostas referentes ao TDR com cabo de testes aberto, conectado à carga e a célula GTEM, respectivamente. Neste último, observa-se pequena variação da impedância ao longo da câmara, e por fim a estabilização na região da terminação de corrente, assegurando assim que a câmara está devidamente casada.



Figura 5.10: Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.

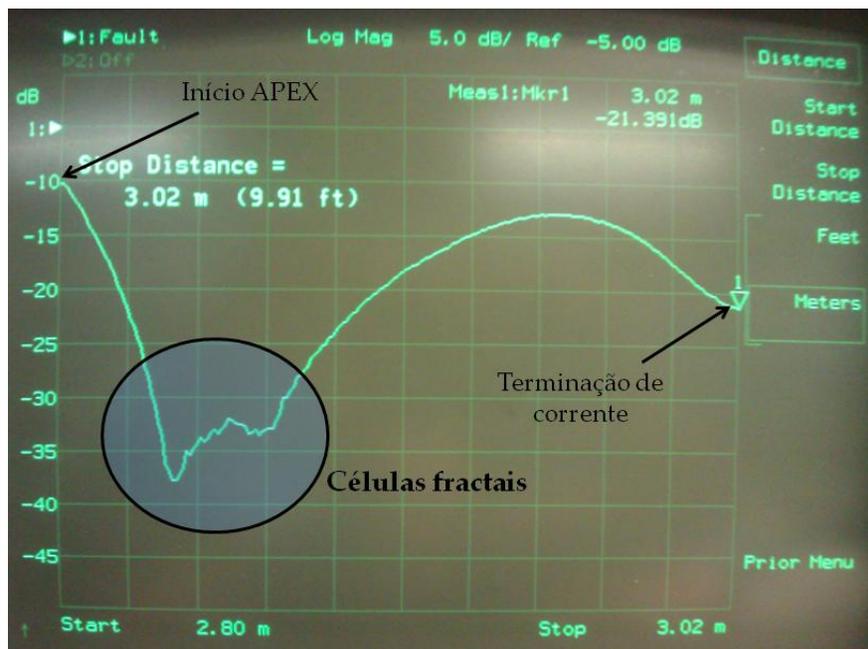


Figura 5.11: Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.

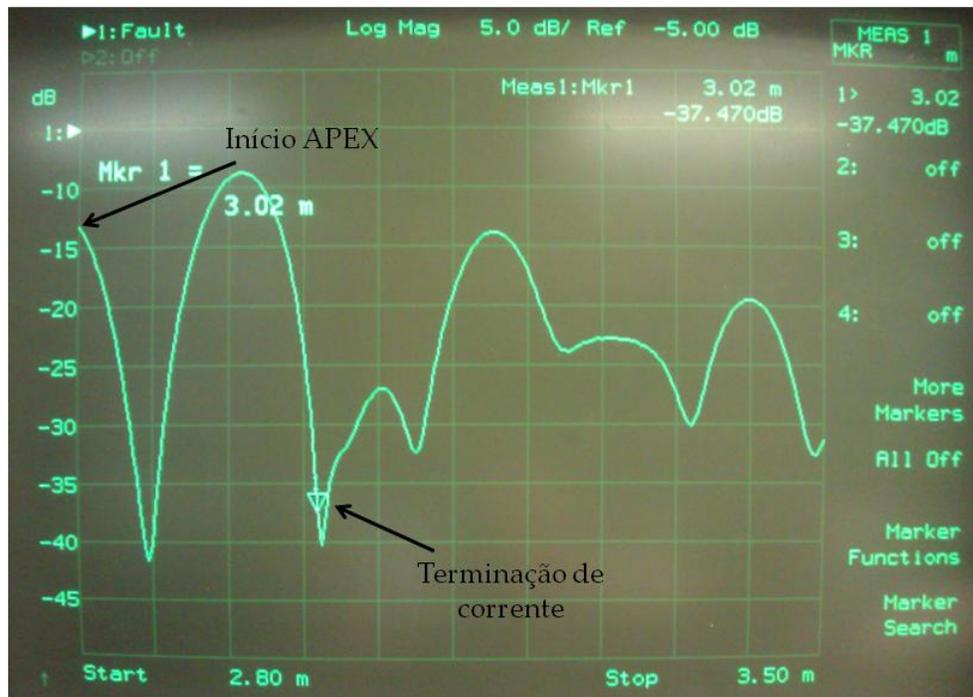


Figura 5.12: Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.

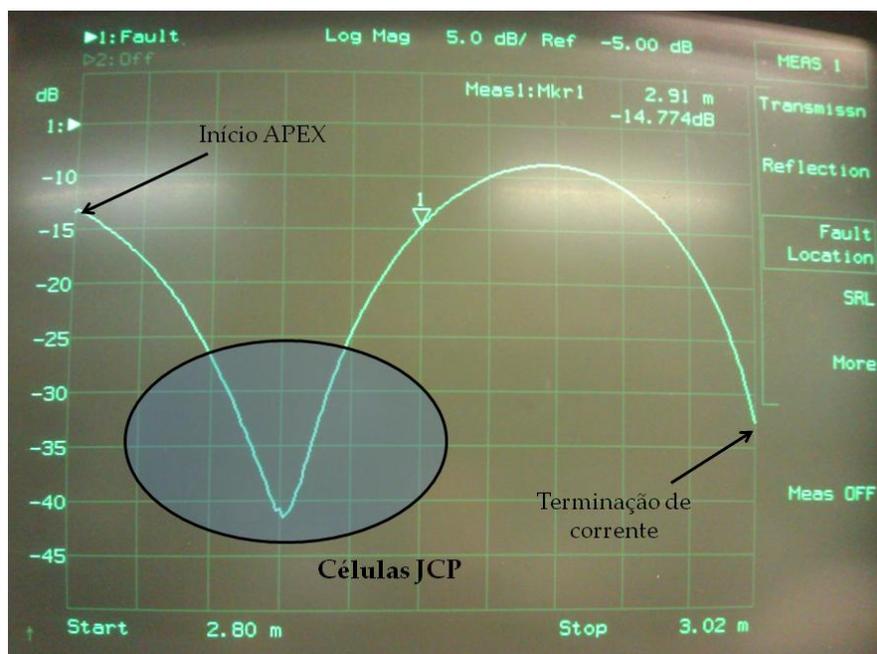


Figura 5.13: Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.

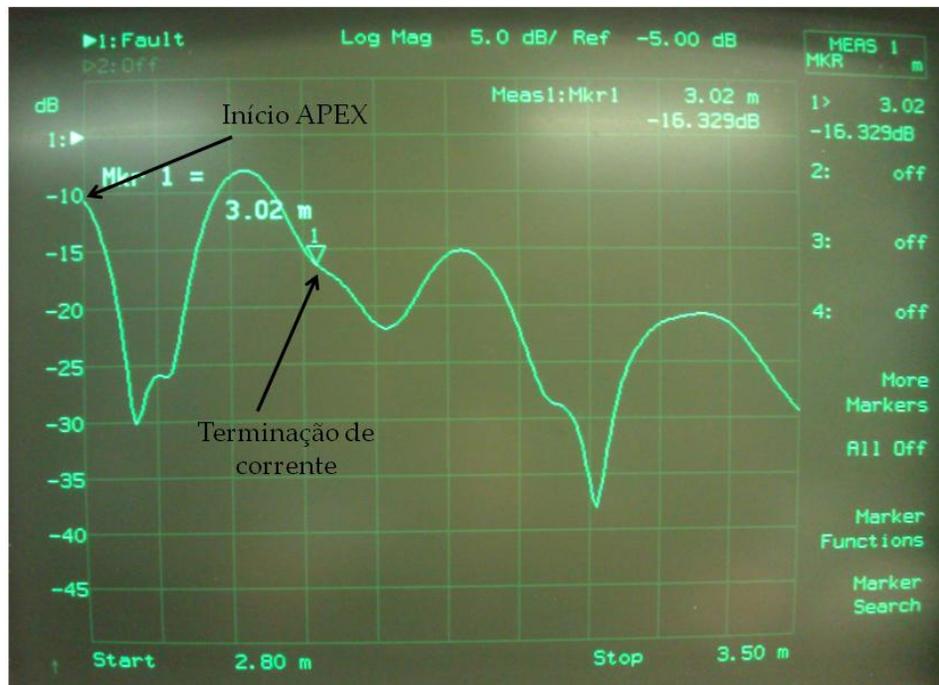


Figura 5.14: Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.

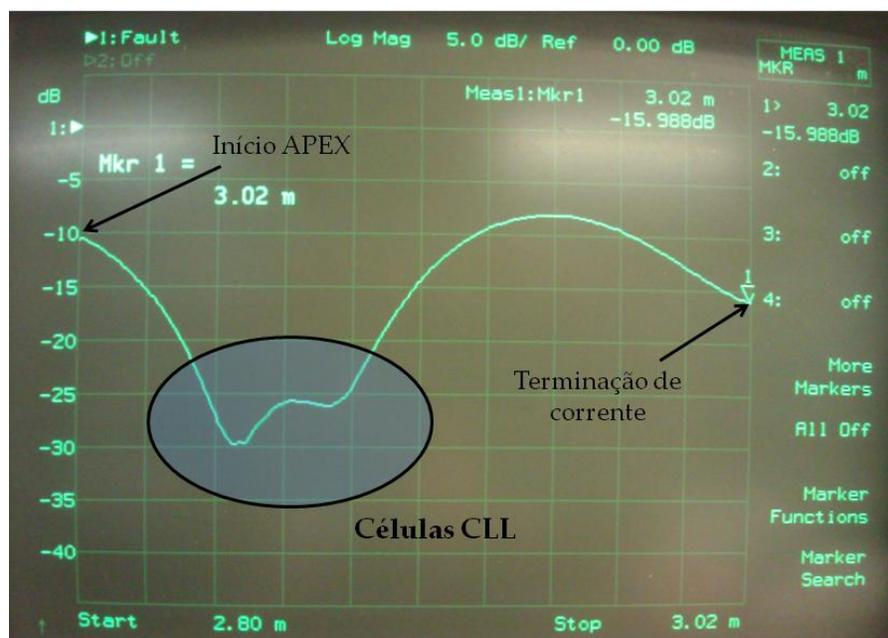


Figura 5.15: Resposta da técnica FDR em função da carga de entrada.

Apesar da maior precisão do método FDR ao localizar a descontinuidade na dimensão z , comparando com o método TDR a interpretação da assinatura da câmara através do FDR é mais complexa. Entretanto, a assinatura de cada estrutura é única e para cada sistema ou dispositivo é necessário uma análise particular.

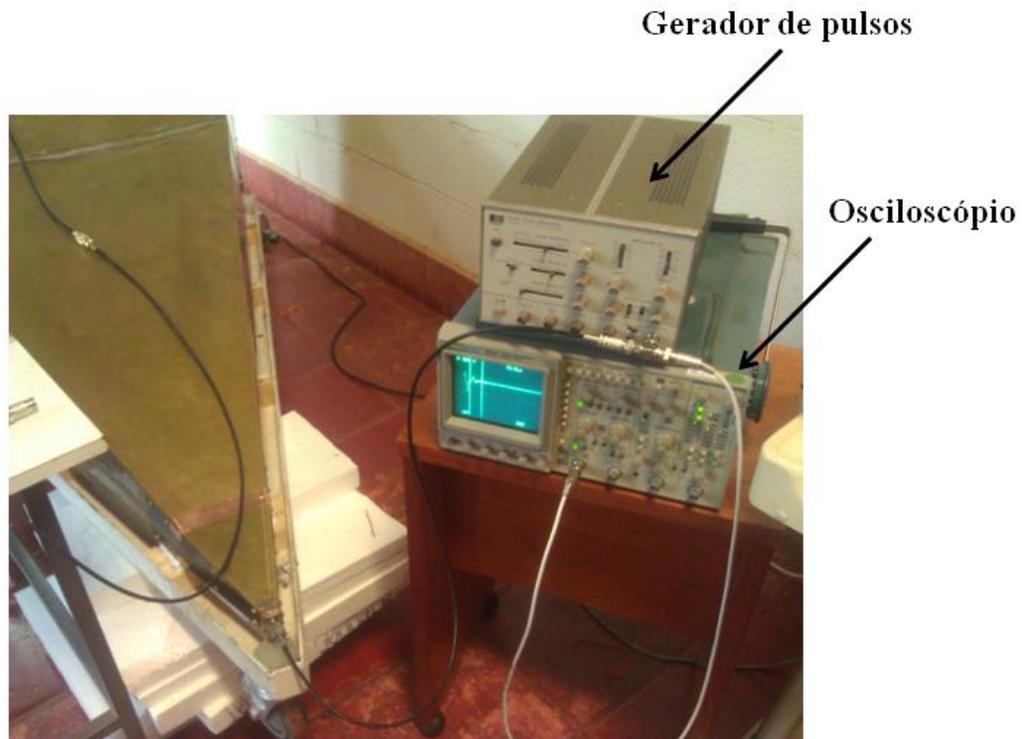


Figura 5.16: Setup de medidas TDR.

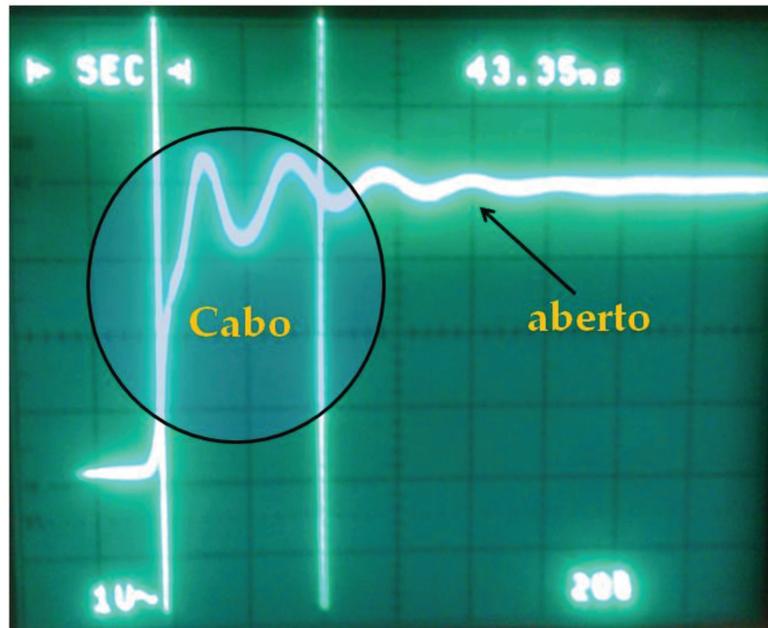


Figura 5.17: Resposta da técnica TDR com cabo de testes aberto.

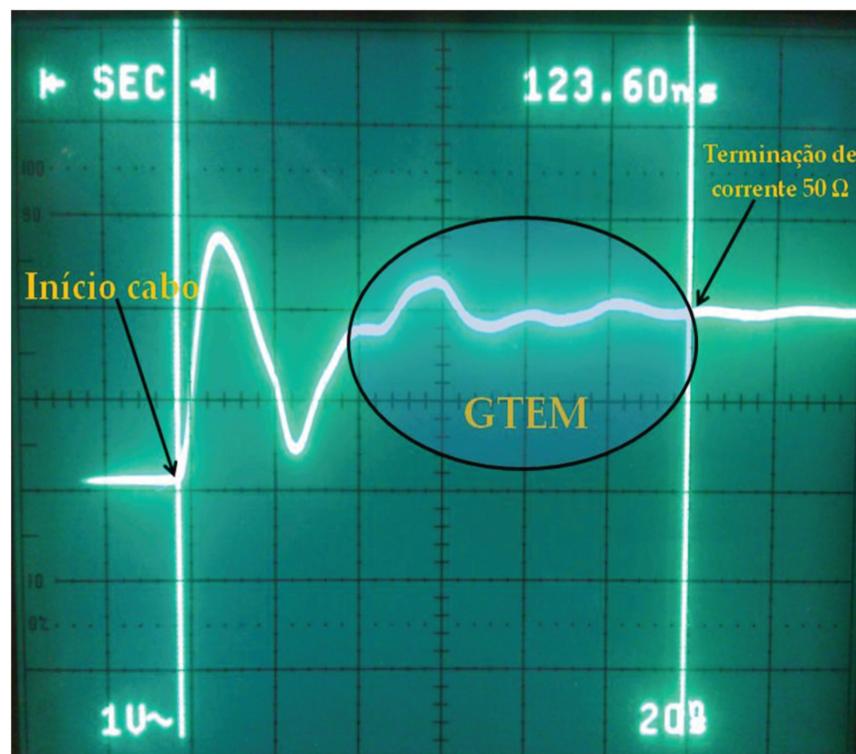


Figura 5.18: Resposta da técnica TDR com cabo de testes conectado a carga.

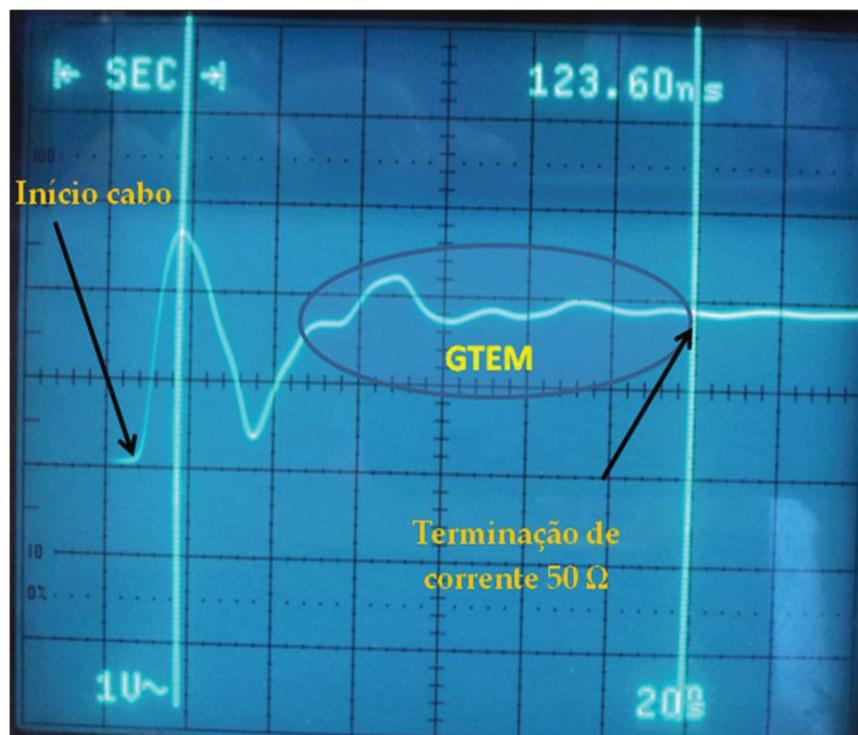


Figura 5.19: Resposta da técnica TDR com cabo de testes conectado a GTEM.

A assinatura TDR da câmara é única. A interpretação do eixo distância (x em “ns”) envolve um modelamento mais complexo. A relação do tempo de 123,6 ns com o comprimento total da câmara só pode ser correlacionado com um modelo de sistema complexo que inclui um guia cônico do tipo corneta, com perturbações internas do *septum*, conexões, absorvedores de RF e terminação de corrente. Dentro do objetivo deste trabalho o perfil TDR indica claramente o casamento da terminação de corrente estabelecida para a GTEM.

Para finalizar a caracterização da câmara GTEM construída, alguns outros testes foram realizados. Observou-se através do *probe* elétrico, possíveis pontos de vazamento de ondas eletromagnéticas na GTEM, quando a mesma tinha conectado a sua porta de entrada um gerador de pulsos CW, tal como mostra a Fig. 5.20. Vários valores de frequência foram utilizados, e os resultados obtidos mostraram que a célula está perfeitamente vedada.

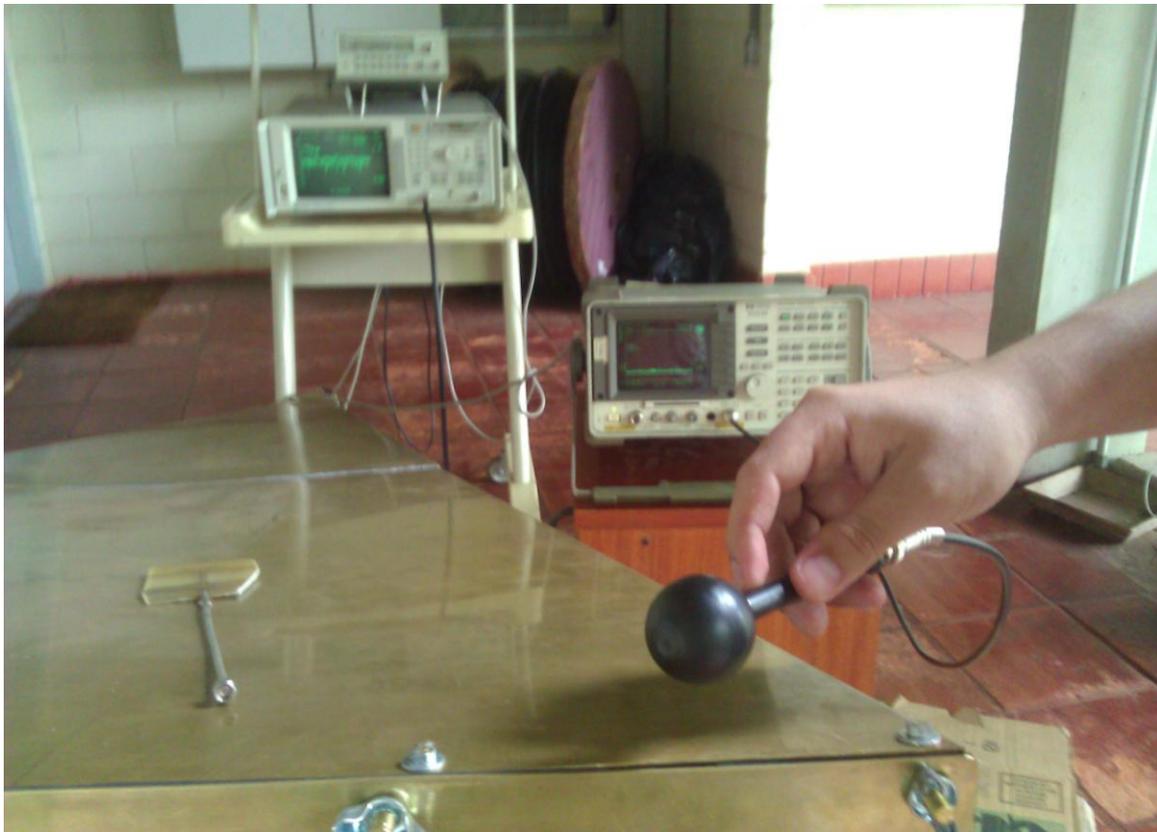


Figura 5.20: Teste de “vazamento” de RF.

Além dos testes de vazamento, foram realizadas medidas da impedância em função da frequência, Fig. 5.21, carta de Smith, Fig. 5.22 e perda por retorno, Fig. 5.23, na qual se torna claro a limitação da câmara em frequências mais baixas.

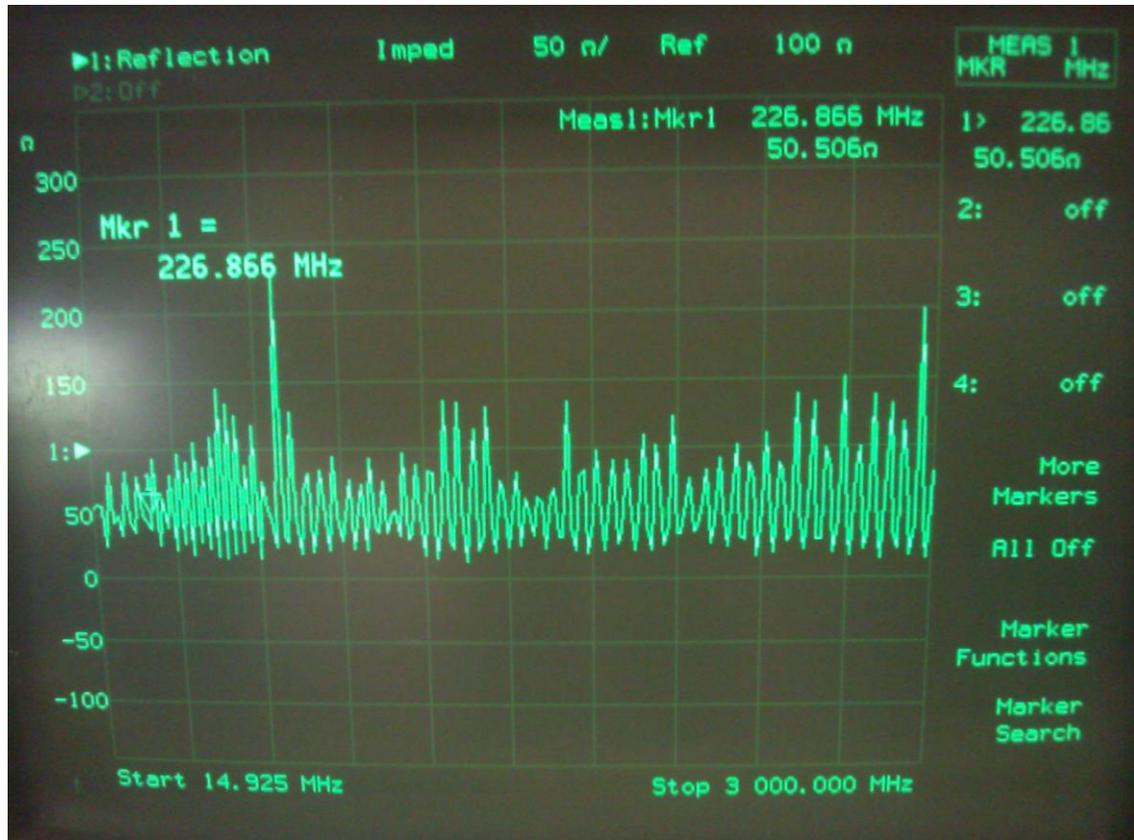


Figura 5.21: Impedância em função da frequência – notar 50 Ω .



Figura 5.22: Indicação de casamento de impedância na carta de Smith: mostra o casamento ideal em 1 GHz.

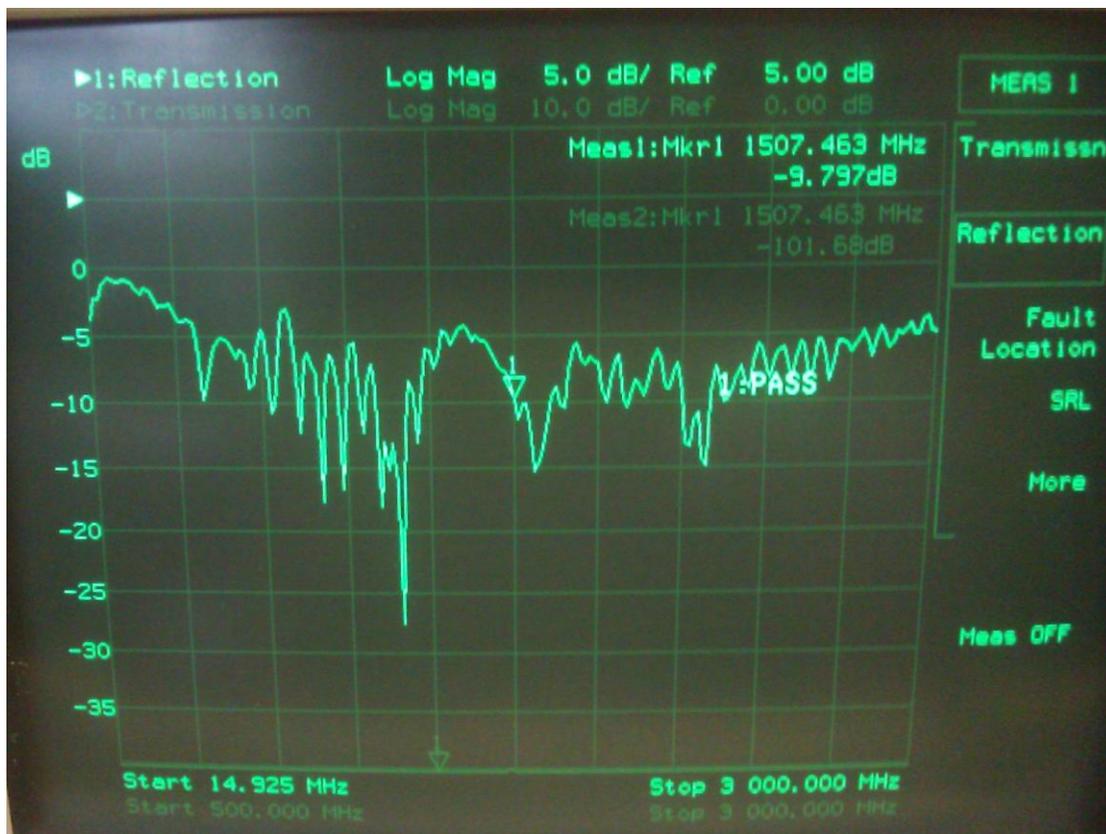


Figura 5.23: Assinatura de perda por retorno da GTEM.

A assinatura da GTEM, Fig. 5.24 em perda por retorno, S_{11} , indica as frequências que são fortemente acopladas à câmara (S_{11} com valores negativos elevados) e as frequências fracamente acopladas (S_{11} com valores negativos menores). De posse desse perfil, obtém-se o efeito complementar Fig. 5.25. Sendo assim, através da resposta complementar é possível normalizar e equalizar os níveis de potência dBm, ou campo elétrico em V/m aplicados ao DUT, extraindo assim o comportamento EMI, EMS do sistema ou circuito sob teste.

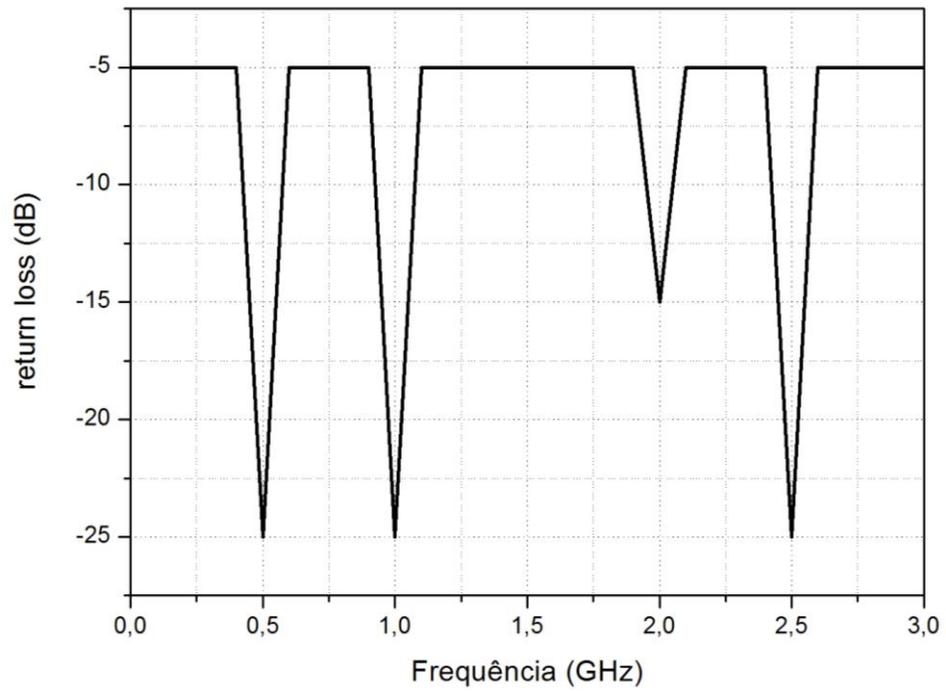


Figura 5.24: Assinatura de perda por retorno da GTEM - Ilustrativa.

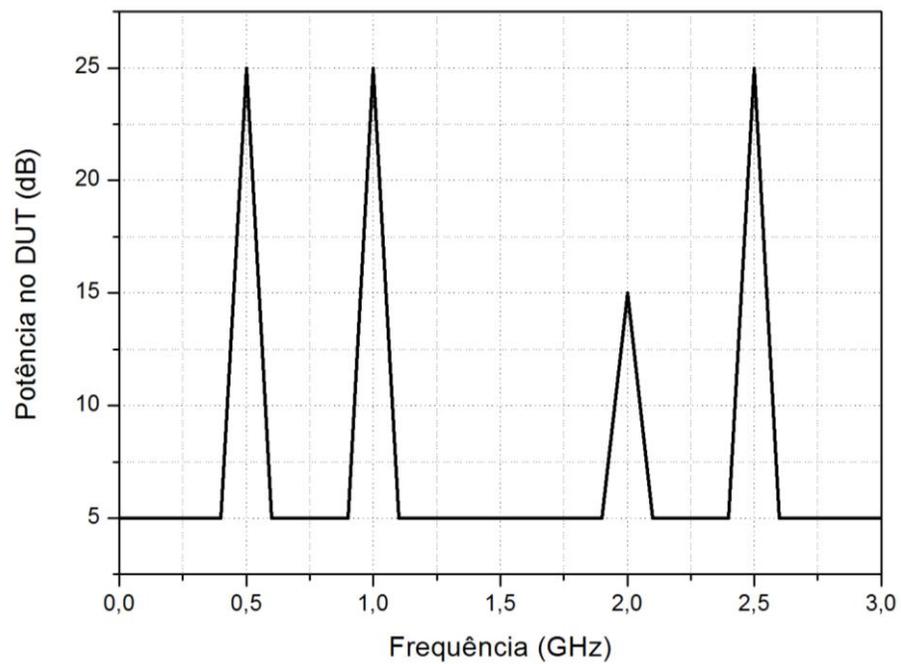


Figura 5.25: Assinatura complementar para o cálculo de potência e campo elétrico EMI ou EMS no DUT.

5.3) Teste de Emissão Radiada

O uso de células GTEM para testes de emissão radiada, está na verificação da magnitude de energia que se propaga no modo TEM a partir do DUT, apesar da posição exata da fonte desta energia ser desconhecida. Por se tratar de uma análise qualitativa, o estudo é realizado a partir dos níveis de sinal ao longo da faixa de frequência.

No teste de emissão radiada, um analisador de espectro é conectado a entrada da câmara de forma a monitorar a radiação emitida pelo DUT. O equipamento a ser analisado pode ser tanto wireless quanto cabeado, de forma que as fiações de alimentação ou controle são conectadas ao DUT através de uma via especial blindada com filtros de alta frequência. Como a câmara GTEM opera como sensor e transmissor, não são necessárias antenas para medir a intensidade dos campos radiados provenientes do DUT, de forma que as emissões provenientes do DUT são captadas pelo *septum* e propagadas para o analisador de espectro no modo TEM. Para garantir uma boa precisão dos resultados, é importante que o DUT respeite os limites físicos impostos pela área de testes.

A correlação dos resultados obtidos através da GTEM com a célula TEM através da seguinte expressão, sendo a área de testes a mesma [3]:

$$\delta = \frac{V_{out,2}(f)}{V_{out,1}(f)} = \frac{h_1}{h_2} \quad (32)$$

Onde $V_{out,1}(f)$ é o espectro de tensão medido na saída da célula C_1 , com altura entre o assoalho e o *septum* de h_1 . Já $V_{out,2}(f)$ corresponde ao espectro de tensão medido na saída da célula C_2 , com altura entre o assoalho e o *septum* de h_2 . O deslocamento em níveis de emissão entre os dois setups é dado por:

$$V_{out,2}(f)|_{dB\mu V} = V_{out,1}(f)|_{dB\mu V} + 20 \log \left(\frac{h_1}{h_2} \right). \quad (33)$$

Já a correlação em relação aos setups OATS, câmara reverberante e anecóica, não é direta e deve ser realizada através de softwares específicos.

Os testes EMI aqui realizados utilizaram o Analisador de Rede 8714ET conectado à antena quasi-yagi descrita no Capítulo 4, a qual foi alocada na área de testes da GTEM, enquanto que foi conectado na entrada da mesma um Analisador de Espectro 8593E. Assim, tendo em vista a faixa de operação da antena QY em torno de 2,45 GHz, foram realizados testes nas frequências 2,29 GHz, 2,45 GHz e 2,7 GHz, tais como mostram as figuras a seguir.

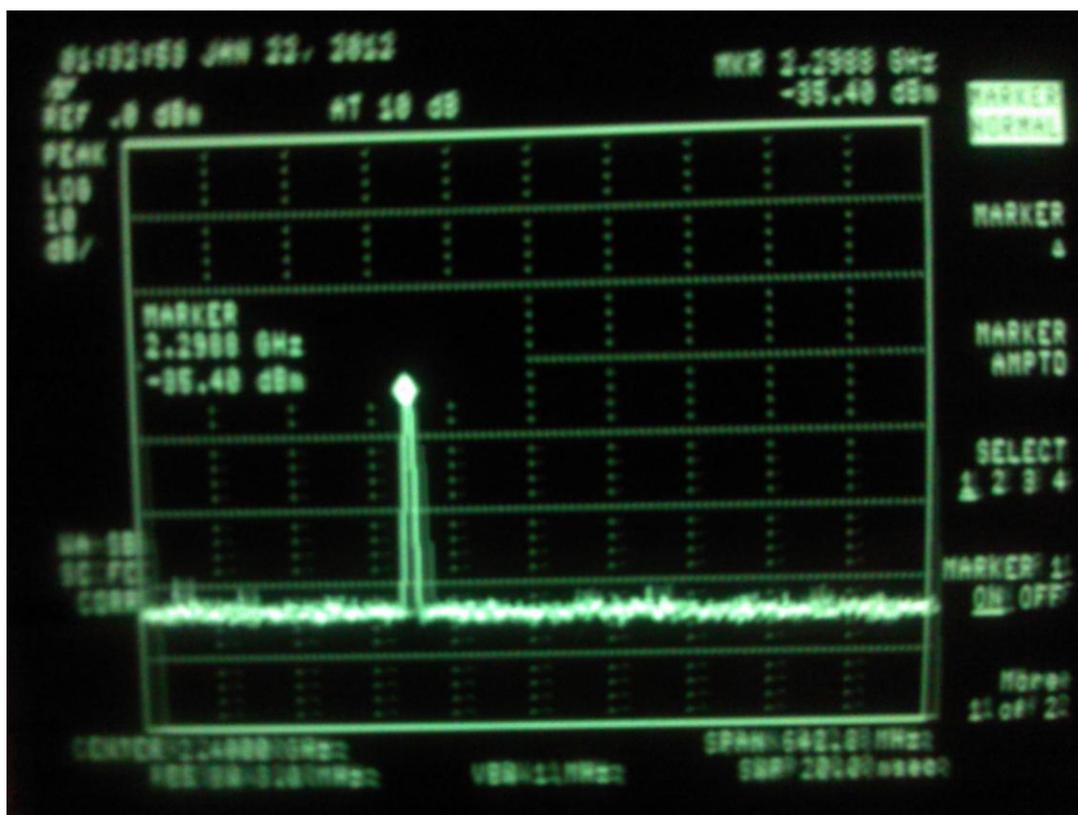


Figura 5.26: Identificação da frequência de operação da QY antena em 2,29 GHz.

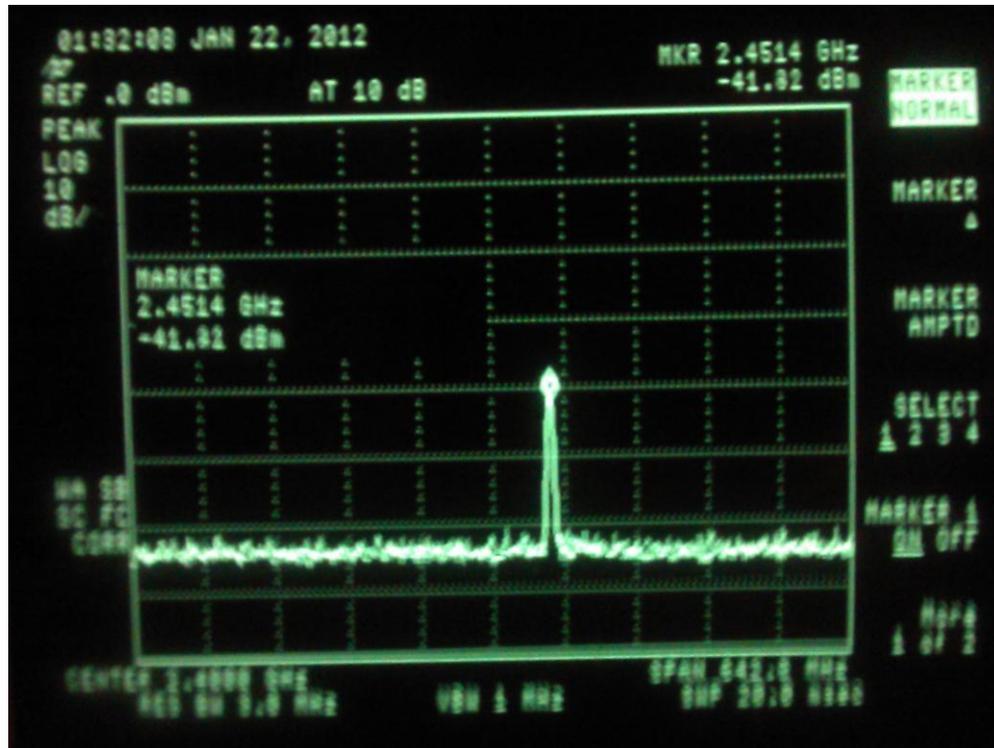


Figura 5.27: Identificação da frequência de operação da QY antena em 2,45 GHz.

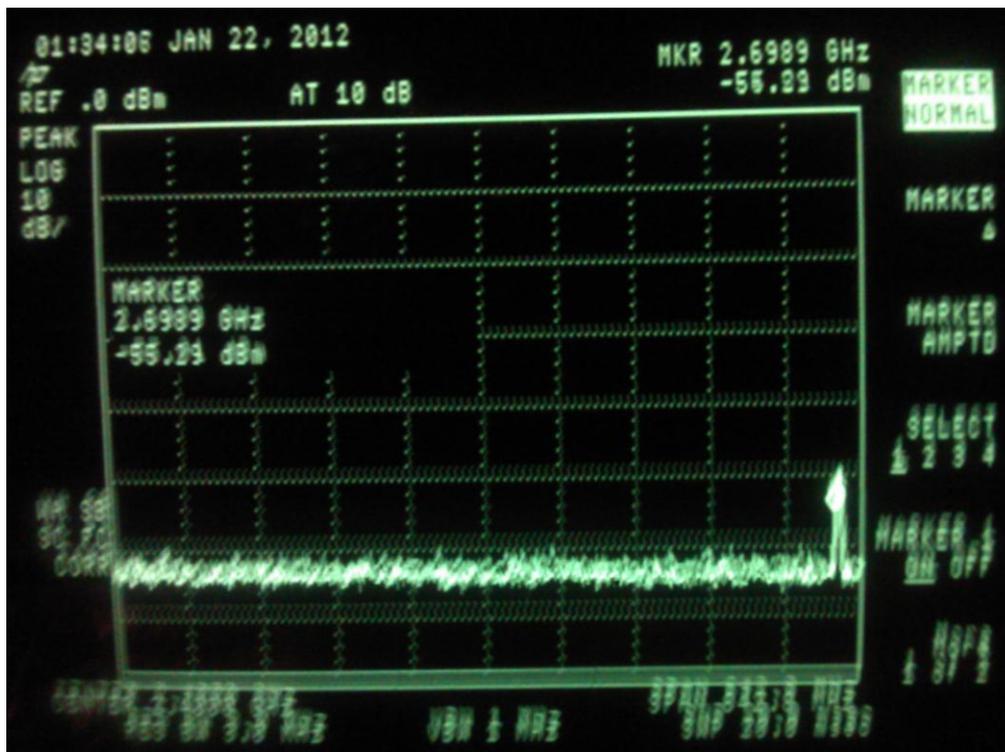


Figura 5.28: Identificação da frequência de operação da QY antena em 2,7 GHz.

5.4) Teste de Susceptibilidade

Os testes de susceptibilidade são basicamente medidas nas quais a propensão do DUT sofrer com interferências externas são determinadas, verificando assim a imunidade de um determinado dispositivo. Por definição, imunidade se trata de uma medida relativa da capacidade de um dispositivo operar de forma normal na presença de campos eletromagnéticos interferentes [4].

Para a realização dos testes de susceptibilidade, é necessário que um gerador de pulsos seja conectado na entrada da GTEM e que o DUT seja devidamente posicionado na área de testes, sendo exposto assim a um campo eletromagnético esférico. Dessa forma, o desempenho do DUT é monitorado em função da potência de entrada.

Devido ao pequeno ângulo de abertura do APEX, em torno de 20° , as ondas são apenas levemente esféricas, expondo o DUT a uma onda praticamente planar. Baseado neste conceito é possível comparar os resultados de imunidade obtidos através da GTEM com outros setups de testes.

Os testes de susceptibilidade aqui realizados utilizaram o Analisador de Rede 8714ET conectado à entrada da GTEM, gerando pulsos CW nas frequências 500 MHz, 1 GHz, 2 GHz e 3 GHz, tal como mostram as figuras a seguir. Para avaliar o funcionamento da GTEM construída, foram utilizados os *probes* elétricos e magnéticos descritos na subseção 5.1.

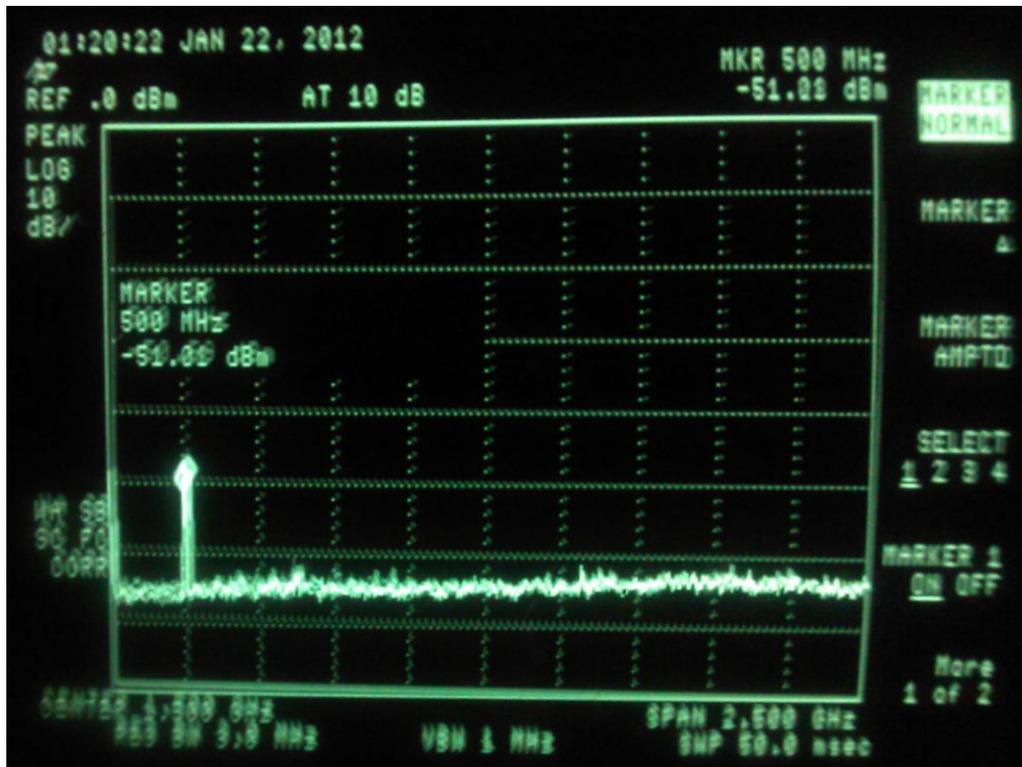


Figura 5.29: Identificação do pulso na frequência de 500 MHz no interior da GTEM.

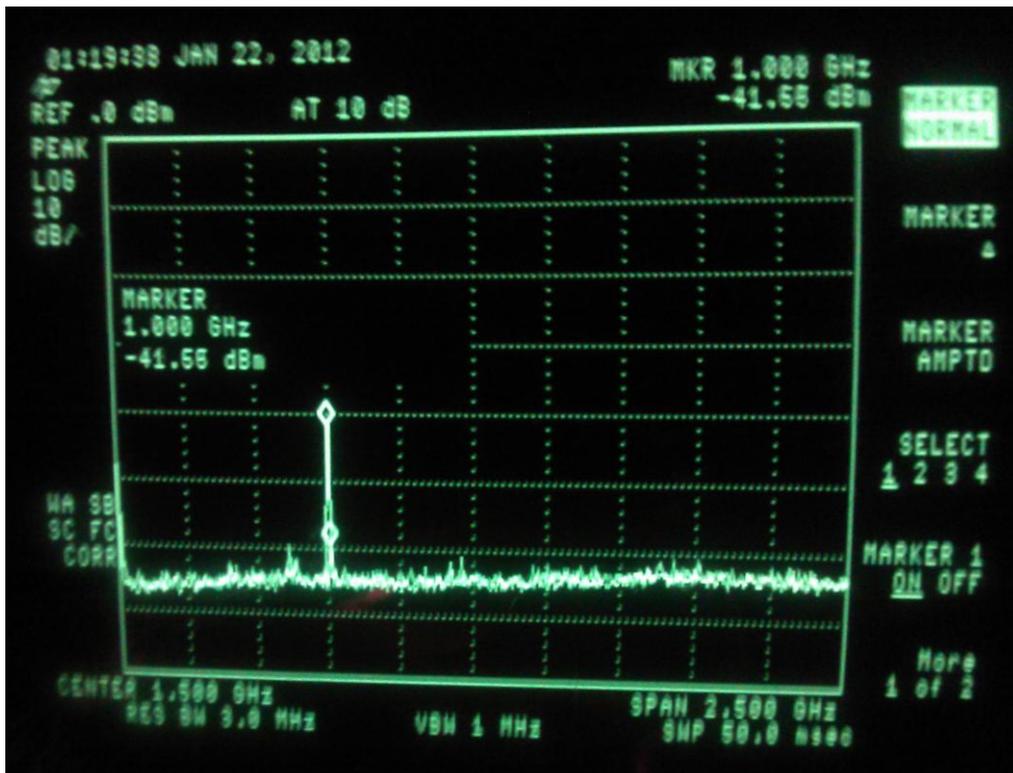


Figura 5.30: Identificação do pulso na frequência de 1 GHz no interior da GTEM.

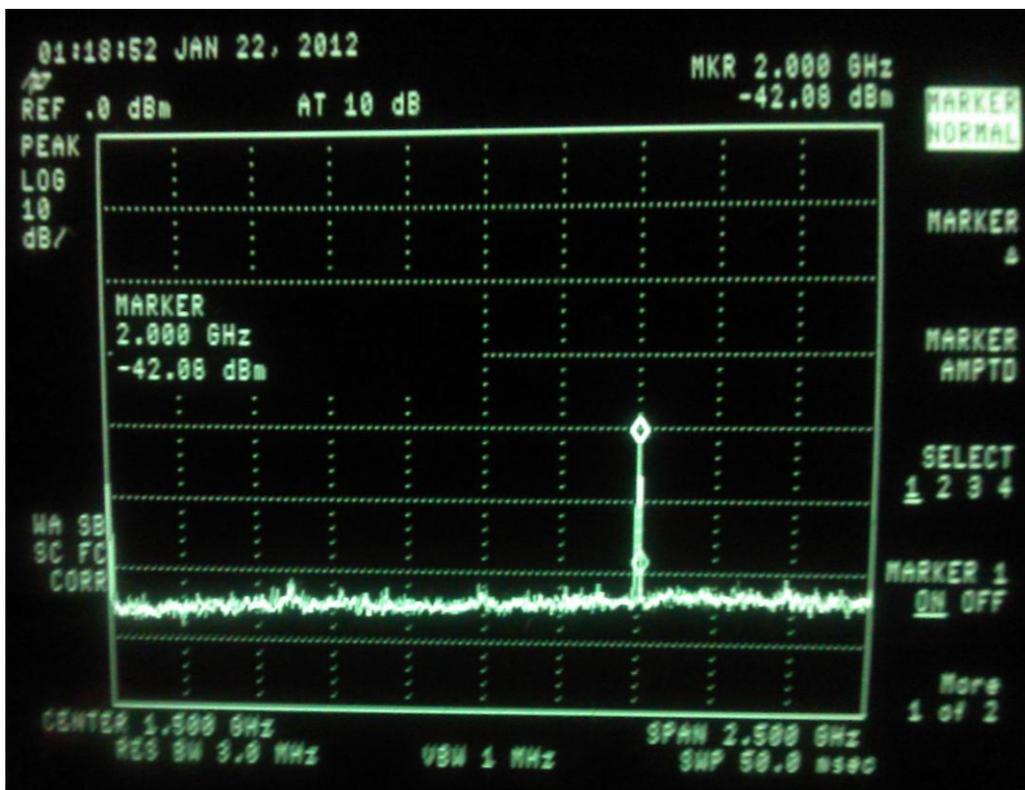


Figura 5.31: Identificação do pulso na frequência de 2 GHz no interior da GTEM.

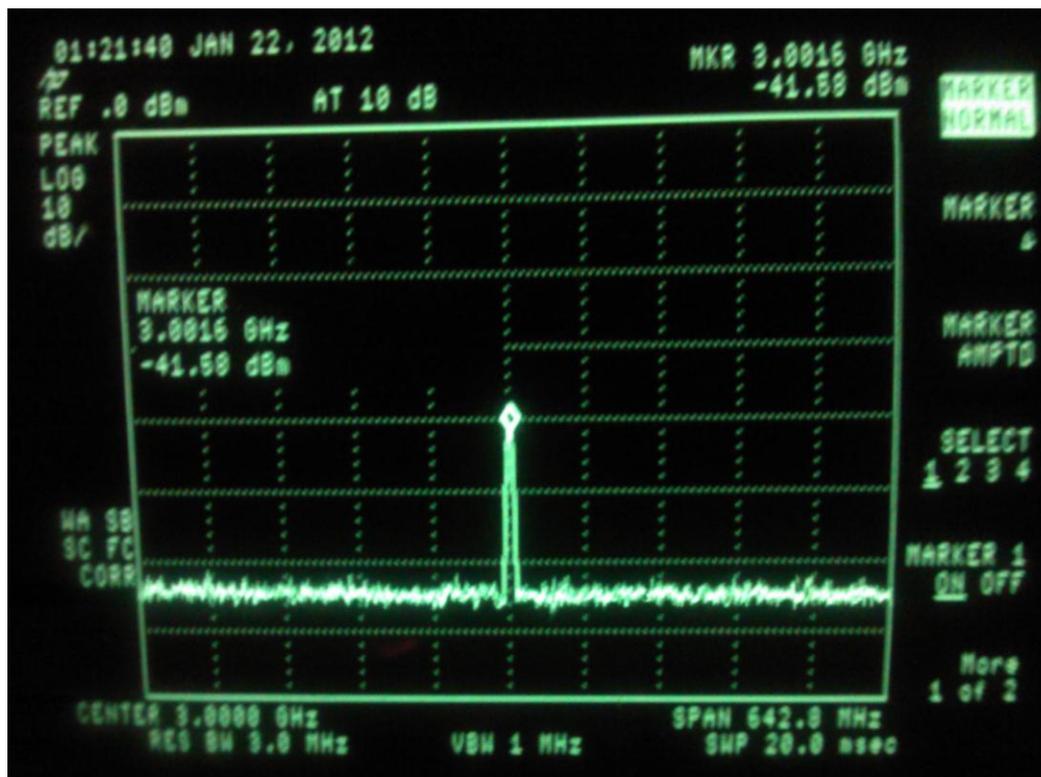


Figura 5.32: Identificação do pulso na frequência de 3 GHz no interior da GTEM.

As medidas realizadas estão sintetizadas nas tabelas a seguir e na Fig. 5.30. São valores que mostram a regularidade do campo elétrico próximo ao DUT tanto em medidas EMI quanto EMS.

Tabela II - Resumo Simplificado das Medidas
EMI- INTERFERÊNCIA - Medidas com antena quasi-yagi e omnidirecional -

Frequência MHz	dB -acima da referência (-10dBm)
500	23.1
750	22.0
1000	19.0
1300	23,1
1500	20.3
2000	21.2
2300	22.9
2450	22.3
2600	25.1
2800	22.3
3000	22.3

Tabela III- EMS- SUSCEPTIBILIDADE
Medidas com probe globe e monopolo elétrico -

Frequência MHz	dB -acima da referência (-20 dBm)
500	8.5
750	9.3
1000	11.5
1300	8.9
1500	7.9
2000	8.5
2300	9.1
2450	6.4
2600	6.8
2800	6.9
3000	6.9

Tabela IV - MEDIDAS DUT- EMI (TESTE)
HTC GSM FOUR BAND (850/900/1800/1900 MHz)

	Frequência em GHz	dBm
UPLINK - amostrado	1,7785 GHz	-.04
DOWNLINK -amostrado	1,8784 GHz	-.05

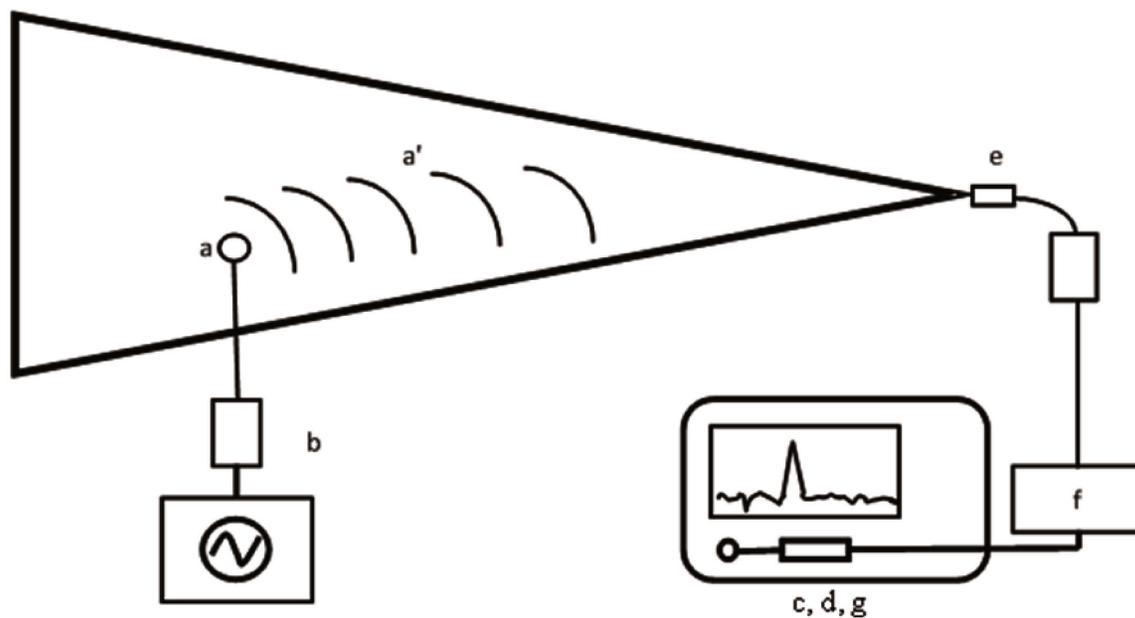


Figura 5.33: Diversas atenuações consideradas no setup de medidas.

- a - ganho/perda da antena
- a' - perda transmissão interna
- b - Atenuação do gerador interno
- c - nível de threshold Analisador de espectro
- d - offset do analisador de espectro
- e - atenuação dos cabos e conectores.
- f - atenuador externo (quando necessário)
- g - atenuador interno do analisador de espectro.

Todos valores foram calibrados em função da frequência.

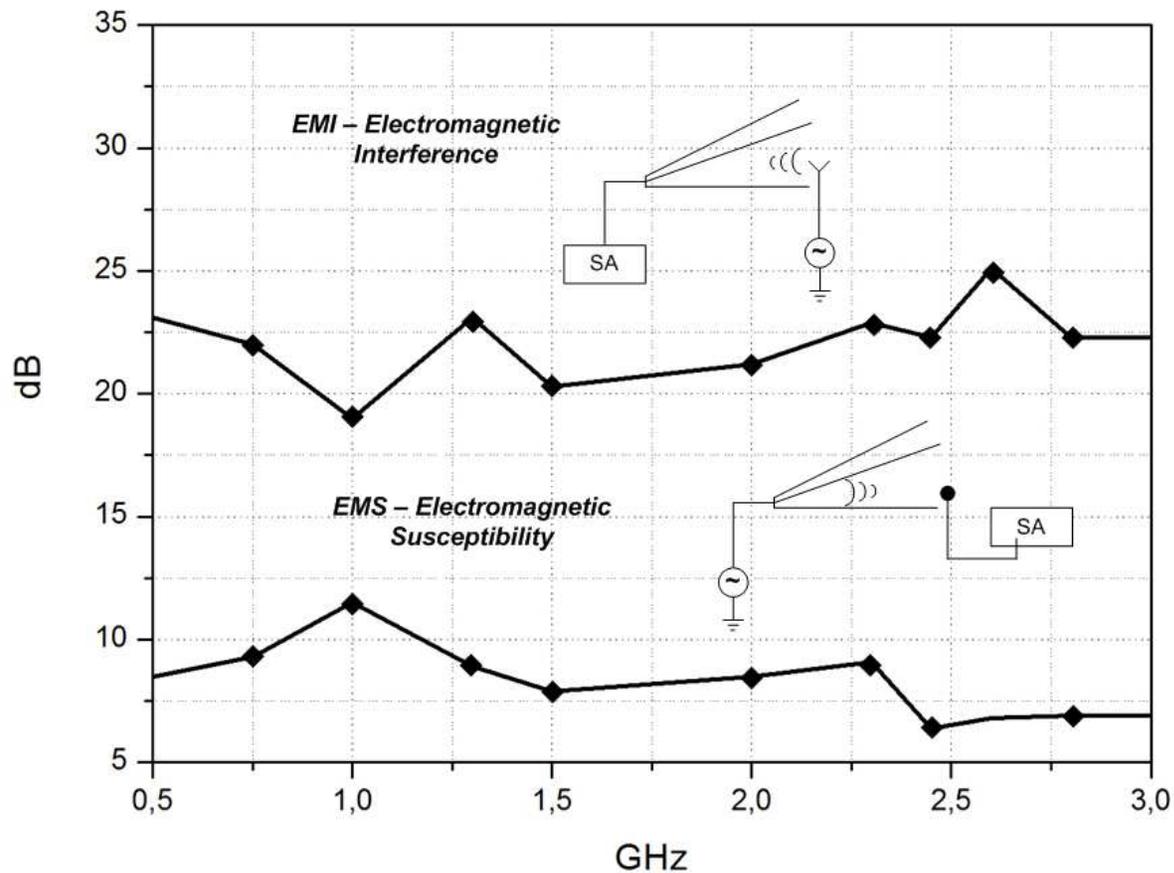


Figura 5.34: Medidas de EMI/EMS realizadas através da GTEM.

Há indicações na literatura e em manuais de operação de câmaras comerciais que a homogeneidade da superfície interna da estrutura e sua limpeza podem influenciar de forma marginal nos valores medidos [19].

Capítulo 6

Conclusões e trabalhos futuros

Estudos e pesquisas em torno da compatibilidade eletromagnética têm crescido fortemente nos últimos anos. Isso por conta principalmente do avanço tecnológico proporcionado pela era digital e integrada. Dessa forma, várias metodologias têm sido utilizadas e desenvolvidas na prevenção e solução dos problemas relacionados à interferência e imunidade. Dentre eles, encontram-se técnicas mais robustas e onerosas como câmaras anecóicas e reverberantes utilizadas para aplicações que envolvem DUT com dimensões elevadas, e também aqueles mais compactos e destinados a análise de pequenos dispositivos como as células TEM/GTEM, os *loops* magnéticos, *probe* magnético, WBFC e OATS.

Por suas dimensões reduzidas em relação às câmaras anecóicas e reverberantes, e capacidade de realizar testes de EMI/EMS através da mesma estrutura, neste trabalho foi proposto o desenvolvimento e construção de uma câmara GTEM de baixo custo, capaz de operar de forma eficiente na faixa de 500 MHz – 18 GHz.

Foi realizado um estudo abrangendo o estado da arte relacionado às células GTEM. Vários métodos analíticos e numéricos têm sido aplicados a modelagem e otimização da célula GTEM, os quais foram utilizados para que algumas considerações de projeto fossem utilizadas.

Além do projeto e construção, foi proposta a utilização de estruturas periódicas em locais estratégicos na célula GTEM com o intuito de melhorar o desempenho da mesma em frequências específicas e até mesmo modificar a faixa de frequência de operação. Assim, estruturas metamateriais do tipo fractais, cruz de Jerusalém e CLL – *Capacitively Loaded Loop* foram aplicadas ao *septum* (condutor interno metálico) com o objetivo de alcançar tal resposta. A partir dos resultados simulados e obtidos através de experimentos realizados no APEX, observou-se que a técnica abordada é bastante promissora, e pretende-se futuramente incluir as estruturas metamateriais ao longo de todo *septum*.

Vários testes de caracterização da célula GTEM construída foram realizados. Dentre eles, pode-se observar que a célula encontra-se devidamente casada através dos testes de DTF utilizando TDR e FDR. *Probes* elétricos e magnéticos foram utilizados na verificação de possíveis vazamentos de ondas eletromagnéticas na estrutura construída.

Foram realizados também testes de interferência através da estrutura construída. Para tal, utilizou-se uma antena conhecida como DUT, e obteve-se através de um analisador de espectro conectado a porta de entrada da GTEM as portadoras exatas de cada frequência operada pela antena.

Para análise de susceptibilidade através da GTEM, foi utilizado um gerador de pulsos conectado a entrada, e através de um *probe* elétrico operando como DUT, registrou-se a frequência e intensidade de sinal gerada pelo CW.

Embora não se tenha utilizado DUT propriamente dito para realização dos testes de susceptibilidade, a partir dos resultados obtidos, fica claro que a câmara GTEM projetada e construída está apta para realização de medidas EMI/EMS, propagando sinal interferente na faixa de 500 MHz até 3 GHz (limite do equipamento) na zona quieta.

Propostas de trabalhos futuros relacionados à GTEM:

- Implementação de um sistema de aquisição de dados.
- Aplicação de aberturas laterais para melhor acesso ao DUT.
- Interface de acesso ao DUT com fibra óptica (para evitar interferência dos cabos).
- Aplicação de estruturas periódicas metamateriais a todo *septum*.
- Certificação da estrutura.
- Substituição da terminação resistiva discreta por distribuída.
- Implementação dos circuitos integrados de RFI, EMI, EMS.
- Desenvolver um modelo matemático completo da GTEM que inclua simultaneamente o *septum*, o DUT, parede absorvedores e a terminação de 50 Ω . Este modelo completo até o presente momento não é encontrado na literatura.

Publicações

H.X. Araujo e L. C. Kretly "A Practical GTEM Chamber Design with Frequency Flexibility Using Metamaterial Concepts on the Septum". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* – **SUBMETIDA** em Jan/2012.

H.X. Araujo, S. E. Barbin, e L. C. Kretly "Metamaterial Cell Patterns Applied to Quasi-Yagi Antenna for RFID Applications". *IEEE Radio Wireless Symposium* – IEEE RWS Jan/2012, Santa Clara, Estados Unidos.

H.X. Araujo, S. E. Barbin, e L. C. Kretly "Novel Technique to Improve the GTEM Chamber Performance by Applying Metamaterials Concept on the Excitation Sector: The APEX Characterization". *International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems* – IEEE COMCAS 2011, Tel Aviv, Israel.

H.X. Araujo, S. E. Barbin, L. C. Kretly. "Analysis and Characterization of Different Metamaterial Patterns Applied on a Quasi-Yagi Antenna for RFID Application". *International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems* – IEEE COMCAS 2011, Tel Aviv, Israel.

H.X. Araujo, S. E. Barbin, L. C. Kretly "Design of a UHF RFID Quasi-Yagi Antenna with Metamaterial Structures for RFID Application". *International Microwaves and Optoelectronics Conference* – IMOC 2011, Natal, Brasil.

H.X. Araujo, L. C. Kretly "Metamaterial Patterning to Improve the Septum of a GTEM Chamber Performance: RR – Ring Resonator Cells Stamped and Tested on the APEX" . *IEEE Symposium on Product Compliance Engineering* – PSES 2011, San Diego, Estados Unidos.

H.X. Araujo, L. C. Kretly "Microwave Measurements of a GTEM Excitation Sector: Strategies for APEX Characterization". *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications* (ICEAA 2011), Turim, Italy.

H.X. Araujo, L. C. Kretly "Simulations and Analysis of the Corner Geometry and Its Influence on the Electromagnetic Behavior of Components and Structures: Comments on GTEM and Other Microwave Guided Structures Designs". *30th Progress In Electromagnetics Research Symposium* (PIERS 2011), Suzhou, China.

H.X. Araujo, L. C. Kretly "The Effect of Metamaterial Patterning to Improve the Septum GTEM Chamber". *29th Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2011)*, Marrakech, Morocco.

H.X. Araujo, L. C. Kretly. "Optimizing Impedance Matching Between the Exciter – APEX and the GTEM Chamber". *IEEE 26th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel* (IEEEI 2010), Eilat, Israel.

H.X. Araujo, L. C. Kretly. "AC – Clocked Power Supply DCVSL – Differential Cascode Voltage Switching Logic: Design Guidelines for Energy Consumption Optimization and CMOS Layout". *IEEE 26th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel* (IEEEI 2010), Eilat, Israel.

H.X. Araujo, L. C. Kretly "A GTEM Design for EMC-EMI/SEM Pre-Compliance Tests on Automotive Electronic Boards". *Symposium of New Materials for Automotive Applications and Nanotechnology* (SAE 2010), São Paulo-SP, Brazil.

H.X. Araujo, L. C. Kretly "A GTEM Design for EMC Pre-Compliance Tests on Electronic Board and ICs in 500 MHz – 18 GHz Range. *Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 9º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo* (MOMAG 2010), Vila Velha-ES, Brazil.

Referências Bibliográficas

- [1] M. I. Montrose, E. M. Nakauchi, "Testing for EMC Compliance," IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Sponsor, 2004.
- [2] S. B. Dhia, M. Ramdani, E. Sicard, *Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits: Techniques for Low Emission and Susceptibility*, Springer Science, 2006.
- [3] S. Clay, "Improving the Correlation between OATS, RF Anechoic Room and GTEM Radiated Emissions Measurements for Directional Radiators at Frequencies between approximately 150 MHz and 10 GHz," *1998 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 2*, Denver, USA, Ago. 24-28, 1998, pp. 1119 - 1124
- [4] *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 4: Testing and Measurement Techniques – Section 3: Radiated, Radio-Frequency, Electromagnetic Field Immunity Test*, International Standard CEI/IEC 1000-4-3, Geneva, Feb. 1995.
- [5] R. L. Leo, T. Rozzi, C. Svara, e L. Zappelli, "Rigorous analysis of the GTEM cell," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 3, pp. 488–500, Mar. 1991.
- [6] X. T. I. Ngu, A. Nothofer, D. W. P. Thomas and C. Christopoulos, "A Complete Model for Simulating Magnitude and Phase of Emissions from a DUT Placed Inside a GTEM Cell," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol 49, n. 2, May, 2007.
- [7] T. E. Harrington, "GTEM fields FDTD modeling," in *Proc. IEEE Symp. Electromagn. Compat.*, Austin, TX, Ago. 18–22, 1997, pp. 614–619.
- [8] T. E. Harrington, Z. Chen, e M. D. Foegelle, "GTEM radiated emissions correlation testing and FDTD modeling," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, vol. 2, Ago. 1999, pp. 770–775.
- [9] R. De Leo, e A. Schiavoni, "FDTD evaluation of scattering by metallic objects in GTEM cell," *IEEE Proc. Sci. Meas. Technol.*, vol. 141, no. 4, pp. 287–292, Jul. 1994.
- [10] J. Li, S. Li, S. Xing, R. Kan, "HFSS Simulation of GTEM Cell and Analysis of Normalized Electric-field Strength in EMI measurement of GTEM cell," *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communication*, Oct. 2009.
- [11] M. Zellerhoff, J. Hannemann, and J. Klinkenbusch, "Electromagnetic Coupling between a GTEM cell and a device under Test: a hybrid modal-analysis & method-of-moments approach," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2002.

- [12] CST MICROWAVE STUDIO Educational Version, 2010. CST Computer Simulation Technology.
- [13] T. Glahn, E. Chianaccini, e R. Schuhmann, "FIT-TD Simulation of Non-linear Materials for Second Harmonic Generation in Periodically Poled Lithiumniobate Waveguides," *Proc. International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, Italy, Set. 12-16, 2011, pp. 27-30.
- [14] R. Hamid, M. Cetintas e H. Karacadag, "EMC Test Facilities at UME," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2003. EMC '03. 2003.
- [15] D. Königstein, D. Hansen, "A New Family of TEM-cells with Enlarged Bandwidth and Optimized Working Volume," *Proceedings of the 7th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, March 1987, pages 127-130.
- [16] E. Yamashita, K. Atsuki, "Strip Line with Rectangular outer conductor and three dielectric layers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.18, n.5, may 1970.
- [17] C. Icheln, "The Construction and Application of a GTEM Cell", Master's Thesis, Hamburg - Germany, 1995.
- [18] D. Pouhè, "Spherical Waves in Conical TEM Cells," *Progress in Electromagnetics Research*, PIER 57, 209-236, 2006.
- [19] *Gigahertz Transverse Electromagnetic cell (GTEM) Model 5400 Series*. ETS-Lindgren, Cedar Park, TX, 2005
- [20] D. Hansen, D. Ristau, T. Spaeth, W. A. Radasky, e K. S. Smith, "Expansions on the GTEM field structure problem," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.* Ago. 14-18, 1995, pp. 538-542.
- [21] Autodesk Inventor Pro 2010.
- [22] D. Hansen, D. Königstein, "Vorrichtung zur EMI-Prüfung elektronischer Geräte" Patentschrift bei der Schweizerischen Eidgenossenschaft, CH 670 174 A5, Mai 1989.
- [23] D. Pouhè, O. Sandstede, e G. Mönich, "Optimization of the GTEM Cell Wideband Termination," *Proc. International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, Italy, Set. 12-16, 2011. pp. 1285 - 1289.
- [24] Ansoft HFSS – High Frequency Structural Simulator.
- [25] Bose, J. C., "On the rotation of plane of polarization of electric waves by a twisted structure," *Proc. Roy. Soc.*, vol. 63, pp. 146-152, 1898.
- [26] Lindell, I. V., A. H. Sihvola and J. Kurkijarvi, "Karl F. Lindman: The last Hertzian, and a Harbinger of electromagnetic chirality," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 34, n. 3, pp. 24-30, 1992.
- [27] Cui, T. J., "Electromagnetic Metamaterials: Recent advances on the theory, experiments, and applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 2008.
- [28] Cui, T. J., D. V. Smith and R. Liu, *Metamaterials: Theory, Design and Applications*, Springer, New York, 2010.
- [29] Erentok, A, P. Luljak and R. W. Ziolkowski (editors), "Antenna performance near a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 53, 160-172, 2005.
- [30] Distance to Fault, Application Note Anritsu, september 2005, em <http://www.electrotest.co.nz/PDF/DTF.pdf>.

-
- [31] L. Wang, G. Yougang, Y. Shen, e F. Ruan, "Analysis of Shielding Effectiveness of Rectangular Cavity with Improved Aperture Model," *Proc. IEEE 4th International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Qingdao, China, Oct. 23-26, 2007, pp.229-332.
- [32] L. Jelínek, J. Machác, e J.Zehentner, " Metamaterials - A Challenge for Contemporary Advanced Techbology," *Proc. IEEE 17th International Conference Radioelektronika*, Abr. 24-25, 2007, pp.1-12.
- [33] R. De Leo, L. Pierantoni, T. Rozzi, e L. Zappelli, "Dipole Excitation and Scattering by Spherical Objects in GTEM Cell," *IEEE Transaction on microwave theory and techniques* vol. 42, no. 9, pp. 1700-1708, Set. 1994.
- [34] J. T. Prothro, G.D. Durgin, e J. D. Griffin," The Effects of a Metal Ground Plane on RFID Tag Antennas," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, USA, Jul. 9-14, 2006, pp. 3241 – 3244.
- [35] U. C. Chung, K. Lee, " 2.4 GHz Yagi-Uda RFID Tag Antenna Design With Low Back-lobe Using Genetic Algorithm," *IEEE Radio and Wireless Symposium*, Orlando, Florida, Jan. 22-24, 2008, pp. 475-478.
- [36] L. Yang, A. Rida, J. Li, e M. M. Tentzeris, "Antenna Advancement Techniques and integration of RFID Electronics on Organic Substrates for UHF RFID Applications in Automotive Sensing and Vehicle Security," *IEEE 66th Vehicular Technology Conference*, Baltimore, USA, Set. 30 - Oct. 03, 2007, pp. 2040 -2041.
- [37] S. Basat, M. M. Tentzeris, e J. Laskar, "Design and Development of a Miniaturized Embedded UHF RFID Tag for Automotive Tire Applications," *Proc. 55th Electronic Components*, vol. 1, Mai. 31 - Jun. 03, 2005, pp. 867-870.
- [38] R. Mittra, M. Stupf, J.R. Mosig, e J. Yeo, " Some Novel Designs for RFID Tags and Their Performance Enhancement With Metamaterials," *First European Conference on Antennas and Propagation*, Nov. 6-10, 2006, pp. 1-4.
- [39] D. D. Arumugam, e D.W. Engels, " The Utility of Negative Refractive Index Metamaterials as Passive UHF RFID Tag inlays," *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, jun. 1-5, 2009, pp. 1-4.
- [40] A. Syed, K. Demarest, e D. D. Deavours," Effects of Antenna Material on the Performance of UHF RFDI Tags," *Proc. IEEE International Conference on RFID*, Texas, USA, Mar . 26-28, 2007, pp. 57-62.
- [41] F. J. H. Martínez, E. U. Muñoz, V. G. Posadas, L. H. G. Munõz, e D. S. Vargas, " Self-Diplexed Patch Antennas Based on Metamaterials for Active RFID Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1330-1340, Mai. 2009.
- [42] E. M. Deeley, " Surface Impedance Near Edges and Corners in Three-Dimensional Media," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 2, pp. 712- 714, Mar. 1990.
- [43] C. Christopoulos, *The Transmission Line Modeling Method: TLM*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.
- [44] S. Ishigami, K. Harima, e Y. Yamanaka, "Estimation of E-field distribution in a loaded GTEM cell," *Proc. IEEE Electromagn. Compat. Symp.*, vol. 1, 2001, pp. 129–134.

- [45] D. Hansen, D. Ristau, W. A. Radasky, e K. S. Smith, "Sources of problems in the GTEM field structure and recommended solutions," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Ago. 1996, pp. 48–51.
- [46] W. A. Radasky, K. S. Smith, D. Hansen, e D. Ristau, "Calculations and measurements of fast EM pulses in the GTEM cell," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Ago. 1996, pp. 52–57.
- [47] M. Bottcher, F. Noack, e F. Reichert, "Numerical simulation of a GTEM cell," in *Proc. Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat.*, 1997, pp. 333–338.
- [48] Y. Huang, H. M. Looe, B. G. Loader, e M. Alexander, "Investigation of the longitudinal field component inside the GTEM 1750," *Proc. 14th Int. Zurich Symp. EMC*, Zurich, Switzerland, Fev. 2001, pp. 499–503.
- [49] K. Malaric, A. Sarolic, V. Roje, J. Bartolic, e B. Modlic, "Measured distribution of electric field in GTEM-cell," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, vol. 1, Ago. 2001, pp. 139–141.
- [50] Ch. Groh, H. Garbe, e M. Koch, "Higher order mode behaviour in loaded and unloaded TEM cells," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, vol. 1, Seattle, WA, Ago.1999, pp. 225–230.
- [51] L. Turnbull e A. C. Marvin, "A treatment of the phase properties of GTEM to open-area test-site correlation techniques," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 40, no. 1, pp. 62–69, Fev. 1998.
- [52] A. K. Lee, "An algorithm for an advanced GTEM to ground plane correlation of radiated emission tests," in *Proc. IEEE Symp. Electromagn. Compat.*, Santa Clara, CA, Ago. 1996, pp. 58–62.
- [53] P. Hui, "Application of GTEM Cells to Wireless Communication Transceiver Designs," *Microwave Jornal*, Vol. 46, no. 9. Set. 2003, pp. 168.
- [54] H. S. Berger, "Radiated Emissions Test Correlation Between GTEM, SAC and OATS Facilities Using Digital Phones," *Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Dallas, USA, Ago. 9-13, 1993, pp. 295-299.
- [55] A. Tinzeft, Y. Le Manach, J. Korecki, F. Guyomarch, e F. Piriou, "Parallel Direct Solver for the Finite Integration Technique in Electrokinetic Problems," *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 46, no. 8, pp. 3269-3272, Ago. 2010.

Apêndice A

Lista de equipamentos e softwares utilizados

1. ADS – *Advanced Design System* 2009.
2. Autocad 2010.
3. Autodesk Inventor Professional 2010.
4. CST– *Computer Simulation Technology Microwave Studio* 2010.
5. Frequency Counter 5386A, HP.
6. HFSS – *High Frequency Structural Simulator*12.
7. Matlab R2009b.
8. Microcal Origin 7.5.
9. Microsoft Office 2007.
10. Microsoft Visio 2003.
11. Microsoft Windows 7.
12. Oscilloscope Counter 2247A, Tektronix.
13. Programmable digital multimeter, Tektronix.
14. Pulse Generator 8013B, HP.
15. RF Network Analyzer 8714ET, HP.
16. Spectrum Analyzer 8593E, HP.
17. Vector Network Analyzer ZVRE, Rohde & Schwarz.

Apêndice B

GTEM – Detalhes de montagem e implementação

Nesta seção são apresentados alguns detalhes e fotos da construção da célula GTEM.



Figura B.1: Estrutura lateral formatada.



Figura B.2: Seção 3 da GTEM dobrada.



Figura B.3: RAM – cones absorvedores e terminação 50 Ohms.



Figura B.4: Visão interna da câmara montada e *septum*.



Figura B.5: Detalhe da terminação de 50 Ohms.



Figura B.6: Medida de vazamento de RF da GTEM.



Figura B.7: Tampa traseira da GTEM.



Figura B.8: GTEM montada e com terminação APEX completa.

Apêndice C

Proposta de Circuito Integrado EMC e outros Circuitos Realizados Precursores para esta Pesquisa

Uma das propostas iniciais deste trabalho foi estabelecer um circuito ou circuitos integrados de teste com estruturas de linhas e configurações que destacassem a necessidade de se projetar circuitos integrados de RF e microondas tendo em vista aspectos de EMI e EMS.

Exemplos típicos do problema de RFI – *Radio Frequency Interference* e EMI associados aos PCBs e também podem ser atribuídos aos Layouts de circuitos integrados são mostrados a seguir: O problema relacionado ao *placement* de linhas analógicas e digitais guardam semelhanças tanto em PCBs como em circuitos integrados entre os vários níveis de metalização.

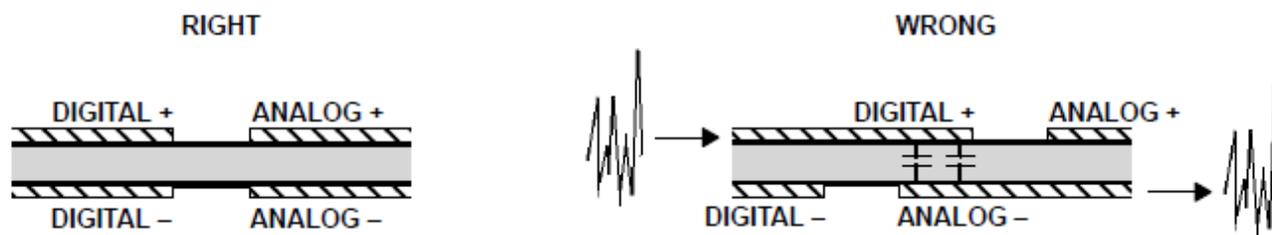


Figura C.1: Localização- *placement* de linhas analógicas e digitais e soluções.

A localização de indutores e proximidade de circuitos próximos a fonte VDD que se aplica igualmente ao layout de circuitos Integrados.

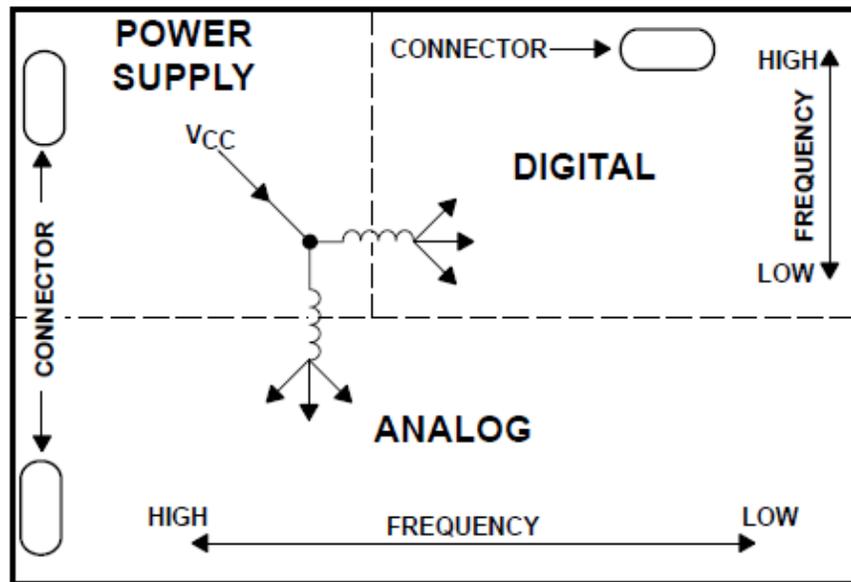


Figura C.2: Localização adequada de conexão e fontes em função da frequência e da localização de circuitos analógicos RF e digitais- visando minimizar RFI, EMI e EMS.

Na figura abaixo é possível identificar loops e outras linhas longas que podem se transformar em um circuito em antenas radiando RF ou sendo irradiadas por RF em circuitos eletrônicos.

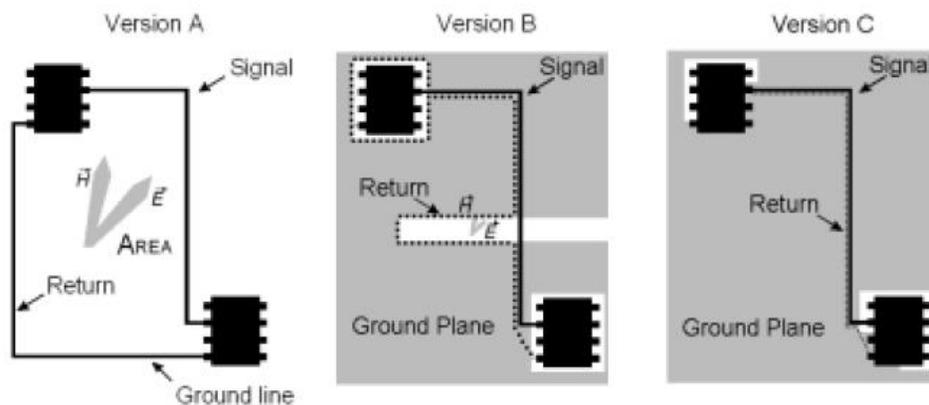


Figura C.3: Conexão de sinal e terra entre circuitos e subcircuitos de um PCB que podem criar uma antena radiadora de RF.

Esta situação é semelhante tanto em PCB como em Circuitos Integrados. As linhas de conexão dos diferentes níveis de metalização dos circuitos integrados podem ser avaliadas como na figura abaixo. Estruturas de teste especiais podem ser dimensionadas para avaliação dos efeitos EMI, EMS.

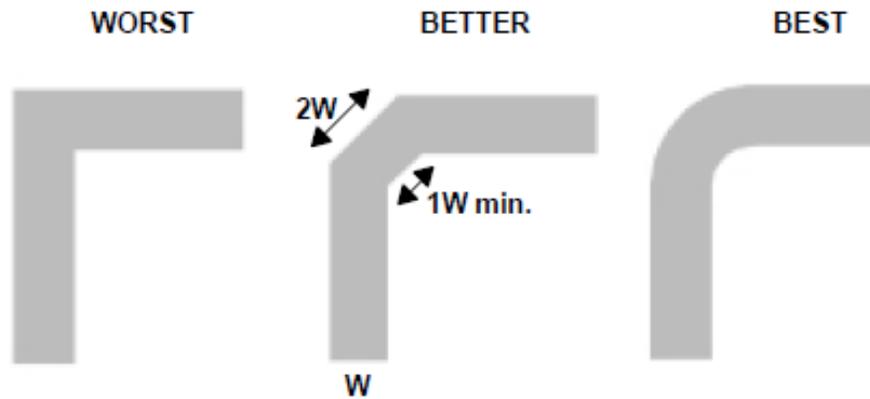


Figura C.4: Curvas das linhas de metalização em PCB e Circuitos Integrados que podem ser investigados.

Outro problema crítico que pode ser modelado e analisado é o das vias. À semelhança das vias (ou furos-metalizados) em circuitos impressos PCB, há as vias metálicas em circuitos integrados para conexão entre níveis de metalização, como mostram as figuras abaixo:

A modelagem das vias é clássica e o modelo para as vias em CIs é escalonado nas dimensões micrométricas ou sub-micrométricas com a diferença apenas do dielétrico envolvente das vias.

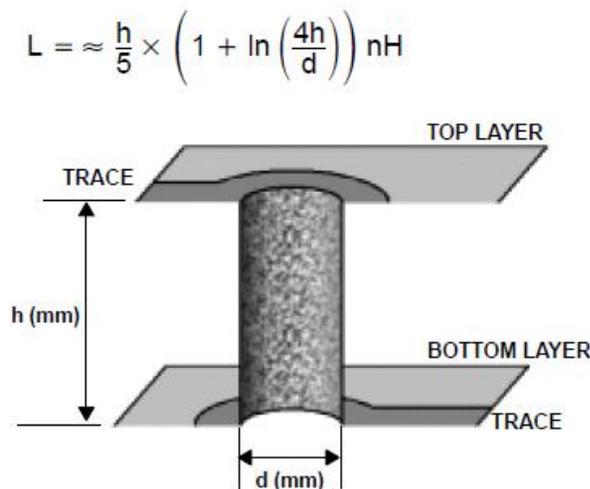


Figura C.5: Via típica em furo metalizado PCB modelo semelhante ao CI.

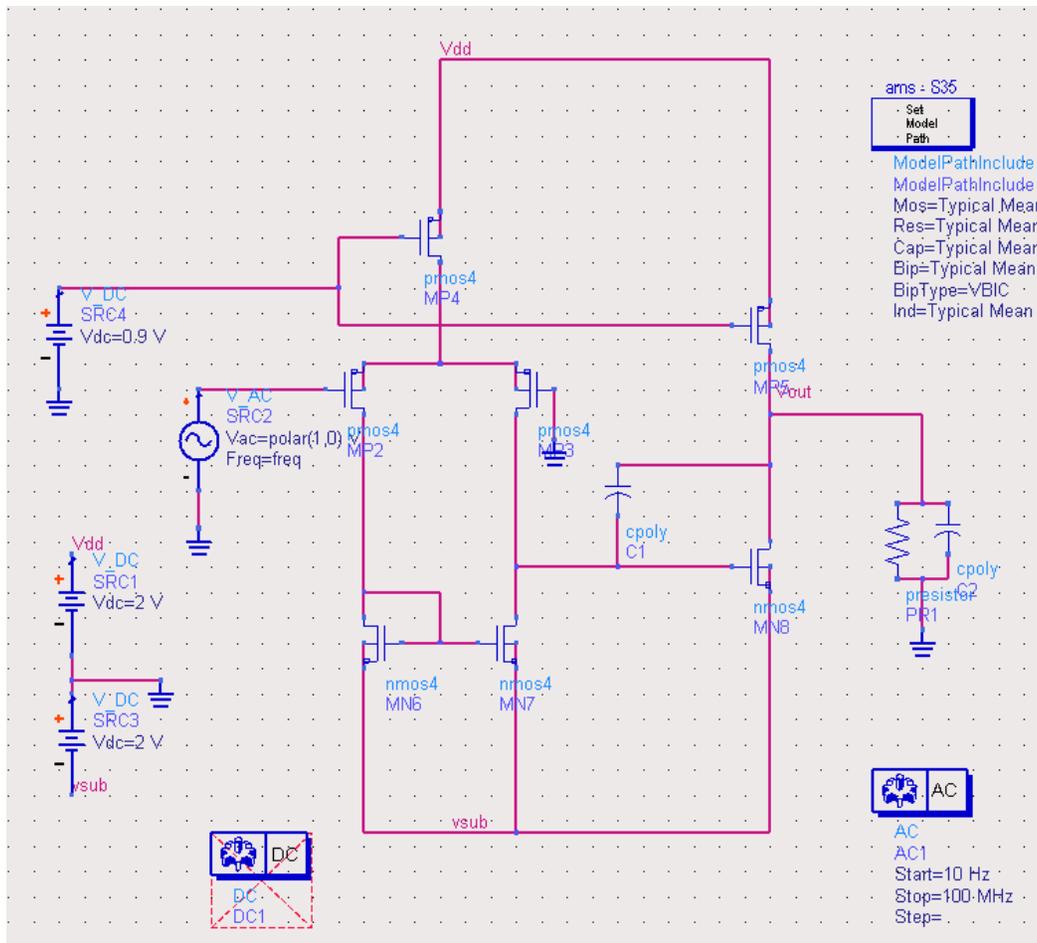


Figura C.7: Esquemático de um amplificador operacional no ambiente ADS 2009.

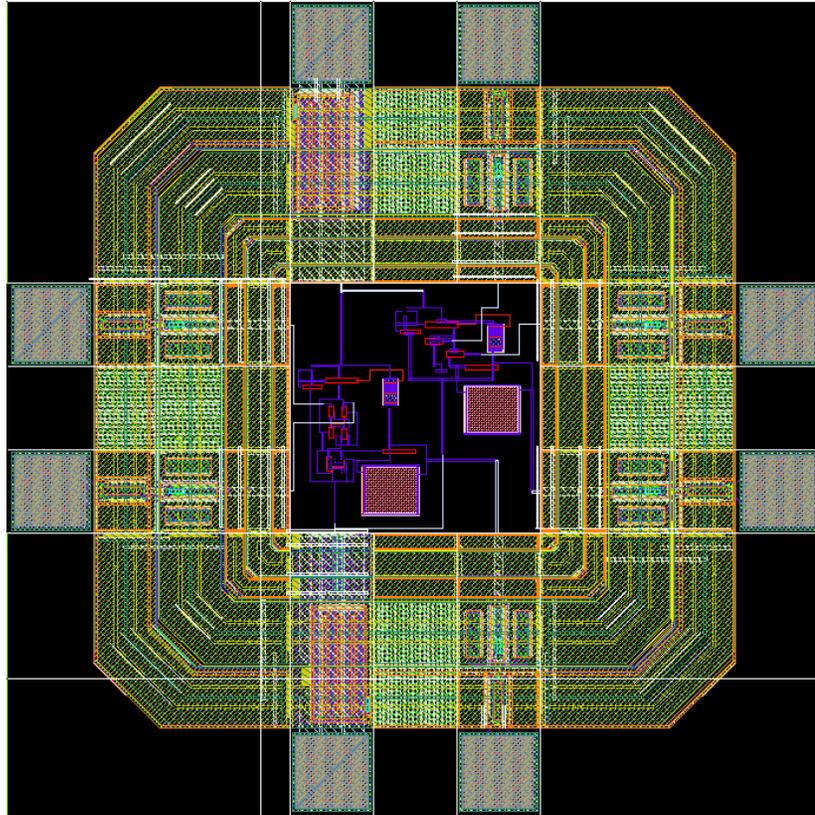


Figura C.8: Circuito integrado finalizado e pronto para compor o *scribeline* no ambiente Cadence 5.0.

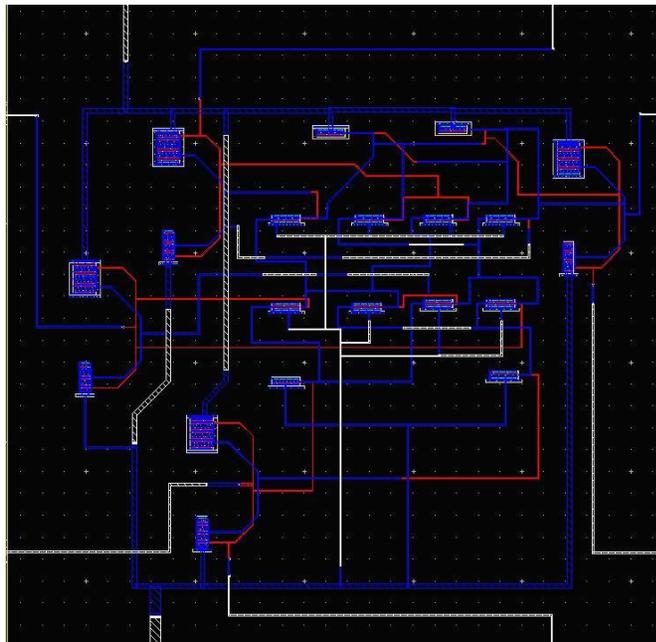


Figura C.9: Layout circuito digital DCVSL.

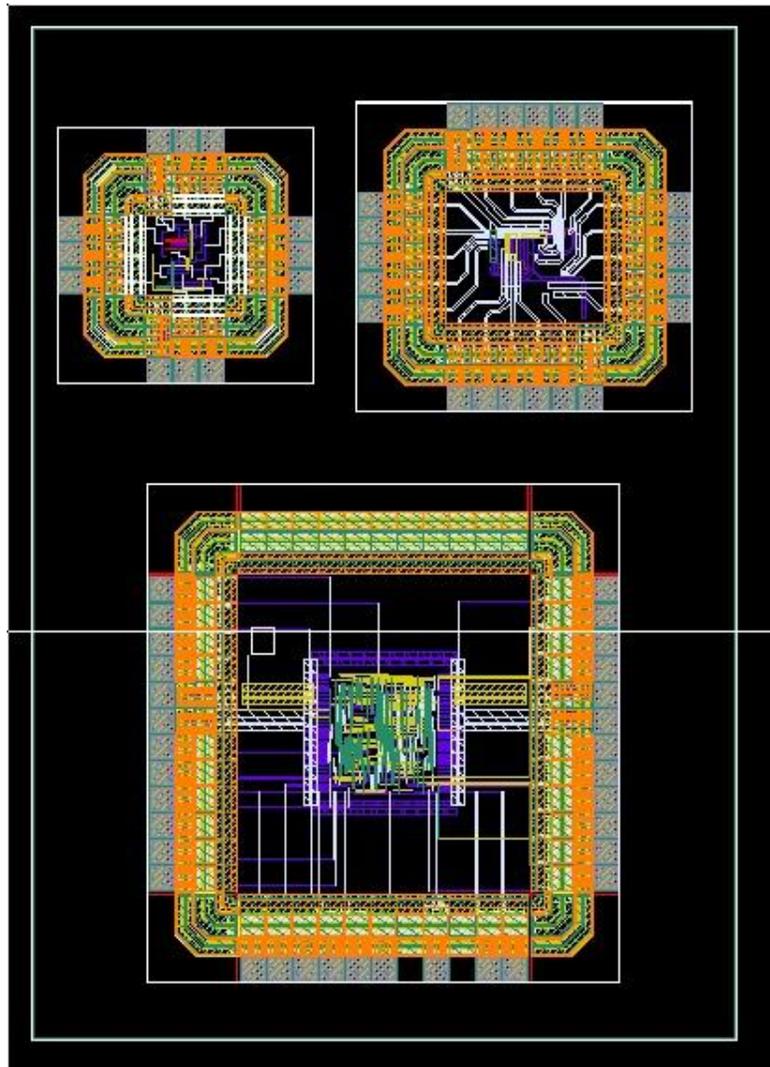


Figura C.10: *Scribeline* e circuitos consolidados prontos para fabricação.