

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

CATIA VALDMAN

**DESENVOLVIMENTO E TESTE DE UMA SONDA DE
CAMPO ELÉTRICO NA FAIXA DE 2 A 3 GHZ**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Maj Maurício Henrique Costa Dias, D.C.
Co-orientador: José Carlos Araujo dos Santos, Ph.D.

Rio de Janeiro
2006

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

c2006

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
Praça General Tibúrcio, 80-Praia Vermelha
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

V146d Valdman, Catia

Desenvolvimento e Teste de uma Sonda de Campo Elétrico na Faixa de 2 a 3 GHz / Catia Valdman. - Rio de Janeiro : Instituto Militar de Engenharia, 2006.
98 p.: il, graf., tab.

Dissertação (mestrado) - Instituto Militar de Engenharia- Rio de Janeiro, 2006.

1. Antenas e Propagação. 2. Sondas Eletromagnéticas. 3. Compatibilidade Eletromagnética. I. Título. II. Instituto Militar de Engenharia.

CDD 621.382.4

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

CATIA VALDMAN

DESENVOLVIMENTO E TESTE DE UMA SONDA DE CAMPO
ELÉTRICO NA FAIXA DE 2 A 3 GHZ

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Maj Maurício Henrique Costa Dias, D.C.

Co-orientador: José Carlos Araujo dos Santos, Ph.D.

Aprovada em 05 de Maio de 2006 pela seguinte Banca Examinadora:

Maj Maurício Henrique Costa Dias, D.C. do IME - Presidente

José Carlos Araujo dos Santos, Ph.D. do IME

Gláucio Lima Siqueira, Ph.D. da PUC-RIO

Cap Jorge Luís Rodrigues Pedreira de Cerqueira, D.C. do IME

Rio de Janeiro
2006

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos amigos e familiares que me apoiaram e me incentivaram nestes dois anos de mestrado. Em particular, quero agradecer aos meus pais, Benjamin e Belkis Valdman, pelas diversas oportunidades criadas em todos os momentos da minha vida, e a Eduardo Blum, pelo apoio em todas as minhas decisões, mesmo de longe, mesmo sendo difícil.

Agradeço também aos professores Maj Maurício Henrique Costa Dias e José Carlos Araujo dos Santos, pela orientação desta dissertação, ao Centro Tecnológico do Exército (CTEx), pelo uso da câmara semi-anecóica para realização dos ensaios experimentais, ao Cap. Samuel Machado Leal da Silva, pelo apoio às medidas, e ao CNPq, sempre incentivando a pesquisa nacional.

"Sábio é aquele que de todos aprende.
É forte o que vence a si mesmo.
Rico o que se contenta com o que possui.
Só aquele que respeita a pessoa humana merece por
sua vez respeito."
Talmud

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	8
LISTA DE TABELAS	11
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS	12
1 INTRODUÇÃO	18
1.1 Motivação	18
1.2 Objetivos do Trabalho	21
1.3 Organização do Trabalho	21
2 CONCEITOS BÁSICOS	23
2.1 Definições e Conceitos Básicos	23
2.2 Características Gerais	25
2.3 Dispositivos Transdutores de Energia	27
2.3.1 Termistor	27
2.3.2 Termopar	28
2.3.3 Diodo Retificador	30
2.3.4 Dispositivos Transdutores de Energia Com Antena Eletricamente Curta	32
2.3.4.1 Sensor de Corrente de Deslocamento	32
2.3.4.2 Sensor Eletro-Óptico	33
2.4 Sondas Encontradas na Literatura	33
2.4.1 Sonda de Campo Magnético	33
2.4.2 Sonda de Campo Elétrico	36
3 CONSTRUÇÃO E CALIBRAÇÃO DAS SONDAS	39
3.1 Material e Montagem das Sondas	40
3.2 Grade de Calibração	41
3.3 Determinação de Incerteza	45
3.4 Montagem para Calibração	46
3.4.1 Cálculo de Campo	48
3.5 Equipamentos para Calibração	50
3.6 Procedimento de Calibração	52

4	SIMULAÇÃO DE SONDAS DE CAMPO ELÉTRICO	54
4.1	Parâmetros Avaliados	55
4.2	Cenário de Simulação	57
4.3	Simulações Realizadas	59
4.3.1	Simulação 1: Variação do Comprimento da Sonda	60
4.3.2	Simulação 2: Variação da Extensão do Condutor Interno	64
4.3.3	Simulação 3: Variação do Diâmetro da Sonda	67
4.3.4	Resumo das Conclusões Obtidas pelas Simulações	69
5	ENSAIOS DE CALIBRAÇÃO DAS SONDAS	71
5.1	Grade de Calibração	72
5.2	Definição e Levantamento de Parâmetros para Calibração	73
5.2.1	Orientação das Sondas	73
5.2.2	Distância	73
5.2.3	Fator de Acoplamento	73
5.2.4	Atenuação nos cabos	74
5.3	Resultados dos Ensaios	76
5.3.1	Tensão	77
5.3.2	Fator de Performance	82
5.3.3	Parâmetro S_{11}	87
5.3.4	Verificação de Campo	90
6	CONCLUSÕES E SUGESTÕES	94
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	97

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.1.1	Organograma dos testes realizados quanto a CEM	19
FIG.2.1	Sistema de medição: sonda, cabo, dispositivo de leitura e unidade externa	24
FIG.2.2	Exemplos de sensores (a) Não-Isotrópico e (b) Isotrópico	25
FIG.2.3	Exemplos de montagem de termistores em guias de onda	28
FIG.2.4	Exemplo de uma seção transversal de um termopar (AGILENT, 2001)	29
FIG.2.5	Princípio físico do aquecimento de metais	29
FIG.2.6	Termopar - dois materiais diferentes	30
FIG.2.7	Regiões características do diodo (AGILENT, 2001)	32
FIG.2.8	Diagrama de blocos do sensor de corrente de deslocamento (HARLAND, CLARK e PRANCE, 2004)	33
FIG.2.9	Antena curta com dois laços (OSOFSKY e SCHAWARZ, 1989)	34
FIG.2.10	Configuração de campo próximo em linhas (a) Coplanar e (b) <i>Microstrip</i> , para sonda de Osofsky e Schawarz (1989)	34
FIG.2.11	Configuração de campo distante em linhas coplanar e <i>microstrip</i>	35
FIG.2.12	Sistema de medição usado por Osofsky e Schwarz (1989)	35
FIG.2.13	Sensor magnético de um laço: (a) H_z e (b) H_x e H_y (GAO e WOLFF, 1996a)	36
FIG.2.14	Sensor monopolo posicionado sobre uma trilha de circuito medindo somente a componente z	37
FIG.2.15	Sensor tipo monopolo	38
FIG.2.16	Sistema de teste usado pelo <i>American Institute of Physics</i> (VLA-HACOS, BLACK e ANLAGE, 1996)	38
FIG.3.1	Fotos das sondas construídas (a) Sonda Menor e (b) Sonda Maior	41
FIG.3.2	Posicionamento da sonda ou sensor para (a) máxima interceptação de campo (I1), (b) alinhamento com o maior (I2) e (c) menor eixo físico (I3)	44
FIG.3.3	Montagem para calibração da sonda em teste	47
FIG.3.4	Detalhe do funcionamento do acoplador bidirecional	49

FIG.3.5	Ganho da antena corneta piramidal HF906	52
FIG.4.1	Resultados comparativos das sondas (a) EPZ1 e (b) EPZ2	54
FIG.4.2	Parâmetros físicos avaliados nas simulações	55
FIG.4.3	Ilustração do plano de referência da Porta 1	56
FIG.4.4	Dimensões da sonda para a criação do componente no programa	58
FIG.4.5	Vistas da sonda para o Ambiente 1	58
FIG.4.6	Vistas da sonda para o Ambiente 2	59
FIG.4.7	Comportamento de V com a variação de h : (a) Sonda A e (b) Sonda B	61
FIG.4.8	Comportamento de S_{11} com a variação de h : (a) Sonda A e (b) Sonda B	63
FIG.4.9	Comportamento do FP com a variação de h : (a) Sonda A e (b) Sonda B	64
FIG.4.10	Comportamento de V com a variação de l : (a) Sonda A e (b) Sonda B	65
FIG.4.11	Comportamento de S_{11} com a variação de l : (a) Sonda A e (b) Sonda B	66
FIG.4.12	Comportamento do FP com a variação de l : (a) Sonda A e (b) Sonda B	67
FIG.4.13	Comportamento de V com a variação de D	68
FIG.4.14	Comportamento de S_{11} com a variação de D	69
FIG.4.15	Comportamento de FP com a variação de D	69
FIG.5.1	Montagem para medição do fator de acoplamento do Acoplador Bidirecional	74
FIG.5.2	Curva do fator de acoplamento do Acoplador Bidirecional	75
FIG.5.3	Montagem para medição da perda dos cabos de RX e TX	75
FIG.5.4	Curva de atenuação dos cabos de TX e RX	76
FIG.5.5	Fotos da montagem para a calibração das sondas	77
FIG.5.6	Tensão normalizada com distância igual a (a) 1,80m (b) 2,35m (c) 2,45m	80
FIG.5.7	Curva de tendência sem 3GHz para a distância (a) 2,35m e (b) 2,45m	82
FIG.5.8	FP das sondas (a) Sonda Menor (b) Sonda Maior	84

FIG.5.9	Comparação do FP das sondas para a distância $1,80m$	85
FIG.5.10	Comparação do FP simulado e medido (a) Sonda Menor (b) Sonda Maior	86
FIG.5.11	Montagem para a medição do parâmetro S_{11}	87
FIG.5.12	Medição do parâmetro S_{11} na câmara semi-anecóica	88
FIG.5.13	Medição do parâmetro S_{11} realizada pelo CPqD	89
FIG.5.14	Medição do parâmetro S_{11} no IME	90
FIG.5.15	Parâmetro S_{11} de todas as fontes	90
FIG.5.16	Sonda HF-Detektor II Profi e a Sonda Maior	91
FIG.5.17	Comparação entre as potências teórica e medida por uma sonda comercial durante a calibração da (a) Sonda Menor e (b) Sonda Maior	93

LISTA DE TABELAS

TAB.2.1	Tipos de Detectores	26
TAB.3.1	Características das sondas construídas no presente trabalho	40
TAB.3.2	Grade de calibração	41
TAB.4.1	Situações Simuladas	60
TAB.4.2	Ocorrência dos picos	62
TAB.4.3	Resumo das conclusões obtidas pelas simulações	70
TAB.5.1	Características das sondas construídas no presente trabalho	71
TAB.5.2	Grade de calibração das sondas desenvolvidas neste trabalho	72
TAB.5.3	Fator de acoplamento do Acoplador Bidirecional	75
TAB.5.4	Atenuação dos cabos TX e RX	76
TAB.5.5	Tensão (V) para $R = 1,80m$	78
TAB.5.6	Tensão (V) para $R = 2,35m$	78
TAB.5.7	Tensão (V) para $R = 2,45m$	78
TAB.5.8	Tensão Normalizada (V_N) para $R = 1,80m$	81
TAB.5.9	Tensão Normalizada (V_N) para $R = 2,35m$	81
TAB.5.10	Tensão Normalizada (V_N) para $R = 2,45m$	81
TAB.5.11	Fator de Performance (FP) para $R = 1,80m$	83
TAB.5.12	Fator de Performance (FP) para $R = 2,35m$	83
TAB.5.13	Fator de Performance (FP) para $R = 2,45m$	83
TAB.5.14	Desvio padrão dos resultados de FP	86
TAB.5.15	Fator S_{11}	88
TAB.5.16	Especificações da sonda HF - Detektor II Profi	91
TAB.5.17	Potência incidente na sonda durante a calibração da Sonda Menor	92
TAB.5.18	Potência incidente na sonda durante a calibração da Sonda Maior	92

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

ABREVIATURAS

ABNT	-	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	-	<i>Alternate Current</i> - Corrente Alternada
ANATEL	-	Agência Nacional de Telecomunicações
ANVISA	-	Agência Nacional de Vigilância Sanitária
ANSI	-	<i>American National Standards Institute</i> - Instituto Nacional Americano de Padronização
CEM	-	Compatibilidade Eletromagnética
CISPR	-	<i>Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques</i> - Comitê Internacional Especial de Perturbações Radioelétricas
CPqD	-	Centro de Pesquisa e Desenvolvimento
CTEx	-	Centro Tecnológico do Exército
CW	-	<i>Continuous Wave</i> - Onda Contínua
DC	-	<i>Direct Current</i> - Corrente Contínua
DUT	-	<i>Dispositive Under Test</i> - Dispositivo em Teste
EM	-	Eletromagnético
fem	-	Força eletromotriz
EMI/IEM	-	<i>Electromagnetic Interference</i> - Interferência Eletromagnética
FC	-	Fator de Calibração
FP	-	Fator de Performance
IEC	-	<i>International Electrotechnical Commission</i> - Comissão Internacional Eletrotécnica
IEEE	-	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> - Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica
IME	-	Instituto Militar de Engenharia
ISM	-	<i>Industrial Scientific and Medical</i> - Industrial, Científico e Médico
LF	-	<i>Low Frequency</i> - Baixa Frequência (30 a 300kHz)
NBR	-	Norma Brasileira

RF	-	Rádio Freqüência ($3kHz$ a $300GHz$)
RMS	-	<i>Root Mean Square</i> - Valor quadrático médio
RSS	-	<i>Root Sum of Squares</i> - Raiz quadrada da soma dos valores ao quadrado
TEM	-	Transverso eletromagnético
VLF	-	<i>Very Low Frequency</i> - Freqüências Muito Baixas (3 a $30kHz$)
WLAN	-	<i>Wireless Local Area Network</i> - Rede Local Sem Fio

SÍMBOLOS

A	-	Anisotropia
A_{caboRX}	-	Atenuação do cabo de recepção
A_{caboTX}	-	Atenuação do cabo de transmissão
C	-	Fator de acoplamento
d	-	Diâmetro do condutor interno
d_d	-	Diâmetro do dielétrico
D	-	Diâmetro do condutor externo
D_{antena}	-	Abertura de maior dimensão da antena
E	-	Campo elétrico
E_{CW}	-	Campo elétrico medido com a aplicação de uma onda contínua
E_x	-	Campo elétrico na direção x
E_y	-	Campo elétrico na direção y
E_z	-	Campo elétrico na direção z
E_{max}	-	Campo elétrico medido de máxima amplitude
ϵ_r	-	Permissividade relativa do meio
ϵ_0	-	Permissividade do vácuo
f	-	Freqüência
f_c	-	Freqüência de corte
G	-	Ganho da antena
h	-	Comprimento total da sonda
H	-	Campo magnético
η	-	Impedância intrínseca do meio

η_0	- Impedância intrínseca do vácuo
i	- Corrente
I_s	- Corrente de saturação
j	- Índice para somatório
k	- Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} J/K$)
l	- Extensão do condutor interno
λ	- Comprimento de onda
λ_d	- Comprimento de onda do dielétrico
m	- Número total de medidas
μ_0	- Permeabilidade do vácuo
n	- Fator de correção do diodo
p	- Fator constante
P	- Potência emitida pelo gerador de sinais
P_I	- Potência incidente medida
P_{inc}	- Potência incidente teórica
P_{ir}	- Potência irradiada
P_R	- Potência refletida medida
P_{refl}	- Potência refletida teórica
q	- Carga do elétron ($1,6 \cdot 10^{-19} C$)
R_m	- Distância entre a antena corneta e a sonda
S	- Densidade de potência
S_{max}	- Maior valor de potência ou tensão medido
S_{min}	- Menor valor de potência ou tensão medido
S_{11}	- Parâmetro de espalhamento S, coeficiente de reflexão da Porta 1
t	- Período de iluminação
T	- Constante de tempo
u_i	- Incerteza padrão
u_c	- Incerteza padrão combinada
U	- Incerteza expandida
V	- Tensão
V_1^+	- Onda de tensão incidente na Porta 1

V_1^-	- Onda de tensão refletida pela Porta 1
V_1^*	- Onda de tensão transmitida pela Porta 1
x_j	- j-ésima medida
\bar{x}	- Média aritmética das medidas
y	- Valor medido para o cálculo de incerteza
Y	- Resultado final do cálculo de incerteza
Z_c	- Impedância característica da linha

RESUMO

Neste trabalho, duas sondas de campo elétrico foram implementadas a partir de dois cabos coaxiais semi-rígidos, e caracterizadas para a faixa de 2 a $3GHz$. Visando a abranger todo o sistema de medição necessário para a calibração, baseado em normas vigentes nesta área, termos específicos foram identificados e conceitos básicos foram apresentados sobre sondas eletromagnéticas. Em seguida, a montagem das sondas foi descrita, bem como todo o procedimento para as suas caracterizações. Dentro deste contexto, foram realizadas simulações para investigar a influência das características físicas das sondas em parâmetros de avaliação previamente determinados (tensão, fator de performance e parâmetro de espalhamento S_{11}). Por último, a caracterização das sondas foi realizada dentro de uma câmara semi-aneóica, cujos resultados foram apresentados e discutidos.

ABSTRACT

In this work, two electric field probes were developed using two semi-rigid coaxial cables, and characterized in the frequency band of 2 to 3GHz. Aiming to discuss the whole measurement system needed for calibration, based on standards in this area, specified terms were identified and basic concepts were presented about electromagnetic probes. Furthermore, the probes' construction was described, as well as all the process for their characterization. In this context, simulations were performed to study the influence of the probes' physical characteristics on some evaluation parameters previously defined (voltage, performance factor and scattering parameter S_{11}). Moreover, the characterization of the probes was performed in an anechoic chamber, and its results were presented and discussed.

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

O avanço tecnológico gerou novos procedimentos necessários para o funcionamento adequado de equipamentos e dispositivos de microondas. Dentre estes procedimentos está a execução de testes de Compatibilidade Eletromagnética (CEM). Um teste de compatibilidade eletromagnética verifica a habilidade de um equipamento eletro-eletrônico funcionar satisfatoriamente no seu meio eletromagnético (EM) sem introduzir distúrbios eletromagnéticos intoleráveis para si mesmo ou qualquer outro sistema, equipamento, dispositivo ou seres vivos (PAUL, 1992).

O cenário atual do mercado de equipamentos eletrônicos exige cada vez mais a realização de testes de CEM para atender a um número crescente de exigências contidas em normas de compatibilidade eletromagnética. Quanto maior a quantidade e complexidade daqueles testes, maior o custo adicional ao desenvolvimento de um determinado produto. As razões para o contexto atual são eminentemente técnicas, mas não escondem um caráter político-econômico por trás de tudo. Por exemplo, é fato que o uso crescente de telefones celulares e demais terminais de comunicações de dados sem fio tem levado a uma preocupação cada vez maior com a administração do espectro de frequências, e também com a compatibilidade eletromagnética daqueles rádio-transmissores com equipamentos eletro-eletrônicos em geral. Por outro lado, é inegável que diante deste cenário, conglomerados ou associações de empresas com interesse em manter fechado seu disputado mercado criem cada vez mais obstáculos para novas empresas que pretendam entrar na competição. Uma forma disfarçada de realizar aquela estratégia é fazendo gestões junto a órgãos reguladores para impor normas técnicas com pesados critérios de compatibilidade.

Independentemente dos méritos comentados anteriormente, a realidade é que testes de CEM tendem a ser exigidos em escala cada vez maior. Mesmo aqui no Brasil, começa-se a perceber uma maior adesão às normas de CEM, seja de forma espontânea pelas empresas que desejam conquistar o mercado externo, seja pela imposição legal de agências reguladoras como a ANATEL, através, por exemplo, da Resolução Número 237 (BRASIL, 2000) e da Resolução Número 303 (BRASIL, 2002), e a ANVISA, através da Resolução 444 (BRASIL, 1999).

A verificação da compatibilidade eletromagnética compreende na realização de testes

de susceptibilidade do equipamento e emissão de ondas EM pelo mesmo (KODALI, 1996). Testes de emissão são realizados para verificar o nível de distúrbio eletromagnético produzido no ambiente pelo equipamento. Distúrbio eletromagnético é qualquer fenômeno eletromagnético que pode degradar a performance de um sistema, equipamento ou dispositivo (PAUL, 1992). Testes de susceptibilidade são realizados para verificar o funcionamento do equipamento no seu ambiente eletromagnético. Cada teste de emissão e susceptibilidade deve ser realizado através de campo EM conduzido e radiado (Figura 1.1).

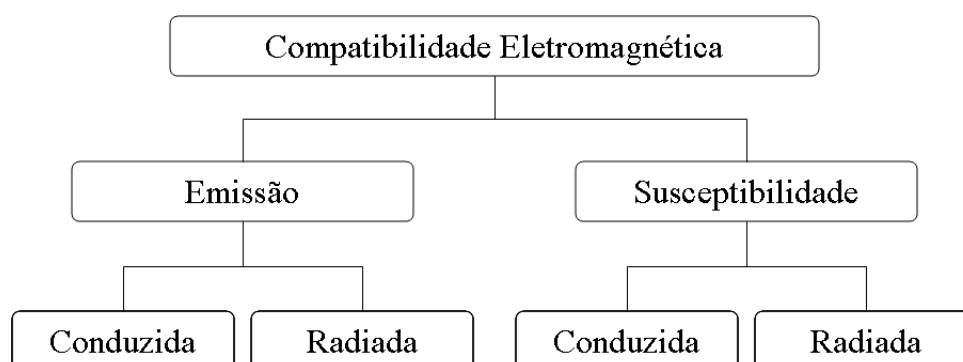


FIG. 1.1: Organograma dos testes realizados quanto a CEM

Em altas frequências (1 a $18GHz$), quando um produto é verificado se está dentro do padrão permitido pelo ponto de vista de emissões radiadas, os testes são realizados a distâncias proporcionais ao inverso do dobro do comprimento de onda em teste ($1/2\lambda$) (CISPR 16, 1999), o que geralmente resulta em distâncias maiores que 1 metro entre a fonte de distúrbio e o DUT (*Dispositive Under Test* - dispositivo em teste). Em alguns casos, porém, há a necessidade ou conveniência de se proceder a testes de emissão radiada em distâncias menores do que aquela determinada.

Um primeiro exemplo de cenário no qual a distância de teste é menor que 1 metro é a análise da distribuição de campo eletromagnético ao redor de circuitos impressos, trilhas e placas de circuitos eletrônicos. Este tipo de análise pode ser de grande utilidade quando realizada na fase de desenvolvimento do produto. Outro exemplo são alguns testes de CEM entre equipamentos rádio-transmissores em frequências elevadas, como os celulares e os terminais de WLAN. Ainda, a análise da susceptibilidade de seres vivos à irradiação eletromagnética desses transmissores também envolve testes em distâncias reduzidas.

Em todos os cenários supra-citados, um instrumento fundamental para a realização de vários testes de CEM é a sonda de campo eletromagnético, utilizada como instrumento de identificação de uma fonte de problema próximo ao DUT, sendo chamada de sonda de

campo próximo (KRAEMER, 2002). Várias sondas para teste de CEM estão disponíveis no mercado. Algumas possuem algum tipo de leitura na própria sonda, como por exemplo uma escala de cores, onde cada cor corresponde a uma magnitude de campo e acende de acordo com a medição, ou um apito sonoro, que soa ao chegar em um certo limiar. Outras mais sofisticadas possuem mostrador digital e interface para comunicação de dados com um computador.

Cabe neste ponto diferenciar os termos sensor e antena. Basicamente, a antena é um equipamento desenvolvido para transmitir e/ou receber com o máximo acoplamento do campo eletromagnético. A sonda, no entanto, é desenvolvida para recepção de campo elétrico ou magnético, com baixo acoplamento, somente o mínimo necessário para que seja possível medir o campo desejado (IEEE STD 1309, 1996).

Órgãos como IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*) estabelecem normas para testes de CEM. A ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas) utiliza como referência normas dos órgãos citados anteriormente. Eis alguns exemplos:

- NBR IEC/CISPR 11: limites e métodos de medição de características de perturbação eletromagnética em radiofrequência de equipamentos industriais, científicos e médicos (ISM - *Industrial Scientific and Medical*);
- IEEE Std 1309 - 1996: calibração de sensores e sondas de campo eletromagnéticos na faixa $9kHz$ a $40GHz$ (IEEE STD 1309, 1996);

Dado o grande interesse comercial envolvido, a literatura sobre projetos de sondas de campo é relativamente reduzida (VALDMAN, DIAS e SANTOS, 2005). Ainda assim, algumas referências recentes podem ser encontradas, como por exemplo nos artigos que Gao e Wolff (1996b e 1998b) descrevem o desenvolvimento de uma sonda de campo elétrico feita a partir de um cabo-coaxial semi-rígido. Esta idéia também foi realizada por outros autores (GAO, LAUER e REN, 1998a e VLAHACOS, BLACK e ANLAGE, 1996), que comprovaram a eficiência do uso desta sonda para mapeamento do campo elétrico ao redor de placas de circuito impresso.

Tendo em vista o cenário atual, neste trabalho foram pesquisados artigos científicos e normas internacionais sobre este assunto. Uma vez criada a base teórica, foi utilizado um programa especializado em dispositivos de microondas para simular sondas EM e estudar os seus comportamentos. Em paralelo, duas sondas foram projetadas e implementadas a partir de cabos coaxiais semi-rígidos. Estas mesmas sondas foram calibradas para a faixa

de 2 a $3GHz$ como exigido por normas internacionais, tendo em vista o maior interesse de aplicação pela instituição nesta faixa.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

O presente trabalho foi realizado com os seguintes objetivos:

- Estudar os princípios de funcionamento de sondas eletromagnéticas;
- Estudar as normas vigentes no assunto de sondas eletromagnéticas;
- Analisar o comportamento de sondas de campo elétrico através de simulações;
- Montar duas sondas de campo elétrico;
- Testar experimentalmente as sondas de campo elétrico criadas dentro das condições exigidas pelas normas;
- Avaliar o comportamento das sondas implementadas.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Além deste capítulo introdutório, o trabalho foi organizado nos seguintes capítulos:

Capítulo 2: apresenta uma revisão bibliográfica do assunto "sondas eletromagnéticas". Os conceitos básicos necessários para a compreensão deste trabalho são definidos, bem como as características fundamentais das sondas. Os dispositivos transdutores de energia mais conhecidos são descritos. Por último, as sondas eletromagnéticas já desenvolvidas encontradas na literatura técnico-científica são apresentadas.

Capítulo 3: com base em normas internacionais de CEM pertinentes no assunto, este capítulo descreve o material necessário para a construção das sondas do presente trabalho, bem como a construção em si. Todo o processo de calibração é definido, ou seja: a montagem do procedimento; os equipamentos utilizados para a calibração; como as medidas são procedidas; e a documentação necessária para a calibração de uma sonda eletromagnética.

Capítulo 4: apresenta a simulação do comportamento de sondas como as definidas no Capítulo 3. Primeiro, uma breve apresentação do programa de simulação adotado é feita. Em seguida, o cenário criado para a simulação das sondas é descrito. As situações simuladas são então apresentadas e os parâmetros de avaliação são também definidos. Por fim, os resultados são comparados e discutidos.

Capítulo 5: apresenta o procedimento experimental de calibração das sondas montadas, que envolve desde a definição dos parâmetros e características do sistema de teste até a descrição dos ensaios, que puderam ser realizados dentro de uma câmara semi-aneecóica. Os parâmetros avaliados no capítulo anterior foram também considerados na análise dos dados experimentais. A comparação entre os valores experimentais e simulados é discutida. Uma sonda comercial também é utilizada nos ensaios experimentais para verificação dos resultados.

Capítulo 6: apresenta as conclusões obtidas com o desenvolvimento deste trabalho, bem como sugestões de trabalhos futuros.

2 CONCEITOS BÁSICOS

Neste capítulo, uma visão geral de sondas eletromagnéticas é apresentada, com base em artigos e livros encontrados em literatura técnico-científica especializada.

Na primeira seção, são apresentadas definições e conceitos básicos de sondas eletromagnéticas e sistemas de medição. Os termos mais utilizados são discutidos e diferenciados.

Posteriormente, as características gerais das sondas são apresentadas. A sonda é classificada de acordo com a condição de isotropia. O tipo de detecção - pico, quase-pico e média - é discutido. As condições físicas desejadas são caracterizadas. Por fim, são apresentadas as condições que devem ser satisfeitas para que o ensaio tenha resultados confiáveis.

Em seguida, dispositivos transdutores de energia e sensores são abordados. Dentre estes dispositivos estão: termopar; termistor; diodo retificador; sensor de deslocamento de corrente; e sensor eletro-óptico. Cada um destes dispositivos é caracterizado, assim como são apresentadas as principais vantagens e desvantagens de cada um, de acordo com o que foi encontrado na literatura.

Na última seção, sondas de campo elétrico e sondas de campo magnético desenvolvidas por autores distintos são apresentadas resumidamente.

2.1 DEFINIÇÕES E CONCEITOS BÁSICOS

O sistema típico de medição de campo EM é definido pelo conjunto de três elementos básicos - sonda, cabo e dispositivo de leitura - e por uma unidade externa opcional (IEEE C95-3, 2002), como ilustrado na Figura 2.1. Cada componente é detalhado a seguir.

Sondas (*probes*) de campo eletromagnético são genericamente definidas como dispositivos passivos eletricamente pequenos usados para medição dos campos elétrico ou magnético (KRAEMER, 2002).

A sonda consiste em um ou mais sensores (*sensors*) de campo em combinação com um circuito de condicionamento (IEEE C95-3, 2002). Ela é projetada para extrair pouca energia do campo medido, para desta forma provocar uma perturbação desprezível no campo. De modo geral, o seu tamanho e suas características determinam a performance e a aplicação da mesma.

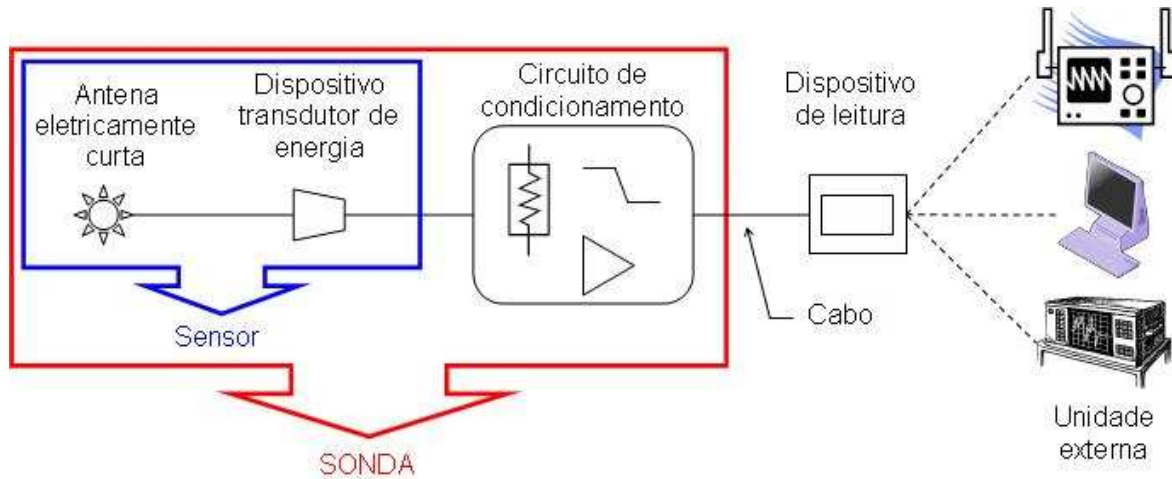


FIG. 2.1: Sistema de medição: sonda, cabo, dispositivo de leitura e unidade externa

Os sensores tem como objetivo detectar o campo EM do meio e converte-lo em corrente elétrica, de modo que seja possível quantificar o campo EM através da corrente induzida na sonda. O sensor é composto de uma antena eletricamente curta mais um dispositivo transdutor de energia.

A antena eletricamente curta depende da natureza do campo medido: magnética ou elétrica. Para a medição do campo magnético, este elemento é normalmente em forma de laço, enquanto que para a medição de campo elétrico, é necessário um dipolo ou um monopolo. Esta antena deve ser eletricamente curta para atender os requisitos previamente citados na definição de sonda (desprezível ao meio de medição). Alguns exemplos são apresentados na Seção 2.4.

Dentre os dispositivos transdutores de energia mais utilizados estão o diodo e o termopar. Em alguns casos a antena curta e o dispositivo transdutor de energia praticamente se confundem e se integram numa mesma unidade, como no caso do sensor de deslocamento de corrente. Os dispositivos encontrados na literatura são descritos na Seção 2.3.

O circuito de condicionamento trata o sinal através de filtragem, amplificação, digitalização, entre outros, de modo a adequar o sinal de saída às características específicas do dispositivo de leitura.

Para obter o valor do campo EM não basta ter somente a sonda. Um dispositivo ou equipamento de leitura, externo ou embutido, deve estar conectado à sonda para que o valor do campo possa ser quantificado. Esta conexão deve ser feita através de um cabo ou alguma outra via que transporte o sinal detectado ao dispositivo de leitura. Este cabo, assim como a sonda, não deve causar perturbações no campo. Nesse sentido, o sistema

como um todo deve ser totalmente passivo.

A unidade externa pode ser um analisador de espectro, um medidor de potência, etc., de acordo com a necessidade, conveniência e disponibilidade de equipamentos. Computadores e periféricos podem ser utilizados se o dispositivo de leitura possuir interface compatível. O uso desta unidade externa se faz necessária quando a sonda não possui o dispositivo de leitura embutida. Nestes casos, a unidade externa atua como o próprio dispositivo de leitura. Em alguns casos, até mesmo alguns dos componentes previamente citados (dispositivos transdutores de energia e circuitos de condicionamento) podem estar incorporados na unidade externa, quando esta unidade é um instrumento de medição de bancada, como, por exemplo, um analisador de espectro.

2.2 CARACTERÍSTICAS GERAIS

Características gerais das sondas, como isotropia, tipo de detecção (pico, quase-pico ou média) e características físicas são apresentadas nesta seção.

As sondas são classificadas com relação a sua condição de isotropia em dois grupos (IEEE C95-3, 2002):

- a) Sondagens não-isotrópicas - fazem a medida apenas no plano do sensor, devendo ser orientada para o maior valor de campo medido. Este tipo de sonda é útil para medir componentes individuais do campo de interesse. Um exemplo de sensor não-isotrópico é o HI-4450 da ETS-Lindgren, ilustrado na Figura 2.2 (a).
- b) Sondagens isotrópicas - fazem a medida nas direções cartesianas x , y e z simultaneamente. Os sensores, via de regra, estão dispostos ortogonalmente. Um exemplo de sensor isotrópico é o FP6001 da ETS-Lindgren, ilustrado na Figura 2.2 (b).

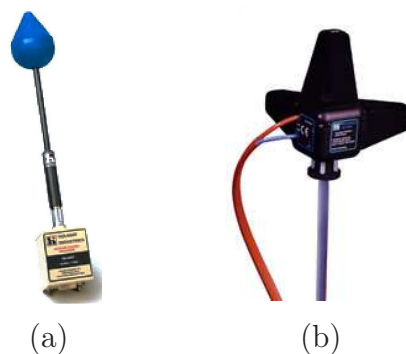


FIG. 2.2: Exemplos de sensores (a) Não-Isotrópico e (b) Isotrópico

As sondas também são exemplificadas quanto ao tipo de detecção: pico, quase-pico, RMS (*Root Mean Square*) ou média (*average*). A escolha do tipo de detector depende da aplicação. A Tabela 2.1 apresenta a resposta de saída e as aplicações típicas para cada tipo de detector (KODALI, 1996 e CISPR 16, 1999).

TAB. 2.1: Tipos de Detectores

Detecção	Resposta de Saída	Aplicações (Medidas de)
RMS	amplitude proporcional à área do pulso de um sinal com espectro de frequências uniforme, vezes a raiz quadrada da largura de banda e da taxa de repetição do sinal	interferência faixa larga; distúrbios atmosféricos; ruído randômico; testes de CEM entre linhas de alta tensão e redes de comunicação.
Média (<i>average</i>)	amplitude média da envoltória do sinal	nível de portadoras moduladas de rádio; fontes faixa estreita; testes de CEM entre linhas de alta tensão e redes de comunicação; interferências em instrumentos industriais, médicos e científicos.
Pico	leitura direta da magnitude do pico	interferências para padrões militares; interferências pulsantes; baixa taxa de repetição de pulsos.
Quase-pico	amplitude proporcional à razão entre a constante de tempo de carga e descarga do detector	interferência em receptores AM; interferências em instrumentos industrial, médico e científico; ruído de rádio devido a linhas de alta tensão e subestações; interferências devido a dispositivos de iluminação; ruído de rádio devido à interface de dispositivos da televisão.

Quanto as características físicas, segundo a norma seguida pelo IEEE (IEEE C95-3, 2002), idealmente as sondas devem ser:

- a) Portáteis;
- b) Leves;
- c) Pequenas (com pouco volume);
- d) Invariantes com a temperatura, umidade e pressão;
- e) Duráveis;
- f) De fácil leitura;

- g) De fácil ajuste;
- h) De fácil uso.

Por fim, as seguintes condições devem ser satisfeitas para uma medição bem sucedida (IEEE C95-3, 2002):

- A sonda não deve ter espúrios de resposta;
- A sonda deve ser eletricamente pequena, ou seja, sua dimensão deve ser muito menor do que o comprimento de onda na sua maior frequência de operação;
- A sonda não deve produzir espalhamento do campo eletromagnético incidente;
- A sonda deve responder a todos os tipos de polarização de campo;
- O cabo do instrumento de medição não deve interagir com o campo ou conduzir corrente de RF do campo para o sensor, para não marcarar a medida.

2.3 DISPOSITIVOS TRANSDUTORES DE ENERGIA

Transdutor é todo o dispositivo que transforma uma forma de energia em outra, utilizando para isso um elemento que recebe os sinais e os transforma (WIKIPÉDIA, 2006). Nos casos dos dispositivos transdutores utilizados por sondas, esta transformação ocorre, por exemplo, de energia térmica para energia elétrica ou de energia elétrica AC para energia elétrica DC.

Os transdutores de energia são uma parte da sonda. A corrente ou tensão de saída destes dispositivos é proporcional ao campo elétrico ou magnético em que a sonda está exposta, dependendo do tipo de antena curta conectada ao transdutor.

Dispositivos transdutores de energia com a antena eletricamente curta agregada na mesma unidade também foram encontrados, e são apresentados no último item desta seção.

2.3.1 TERMISTOR

O termistor é um componente que opera mudando sua própria resistência de acordo com a mudança de temperatura (FANTOM, 1990). A mudança de temperatura é resultado da conversão de energia de RF ou energia de microondas em calor dentro do elemento transdutor.

As características do termistor de resistência *versus* potência não são lineares e variam muito entre os dispositivos. Para linearizar o sistema, uma técnica aplicada encontrada na literatura é a técnica de balanço em ponte, em que a resistência do elemento termistor é mantido constante através de polarização DC ou de baixa frequência (AGILENT, 2001). A técnica de balanço em ponte também foi encontrada para minimizar o efeito da variação da temperatura ambiente (FANTOM, 1990).

Os elementos termistores são montados em cabos coaxiais e guias de onda. Para que a energia medida seja somente aquela dissipada no termistor, o sensor deve ter um bom casamento de impedância com a linha de transmissão, baixas perdas resistivas e dielétricas, isolamento térmica, isolamento física e blindagem contra campos externos (AGILENT, 2001).

Dois exemplos de montagem de termistores em guias de onda são apresentados na Figura 2.3 (FANTOM, 1990). A Figura 2.3 (a) apresenta a montagem tipo barra e poste (*bar and post*). Na Figura 2.3 (b), é apresentada uma montagem do tipo escada (*stepped*).

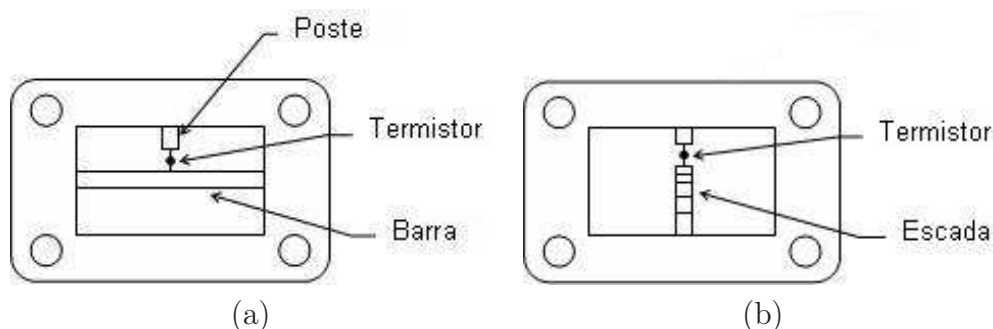


FIG. 2.3: Exemplos de montagem de termistores em guias de onda

2.3.2 TERMOPAR

O termopar é um dispositivo formado por dois cabos metálicos de composições diferentes, que gera uma tensão elétrica relacionada à diferença de temperatura entre as junções destes cabos (SOARES, 2004).

A partir da década de 70, quando se iniciou o desenvolvimento e a aplicação da tecnologia de filme fino em conjunto a técnicas de microeletrônica, a sonda com termopar começou a apresentar melhor curva de calibração (mais constante) do que a sonda com termistor. Com isto, a sonda com termopar ficou mais popular para medição de campos EM do que a sonda com termistor, apresentando com o tempo uma melhor sensibilidade e maior frequência máxima de operação (FANTOM, 1990). Um exemplo da seção

transversal de um termopar é mostrado na Figura 2.4.

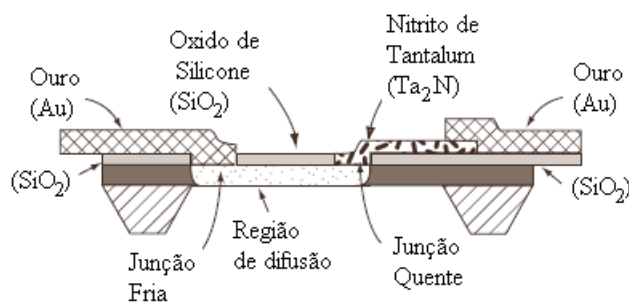


FIG. 2.4: Exemplo de uma seção transversal de um termopar (AGILENT, 2001)

Antes de explicar o princípio de medição do termopar, é necessário saber o princípio físico que ocorre ao aquecer um metal, ilustrado na Figura 2.5 e descrito a seguir.

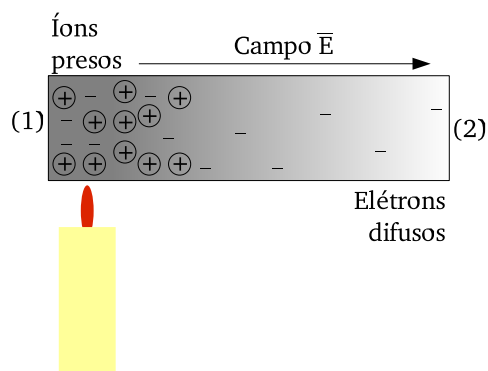


FIG. 2.5: Princípio físico do aquecimento de metais

Quando a extremidade de uma placa metálica é aquecida, o aumento de temperatura gera elétrons livres nesta região - extremidade 1 na Figura 2.5. Estes elétrons livres se deslocam para a extremidade 2 por difusão. Os íons positivos também são atraídos para a extremidade 2, porém esta difusão não ocorre pois estão presos na estrutura metálica. Desta forma, os elétrons são atraídos de volta à extremidade 1 através da força definida pela Lei de Coulomb. Quando as duas forças, Coulomb e difusão, são iguais, ocorre o equilíbrio. O campo elétrico ao longo do comprimento da placa metálica gera uma força correspondente a energia potencial por unidade de carga, chamada de força eletromotriz (fem) de Thomson (AGILENT, 2001).

O termopar é constituído pela junção de dois metais diferentes, como na Figura 2.6. Similarmente ao que acontece quando um único metal é aquecido, ao aquecer uma junção de dois metais diferentes, uma densidade de elétrons livres diferentes em cada metal é

gerada, produzindo difusão e força eletromotriz. Este fenômeno é chamado de efeito Peltier (AGILENT, 2001).

Além da junção aquecida, chamada de junção quente, a outra junção, chamada de junção fria, deve ser mantida em uma temperatura mais baixa que a temperatura da primeira junção. No circuito criado, ao conectar um voltímetro entre os metais, a força eletromotriz da malha é medida, chamada de fem de Seebeck (FANTOM, 1990).

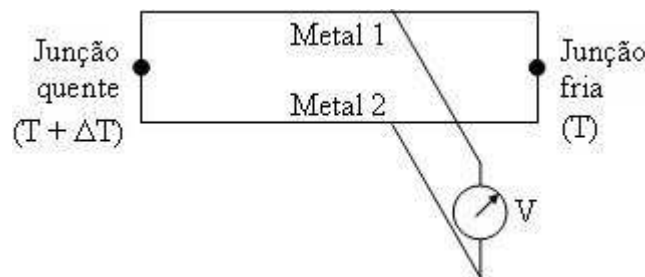


FIG. 2.6: Termopar - dois materiais diferentes

Termopares geram sua própria tensão, não requerem corrente de excitação, são simples, robustos, imunes a vibrações, fáceis de construir e operam em ampla faixa de valores (SOARES, 2004). Referência de uso desta técnica até a frequência de $95GHz$ foi encontrada (IEEE C95-3, 2002).

As principais desvantagens são o baixo nível de tensão gerada (valores típicos estão na faixa de $50mV$), a não linearidade e a necessidade de compensação da temperatura da junção de referência (SOARES, 2004). Devido aos baixos níveis de tensão, deve-se tomar cuidado para evitar ação de interferências (blindagens, fios trançados, etc.) (IEEE C95-3, 2002). Desta forma, apesar de possível, não é recomendado o uso de termopares em frequências muito elevadas. Nestas situações, tabelas de calibração devem ser usadas com maior cuidado.

A maior desvantagem do termopar é a sua instabilidade. Por não ter retorno para corrigir diferentes sensibilidades, medições com termopar são ditas de laço-aberto (*open-loop*), e podem resultar em saídas DC diferentes para a mesma potência de RF (AGILENT, 2001). Para resolver este problema, um oscilador de referência de potência é usado para calibrar o sensor.

2.3.3 DIODO RETIFICADOR

O diodo é um componente semicondutor que converte um sinal de corrente alternada (AC) em corrente contínua (DC) devido às suas propriedades de retificação. A sonda

com diodo retificador é ainda mais sensível que a sonda com o termopar (AGILENT, 2001).

Para explicar o princípio da técnica que usa o diodo retificador, uma pequena revisão é apresentada. A corrente no diodo (i) é dada por (AGILENT, 2001)

$$i = I_s(e^{qV/nkT} - 1) \quad [A] \quad (2.1)$$

onde, I_s é a corrente de saturação (constante em uma certa temperatura), em $[A]$, V é a tensão nos terminais do diodo, em $[V]$, q é a carga de um elétron ($1,6 \cdot 10^{-19}C$), n é um fator de correção (aproximadamente 1, 1 para os diodos usados em sensores de potência), k é a constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}J/K$), e T é a temperatura absoluta da junção, em $[K]$.

Reescrevendo a Equação 2.1 em série de potências é obtido

$$i = I_s(aV + \frac{(aV)^2}{2!} + \frac{(aV)^3}{3!} + \frac{(aV)^4}{4!} + \dots) \quad (2.2)$$

onde,

$$a = \frac{q}{nKT}$$

Os termos de ordem par são responsáveis pela retificação do sinal. Para sinais baixos, somente o termo de segunda ordem é significativo e o diodo opera na chamada região quadrática. Nesta região, a saída (i) é proporcional à tensão de entrada (V) ao quadrado. Quando a tensão de entrada (V) aumenta de modo que as ordens mais altas devem ser consideradas, o diodo opera na chamada região quase-quadrática ou região de transição. Acima desta região, a detecção é linear em escala logarítma. Neste último caso, o diodo opera na chamada região linear, onde a entrada (i) é proporcional à saída (V).

Tipicamente, o diodo opera na região quadrática para valores de entrada até aproximadamente $-20dBm$. Entre $-20dBm$ até aproximadamente $0dBm$, o diodo opera na região de transição. A partir deste ponto, o diodo opera na região linear (AGILENT, 2001). A Figura 2.7 (a) apresenta o comportamento do diodo para potências de entrada de -70 até $20dBm$ através do gráfico de potência de entrada *versus* tensão de saída, enquanto que a Figura 2.7 (b) apresenta o desvio da lei dos quadrados para a potência de entrada variando entre -60 e $20dBm$.

A principal desvantagem do diodo retificador é a sua alta sensibilidade à potência (IEEE C95-3, 2002). Esta sensibilidade exige que a faixa de operação do diodo se restrinja a baixos níveis de entrada para indicar a real densidade total de potência. Quando o diodo opera em altos níveis, a tensão de saída deve ser modificada para indicar o valor correto.

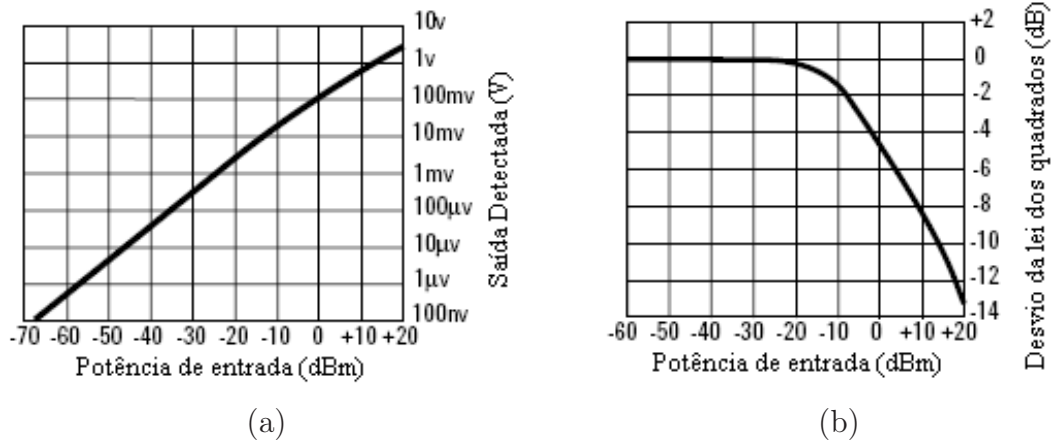


FIG. 2.7: Regiões características do diodo (AGILENT, 2001)

Outra desvantagem é a variação com a temperatura ambiente. A saída pode variar até $0,05dB/^\circ C$ (IEEE C95-3, 2002).

A principal vantagem do diodo é a medição independente da polarização ou direção de incidência da onda (IEEE C95-3, 2002). Esta técnica é usada usualmente na faixa de frequência de $100kHz$ a $26GHz$ (AGILENT, 2001).

2.3.4 DISPOSITIVOS TRANSDUTORES DE ENERGIA COM ANTENA ELETRICAMENTE CURTA

Até agora, todos os dispositivos transdutores de energia descritos necessitam de uma antena eletricamente curta que forneça a corrente para assim apresentar uma resposta proporcional ao campo EM. Nos dois últimos dispositivos descritos a seguir, a antena eletricamente curta e o dispositivo transdutor de energia estão na mesma unidade.

2.3.4.1 SENSOR DE CORRENTE DE DESLOCAMENTO

O sensor de corrente de deslocamento tem o objetivo de medir campos elétricos normais a superfícies condutoras, tipicamente usados nas faixas LF e VLF (IEEE C95-3, 2002).

Este tipo de sensor tem a forma de um capacitor de placas paralelas, onde cada placa é dupla face com $30cm$ de diâmetro. O nome sensor de corrente de deslocamento é devido à sua corrente ser proporcional à derivada no tempo do deslocamento elétrico, que por sua vez é proporcional à derivada no tempo do campo elétrico incidente (IEEE C95-3, 2002). A tensão medida na saída do sistema de medição é a integração da corrente de

deslocamento, diretamente proporcional ao campo elétrico incidente.

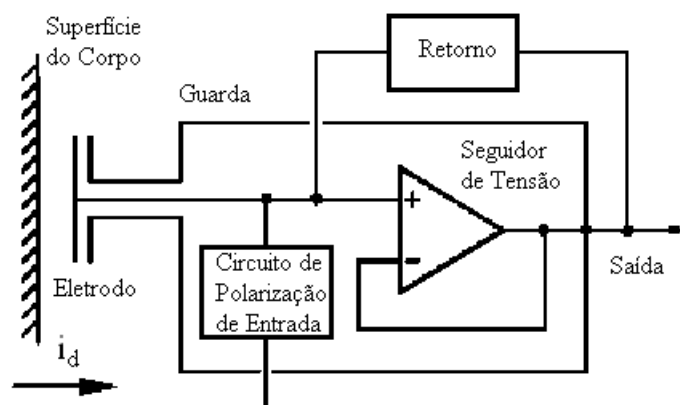


FIG. 2.8: Diagrama de blocos do sensor de corrente de deslocamento (HARLAND, CLARK e PRANCE, 2004)

2.3.4.2 SENSOR ELETRO-ÓPTICO

O sensor eletro-óptico mede o campo elétrico através de um modulador eletro-óptico faixa larga (DC a $20GHz$) que converte a informação da magnitude de campo incidente em um feixe instantâneo laser.

A energia laser é transmitida via fibra óptica para um modulador. O modulador imprime uma modulação em amplitude no feixe de laser, proporcional à amplitude instantânea do campo eletromagnético de RF ao qual o modulador está exposto. O feixe modulado em amplitude é então transferido do modulador para um fotodetector, que converte o feixe óptico modulado em um sinal elétrico proporcional à amplitude instantânea da intensidade de campo (IEEE C95-3, 2002).

2.4 SONDAS ENCONTRADAS NA LITERATURA

Poucos artigos descrevem como montar sondas de campo elétrico e sondas de campo magnético na literatura. Nesta seção, os artigos encontrados são apresentados.

2.4.1 SONDA DE CAMPO MAGNÉTICO

Foram encontrados dois tipos de construção para as antenas eletricamente curtas neste caso: um laço ou dois laços (*loop*).

Osofsky e Schwarz (1996 e 1989) desenvolveram uma sonda magnética através de uma antena curta com dois laços, ilustrada na Figura 2.9. O tamanho de cada laço para uma frequência máxima de $20GHz$ foi de $15mm$ de comprimento por $7mm$ de largura, formando os dois laços em conjunto um quadripolo magnético. Há uma relação de compromisso associada ao raio do laço. Uma sonda com laços maiores teria sensibilidade de campo magnético maior, entretanto, esta sensibilidade também se aplica a interferências de campo distante. Ou seja, a rejeição de radiação de campo distante seria menor.

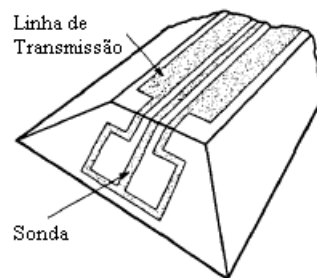


FIG. 2.9: Antena curta com dois laços (OSOFSKY e SCHAWARZ, 1989)

O sensor magnético com dois laços é utilizado para medir o campo magnético de linhas coplanares e *microstrip* (OSOFSKY e SCHAWARZ, 1996 e 1989). A teoria apresentada pelos autores mostra que quando o sensor é posicionado sobre a trilha próximo a uma placa de circuito, o campo magnético gerado pelo circuito induz corrente no sensor, pois o campo sobe por um laço e desce por outro, como mostra a Figura 2.10. Já uma fonte distante de um campo uniforme não irá induzir corrente no sensor, pois o sinal induzido em um laço irá cancelar o sinal induzido no outro laço, como mostra a Figura 2.11.

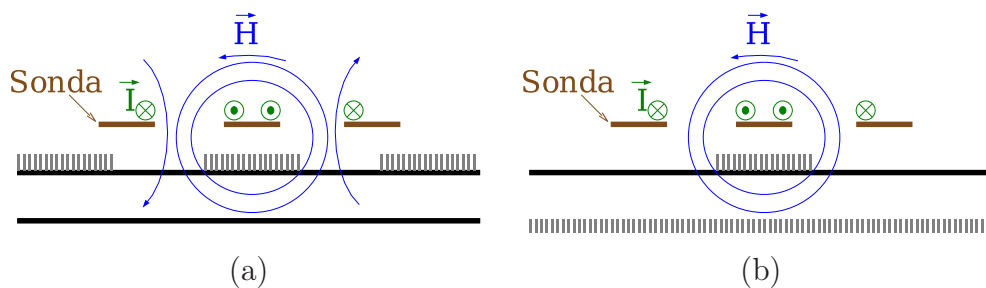


FIG. 2.10: Configuração de campo próximo em linhas (a) Coplanar e (b) *Microstrip*, para sonda de Osofsky e Schawarz (1989)

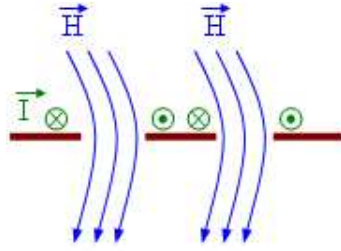


FIG. 2.11: Configuração de campo distante em linhas coplanar e *microstrip*

Como apresentado pelos autores, para medir o campo magnético a sonda não necessita estar em contato direto com o dispositivo em teste, e com isso o distúrbio proporcionado no sistema é desprezível. O sistema de medição utilizado por Osofsky e Schwarz está representado na Figura 2.12. A corrente induzida na sonda passa por uma linha de transmissão coplanar para o analisador de espectro. Neste ponto já é possível fazer a medição de amplitude da corrente. Para medir a fase, um sinal de referência de mesma frequência e fase ajustável é adicionado ao sinal da sonda. A fase na ponta de medição é então comparada com o ponto de referência escolhido no circuito e, desta forma, o atraso ocorrido é determinado.

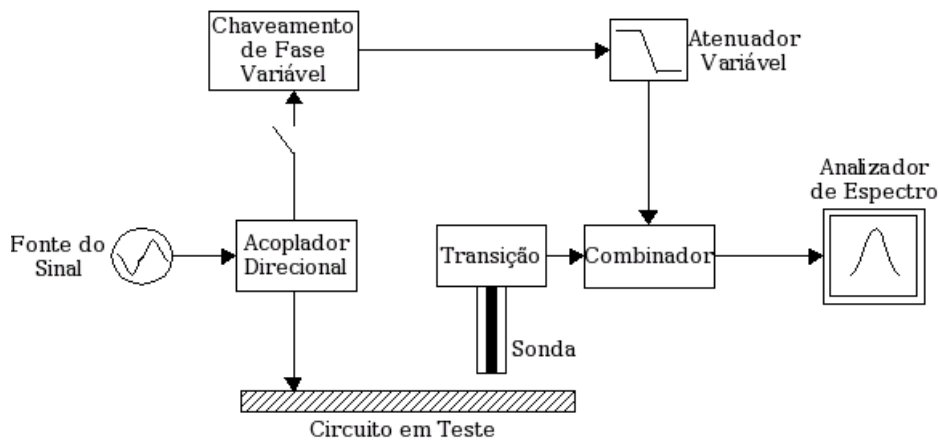


FIG. 2.12: Sistema de medição usado por Osofsky e Schwarz (1989)

Gao e Wolff (1996a) desenvolveram duas sondas com um único laço cada (funcionando como antena curta), em que uma tem o objetivo de medir a componente z e a outra tem o objetivo de medir as componentes x e y do campo. As sondas foram desenvolvidas para medir a distribuição superficial de corrente em circuitos planares de alta frequência, na faixa de 1 a $20GHz$. Cada laço tem a forma de um quadrado, com lados de $710\mu m$, feitos em substrato de RT Duroid ($\epsilon_r = 2,2$, $h = 0,5mm$), com largura de $55\mu m$, como ilustra

a Figura 2.13. Os autores afirmam que quanto menor a largura do condutor, menor a influência da sonda no circuito devido ao menor acoplamento de campo realizado.

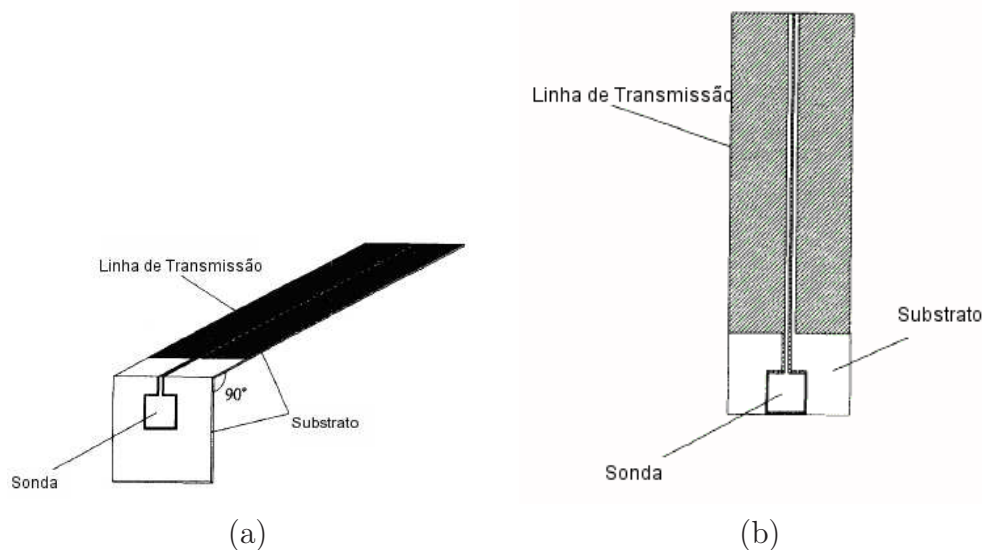


FIG. 2.13: Sensor magnético de um laço: (a) H_z e (b) H_x e H_y (GAO e WOLFF, 1996a)

2.4.2 SONDA DE CAMPO ELÉTRICO

Gao e Wolff (1996b) desenvolveram uma sonda de campo elétrico a partir de um cabo-coaxial semi-rígido, formando um monopolo. Este tipo de sensor é capacitivo (GAO e WOLFF, 1996b e 1998b).

A teoria desenvolvida pelos autores, baseada em princípios básicos de eletromagnetismo, indica que a corrente elétrica induzida em um capacitor é dada por

$$i = C \frac{du(t)}{dt} \quad (2.3)$$

onde

$$u(t) = AE(t) \quad (2.4)$$

sendo A uma constante do sistema e C o valor da capacitância.

Seja,

$$E(t) = E_0 f(t) \quad (2.5)$$

onde

$$|f(t)| \leq 1 \quad (2.6)$$

sendo E_0 a intensidade de pico do campo elétrico.

Derivando a Equação (2.5) no tempo, tem-se

$$\frac{dE(t)}{dt} = E_0 \frac{df(t)}{dt} \quad (2.7)$$

Em seguida, derivando a Equação (2.4) no tempo e com auxílio de (2.7) chega-se a

$$\frac{du(t)}{dt} = A \frac{dE(t)}{dt} = AE_0 \frac{df(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Por fim, substituindo (2.8) em (2.3)

$$i(t) = CAE_0 \frac{df(t)}{dt} \quad (2.9)$$

Os autores afirmam ainda que, em um cabo coaxial, a corrente induzida é principalmente composta pela componente z , ou seja, a corrente induzida no sensor elétrico é proporcional à componente vertical do campo elétrico. Posicionando a sonda sobre as trilhas de circuito de uma placa, como ilustrado na Figura 2.14, é possível fazer um mapeamento do campo elétrico sobre a placa (GAO e WOLFF, 1996b).

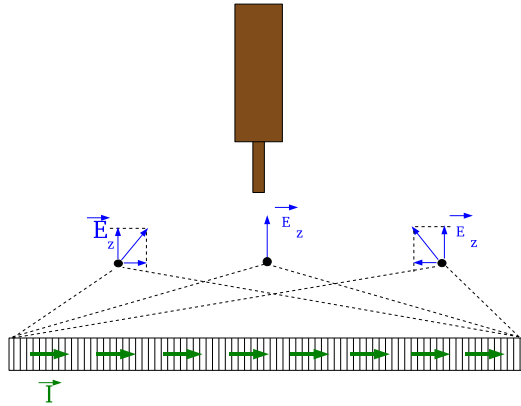


FIG. 2.14: Sensor monopolo posicionado sobre uma trilha de circuito medindo somente a componente z

Gao, Lauer e Ren (1998a) construíram duas sondas elétricas para a faixa de 0,05 a $20GHz$ a partir de dois cabos coaxiais, denominadas *EPZ1* e *EPZ2*, para medir a componente elétrica de um campo próximo na coordenada z . O modelo das sondas está ilustrado na Figura 2.15. *EPZ1* tem $508\mu m$ de diâmetro externo (D), $112\mu m$ de diâmetro interno (d) e uma extensão de $300\mu m$ além do condutor externo (l). *EPZ2* tem $1190\mu m$ de diâmetro externo (D), $287\mu m$ de diâmetro interno (d) e uma extensão de $1000\mu m$ além do condutor externo (l). Os autores provaram que este tipo de sonda é capaz de mapear a corrente em circuitos planares passivos ou ativos.

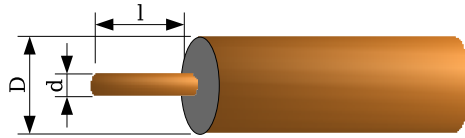


FIG. 2.15: Sensor tipo monopolo

O *American Institute of Physics* também desenvolveu uma sonda a partir de um cabo coaxial semi-rígido de 50Ω com 10mm de comprimento, soldado em um conector SMA (VLAHACOS, BLACK e ANLAGE, 1996). O sistema de medição utilizado pelo instituto está representado na Figura 2.16.

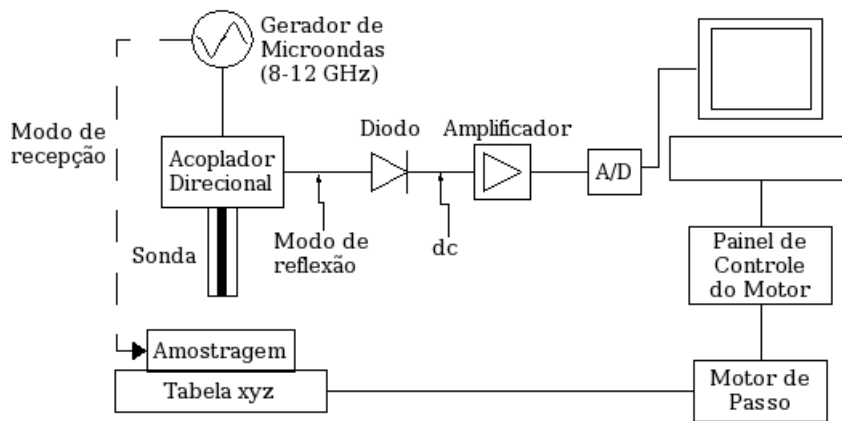


FIG. 2.16: Sistema de teste usado pelo *American Institute of Physics* (VLAHACOS, BLACK e ANLAGE, 1996)

A faixa de frequência do ensaio foi de $7,5$ a $12,4\text{GHz}$. Os autores afirmam que a sonda não necessita ter um contato direto com o DUT, causando pouca influência no sistema. O diodo produz um sinal DC proporcional à magnitude da onda refletida. A saída é amplificada e digitalizada por um conversor A/D, diretamente ligado a um computador, que controla o sistema e apresenta as leituras de campo.

3 CONSTRUÇÃO E CALIBRAÇÃO DAS SONDAS

No presente trabalho foram implementadas duas antenas curtas de campo elétrico, a partir de dois cabos coaxiais semi-rígidos. Para realização dos ensaios, as antenas foram conectadas a um analisador de espectro. É conhecido que o analisador de espectro tem um diodo retificador dentro de seu circuito para leitura do sinal de entrada, sendo este o dispositivo transdutor de energia utilizado. Nenhum circuito de condicionamento foi utilizado. Desta forma, o analisador de espectro teve as funções do dispositivo transdutor de energia e dispositivo de leitura.

Para facilitar a descrição da criação e da calibração das antenas eletricamente curtas, neste trabalho especificamente o termo **sonda** é utilizado para as duas antenas desenvolvidas.

Neste capítulo é apresentado o material utilizado para a montagem das sondas, como foram construídas, bem como o processo de calibração, incluindo a definição de suas características, a montagem do ensaio, os equipamentos utilizados e o procedimento de medição.

Este desenvolvimento foi baseado nas seguintes normas internacionais:

- ANSI C63.2 - *American National Standard for Electromagnetic Noise and Field Strength Instrumentation, 10Hz to 40GHz - Specifications* (ANSI C63.2, 1996);
- ANSI C63.4 - *American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9kHz to 40GHz* (ANSI C63.4, 2004);
- CISPR 16 - *Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods* (CISPR 16, 1999);
- IEEE Std C95.3 - *IEEE Recommended Practice for Measurements and Computations of Radio Frequency Electromagnetic Fields With Respect to Human Exposure to Such Fields, 100kHz to 300GHz* (IEEE C95-3, 2002);
- IEEE Std 1309 - *IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antennas, from 9kHz to 40GHz* (IEEE STD 1309, 1996).

3.1 MATERIAL E MONTAGEM DAS SONDAS

As duas sondas avaliadas foram montadas no Laboratório de RF e Antenas do Instituto Militar de Engenharia. Um dos objetivos do trabalho era desenvolver um dispositivo de baixo custo. Desta forma, as sondas foram construídas com o material disponível no laboratório: dois cabos coaxiais semi-rígidos de 50Ω e dois conectores SMA.

Cada cabo coaxial semi-rígido foi cortado no comprimento aproximado de $80mm$, tamanho de fácil manuseio. Em uma das extremidades, em torno de $2mm$ de condutor externo e de dielétrico do cabo foram retirados com um estilete, fazendo com que o condutor interno ficasse exposto. Esta é a extremidade sensível ao campo eletromagnético incidente, que converte o campo elétrico em corrente no cabo coaxial.

A outra extremidade foi preparada para ser soldada a um conector SMA. Para isto, primeiro foi retirado um pequeno pedaço de condutor externo e de dielétrico, deixando livre o condutor interno a ser inserido no conector, sendo este o ponto de conexão. Em seguida, a superfície de condutor externo em contato direto com o conector foi levemente lixada, para que o encaixe fosse perfeito, e limpa com álcool isopropílico antes da soldagem do conector do tipo SMA. Foi soldado um conector com rosca interna, formando no fim um conector SMA macho.

As sondas foram denominadas de **Sonda Menor**, para o cabo coaxial de menor bitola, e **Sonda Maior**, para o cabo coaxial de maior bitola. As características de cada sonda são apresentadas na Tabela 3.1. A Figura 3.1 apresenta uma foto das sondas na forma final.

TAB. 3.1: Características das sondas construídas no presente trabalho

Característica	Sonda Menor	Sonda Maior
Diâmetro do condutor interno (mm)	0,50	0,90
Diâmetro do dielétrico (mm)	1,55	2,90
Diâmetro do condutor externo (mm)	2,25	3,60
Permissividade relativa do dielétrico	1,84	1,97
Comprimento extra do condutor interno (mm)	2,40	3,50
Comprimento total (mm)	83,55	80,80
Tipo de Conector	SMA (macho)	SMA (macho)
Impedância do cabo (Ω)	50	50

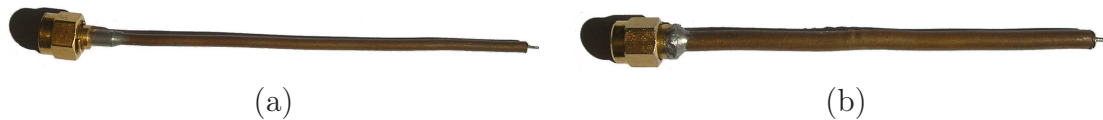


FIG. 3.1: Fotos das sondas construídas (a) **Sonda Menor** e (b) **Sonda Maior**

3.2 GRADE DE CALIBRAÇÃO

Para a calibração de sensores e sondas de campo eletromagnético uma grade de calibração é definida, como determina a norma IEEE Std 1309. Grade de calibração é a tabela que apresenta as características do ensaio. Tanto para calibração no domínio do tempo quanto para calibração no domínio da frequência, é necessário que se defina esta grade. Tendo em vista que a calibração da sonda construída no presente trabalho foi realizada no domínio da frequência, a grade de calibração foi detalhada neste domínio. Ela é composta pelos itens apresentados na Tabela 3.2, descritos a seguir.

TAB. 3.2: Grade de calibração

Método de Calibração	A, B ou C
Tipo de Calibração	TD ou FD
Frequências Medidas	F1, F2, F3, F4, F5, F6, FX ou FZ
Nível de Amplitude Medido	A1, A2 ou A3
Isotropia	I0, I1, I2, I3 ou IX
Tempo de Resposta	R0 ou R1
Constante de Tempo	T0 ou T1
Modulação	M0, M1 ou MX

Método de calibração - são definidos três métodos de calibração:

- A - Calibração com referência a um Padrão de Transferência, sensor este similar ao que está sendo avaliado - DUT - previamente calibrado dentro das especificações internacionais;
- B - Calibração com referência a valores de campos calculados. O DUT é colocado em um local de referência de campo calculado baseado na geometria e nos parâmetros de entrada medidos da fonte geradora de campo;
- C - Calibração através de um Sensor Padrão Primário, sensor de referência padrão sem dispositivos passivos ou ativos, calibrado em laboratórios certificados com padrões

internacionais. Ele é utilizado para determinar a magnitude do campo usado para calibrar o DUT.

Tipo de calibração - a calibração é feita em um dos dois domínios:

TD - Domínio do tempo, a calibração é feita através de um campo variante no tempo;

FD - Domínio da frequência, a calibração é feita através de um campo medido na frequência, modulado ou não modulado.

Frequências medidas - discrimina a quantidade de frequências a serem medidas, fator este que depende da aplicação do DUT. Este item recebe um dos seguintes valores:

F1 - uma única frequência;

F2 - três frequências, de modo que uma seja no primeiro octeto, a segunda na metade da dezena e a terceira no último octeto;

F3 - três frequências por dezena;

F4 - dez frequências por dezena;

F5 - trinta frequências por dezena;

F6 - cem frequências por dezena;

FX - não aplicável, calibração no domínio do tempo;

FZ - especificado pelo usuário.

Como exemplo, uma sonda envolvendo perdas de campo eletromagnético de um forno de microondas, apenas uma frequência precisa ser verificada. No entanto, para testes de EMI (*Electromagnetic Interference* - Interferência Eletromagnética), a sonda é utilizada em uma faixa de frequências, sendo necessária a verificação de múltiplas frequências.

Nível de amplitude medido - a quantidade de níveis de amplitude medidos depende da aplicação do DUT. O item nível de amplitude medido recebe um dos valores abaixo:

A1 - um nível de campo para cada frequência previamente especificada;

A2 - três níveis para cada frequência previamente especificada, de modo que o primeiro nível esteja dentro dos 10% inferiores da faixa de sensibilidade do sensor, o segundo nível esteja dentro da região linear do sensor e o terceiro nível esteja dentro dos 10% superiores da faixa linear do sensor;

A3 - mais de três níveis para cada frequência previamente especificada, onde três níveis devem estar de acordo com A2.

Para uma sonda envolvendo perdas de campo eletromagnético de um forno de microondas, apenas uma amplitude de campo precisa ser verificada, pois o escape de campo EM do forno deve estar abaixo de um limiar predeterminado. No entanto, para testes de EMI, é necessária a verificação de três níveis de amplitude distintos por frequência.

Isotropia - existem cinco valores possíveis para este item da grade:

I0 - isotropia não medida, para sensores com um único eixo;

I1 - isotropia medida com o alinhamento do ponto máximo de interceptação;

I2 - isotropia medida com o alinhamento do maior eixo físico;

I3 - isotropia medida com o alinhamento do menor eixo físico;

IX - isotropia medida com o alinhamento do eixo definido pelo usuário.

A Figura 3.2 mostra as situações I1, I2 e I3. Uma vez posicionada, a sonda é rotacionada 360° no eixo. Durante a rotação, os valores medidos (de potência ou tensão) maior (S_{max}) e menor (S_{min}) são observados, assim como suas respectivas posições.

A isotropia de um campo é de difícil medição, sendo medida então a anisotropia (A) do campo. Anisotropia é o desvio máximo da média geométrica da medição de maior valor e de menor valor. Quando o diodo é utilizado no sistema de detecção de energia, a sonda precisa estar operando na sua região quadrática para validar o resultado obtido. Quando um elemento bolométrico (termopar ou termistor) é utilizado no sistema de detecção de energia, a sonda precisa estar operando na sua região linear para validar o resultado obtido. A equação de anisotropia é dada por

$$A = 10 \log_{10} \left[\frac{S_{max}}{\sqrt{S_{max} S_{min}}} \right] \quad (3.1)$$

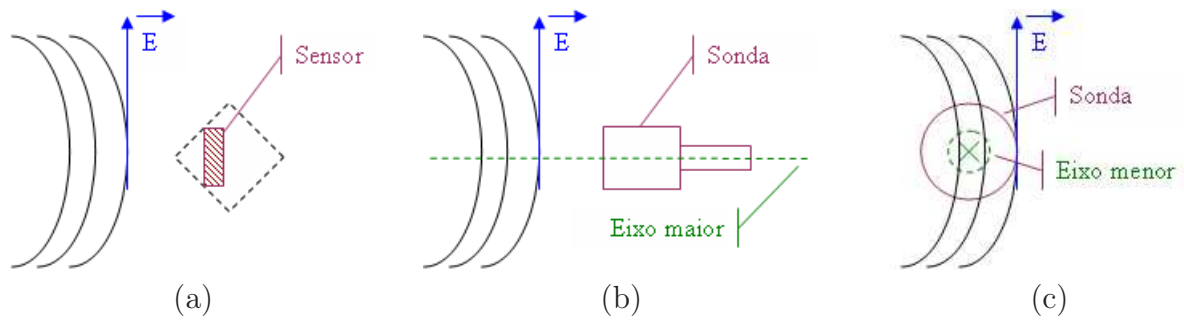


FIG. 3.2: Posicionamento da sonda ou sensor para (a) máxima interceptação de campo (I1), (b) alinhamento com o maior (I2) e (c) menor eixo físico (I3)

se S for a amplitude medida em unidade de densidade de potência, ou por

$$A = 20 \log_{10} \left[\frac{S_{max}}{\sqrt{S_{max} S_{min}}} \right] \quad (3.2)$$

se S for a amplitude medida em unidades de intensidade de campo.

Tempo de resposta - item opcional. O tempo de resposta de uma sonda é definido como o tempo necessário para o sensor indicar 90% do valor de campo em estado constante, quando o campo aplicado é uma função degrau. A grade recebe um dos valores abaixo:

R0 - tempo de resposta não medido;

R1 - tempo de resposta medido.

Este valor só precisa ser medido em aplicações onde a sonda seja exposta a um campo por períodos de tempo muito curtos, como sondas de radares.

Constante de tempo - item opcional, especifica o tempo mínimo necessário que a sonda precisa estar em exposição ao campo até que a sua resposta seja confiável. Existem dois valores para este item:

T0 - constante de tempo não medida;

T1 - constante de tempo medida.

A constante de tempo é medida em aplicações onde haja valores de pico instantâneos e repentinos de campo. A equação que relaciona a indicação máxima de medição e

o período de iluminação (*illumination period*) é dada por

$$K = \frac{E_{max}}{E_{CW}} = 1 - e^{-t/T}$$

onde E_{max} é a medição máxima com a aplicação do campo desejado, E_{CW} é a medição quando aplicada uma onda contínua, t é o período de iluminação, e T é a constante de tempo.

Desta forma, a constante de tempo, T , é calculada por

$$T = \frac{-t}{\ln(1 - K)} \quad (3.3)$$

Modulação - item opcional. Para cada frequência em teste, um valor dentre os seguintes é atribuído:

M0 - sem modulação, uso de campo CW;

M1 - campo modulado (especificar o tipo de modulação);

MX - não aplicável, calibração no domínio do tempo.

3.3 DETERMINAÇÃO DE INCERTEZA

No relatório final, além dos resultados obtidos na calibração, a incerteza de medição também é apresentada. Incerteza de medição é a margem de erro que pode ocorrer devido a diversos fatores que influenciam direta ou indiretamente na medição. Para determinar a incerteza dos resultados, os critérios descritos a seguir devem ser seguidos.

Cálculo de Incerteza Padrão (u_i)

Representa a incerteza do i -ésimo valor medido através do seu desvio padrão, que contribui à incerteza do resultado final. A incerteza de cada valor medido é definida por método estatístico (Tipo A) ou por outros métodos (Tipo B), devendo ser especificada no relatório final.

Quando definida pelo Tipo A, a incerteza é medida pelo desvio padrão estimado, igual à raiz quadrada positiva da variância estimada, calculado por

$$u_i = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^m (x_j - \bar{x})^2}{n - 1}} \quad (3.4)$$

onde m é o número total de medidas, x_j é a j -ésima medida, e \bar{x} é a média aritmética das medidas.

Quando definida pelo Tipo B, a incerteza é adquirida através do manual de operação, medições anteriores, dados de calibração anteriores, etc.

Cálculo de Incerteza Padrão Combinada (u_c)

Combinação da incerteza padrão individual de cada valor medido usando o método da raiz quadrada da soma dos quadrados (*RSS - Root Sum of Squares*), calculada por

$$u_c = \sqrt{\sum_{i=1}^m u_i^2} \quad (3.5)$$

Cálculo de Incerteza Expandida (U)

Multiplicação da incerteza padrão combinada (u_c) por um fator constante (p), calculado por

$$U = pu_c \quad (3.6)$$

A finalidade de U é definir um intervalo ($y - U$ a $y + U$) sobre o resultado do valor medido (y) dentro do qual o resultado final (Y) estará em um nível de alta confiabilidade. Desta forma, é afirmado que

$$y - U \leq Y \leq y + U$$

também escrito como

$$Y = y \pm U$$

Usando $p = 2$, o nível de confiabilidade é de aproximadamente 95%.

Ao reportar a incerteza da medida, o valor de U é apresentado. Todos os itens que componham a incerteza do resultado final devem ser listados, assim como o tipo de cada um (Tipo A ou Tipo B).

3.4 MONTAGEM PARA CALIBRAÇÃO

As sondas construídas neste trabalho foram calibradas no domínio da frequência, utilizando-se o Método B de calibração definido na Seção 3.2. A montagem da calibração executada nestas condições é ilustrada na Figura 3.3.

Para o método de calibração B é necessário gerar um campo EM padrão. Cinco faixas de calibração são definidas pela norma IEEE Std 1309, as quais necessitam de local e instrumentação apropriados. Para a faixa de frequência de operação definida de

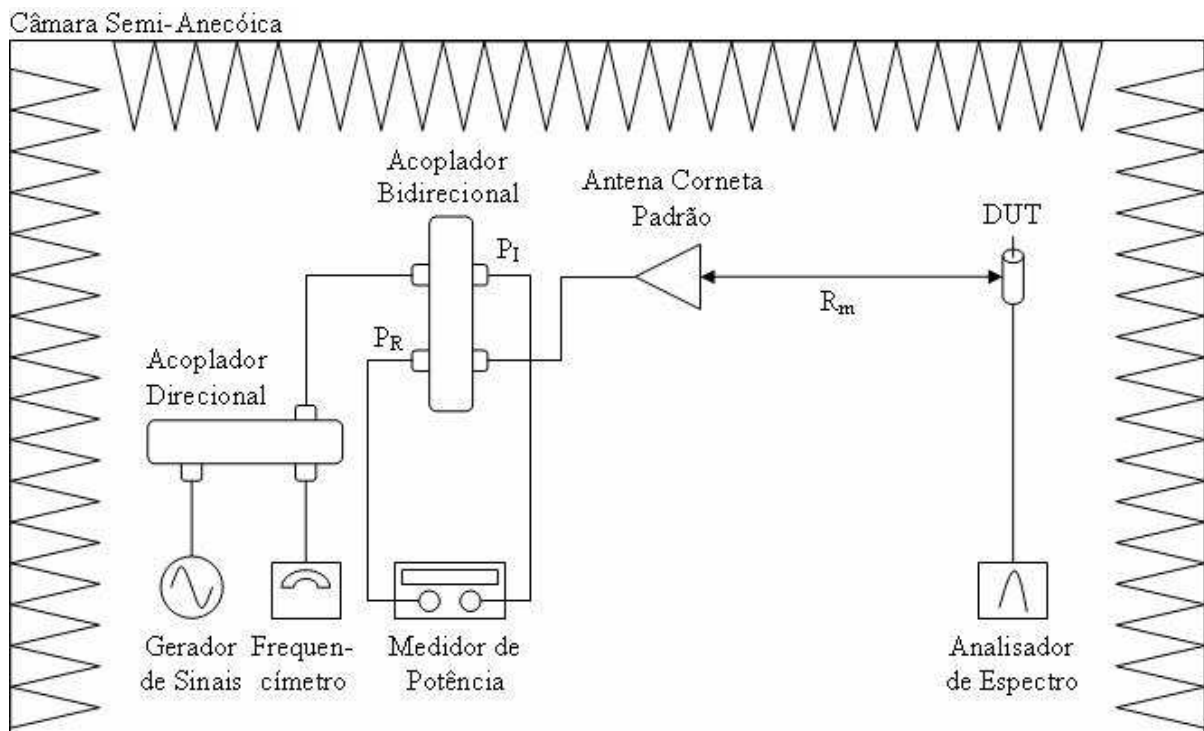


FIG. 3.3: Montagem para calibração da sonda em teste

450MHz a 40GHz, a calibração é realizada em uma câmara anecóica ou semi-aneecóica, e o campo é gerado através de uma antena corneta padrão.

Câmara anecóica é uma sala com material absorvedor de ondas EM nas paredes, piso e teto, que contribuem para que as ondas refletidas tenham valores muito baixos. Cada câmara possui uma zona de silêncio, área em que o espaço livre é simulado. A zona de silêncio determina o local e a área permitida para o posicionamento do dispositivo em teste. A faixa de frequência de operação da câmara é definida pelo material absorvedor e pelas dimensões da sala. Muitas vezes utiliza-se uma câmara semi-aneecóica, sala com material absorvedor apenas nas paredes e no teto, que substitui a câmara anecóica em situações menos rigorosas.

Na transmissão, o sinal gerado pelo Gerador de Sinais é injetado em um Acoplador Direcional, como mostrado na Figura 3.3. A saída acoplada deste acoplador é conectada a um Freqüencímetro, com o objetivo de assegurar que a frequência gerada pelo Gerador de Sinais seja aquela desejada. A saída direta é conectada em um Acoplador Bidirecional, dispositivo passivo de quatro portas: uma entrada e três saídas (uma direta, uma acoplada do sinal de entrada e uma acoplada do sinal refletido). As saídas acopladas são conectadas a um Medidor de Potência, para que seja possível calcular a potência irradiada pela antena através da diferença entre a sua potência incidente e a sua potência refletida. Por fim, a

saída direta do Acoplador Bidirecional é conectada a uma Antena Corneta Padrão, que irradia o sinal.

Na recepção, o sinal é recebido pela sonda em teste, a qual é conectada a um Analisador de Espectro para que a leitura da medida seja feita.

A distância entre a antena e a sonda depende da faixa de frequência de calibração. Para a faixa de frequência de 1 a 18GHz, a abertura deve ser tal que a distância (R_m) entre a antena corneta e a sonda seja (CISPR 16, 1999)

$$R_m \geq D_{antena}^2/2\lambda \quad (3.7)$$

onde D_{antena} é a abertura de maior dimensão da antena e λ é o comprimento de onda no espaço livre na maior frequência de operação. Assim, a antena corneta padrão utilizada para calibração deve ter uma abertura pequena pois a distância entre a antena e a sonda é proporcional a uma das dimensões desta abertura.

O sistema de transmissão usado durante o processo deve gerar um campo com magnitude constante no tempo. O campo deve ser uniforme na região onde a sonda a ser calibrada estiver posicionada. Precisão de aproximadamente $\pm 3dB$ é aceitável.

A influência dos acessórios utilizados para o ensaio, como cabos e equipamentos de medição, deve ser devidamente caracterizada para que perdas sistêmicas não influenciem nos resultados medidos. Para minimizar um possível efeito de antena pelos cabos, ou seja, para que os cabos não acoplem nenhum sinal EM do meio, eles devem ser posicionados de modo que fiquem perpendiculares ao campo elétrico incidente e o mais distante possível da fonte geradora de campo. Esta posição deve ser mantida durante toda a calibração.

3.4.1 CÁLCULO DE CAMPO

Nesta seção é apresentado o cálculo de campo incidente, necessário para calibrações pelo Método B.

A densidade de potência, S , em um ponto no eixo da antena transmissora é dada pela fórmula de Friis de transmissão em espaço livre

$$S = \frac{P_{ir}G}{4\pi R_m^2} \quad [W/m^2] \quad (3.8)$$

onde P_{ir} é a potência irradiada pela antena, em $[W]$, G é o ganho da antena, adimensional, e R_m é a distância entre a antena e o ponto de recepção, em $[m]$.

Por outro lado, admitindo-se campos harmônicos, a relação entre o (fasor) campo elétrico E_x e o (fasor) campo magnético H_y , para uma onda TEM (transverso eletromag-

nético) propagando no eixo z , é dada por

$$H_y = \frac{E_x}{\eta} = \frac{E}{\eta} e^{-jkz} \quad [A/m] \quad (3.9)$$

onde η é a impedância intrínseca do meio. Para calibração no espaço livre, $\eta = \eta_0 = 377\Omega$.

A densidade de potência, produto vetorial do campo elétrico, E , pelo conjugado do campo magnético, H^* , dada por

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* = \vec{u}_z \frac{E^2}{\eta} \quad [W/m^2] \quad (3.10)$$

tem a sua magnitude igual a

$$S = \frac{E^2}{\eta} \quad [W/m^2] \quad (3.11)$$

Desta forma, comparando a Equação 3.8 com a Equação 3.11, conclui-se que a intensidade do campo elétrico é dada por

$$E = \sqrt{\frac{\eta P_{ir} G}{4\pi R_m^2}} \quad [V/m] \quad (3.12)$$

Os parâmetros P_{ir} , G e R_m são definidos a seguir.

Para calcular a potência irradiada pela antena (P_{ir}), um acoplador bidirecional é utilizado na montagem de calibração, como mostra a Figura 3.3. A potência irradiada efetiva pela antena é a diferença entre a potência incidente na antena e a potência refletida pela mesma. Para melhor compreensão do cálculo desta potência, o acoplador bidirecional de potência foi separado em dois acopladores direcionais, como na Figura 3.4.

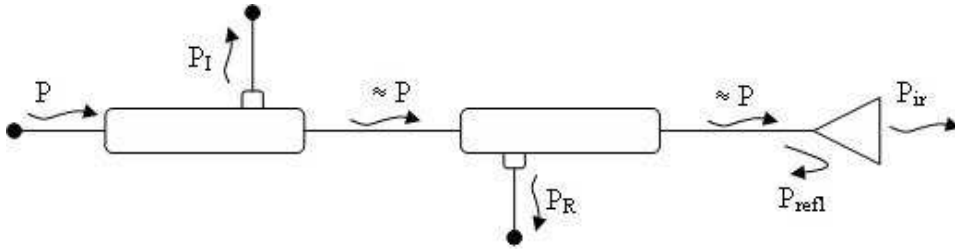


FIG. 3.4: Detalhe do funcionamento do acoplador bidirecional

O coeficiente de acoplamento de cada dispositivo é dado por C , idealmente iguais entre si. A onda que sai na porta do primeiro dispositivo, P_I , é calculada através da equação

$$C = -10 \log \frac{P_I}{P} \quad [dB] \quad (3.13)$$

logo,

$$P = P_I 10^{C/10} \quad [W] \quad (3.14)$$

A potência que segue para o segundo acoplador é aproximadamente a potência de entrada para um alto fator de acoplamento. Da mesma forma, a potência passa por este segundo acoplador e é entregue à antena corneta. No entanto, uma pequena parte desta potência retorna ao sistema. Esta potência de retorno, chamada de potência de reflexão (P_{refl}), é medida através da onda que sai do segundo dispositivo, P_R . De forma análoga,

$$C = -10 \log \frac{P_R}{P_{refl}} \quad [dB] \quad (3.15)$$

logo,

$$P_{refl} = P_R 10^{C/10} \quad [W] \quad (3.16)$$

A potência irradiada pela antena é a diferença entre a potência incidente e a potência refletida pela mesma, ou seja,

$$P_{ir} = P - P_{refl} \quad [W] \quad (3.17)$$

Substituindo as Equações 3.14 e 3.16 na Equação 3.17,

$$P_{ir} = 10^{C/10} (P_I - P_R) \quad [W] \quad (3.18)$$

ou

$$P_{ir} = C|_{[dB]} + (P_I - P_R)|_{[dBm]} \quad [dBm] \quad (3.19)$$

À medida que a frequência gerada pelo gerador de sinais varia, muitas vezes a potência irradiada também varia devido à instabilidade do equipamento. Logo, é necessário coletar os dados de P_I e P_R a cada frequência ou potência variada do gerador de sinais.

Dando seqüência ao cálculo do campo elétrico definido pela Equação 3.12, o ganho da antena (G) é fornecido pelo fabricante e encontra-se no manual de operação da antena. Esta variável é função da frequência de teste utilizada.

A última variável a ser definida é a distância entre a antena e o ponto onde se encontra a sonda (R_m). Este valor é obtido com base na Equação 3.7, devendo ser maior que $D_{antena}^2/2\lambda$.

3.5 EQUIPAMENTOS PARA CALIBRAÇÃO

Tendo em vista o material necessário definido pelas normas IEEE Std 1309 e IEEE Std C95.3 para a calibração de sondas, o material efetivamente utilizado neste trabalho está listado abaixo. As características foram coletadas nos manuais de operação de cada equipamento.

Material Utilizado:

- **Câmara Semi-Anecóica**
 Fabricante: Frankonia
 Ruído: -70 dBm
 Material absorvedor: Pirâmide com partículas metálicas com dimensões 20 cm x 20 cm x 60 cm
 Faixa de frequência: 1 GHz a 18 GHz
 Dimensões: 9 m x 5 m x 5 m
 Zona de silêncio: Diâmetro máximo de 2 m
- **Analizador de Espectro**
 Modelo: Advantest U3641
 Potência máxima de entrada: 27 dBm
 Resolução de banda: 1 kHz a 3 GHz
 Impedância: 50Ω
 Faixa de frequência: 9 kHz a 3 GHz
 Faixa dinâmica: +20 dBm a -117 dBm
 Pré-amplificador: 20 dB
 Conector: Tipo N
- **Antena Corneta Piramidal**
 Modelo: HF906
 VSWR: < 1,5
 Ganho: 7 a 14 dBi (ver Figura 3.5)
 Dimensão: 290 mm x 250 mm x 160 mm
 Impedância: 50Ω
 Faixa de frequência: 1 GHz a 18 GHz
 Polarização: linear
 Potência máxima de entrada: 300W CW / 500 PEP
 Conector: Tipo N
- **Medidor de Potência**
 Modelo: HP438A
 Entrada: Canais A e B
 Impedância: 50Ω
 Faixa de frequência: 100 kHz a 26,5 GHz
 Faixa de potência: -70 dBm a +44 dBm
 Faixa dinâmica: 50 dB da faixa total
- **Frequencímetro**
 Modelo: HP5340A
 Potência máxima: 7 dBm ou 25 pF
 Impedância: 50Ω ou 1MΩ
 Faixa de frequência: 10 Hz a 18 GHz
 Conector: Tipo N ou Tipo BNC
- **Acoplador Direcional**
 Modelo: HP11691D
 Acoplamento: 22 dB
 Impedância: 50Ω
 Faixa de frequência: 2 GHz a 18 GHz
 SWR: 2 GHz a 12,4 GHz < 1,3
 Conector: Tipo N
- **Acoplador Bidirecional**
 Modelo: HP11692D
 Acoplamento: 22 dB
 Impedância: 50Ω
 Faixa de frequência: 2 GHz a 18 GHz
 SWR: 2 GHz a 12,4 GHz < 1,3
 Conector: Tipo N

- **Sensor de Potência**

Modelo: HP8481A

Faixa de potência: -30 dBm a +20 dBm

Potência máxima de pico: 15W

Impedância: 50Ω

Faixa de frequência: 10 MHz a 18 GHz

SWR: 50 MHz a 2 GHz $< 1,10$

2 GHz a 12,4 GHz $< 1,18$

Conector: Tipo N

- **Adaptadores**

Modelo: HP1250-0777

Impedância: 50Ω

Conector: Tipo N(f) - Tipo N(f)

Modelo: HP1250-1250

Impedância: 50Ω

Conector: Tipo SMA(f) - Tipo N(f)

- **Cabos de RF**

Modelo: HP8120

Impedância: 50Ω

Conector: Tipo N

O ganho da antena corneta padrão é apresentado na Figura 3.5.

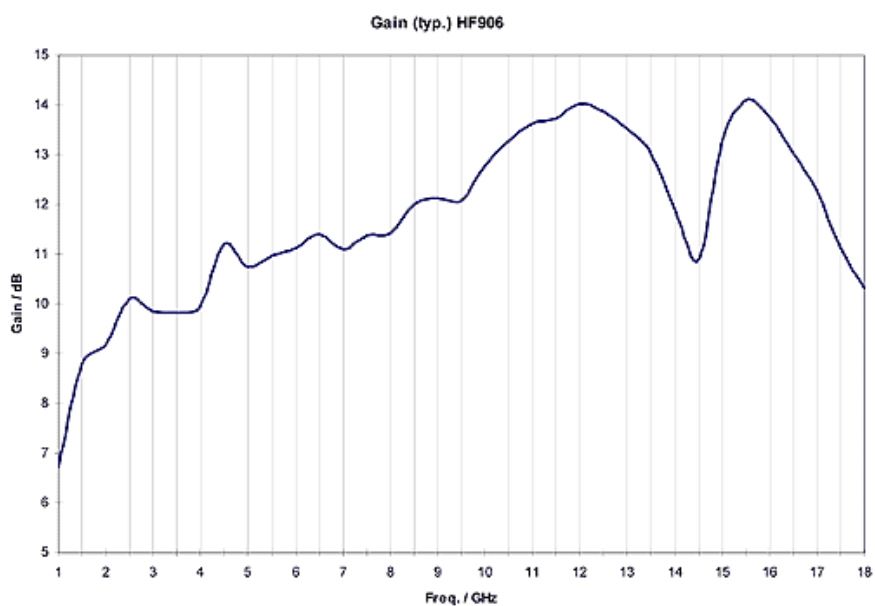


FIG. 3.5: Ganho da antena corneta piramidal HF906

3.6 PROCEDIMENTO DE CALIBRAÇÃO

Para dar início ao procedimento de calibração, alguns fatores são previamente definidos. Primeiro, a orientação da sonda, definido pela isotropia na grade de cali-

bração. Segundo, as frequências a serem medidas. Terceiro, os níveis desejados de campo incidente na sonda. Quarto, a distância entre a sonda e a antena corneta padrão, definida com base na Equação 3.7. Por último, a influência dos acessórios utilizados no ensaio, como cabos e equipamentos de medição, para eliminar as perdas sistêmicas na calibração.

Nos processos de verificação do sistema, de calibração e de medição das sondas é necessário:

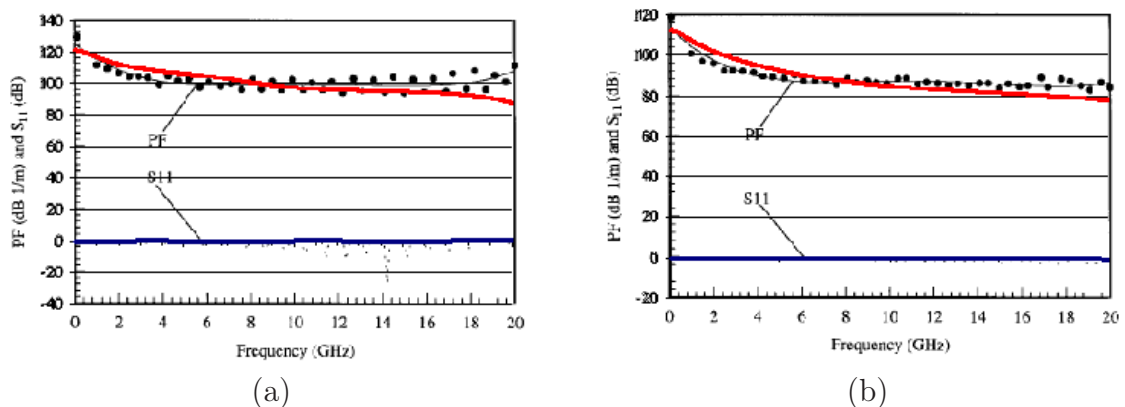
- a) Certificar-se que a sonda está dentro do padrão permitido em relação ao local de calibração. No caso do uso de uma câmara-aneecóica ou semi-aneecóica, é exigido que as dimensões da sonda sejam menores do que as dimensões da zona de silêncio;
- b) Verificar se todos os equipamentos a serem usados na calibração estão dentro das especificações para o procedimento: faixa de frequência, sensibilidade e potência máxima de entrada de cada equipamento. A calibração é realizada dentro da faixa permitida a todos os equipamentos;
- c) Posicionar a sonda conforme previsto, ou seja, com o alinhamento ao campo incidente e distância (R_m) entre antena e sonda previamente determinados. A posição escolhida é anotada. Quando utilizada uma câmara semi-aneecóica, é conveniente posicionar absorvedores sobre o piso entre a antena corneta e a sonda, onde a reflexão no solo tenha maior influência no campo recebido pela sonda;
- d) Preparar o gerador de campo e o analisador de espectro conforme a calibração e funcionamento dos mesmos;
- e) Ajustar o gerador de sinais para cada frequência e nível de potência previamente definidos na grade de calibração;
- f) Verificar se o freqüencímetro indica a frequência desejada. Em caso negativo, voltar ao passo (e);
- g) Anotar os valores medidos pelo medidor de potência e pelo analisador de espectro;
- h) Repetir os itens (e)-(g) até que todas as situações sejam cobertas, ou seja, até que todas as frequências e níveis de campo determinados sejam testados.

4 SIMULAÇÃO DE SONDAS DE CAMPO ELÉTRICO

As características físicas e elétricas de uma sonda eletromagnética são responsáveis pelo seu desempenho. Com o objetivo de verificar a influência de cada parâmetro físico no comportamento das sondas implementadas, foram feitas simulações no programa CST Microwave Studio. Neste capítulo, são apresentados os resultados destas simulações.

No programa citado, é possível definir estruturas a partir de suas dimensões, permissividade, permeabilidade, densidade do material, dispersão elétrica, dispersão magnética, condutividade elétrica e condutividade magnética, bem como posicionar monitores de campo e tensão em qualquer ponto da estrutura. Ainda, pode-se definir uma fonte geradora de campo EM através de uma onda plana ou por uma porta definida pelo usuário. O programa é apropriado a aplicações envolvendo antenas em geral.

Para compreensão do programa, foi realizado um teste baseado no artigo dos autores Gao e Wolff (1998a). As duas sondas apresentadas no artigo, EPZ1 e EPZ2, foram simuladas com os parâmetros iniciais fornecidos pelos autores. Os resultados de Gao e Wolff (1998a) e da simulação do presente trabalho são apresentados na Figura 4.1.



(●) resultado de Gao e Wolff (1998a) (—) resultados da simulação

FIG. 4.1: Resultados comparativos das sondas (a) EPZ1 e (b) EPZ2

A comparação entre os resultados dos autores e os simulados mostra comportamentos muito próximos, seja quanto ao fator de performance (PF na Figura 4.1), seja quanto ao parâmetro S_{11} , o que confirma o uso apropriado do programa. Desta forma, os resultados das simulações com os parâmetros de entrada das sondas desenvolvidas neste trabalho podem ser considerados confiáveis.

4.1 PARÂMETROS AVALIADOS

Este programa foi utilizado para a avaliação da influência de características físicas das sondas, mostradas na Figura 4.2, nos parâmetros de desempenho avaliados. Com este objetivo, três situações foram avaliadas:

- Simulação 1: Variação do comprimento da sonda (h);
- Simulação 2: Variação da extensão do condutor interno (l);
- Simulação 3: Variação do diâmetro da sonda (D).

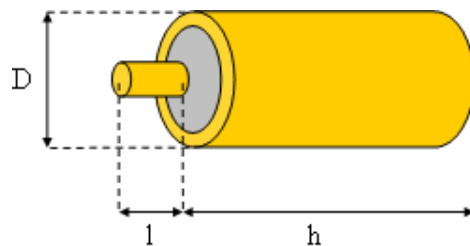


FIG. 4.2: Parâmetros físicos avaliados nas simulações

Para analisar os resultados de cada simulação, três parâmetros de desempenho foram avaliados: tensão, fator de performance e parâmetro S_{11} .

TENSÃO

A tensão, em $[V]$ ou $[dBV]$, é medida nos terminais de uma carga de 50Ω conectada no extremo da sonda que, na prática, está ligado ao instrumento de medição (GAO e WOLFF, 1998a).

FATOR DE PERFORMANCE

O Fator de Performance (FP) é definido como a razão entre a intensidade do campo incidente e a tensão medida em uma carga de 50Ω conectada à sonda (GAO e WOLFF, 1998a), ou seja,

$$FP = \frac{|E|}{|V|} \quad [m^{-1}] \quad (4.1)$$

Em escala logarítmica, a Equação (4.1) pode ser reescrita como

$$FP = E - V \quad [dBm^{-1}] \quad (4.2)$$

Uma vez determinado o FP para a faixa de frequências desejada, o campo incidente na sonda pode ser calculado a partir da tensão medida pela sonda, uma vez que

$$|E| = FP|_{[m^{-1}]} \times |V|_{[V]} \quad [V/m] \quad (4.3)$$

ou

$$E = FP|_{[dBm^{-1}]} + V|_{[dBmV]} \quad [dBmV/m] \quad (4.4)$$

PARÂMETRO S_{11}

O parâmetro de espalhamento S_{11} é o coeficiente de reflexão de tensão na porta de entrada da sonda, denominada de Porta 1, ou, mais precisamente, a perda de retorno da Porta 1, dado por

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (4.5)$$

onde V_1^+ é a amplitude da onda de tensão incidente na Porta 1, e V_1^- é a amplitude da onda de tensão refletida pela mesma porta. A Porta 1 está localizada no extremo da sonda que é conectado ao instrumento de medição, como mostra a Figura 4.3.

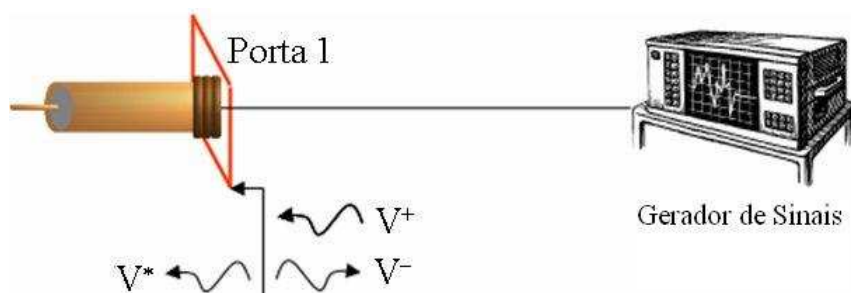


FIG. 4.3: Ilustração do plano de referência da Porta 1

A relação entre tensão e potência em circuitos de alta frequência para impedâncias de normalização reais e iguais ($Z_c = 1$) é dada por (COLLIN, 1992)

$$P_{inc,1} = \frac{|V_1^+|^2}{2} \quad (4.6)$$

$$P_{refl,1} = \frac{|V_1^-|^2}{2} \quad (4.7)$$

onde $P_{inc,1}$ é a potência incidente na Porta 1, $P_{refl,1}$ é a potência refletida pela mesma porta.

Assim, neste caso, a expressão de S_{11} pode ser escrita em função da potência como

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{refl,1}}{P_{inc,1}} \quad (4.8)$$

Para calcular o parâmetro S_{11} , um gerador de sinais é conectado à Porta 1. Idealmente, a onda EM proveniente do gerador deve ser refletida em quase sua totalidade, uma vez que a sonda deve interagir o mínimo possível com os campos incidentes sobre ela. Em outras palavras, uma parcela muito pequena da onda EM do gerador deve ser irradiada pela sonda. No caso da sonda operar como receptor, uma parcela muito pequena do campo incidente sobre ela deve ser detectado.

Desta forma, quando um gerador de sinais é conectado à Porta 1, a onda de tensão que chega na Porta 1, de amplitude V_1^+ , subdivide-se em duas ondas: uma que retorna ao gerador de sinais, de amplitude V_1^- , e outra que segue pela sonda, de amplitude V_1^* . A condição de contorno neste plano de referência (Porta 1) deve satisfazer a relação

$$V_1^* = V_1^+ + V_1^- \quad (4.9)$$

Na situação ideal, em que a sonda pode ser considerada como um aberto, é obtido

$$|V_1^*| = 0 \therefore |V_1^+| = |V_1^-| \quad (4.10)$$

Conseqüentemente, $|S_{11}| = 1$ (ou $|S_{11}|_{dB} = 0$). Caso contrário, $|S_{11}| < 1$ (ou $|S_{11}|_{dB} < 0$).

4.2 CENÁRIO DE SIMULAÇÃO

Para a criação do dispositivo no programa CST, foi necessário definir sua estrutura geométrica. Os dados de entrada para a criação da sonda foram (Figura 4.4):

- d - diâmetro do condutor interno;
- d_d - diâmetro externo do dielétrico (ou diâmetro interno do condutor externo);
- D - diâmetro externo do condutor externo;
- ϵ_r - constante dielétrica do meio dielétrico;
- l - extensão do condutor interno;
- h - comprimento da sonda;

Para executar as simulações, dois ambientes distintos foram criados: um para a avaliação dos parâmetro tensão e FP , e outro para a avaliação do parâmetro S_{11} . Para cada ambiente, dados distintos foram fornecidos:

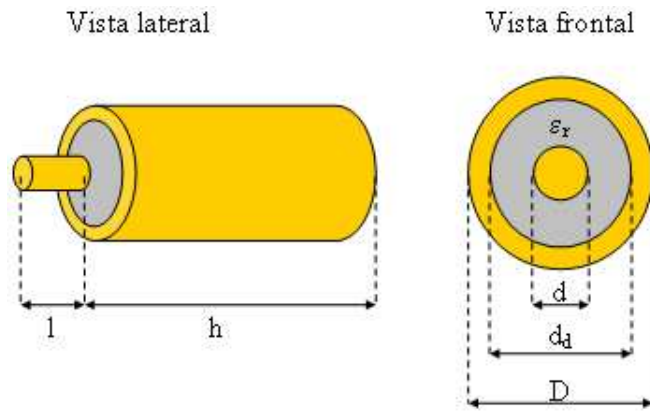


FIG. 4.4: Dimensões da sonda para a criação do componente no programa

• Ambiente 1 (Figura 4.5) - avaliação dos parâmetros tensão e FP

- faixa de frequências: 1 a $3GHz$;
- direção do campo incidente através de uma onda plana: perpendicular ao eixo x ;
- localização da carga onde é feita a medição de tensão: entre os condutores interno e externo da sonda, no extremo da sonda localizado no plano x, y e $z = 0$;
- localização do medidor de tensão: entre os terminais da carga;
- localização do medidor de campo elétrico: no extremo da sonda em que há a extensão do condutor interno, no centro.

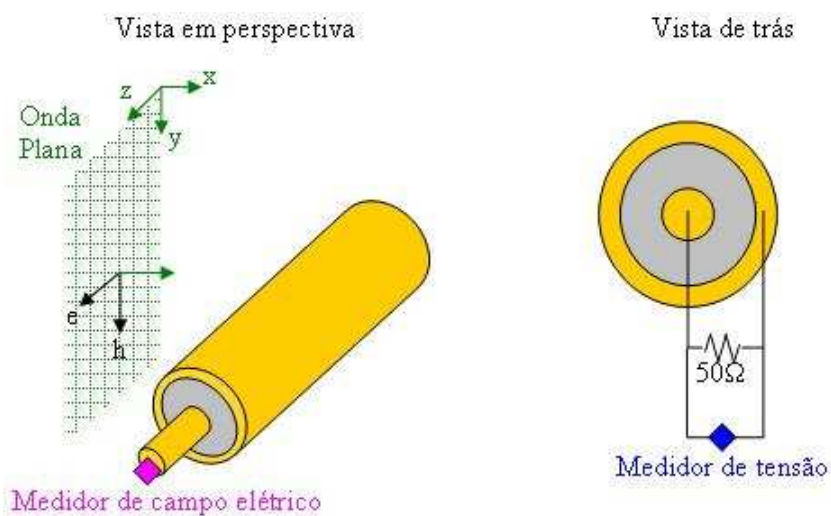


FIG. 4.5: Vistas da sonda para o Ambiente 1

- **Ambiente 2 (Figura 4.6) - avaliação do parâmetro S_{11}**

- faixa de frequências: 1 a $3GHz$;
- localização da Porta 1: no extremo da sonda que não possui a extensão do condutor interno, no plano x, y e $z = 0$.

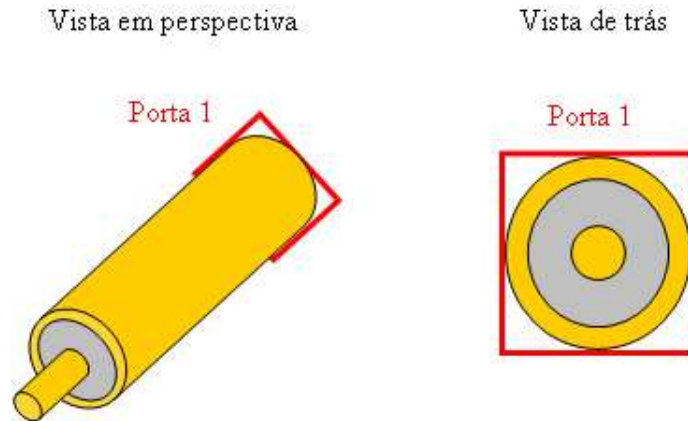


FIG. 4.6: Vistas da sonda para o Ambiente 2

4.3 SIMULAÇÕES REALIZADAS

Nas Simulações 1 e 2, indicadas na Seção 4.1, foram analisados dois cabos com bitolas diferentes para verificar se o comportamento para a variação do comprimento da sonda (h - Simulação 1) e para a extensão do condutor interno (l - Simulação 2) era o mesmo, independente do diâmetro do cabo.

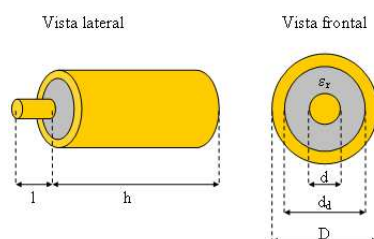
Na Simulação 3, o objetivo era verificar a influência do diâmetro externo do cabo. Para tal, o valor do diâmetro do condutor interno foi fixado e o diâmetro do condutor externo foi variado. Além disto, para manter os cabos com impedância característica (Z_c) de 50Ω , os valores de permissividade foram recalculados, a partir de

$$Z_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0}} \ln \frac{D}{d} \quad (4.11)$$

onde $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} F/m$ é a permissividade do vácuo, e $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ a permeabilidade do vácuo (COLLIN, 1992).

A Tabela 4.1 apresenta os valores dos parâmetros necessários para cada simulação. As bitolas da Sonda A e da Sonda B são os mesmos das sondas construídas no presente trabalho.

TAB. 4.1: Situações Simuladas



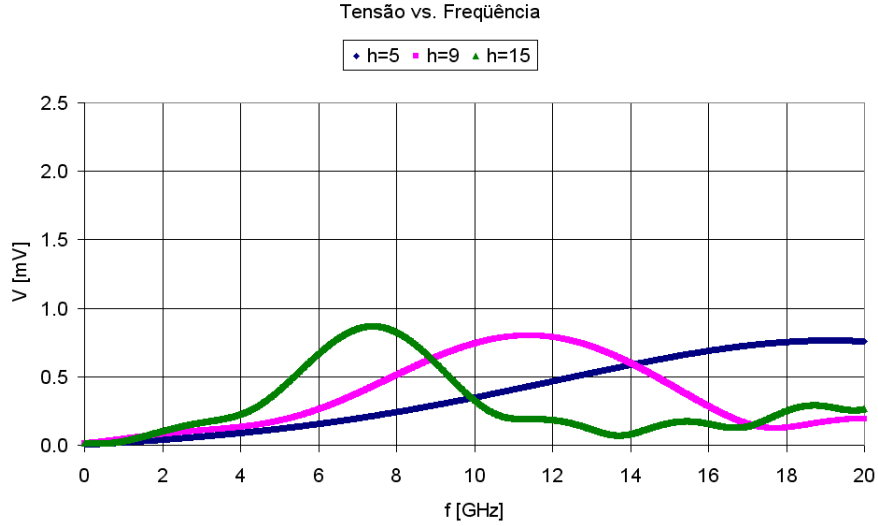
Simulação	Sonda	d [mm]	d_d [mm]	D [mm]	ϵ_r	l [mm]	h [mm]			
Simulação 1	A	0,50	1,55	2,25	1,84	1	5			
						9				
						15				
Simulação 2	B	0,90	2,90	3,60	1,97	0	5			
						9				
						15				
Simulação 3	B	0,90	2,10	2,80	1,00	0	9			
						1				
						2				
						3				
						2,90	3,60	1,97	1	9
						3,70	4,40	2,80	1	9

4.3.1 SIMULAÇÃO 1: VARIAÇÃO DO COMPRIMENTO DA SONDA

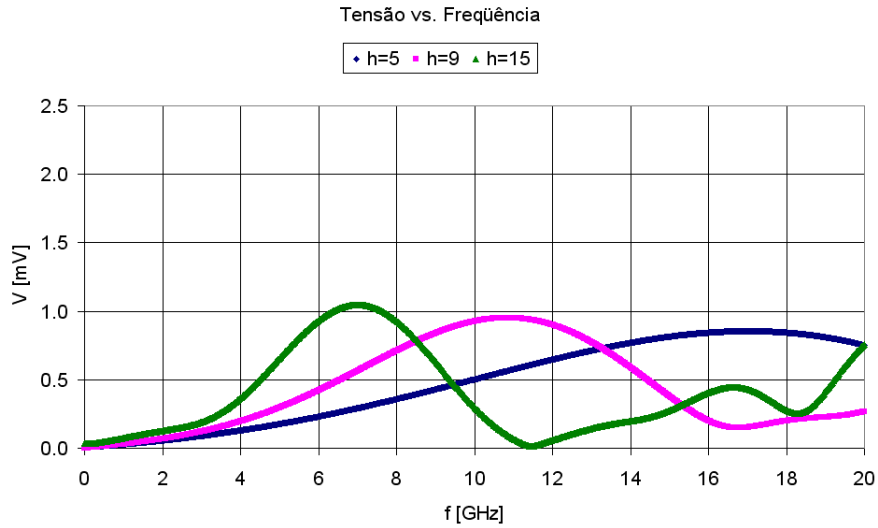
No primeiro conjunto de avaliações, Simulação 1, o objetivo foi verificar a influência do comprimento das sondas (h) com os outros parâmetros fixos, como mostram as duas primeiras linhas da Tabela 4.

Os resultados obtidos de tensão medida pelo programa são apresentados na Figura 4.7. Era esperado que a tensão medida fosse independente da variação de h , apenas aumentando à medida que o tamanho do condutor externo em exposição (l) se aproximasse de $\lambda/4$, comprimento de ressonância de uma antena monopolo. No entanto, analisando os gráficos de tensão *versus* frequência obtidos com as simulações, são observados alguns picos.

Quando cada sonda é analisada separadamente, verifica-se que há pouca variação nas amplitudes destes picos, enquanto que a frequência em que cada pico ocorreu foi



(a)



(b)

FIG. 4.7: Comportamento de V com a variação de h : (a) Sonda A e (b) Sonda B

distinta para cada valor de h . Já para um valor fixo de h , por exemplo, $h = 15\text{mm}$, e analisando o primeiro pico obtido para cada sonda, observa-se que a frequência deste pico é aproximadamente a mesma para ambas as sondas, bem como pouca variação de amplitude. Pode-se verificar que isto ocorre para todos os valores de h avaliados.

Foi identificado que o comprimento de onda dentro do dielétrico (λ_d) desta frequência de pico e o comprimento da sonda estavam relacionados, de forma que

$$h \approx \lambda_d/2 \tag{4.12}$$

conforme apresentado na Tabela 4.2.

TAB. 4.2: Ocorrência dos picos

Sonda	h [mm]	f [GHz]	$\lambda_d/2$ [mm]
A	5	19,1	5,79
	9	11,4	9,70
	15	7,4	14,94
B	5	17,0	6,29
	9	10,8	9,90
	15	7,0	15,27

A partir desta observação, concluiu-se que a onda plana incidente na sonda gerava corrente não somente a partir do extremo cujo condutor interno era proeminente, como também no extremo em que é medida a tensão¹. A corrente gerada a partir desta segunda extremidade tem a sua amplitude máxima após ir até o outro extremo e voltar, ou seja, em $\lambda_d/2$. Neste ponto, ocorre a soma das correntes geradas pelos dois extremos, levando ao pico de tensão.

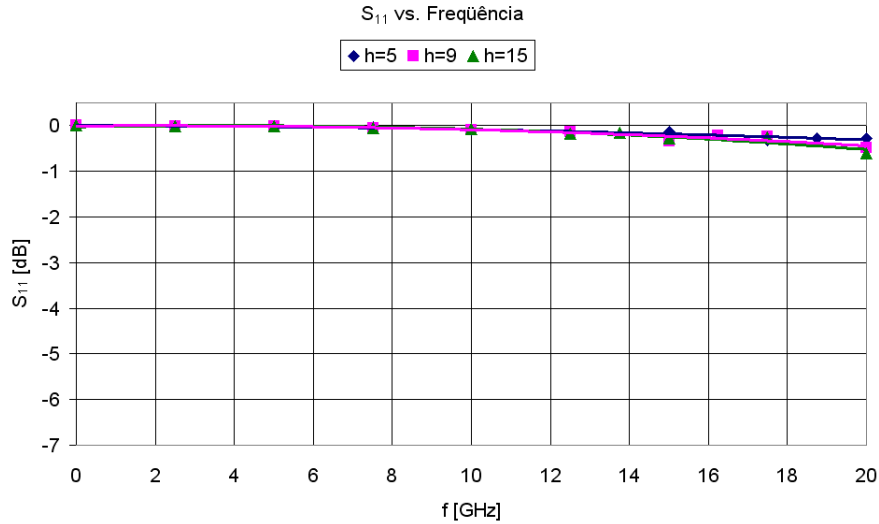
Na prática, o conector SMA está localizado nesta segunda extremidade, impedindo que a corrente do segundo extremo, não desejada, seja gerada. Assim, conclui-se que não ocorrerá picos de tensão na prática como apresentado pelos resultados das simulações, mas sim que a tensão medida será crescente com a frequência.

Apesar do comportamento dos picos verificados na simulação, nota-se que a tensão medida para a Sonda B foi levemente maior que a da Sonda A, comportamento este esperado em ensaios práticos. Conclui-se que a tensão medida é ligeiramente influenciada pela bitola da sonda, de forma que quanto maior a bitola da sonda, maior será a tensão medida. A influência do parâmetro h na tensão não pode ser claramente definida nas simulações, devido aos picos ocorridos.

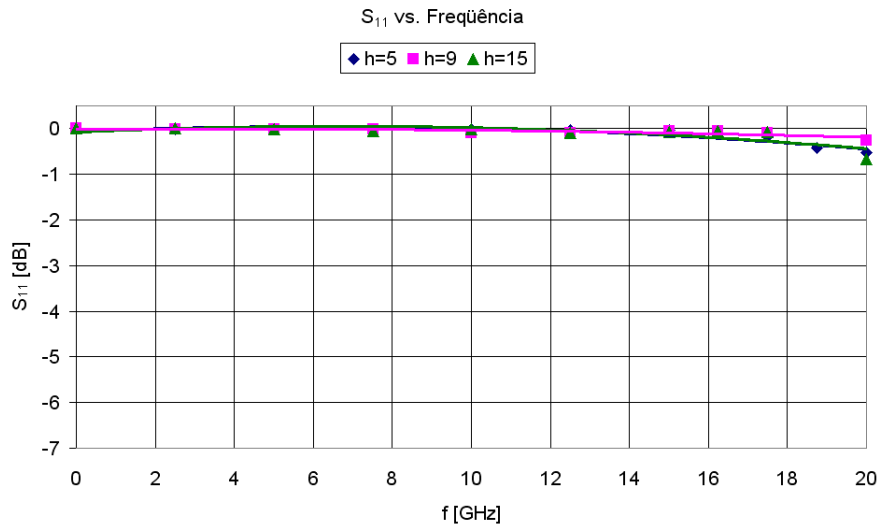
Analisando os gráficos do parâmetro S_{11} versus frequência obtidos com a simulação, apresentados na Figura 4.8, pode-se verificar que em ambas as sondas, a variação dos seus comprimentos não influenciou significativamente para a alteração do resultado do parâmetro S_{11} . Ainda, ao comparar o parâmetro S_{11} de ambas as sondas para o mesmo valor de h , pode-se verificar que tampouco houve muita variação.

A análise dos gráficos de FP versus frequência obtidos pelo programa, apresentados na Figura 4.9, não é de suma importância, uma vez que o FP é um fator de calibração da sonda, e não há valor certo ou errado. O único argumento a fazer é que quanto mais

¹Não foi possível, no uso do programa, a eliminação do efeito deste sinal.



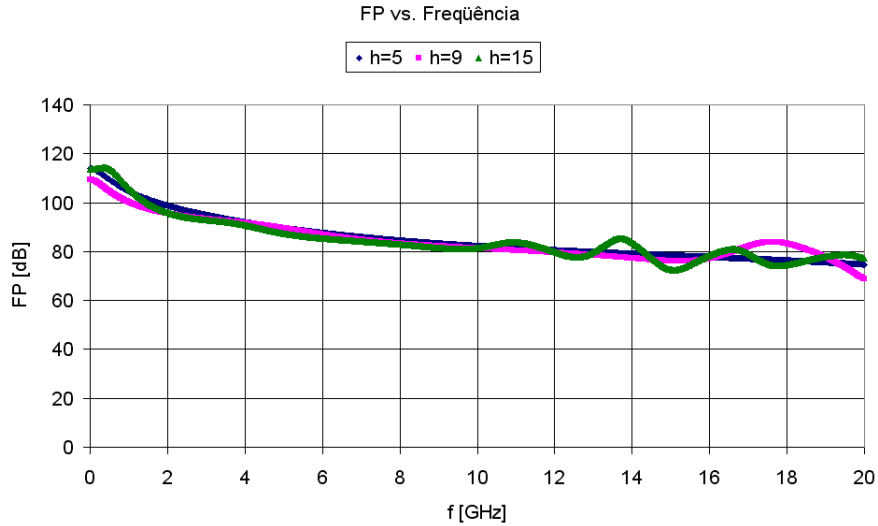
(a)



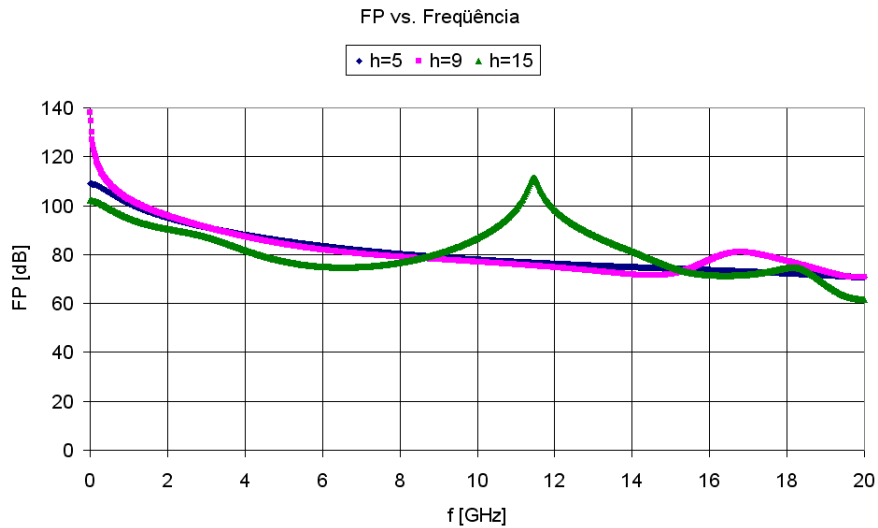
(b)

FIG. 4.8: Comportamento de S_{11} com a variação de h : (a) Sonda A e (b) Sonda B

estável o valor de FP , mais fácil o cálculo da magnitude do campo elétrico no ponto medido, enquanto que se houver uma variação muito grande, é necessário um cálculo mais rigoroso (por meio de gráficos e tabelas) para cada valor medido. Para a Sonda B, na frequência aproximada de $11,5GHz$ é observado um comportamento irregular de FP . Pode-se observar que este comportamento coincide com um mínimo local do gráfico de tensão *versus* frequência desta mesma sonda relacionado ao problema anterior, o que justifica o comportamento do FP , uma vez que este é inversamente proporcional à tensão. Este comportamento não é esperado na prática. Ainda assim, de maneira geral, pode-se verificar que o valor de FP não modificou muito com a variação do parâmetro h .



(a)



(b)

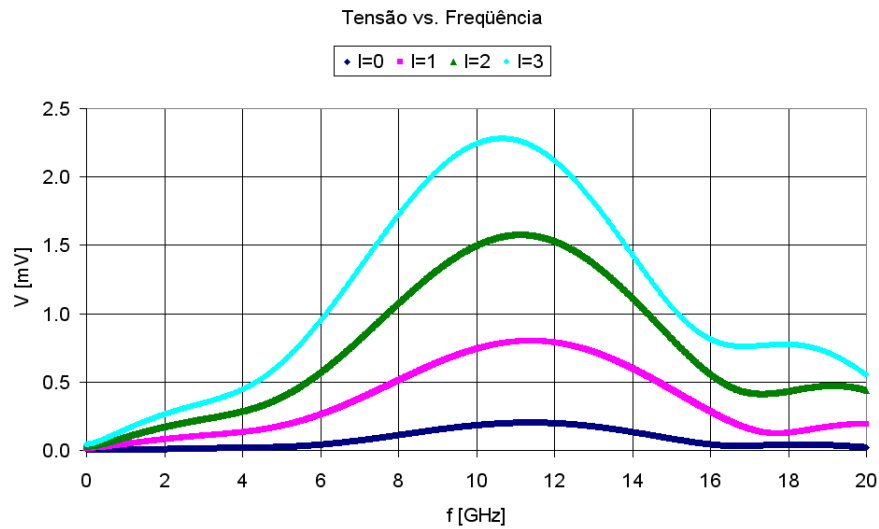
FIG. 4.9: Comportamento do FP com a variação de h : (a) Sonda A e (b) Sonda B

4.3.2 SIMULAÇÃO 2: VARIAÇÃO DA EXTENSÃO DO CONDUTOR INTERNO

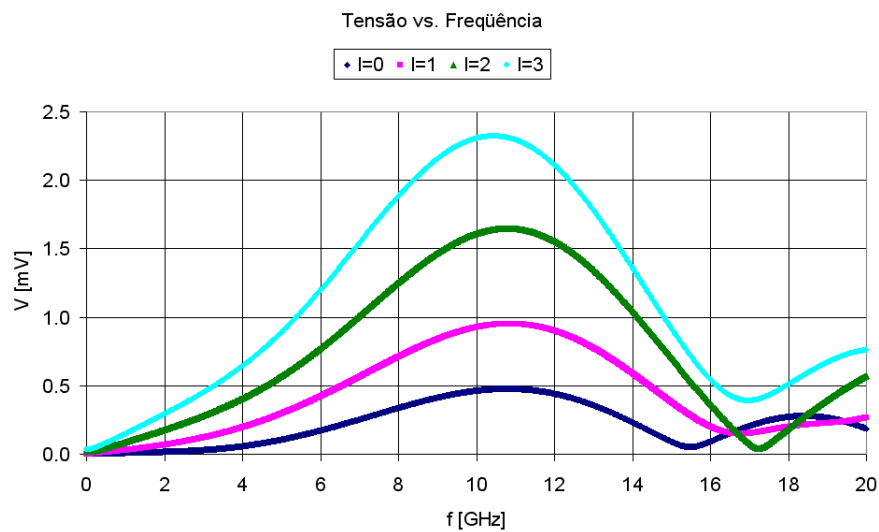
No segundo conjunto de avaliações, Simulação 2, foi verificada a influência da extensão do condutor interno (l) das sondas, mantendo-se os outros parâmetros fixados, como indicado na Tabela 4.

Analisando primeiro os gráficos de tensão *versus* frequência obtidos com a simulação, apresentados na Figura 4.10, observam-se novamente os picos de tensão. Como já esperado após a análise da Simulação 1, as frequências de pico não variaram muito, uma vez que o comprimento h da sonda não foi modificado. Porém, nesta simulação a magnitude

da tensão aumentou com o aumento de extensão do condutor interno. Este comportamento se deve ao fato de que uma extensão de condutor interno maior acopla mais campo elétrico, que por sua vez gera uma corrente maior, e conseqüentemente aumenta o nível de tensão medido. Conclui-se que quanto maior a extensão do condutor interno, maior a tensão medida.



(a)

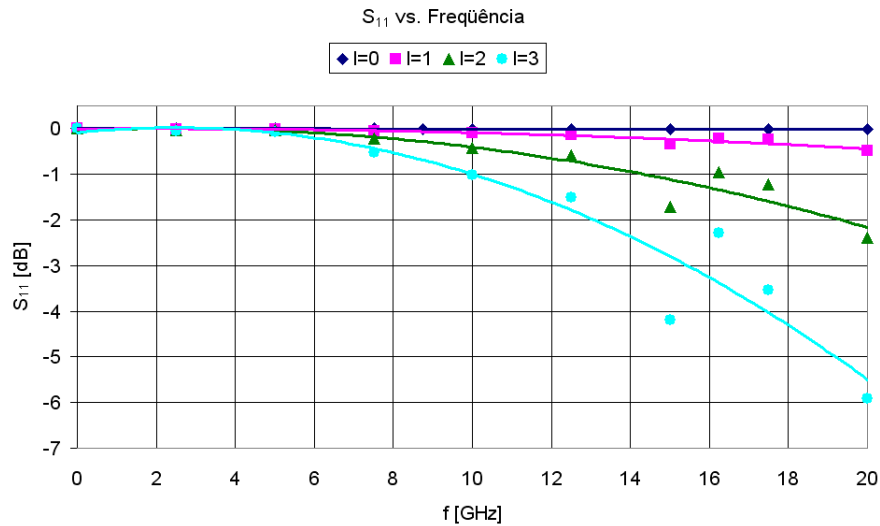


(b)

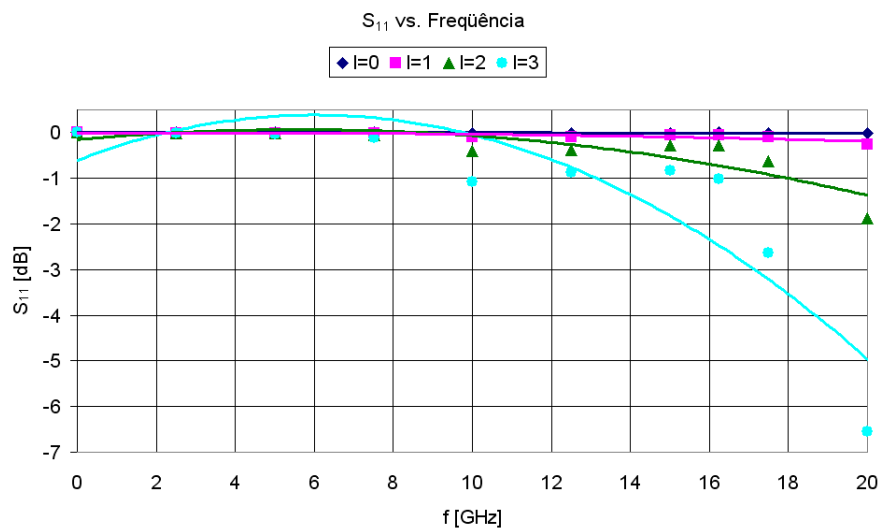
FIG. 4.10: Comportamento de V com a variação de l : (a) Sonda A e (b) Sonda B

Ao analisar os gráficos do parâmetro S_{11} versus frequência obtidos pelo programa, apresentados na Figura 4.11, nota-se que houve uma grande variação no parâmetro S_{11} com a variação do valor de l . Observa-se que o aumento da extensão do condutor interno levou a uma queda expressiva neste parâmetro em ambas as sondas. Ainda, para o

mesmo valor de l , o parâmetro S_{11} não variou significativamente entre as duas sondas, em concordância ao resultado obtido na simulação anterior. Assim, complementando as conclusões obtidas pela Simulação 1, conclui-se que o parâmetro S_{11} é influenciado negativamente com o aumento da extensão do condutor interno, com pouca influência do comprimento ou diâmetro da sonda.



(a)

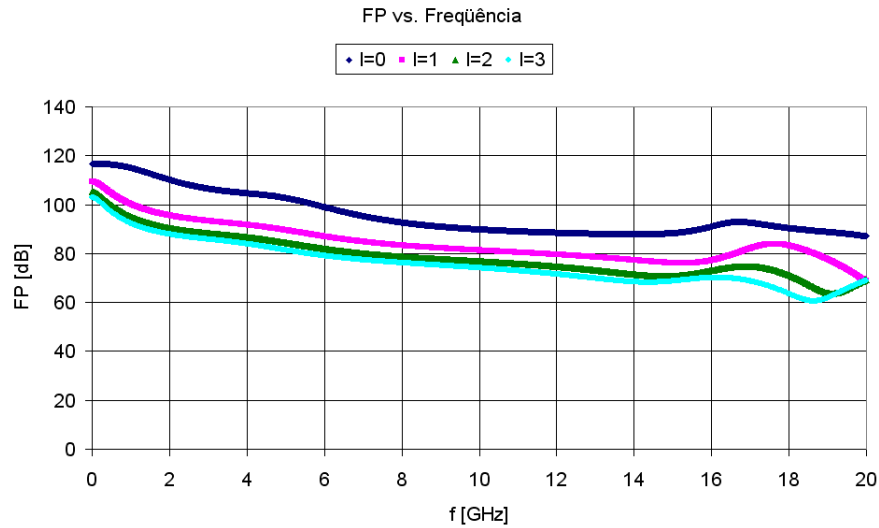


(b)

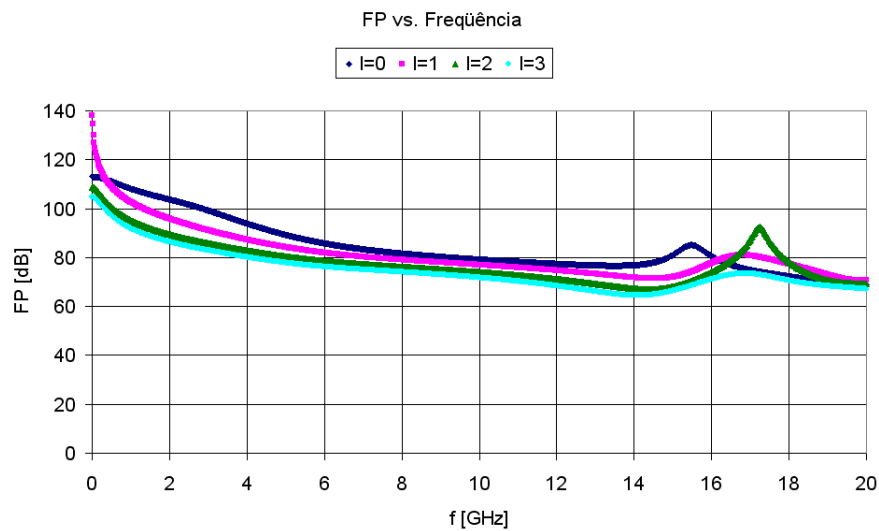
FIG. 4.11: Comportamento de S_{11} com a variação de l : (a) Sonda A e (b) Sonda B

Por último, analisando o gráfico de FP versus frequência obtidos pela simulação, apresentados na Figura 4.12, observa-se que ao aumentar a extensão do condutor interno, o FP diminui ligeiramente. A razão deste ocorrido é a relação inversamente proporcional entre o FP e a tensão medida. Além disto, nota-se que os mínimos locais dos gráficos

de tensão *versus* frequência da Sonda B, levaram a máximos locais nos respectivos gráficos de FP *versus* frequência, como ocorrido na Simulação 1, apesar disto não ser um comportamento esperado na prática.



(a)



(b)

FIG. 4.12: Comportamento do FP com a variação de l : (a) Sonda A e (b) Sonda B

4.3.3 SIMULAÇÃO 3: VARIAÇÃO DO DIÂMETRO DA SONDA

No último conjunto de avaliações, Simulação 3, foi verificada a influência do diâmetro (D) do condutor externo para cada condição da última linha da Tabela 4. Apesar de os resultados já serem esperados em consequência das duas simulações anteriores terem sido

executadas para duas sondas com bitolas diferentes, desejou-se verificar se o comportamento era análogo ao fixar o diâmetro do condutor interno e variar somente o diâmetro do condutor externo, mantendo ainda uma impedância característica de 50Ω na sonda.

Com a análise dos gráficos de tensão obtidos pela simulação, apresentados na Figura 4.13, é observado que ao variar o diâmetro externo da sonda, a tensão medida pela sonda é pouco alterada em frequência e amplitude. Nota-se apenas uma variação muito pequena da frequência de pico, devido a variação da permissividade relativa do dielétrico, que influencia no comprimento de onda dentro do dielétrico, e conseqüentemente na localização do pico. Esta análise está em total concordância com as simulações geradas anteriormente, uma vez que a extensão do condutor interno era fixa, principal fator de influência na tensão medida de acordo com as conclusões obtidas nas simulações anteriores.

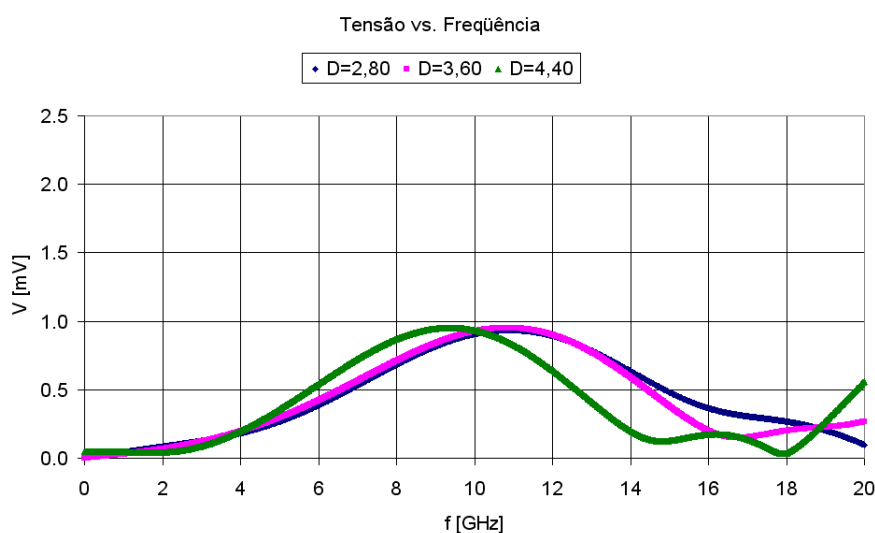


FIG. 4.13: Comportamento de V com a variação de D

Analisando os gráficos do parâmetro S_{11} , apresentados na Figura 4.14, observa-se que houve pouca variação deste parâmetro, o que era esperado, uma vez que os resultados obtidos das simulações anteriores indicaram que o parâmetro S_{11} é modificado com a extensão do condutor interno, com pouca alteração com a variação do comprimento ou diâmetro da sonda.

Por fim, analisando os gráficos de FP versus frequência, apresentados na Figura 4.15, nota-se que não houve aumento ou diminuição deste parâmetro. Este resultado também está em concordância com as Simulações 1 e 2, donde concluiu-se que somente a variação da extensão do condutor interno modificou o FP da sonda.

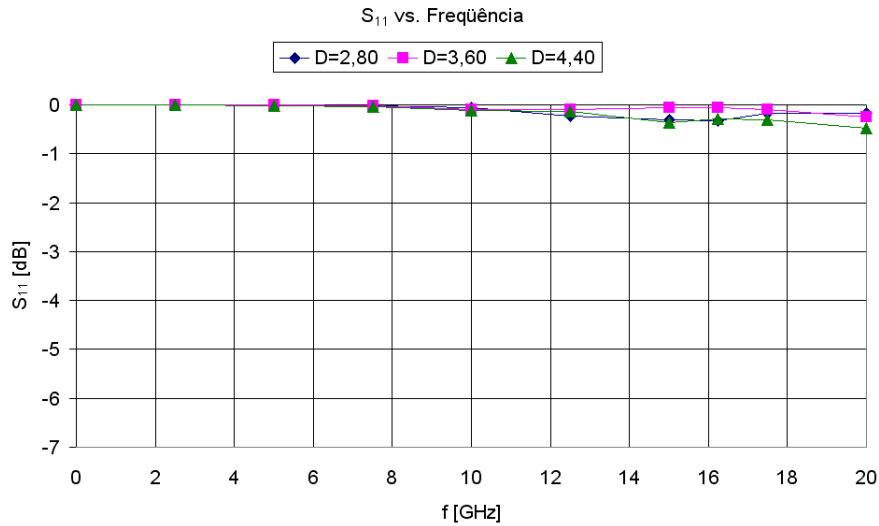


FIG. 4.14: Comportamento de S_{11} com a variação de D

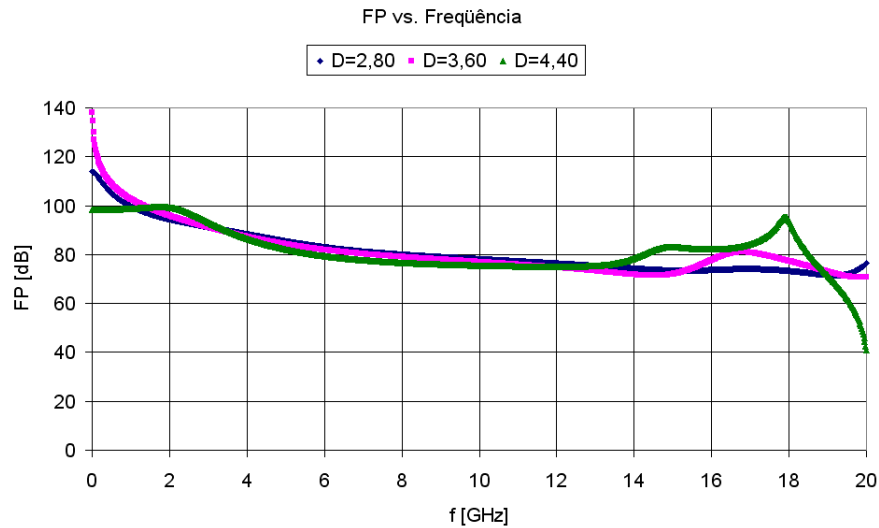


FIG. 4.15: Comportamento de FP com a variação de D

4.3.4 RESUMO DAS CONCLUSÕES OBTIDAS PELAS SIMULAÇÕES

As conclusões obtidas pelas simulações estão resumidas na Tabela 4.3, onde cada característica física avaliada é caracterizada com relação à influência no parâmetro avaliado da sonda.

É claro pela tabela que o comportamento da sonda será determinado principalmente pela extensão de condutor interno. Na prática, a sonda de campo elétrico deverá ser construída de acordo com a faixa de frequência de interesse.

Para determinar a frequência máxima de operação da sonda, o fator $|S_{11}|$ pode ser

TAB. 4.3: Resumo das conclusões obtidas pelas simulações

	Característica Física		
	Comprimento da Sonda (h)	Extensão do Condutor Interno (l)	Diâmetro da Sonda (D)
Tensão	não avaliado	alta	baixa
Parâmetro S_{11}	baixa	alta	baixa
Fator de Performance	baixa	média	baixa

utilizado como referência, já que idealmente deseja-se que ele tenda para $0dB$. Curiosamente, esta definição de limite máximo não é encontrada formalmente nas normas consultadas, nem tampouco em prospectos descritivos de sondas vendidas no mercado. Assim, é proposto um valor mínimo de $|S_{11}|$ razoável como 0,5 dB.

Como observado na Tabela 4.3, o parâmetro S_{11} é influenciado praticamente apenas pela extensão do condutor interno. Observou-se que o aumento da extensão do condutor interno (l) piorou o comportamento do parâmetro S_{11} . Logo, quanto maior o valor de l , menor é a frequência com que $|S_{11}| = 0,5dB$, e, conseqüentemente, menor é a frequência superior de aplicação da sonda.

Para determinar a frequência mínima de operação da sonda, deve ser observado pelos resultados das simulações que a tensão medida pela sonda tem magnitude muito baixa, na ordem de microvolts. Desta forma, sinais não desejados (ruídos) devem ter magnitude ainda menor, inferior ao sinal a ser medido. Assim, o limite de frequência inferior de utilização da sonda será determinado pela sensibilidade do equipamento de medida de tensão da sonda.

Como observado na Tabela 4.3, a tensão é influenciada principalmente pela extensão do condutor interno e, em uma menor escala, pelo diâmetro da sonda. Observou-se que o aumento da extensão do condutor interno (l) aumentou a tensão medida, porém piorou o comportamento do parâmetro S_{11} . Assim, conclui-se que o valor de l deverá ser grande o suficiente para medir um nível de tensão mínimo desejado, porém pequeno o suficiente para não prejudicar o parâmetro S_{11} na faixa de operação desejada.

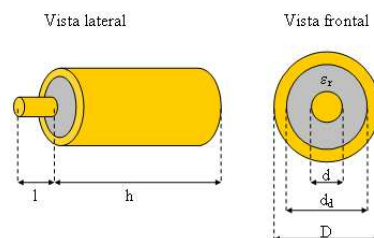
Por fim, comparando os gráficos de tensão gerados pela Sonda A e pela Sonda B nas Seções 4.3.1 e 4.3.2, Figuras 4.7 e 4.10, foi observado que a Sonda B obteve magnitudes maiores de tensão do que a Sonda A, comportamento esperado também na prática. Desta forma, é possível afirmar que quanto maior a bitola do cabo coaxial utilizado para construção da sonda, menor a sua frequência mínima de uso.

5 ENSAIOS DE CALIBRAÇÃO DAS SONDAS

As duas sondas projetadas e construídas no presente trabalho, **Sonda Menor** e **Sonda Maior**, apresentadas no Capítulo 3, foram caracterizadas e calibradas em uma câmara semi-anecóica do Centro Tecnológico do Exército (CTEx).

As características das sondas foram apresentadas no Capítulo 3 e são repetidas na Tabela 5.1.

TAB. 5.1: Características das sondas construídas no presente trabalho



Característica	Sonda Menor	Sonda Maior
Diâmetro do condutor interno (mm)	0,50	0,90
Diâmetro do dielétrico (mm)	1,55	2,90
Diâmetro do condutor externo (mm)	2,25	3,60
Permissividade relativa	1,84	1,97
Comprimento extra do condutor interno (mm)	2,40	3,50
Comprimento total (mm)	83,55	80,80
Tipo de Conector	SMA (macho)	SMA (macho)
Impedância do cabo (Ω)	50	50

Neste capítulo é apresentada inicialmente a grade de calibração das sondas projetadas no presente trabalho. Posteriormente, são apresentados os parâmetros do sistema que necessitam ser definidos antes da calibração ser iniciada. Por último, os resultados dos ensaios de calibração realizados são apresentados junto com a avaliação dos parâmetros S_{11} , tensão e fator de performance destas sondas. Também foi realizada uma comparação dos resultados observados com aqueles obtidos pela simulação no programa CST aplicado a sondas com características iguais às montadas no presente trabalho, além de um teste de verificação com uma sonda comercial.

5.1 GRADE DE CALIBRAÇÃO

A definição de grade de calibração foi apresentada na Seção 3.2, assim como o detalhamento de seus itens. Para as sondas projetadas neste trabalho, a grade de calibração utilizada é mostrada na Tabela 5.2.

TAB. 5.2: Grade de calibração das sondas desenvolvidas neste trabalho

Método de Calibração	B	Referência a valores de campo calculados
Tipo de Calibração	FD	Domínio da frequência
Frequências Medidas	FZ	7 (sete) frequências
Nível de Amplitude Medido	A1	1 (um) nível de amplitude medido
Isotropia	I0	Isotropia não medida
Tempo de Resposta	R0	Tempo de resposta não medido
Constante de Tempo	T0	Constante de tempo não medida
Modulação	M0	Sem modulação, uso de campo CW

O método de calibração escolhido foi o Método B (calibração com referência a valores de campos calculados teoricamente) devido à inexistência de outra sonda igual calibrada por laboratórios certificados internacionalmente (para execução do Método A), ou uma Sonda Padrão Primária (para execução do Método C).

O tipo de calibração selecionado foi no domínio da frequência, tendo em vista que o objetivo da sonda é medir campos eletromagnéticos na faixa de 2 a $3GHz$, com maior interesse em torno de $2,5GHz$.

Sete frequências foram medidas: 1,0, 1,5, 2,0, 2,4, 2,5, 2,6 e $3,0GHz$. As duas primeiras frequências em teste ($1,0GHz$ e $1,5GHz$) foram analisadas para verificar o comportamento das sondas abaixo da faixa de frequência desejada. Como o maior interesse foi na frequência de $2,5GHz$, mais medidas foram feitas em torno desta frequência. Não foi possível medir frequências acima de $3GHz$ por limitações dos equipamentos disponíveis utilizados.

Somente um nível de amplitude foi medido, devido à limitação do gerador de sinais disponível. A maior amplitude de campo gerada pelo equipamento utilizado era $6dBm$, sendo este o nível de amplitude avaliado.

A isotropia não foi medida, devido ao fato das sondas terem somente um eixo.

O tempo de resposta e a constante de tempo também não foram medidos pois não são características necessárias a este tipo de sonda.

Por último, um campo eletromagnético CW (não modulado) foi utilizado para a calibração das sondas.

5.2 DEFINIÇÃO E LEVANTAMENTO DE PARÂMETROS PARA CALIBRAÇÃO

Como definido na Seção 3.6, antes de iniciar a calibração, o sistema precisa ser caracterizado através da definição e/ou levantamento de alguns parâmetros. Faixa de frequência e nível de potência são dois dos parâmetros a serem definidos, e foram indicados na seção anterior pela grade de calibração utilizada. Nas subseções a seguir os outros parâmetros ainda necessários são apresentados: orientação da sonda; distância entre a sonda e a antena corneta; e a influência dos acessórios utilizados, através do fator de acoplamento dos acopladores de potência e da atenuação nos cabos.

5.2.1 ORIENTAÇÃO DAS SONDAS

No caso deste trabalho, a sonda foi alinhada a fim de se obter máxima interceptação de campo EM. Para isto, o campo elétrico estava na mesma direção do corpo da sonda.

5.2.2 DISTÂNCIA

A distância entre a antena corneta e a sonda foi determinada pela relação (Equação 3.7)

$$R_m \geq D_{antena}^2 / 2\lambda$$

onde D_{antena} é o valor da abertura de maior dimensão da antena corneta, e λ é o menor comprimento de onda.

Para o caso deste trabalho, a calibração foi feita na faixa de frequência de 1 a 3GHz. Assim, o menor comprimento de onda, em 3GHz, é $\lambda = 0,1m$. O valor da abertura de maior dimensão da antena corneta utilizada foi $D_{antena} = 0,4m$. Logo,

$$R_m \geq 0,8m \quad (5.1)$$

Três ensaios foram realizados com três distâncias distintas entre a sonda e a antena corneta: 1,80m, 2,35m e 2,45m. A escolha das distâncias não foi um fator avaliado, sendo elas delimitadas pela zona de silêncio da câmara semi-anecóica.

5.2.3 FATOR DE ACOPLAMENTO

Como apresentado no Capítulo 3, a potência irradiada pela antena é calculada por (Equação 3.19)

$$P_{ir} = C|_{[dB]} + (P_I - P_R)|_{[dBm]} \quad [dBm]$$

onde C é o fator de acoplamento do acoplador bidirecional, P_I é a potência incidente no acoplador, e P_R é a potência de retorno da antena corneta.

Os valores de P_I e P_R são medidos durante a calibração. O fator de acoplamento, C , é um dado do equipamento, fornecido pelo fabricante. Pode-se verificar na Seção 3.5 que os acopladores utilizados no presente trabalho são especificados para a faixa de 2 a 18GHz. No entanto, para avaliar a performance da sonda abaixo da frequência de 2GHz, os testes foram realizados também na faixa de 1 a 2GHz. Por este motivo, o fator de acoplamento do acoplador bidirecional teve que ser caracterizado para esta faixa de frequência. Uma vez que era necessária esta caracterização, toda a faixa de frequências utilizada para a calibração do presente trabalho, 1 a 3GHz, foi verificada.

Esta caracterização foi realizada com o Analisador de Redes Agilent E5070B, conforme a montagem da Figura 5.1. A curva de acoplamento resultante do acoplador bidirecional está apresentado na Figura 5.2. Os valores do fator de acoplamento nas frequências medidas neste trabalho são apresentados na Tabela 5.3.

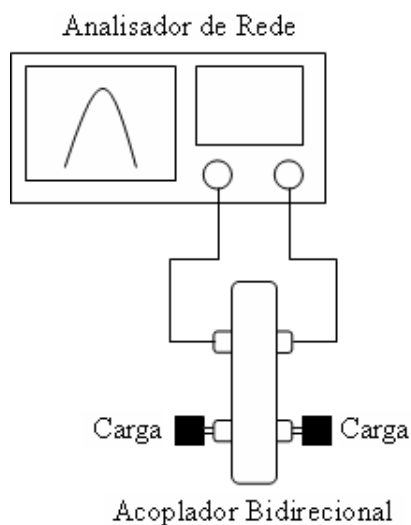


FIG. 5.1: Montagem para medição do fator de acoplamento do Acoplador Bidirecional

O fator de acoplamento definido pelo fabricante era de 22dB para a faixa de 2 a 18GHz. Verifica-se que mesmo dentro desta faixa, este valor variou até 0,82dB.

5.2.4 ATENUAÇÃO NOS CABOS

Devido ao longo comprimento do cabo de recepção (RX) e do cabo de transmissão (TX), as perdas de ambos os cabos foram medidas experimentalmente. As medidas foram

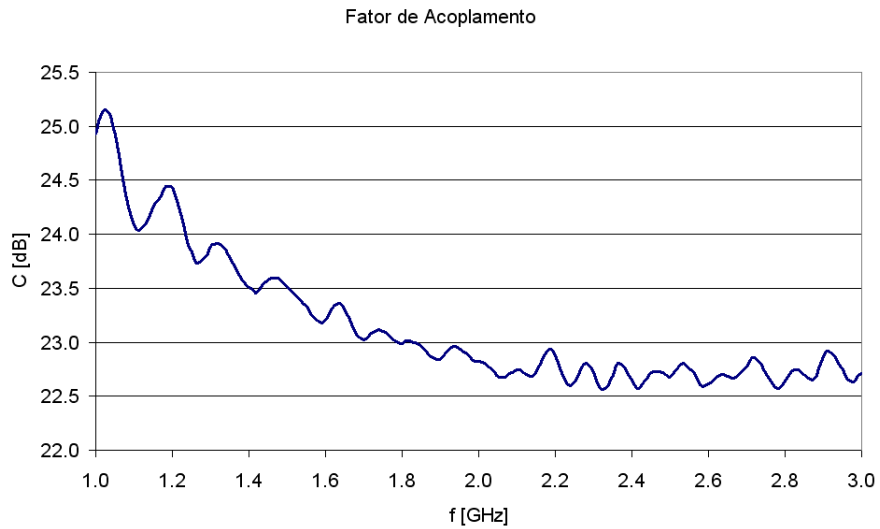


FIG. 5.2: Curva do fator de acoplamento do Acoplador Bidirecional

TAB. 5.3: Fator de acoplamento do Acoplador Bidirecional

f [GHz]	C [dB]
1,0	24,93
1,5	23,52
2,0	22,82
2,4	22,65
2,5	22,68
2,6	22,61
3,0	22,71

realizadas com um Analisador de Redes Agilent E5070B, conforme a montagem da Figura 5.3. A curva de atenuação resultante de cada cabo está apresentada na Figura 5.4. Os valores de atenuação nas frequências medidas neste trabalho são apresentados na Tabela 5.4.

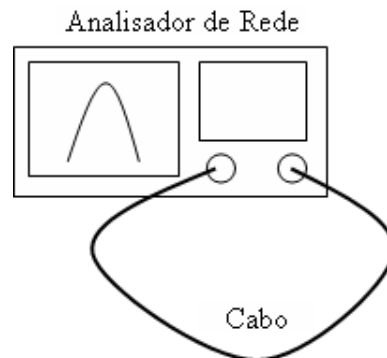


FIG. 5.3: Montagem para medição da perda dos cabos de RX e TX

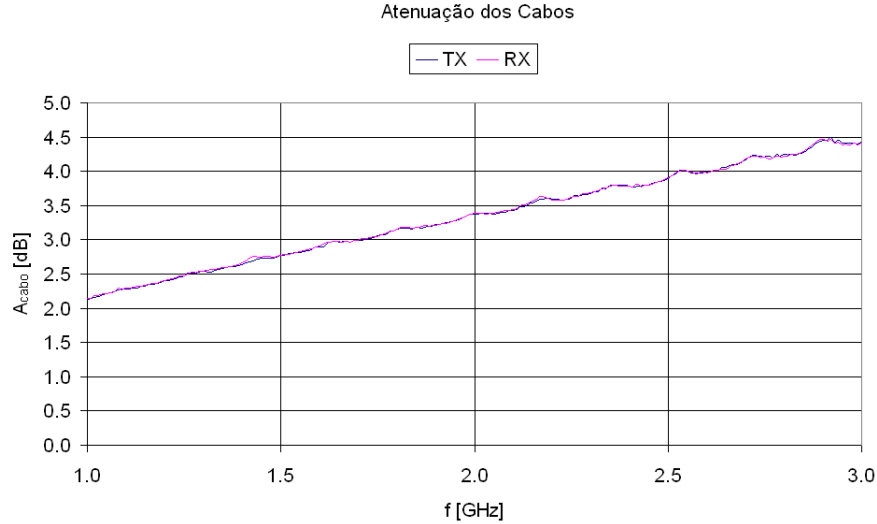


FIG. 5.4: Curva de atenuação dos cabos de TX e RX

TAB. 5.4: Atenuação dos cabos TX e RX

f [GHz]	A_{caboTX} [dB]	A_{caboRX} [dB]
1,0	2,12	2,15
1,5	2,77	2,77
2,0	3,38	3,38
2,4	3,79	3,79
2,5	3,90	3,91
2,6	3,98	3,97
3,0	4,43	4,43

Uma vez conhecida a atenuação dos cabos, a potência irradiada pela antena (P_{ir}) definida na Equação 3.19 como

$$P_{ir} = C|_{[dB]} + (P_I - P_R)|_{[dBm]} \quad [dBm]$$

foi ajustada, pois esta era na realidade a potência incidente no cabo de transmissão. A potência efetivamente irradiada é menor, pois a potência incidente no cabo é atenuada pelo cabo de TX até atingir a antena corneta e assim ser irradiada. Desta forma, a expressão que define a potência irradiada pela antena foi calculada por

$$P_{ir} = C|_{[dB]} + (P_I - P_R)|_{[dBm]} - A_{caboTX}|_{[dB]} \quad [dBm] \quad (5.2)$$

5.3 RESULTADOS DOS ENSAIOS

Uma vez que todas as variáveis necessárias foram caracterizadas, a calibração das sondas foi executada com a montagem apresentada na Figura 3.3 do Capítulo 3. A

Figura 5.5 apresenta duas fotografias da montagem final.

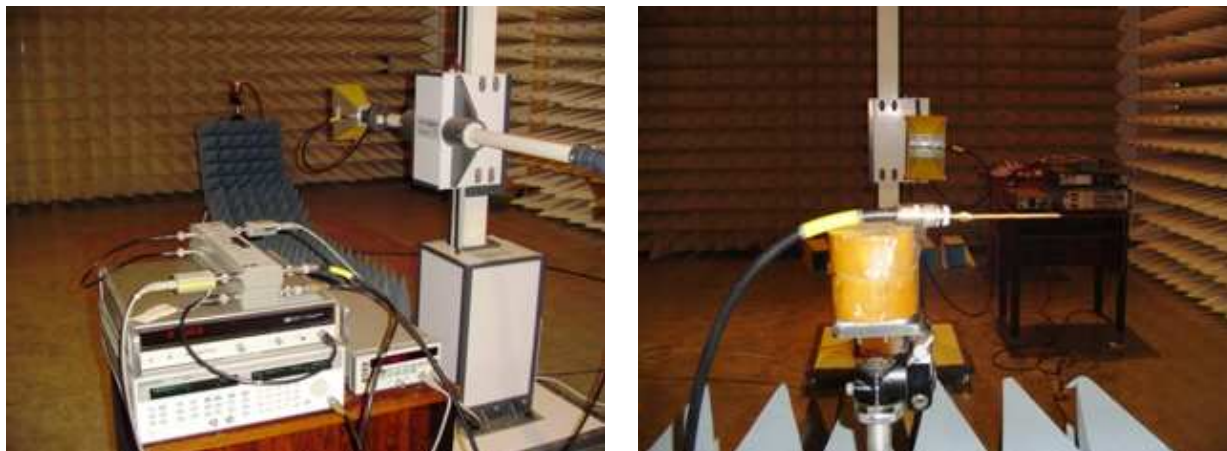


FIG. 5.5: Fotos da montagem para a calibração das sondas

As medidas feitas com a **Sonda Maior** e a **Sonda Menor** tiveram por objetivo calcular os parâmetros tensão, fator de performance e parâmetro S_{11} . Além das medidas feitas com estas sondas, foi utilizada uma sonda comercial para medir a potência da onda eletromagnética no ponto próximo às sondas em teste. Os resultados são apresentados a seguir.

5.3.1 TENSÃO

O primeiro parâmetro avaliado para a caracterização da sonda foi a tensão. A tensão no extremo da sonda não é apenas o valor medido pelo analisador de espectro, uma vez que a tensão medida pelo analisador contém a perda do cabo que conecta a sonda àquele aparelho.

A magnitude de tensão medida no extremo da sonda foi calculada pela soma do valor medido pelo receptor com a perda devida à atenuação do cabo de recepção, ou seja,

$$V = V_{receptor}|_{[dBmV]} + A_{caboRX}|_{[dB]} \quad [dBmV] \quad (5.3)$$

Os valores medidos são apresentados nas Tabelas 5.5, 5.6 e 5.7, respectivas à cada distância avaliada.

O resultado de tensão precisa ser analisado para um mesmo campo incidente na sonda. Apesar de o nível de campo gerado pelo equipamento transmissor ter sido o

TAB. 5.5: Tensão (V) para $R = 1,80m$

f [GHz]	A_{caboRX} [dB]	Sonda Menor		Sonda Maior	
		$V_{receptor}$ [dBmV]	V [dBmV]	$V_{receptor}$ [dBmV]	V [dBmV]
1,0	2,15	-27,00	-24,85	-20,00	-17,85
1,5	2,77	-30,00	-27,24	-26,50	-23,74
2,0	3,38	-33,00	-29,62	-33,00	-29,62
2,4	3,79	-29,00	-25,21	-18,00	-14,21
2,5	3,91	-29,00	-25,09	-16,00	-12,09
2,6	3,97	-25,00	-21,03	-11,00	-7,03
3,0	4,43	-27,00	-22,57	-12,00	-7,57

TAB. 5.6: Tensão (V) para $R = 2,35m$

f [GHz]	A_{caboRX} [dB]	Sonda Menor		Sonda Maior	
		$V_{receptor}$ [dBmV]	V [dBmV]	$V_{receptor}$ [dBmV]	V [dBmV]
1,0	2,15	-14,30	-12,15	-10,70	-8,55
1,5	2,77	-23,40	-20,63	-20,70	-17,93
2,0	3,38	-27,20	-23,82	-27,60	-24,22
2,4	3,79	-15,20	-11,41	-13,50	-9,71
2,5	3,91	-14,80	-10,89	-13,10	-9,19
2,6	3,97	-13,50	-9,53	-11,50	-7,53
3,0	4,43	-21,00	-16,57	-16,50	-12,07

TAB. 5.7: Tensão (V) para $R = 2,45m$

f [GHz]	A_{caboRX} [dB]	Sonda Menor		Sonda Maior	
		$V_{receptor}$ [dBmV]	V [dBmV]	$V_{receptor}$ [dBmV]	V [dBmV]
1,0	2,15	-30,00	-27,85	-18,00	-15,85
1,5	2,77	-37,00	-34,23	-37,00	-34,23
2,0	3,38	-34,00	-30,62	-32,00	-28,62
2,4	3,79	-19,00	-15,21	-19,00	-15,21
2,5	3,91	-19,00	-15,09	-15,00	-11,09
2,6	3,97	-19,00	-15,03	-13,00	-9,03
3,0	4,43	-35,00	-30,57	-25,00	-20,57

mesmo em todas situações, o campo incidente na sonda não era constante, uma vez que este é calculado por (Equação 3.12)

$$E = \sqrt{\frac{\eta P_{ir} G}{4\pi R_m^2}} \quad [V/m]$$

onde tanto o ganho da antena (G) era diferente em cada frequência, quanto a potência

irradiada (P_{ir}), definida por (Equação 5.2)

$$P_{ir} = C|_{[dB]} + (P_I - P_R)|_{[dBm]} - A_{caboTX}|_{[dB]} \quad [dBm]$$

cujas parcelas tampouco eram constantes.

O nível de campo elétrico incidente oscilou em torno de $50 \pm 7dBmV/m$. A normalização foi então realizada para $50dBmV/m$, e com isso a tensão medida pelas sondas foi ajustada através das equações

$$\Delta = 50 - E \quad [dB] \quad (5.4)$$

$$V_N = V + \Delta \quad [dBmV] \quad (5.5)$$

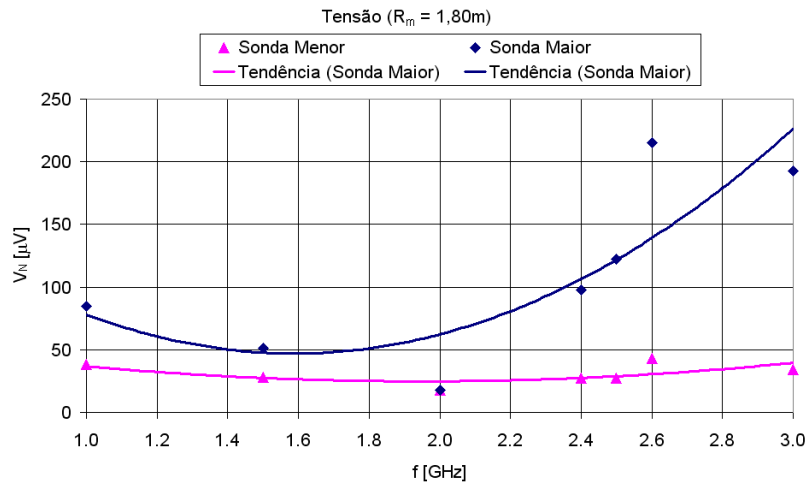
onde Δ é o ajuste de normalização, E é o campo elétrico teórico incidente na sonda (Equação 3.12), V é a tensão medida na sonda (Equação 5.3), e V_N é a tensão normalizada.

As Tabelas 5.8, 5.9 e 5.10 apresentam os valores normalizados de tensão para cada distância avaliada. A Figura 5.6 apresenta os resultados das tensões normalizadas graficamente, bem como a tendência da curva de tensão de cada sonda calculada a partir do método de aproximação polinomial dos resultados.

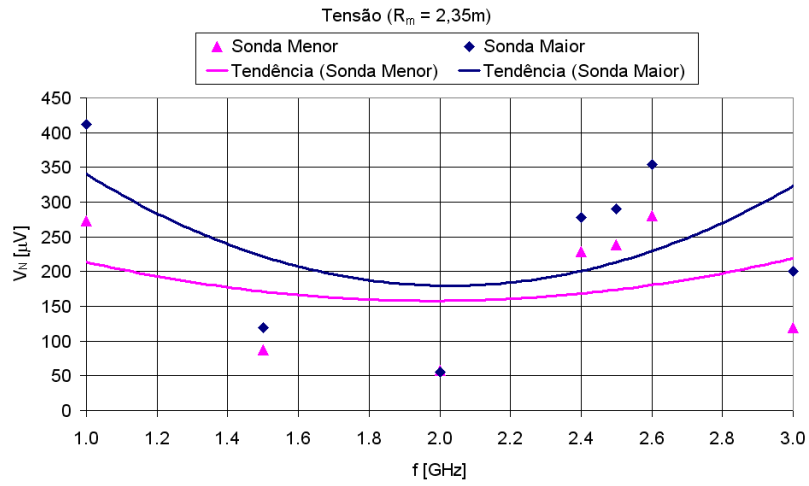
Foi observado que a sonda de maior bitola (**Sonda Maior**) obteve valores maiores de tensão do que a sonda de menor bitola (**Sonda Menor**) em todas as distâncias avaliadas, em concordância com as conclusões obtidas pelas simulações descritas no Capítulo 4. No entanto, era esperado que o valor de tensão medido aumentasse com a frequência. Como pode ser verificado graficamente, isto não ocorreu nas frequências 1,0, 1,5 e 3,0GHz, sendo a última discordância apenas para as distâncias 2,35m e 2,45m.

Para justificar a divergência nas frequências 1,0 e 1,5GHz, deve-se observar que estas frequências não estavam dentro da faixa de uso definida pelo fornecedor dos acopladores. Ainda que o sistema tenha sido caracterizado nestas frequências, não é possível garantir a operação constante numa faixa não definida pelo fabricante, lembrando que somente de 2,0 a 3,0GHz era a faixa permitida em todos os equipamentos.

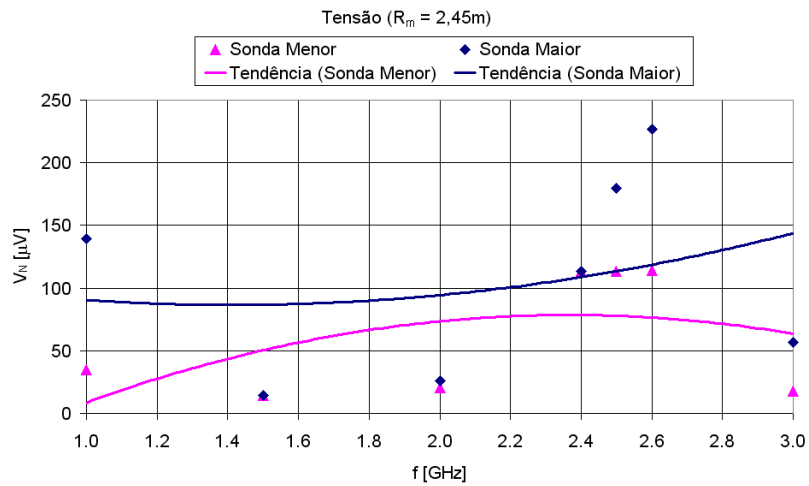
Para a divergência ocorrida na frequência de 3GHz, deve ser observado que este erro ocorreu nas duas distâncias com valores próximos e na mesma frequência. Desta forma, uma hipótese levantada foi que alguma condição não satisfatória naquela ocasião, como a falta de um cone de absorção dentro da câmara ou reflexão em algum instrumento da montagem, estava influenciando exatamente naquelas frequência e distâncias. Este fato foi confirmado com a análise dos dados coletados com uma sonda comercial, apresentados na Seção 5.3.4 mais adiante.



(a)



(b)



(c)

FIG. 5.6: Tensão normalizada com distância igual a (a) 1,80m (b) 2,35m (c) 2,45m

TAB. 5.8: Tensão Normalizada (V_N) para $R = 1, 80m$

$f[GHz]$	Sonda Menor			Sonda Maior		
	$V[dBmV]$	$E[dBmV/m]$	$V_N[dBmV]$	$V[dBmV]$	$E[dBmV/m]$	$V_N[dBmV]$
1,0	-24,85	53,57	-28,42	-17,85	53,57	-21,42
1,5	-27,24	54,49	-31,73	-23,74	54,49	-28,23
2,0	-29,62	55,41	-35,03	-29,62	55,41	-35,03
2,4	-25,21	56,00	-31,21	-14,21	56,00	-20,21
2,5	-25,09	56,16	-31,25	-12,09	56,16	-18,25
2,6	-21,03	56,32	-27,35	-7,03	56,32	-13,35
3,0	-22,57	56,74	-29,31	-7,57	56,74	-14,31

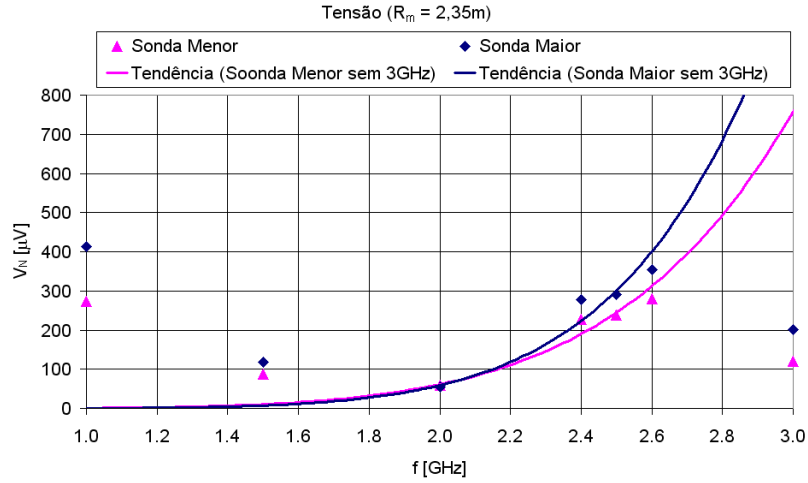
TAB. 5.9: Tensão Normalizada (V_N) para $R = 2, 35m$

$f[GHz]$	Sonda Menor			Sonda Maior		
	$V[dBmV]$	$E[dBmV/m]$	$V_N[dBmV]$	$V[dBmV]$	$E[dBmV/m]$	$V_N[dBmV]$
1,0	-12,15	49,14	-11,29	-8,55	49,14	-7,69
1,5	-20,63	50,57	-21,20	-17,93	50,57	-18,50
2,0	-23,82	50,88	-24,70	-24,22	50,88	-25,10
2,4	-11,41	51,43	-12,84	-9,71	51,43	-11,14
2,5	-10,89	51,56	-12,45	-9,19	51,56	-10,75
2,6	-9,53	51,50	-11,03	-7,53	51,50	-9,03
3,0	-16,57	51,90	-18,47	-12,07	51,90	-13,97

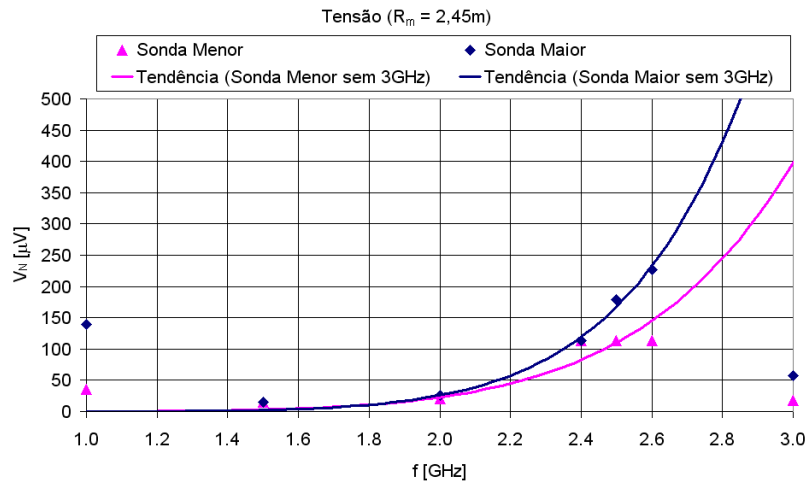
TAB. 5.10: Tensão Normalizada (V_N) para $R = 2, 45m$

$f[GHz]$	Sonda Menor			Sonda Maior		
	$V[dBmV]$	$E[dBmV/m]$	$V_N[dBmV]$	$V[dBmV]$	$E[dBmV/m]$	$V_N[dBmV]$
1,0	-27,85	51,26	-29,11	-15,85	51,27	-17,12
1,5	-34,23	52,59	-36,82	-34,23	52,59	-36,82
2,0	-30,62	53,06	-33,68	-28,62	53,07	-31,69
2,4	-15,21	53,71	-18,92	-15,21	53,71	-18,92
2,5	-15,09	53,82	-18,91	-11,09	53,83	-14,92
2,6	-15,03	53,85	-18,88	-9,03	53,86	-12,89
3,0	-30,57	54,32	-34,89	-20,57	54,35	-24,92

Uma nova linha de tendência foi calculada a partir do tipo de regressão potencial dos resultados, sem considerar os valores medidos em 1,0, 1,5 e 3GHz. O novo resultado é apresentado na Figura 5.7 e desta vez é claro o aumento da tensão medida pela sonda com o aumento da frequência.



(a)



(b)

FIG. 5.7: Curva de tendência sem $3GHz$ para a distância (a) $2,35m$ e (b) $2,45m$

5.3.2 FATOR DE PERFORMANCE

O segundo parâmetro avaliado para a caracterização da sonda foi o Fator de Performance (FP) de cada uma, definido no Capítulo 4 por (Equação 4.1)

$$FP = \frac{|E|}{|V|} \quad [m^{-1}]$$

ou (Equação 4.2)

$$FP = E - V \quad [dBm^{-1}]$$

Cumpramos reforçar que para uma dada frequência, o FP é o mesmo para qualquer distância medida ou potência irradiada. Uma vez determinado o FP de uma sonda, o

valor do campo naquele ponto é calculado pela relação (Equação 4.4)

$$E = FP|_{[dBm^{-1}]} + V|_{[dBmV]} \quad [dBmV/m]$$

O FP obtido de cada sonda é apresentado nas Tabelas 5.11, 5.12 e 5.13, para cada distância avaliada, e também graficamente na Figura 5.8.

TAB. 5.11: Fator de Performance (FP) para $R = 1, 80m$

$f[GHz]$	Sonda Menor			Sonda Maior		
	$E[dBmV/m]$	$V[dBmV]$	$FP[dBm^{-1}]$	$E[dBmV/m]$	$V[dBmV]$	$FP[dBm^{-1}]$
1,0	53,57	-24,85	78,42	53,57	-17,85	71,42
1,5	54,49	-27,24	81,73	54,49	-23,74	78,23
2,0	55,41	-29,62	85,03	55,41	-29,62	85,03
2,4	56,00	-25,21	81,21	56,00	-14,21	70,21
2,5	56,16	-25,09	81,25	56,16	-12,09	68,25
2,6	56,32	-21,03	77,35	56,32	-7,03	63,35
3,0	56,74	-22,57	79,31	56,74	-7,57	64,31

TAB. 5.12: Fator de Performance (FP) para $R = 2, 35m$

$f[GHz]$	Sonda Menor			Sonda Maior		
	$E[dBmV/m]$	$V[dBmV]$	$FP[dBm^{-1}]$	$E[dBmV/m]$	$V[dBmV]$	$FP[dBm^{-1}]$
1,0	49,14	-12,15	61,29	49,14	-8,55	57,69
1,5	50,57	-20,63	71,20	50,57	-17,93	68,50
2,0	50,88	-23,82	74,70	50,88	-24,22	75,10
2,4	51,43	-11,41	62,84	51,43	-9,71	61,14
2,5	51,56	-10,89	62,45	51,56	-9,19	60,75
2,6	51,50	-9,53	61,03	51,50	-7,53	59,03
3,0	51,90	-16,57	68,47	51,90	-12,07	63,97

TAB. 5.13: Fator de Performance (FP) para $R = 2, 45m$

$f[GHz]$	Sonda Menor			Sonda Maior		
	$E[dBmV/m]$	$V[dBmV]$	$FP[dBm^{-1}]$	$E[dBmV/m]$	$V[dBmV]$	$FP[dBm^{-1}]$
1,0	51,26	-27,85	79,11	51,27	-15,85	67,12
1,5	52,59	-34,23	86,82	52,59	-34,23	86,82
2,0	53,06	-30,62	83,68	53,07	-28,62	81,69
2,4	53,71	-15,21	68,92	53,71	-15,21	68,92
2,5	53,82	-15,09	68,91	53,83	-11,09	64,92
2,6	53,85	-15,03	68,88	53,86	-9,03	62,89
3,0	54,32	-30,57	84,89	54,35	-20,57	74,92

Um primeiro aspecto a se analisar a partir dos resultados obtidos é o comportamento do FP com relação à distância. Idealmente, esperava-se que os valores fossem correlatos para as três distâncias. Quanto à distribuição ao longo da banda, a correlação esperada foi aceitável, como pode-se observar na Figura 5.8, para ambas as sondas.

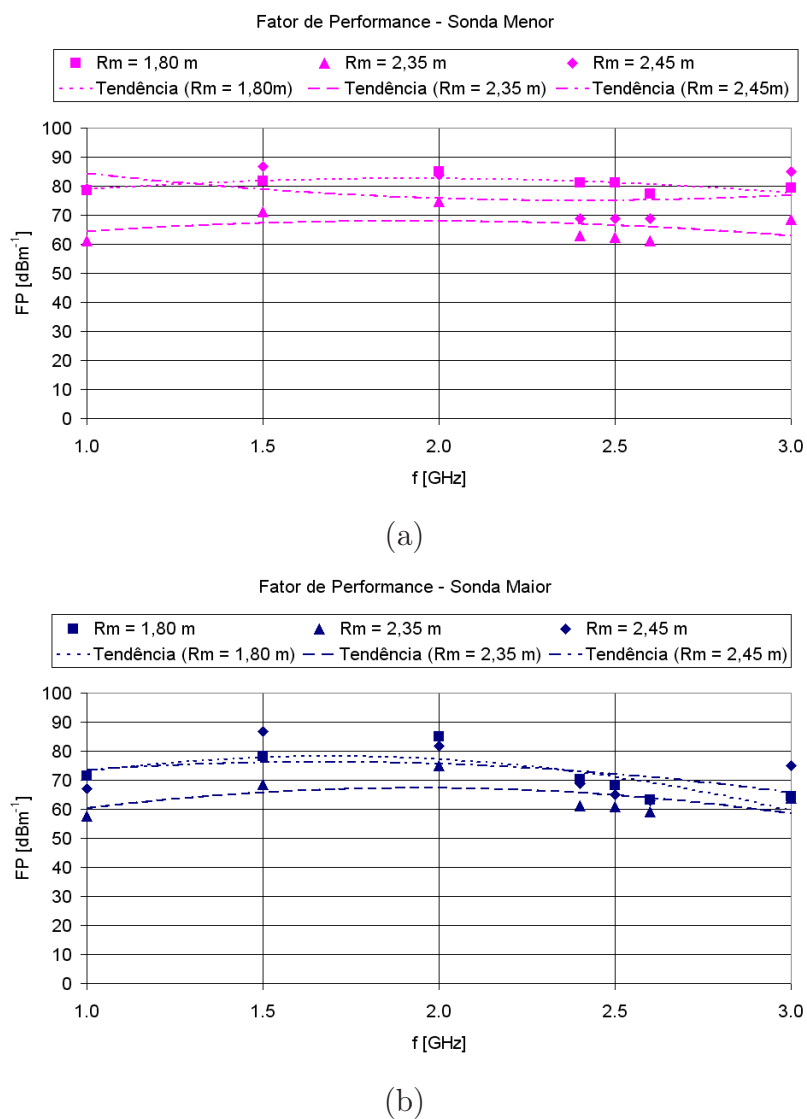


FIG. 5.8: FP das sondas (a) **Sonda Menor** (b) **Sonda Maior**

Por outro lado, a correlação entre os FP nas três distâncias, frequência a frequência, não foi tão boa quanto desejado. Discrepâncias de até $19dB$ para a **Sonda Menor** e $13dB$ para a **Sonda Maior** foram observadas. Estas discrepâncias podem ser creditadas a alguns fatores, como, por exemplo, às distâncias escolhidas, que não eram muito maiores do que a distância mínima necessária para a realização dos ensaios devido à limitação da zona de silêncio da câmara semi-anecóica utilizada, e à simplicidade das sondas, tendo em vista que qualquer deformação do condutor interno ou externo influenciaria na tensão

medida e, conseqüentemente, no FP de cada sonda.

Um outro aspecto a se analisar é a comparação de desempenho entre as duas sondas. Neste quesito, os resultados obtidos se mostraram coerentes com as conclusões das simulações, ou seja, a curva de FP da **Sonda Menor** ficou acima da curva de FP da **Sonda Maior**, como ilustra a Figura 5.9 para o caso de $R_m = 1,80m$. Para este caso em particular, convém comentar o comportamento anômalo observado em $2GHz$, onde a diferença de FP foi muito pequena (menor que $1dB$). Isto ocorreu porque a tensão medida nesse ponto foi praticamente a tensão de ruído, que era quase a mesma para as duas sondas. Observa-se na Figura 5.6 que isto aconteceu nas três distâncias, sempre na medida de $2GHz$.

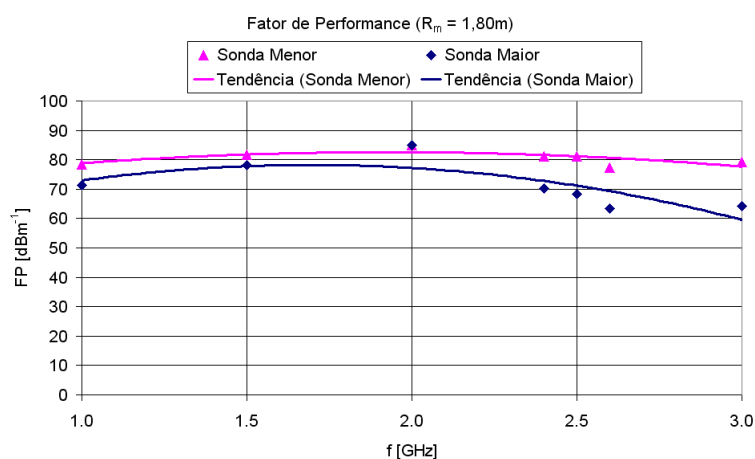


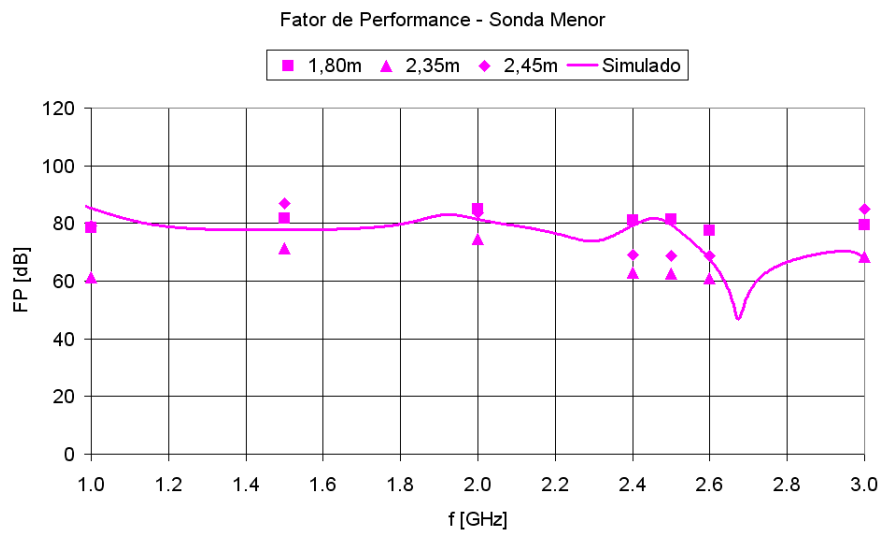
FIG. 5.9: Comparação do FP das sondas para a distância $1,80m$

O cálculo de incertezas de medição foi desenvolvido no Capítulo 3, Seção 3.3. Foi visto que todos os equipamentos utilizados no ensaio contribuem com a incerteza estimada. Para o cálculo de incerteza deste trabalho, é apresentado somente o desvio padrão dos resultados, devido à falta de informação necessária de todos os equipamentos utilizados no ensaio. O desvio padrão em cada frequência medida é apresentado na Tabela 5.14.

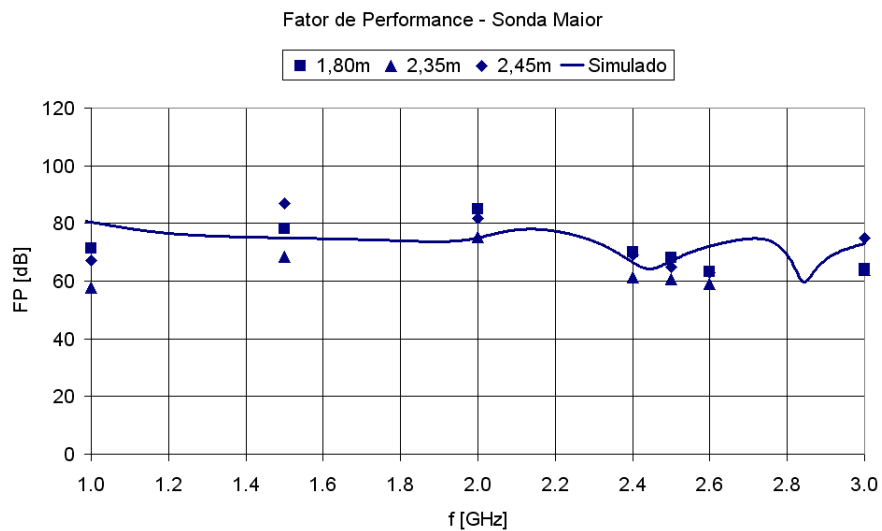
Por fim, os dados obtidos experimentalmente foram comparados aos dados obtidos das simulações, descritas no Capítulo 4. A Figura 5.10 apresenta esta comparação graficamente. Observa-se que as medidas mostraram boa coerência aos resultados simulados, validando, portanto, os ensaios de calibração.

TAB. 5.14: Desvio padrão dos resultados de FP

$f[\text{GHz}]$	Sonda Menor	Sonda Maior
	$u_i[\text{dBm}^{-1}]$	$u_i[\text{dBm}^{-1}]$
1,0	10,09	7,02
1,5	7,91	10,12
2,0	4,64	6,72
2,4	7,29	4,01
2,5	8,51	2,25
2,6	5,55	2,73
3,0	11,61	7,74



(a)



(b)

FIG. 5.10: Comparação do FP simulado e medido (a) Sonda Menor (b) Sonda Maior

5.3.3 PARÂMETRO S_{11}

O último parâmetro avaliado para a caracterização da sonda foi o parâmetro de espalhamento S_{11} . A caracterização deste parâmetro foi realizada por três fontes diferentes: um ensaio dentro da câmara semi-aneecóica, uma medição realizada pelo CPqD e um ensaio realizado no Laboratório de Antenas e RF do IME.

O ensaio na câmara semi-aneecóica foi realizado através da montagem ilustrada na Figura 5.11, e teve como objetivo medir o parâmetro S_{11} com a mesma montagem utilizada para a calibração da sonda.

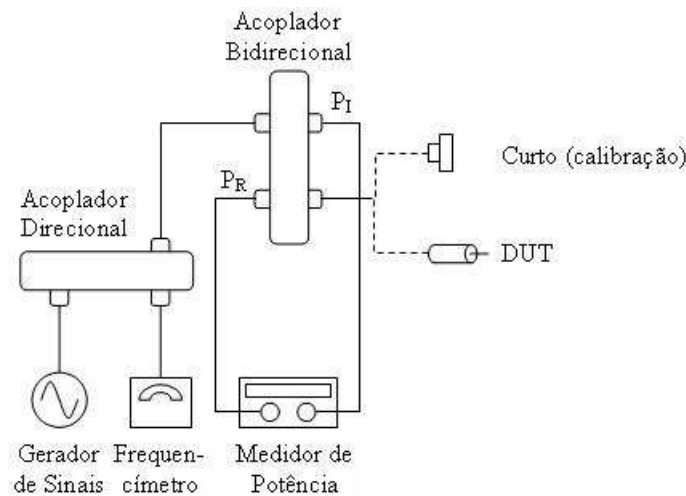


FIG. 5.11: Montagem para a medição do parâmetro S_{11}

Primeiro, o sistema foi calibrado através da conexão de um curto na saída direta do Acoplador Bidirecional. Com o curto conectado, o fator de calibração (FC) foi calculado por

$$FC = \frac{P_R}{P_I} \quad [dB] \quad (5.6)$$

onde P_R e P_I são os valores medidos pelo medidor de potência.

Uma vez determinado o fator de calibração, a sonda é conectada à saída direta do Acoplador Bidirecional. Com esta montagem, o parâmetro S_{11} é calculado por

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_R}{P_I} - FC \quad [dB] \quad (5.7)$$

Os resultados finais do parâmetro S_{11} da **Sonda Menor** e da **Sonda Maior** são apresentados na Tabela 5.15 e graficamente na Figura 5.12. A curva de tendência de cada sonda calculada a partir do método de aproximação logarítmica dos resultados também é apresentada.

TAB. 5.15: Fator S_{11}

$f[GHz]$	Sonda Menor	Sonda Maior
	$S_{11}[dB]$	$S_{11}[dB]$
1,0	0,01	-0,18
1,5	0,09	0,13
2,0	-0,14	-0,24
2,4	-0,21	-0,22
2,5	-0,13	-0,13
2,6	-0,24	-0,33
3,0	-0,15	-0,25

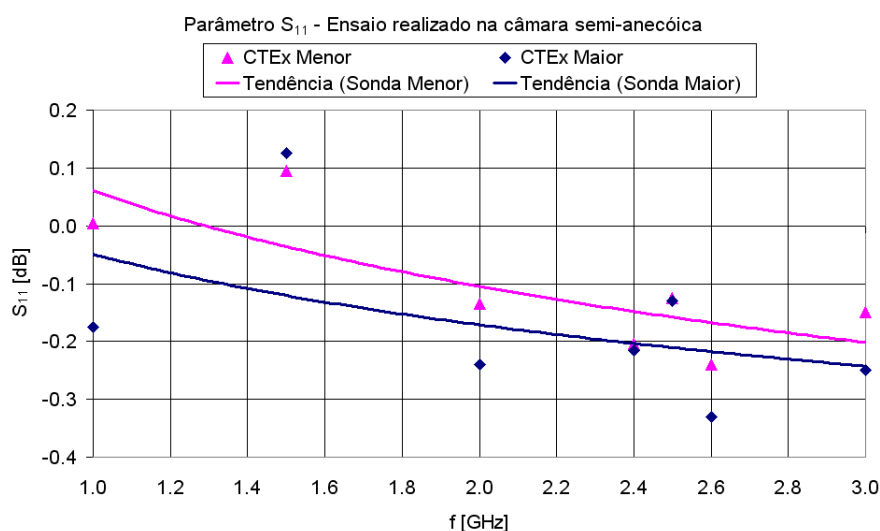


FIG. 5.12: Medição do parâmetro S_{11} na câmara semi-aneecóica

Observa-se na Tabela 5.15 que dentre os valores medidos do parâmetro S_{11} , existem alguns valores pouco acima de zero, o que teoricamente seria impossível. O motivo desta ocorrência é que a calibração deveria ser feita em cada frequência medida, mas isto não foi feito pois uma vez identificado este erro, o ensaio não pode ser realizado novamente devido a problemas de logística. O fator de calibração foi calculado somente na frequência de $1GHz$.

As medidas cedidas pelo Centro de Pesquisa e Desenvolvimento (CPqD) foram realizadas na faixa de frequência de 1 a $18GHz$. O resultado está apresentado na Figura 5.13.

Dois fatores importantes são observados nos resultados. Primeiro, notam-se valores positivos medidos, o que não deveria acontecer. Tendo em vista que as condições reais dos ensaios não foram conhecidas, a hipótese levantada neste caso foi que se os ensaios

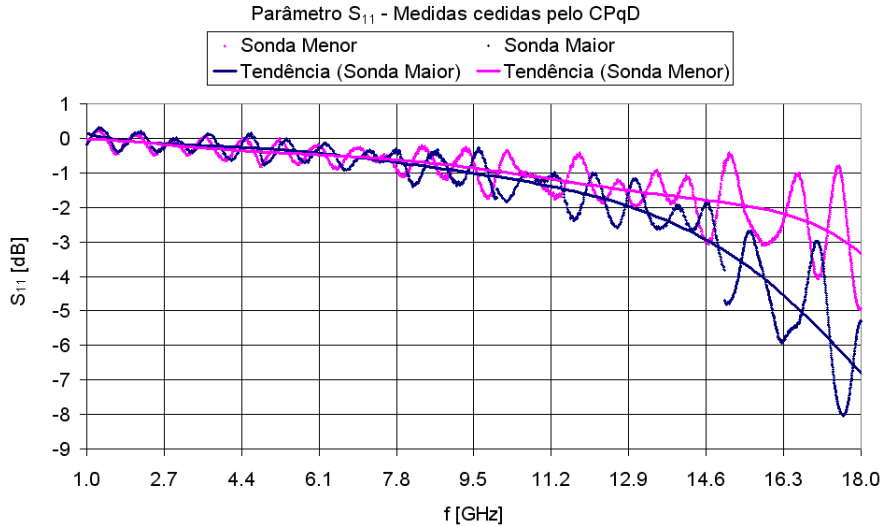


FIG. 5.13: Medição do parâmetro S_{11} realizada pelo CPqD

não foram realizados dentro de uma câmara anecóica ou semi-anecóica, a sonda estava exposta à campos EM do meio ambiente, o que influencia na medição. Segundo, observa-se uma grande oscilação nas medidas. Esta variação entre picos máximos e mínimos é creditada a reflexões em planos diversos, como equipamentos e paredes, ou calibrações mal realizadas. Mesmo com estes fatores negativos, ainda é possível verificar o comportamentos do parâmetro S_{11} através da linha de tendência criada com aproximação logarítmica.

O ensaio do parâmetro S_{11} no Laboratório de Antenas e RF do IME foi realizado com um Analisador de Redes Agilent E5070B. O resultado é apresentado na Figura 5.14. Neste caso, também nota-se uma pequena oscilação dos resultados, oriundas de reflexões, como ocorrido no resultado do CPqD.

Um gráfico com os três resultados é apresentado na Figura 5.15. A quantidade de informação no mesmo gráfico é justificada para notar que os resultados oscilaram ao redor de $-0.2dB$. O fator S_{11} da **Sonda Menor** e da **Sonda Maior** foram muito próximos, com os resultados obtidos pelas simulações.

Conforme proposto no Capítulo 4, assumindo $S_{11} \leq -0,5dB$, através da análise da curva de tendência do parâmetro S_{11} , a frequência de limite superior de operação da **Sonda Menor** e da **Sonda Maior** é superior a $3GHz$, limite almejado anteriormente.

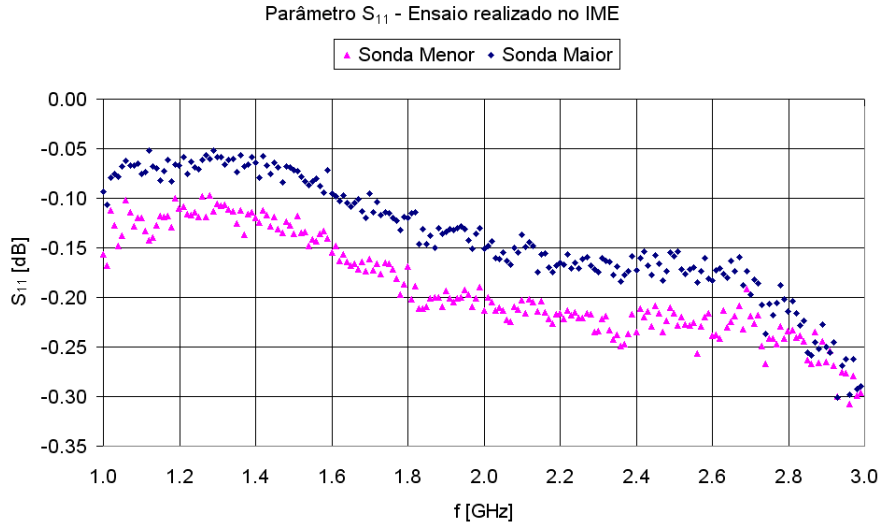


FIG. 5.14: Medição do parâmetro S_{11} no IME

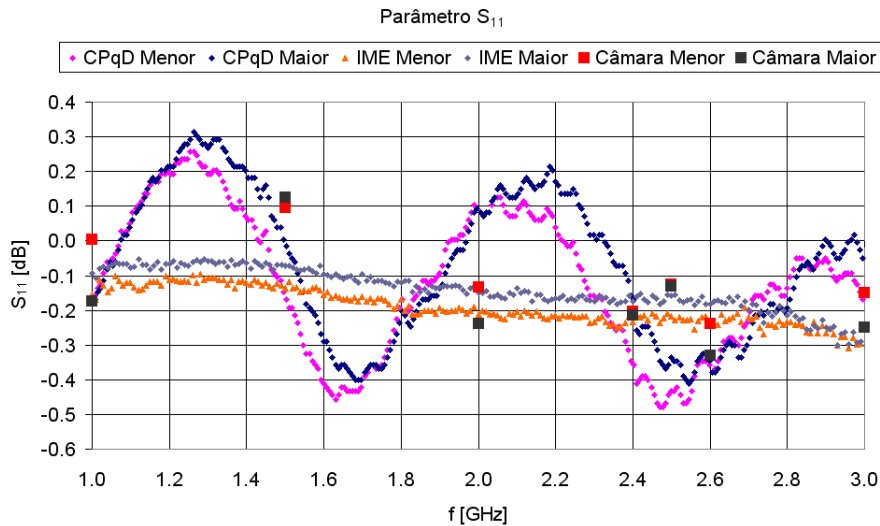


FIG. 5.15: Parâmetro S_{11} de todas as fontes

5.3.4 VERIFICAÇÃO DE CAMPO

Uma sonda comercial foi utilizada para medir a potência incidente nas sondas construídas. A sonda comercial utilizada foi a HF - Detektor II Profi. As especificações desta sonda são apresentadas na Tabela 5.16 (AARONIA AG, 2002).

O valor medido por esta sonda é a potência do campo incidente naquele ponto. Este valor é apresentado através de uma escala de cores de 11 (onze) níveis. A sonda HF-Detektor foi posicionada próxima à sonda em teste após a coleta da tensão medida em cada frequência e sonda em particular, como mostra a foto na Figura 5.16.

TAB. 5.16: Especificações da sonda HF - Detektor II Profi

Fabricante	Aaronia AG
Faixa de frequência	3MHz a 3GHz
Faixa de medida	-70dBm a 0dBm
Precisão	±1dBm
Modo de medida	Pico ou valor médio
Saída	Escala de cores com 11 níveis e toque sonoro



FIG. 5.16: Sonda HF-Detektor II Profi e a **Sonda Maior**

Para verificar se os valores estavam coerentes com aqueles medidos na prática, a potência teórica naquele ponto foi calculada através da fórmula de transmissão de Friis para o espaço livre (KRAUS,1988),

$$P_{RX} = P_{ir} - A_{caboTX} + G - A_0 \quad [dBm] \quad (5.8)$$

onde P_{RX} é a potência de recepção da sonda, A_{caboTX} é a atenuação do cabo de transmissão, G é o ganho da antena (definido pelo fabricante), A_0 é a atenuação no espaço livre, calculada por

$$A_0 = 32,4 + 20\log(f|_{MHz}) + 20\log(R_m|_{Km}) \quad [dB] \quad (5.9)$$

e P_{ir} é a potência irradiada pela antena (Equação 5.2), calculada por

$$P_{ir} = C|_{[dB]} + (P_I - P_R)|_{[dBm]} - A_{caboTX}|_{[dB]} \quad [dBm]$$

As medidas e as estimativas teóricas para as sondas são apresentadas nas Tabelas 5.17 e 5.18. A Figura 5.17 apresenta os dados graficamente.

Uma boa concordância entre os valores medidos e os valores calculados teoricamente é observada para a maioria das frequências. A maior diferença ocorreu em 3GHz, em que a potência medida está muito menor do que aquela que deveria ser. Uma explicação para este erro pode ser porque a sonda HF-Detektor estava operando no limite da sua faixa de

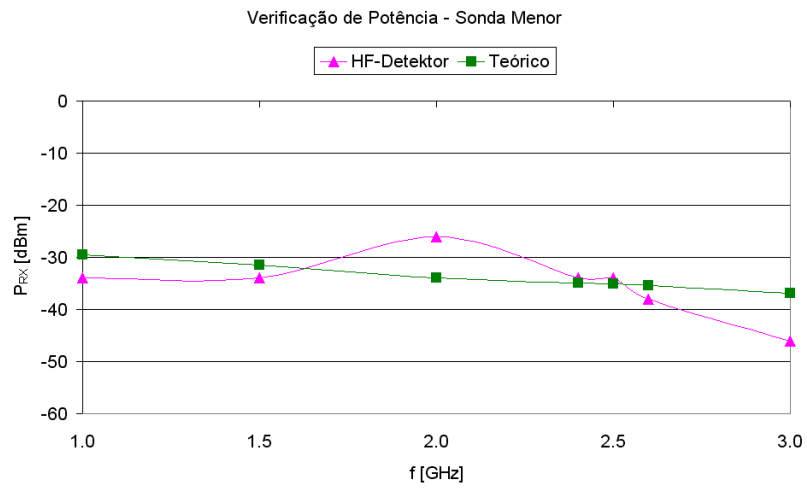
TAB. 5.17: Potência incidente na sonda durante a calibração da **Sonda Menor**

$f[GHz]$	$P_{ir}[dBm]$	$A_{caboTX}[dB]$	$G[dBi]$	$A_0[dB]$	$P_{RX} [dBm]$	$P_{HF-Detektor} [dBm]$
1.0	5.88	2.12	6.90	40.18	-29.52	-34.00
1.5	6.16	2.77	8.80	43.71	-31.52	-34.00
2.0	6.44	3.38	9.20	46.20	-33.95	-26.00
2.4	6.72	3.79	10.00	47.79	-34.85	-34.00
2.5	6.74	3.90	10.20	48.14	-35.10	-34.00
2.6	6.77	3.98	10.20	48.48	-35.49	-38.00
3.0	7.42	4.43	9.80	49.73	-36.94	-46.00

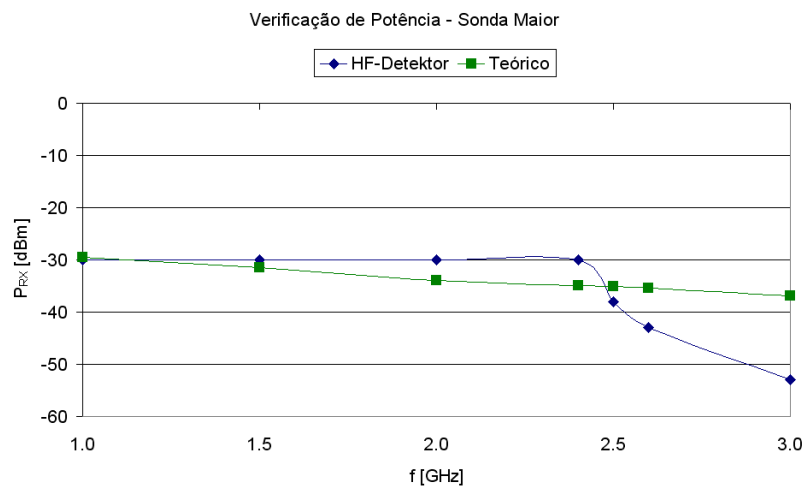
TAB. 5.18: Potência incidente na sonda durante a calibração da **Sonda Maior**

$f[GHz]$	$P_{ir}[dBm]$	$A_{caboTX}[dB]$	$G[dBi]$	$A_0[dB]$	$P_{RX} [dBm]$	$P_{HF-Detektor} [dBm]$
1.0	5.89	2.12	6.90	40.18	-29.51	-30.00
1.5	6.16	2.77	8.80	43.71	-31.51	-30.00
2.0	6.45	3.38	9.20	46.20	-33.94	-30.00
2.4	6.73	3.79	10.00	47.79	-34.85	-30.00
2.5	6.76	3.90	10.20	48.14	-35.08	-38.00
2.6	6.79	3.98	10.20	48.48	-35.48	-43.00
3.0	7.45	4.43	9.80	49.73	-36.91	-53.00

freqüência de operação. Por outro lado, o fato deste valor ter sido baixo concorda com a tensão baixa medida pelas sondas nesta freqüência, o que confirma a exposição citada anteriormente para explicar a anomalia ocorrida na medida de tensão (Seção 5.3.1).



(a)



(b)

FIG. 5.17: Comparação entre as potências teórica e medida por uma sonda comercial durante a calibração da (a) **Sonda Menor** e (b) **Sonda Maior**

6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES

No presente trabalho foi apresentado um estudo experimental e teórico do comportamento de duas sondas de campo elétrico construídas a partir de dois cabos coaxiais semi-rígidos.

Após uma introdução geral sobre o cenário atual que envolve sondas eletromagnéticas no Capítulo 1, foi apresentada uma revisão sobre o assunto no Capítulo 2. Neste capítulo, foram apresentadas as principais aplicações de sondas EM, seus princípios de funcionamento, além da nomenclatura básica deste tema. Neste ponto, deve-se destacar que a determinação dos principais termos desta área, tais como sonda, sensor, dispositivo transdutor de energia, antena eletricamente curta e dispositivo de leitura, foi realizada com certa dificuldade, devido à quantidade escassa de publicações e referências sobre o tema em língua portuguesa. Estes elementos foram determinados a partir de normas e artigos encontrados na literatura. Ainda no Capítulo 2, sondas de campo elétrico e de campo magnético desenvolvidas por diferentes autores foram apresentadas.

O processo de construção e calibração das sondas foi apresentado no Capítulo 3. A construção das sondas foi realizada de modo artesanal, com o material disponível no Laboratório de Antenas e RF do IME. Devido ao tempo disponível para execução deste trabalho, a construção da sonda referiu-se apenas ao sensor. Ainda neste capítulo, foi realizada uma pesquisa das normas vigentes para a calibração de sondas eletromagnéticas na faixa de 2 a $3GHz$. A montagem do ensaio, o procedimento de calibração e a documentação necessária para tal situação determinados por estas normas foram apresentados.

Em seguida, foram realizadas simulações para a avaliação da influência de características físicas de um cabo coaxial atuando como uma sonda de campo elétrico. Três características físicas foram avaliadas: comprimento da sonda, comprimento de extensão do condutor interno e diâmetro da sonda. Para verificar o comportamento do cabo coaxial como sonda de campo elétrico, três parâmetros foram avaliados: tensão, fator de performance e parâmetro de espalhamento S_{11} . Para tal, quinze situações distintas foram simuladas e seus resultados foram apresentados graficamente.

Confirmou-se com as simulações que o principal fator de influência na sonda é a extensão do condutor interno. A extensão do condutor interno deve ser grande o suficiente

para medir um nível de tensão mínimo desejado, porém pequeno o suficiente para não prejudicar o parâmetro S_{11} na sua faixa de operação. Em função disto, apresentou-se aqui uma nova condição para definir a frequência máxima de operação da sonda: $|S_{11}| > 0,5dB$.

Por último, as sondas foram caracterizadas experimentalmente em uma câmara semi-aneecóica. Os resultados dos ensaios práticos realizados com as duas sondas foram apresentados através dos mesmos fatores analisados na simulação: tensão, fator de performance e parâmetro de espalhamento S_{11} . Em primeira instância, a tensão medida na sonda não aumentava com a frequência como era esperado. Porém, após a identificação de erros sistêmicos, este comportamento foi obtido. O FP foi correlato para cada frequência avaliada, como esperado. Foi realizada uma comparação entre a simulação e as medidas mostrando boa coerência entre os resultados. O parâmetro S_{11} foi medido também pelo CPqD e por um ensaio realizado no Laboratório de RF e Antenas do IME, além da medição na câmara semi-aneecóica. Em todos os casos, o parâmetro S_{11} apresentou valores dentro do esperado, acima do limiar proposto de $-0,5dB$ dentro da faixa de interesse (2 a $3GHz$). Por último, foram apresentadas medições de potência realizadas com uma sonda comercial, que validaram as estimativas teóricas do campo incidente na sonda, exceto na frequência de $3GHz$.

As medições demonstraram que é possível a construção de uma sonda de campo elétrico de baixo custo e de fácil implementação a partir de um cabo coaxial semi-rígido. Mesmo considerando que a caracterização realizada não tenha sido suficiente para aprovar as sondas segundo normas internacionais, ao menos deram indicativos para tal. Foi demonstrado que a partir das medições do FP , é possível obter uma boa aproximação do campo elétrico incidente na sonda a partir da tensão medida na mesma.

No sentido de dar prosseguimento a esta linha de trabalho, alguns temas para investigações futuras podem ser destacados:

- Estudo da influência dos métodos numéricos na análise de transientes, para a verificação dos cálculos de tensão medida pela sonda e campo elétrico incidente na mesma;
- Testes de medição em equipamentos eletrônicos na faixa de 1 a $3GHz$ com as sondas criadas;
- Caracterização das sondas adotando uma grade de calibração mais rigorosa, ou seja, com uma maior faixa de frequência e mais níveis de potência;

- Implementação de um diodo retificador como dispositivo transdutor na própria sonda, bem como um dispositivo de leitura, para que a sonda seja autosuficiente para medições.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AARONIA AG. **Manual do HF - Detektor II Profii**, 2002.
- AGILENT. **Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements - Application Note 64-1C**. Agilent Technologies, Abril 2001.
- ANSI C63.2. **American National Standard for Electromagnetic Noise and Field Strength Instrumentation, 10Hz to 40GHz - Specifications**. American National Standard Institute, Janeiro 1996.
- ANSI C63.4. **American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9kHz to 40GHz**. American National Standard Institute, Janeiro 2004.
- BRASIL. **Resolução Número 444, de 31 de agosto de 1999**. Agência Nacional de Vigilância Sanitária, Agosto 1999.
- BRASIL. **Resolução Número 237, de 9 de novembro de 2000**. Agência Nacional de Telecomunicações, Novembro 2000.
- BRASIL. **Resolução Número 303, de 2 de julho de 2002**. Agência Nacional de Telecomunicações, Julho 2002.
- CISPR 16. **Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods**. International Special Committee on Radio Interference, 1999.
- COLLIN, R. E. **Foundations for Microwave Engineering**. McGraw-Hill, 2ª Edição, 1992.
- FANTOM, A. **Radio Frequency and Microwave Power Measurements**. Peter Peregrinus, IEE Electrical Measurements Series 7, 1990.
- GAO, Y., LAUER, A., REN, Q. e WOLFF, I. **Calibration of Electric Coaxial Near-Field Probes and Applications**. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(11):1694–1702, Novembro 1998a.
- GAO, Y. e WOLFF, I. **A New Miniature Magnetic Field Probe for Measuring Three-Dimensional Fields in Planar High-Frequency Circuits**. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 44(6):911–918, Junho 1996a.
- GAO, Y. e WOLFF, I. **A Simple Electric Near Field Probe for Microwave Circuit Diagnostics**. *IEEE Microwave Symposium Digest*, 3:1537–1540, Junho 1996b.
- GAO, Y. e WOLFF, I. **Miniature Electric Near-Field Probes for Measuring 3-D Fields in Planar Microwave Circuits**. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(7):907–912, Julho 1998b.

- HARLAND, C. J., CLARK, T. D. e PRANCE, R. J. **Non-Invasive Human Body Electrophysiological Measurements Using Displacement Current Sensors.** Em *Body Sensor Networks Workshop Program*, Universidade de Sussex, 2004.
- IEEE C95-3. **IEEE Recommended Practice for Measurements and Computations of Radio Frequency Electromagnetic Fields With Respect to Human Exposure to Such Fields, 100kHz - 300GHz.** IEEE International Committee on Electroagnetic Safety, Dezembro 2002.
- IEEE STD 1309. **IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antennas, from 9kHz to 40GHz.** IEEE International Committee on Electroagnetic Safety, Junho 1996.
- KODALI, V. P. **Engineering Electromagnetic Compatibility.** IEEE Press, 1996.
- KRAEMER, J. G. **Revision of IEEE Standard 1309,** 2002. Disponível: <http://www.ieee.org/organizations/pubs/newsletters/emcs/winter02/stand.html> [capturada em 10 abr. 2005].
- KRAUS, J. D. **Antennas.** McGraw-Hill, 2^a Edição, 1988.
- OSOFISKY, S. S. e SCHWARZ, S. E. **A non-contacting probe for measurements on high-frequency planar circuits.** *IEEE Microwave Symposium Digest*, 2(BB-1): 823–825, Junho 1989.
- OSOFISKY, S. S. e SCHWARZ, S. E. **Design and performance of non-contacting probe for measurements on high-frequency planar circuits.** *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40(8):1701–1708, Agosto 1996.
- PAUL, C. R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility.** Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, 1992.
- SOARES, M. **My Space,** 2004. Disponível: <http://myspace.eng.br/eng/proc/tpr1A.asp>, [capturada em 16 mar. 2006].
- VALDMAN, C., DIAS, M. H. C. e SANTOS, J. C. A. **A Critical Review on High Frequency Passive Electromagnetic Field Probes: basic Principles, Applications and Technologies.** Em *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Petrópolis - RJ, Novembro 2005.
- VLAHACOS, C. P., BLACK, R. C., ANLAGE, S. M., AMAR, A. e WELLSTOOD, F. C. **Near-Field Scanning Microwave Microscope With 100 μ m Resolution.** *American Institute of Physics, Appl. Phys. Lett.*, 69:3272–3274, Novembro 1996.
- WIKIPÉDIA. **Transdutor,** 2006. Disponível: <http://pt.wikipedia.org/wiki/Transdutor>, [capturada em 20 mar. 2006].

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)