DANIEL VITOR FARIA CARDIA

DETERMINAÇÃO DE MODELOS SIMPLIFICADOS DE FONTES EQUIVALENTES DE
CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS APLICÁVEIS À ANÁLISE DE
COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DE SISTEMAS EMBARCADOS

São Paulo

2018

DANIEL VITOR FARIA CARDIA

DETERMINAÇÃO DE MODELOS SIMPLIFICADOS DE FONTES EQUIVALENTES DE
CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS APLICÁVEIS À ANÁLISE DE
COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DE SISTEMAS EMBARCADOS

VERSÃO CORRIGIDA

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Engenharia
Elétrica - Sistemas de Potência

Orientador: Carlos Antonio França Sartori

São Paulo

2018

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Cardia, Daniel Vitor Faria

DETERMINAÇÃO DE MODELOS SIMPLIFICADOS DE FONTES EQUIVALENTES DE CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS APLICÁVEIS À ANÁLISE DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DE SISTEMAS EMBARCADOS / D. V. F. Cardia; Orientador: Carlos Antonio França Sartori -- versão corr. -- São Paulo, 2018.

124 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Compatibilidade Eletromagnética 2.Modelagem Matemática 3.Simulação Numérica 4.Eletromagnetismo 5.Antenas I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me mantido disposto a desenvolver este trabalho, que representa a mim um tão importante progresso acadêmico.

Ao Prof. Dr. Carlos Antonio França Sartori, que me suportou em todo momento, e que, pacientemente, me ajudou a construir cada elemento deste trabalho.

Aos alunos Murilo Seko e Rafael Muylaert e ao Professor Silvio Barbin, pela enorme contribuição em atividades essenciais no decorrer do desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço à minha esposa, Aline, que em todo momento me incentivou a prosseguir com o desenvolvimento deste trabalho. Também, sou amplamente grato às minhas queridas filhas, Melissa e Sophia, que muitas vezes se dispuseram a abrir mão de minha companhia em momentos em que precisei me dedicar a este trabalho.

Aos meus pais, Antônio e Lúcia, à minha irmã, Adriana, aos meus sobrinhos Beatriz e Samuel e à minha sogra Inez, que sempre me apoiaram.

Sou grato aos grandes seres humanos que todos vocês são. O que sou hoje é o resultado dos bons exemplos que todos vocês me deram.

RESUMO

Neste trabalho apresentar-se-á um método para a determinação de modelos simplificados de fontes equivalentes de campos elétricos e magnéticos aplicáveis à análise de compatibilidade eletromagnética de sistemas embarcados. Esses modelos são obtidos a partir de medições laboratoriais, com técnicas de cálculos analíticos, numéricos e híbridos.

Destacam-se, o fato da utilização do método de medição através de antenas de grandes *loops* (ou, laços, em português), na determinação de fontes equivalentes de emissão radiada e a aplicação destas na avaliação dos campos eletromagnéticos radiados.

A contribuição deste trabalho é a obtenção dessas fontes equivalentes de emissão radiada, que possibilitam a avaliação da contribuição dos campos elétricos e magnéticos em ambientes eletromagnéticos. E também contribui com a aplicação de uma metodologia para a obtenção dos campos elétricos a partir dos campos magnéticos previamente determinados. Em particular, este trabalho pode ser considerado como decorrente da evolução da Dissertação de Mestrado [1].

ABSTRACT

It will be shown in this work a method for simplified models determination of equivalent sources for electric and magnetic fields, applicable to embedded systems electromagnetic compatibility analysis. These models are obtained by laboratory tests with analytical calculation techniques associated to numerical and hybrid calculations.

This work highlights the application of measurement method by Large Loop Antennas (LLAs) for the creation of radiated emission equivalent sources and the application of a corresponding method for obtaining radiated electromagnetic fields.

The contribution of this work is the acquisition of these equivalent sources of radiated emission, which allows the evaluation of the magnetic and electric field contribution in electromagnetic environments. And it also contributes with the application of a methodology to obtain the electric fields from previously determined magnetic fields. In special, this work may be considered as an evolution of the Master's Thesis [1]

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 – ILUSTRAÇÃO DA TRANSFORMAÇÃO DE FONTE DE EMISSÃO RADIADA REAL EM FONTE EQUIVALENTE	24
FIGURA 2 – A) REPRESENTAÇÃO DE AMBIENTE COMPOSTO POR ELEMENTOS RADIANTES REAIS. B) REPRESENTAÇÃO DE AMBIENTE COMPOSTO POR ELEMENTOS EQUIVALENTES RADIANTES	25
FIGURA 3 – REPRESENTAÇÃO DAS ETAPAS PARA O DESENVOLVIMENTO DESTA TESE	25
FIGURA 4 – ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVÖT	28
FIGURA 5 – EQUIPAMENTO DE MEDIÇÃO (SONDA) UTILIZADO EM [17]	30
FIGURA 6 – ANTENA MULTIPOLAR	32
FIGURA 7 – REPRESENTAÇÃO DE AMBIENTE COMPOSTO POR FONTES EQUIVALENTES DE EMISSÃO RADIADA DE CAMPO MAGNÉTICO (DIPOLO E QUADRIPOLO) E CABEAMENTOS ..	35
FIGURA 8 – REPRESENTAÇÃO ILUSTRATIVA DE UMA CARROCERIA DE VEÍCULO COMPOSTO POR FONTES EQUIVALENTES DE EMISSÃO RADIADA DE CAMPO MAGNÉTICO E CABEAMENTOS	39
FIGURA 9 – ELEMENTOS DA INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA.....	40
FIGURA 10 – REGIÕES DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS DE UMA ANTENA	42
FIGURA 11 – GRÁFICO DAS IMPEDÂNCIAS DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS EM FUNÇÃO DA DISTÂNCIA DA FONTE DE EMISSÃO RADIADA	44
FIGURA 12 – REPRESENTAÇÃO DA TRANSFORMAÇÃO DE FONTE DE EMISSÃO RADIADA REAL EM FONTE EQUIVALENTE ATRAVÉS DAS MEDIÇÕES NAS ANTENAS DE GRANDES LOOPS.	46
FIGURA 13 – REPRESENTAÇÃO DA ANTENA DE KANDA.....	47
FIGURA 14 – REPRESENTAÇÃO DOS DIPOLOS MAGNÉTICOS EQUIVALENTES AO ESE.....	49
FIGURA 15 – PONTOS DE MEDIÇÃO DA CORRENTE INDUZIDA NA ANTENA DE KANDA	50
FIGURA 16 – ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVÖT E REPRESENTAÇÃO DO DIPOLO MAGNÉTICO EQUIVALENTE AO EQUIPAMENTO SOB ENSAIO.....	51
FIGURA 17 – REPRESENTAÇÃO DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVÖT	52
FIGURA 18 – SEÇÃO TRANSVERSAL DO CABO COAXIAL, UTILIZADO NA CONSTRUÇÃO DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVÖT	52
FIGURA 19 – PONTO DE MEDIÇÃO DA CORRENTE RESULTANTE NA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVÖT	53

FIGURA 20 – FATOR DE ACOPLAMENTO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DAS ANTENAS DE KANDA E VAN VEEN E BERGERVÖT	54
FIGURA 21 – DIPOLO MAGNÉTICO COM CORRENTE CIRCULAR I INTERAGINDO COM A ANTENA $LOOP$ COM A CORRENTE INDUZIDA I_A	55
FIGURA 22 – COMPONENTES DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS EMITIDOS A PARTIR DE UM DIPOLO MAGNÉTICO	57
FIGURA 23 – REPRESENTAÇÃO DO DIPOLO ELÉTRICO DE COMPRIMENTO $\ll \lambda$	58
FIGURA 24 – COMPONENTES DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS EMITIDOS A PARTIR DE UM DIPOLO ELÉTRICO	59
FIGURA 25 – A) FLUXO MAGNÉTICO CAPTADO POR $LOOP$ EM DIFERENTES POSIÇÕES. B) REPRESENTAÇÃO DA POSIÇÃO DO $LOOP$ EM RELAÇÃO AO ESE	61
FIGURA 26 – CAPTADORES DO FLUXO MAGNÉTICO NA FORMA MULTIPOLAR	64
FIGURA 27 – TRANSFORMAÇÃO DE S_{10} PARA S_{11} E S_{1-1}	66
FIGURA 28 – TRANSFORMAÇÃO DE S_{20} PARA S_{21}	66
FIGURA 29 – TRANSFORMAÇÃO DE S_{21} PARA S_{22}	66
FIGURA 30 – CAPTADORES DO FLUXO MAGNÉTICO NA FORMA SIMPLIFICADA (APLICANDO-SE AS TRANSFORMAÇÕES)	67
FIGURA 31 – REPRESENTAÇÃO DO FLUXO A PARTIR DO ESE E DOS CAPTADORES.....	70
FIGURA 32 – REPRESENTAÇÃO DO QUADRIPOLO MAGNÉTICO RESULTANTE	73
FIGURA 33 – REPRESENTAÇÃO DO ACOPLAMENTO ENTRE FONTES DE EMISSÃO RADIADA... 76	
FIGURA 34 – REPRESENTAÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS A PARTIR DOS VETORES DE DENSIDADE DO FLUXO MAGNÉTICO	79
FIGURA 35 – ANTENA DE KANDA UTILIZADA NAS MEDIÇÕES	84
FIGURA 36 – DETALHES DOS PONTOS DE FIXAÇÃO DOS RESISTORES DE TERMINAÇÃO DA ANTENA DE KANDA.....	84
FIGURA 37 – EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MEDIÇÕES (OSCIOSCÓPIO, AMPLIFICADOR, GERADOR DE FUNÇÕES E SONDA DE CORRENTE).....	85
FIGURA 38 – $LOOP$ DE CORRENTE CONSTRUÍDO PARA AS MEDIÇÕES	86
FIGURA 39 – ARRANJO UTILIZADO PARA AS MEDIÇÕES COM A ANTENA DE KANDA ($LOOP$ HORIZONTAL).....	86
FIGURA 40 – MÉTODO UTILIZADO PARA SINCRONISMO DOS SINAIS DE CORRENTE MEDIDOS EM R_0 E R_{Π}	87
FIGURA 41 – CORRENTES DE PICO DE EXCITAÇÃO DO ESE (I_{LOOP})	89
FIGURA 42 – CORRENTES DE PICO (I_0) NO RESISTOR DE TERMINAÇÃO R_0	89

FIGURA 43 – CORRENTES DE PICO (I_{Π}) MEDIDAS NO RESISTOR DE TERMINAÇÃO R_{Π}	90
FIGURA 44 – CORRENTES DE PICO I_{Σ} (CALCULADAS)	91
FIGURA 45 – CORRENTES DE PICO I_{Δ} (CALCULADAS)	91
FIGURA 46 – CORRENTES DE PICO I (CALCULADAS ANALITICAMENTE)	92
FIGURA 47 – DIPOLO EQUIVALENTE AO LOOP MAGNÉTICO UTILIZADO NAS MEDIÇÕES (MENOR, AO CENTRO) E ANTENA DE KANDA, MODELADOS NO APLICATIVO DE SIMULAÇÃO	93
FIGURA 48 – ESQUEMA ILUSTRATIVO REFERENTE DE OBTENÇÃO I_{Σ} A PARTIR DA CORRENTE I CALCULADA ANALITICAMENTE	94
FIGURA 49 – CORRENTES DE PICO I_{Σ} MEDIDO X CÁLCULO NUMÉRICO	94
FIGURA 50 – REPRESENTAÇÃO DE PONTO DE MEDIÇÃO DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS NO ESPAÇO, A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO	96
FIGURA 51 – PARTE REAL (A) E IMAGINÁRIA (B) DOS CAMPOS MAGNÉTICOS (SOMENTE COMPONENTE X) NOS PONTOS PARA O CÁLCULO	101
FIGURA 52 – REPRESENTAÇÃO PARCIAL DA PLANILHA DE CÁLCULO UTILIZADA	102
FIGURA 53 – GRÁFICO DO VETOR DE DENSIDADE DO FLUXO MAGNÉTICO (B) E CAMPO ELÉTRICO (E), CALCULADO PELO MÉTODO HÍBRIDO PROPOSTO	103
FIGURA 54 – MODELO DO DIPOLO MAGNÉTICO (FONTE EQUIVALENTE DE EMISSÃO RADIADA) E SONDAS DE CAMPO ELÉTRICO	104
FIGURA 55 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (5 MHz)	106
FIGURA 56 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (7 MHz)	106
FIGURA 57 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (9 MHz)	107
FIGURA 58 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (11 MHz)	107
FIGURA 59 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (13 MHz)	107
FIGURA 60 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (15 MHz)	108
FIGURA 61 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (17 MHz)	108

FIGURA 62 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (19 MHz)	108
FIGURA 63 – GRÁFICO DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO (20 MHz)	109
FIGURA 64 – GRÁFICO 3D DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO ANALÍTICO	109
FIGURA 65 – GRÁFICO 3D DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO HÍBRIDO	110
FIGURA 66 – GRÁFICO 3D DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO NUMÉRICO – SIMULAÇÃO NUMÉRICA “A”	110
FIGURA 67 – GRÁFICO 3D DOS VALORES DE E_{TOTAL} ATRAVÉS DO MÉTODO NUMÉRICO – SIMULAÇÃO NUMÉRICA “B”	111

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – DIMENSÕES DA ANTENA MULTIPOLAR PROPOSTA.....	68
TABELA 2 – RESUMO COMPARATIVO ENTRE AS ANTENAS DE GRANDES <i>LOOPS</i> (LLAs)	76
TABELA 3 – OBTENÇÃO DAS CORRENTES DO DIPOLO EQUIVALENTE I A PARTIR DE I_{Σ}	92
TABELA 4 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 0,87$ A EM 5 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO	97
TABELA 5 – OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS MAGNÉTICOS EM PONTOS PRÓXIMOS AO PONTO OBJETIVO DE OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS ELÉTRICOS (EM $x-\Delta L/2$ E $x+\Delta L/2$)	99
TABELA 6 – OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS MAGNÉTICOS EM PONTOS PRÓXIMOS AO PONTO OBJETIVO DE OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS ELÉTRICOS (EM $y-\Delta L/2$ E $y+\Delta L/2$)	99
TABELA 7 – OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS MAGNÉTICOS EM PONTOS PRÓXIMOS AO PONTO OBJETIVO DE OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS ELÉTRICOS (EM $z-\Delta L/2$ E $z+\Delta L/2$)	99
TABELA 8 – OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS VETORES DE DENSIDADE DO FLUXO MAGNÉTICO EM PONTOS PRÓXIMOS AO PONTO OBJETIVO DE OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS ELÉTRICOS (EM $x-\Delta L/2$ E $x+\Delta L/2$)	100
TABELA 9 – OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS VETORES DE DENSIDADE DO FLUXO MAGNÉTICO EM PONTOS PRÓXIMOS AO PONTO OBJETIVO DE OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS ELÉTRICOS (EM $y-\Delta L/2$ E $y+\Delta L/2$)	100
TABELA 10 – OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS VETORES DE DENSIDADE DO FLUXO MAGNÉTICO EM PONTOS PRÓXIMOS AO PONTO OBJETIVO DE OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS ELÉTRICOS (EM $z-\Delta L/2$ E $z+\Delta L/2$)	100
TABELA 11 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 0,87$ A EM 5 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO E DO MÉTODO HÍBRIDO PROPOSTO	103
TABELA 12 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 0,87$ A EM 5 MHz – ATRAVÉS DO CÁLCULO ANALÍTICO E DO MÉTODO NUMÉRICO	105

TABELA 13 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 0,97 \text{ A}$ EM 7 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO.....	121
TABELA 14 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 1,34 \text{ A}$ EM 9 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO.....	121
TABELA 15 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 2,24 \text{ A}$ EM 11 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO.....	122
TABELA 16 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 3,58 \text{ A}$ EM 13 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO.....	122
TABELA 17 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 1,43 \text{ A}$ EM 15 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO.....	123
TABELA 18 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 1,11 \text{ A}$ EM 17 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO.....	123
TABELA 19 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 1,36 \text{ A}$ EM 19 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO.....	124
TABELA 20 – OBTENÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO MAGNÉTICO EXCITADO PELA CORRENTE $I = 1,56 \text{ A}$ EM 20 MHz – ATRAVÉS DE CÁLCULO ANALÍTICO.....	124

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>ESE</i>	<i>Equipamento sob Ensaio</i>
<i>DUT</i>	<i>Device under Test (ou, Dispositivo sob Medição, o mesmo que ESE)</i>
<i>CEM</i>	<i>Compatibilidade Eletromagnética</i>
<i>EMC</i>	<i>Electromagnetic Compatibility (ou, Compatibilidade Eletromagnética)</i>
<i>LLA</i>	<i>Large Loop Antenna (ou, Antena de Grandes Loops)</i>
<i>FDTD</i>	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
<i>FVTD</i>	<i>Finite-Volume Time Domain</i>
<i>MTL</i>	<i>Multi-conductor Transmission Line</i>
<i>TDIE</i>	<i>Time-Domain Integral Equation</i>
<i>MNA</i>	<i>Modified Nodal Analysis</i>
<i>FFT</i>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<i>MoM</i>	<i>Method of Moments</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Raio do condutor central do cabo coaxial [m]
a_c	Raio externo da malha externa do cabo coaxial [m]
$\vec{A}$	Vetor potencial magnético [Wb/m]
b	Raio da antena [m]
$\vec{B}$	Vetor densidade de fluxo magnético [Wb/m ²]
c	Velocidade da luz [m/s]
d	Distância entre o <i>loop</i> da antena e o dipolo magnético [m]
d'	Distância do centro do dipolo magnético a um ponto arbitrário do condutor do <i>loop</i> da antena [m]
$\vec{D}$	Vetor densidade de fluxo elétrico [C/m ²]
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico [V/m]
f	Frequência [Hz]
$\vec{H}$	Vetor campo magnético [A/m]
i	Corrente de excitação do dipolo magnético [A]
i_E	Corrente do dipolo elétrico [A]
I_0	Corrente medida em R_0 na Antena de Kanda [A]
I_A	Corrente induzida pelo campo magnético na antena [A]
I_P	Corrente medida no ponto P da malha externa da Antena de van Veen e Bergervöt [A]
$I_{P'}$	Corrente medida no ponto P' do condutor central da Antena de van Veen e Bergervöt [A]

I_{Δ}	Corrente induzida devido ao dipolo elétrico [A]
I_{Σ}	Corrente induzida devido ao dipolo magnético [A]
I_{π}	Corrente medida em R_{π} na Antena de Kanda [A]
k	Número de onda [m^{-1}]
l	Comprimento do dipolo elétrico [m]
L	Indutância [H]
m_M	Momento magnético
m_E	Momento elétrico
$M_{1,2}$	Indutância mútua entre dipolo 1 e dipolo 2 [H]
P_{nm}	Polinômios associados de Legendre
q	Raio do dipolo magnético [m]
r	Distância do centro de um dipolo ao ponto de avaliação do campo eletromagnético [m]
r_M	Raio da esfera de medição da Antena Multipolar [m]
R_C	Impedância característica do cabo coaxial [ohms]
R_T	Resistência de terminação da Antena de van Veen e Bergervöt [ohms]
S_{nm}	Função esférica harmônica
Y_0	<i>Admitância devido à corrente constante [S]</i>
Z_E	Impedância de onda devido ao campo elétrico [ohms]
Z_H	Impedância de onda devido ao campo magnético [ohms]
Z_L	Resistência de terminação da Antena de Kanda [ohms]

ε	Permissividade elétrica [F/m]
η	Impedância intrínseca do meio [ohms]
λ	Comprimento de onda [m]
μ_0	Permeabilidade magnética do espaço livre [H/m]
π	Constante pi [adimensional]
ψ	Fluxo magnético [Wb]
ω	Frequência angular [rad/s]
∇	Operador Nabla
θ, ϕ, r	Componentes das coordenadas esféricas
X, Y, Z ou x, y, z	Componentes das coordenadas retangulares

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	21
2. ESTADO DA ARTE	26
2.1 INTRODUÇÃO.....	26
2.2 MEDIÇÃO DE CAMPOS MAGNÉTICOS E OBTENÇÃO DE FONTES EQUIVALENTES.....	26
2.3 AVALIAÇÃO DE AMBIENTES ELETROMAGNÉTICOS COMPOSTOS POR FONTES EQUIVALENTES DE EMISSÃO RADIADA.....	34
2.4 AVALIAÇÃO DE AMBIENTES ELETROMAGNÉTICOS COM CABEAMENTOS (CONTRIBUIÇÃO PARA TRABALHOS FUTUROS)	35
2.5 SÍNTESE DO ESTADO DA ARTE E CONTRIBUIÇÃO DESTE TRABALHO.....	39
3. DESENVOLVIMENTO	40
3.1 ASPECTOS TEÓRICOS GERAIS	40
3.2 ELEMENTOS DA INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA	40
3.3 INTERFERÊNCIA RADIADA EM CAMPO PRÓXIMO E EM CAMPO DISTANTE	41
3.4 MEDIÇÃO DE ELEMENTOS RADIANTES PARA A OBTENÇÃO DO MODELO EQUIVALENTE ...	45
3.4.1 ANTENAS DE GRANDES LOOPS (OU, LARGE LOOPS ANTENNAS – LLA)	46
3.4.1.1 INTRODUÇÃO ÀS ANTENAS DE GRANDES LOOPS	46
3.4.1.2 ANTENA DE KANDA.....	47
3.4.1.3 ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVÖT	51
3.4.1.4 BREVE ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE A ANTENA DE KANDA E A ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVÖT	53
3.4.1.5 ANTENA TIPO LOOP MULTIPOLAR	60
3.4.1.5.1 INTRODUÇÃO À ANTENA TIPO LOOP MULTIPOLAR	60
3.4.1.5.2 CARACTERÍSTICAS ANALÍTICAS DA ANTENA TIPO LOOP MULTIPOLAR	62
3.4.1.5.3 REPRESENTAÇÃO DE FONTES DE EMISSÃO RADIADA OBTIDAS A PARTIR DE MEDIÇÕES PELA ANTENA MULTIPOLAR	71
3.4.1.5.3.1 CASO A: FONTE DE EMISSÃO PREDOMINANTEMENTE DIPOLAR	72
3.4.1.5.3.2 CASO B: FONTE DE EMISSÃO PREDOMINANTEMENTE QUADRIPOLOAR	73
3.4.1.5.3.3 CASO C: FONTE DE EMISSÃO COMBINADA.....	74

3.4.1.6	DISTINÇÃO ENTRE O RESULTADO DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVÖT E DA ANTENA MULTIPOLAR	74
3.4.1.7	ACOPLAMENTO ENTRE COMPONENTES NA FORMA MULTIPOLAR	75
3.5	COMPARAÇÃO QUALITATIVA DAS ANTENAS DE GRANDES LOOPS (LLA)	76
3.6	OBTENÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO A PARTIR DO CAMPO MAGNÉTICO ATRAVÉS DE MÉTODO HÍBRIDO (ANALÍTICO/FDTD)	78
4.	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	82
4.1	INTRODUÇÃO	82
4.2	MEDIÇÕES DOS CAMPOS ELÉTRICO E MAGNÉTICO ATRAVÉS DA ANTENA DE KANDA.....	83
4.2.1	MÉTODO DE MEDIÇÃO DAS CORRENTES NA ANTENA DE KANDA	86
4.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	88
4.4	OBTENÇÃO DA CORRENTE DO DIPOLO MAGNÉTICO EQUIVALENTE (I) A PARTIR DE I_z	92
4.4.1	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE I_z OBTIDO ATRAVÉS DA MEDIÇÃO NA ANTENA DE KANDA E ATRAVÉS DE MODELAGEM EM FERRAMENTA DE CÁLCULO NUMÉRICO.....	93
4.4.2	BREVE ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE I_z OBTIDO ATRAVÉS DA MEDIÇÃO COM A ANTENA DE KANDA E ATRAVÉS DE MODELAGEM EM FERRAMENTA DE CÁLCULO NUMÉRICO .	95
4.5	OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS A PARTIR DO DIPOLO EQUIVALENTE	95
4.5.1	OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DO CAMPO ELÉTRICO A PARTIR DOS COMPONENTES DO CAMPO MAGNÉTICO ATRAVÉS DO MÉTODO HÍBRIDO PROPOSTO (ANALÍTICO/FDTD)	97
4.5.2	OBTENÇÃO DOS COMPONENTES DO CAMPO ELÉTRICO ATRAVÉS DE MODELO NUMÉRICO	103
4.6	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS PARA O CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CAMPO ELÉTRICO ATRAVÉS DOS MÉTODOS ANALÍTICO, HÍBRIDO E NUMÉRICO	106
4.6.1	DISCUSSÃO REFERENTE À ANÁLISE COMPARATIVA	111
5.	CONCLUSÃO GERAL	113
	BIBLIOGRAFIA.....	115
	GLOSSÁRIO	120
	APÊNDICE A: CÁLCULOS DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS	121

1. INTRODUÇÃO

A expansão tecnológica global trouxe à sociedade uma possibilidade enorme da aplicação dos mais diversos equipamentos que facilitam as atividades cotidianas. Por outro lado, apesar dos benefícios que essa expansão traz, os equipamentos elétricos e eletrônicos possuem a característica de emitirem e de serem suscetíveis aos campos eletromagnéticos. A emissividade e a imunidade a esses campos são características que devem ser consideradas, de modo que sistemas elétricos e eletrônicos operem em um mesmo ambiente, sem a ocorrência de interferências que possam provocar operações indevidas.

A Compatibilidade Eletromagnética é, por definição, a capacidade de um equipamento ou de um sistema de funcionar satisfatoriamente em um mesmo ambiente eletromagnético, sem interferir nos aspectos operacionais e de segurança dos demais equipamentos e sistemas presentes. Utiliza-se também a sigla, CEM (ou ainda, EMC, do termo em inglês *Electromagnetic Compatibility*).

Diversos métodos vêm sendo estudados e aprimorados para prover a avaliação de sistemas embarcados, com o objetivo de verificar os efeitos que esses equipamentos promovem no ambiente onde estão inseridos, como apresentado na seção 2 deste trabalho.

Define-se o termo Sistemas Embarcados como sendo um sistema que possui *software* e *hardware* dedicados para uma aplicação ou parte dedicada de uma aplicação que faz parte de um sistema maior [2].

Os ensaios laboratoriais representam a forma mais comum de avaliação de eventuais interferências eletromagnéticas. Esses ensaios requerem a utilização de ferramentas e laboratórios adequados aos fenômenos eletromagnéticos a serem considerados.

Porém, tratando-se de projetos de desenvolvimento de produtos, as amostras físicas de um produto em desenvolvimento somente são disponibilizadas para ensaios

eletromagnéticos numa fase intermediária do projeto. Assim, caso haja necessidade de modificação do projeto, mediante a necessidade de adequação do equipamento sob ensaio (ou, ESE), os custos do projeto elevam-se consideravelmente. Adicionalmente, Análises de Riscos e de Compatibilidade Eletromagnética (ou, *EMC Risk Analysis*) vem sendo cada vez mais exigidas como requisitos de normas de diversas instituições relacionadas a projetos de sistemas embarcados, o que pode requerer, cada vez mais, resultados de análises de *EMC* em fases preliminares de projetos.

Visando obterem-se resultados nas fases mais preliminares de um projeto de desenvolvimento do produto, o mercado tem buscado técnicas que representem o desempenho de equipamento e sistemas elétricos, possibilitando, assim, “ensaios virtuais”, de forma mais eficiente e com custos mais baixos, visando reduzir drasticamente a necessidade de modificações em fases posteriores do projeto.

Nesse ínterim, a aplicação de métodos analíticos, numéricos e híbridos que possam auxiliar essa análise vem sendo amplamente discutida no meio científico. Alguns desses métodos são mencionados a seguir.

Uma das formas mais comuns de representarem-se fenômenos físicos é através de equações analíticas, que descrevem o comportamento de determinado elemento. Porém, sua limitação está no fato de representar elementos de geometria simples, como esferas, cilindros, triângulos, sendo, assim, de difícil aplicação em situações onde a geometria não é elementar.

Já o método numérico é o estudo das técnicas de aproximação geométrica para solução de problemas físicos gerais. São diversas as técnicas de cálculo numérico disponíveis no meio científico, tais como: o método das diferenças finitas, da integração finita, dos momentos, dos elementos finitos, etc.

Em problemas de engenharia, onde dispositivos possuem geometrias não-regulares, técnicas adequadas de cálculo numérico são, então, aplicadas. Por outro lado, o método numérico leva a um resultado onde devem ser considerados possíveis erros por aproximação geométrica.

No passado, a utilização dos recursos computacionais para métodos numéricos em estudos eletromagnéticos apresentava como principal restrição o “custo computacional”, pois o acesso a computadores com capacidade de armazenamento de dados e tempo de processamento satisfatório era bastante restrito. Com os recursos computacionais disponíveis atualmente, os estudos teóricos de *EMC*, mesmo em ambientes complexos, tornaram-se uma ferramenta útil e economicamente viável, na avaliação de ambientes eletromagnéticos.

Entretanto, a aplicação de simulações numéricas permite-nos que sejam avaliados problemas relacionados a *EMC* e suas potenciais soluções, ainda na fase de concepção de um produto ou sistema.

Em estudos desse tipo, a obtenção dos modelos das fontes equivalentes tem-se apresentada como uma metodologia de grande interesse. Essas fontes equivalentes, por exemplo, de emissão radiada, podem substituir ou representar os motores elétricos, módulos eletrônicos, monitores, lâmpadas, sistemas embarcados em geral, etc., necessárias para a avaliação de um ambiente eletromagnético resultante, utilizadas diretamente nesses simuladores numéricos.

É possível modelar-se uma fonte de emissão conduzida ou radiada representando as suas características originais através de modelos equivalentes criados em ferramentas de simulação numérica. Essa representação pode dar-se por duas opções:

- A primeira opção requer que se crie a fonte de emissão com riqueza de detalhes da construção do equipamento sob ensaio (ou, ESE), tais como: componentes eletrônicos que compõem o ESE, características elétricas, blindagem, trilhas (conduzindo corrente elétrica), etc. Assim, podem-se mencionar diversas restrições advindas desta metodologia quanto à modelagem de um dispositivo eletroeletrônico, por exemplo, aquelas relativas ao detalhamento de equipamentos, que envolve diversos ramos de modelagem: mecânica, elétrica, etc. Para a representação de sistemas embarcados, essa modelagem é ainda mais complexa, por ser necessária a modelagem do *hardware* e do *software*, que compõem o sistema.

- Já a segunda opção utiliza o conceito de representação do ESE através de modelos de fontes equivalentes, tais como as de emissão radiada, em lugar da simulação direta dos equipamentos sob ensaio, como descrito na primeira opção. Esses modelos de fonte equivalente são determinados através de métodos que relacionam o campo radiado pelo equipamento, obtidos em ensaios, com o campo radiado por uma fonte de emissão radiada simplificada, como um dipolo ou um modelo de expansão multipolar, diminuindo-se, assim, as restrições relacionadas à opção anteriormente descrita. Esse método requer a determinação da equivalência do ESE com a fonte equivalente, constituindo-se o escopo deste trabalho.

Desta forma, é possível a obtenção de modelos de fonte equivalentes, minimizando-se a necessidade de conhecimento dos detalhes construtivos do equipamento sob ensaio, algo imprescindível quando tratamos, por exemplo, de dispositivos que possuem proteção intelectual, como os chamados *black boxes*.

Atualmente diversas técnicas de simulação de fontes equivalentes vêm sendo desenvolvidas e aplicadas. Um grande desafio enfrentado pelos desenvolvedores dessas técnicas é o de obterem-se modelos equivalentes cada vez mais precisos e que representem da forma mais aproximada o elemento original ao qual requer-se representar. A ilustração abaixo demonstra essa transformação.

Figura 1 – Ilustração da transformação de fonte de emissão radiada real em fonte equivalente

Métodos híbridos que se utilizam de medições laboratoriais, associadas a cálculos analíticos e simuladores numéricos vêm sendo amplamente explorados, alguns desses são apresentados na subseção 2.2, a fim de obterem-se resultados com altos níveis de confiabilidade e com baixos custos computacionais.

Outro grande desafio para os desenvolvedores dessas técnicas é a obtenção de ambientes simulados cada vez mais completos, representando, assim, um ambiente real, onde diversas fontes equivalentes interagem entre si. A ilustração abaixo demonstra a representação de ambientes através de elementos equivalentes.

Figura 2 – a) Representação de ambiente composto por elementos radiantes reais. b) Representação de ambiente composto por elementos equivalentes radiantes

A caracterização de fontes equivalentes através de método analítico, numérico e híbrido é a proposta deste trabalho, de modo a possibilitar a obtenção e avaliação de ambientes eletromagnéticos virtuais completos.

Na figura abaixo representam-se as etapas consideradas para o desenvolvimento desta Tese, que serão abordadas em detalhes:

Figura 3 – Representação das etapas para o desenvolvimento desta Tese

2. ESTADO DA ARTE

2.1 Introdução

Neste capítulo apresenta-se uma revisão de trabalhos que abordam elementos aplicáveis à análise de compatibilidade eletromagnética de sistemas embarcados.

Primeiramente, são revisados trabalhos referentes a alguns elementos de medição de campo magnético, como antenas tipo *loop*. Abordam-se, também, trabalhos referentes à obtenção de modelos de fonte equivalente de emissão radiada, tais como modelos simples (dipolos magnéticos), bem como, modelos mais complexos (quadripolos), e à determinação de acoplamentos entre fontes equivalentes.

Numa seguinte etapa, são revistos alguns trabalhos que abordam a avaliação de ambientes eletromagnéticos através de simulações numéricas. Nesse conjunto de trabalhos, são considerados ambientes com diversas fontes equivalentes de emissão radiada, considerados ambientes eletromagnéticos “complexos”, além de acoplamentos dos campos eletromagnéticos com cabeamentos presentes nesses ambientes.

Finalmente, são revisadas algumas técnicas híbridas apresentadas em trabalhos recentes, onde são aplicadas de forma iterativa algumas técnicas analíticas e numéricas para a análise de compatibilidade eletromagnética de sistemas embarcados.

2.2 Medição de campos magnéticos e obtenção de fontes equivalentes

Na literatura são encontradas diversas referências com relação ao método de medição do campo eletromagnético emitido por equipamentos eletroeletrônicos, até a determinação do modelo de fonte equivalente de emissão radiada (dipolo, multipolos, etc.) [1]-[26].

A revisão bibliográfica referente à medição de campos magnéticos passa pela abordagem referente às antenas tipo *loop*. Diversos trabalhos, entre eles, o de Swinyard [3] e de Kennedy [4], podem ser citados, os quais deram importante

fundamento matemático aos estudos da antena tipo *loop*. O foco do trabalho de Swinyard, de meados do ano 1940, foi a apresentação da antena tipo *loop*, como modo de transmissão de sinais em radiofrequência, apresentando diversas formulações para o acoplamento do campo elétrico entre antenas do tipo *loop*. Já o trabalho de Kennedy, em 1956, aplicou uma abordagem mais voltada ao estudo de microondas, com uma profunda análise no aspecto geométrico da antena tipo *loop*, descrevendo essa antena como linhas de transmissão através de uma formulação bastante abrangente.

A medição do campo magnético através de antena tipo *loop* passa pelo fato de que a corrente e tensão induzidos nesse tipo de antena sejam obtidos a partir do efeito do campo magnético, se excluía a parcela referente ao campo elétrico. Motivados a encontrarem uma solução para este fato, Whiteside e King [5] apresentam uma metodologia, permitindo o uso da antena tipo *loop* como sensor de campo magnético, onde as contribuições decorrentes do campo elétrico são minimizadas. Essa solução consiste em utilizarem-se duas terminações com cargas, diametralmente opostas, ao invés de apenas uma. Outra configuração, com a utilização de técnica de blindagem foi apresentada por Libby [6].

Em 1984, Kanda [7] e [8] apresentou a proposta da medição dos campos magnético e elétrico, obtidos de forma simultânea, por uma antena composta por três grandes *loops*, ortogonalmente dispostos. A formulação apresentada descreve de forma muito bem detalhada a contribuição dos campos dos equipamentos sob ensaio (ESE), através da análise dos momentos magnéticos, resultando em uma formulação bastante abrangente. Através do método apresentado é possível se determinar a fonte equivalente, através do dipolo magnético e do dipolo elétrico do ESE. No entanto, nota-se que o pós-processamento dos sinais deve ser feito através de medições simultâneas em pontos diametralmente opostos de cada *loop*. A antena apresentada nesses trabalhos recebeu o nome de Antena de Kanda.

Já em 1988, van Veen e Goedbloed [9] apresentaram outra proposta de Antena de medição de campo magnético composta por três grandes *loops* ortogonalmente dispostos, construídos com a utilização de cabos coaxiais, de modo a ser possível

medir-se simultaneamente nos três *loops* a corrente induzida pelo campo magnético emitido pelo ESE. Esses *loops* possuem aspectos construtivos semelhantes aos citados em [5], porém desconsiderando-se a contribuição do campo elétrico na medição e, também, possibilitando a medição da corrente induzida com aplicação direta de sondas de corrente, sem a necessidade de tratamento externo dos sinais medidos, quando comparada à técnica desenvolvida por Kanda [7] e [8].

Em 1989, van Veen e Bergervöt [10] apresentaram uma importante aplicação da mesma antena proposta em [9], cuja formulação apresentada, possibilita a criação de um modelo de fonte equivalente de emissão radiada, do tipo dipolo magnético, a partir dos resultados das medições do campo magnético emitido pelo ESE. Como consequência desse importante trabalho, essa antena composta por três grandes *loops* ortogonalmente dispostos recebeu o nome de Antena de van Veen e Bergervöt. Na figura a seguir é representada essa antena.

Figura 4 – Antena de van Veen e Bergervöt

Fonte: J. R. Bergervöt *et al* [10]

A formulação descrita por van Veen e Bergervöt é, também, abordada na dissertação [1]. Nessa dissertação detalha-se como obter a fonte equivalente de emissão radiada devido aos campos magnéticos, consideradas dipolos magnéticos, a partir das correntes resultantes na antena.

A comparação entre as antenas tipo *loop* ortogonalmente dispostas apresentadas por Kanda e van Veen e Bergervöt foi abordada recentemente por Cardia *et al* [11],

onde apresentaram-se as distintas respostas e desempenhos dessas antenas para a medição do campo magnético.

Outros trabalhos apresentaram aplicações da Antena de Kanda [12] e aplicação e construção da Antena de van Veen e Bergervöt [13].

Nota-se que as normas CISPR 15 [14] e CISPR 16 [15] recomendam a utilização da Antena de van Veen e Bergervöt para a medição e avaliação do campo magnético radiado a partir de reatores de luminárias de lâmpadas fluorescentes.

A aplicação da Antena de Kanda e da Antena de van Veen e Bergervöt, constituem-se, assim, métodos para a obtenção do modelo equivalente da fonte de emissão radiada, em particular de dipolos magnéticos. Adicionalmente, conforme citado anteriormente, a Antena de Kanda possibilita ainda a representação do ESE também através de dipolo elétrico.

Considerando-se que devido às características construtivas da Antena de van Veen e Bergervöt não é possível medir-se o campo elétrico e, então, obter-se o dipolo elétrico, algumas técnicas, como a apresentada por Sartori *et al* [16], podem ser aplicadas a fim de obter-se o campo elétrico radiado a partir do campo magnético emitido por um dipolo magnético. Portanto, um método híbrido, com a aplicação de cálculos analíticos associados à técnica de *FDTD* (Finite-Difference Time-Domain), para a obtenção do campo elétrico a partir do campo magnético, pode ser aplicado.

Destacam-se, também, outros meios de obtenção de fontes equivalentes através de medições com sondas tipo *loop*, com diferentes metodologias de medição, tais como a técnica apresentada por Lopez *et al* em [17], [18] e [19], onde é demonstrada uma técnica de representação de uma fonte equivalente de emissão radiada composta por diversos dipolos magnéticos, que representam o campo magnético emitido pelo equipamento sob ensaio. A medição é feita com uma pequena sonda que “varre” ponto a ponto o campo magnético emitido pelo equipamento sob ensaio ao longo do ESE. Desta forma, a reconstrução do modelo da fonte equivalente de emissão radiada é feita com a aplicação de um arranjo de dipolos que conjuntamente representam o ESE. Como desvantagem, essa técnica requer a utilização de

diversas medições de um mesmo elemento, que podem representar diferentes níveis de intensidade de campo magnético emitido pelo ESE, em casos onde o mesmo apresenta ciclos de operação não constantes (i.e. computadores, módulos eletrônicos de controle veiculares, etc.). O fato de serem necessárias diversas medições de um mesmo elemento pode gerar erros acumulados e dificuldades na obtenção de modelos precisos de fontes equivalentes. Na figura abaixo é apresentado o equipamento utilizado em [17] para essas medições.

Figura 5 – Equipamento de medição (sonda) utilizado em [17]

Fonte: P. López *et al* [17]

Outro trabalho semelhante foi apresentado por Baudry *et al* [20], onde a medição dos campos eletromagnéticos, na região de campo próximo, com a utilização de pequenas sondas de campo magnético e de campo elétrico, em diversos pontos ao longo da superfície de um ESE, é realizada.

Em [21] Pichon *et al* apresentam uma técnica de medição em campo próximo com a utilização de uma sonda de campo elétrico. Semelhantemente às técnicas apresentadas em [17], [18], [19] e [20], essa técnica requer a leitura em diversos pontos do espaço, e especificamente nesse caso, em três distâncias diferentes da sonda em relação ao ESE, visando-se a diminuição dos efeitos do acoplamento da sonda com o ESE. A representação do diagrama de campo elétrico foi apresentada e confrontada com simulação computacional.

Um importante ponto a ser considerado quando a medição do campo eletromagnético é feita em região de campo próximo com antenas aplicadas de forma planar, varrendo regiões da superfície do ESE, como nos trabalhos [17], [18],

[19] e [20], é a necessidade de aplicar-se transformação dos resultados em campo próximo para resultados em campo distante. Algumas técnicas de transformação de campo próximo para campo distante são apresentadas em [22].

Como evolução das técnicas de obtenção das fontes equivalentes de emissão radiada obtidas a partir de medições feitas em antenas de grandes *loops*, visando o aprimoramento da precisão da representação de fontes equivalentes, a aplicação de expansões multipolares vem sendo recentemente estudada, apresentada nos trabalhos [23] a [28], com excelentes resultados para a determinação de fontes equivalentes de emissão radiada.

O principal objetivo da aplicação de fontes multipolares é o de aproximar-se o modelo de fonte de emissão radiada equivalente, uma vez que esse apresenta não somente as características do dipolo magnético, mas, também, quadripolos, hexapolos, octapolos, etc.

A expansão multipolar de fontes equivalentes de emissão radiada é descrita de forma detalhada em [23], onde o autor expõe a metodologia para o cálculo de fontes equivalentes multipolares de emissão radiada e as condições de contorno para a aplicação dessas fontes. Em [23] e [24] descreve-se a teoria para expansão do modelo da fonte de emissão através da decomposição em harmônicos esféricos e a fonte resultante é obtida através da soma dos termos decompostos simples. São definidas as características da medição, como distância da fonte ao sensor (ou, antena) e regime de medição em campo próximo para a minimização dos efeitos das parcelas de altas ordens, neste caso, limitando-se às 1ª e 2ª ordens (dipolos e quadripolos). À antena apresentada nesses trabalhos é dado o nome de Antena Multipolar. Detalhes a respeito desse desenvolvimento e da Antena Multipolar são apresentados na seção 3 desta Tese.

Em [24], é apresentada uma proposta da Antena Multipolar, que possam capturar o campo magnético tanto de um dipolo quanto de um quadripolo. O conceito da antena proposta foi apresentado, e apresentaram-se resultados bastantes satisfatórios. A antena proposta é apresentada na figura abaixo.

Figura 6 – Antena Multipolar

Fonte: B. Vincent [24]

Em [25], os autores apresentam o modelo real proposto da antena para medição do dipolo e do quadripolo magnético, resultados de medições reais e comparações com resultados simulados. Os resultados obtidos a partir da antena proposta apresentam que ela possibilita a obtenção de excelentes resultados quando comparados aos resultados obtidos através da Antena de van Veen e Bergervöt ou da Antena de Kanda. Uma característica a destacar-se é a robustez da antena proposta, que se reflete no fato de que a variação dos erros relativos à excentricidade do equipamento sob ensaio (distância do ESE em relação ao centro da antena) é bastante pequena.

Já em trabalhos mais recentes com a Antena Multipolar [26], apresentaram-se resultados bastantes satisfatórios através da medição dos campos radiados por dipolos, quadripolos e octopolos, apresentando-se a medições desses tipos específicos de fontes e, também, a decomposição de fontes complexas, como transformadores e toróides, em modelos multipolares. Apresentam-se medições de cargas, de forma simultânea, permitindo-se, através da antena de medição multipolar proposta, a obtenção do campo magnético resultante entre essas duas fontes caracterizadas. Esse método apresentou alto nível de eficiência para o método da caracterização e sintetização do campo magnético de fontes múltiplas e complexas para o estudo da interação entre elas, do ponto de vista do campo magnético. O estudo de fontes multipolares operando num mesmo ambiente e sofrendo influência mútua, é algo que deve ser levado em consideração, uma vez que a avaliação de ambientes eletromagnéticos completos será objeto deste

trabalho. Portanto, uma revisão do acoplamento de fontes multipolares de emissão radiada deve ser considerada. O acoplamento representa o quanto uma determinada fonte interfere no campo eletromagnético emitido por outra determinada fonte, alterando o comportamento de ambas e, por consequência, alterando os campos eletromagnéticos emitidos por ambas.

Um método de representação do acoplamento entre fontes equivalentes de emissão radiada é demonstrado em trabalhos recentes, como em [27] e [28], onde adota-se a utilização da indutância mútua como a grandeza física representante do acoplamento entre duas fontes equivalentes de emissão radiada. Demonstra-se que a indutância mútua pode ser obtida através de método analítico (puro e com expansão multipolar truncada) e simulação.

Em [29], os autores reforçam a aplicação do método demonstrado em [22] e [23], através da comprovação física, com medições reais. Compara-se a mútua indutância calculada através de método analítico com a forma simulada e com medição feita com a antena proposta em [25]. Os resultados obtidos apresentam boa correlação entre os três métodos, demonstrando que a metodologia possui grau de precisão satisfatório.

Em [30], apresenta-se o estágio atual das pesquisas relacionadas à determinação de fontes de emissão radiada equivalentes com a utilização de antenas tipo *loop*. Cita-se desde a Antena de van Veen e Bergervöt até os mais recentes métodos para obtenção dos modelos através da Antena Multipolar, inclusive através de método automatizado.

Todos os trabalhos acima citados demonstram que a aplicação de fontes equivalentes multipolares de emissão radiada apresenta progresso em termos de determinação de fontes equivalentes e devem ser cada vez mais utilizadas para aplicações em simulações de ambientes eletromagnéticos.

2.3 Avaliação de ambientes eletromagnéticos compostos por fontes equivalentes de emissão radiada

Como descrito anteriormente, a utilização de fontes equivalentes de emissão radiada vem sendo cada vez mais estudada para aplicação em análises de campos eletromagnéticos.

Pode-se considerar que sua aplicação na avaliação de ambientes eletromagnéticos será cada vez mais utilizada, possibilitando a obtenção de resultados bastantes satisfatórios através de ferramentas computacionais, permitindo uma aplicação flexível e bastante abrangente.

Alguns trabalhos vêm sendo desenvolvidos voltados à avaliação de ambientes eletromagnéticos compostos por fontes de emissão radiada.

Em [31], G. Cerri apresenta um importante estudo a respeito do comportamento de dipolos operando dentro de cavidades ressonantes. Nesse estudo é abordada a aplicação de dipolos elétricos operando em diferentes frequências, conseqüentemente, em diferentes comprimentos de onda. São comparados os comportamentos desses dipolos em cavidades e em espaço aberto. É considerada uma cavidade ressonante construída com paredes com perdas, assemelhando-se das aplicações reais. Um importante fator de contribuição desse trabalho com esta tese é o fato da sua semelhança com aplicações reais, como, por exemplo, aplicações veiculares.

Um ambiente funcional (cabine de navio) é simulado de modo a reproduzir o ambiente real, visando-se o atendimento às normas regulamentadoras de ambientes eletromagnéticos dessa natureza e resultados são apresentados, em [32]. O modelo de fonte de emissão radiada utilizada foram dipolos elétricos representando intercomunicadores via rádio, e o resultado obtido foi a distribuição do campo eletromagnético no ambiente da cabine. Desse modo, foi possível a predição não correlacionada do nível de campo elétrico no interior da cabine, permitindo o confronto com os limites estabelecidos nas normas regulamentadoras. Esse trabalho apresenta uma situação de simulação onde são aplicados num mesmo ambiente diversas fontes equivalentes de emissão de campos eletromagnéticos de modo a permitir a predição dos níveis desses campos de uma forma bastante acurada.

2.4 Avaliação de ambientes eletromagnéticos com cabeamentos (contribuição para trabalhos futuros)

Em ambientes reais os campos eletromagnéticos emitidos pelas fontes de emissão radiada influenciam o desempenho de outras fontes e cargas, através do acoplamento entre elas, assim como do acoplamento com o cabeamento presente nesse mesmo ambiente. Esse tipo de influência fonte-cabeamento vem sendo cada vez mais explorado em trabalhos técnicos, devido ao grande impacto que esse tipo de influência causa em aplicações reais, como, por exemplo, a interferência destrutiva de mensagens digitais que trafegam em cabeamentos. A figura abaixo representa esse tipo de aplicação, onde algumas fontes de emissão radiada equivalentes interagem com um cabeamento disposto num mesmo ambiente.

Figura 7 – Representação de ambiente composto por fontes equivalentes de emissão radiada de campo magnético (dipolo e quadripolo) e cabeamentos

Uma breve descrição de trabalhos que descrevem a influência de cabeamentos expostos aos campos eletromagnéticos, é apresentada nesta subseção, como contribuição para trabalhos futuros.

Dentre esses, mencionam-se os trabalhos desenvolvidos por S. Pignari [33], [34] e [35]. Inicialmente, em [33], são abordados os efeitos da interferência dos campos eletromagnéticos em cabos interconectados a cargas complexas, como inversores. Em [34] é abordada a condição onde o cabo é não uniforme e é exposto a campos eletromagnéticos. O efeito é analisado através de cálculos analíticos e numéricos. Já

em [35], é apresentado o trabalho de caracterização do *Crosstalk* entre cabos através de uma análise probabilística, considerando-se valor médio e desvio padrão. Esse trabalho traz uma abordagem em termos da caracterização da interação entre os cabos, considerando-se não uma posição fixa de um cabo em relação ao outro, mas, sim, uma faixa de região, determinando-se, portanto, a necessidade da introdução da análise probabilística, associada à análise eletromagnética do caso. Esse tipo de abordagem traz grande contribuição no que tange a aplicações reais, uma vez que a posição de um cabo em relação ao outro pode, definitivamente, alterar-se dentro de uma faixa de região.

No mesmo contexto das aplicações reais, em [36] Musso apresenta um modelo de acoplamento de campos eletromagnéticos em cabos simples e em conjuntos de cabos. Nesse trabalho apresenta-se um método analítico e medições da corrente acoplada em cabos em função da frequência. O arranjo de cabos foi feito de modo a simular uma aplicação real onde os cabos estão próximos a um plano terra, como em uma aplicação veicular, por exemplo. Essa metodologia pode ser considerada na representação de um ambiente eletromagnético completo, composto por fontes equivalentes de emissão radiada e cabos, todos interagindo eletromagneticamente.

Em [37] o autor demonstra a metodologia analítica para o acoplamento de campos radiados em cabos de sinais. Nessa metodologia são apresentados os mecanismos de acoplamento, a formulação relacionada e métodos de redução de interferência dos cabos quando expostos aos campos eletromagnéticos.

Nesse caso específico, da interação entre campos eletromagnéticos e cabos, Clayton Paul demonstrou em [38] uma forma de obtenção da resposta em frequência de uma linha de transmissão com multicondutores iluminados por campos eletromagnéticos. Nesse trabalho é especificada uma situação hipotética onde os cabos são lineares e paralelos e, como resultado, é obtida uma matriz para o cálculo dessa resposta em frequência.

Num trabalho mais voltado à aplicação automotiva, em [39], é demonstrada a resposta em frequência dos parâmetros “S” de cabos conectados a equipamentos em um veículo, quando expostos a campos eletromagnéticos. Esse trabalho demonstra a simulação do veículo em ferramenta de cálculo numérico, onde

representa-se uma situação bastante próxima à real, com a carroceria veicular modelada conforme a geometria do veículo e os cabos roteados dentro do veículo.

Na mesma linha desse trabalho, diversos outros trabalhos demonstram a utilização de ferramentas de cálculo numérico para obtenção de parâmetros de interação de cabamentos quando expostos a campos eletromagnéticos, como apresentam-se a seguir.

No trabalho apresentado por S. Sun *et al* [40] é apresentada uma metodologia híbrida, com a aplicação de dois métodos de cálculo numérico para obtenção dos efeitos dos campos eletromagnéticos em cabamentos elétricos em veículo. Os métodos propostos são o *MTL* (*Multi-conductor Transmission Line*) e o *FDTD* (*Finite-Difference Time Domain*). Os resultados obtidos foram comparados com medição em ensaio laboratorial, onde foram medidos os campos eletromagnéticos e a resposta em frequência da corrente induzida em alguns tipos considerados de cabamentos aplicados num veículo hipotético.

Na mesma linha de utilizar-se um método híbrido para cálculo de parâmetros em cabamentos veiculares mediante a exposição a campos eletromagnéticos, em [41] os autores apresentam a aplicação do *FDTD* aliado ao *FVTD* (*Finite-volume Time Domain*). A principal diferença entre ambos é que o primeiro considera a malha de elementos finitos com a forma de casca (*“shell”*) e a segunda com a forma volumétrica de cubos ou tetraedros. A malha de elementos finitos com ambas as formas traz como benefício a otimização das rotas dos cabamentos do veículo, apesar de aumentar a quantidade de elementos no modelo. Além disso, outras vantagens foram o ganho de tempo de processamento, de requisitos de memória e uma alta precisão nos resultados. O resultado final apresentado foi a representação dos parâmetros *S* entre a antena e os cabamentos, comparando-se o método híbrido, o *FDTD* “puro” e medição laboratorial.

Em [42], Armenta *et al* apresentam uma forma de cálculo da resposta em frequência dos terminais de cabos trançados quando expostos a campos eletromagnéticos. São utilizados métodos analíticos como as equações de linhas de transmissão com multi-condutores não uniformes para a determinação dos resultados e a utilização de

ferramentas computacionais para cálculos estatísticos para a consideração das não-uniformidades dos cabeamentos. Esse trabalho tem como foco a aplicação até a frequência de 30MHz, para aplicações voltadas a telecomunicações. Pode ser considerada aplicação similar à veicular para a rede de comunicação CAN, de aplicação veicular.

De modo bastante detalhado, em [43], Bagci *et al* apresentaram a proposta da utilização de um método híbrido para a determinação da interação entre campos eletromagnéticos externos a grandes cavidades que contém em seu interior cabeamentos e dispositivos eletrônicos. A metodologia proposta consiste na aplicação de dois métodos aplicados de forma integrada: *TDIE – Time-Domain Integral Equation* e *MNA – Modified Nodal Analysis*. Esses métodos de cálculo são trabalhados de forma simultânea e são associados a algoritmos de *FFT (Fast Fourier Transform)* de modo a otimizar o tempo de processamento para os cálculos executados. Nessa metodologia são detalhadas as formas de interação entre os métodos de cálculo propostos e resultados bastantes satisfatórios são apresentados, considerando-se a aplicação na fuselagem de um aeroplano hipotético.

Considerando-se a aplicação veicular, em [44] Jobava *et al* consideram a aplicação do método dos momentos (ou, *MoM*, do termo em inglês: *Method of Moments*) para o cálculo dos efeitos causados aos cabos e antenas tipo bobina quando expostos a campos magnéticos de baixa frequência em modelos matemáticos de um veículo. São levados em consideração os seguintes pontos: a modelagem do casco do veículo, dos cabeamentos e antenas.

Com relação à disposição de componentes dentro do veículo, é levado em consideração o método analítico apresentado por Moser [45], que discorre a respeito da locação de *loops* de correntes dispostos próximos a estruturas metálicas. Os resultados dos cálculos apresentados são comparados com medições laboratoriais e com o método analítico de Moser [45]. Os resultados do método numérico através do *MoM* apresentam-se bastantes satisfatórios e robustos.

Complementarmente aos citados, outros trabalhos como o de Santos [46] traz importante contribuição no que tange ao comportamento de cabos elétricos localizados em cavidades ressonantes, onde diversos parâmetros do

comportamento de cavidades ressonantes excitadas por cabos elétricos foram avaliados.

2.5 Síntese do Estado da Arte e Contribuição deste Trabalho

Neste trabalho apresentam-se metodologias de obtenção de fontes equivalentes de emissão radiada, através de medição de ESEs por antenas de grandes *loops*.

Vale ressaltar que, uma vez que em normas que regem a medição e a avaliação de sistemas embarcados, como veículos completos, as medições de emissividade são referenciadas em níveis de emissão de campo elétrico [47] e [48], a obtenção da parcela referente ao campo elétrico é de suma importância para o atingimento dos objetivos deste trabalho.

Para tal, se fará necessária a avaliação e aplicação de técnicas correspondentes, que possibilitem a obtenção dos campos elétricos e dos campos magnéticos a partir de fontes equivalentes de emissão radiada.

Como contribuição futura, ambientes eletromagnéticos completos, compostos por fontes de emissão radiada com cabeamentos dispostos nesse mesmo ambiente, poderão ser avaliados, possibilitando a análise desses, com relação aos aspectos da compatibilidade eletromagnética, como representado na figura abaixo.

Figura 8 – Representação ilustrativa de uma carroceria de veículo composto por fontes equivalentes de emissão radiada de campo magnético e cabeamentos

3. DESENVOLVIMENTO

3.1 Aspectos Teóricos Gerais

Apresenta-se, neste capítulo, o desenvolvimento teórico referente aos diversos conceitos aplicados para determinarem-se modelos simplificados de fontes equivalentes de campos elétricos e magnéticos, aplicáveis à análise de compatibilidade eletromagnética de sistemas embarcados. É apresentada a metodologia para obtenção de fontes equivalentes de emissão radiada através de medições com antenas de grandes *loops* e um método híbrido para obtenção do campo elétrico a partir do campo magnético emitido pela fonte equivalente de emissão radiada.

3.2 Elementos da interferência eletromagnética

A interferência eletromagnética é composta sempre por três elementos abaixo apresentados como [49], representados pela Figura 9:

- Fonte, elemento emissor da radiação eletromagnética;
- Meio de acoplamento, que pode ser um condutor elétrico, ou mesmo o ambiente;
- Vítima, elemento que sofre alterações de comportamento devido à exposição à radiação eletromagnética emitida pela fonte.

Figura 9 – Elementos da interferência eletromagnética

O meio de acoplamento pode ser conduzido ou radiado. No modo conduzido, a radiação emitida interfere na vítima através de um condutor elétrico, podendo ser esse um cabo de alimentação ou até mesmo um cabo de sinal, alterando a forma

desse sinal e afetando o comportamento da vítima. Já no modo radiado, a radiação eletromagnética atinge a vítima sem a necessidade de conexão através de cabos.

A interferência eletromagnética da forma radiada apresenta um alto grau de dificuldade de contenção, pelo fato de que seu modo de acoplamento dar-se através do espaço (vácuo ou ar). Nesse caso, é necessário que tanto a fonte quanto a vítima sejam estudadas minuciosamente e técnicas sejam aplicadas de modo a minimizar as possíveis consequências desse tipo de interferência eletromagnética.

Estudos relacionados às simulações numéricas e aplicação de técnicas híbridas para obtenção de resultados cada vez mais precisos em fases primordiais de projetos de desenvolvimento de equipamentos ou sistemas eletroeletrônicos tornam-se cada vez mais importantes, como citado nas seções 1 e 2.

3.3 Interferência radiada em campo próximo e em campo distante

O comportamento dos campos eletromagnéticos radiados depende da natureza da fonte (características elétricas e construtivas) e da frequência das fontes geradoras. Além disso, esse comportamento também varia com relação à distância da fonte geradora dos campos eletromagnéticos radiados.

Considerando-se a distância entre o ponto de observação e a posição da fonte como sendo r , pode-se determinar o limite da distância de campo próximo radiante dado por [50]:

$$r \ll \frac{\lambda}{2\pi} \text{ ou } r < \frac{\lambda}{2\pi} \frac{1}{10} \quad (1)$$

Já a região de campo distante é obtida por:

$$r \gg \frac{\lambda}{2\pi} \text{ ou } r > \frac{\lambda}{2\pi} 10 \quad (2)$$

Onde λ é o comprimento de onda.

As regiões de campo eletromagnético são ilustradas através da Figura 10:

Figura 10 – Regiões de campos eletromagnéticos de uma antena

Onde:

$$r_1 \ll \frac{\lambda}{2\pi} \quad (3)$$

$$r_2 \gg \frac{\lambda}{2\pi} \quad (4)$$

Na região de campo próximo reativo (3) os componentes do dipolo magnético relativos ao campo magnético variam com a razão de $1/r^3$, e os componentes de campo elétrico variam com a razão de $1/r^2$, ou seja, quanto menor a distância entre o ponto de observação e o dipolo magnético maior é a proporção do campo magnético em relação ao campo elétrico. Já na região de campo distante (4) ambas as ondas variam com a razão de $1/r$, ou seja, ambas possuem representatividade semelhante.

Outra forma de interpretar-se as regiões de campo próximo e distante é através da metodologia a seguir.

As impedâncias devido aos campos eletromagnéticos são obtidas por [23]:

$$Z_E = \frac{E_\theta}{H_\phi} = Z_0 \frac{\left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2}\right)}{\left(1 + \frac{1}{jkr}\right)} \quad (5)$$

$$Z_H = \frac{E_\phi}{H_\theta} = Z_0 \frac{\left(1 + \frac{1}{jkr}\right)}{\left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2}\right)} \quad (6)$$

Onde a Z_E é a impedância da onda devido ao campo elétrico, Z_H é a impedância da onda devido ao campo magnético, E representa o campo elétrico, H representa o campo magnético, Z_0 é a impedância intrínseca do meio no vácuo ($Z_0 = 377$ ohms), k é o número de onda e r é a distância entre o ponto no espaço e a fonte de emissão.

$$\begin{aligned} \text{Se } kr \ll 1 &\rightarrow Z_E = \frac{Z_0}{kr} \text{ e } Z_H = Z_0 kr \\ \text{Se } kr \gg 1 &\rightarrow Z_E = Z_0 \text{ e } Z_H = Z_0 \end{aligned} \quad (7)$$

Nota-se que em campo próximo, onde Z_H é tipicamente menor Z_0 , que H_θ é preponderante em relação a E_ϕ , portanto na região de campo próximo o campo magnético é mais relevante que o campo elétrico.

Portanto, a representação de ESEs, quando medidos na região de campo próximo, através de dipolos, quadripolos ou octopolos magnéticos, é eficiente.

Vale mencionar que as medições dos ESEs através das Antenas de Kanda, van Veen e Bergervöt e Multipolar, descritas neste trabalho, dão-se na região de campo próximo, para a faixa de frequência para as quais foram projetadas (9 KHz a 30 MHz), como será detalhado nas subseções seguintes e satisfazem à condição previamente citada para representarem os ESEs através de dipolo, quadripolo ou octopolo magnético.

A Figura 11 demonstra graficamente o comportamento das impedâncias de onda Z_E e Z_H nas regiões de campo próximo e campo distante, conforme apresentadas nas equações (5), (6), e (7).

Figura 11 – Gráfico das impedâncias dos campos eletromagnéticos em função da distância da fonte de emissão radiada

Fonte: B. Vincent [23]

A medição em campo próximo pode prover informações bastantes interessantes, principalmente em projetos de equipamentos ou sistemas. Através dos resultados obtidos em campo próximo pode-se determinar a interação entre esse equipamento e outros equipamentos que estejam num mesmo ambiente, ou até mesmo, entre componentes que constituem um determinado equipamento (transformador, placa de circuito impresso, etc.). Também, podem-se utilizar esses resultados para determinarem-se os comportamentos em campo distante, através de transformação adequada dos resultados em campo próximo para campo distante [22][21].

Vale citar que é convencionalizado que antenas aplicadas em medições de campos eletromagnéticos na região de campo próximo são nomeadas como “sensores”. No entanto, devido à vasta aplicação do termo “antena” para aquelas apresentadas neste trabalho, o termo “antena” será utilizado, mesmo tendo como foco a medição na região de campo próximo.

Nesse íterim, a medição do campo magnético na região de campo próximo e a obtenção do dipolo magnético são proeminentes para o desenvolvimento deste trabalho.

3.4 Medição de elementos radiantes para a obtenção do modelo equivalente

Diversas formas de medição de elementos radiantes são difundidas no meio científico [1]-[29].

Cada uma das antenas utilizadas no meio científico possui características distintas, sendo essas diferenças: construtivas, elétricas, analíticas, etc. Dentre essas características a mais importante para o desenvolvimento deste trabalho é a de permitir a criação de modelos de fonte equivalente de emissão radiada, a partir da medição do elemento radiante.

Dentre essas, são citadas metodologias que aplicam sondas de campo magnético para medições pontuais, como descritas por Lopez, por Baudry e por Pichon [17]-[21]. Essas metodologias utilizam-se de uma técnica de medição em campo próximo, com um equipamento de medição provido de uma sonda magnética, executando-se medições em diversos pontos próximo ao ESE. As informações obtidas através dessas medições possibilitam a reconstrução do campo próximo radiado por esse elemento através de ferramenta de simulação numérica.

Porém, como descrito na revisão bibliográfica deste trabalho, essa técnica requer a utilização de várias medições para a determinação de um modelo equivalente, o que podem representar erros acumulados (devido às várias medições) e a fonte equivalente poderá ser não representativa.

Em outra vertente, são utilizadas as antenas de grandes *loops*, ou *large loop antenas (LLAs)*, dentre as quais destacam-se as de Kanda [8], van Veen e Bergervöt [10] e a Multipolar [25], as quais serão descritas detalhadamente ao longo deste capítulo.

Essas antenas possuem, em comum, a característica de permitir a obtenção do modelo de fonte equivalente de emissão magnética radiada.

A Figura 12 representa a transformação da fonte de emissão radiada real em fonte equivalente através das medições nas antenas de grandes *loops*.

Figura 12 – Representação da transformação de fonte de emissão radiada real em fonte equivalente através das medições nas antenas de grandes *loops*

3.4.1 Antenas de grandes loops (ou, Large Loops Antennas – LLA)

3.4.1.1 Introdução às Antenas de grandes loops

Como podem ser verificadas na literatura [7]-[10], as antenas de Kanda e van Veen e Bergervöt são historicamente utilizadas por sua robustez e versatilidade. Elas possuem construção relativamente simples e resposta à medição de campo magnético em região de campo próximo bastante eficiente.

A Antena de Kanda e a Antena de van Veen e Bergervöt são bastantes semelhantes do ponto de vista construtivo, mas apresentam distinção no tangente à forma de medição da corrente induzida na antena.

Ambas consistem de antenas com três grandes *loops* ortogonalmente dispostos. Esses *loops*, conforme especificado em [7]-[10], possuem 1 metro de raio e faixa de operação de 9 kHz a 30 MHz. Portanto, ambas operam em campo próximo, como calculado utilizando a equação (3):

$$r_{1(9kHz)} \ll \frac{\lambda}{2\pi} \ll \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^3} \ll 5300 \text{ metros} \quad (8)$$

$$r_{1(30kHz)} \ll \frac{\lambda}{2\pi} \ll \frac{3 \cdot 10^8}{\frac{30 \cdot 10^6}{2\pi}} \ll 1,60 \text{ metros} \quad (9)$$

Onde, r_1 é o raio da região de campo próximo reativo.

3.4.1.2 Antena de Kanda

Na Antena de Kanda, cada *loop* é feito de material condutor elétrico sólido e possui dois resistores de terminação (Z_L) localizados em posições diametralmente opostas, conforme demonstrado na Figura 13.

Figura 13 – Representação da Antena de Kanda

É demonstrado em [7] e [8] que a partir das correntes medidas nos resistores de terminação (Z_L) podem-se obter o momento magnético e o momento elétrico equivalente.

Para obter-se o momento magnético deve-se primeiramente obter o valor de I_Σ :

$$I_\Sigma = \frac{I_0 + I_\pi}{2} = \frac{2\pi b m_M G_M Y_0}{1 + 2Y_0 Z_L} \quad (10)$$

Onde I_0 é a corrente medida em um resistor Z_L e I_π é a corrente medida no resistor Z_L diametralmente oposto ao primeiro (ambos resistores também podem ser referenciados como R_0 e R_π). O b é o raio da Antena de Kanda, m_M é o momento magnético e Y_0 é a admitância devido à corrente constante. O G_M é obtido por:

$$G_M = \frac{\eta k^2}{4\pi b} \left(1 + \frac{1}{jkb} \right) e^{-jkb} \quad (11)$$

Onde, η é a impedância intrínseca do meio e k é o número de onda.

A admitância Y_0 é obtida por:

$$Y_0 = \frac{1}{j\eta kb \left(\ln \frac{8b}{a} \right) - 2} \quad (12)$$

Onde b é o raio da Antena de Kanda e a é o raio da seção transversal do condutor utilizado para a construção da antena.

Das equações (10), (11) e (12) obtém-se o momento magnético:

$$m_M = 2I_\Sigma \frac{j\eta kb [\ln(8b/a) - 2] + 2Z_L}{\eta k^2 [1 + 1/(jkb)]} e^{-jkb} \quad (13)$$

Pode-se reescrever essa equação denominando-a como fator de acoplamento entre I_Σ e m_M , como:

$$\frac{I_\Sigma}{m_M} = \frac{1}{2} \frac{\eta k^2 [1 + 1/(jkb)] e^{-jkb}}{j\eta kb [\ln(8b/a) - 2] + 2Z_L} \quad (14)$$

Considerando-se a excitação da antena através de um dipolo magnético, tem-se:

$$I_\Sigma = I_0 = I_\pi \quad (15)$$

É possível obter-se a corrente (i) para um dipolo magnético equivalente através da seguinte equação:

$$i = \frac{m_M}{\pi q^2} \quad (16)$$

Onde m_M é obtido através da equação (13) e q é o raio do dipolo equivalente. Recomenda-se que q possua dimensão semelhante ao do ESE equivalente.

Por exemplo, se o ESE que induziu as correntes I_0 e I_π na Antena de Kanda possuir 10 cm de diâmetro, recomenda-se que o dipolo equivalente também possua 10 cm de diâmetro, ou 5 cm de raio.

Outros detalhes quanto ao dipolo magnético equivalente serão demonstrados nas próximas subseções. Mas já vale mencionar que a representação de um ESE através de dipolos magnéticos requer a obtenção de três elementos, ortogonalmente dispostos, cada um obtido a partir da medição executada em cada um dos *loops* da Antena de Kanda ou da Antena de van Veen e Bergervöt.

Figura 14 – Representação dos dipolos magnéticos equivalentes ao ESE

Nota-se que, de modo análogo à obtenção da corrente induzida na Antena de Kanda devido ao campo magnético radiado pelo ESE, pode-se obter a corrente induzida devido ao campo elétrico radiado pelo ESE. No entanto, o dipolo elétrico é menos representativo que o dipolo magnético, conforme afirmado anteriormente, pelo fato de a medição ocorrer na região de campo próximo, onde o campo magnético é mais representativo que o campo elétrico.

A fim de obter-se o momento elétrico (m_e), primeiramente deve-se obter o valor de I_Δ , através da seguinte equação:

$$I_\Delta = \frac{I_0 - I_\pi}{2} \quad (17)$$

O momento elétrico m_e é obtido por:

$$m_e = 2I_\Delta \left[\frac{\eta \left(\ln \frac{8b}{a} - 2 \right)}{j2kb} + 2Z_L \right] \left[-\eta \left(\frac{jk}{b} + \frac{1}{b^2} + \frac{1}{jkb^3} \right) e^{-jkb} \right] \quad (18)$$

Vale ressaltar que, na prática, a obtenção de I_Σ e I_Δ é dada através de processamento externo (para adição e subtração dos sinais), a partir das medições feitas nos pontos 0 e π .

Em [7] é apresentado um método de obtenção de I_{Σ} e I_{Δ} com a utilização de *baluns* e acopladores óticos, para a execução do processamento externo necessário. Essa proposta apresenta um obstáculo na determinação dessas correntes, pelo fato da dificuldade em confeccionar-se um circuito externo que calcule o I_{Σ} e I_{Δ} de forma simultânea e também que influencie minimamente nos resultados. Esse fato, historicamente, dificultou a disseminação da aplicação da Antena de Kanda para medição dos campos elétricos e magnéticos a partir de ESEs.

No entanto, no capítulo referente à validação experimental deste trabalho será apresentado um novo método, onde não se faz necessária a aplicação de circuito externo para processamento dos sinais para a obtenção de I_{Σ} e I_{Δ} , mitigando, para alguns casos específicos, essa dificuldade historicamente referenciada a aplicação da Antena de Kanda.

A Figura 15 representa os pontos de medição das correntes induzidas na Antena de Kanda.

Figura 15 – Pontos de medição da corrente induzida na Antena de Kanda

3.4.1.3 Antena de van Veen e Bergervöt

A Figura 16 representa a Antena de van Veen e Bergervöt e o dipolo magnético resultante da medição com essa antena, equivalente ao equipamento sob ensaio (ESE).

Figura 16 – Antena de van Veen e Bergervöt e representação do dipolo magnético equivalente ao equipamento sob ensaio

Fonte: J. R. Bergervöt *et al* [10]

Os *loops* da Antena de van Veen e Bergervöt são construídos com cabo coaxial e dois resistores de terminação (R_T), dispostas em posições diametralmente opostas, consistem de duas impedâncias que conectam o condutor central do cabo coaxial à sua malha externa e cada *loop* possui um ponto de medição da corrente resultante da medição (Ponto “P”), como pode ser visto no detalhe na Figura 19.

A utilização dos resistores de terminação R_T conectados ao condutor central do cabo coaxial que compõem a Antena de van Veen e Bergervöt, possui o intuito de anular a interferência devido ao campo elétrico na medição [1]. Entretanto, diferentemente do que ocorre com a aplicação da Antena de Kanda, somente o momento magnético pode ser obtido através da medição com a Antena de van Veen e Bergervöt. Desse modo, o ESE somente pode ser representado através de dipolo magnético.

O ESE deve ser disposto no centro da antena e a medição de cada *loop* representa o componente do campo magnético ortogonal àquele *loop* emitido pela fonte de emissão radiada. A Figura 17 representa alguns detalhes construtivos da Antena de van Veen e Bergervöt e a Figura 18 representa detalhes do cabo coaxial utilizado para a confecção dessa antena, cujas características influenciam diretamente nos resultados por ela obtidos.

Figura 17 – Representação da Antena de van Veen e Bergervöt

Figura 18 – Seção transversal do cabo coaxial, utilizado na construção da Antena de van Veen e Bergervöt

O fator de acoplamento entre um ESE hipotético representado por um dipolo magnético e cada *loop* da antena é obtido através da seguinte expressão [11]:

$$\frac{I_A}{m_M} = \left\{ 2b^2 \left[\ln \left(\frac{8b}{a_c} \right) - 2 \right] \right\}^{-1} \quad (19)$$

Onde I_A é a corrente induzida no *loop*, m_M é o componente do momento magnético do dipolo equivalente que é ortogonal ao *loop*, a_c é o raio externo da malha externa do cabo coaxial e b é o raio do *loop*.

I_A é dado por [11]:

$$I_A = I_P \left\{ \frac{R_C}{R_T} \sin\left(\frac{k_C \pi b}{2}\right) + j \cos\left(\frac{k_C \pi b}{2}\right) + j \frac{2\pi R_C}{\mu c} \left[\ln\left(\frac{8b}{a_c}\right) - 2 \right]^{-1} \frac{\sin\left(\frac{k_C \pi b}{2}\right)}{\tan\left(\frac{k \pi b}{2}\right)} \right\} \quad (20)$$

Onde I_P é a corrente medida no condutor central do cabo coaxial do *loop* em um ponto denominado “P” a 90° do resistor de terminação R_T , R_C é a impedância característica do cabo coaxial utilizado para a construção da antena, k_c é a constante de propagação do meio e μ é a permeabilidade magnética do meio. Os pontos de medição da corrente resultante são representados abaixo.

Figura 19 – Ponto de medição da corrente resultante na Antena de van Veen e Bergervöt

3.4.1.4 Breve Análise Comparativa entre a Antena de Kanda e a Antena de van Veen e Bergervöt

Dentre as diferenças entre as Antenas de Kanda e de van Veen e Bergervöt já ressaltadas nas subseções anteriores, de modo a contribuir com a comparação entre elas, nesta subseção são ressaltadas suas respostas em frequência, representadas pelos respectivos fatores de acoplamento, descritos pelas equações (14) e (19) e apresentadas na Figura 20.

Figura 20 – Fator de acoplamento em função da frequência das antenas de Kanda e van Veen e Bergervöt

Fonte: D. Cardia et al [11]

Esses resultados foram obtidos a partir das equações analíticas citadas nas subseções 3.4.1.2 e 3.4.1.3 e também através de cálculo numérico, executado no aplicativo *CST Microwave Studio*.

Pode-se verificar que a Antena de Kanda possui menor fator de acoplamento em baixas frequências, porém em frequências superiores a 3 MHz ela possui maior fator de acoplamento que a Antena de van Veen e Bergervöt. Já a Antena de van Veen e Bergervöt possui fator de acoplamento mais uniforme ao longo de toda a faixa de frequência estudada.

No tangente à obtenção da fonte de emissão radiada equivalente ao ESE, constituído por dipolos magnéticos, como já citado, ambas as antenas possuem essa capacidade, com a aplicação de formulação analítica apropriada.

Como já mencionado anteriormente, para que seja possível a representação de um ESE, é necessária a obtenção de três dipolos magnéticos, ortogonalmente dispostos, cada um obtido a partir da medição executada em cada loop da Antena de Kanda ou da Antena de van Veen e Bergervöt. Esse conjunto de 3 dipolos é representado na Figura 14.

Descreve-se, então, como obter o dipolo equivalente ao ESE, a partir da medição da corrente I_A na Antena de van Veen e Bergervöt.

Utilizando-se alguns conceitos relacionados a modelos simplificados, pode-se determinar, a partir da corrente (I_A), e considerando-se que esta corrente seja proveniente exclusivamente do campo magnético do dispositivo sob ensaio, a corrente (i) de um dipolo magnético que representará a fonte de emissão equivalente de campo magnético.

Para que seja possível obter-se o dipolo de raio q e corrente i , a partir da corrente medida na Antena de van Veen e Bergervöt, devem ser revistos alguns conceitos.

Na Figura 21 é apresentado o modelo que representa a interação entre o dipolo magnético e a antena *loop*.

Figura 21 – Dipolo magnético com corrente circular i interagindo com a antena *loop* com a corrente induzida I_A

Fonte: D. Cardia [1]

Conforme apresentado na equação 8.21a em [51], pode-se descrever o vetor potencial magnético resultante do dipolo magnético por:

$$A_1 = \frac{\mu_0 i q^2 \sin \theta}{4d^2} a\phi = \frac{\mu_0 i q^2 b}{4(d^2 + b^2)^{\frac{3}{2}}} a\phi \quad (21)$$

Onde o q é raio do dipolo magnético, b é o raio do *loop* da Antena de van Veen e Bergervöt, d é a distância entre o *loop* da antena e o dipolo magnético, d' é a distância do centro do dipolo magnético a um ponto arbitrário do condutor do *loop* da antena e i é a corrente circulante no dipolo magnético.

Para o caso onde o dipolo e a antena são coplanares ($d=0$), que é o caso em estudo, obtém-se:

$$A_1 = \frac{\mu_0 i q^2 b}{4b^3} a \phi = \frac{\mu_0 i q^2}{4b^2} a \phi \quad (22)$$

Pode-se, então, obter o fluxo magnético através da seguinte equação [1]:

$$\psi = \int A_1 dl_{loop} = \frac{\mu_0 i q^2}{4b^2} 2\pi b = \frac{\mu_0 i \pi q^2}{2b} \quad (23)$$

A indutância da antena *loop* pode ser definida como sendo a relação entre o fluxo magnético e a corrente através do indutor.

$$L_A = \frac{\psi}{I_A} \quad (24)$$

Ou seja, podemos obter o fluxo magnético também através de:

$$\psi = L_A I_A \quad (25)$$

Onde L_A é a indutância de entrada da antena *loop* e I_A é a corrente induzida na malha externa da antena *loop*, calculada a partir de I_P .

Então, obtém-se:

$$I_A = \frac{\mu_0 i \pi q^2}{2b L_A} \quad (26)$$

Agora, isolando-se a corrente circulante no dipolo magnético (i), obtém-se finalmente:

$$i = \frac{I_A 2b L_A}{\mu_0 \pi q^2} \quad (27)$$

Assim, obtendo-se o valor da corrente I_A , a partir da corrente I_P (equação (20)) medida na Antena de van Veen e Bergervöt e conhecendo-se as dimensões da Antena de van Veen e Bergervöt pode-se determinar um dipolo com dimensão arbitrária, que deve ser equivalente à dimensão do ESE, e corrente i . Ressalta-se

que é necessário obter a corrente i para cada um dos três *loops* que constituem essa antena, e então calcular os três dipolos magnéticos, que constituem a fonte de emissão radiada equivalente ao ESE.

Já para a Antena de Kanda é possível obter a corrente (i) para o dipolo magnético equivalente através da equação (16).

O dipolo magnético é representado na Figura 22, com os componentes dos campos eletromagnéticos.

Figura 22 – Componentes dos campos eletromagnéticos emitidos a partir de um dipolo magnético

Os componentes dos campos eletromagnéticos emitidos pelo dipolo magnético que representa o ESE podem ser obtidos através das seguintes expressões [50]:

$$H_r = j \frac{kq^2 i \cos \theta}{2r^2} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \quad (28)$$

$$H_\theta = -\frac{(kq)^2 i \sin \theta}{4r} \left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) e^{-jkr} \quad (29)$$

$$H_\phi = 0 \quad (30)$$

$$E_r = E_\theta = 0 \quad (31)$$

$$E_\phi = \eta j \frac{(kq)^2 i \sin \theta}{4r} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \quad (32)$$

Onde H_r , H_θ , H_ϕ são as componentes esféricas do campo magnético no espaço, E_r , E_θ , E_ϕ são as componentes esféricas do campo elétrico no espaço, i é a corrente do dipolo magnético, q é o raio do dipolo magnético, r é a distância do centro do dipolo ao ponto de avaliação do campo eletromagnético, η é a impedância intrínseca do meio e k é o número de onda.

Apesar de ser menos representativo do que o dipolo magnético, a Antena de Kanda possibilita também a obtenção do dipolo elétrico a partir das medições das correntes em seus pontos de medição. Da eq. (147) em [52] obtém-se:

$$i_E = \frac{m_E j \omega}{l} \quad (33)$$

Onde i_E é a corrente do dipolo elétrico, m_E é o momento elétrico do dipolo elétrico e l é comprimento do dipolo elétrico. O momento elétrico do dipolo elétrico é obtido através da equação (18).

A Figura 23 representa o dipolo elétrico e a Figura 24 representa os componentes dos campos eletromagnéticos por ele emitidos.

Figura 23 – Representação do dipolo elétrico de comprimento $\ll \lambda$

Figura 24 – Componentes dos campos eletromagnéticos emitidos a partir de um dipolo elétrico

Os componentes dos campos eletromagnéticos emitidos pelo dipolo elétrico que representa o ESE podem ser obtidos através das seguintes expressões [50]:

$$E_r = \frac{1}{2\pi\epsilon} \left(\frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} \right) \cos\theta \frac{i_E l}{j\omega} e^{j(\omega t - kr)} \quad (34)$$

$$E_\theta = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} - \frac{k^2}{r} \right) \sin\theta \frac{i_E l}{j\omega} e^{j(\omega t - kr)} \quad (35)$$

$$E_\phi = 0 \quad (36)$$

$$H_r = H_\theta = 0 \quad (37)$$

$$H_\phi = \frac{j\omega}{4\pi} \left(\frac{1}{r^2} + \frac{jk}{r} \right) \sin\theta \frac{i_E l}{j\omega} e^{j(\omega t - kr)} \quad (38)$$

Onde H_r , H_θ , H_ϕ são as componentes esféricas do campo magnético no espaço, E_r , E_θ , E_ϕ são as componentes esféricas do campo elétrico no espaço, i_E é a corrente do dipolo elétrico, l é o comprimento do dipolo elétrico, r é a distância do centro do

dipolo ao ponto de avaliação do campo eletromagnético, η é a impedância intrínseca do meio e k é o número de onda.

De modo geral, notam-se alguns pontos favoráveis à aplicação da Antena de van Veen e Bergervöt, como: fator de acoplamento mais uniforme ao longo de toda a faixa de frequências, medição através de um único ponto por *loop*, reduzidos erros relativos na medição (devido à medição em um único ponto) e por não requerer processamento externo para obtenção da corrente de medição.

No entanto, ela possibilita somente a representação do ESE através de dipolo magnético, desprezando-se a parte devido ao dipolo elétrico equivalente.

Por outro lado, a Antena de Kanda pode detectar os campos elétricos e magnéticos devidos aos dipolos elétricos e magnéticos que compõem o ESE, possibilitando a obtenção dos dipolos magnéticos e elétricos equivalentes, sendo, então, mais completa na representação da fonte de emissão radiada equivalente.

Uma comparação geral entre todas as antenas mencionadas nesta seção é demonstrada na subseção 3.5.

3.4.1.5 Antena tipo loop Multipolar

3.4.1.5.1 Introdução à Antena tipo loop Multipolar

Em estudos recentes, a Antena Multipolar é apontada como uma forma mais precisa para medição de fontes complexas em relação à Antena de van Veen e Bergervöt e a Antena de Kanda [23]-[29].

Isso deve-se ao fato de que, como demonstrado em [23], a Antena de van Veen e Bergervöt apresenta desvio de medição quando o elemento radiante é composto por multipolo(s). A posição central do *loop* de medição em relação ao ESE causa a medição do componente de 1ª ordem (devido à componente do dipolo) simultaneamente ao de 3ª ordem (devido ao octopolo).

É demonstrado que, considerando-se uma mesma amplitude de fluxo magnético emitido por elementos desde a 1ª até à 4ª ordens, medidos por um *loop* equivalente

ao da Antena de van Veen e Bergervöt (1 metro de raio) obtém-se o seguinte resultado:

Figura 25 – a) Fluxo magnético captado por *loop* em diferentes posições. b) Representação da posição do *loop* em relação ao ESE

Fonte: B. Vincent [23]

Onde Φ_{10} é o fluxo devido ao elemento multipolar de 1ª ordem (dipolo), Φ_{20} é o fluxo devido ao elemento multipolar de 2ª ordem (quadripolo), Φ_{30} é o fluxo devido ao elemento multipolar de 3ª ordem (octopolo), Φ_{40} é o fluxo devido ao elemento multipolar de 4ª ordem (hexadecapolo).

Observa-se então que para os casos da Antena de van Veen e Bergervöt e da Antena de Kanda, cujo *loop* de medição é central em relação ao ESE, são captados simultaneamente o fluxo magnético referente ao dipolo e ao octopolo em seus valores máximos.

Portanto, as correntes resultantes na Antena de van Veen e Bergervöt e na Antena de Kanda apresentadas anteriormente são, de fato, devidas a uma combinação do dipolo e octopolo magnéticos que podem compor o ESE. Assim sendo, a representação da fonte equivalente de emissão radiada composta somente por um dipolo, pode não ser precisa, caso o ESE seja composto por elementos dipolares e octopolares.

A partir dessa constatação iniciou-se o desenvolvimento da Antena Multipolar, que tem como característica geométrica a detecção do fluxo magnético através de *loops* posicionados de forma não centralizada em relação ao ESE. Diversos detalhes para o desenvolvimento dessa antena e aplicação dos modelos de fontes equivalentes de emissão radiada multipolares são descritos em detalhes em [23]-[29].

Neste trabalho somente são descritos alguns passos considerados para o desenvolvimento dessa antena e dos modelos de fontes multipolares.

Foi levada em consideração a teoria de expansão multipolar, a qual representa o fluxo magnético emitido por uma determinada fonte de emissão radiada através da sua decomposição em multipolos. Também é necessário levar-se em consideração algumas premissas, sendo elas:

- Frequência de trabalho de 9 kHz a 30 MHz;
- Campos magnéticos nessa faixa de frequência comumente são assumidos como dominantes, podendo ser desprezados os campos elétricos;
- Campos elétricos e magnéticos são assumidos como em regime quasi-estático, por estarem na região de campo próximo.

Sob essas considerações são aplicadas as teorias para a expansão multipolar.

3.4.1.5.2 Características analíticas da antena tipo loop multipolar

A expansão multipolar esférica é uma ferramenta comumente utilizada para a representação dos campos eletromagnéticos. Através de uma esfera de validação, que contenha em seu interior todas as fontes de radiação, o campo magnético pode ser totalmente descrito através da solução de seu potencial magnético escalar, a partir da equação de Laplace (ψ):

$$\psi(r, \theta, \varphi, f) = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=-n}^{+n} A_{nm}(f) \cdot \frac{1}{r^{n+1}} \cdot S_{nm}(\theta, \varphi) \quad (39)$$

Onde, S_{nm} é a função esférica harmônica real de ordem n e grau m e (r, θ, ρ) são as coordenadas esféricas, cuja origem é o centro da expansão. $A_{nm}(f)$ são as incógnitas dependentes da frequência, a serem medidas.

Aplicando-se o operador gradiente à equação acima, obtém-se a expansão multipolar do campo magnético para o campo próximo:

$$B(r, \theta, \varphi, f) = -grad(\psi(r, \theta, \varphi, f)) \quad (40)$$

$$B_{nm} = -\frac{\mu_0}{4\pi} A_{nm}(f) \cdot grad\left(\frac{1}{r^{n+1}} \cdot S_{nm}(\theta, \varphi)\right) \quad (41)$$

Onde S_{nm} é definido por:

$$S_{nm}(\theta, \varphi) = \Theta_{nm}(\theta) \cdot \Phi_m(\varphi) \quad (42)$$

Com:

$$\Theta_{nm}(\theta) = (-1)^{|m|} \sqrt{\frac{(n-|m|)!}{(n+|m|)!}} P_{n|m|}(\cos \theta) \quad (43)$$

$$\Phi_m(\varphi) = \begin{cases} \sqrt{2} \cos(m\varphi), m > 0 \\ 1, m = 0 \\ \sqrt{2} \sin(|m|\varphi), m < 0 \end{cases} \quad (44)$$

Onde P_{nm} são os polinômios associados de Legendre, descritos por [53]:

$$P_{nm}(x) = \frac{(-1)^{n+m}}{2^n \cdot n!} \cdot \frac{(n+m)!}{(n-m)!} \cdot (1-x^2)^{-m/2} \cdot \left(\frac{d}{dx}\right)^{n-m} \cdot (1-x^2)^n \quad (45)$$

Outra premissa adotada, quando refere-se à expansão polinomial, é que, considerando-se que para elementos da enésima ordem os campos decaem na ordem de $1/r^{n+2}$, a decomposição limitada à 2ª ordem é suficiente para estruturas de eletrônica de potência em geral [25].

Os coeficientes A_{nm} são as incógnitas das expressões dos campos magnéticos que são obtidos através das medições feitas através dos captadores C_{nm} . A quantidade de coeficientes A_{nm} é determinada pela expressão $2n+1$, onde n é o número de ordens, que, neste estudo é limitado a 2. Portanto, a quantidade de coeficientes variáveis é de 8 elementos: A_{1-1} , A_{10} , A_{1+1} , A_{2-2} , A_{2-1} , A_{20} , A_{2+1} e A_{2+2} [24].

Pode-se, portanto, observar na Figura 26 como seriam os captadores do fluxo magnético na forma geral (Figura 3 em [25]):

Figura 26 – Captadores do fluxo magnético na forma multipolar

Fonte: B. Vincent [23]

Observa-se, portanto, que para o caso da construção de uma antena que execute a captação do fluxo magnético, a construção dos elementos C_{10} e C_{20} é bastante mais simples que a construção dos outros 6 elementos referentes a $n=1, 2$ e $m=0$.

Buscando a melhor condição para a construção da Antena Multipolar, foi apresentado em [25] a proposta de utilizar-se o fluxo captado pelos captadores C_{10} e C_{20} para determinarem-se também os fluxos equivalentes de C_{1-1} , C_{11} , C_{2-2} , C_{2-1} , C_{21} e C_{22} , e foram nomeados de sensores rotativos:

Para tanto, aplica-se o conceito de rotação das harmônicas esféricas, transformando-se do sistema de coordenadas S para $\tilde{S}$, a partir da seguinte equação [23]:

$$\tilde{S}_{nm} = \sum_{m'=-n}^n R_{m',m}^{(n)} S_{nm'}, \forall m \in [-n; n] \quad (46)$$

Onde aplicam-se as matrizes de passagem de coordenadas $R^{(n)}$, que para $n = 1$ e $n = 2$, são:

$$R^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\alpha)\sin(\beta) \\ \cos(\beta) \\ \cos(\alpha)\sin(\beta) \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$R^{(2)} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} / 2 \sin(2\alpha) \sin^2(\beta) \\ 0 & \sqrt{3} / 2 \sin(\alpha) \sin(2\beta) \\ 1 & 1 / 4 (1 + 3 \cos(2\beta)) \\ 0 & \sqrt{3} / 2 \cos(\alpha) \sin(2\beta) \\ 0 & \sqrt{3} / 2 \cos(2\alpha) \sin^2(\beta) \end{bmatrix} \quad (48)$$

Para n=1 (elemento S_{10}), obtém-se:

$$S_{11} = S_{10}^{0, \pi/2} \quad (49)$$

$$S_{1,-1} = S_{10}^{\pi/2, \pi/2} \quad (50)$$

Já para n=2 (elemento S_{20}), obtém-se:

$$S_{20}^{0, \pi/4} = \frac{1}{4} S_{20} + \frac{\sqrt{3}}{2} S_{21} + \frac{\sqrt{3}}{4} S_{22} \quad (51)$$

$$S_{20}^{0, -\pi/4} = \frac{1}{4} S_{20} - \frac{\sqrt{3}}{2} S_{21} + \frac{\sqrt{3}}{4} S_{22} \quad (52)$$

Resultando em:

$$S_{21} = \frac{1}{\sqrt{3}} (S_{20}^{0, \pi/4} - S_{20}^{0, -\pi/4}) \quad (53)$$

$$S_{22} = \frac{1}{\sqrt{3}} (S_{20}^{0, \pi/2} - S_{20}^{\pi/2, \pi/2}) \quad (54)$$

A figura abaixo representa o conceito da transformação de S_{10} para S_{11} e de S_{10} para $S_{1,-1}$, a partir das equações (49) e (50) [25]:

Figura 27 – Transformação de S_{10} para S_{11} e S_{1-1}

Fonte: B. Vincent [23]

Transformando-se de S_{20} para S_{21} , da equação (53):

Figura 28 – Transformação de S_{20} para S_{21}

Fonte: B. Vincent [23]

E transformando-se de S_{21} para S_{22} , da equação (54):

Figura 29 – Transformação de S_{21} para S_{22}

Fonte: B. Vincent [23]

Como resultado para os captadores C_{nm} para a construção da Antena Multipolar, tem-se (figura 5 em [25]):

Figura 30 – Captadores do fluxo magnético na forma simplificada (aplicando-se as transformações)

Fonte: B. Vincent [23]

Portanto, aplicando-se a metodologia apresentada, a construção da Antena Multipolar requer a construção de somente os captadores C_{10} e C_{20} . Esses captadores são formados por dois *loops* cada, de modo a, conjuntamente, captarem o fluxo magnético emitido pelo ESE.

Então, devem-se determinar as distâncias entre os elementos que compõem os captadores C_{10} e C_{20} . Ela é feita com base no fato da eliminação das influências residuais que esses captadores possuem de outros elementos S_{nm} .

É demonstrado em [23] que o captador C_{10} pode captar o fluxo de S_{10} e, residualmente, o fluxo de S_{30} e que o captador C_{20} capta o fluxo de S_{20} e, residualmente o fluxo de S_{40} . A fim de eliminar-se a influência residual dos elementos S_{30} e S_{40} , devem-se selecionar os ângulos (θ_s) de abertura entre os elementos que compõem os captadores a partir da seguinte equação:

$$\int_{(\pi-\theta_s)/2}^{(\pi+\theta_s)/2} \Theta_{n'm'}(\theta) \cdot \sin(\theta) d\theta = 0 \quad (55)$$

Onde, n' é a ordem e m' é o grau dos elementos que influenciam residualmente os elementos de ordem n e grau m .

A partir desse cálculo, obtém-se para C_{10} e C_{20} :

C_{10} : $\theta_s = 53^\circ$ e C_{20} : $\theta_s = 82^\circ$

Considerando-se o raio da esfera de medição $r_M = 225$ mm (valor utilizado na antena protótipo [23]), calculam-se a posição dos *loops* C_{10} e C_{20} :

$$h_{10} = r_M \cos(\alpha_1) \quad (56)$$

$$h_{20} = r_M \cos(\alpha_2) \quad (57)$$

E também o valor do raio dos *loops*:

$$r_{10} = r_M \sin(\alpha_1) \quad (58)$$

$$r_{20} = r_M \sin(\alpha_2) \quad (59)$$

Onde, α é expresso por:

$$\alpha_i = 90^\circ - \frac{\theta s_i}{2} \quad (60)$$

Obtém-se, portanto, os seguintes valores, também demonstrados na Tabela 1:

$$h_{10} = 100,39 \text{ mm}$$

$$h_{20} = 147,60 \text{ mm}$$

$$r_{10} = 201,36 \text{ mm}$$

$$r_{20} = 169,80 \text{ mm}$$

Tabela 1 – Dimensões da Antena Multipolar proposta

	$n=1$	$n=2$
$m=0$

O protótipo da Antena Multipolar é apresentado na Figura 6, na seção 2, com suas características construtivas.

A partir da resolução das equações do fluxo magnético, obtêm-se os coeficientes A_{nm} :

$$A_{1m} = \frac{10^8 r_M}{32\pi} \phi_{1m} \quad (61)$$

$$A_{20} = \frac{6125,10^4 r_M^2}{3\pi\sqrt{21}} \phi_{20} \quad (62)$$

$$A_{2m} = \frac{6125,10^4 r_M^2}{3\pi\sqrt{21}} \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right) \phi_{2m} \text{ para } m \neq 0 \quad (63)$$

Onde Φ é o fluxo magnético captado por cada *loop* da antena.

Considerando a medição feita diretamente nos captadores da antena, têm-se:

$$A_{10} = \frac{10^8 r_M}{32\pi} (\phi_{10_1} - \phi_{10_2}) = 2,24 \cdot 10^5 (\phi_{10_1} - \phi_{10_2}) \quad (64)$$

$$A_{20} = \frac{6125,10^4 r_M^2}{3\pi\sqrt{21}} (\phi_{20_1} + \phi_{20_2}) = 7,18 \cdot 10^4 (\phi_{20_1} + \phi_{20_2}) \quad (65)$$

Obtém-se, portanto, o fluxo magnético para cada elemento a partir da equação abaixo:

$$\phi_{nm_i} = I_{nm_i} \cdot L_{nm_i} \quad (66)$$

Onde, I_{nm_i} são as correntes medidas em cada elemento que compõe cada um dos captadores C_{10_1} , C_{10_2} , C_{20_1} , C_{20_2} , C_{ref} , e a indutância é dada por:

$$L = \mu_0 b \left(\ln \left(\frac{8b}{r_c} \right) - \frac{7}{4} \right) \quad (67)$$

Outro importante ponto a ser considerado é que o fato de a Antena Multipolar ser composta por diversos *loops* (5 no caso aqui descrito) a mútua indutância entre esses diversos *loops* influência nas diversas medições das correntes I_{nm_i} nessa antena.

Então, detalhadamente, é descrito em [27] que é necessária a correção das correntes medidas individualmente em cada *loop*.

A fim de simplificarmos os índices nos próximos cálculos, consideremos a indexação abaixo apresentada:

$$\begin{aligned}
 I_{ref} &= i_{1_mes} \\
 I_{10_1} &= i_{2_mes} \\
 I_{10_2} &= i_{3_mes} \\
 I_{20_1} &= i_{4_mes} \\
 I_{20_2} &= i_{5_mes}
 \end{aligned} \tag{68}$$

Essas correntes são representadas na figura abaixo [27]:

Figura 31 – Representação do fluxo a partir do ESE e dos captadores

Fonte: S. Zangui [27]

Então, aplica-se a seguinte matriz de correlação, para a obtenção das correntes corrigidas a partir das correntes medidas [27]:

$$\begin{bmatrix} i_{1_ese} \\ i_{2_ese} \\ i_{3_ese} \\ i_{4_ese} \\ i_{5_ese} \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} 1 & \frac{M_{12}}{Z_1} & \frac{M_{13}}{Z_1} & \frac{M_{14}}{Z_1} & \frac{M_{15}}{Z_1} \\ \frac{M_{21}}{Z_2} & 1 & \frac{M_{23}}{Z_2} & \frac{M_{24}}{Z_2} & \frac{M_{25}}{Z_2} \\ \frac{M_{31}}{Z_3} & \frac{M_{32}}{Z_3} & 1 & \frac{M_{34}}{Z_3} & \frac{M_{35}}{Z_3} \\ \frac{M_{41}}{Z_4} & \frac{M_{42}}{Z_4} & \frac{M_{43}}{Z_4} & 1 & \frac{M_{45}}{Z_4} \\ \frac{M_{51}}{Z_5} & \frac{M_{52}}{Z_5} & \frac{M_{53}}{Z_5} & \frac{M_{54}}{Z_5} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1_mes} \\ i_{2_mes} \\ i_{3_mes} \\ i_{4_mes} \\ i_{5_mes} \end{bmatrix} \quad (69)$$

Onde i_{i_ese} são as correntes corrigidas (induzidas pelo ESE), i_{i_mes} são as correntes medidas nos *loops* da antena M_{ij} são as mútuas indutâncias entre cada um dos *loops*, e Z é a impedância complexa de cada *loop*.

$$M_{ij} = Lp_j \cdot \left(\frac{I_j}{I_i} \right) \quad (70)$$

Onde Lp é a indutância própria do *loop* j , e deve ser obtida por medição direta.

Outro método, sem a necessidade da medição direta de Lp , é apresentado em [54].

$$Z_i = R + j\omega L \quad (71)$$

Onde L pode ser obtido pela equação (67).

Em diversos trabalhos vem sendo estudada e aplicada a Antena Multipolar, baseando-se nas definições aqui apresentadas, obtendo-se resultados muito positivos.

3.4.1.5.3 Representação de fontes de emissão radiada obtidas a partir de medições pela Antena Multipolar

Um importante ponto para a aplicação da Antena Multipolar para a obtenção de fontes de emissão radiada equivalentes é a determinação de como representar a fonte, uma vez que esse elemento pode ser um dipolo simples, um quadripolo simples ou ambos combinados.

Em casos de medição onde o valor do A_{10} é consideravelmente superior ao do A_{20} é possível determinar-se que a fonte equivalente pode ser representada por um dipolo simples. O mesmo para quando o valor do A_{20} é consideravelmente superior ao do A_{10} , onde pode-se considerar a representação por um quadripolo simples.

Portanto, uma grande vantagem da aplicação da Antena de medição multipolar consta no fato de que, para as medições de fontes complexas (ESEs em geral) pode-se determinar o tipo predominante de fonte de emissão, se dipolo ou quadripolo.

3.4.1.5.3.1 Caso A: Fonte de emissão predominantemente dipolar

Para os casos onde a fonte é determinada como sendo de característica dipolar (sem a parcela referente ao quadripolo, ou ordens superiores) essa fonte pode ser representada como um dipolo em ambientes magnéticos, o mesmo aplica-se para casos onde a fonte é determinada como sendo de característica quadripolar, podendo ser então representada como um quadripolo em ambientes magnéticos.

Considerando-se que um elemento é predominantemente um dipolo, para construir-se um modelo equivalente à ESE, deve aplicar a seguinte equação [26]:

$$A_{10} = \frac{10^8 r_M}{32\pi} (\phi_{10-1} - \phi_{10-2}) = \pi r^2 I \quad (72)$$

Onde,

r_M = raio da esfera de medição

Φ_{mn} =fluxo magnético captado pelos captadores

r = raio do dipolo equivalente (equivalente ao tamanho do ESE)

I = corrente que circula pelo dipolo (incógnita)

O modelo do dipolo pode ser observado na Figura 22.

Com relação aos campos eletromagnéticos emitidos por esse dipolo, as equações são aquelas já descritas anteriormente (28)-(32).

3.4.1.5.3.2 Caso B: Fonte de emissão predominantemente quadripolar

Já para o caso onde considera-se que um elemento é predominantemente um quadripolo, para construir-se um modelo equivalente à ESE, deve aplicar a seguinte equação [23]:

$$A_{20} = \frac{6125 \cdot 10^4 r_M^2}{3\pi\sqrt{21}} (\phi_{20-1} + \phi_{20-2}) = 2d\pi r^2 I \quad (73)$$

Onde, d é a distância entre os dipolos sobrepostos (dois dipolos formam um quadripolo).

A distância d deve ser obtida de modo a maximizar a relação A_{20}/A_{40} , resultando em [26]:

$$d = \frac{2r}{\operatorname{tg} \alpha_2} \quad (74)$$

Onde, α_2 é calculado a partir da equação (60).

A Figura 32 representa o quadripolo resultante.

Figura 32 – Representação do quadripolo magnético resultante

3.4.1.5.3.3 Caso C: Fonte de emissão combinada

Para os casos de medição de fontes complexas onde tanto o coeficiente A_{10} quanto o A_{20} são representativos, deve-se utilizar tanto um dipolo quanto um quadripolo simultaneamente para que represente a ESE.

Deve-se, nesse caso, levar-se em consideração a mútua indutância entre os elementos, que será demonstrada na subseção 3.4.1.7.

3.4.1.6 Distinção entre o resultado da Antena de van Veen e Bergervöt e da Antena Multipolar

Considere-se a medição do campo magnético radiado por um elemento composto por dipolo e quadripolo magnético, esse elemento deverá ser representado por um dipolo e um quadripolo simultaneamente.

Para a Antena de van Veen e Bergervöt o fluxo captado pelo elemento C_{ref} é dado por [23]:

$$\phi_{vVB} = \iint_{hemisfério} (B_{10}(r_M, \theta, \pi) \cdot n) ds = \int_{\varphi=0}^{2\pi} A_{\varphi 10}(r_M, \pi/2, \varphi) r_M d\varphi = \frac{2\pi \cdot 10^{-7}}{r_M} A_{10} \quad (75)$$

Resultando em (para as características da Antena descritas em 3.4.1.3):

$$A_{vVB} = 3,58 \cdot 10^5 \phi_{vVB} \quad (76)$$

Demonstra-se em [23], através de medições práticas, que a Antena de van Veen e Bergervöt foi capaz de captar o fluxo devido ao dipolo elétrico, de forma equivalente ao captador C_{10} da Antena Multipolar, porém captou com muito baixo nível o fluxo devido ao quadripolo elétrico, demonstrando sua ineficácia em relação à medição do fluxo emitido por esse tipo de fonte.

Isso representa que em medições de fontes complexas compostas por dipolos e quadripolos, ou até mesmo por uma combinação dos dois tipos de fontes, a Antena de van Veen e Bergervöt somente captaria a parte do fluxo devido ao dipolo, desprezando o fluxo devido quadripolo, mostrando-se ineficiente a certas aplicações.

Também, o fato de o elemento C_{10} captar em grande parte somente a fonte tipo dipolo e o elemento C_{20} em grande parte somente a fonte tipo quadripolo, é possível identificar-se qual o tipo de fonte a partir da comparação dos níveis de corrente captados.

3.4.1.7 Acoplamento entre componentes na forma multipolar

Considerando-se o fato de que as fontes equivalentes de emissão radiada serão aplicadas em ambientes compostos por diversas dessas fontes, é necessário levar-se em consideração o acoplamento entre fontes de emissão radiada.

O acoplamento de fontes de emissão radiada, considerando-se a metodologia multipolar, pode ser caracterizado pela impedância mútua entre essas fontes, dada por [28]:

$$Z_{12} = \frac{1}{i_1 i_2} \frac{1}{k^2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \sum_{n=1}^{N_{\max}} \sum_{m=-n}^n (-1)^m (A_{1n,-m} * A_{2n,m}) \quad (77)$$

Onde, i_1 é a corrente da fonte 1, i_2 é a corrente da fonte 2, ϵ_0 é a permissividade elétrica no vácuo, μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo e A são os coeficientes obtidos a partir das medições dessas fontes na Antena Multipolar (equações (61)-(63)).

Já a indutância mútua pode ser obtida por:

$$M_{12} = \frac{1}{j\omega i_1 i_2} \frac{1}{k^2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \sum_{n=1}^{N_{\max}} \sum_{m=-n}^n (-1)^m (A_{1n,-m} * A_{2n,m}) \quad (78)$$

Onde ω é a velocidade angular da onda.

Figura 33 – Representação do acoplamento entre fontes de emissão radiada

Esta técnica apresenta, portanto, uma aplicação da Antena Multipolar, onde, a partir da medição e determinação do coeficiente A, pode-se determinar a impedância e indutância mútuas entre dois ou mais fontes de emissão radiada.

3.5 Comparação qualitativa das antenas de grandes loops (LLA)

Mediante às características apresentadas nas subseções anteriores, vale uma avaliação qualitativa de cada antena, no tangente aos elementos relevantes ao tema em estudo.

De modo geral, cada antena acima citada possui características positivas e negativas, as quais foram sintetizadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Resumo comparativo entre as antenas de grandes loops (LLAs)

Capacidades	Kanda	Van Veen e Bergervöt	Multipolar
Obtenção do momento magnético	SIM	SIM	SIM
Obtenção do momento elétrico	SIM	NÃO	NÃO
Modelagem multipolar	NÃO	NÃO	SIM
Possui capacidade de detecção do campo magnético sem necessidade de processamento externo	NÃO	SIM	SIM

Como pôde ser observado, no que tange à qualidade para representação de um ESE através de elementos magnéticos, demonstra-se que a Antena Multipolar está um passo à frente em relação às Antenas de Kanda e de van Veen e Bergervöt.

Entretanto, todas elas podem ser devidamente aplicadas para a representação de ESEs através de fontes de emissão radiada equivalentes.

Com relação à semelhança entre elas, conforme demonstrado, a utilização de dipolos magnéticos para representar ESEs é um ponto em comum. O fato de os campos magnéticos serem mais representativos que os campos elétricos em medições na região de campo próximo, reforça a aplicação de dipolos magnéticos, conforme demonstrado na subseção 3.4.1.1.

O cálculo dos componentes dos campos magnéticos e elétricos a partir de um dipolo magnético é demonstrado a partir das equações (28) a (32).

No entanto, em [16] demonstra-se que os campos elétricos calculados diretamente através de equações analíticas podem apresentar erros em relação a medições laboratoriais, propondo-se uma técnica alternativa para cálculo dos campos elétricos a partir dos campos magnéticos.

Para tanto, descreve-se na próxima subseção essa técnica complementar inspirada no trabalho de Sartori *et al* [16], porém em uma aplicação inédita em relação ao trabalho original, que possibilita a obtenção dos campos elétricos a partir dos campos magnéticos emitidos por um dipolo magnético.

Os campos magnéticos de onde podem ser calculados os campos elétricos através dessa técnica, podem ser obtidos através das equações analíticas (28) a (30), ou através de cálculo a partir de um ou diversos modelos equivalentes, em ferramenta numérica.

Além disso, essa técnica complementar possibilita a obtenção dos campos elétricos também a partir dos campos magnéticos medidos em ambientes, e não somente calculados, possibilitando uma maior amplitude em sua aplicação.

3.6 Obtenção do campo elétrico a partir do campo magnético através de método híbrido (Analítico/FDTD)

Conforme apresentado anteriormente, o principal elemento radiante considerado no desenvolvimento deste trabalho é o dipolo magnético, pelo fato de a medição do ESE, para a faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz, ocorrer em campo próximo, onde os campos magnéticos são mais representativos que os campos elétricos, conforme demonstrado na subseção 3.1.

O cálculo do campo elétrico, principalmente na região do campo próximo, pode ocasionar resultados divergentes, principalmente quando referem-se às diferentes formas de onda e amplitudes do sinal, que é uma característica intrínseca a sistemas eletrônicos em geral, conforme demonstrado em [16].

Vale citar, quanto à importância de obterem-se os valores dos campos elétricos de forma precisa, que a intensidade dos campos elétricos é comumente utilizada como principal referência em normas de EMC, que regem a medição e a avaliação da emissividade dos campos elétricos de elementos compostos por sistemas embarcados, como, por exemplo, veículos automotores, como em [47] e [48].

Como forma alternativa às diversas metodologias aplicadas no passado, em [16], Sartori *et al* apresentam um método híbrido (analítico e numérico) para obtenção do campo elétrico (E) em um ponto do espaço a partir do vetor de densidade do fluxo magnético (B). Esse método híbrido associa cálculos analíticos ao método numérico *FDTD*.

Para obterem-se os campos elétricos (E) nas coordenadas x , y e z , são necessários os valores do vetor de densidade do fluxo magnético (B) em alguns pontos em torno do ponto onde será feito o cálculo do campo elétrico.

Esses valores de B podem, por sua vez, serem obtidos através de cálculo analítico, numérico ou mesmo de medição laboratorial.

A Figura 34 representa o conjunto de elementos de B necessários para o cálculo de E , no espaço.

Figura 34 – Representação dos campos elétricos a partir dos vetores de densidade do fluxo magnético

Fonte: C. Sartori *et al* [16]

Vale ressaltar que, usualmente, tanto através das equações dos campos eletromagnéticos emitidos por dipolos magnéticos (eqs. (28) a (30)) quanto em medições laboratoriais, têm-se disponível o valor de intensidade dos campos magnéticos (H). Os vetores de densidade do campo magnético (B) podem então ser obtidos através da seguinte equação:

$$\vec{B}_n = H_n \mu \quad (79)$$

Onde H é o campo magnético e μ é a permeabilidade magnética.

Outra característica deste método é que ele deve ser aplicado no domínio do tempo. Sendo assim, caso as medições ou cálculos de onde se obtenham o valor de B sejam feitas no domínio da frequência, um método adequado de transformação para o domínio do tempo deve ser aplicado.

Como alternativa para obtenção do valor no domínio do tempo a partir de um valor obtido no domínio da frequência, para sinais senoidais, pode ser utilizada a discretização do sinal através da modulação senoidal, a partir da amplitude máxima do sinal medido, ou calculado.

Detalhes a respeito dessa discretização são descritos na subseção 4.5.1. Vale ressaltar que para sinais compostos por outro tipo de modulação (onda quadrada, AM, FM, etc), este método não se aplica.

A caracterização do campo magnético (H) no domínio do tempo pode ser feita através da seguinte equação:

$$H(t) = H_{\max} \sin \omega t \quad (80)$$

Desse modo, partindo-se do valor máximo do campo magnético (H) num ponto do espaço, sendo esse valor medido ou calculado, pode ser obtido o campo magnético (H) no domínio do tempo e então aplicando-se a equação (79) pode-se obter o vetor de densidade do fluxo magnético (B) no domínio do tempo.

Seguindo adiante, o método consiste nas equações analíticas abaixo apresentadas, aplicadas através do método numérico *FDTD*, de forma a serem levadas em consideração a defasagem de tempo e de espaço para os valores de E e B.

Sendo assim, as equações são as seguintes:

$$\begin{aligned} & k + \frac{1}{2} E_z(m, n, p) \\ & = k - \frac{1}{2} E_z(m, n, p) + \frac{c^2 \Delta t}{\partial} [kB_y(m, n+1, p) \\ & - kB_y(m, n-1, p) + kB_x(m, n, p-1) - kB_x(m, n, p+1)] \end{aligned} \quad (81)$$

$$\begin{aligned} & k + \frac{1}{2} E_x(m, n, p) \\ & = k - \frac{1}{2} E_x(m, n, p) + \frac{c^2 \Delta t}{\partial} [kB_z(m, n, p+1) \\ & - kB_z(m, n, p-1) + kB_y(m-1, n, p) - kB_y(m+1, n, p)] \end{aligned} \quad (82)$$

$$\begin{aligned}
& k + \frac{1}{2} E_y(m, n, p) \\
& = k - \frac{1}{2} E_y(m, n, p) + \frac{c^2 \Delta t}{\delta l} [kB_x(m+1, n, p) \\
& \quad - kB_x(m-1, n, p) + kB_z(m, n-1, p) - kB_z(m, n+1, p)]
\end{aligned} \tag{83}$$

Onde, k é o instante de tempo (passo temporal no método *FDTD*), c é a constante de velocidade da luz e δl é a distância entre os pontos B e $-B$ quaisquer.

O valor do campo elétrico é calculado no instante $k+1/2$ levando em consideração o valor do campo elétrico no instante $k-1/2$ que é obtido a partir do vetor de densidade do fluxo magnético no instante k .

Uma das principais funções da ferramenta de cálculo numérico é a de executar o cálculo do campo elétrico considerando essa defasagem temporal.

Os resultados apresentados em [16] demonstram alta precisão para o cálculo dos campos elétricos a partir dos campos magnéticos.

4. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

4.1 Introdução

A fim de que os conceitos previamente apresentados neste trabalho fossem validados, foram executadas medições laboratoriais, simulações numéricas e cálculos analíticos, representando cada etapa necessária para a obtenção dos campos elétricos e magnéticos resultantes de uma fonte de emissão radiada equivalente a um ESE.

Por questões práticas, a Antena de Kanda foi utilizada para as medições laboratoriais executadas, uma vez que sua construção é bastante simples, como descrito anteriormente. Por outro lado, os resultados I_{Σ} e I_{Δ} são historicamente difíceis de serem obtidos, como mencionado anteriormente, levando-nos à aplicação de métodos de medição e cálculo que possam minimizar esta restrição. A descrição destes é apresentada nas próximas seções.

Vale ressaltar que a Antena de Kanda construída para as medições executadas para este trabalho é constituída de apenas um loop, suficiente para apresentar a metodologia proposta neste trabalho. Porém, nota-se, que para a determinação da contribuição da fonte de emissão radiada equivalente nas direções x, y e z, seria necessária a utilização de uma Antena de Kanda completa, constituída dos três *loops* ortogonais e também de três dipolos magnéticos, cada um obtido a partir de cada *loop* da antena, conforme Figura 14.

Para a demonstração dos métodos aqui apresentados, foi considerado somente o dipolo magnético obtido a partir de I_{Σ} , por este ser mais representativo que o dipolo elétrico na região de campo próximo, como já anteriormente mencionado. Mas esta metodologia também poderia ser aplicada em modelo ainda mais completo, sendo composto pelo dipolo magnético (a partir de I_{Σ}) em conjunto com o dipolo elétrico (a partir de I_{Δ}), conforme apresentado na subseção 3.4.1.2.

Menciona-se que devido às características da Antena de Kanda, as contribuições componentes de dipolos e octopolos existem simultaneamente, como descrito na

subseção 3.4.1.5.1. Assim sendo, destaca-se que a fonte de emissão radiada equivalente obtida através da Antena de Kanda é resultante de ambos componentes, e não somente dos dipolos.

Desta forma, a representação de fontes equivalentes com precisão elevada requer medidas através de Antenas Multipolares. A aplicação destas, associadas a metodologia proposta neste trabalho, representa uma potencial pesquisa futura.

4.2 Medições dos campos elétrico e magnético através da antena de Kanda

Esta subseção representa a primeira etapa proposta neste trabalho, de acordo com a metodologia anteriormente descrita (Item 1 da Figura 3 – Medição da contribuição do equipamento sob ensaio – ESE).

Os resultados aqui apresentados referem-se aos ensaios obtidos em laboratório, através de uma Antena de Kanda, construída com base nos trabalhos [7] e [8]. Utilizou-se nestes ensaios apenas um *loop*, diferentemente do caso de ambos os trabalhos citados, onde a antena foi composta por três grandes *loops*.

Esta apresenta as seguintes características:

- Tubo de cobre com 18,8 mm de seção transversal;
- Partes de cano de PVC para fixação de partes da antena;
- Parafusos para fixação dos resistores de terminação;
- Diâmetro: 1,00 m, e
- Resistores de terminação de 1k Ω , diametralmente opostos.

A Figura 35 apresenta uma foto do *loop* da Antena de Kanda utilizada nas medições.

Figura 35 – Antena de Kanda utilizada nas medições

O tubo de cobre foi conformado de modo a tornar-se uma semicircunferência. Assim, duas semicircunferências foram construídas e fixadas através de uma pequena parte de tubo de PVC, sem contato elétrico entre as duas semicircunferências, conforme apresentado na Figura 36.

As terminações aparafusadas para instalação dos resistores de terminação foram instaladas em cada extremidade, diametralmente opostas, das semicircunferências.

Figura 36 – Detalhes dos pontos de fixação dos resistores de terminação da Antena de Kanda

O arranjo utilizado nas medições constitui-se dos seguintes itens:

- Loop da Antena de Kanda;
- ESE: Loop de corrente de 5 cm de raio;
- Gerador de funções HP 8111A
- Sonda de corrente TCP312A;
- Amplificador para sonda de corrente TCPA300, e
- Osciloscópio Agilent Technologies DSO 1014A

Detalhes destes são apresentados na Figura 37:

Figura 37 – Equipamentos utilizados nas medições (Osciloscópio, Amplificador, Gerador de funções e Sonda de corrente)

A escolha do ESE deu-se com base no fato de que ele deveria ser alimentado por um gerador de sinais, possibilitando a aplicação da técnica de sincronismo de sinais que será apresentada na subseção 4.2.1. Sendo assim, foi construído, especialmente para este experimento, um *loop* de corrente, com as seguintes características:

- Cabo de cobre com 0,5 mm de diâmetro,
- Esfera de isopor de 100 mm de diâmetro.

O cabo de cobre foi disposto no círculo máximo da esfera de isopor de modo a que o *loop* pudesse ser acomodado de uma forma homogênea e fixa, conforme representado na Figura 38.

Figura 38 – *Loop* de corrente construído para as medições

O arranjo completo é apresentado no diagrama abaixo:

Figura 39 – Arranjo utilizado para as medições com a Antena de Kanda (*loop* Horizontal)

4.2.1 Método de medição das correntes na Antena de Kanda

Os trabalhos de Kanda [7] e [8] apresentam a formulação necessária à avaliação das correntes no *loop*, considerando-se a utilização de *baluns* conectados a acopladores óticos e a um circuito eletrônico que executa o processamento externo dos sinais, permitindo determinarem-se os valores de corrente em ambos os resistores, de forma simultânea. Conforme descrito anteriormente, a adição e subtração desses valores possibilita a avaliação das contribuições devidas ao campo magnético e ao campo elétrico (I_{Σ} e I_{Δ}).

No experimento realizado, as medições foram executadas utilizando-se, diretamente, com as pontas conectadas aos resistores de terminação da Antena de Kanda e aos canais do osciloscópio, sem a utilização de *baluns* e do circuito eletrônico para processamento externo.

As medições das tensões sobre os resistores de terminação e subsequentes cálculos das correntes foram feitos separadamente, visando evitar a influência dos acessórios de medida no resultado. Posteriormente, a sincronização dos sinais medidos em cada resistor foi necessária, para que a soma e subtração das correntes no domínio do tempo ocorresse de forma correta.

Uma vez que o ESE foi excitado através de gerador de sinais, em regime senoidal, foi possível utilizar esse sinal como referência para a sincronização dos sinais medidos nos resistores de terminação. Esse sinal de corrente foi obtido através da sonda de corrente conectada ao cabo de alimentação do *loop* de corrente. Uma ilustração do processo de sincronização utilizado é apresentada na Figura 40:

Figura 40 – Método utilizado para sincronismo dos sinais de corrente medidos em R_0 e R_π

Com isso, obtém-se as correntes em cada resistor de terminação através das seguintes equações:

$$I_0 = I_{R0} = \frac{V_{R0}}{R_0} \quad (83a)$$

$$I_\pi = I_{R\pi} = \frac{V_{R\pi}}{R_\pi} \quad (83b)$$

Assim, aplicando-se as equações (15) e (17), obtém-se as contribuições ou correntes devido ao dipolo magnético (I_Σ) e devido ao dipolo elétrico (I_Δ).

A partir de I_Σ e I_Δ pode-se obter o momento magnético (m_M) e momento elétrico (m_E), respectivamente, conforme descrito nas equações (13) e (18).

As contribuições desses dipolos, considerados como fontes e emissão radiadas, podem então serem determinadas aplicando-se as equações (28) a (32) e (35) a (38).

4.3 Resultados experimentais

Esta subseção representa a segunda etapa proposta neste trabalho, de acordo com a metodologia anteriormente descrita (Item 2 da Figura 3 – Processamento dos dados de medição).

As medições ocorreram em ambiente convencional (Laboratório), sem a utilização ambiente com blindagem eletromagnética, tais como as existentes em Gaiolas de Faraday ou Câmara Anecóica / semi-anecóica.

O ESE foi excitado através do gerador de sinais, com sinal senoidal, com tensão de 10Vpp.

A faixa de frequências selecionada para este experimento foi entre 5 MHz e 20 MHz, devido ao fato de os equipamentos utilizados não apresentarem sensibilidade suficiente para medições em frequências inferiores a 5 MHz e também pelo fato de a frequência máxima obtida através do gerador de sinais utilizado ser de 20 MHz.

As correntes foram medidas em com o ESE excitado nas seguintes frequências: 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17 19 e 20 MHz.

As correntes medidas, na faixa de frequência acima citadas, são apresentadas nas figuras a seguir:

Figura 41 – Correntes de pico de excitação do ESE (i_{loop})

Nos resistores de terminação foram obtidos os seguintes valores de corrente:

Figura 42 – Correntes de pico (I_0) no resistor de terminação R_0

Figura 43 – Correntes de pico (I_{π}) medidas no resistor de terminação R_{π}

Através das equações (15) e (17) foram calculadas as correntes devido ao dipolo magnético (I_{Σ}) e devido ao dipolo elétrico (I_{Δ}). Tratando-se do fato de essas medições terem ocorrido a partir da excitação de um ESE caracteristicamente magnético (*loop* de corrente) espera-se que os resultados de I_{Σ} sejam próximos de I_0 e I_{π} . Por outro lado, os resultados de I_{Δ} deverão ser inferiores aos de I_{Σ} .

Vale observar que, em um modelo canônico para o *loop* de corrente (sem perdas ou influências externas) o resultado de I_{Δ} deveria ser igual a zero, pelo fato de ser gerado exclusivamente a partir da parcela do ESE correspondente ao dipolo elétrico, que estaria ausente nesse suposto caso canônico.

Porém, em função do arranjo de medição e das tolerâncias na construção do *loop* de corrente utilizados, os valores obtidos apresentam os efeitos decorrentes não somente dos campos eletromagnéticos resultantes do *loop* de corrente (ESE), mas sim da contribuição de todo o conjunto: *loop* - cabo - gerador de sinais - ruídos ambientais, o que representa uma situação real de medição.

Desse modo, os valores resultantes de I_{Σ} e I_{Δ} representaram contribuições adicionais àquelas correspondentes à excitação exclusiva do *loop* de corrente (ESE).

Os resultados de I_{Σ} e I_{Δ} obtidos na medição foram os seguintes:

Figura 44 – Correntes de pico I_{Σ} (calculadas) Figura 45 – Correntes de pico I_{Δ} (calculadas)

Pode-se observar através dos valores de I_{Σ} e I_{Δ} que o resultado obtido é condizente com o comportamento esperado: I_{Δ} mais baixo que I_{Σ} .

4.4 Obtenção da corrente do dipolo magnético equivalente (i) a partir de I_{Σ}

Esta subseção representa a terceira etapa proposta neste trabalho, de acordo com a metodologia anteriormente descrita (Item 3 da Figura 3 – Determinação da fonte equivalente de emissão radiada).

A partir de I_{Σ} , podem-se obter os valores das correntes (i) para um dipolo magnético equivalente ao ESE. As correntes (i) foram calculadas analiticamente através da equação (16), conforme resultados apresentados na Tabela 3 e na Figura 46. O dipolo equivalente foi considerado com 100 mm de diâmetro.

Tabela 3 – Obtenção das correntes do dipolo equivalente i a partir de I_{Σ}

<i>Frequências</i>	I_{Σ} (A)	<i>i, obtida analiticamente (A)</i>
5MHz	0,00013	0,86986
7MHz	0,00020	0,97186
9MHz	0,00035	1,34511
11MHz	0,00070	2,2385
13MHz	0,00130	3,57793
15MHz	0,00059	1,43162
17MHz	0,00051	1,1109
19MHz	0,00069	1,36832
20MHz	0,00082	1,55835

Figura 46 – Correntes de pico i (calculadas analiticamente)

4.4.1 Análise comparativa entre I_{Σ} obtido através da medição na Antena de Kanda e através de modelagem em ferramenta de cálculo numérico

Essa etapa tem como objetivo a verificação da metodologia aplicada experimentalmente através de simulador numérico.

Tal verificação consiste em:

- Obter-se analiticamente um dipolo magnético equivalente ao ESE medido, excitado com as correntes i obtidas através dos valores de I_{Σ} .
- Modelar-se a Antena de Kanda e o dipolo equivalente ao *loop* de corrente, e se comparar o I_{Σ} obtido numericamente com aquele obtido experimentalmente. Neste caso, utilizou-se a ferramenta CST Microwave Studio.

Nota-se que a geometria utilizada é compatível com a antena utilizada nas medições executadas.

Ambos os elementos podem ser vistos na Figura 47.

Figura 47 – Dipolo equivalente ao *loop* magnético utilizado nas medições (menor, ao centro) e Antena de Kanda, modelados no aplicativo de simulação

A modelagem foi executada com os seguintes parâmetros:

- Faixa de frequência: 0 a 20 MHz
- Modelagem por tetraedros (cerca de 80.000 elementos no total)
- Solver utilizado: Modo Frequência

A Figura 48 apresenta um esquema ilustrativo para a obtenção de I_{Σ} a partir da corrente i calculada analiticamente.

Figura 48 – Esquema ilustrativo referente de obtenção I_{Σ} a partir da corrente i calculada analiticamente

O valor de I_{Σ} calculado numericamente é então comparado com o valor de I_{Σ} medido, o resultado é apresentado na Figura 49.

Figura 49 – Correntes de pico I_{Σ} medido x cálculo numérico

4.4.2 Breve análise comparativa entre I_{Σ} obtido através da medição com a Antena de Kanda e através de modelagem em ferramenta de cálculo numérico

O valor de I_{Σ} obtido através das medições executadas em laboratório e do cálculo numérico executado demonstra que a representação do ESE e da Antena de Kanda em ferramenta de simulação numérica, conforme modelo acima descrito, possui resultado bastante similar ao da medição realizada.

Sendo assim, como contribuição para trabalhos futuros, um modelo numérico semelhante ao apresentado na subseção anterior poderia ser utilizado para obtenção dos valores de I_{Σ} e I_{Δ} , diretamente através de ferramenta de simulação numérica, para ESE elementares modelados numericamente, tais como loops de corrente, transformadores de tensão, motores elétricos, etc.

4.5 Obtenção dos componentes dos campos eletromagnéticos a partir do dipolo equivalente

Esta subseção representa a quarta etapa proposta neste trabalho, de acordo com a metodologia anteriormente descrita (Item 4 da Figura 3 – Cálculo dos campos elétricos e magnéticos emitidos pela fonte equivalente).

A partir do dipolo equivalente podem-se obter os componentes dos campos elétrico e magnético em qualquer ponto no espaço, através das equações (28) a (32).

As equações anteriormente apresentadas estão descritas em coordenadas esféricas. A representação destas em coordenadas retangulares pode ser obtida através das equações a seguir. Para os componentes do campo magnético, em coordenadas retangulares, obtém-se:

$$\begin{aligned} H_x &= \sin\theta \cos\phi H_r + \cos\theta \cos\phi H_{\theta} - \sin\phi H_{\phi} \\ H_y &= \sin\theta \sin\phi H_r + \cos\theta \sin\phi H_{\theta} + \cos\phi H_{\phi} \\ H_z &= \cos\theta H_r - \sin\theta H_{\theta} \end{aligned} \tag{84}$$

Analogamente, para os componentes do campo elétrico, em coordenadas retangulares, têm-se:

$$\begin{aligned}
E_x &= \sin\theta \cos\phi E_r + \cos\theta \cos\phi E_\theta - \sin\phi E_\phi \\
E_y &= \sin\theta \sin\phi E_r + \cos\theta \sin\phi E_\theta + \cos\phi E_\phi \\
E_z &= \cos\theta E_r - \sin\theta E_\theta
\end{aligned} \tag{85}$$

Foram, então, estabelecidos pontos no espaço, conforme representado na Figura 50, onde foram calculados os campos elétricos e magnéticos gerados a partir de um dipolo magnético de 100mm, excitado pelas correntes apresentadas na Tabela 3, considerando-se diversas frequências.

Os pontos no espaço estabelecidos para esta validação foram selecionados de modo a sempre representarem os campos eletromagnéticos na região de campo distante, destacando uma das contribuições desta metodologia, que é o de se obterem os resultados dos campos eletromagnéticos em região de campo distante a partir de medições executadas na região de campo próximo, como destacado em [22]. A distância para o cálculo dos campos eletromagnéticos no ponto mais próximo ao centro do dipolo magnético utilizado neste experimento é de 5,83 m, que corresponde a valor superior a $\lambda/10$ para 5 MHz, considerado como sendo já em região de campo distante, conforme pode ser verificado na subseção 3.3.

Figura 50 – Representação de ponto de medição dos campos eletromagnéticos no espaço, a partir do dipolo magnético

São apresentados os resultados dos cálculos na Tabela 4 (valores de pico).

Tabela 4 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 0,87$ A em 5 MHz – através de cálculo analítico

<i>Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]</i>	<i>R [m]</i>	<i>H_x [A/m]</i>	<i>H_y [A/m]</i>	<i>H_z [A/m]</i>	<i>H_{Total} [A/m]</i>	<i>E_x [V/m]</i>	<i>E_y [V/m]</i>	<i>E_z [V/m]</i>	<i>E_{Total} [V/m]</i>
4,3,3	5,83	1,85E-06	1,39E-06	1,71E-06	2,88E-06	-2,65E-04	3,53E-04	0,00E+00	4,42E-04
4,4,4	6,93	8,95E-07	8,95E-07	1,47E-06	1,94E-06	-1,87E-04	1,87E-04	0,00E+00	2,64E-04
6,6,5	9,85	2,03E-07	2,03E-07	4,31E-07	5,18E-07	-9,16E-05	9,16E-05	0,00E+00	1,29E-04
7,6,6	11,00	1,37E-07	1,17E-07	3,45E-07	3,90E-07	-5,96E-05	6,95E-05	0,00E+00	9,16E-05
7,7,7	12,12	8,05E-08	8,05E-08	2,75E-07	2,98E-07	-4,65E-05	-4,65E-05	0,00E+00	6,58E-05
8,8,8	13,86	3,97E-08	3,97E-08	1,79E-07	1,87E-07	-3,21E-05	3,21E-05	0,00E+00	4,54E-05
9,9,9	15,59	1,95E-08	1,95E-08	1,20E-07	1,23E-07	-2,27E-05	2,27E-05	0,00E+00	3,21E-05
10,10,10	17,32	9,19E-09	9,19E-09	8,30E-08	8,40E-08	-1,64E-05	1,64E-05	0,00E+00	2,32E-05
17,17,17	29,44	-1,18E-09	-1,18E-09	9,64E-09	9,78E-09	-2,31E-06	2,31E-06	0,00E+00	3,27E-06

Os cálculos para as frequências de 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19 e 20 MHz são demonstrados no Apêndice A: Cálculos dos campos elétricos e magnéticos.

4.5.1 Obtenção dos componentes do campo elétrico a partir dos componentes do campo magnético através do método híbrido proposto (Analítico/FDTD)

Como já descrito na subseção 3.6, como importante elemento de contribuição deste trabalho, demonstra-se que o método apresentado em [16] pode ser aplicado para a obtenção dos componentes dos campos elétricos num determinado ponto do espaço a partir da medição ou do cálculo dos componentes dos campos magnéticos próximos a esse determinado ponto do espaço.

A transformação do resultado no domínio da frequência para o domínio do tempo é necessária para a aplicação desse método, como também já explicitado na subseção 3.6.

O ESE utilizado nas medições experimentais foi excitado através de um gerador de sinais em regime senoidal, conforme já descrito anteriormente. Desse modo, o valor dos campos magnéticos (H) e, conseqüentemente, os valores dos vetores de densidade do fluxo magnético (B), podem ser discretizados através de modulação senoidal, a partir da amplitude máxima do sinal medido, ou calculado, conforme

mencionado no capítulo 3.6. A discretização do campo magnético (H) no domínio do tempo pode então ser feita através da equação (80).

Desse modo, partindo-se do valor medido ou calculado do campo magnético, foi obtido o valor máximo e, então, caracterizou-se o sinal através da equação mencionada.

As seguintes etapas foram desenvolvidas, correspondentemente à aplicação da metodologia proposta:

- Definição do ponto onde deseja-se obter os componentes do campo elétrico (E_x , E_y , E_z);
- Determinação do passo de espaço δl (delta 'L'), representado na Figura 34;
- Obtenção dos valores máximos dos componentes dos campos magnéticos em pontos próximos ao ponto objetivo relacionado aos componentes dos campos elétricos;
- Transformação dos componentes dos campos magnéticos (H_x , H_y , H_z) em vetor de densidade do fluxo magnético (B_x , B_y , B_z);
- Determinação do passo de tempo Δt (delta 't');
- Execução dos cálculos analíticos com adição do passo de tempo Δt e caracterizando o sinal no domínio do tempo através da equação (80).

A fim de ilustrar a metodologia proposta, alguns resultados são demonstrados abaixo, com base nesta metodologia:

Passo 1: Definição do ponto do espaço onde deseja-se obter os componentes do campo elétrico (E_x , E_y , E_z). Supondo o ponto do espaço para obtenção dos componentes do campo elétrico em [4,4,4], em metros.

Passo 2: Determinação do passo de espaço δl (delta 'L'). No método apresentado em [16] propõe-se que δl seja $\leq 1\%$ que R , que é a distância da fonte de emissão dos campos eletromagnéticos, neste caso o dipolo magnético em [0,0,0], ao ponto objetivo de obtenção dos componentes dos campos elétricos, neste caso em [4,4,4].

$$\delta l \leq 0,01R \quad (86)$$

A distância entre o dipolo e o ponto de medição deve ser obtida por:

$$R = \sqrt{4^2 + 4^2 + 4^2} = 6,93\text{m} \quad (87)$$

Sendo assim, obtém-se δl :

$$\delta l \leq 0,0693\text{m} \quad (88)$$

Passo 3: Obtenção dos valores máximos dos componentes dos campos magnéticos em pontos próximos ao ponto objetivo de obtenção dos componentes dos campos elétricos. Os valores de H_x , H_y e H_z foram obtidos em pontos afastados em $\delta l/2$ a partir do ponto objetivo para obtenção dos componentes do campo elétrico, como apresentado na Figura 34.

Os componentes de campo magnético necessários para os cálculos foram obtidos através das equações (28) a (32) e (84), calculados nos pontos abaixo mencionados, considerando-se como exemplo um dipolo magnético de 100 mm, posicionado no ponto (0,0,0) [m], excitado por $i = 0,86986$ A em frequência = 5 MHz:

Tabela 5 – Obtenção dos componentes dos campos magnéticos em pontos próximos ao ponto objetivo de obtenção dos componentes dos campos elétricos (em $x-\delta l/2$ e $x+\delta l/2$)

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m] 4,4,4	<i>Em $X-\delta l/2, Y, Z$</i>				<i>Em $X+\delta l/2, Y, Z$</i>		
	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]
	6,93	9,01E-07	9,089E-07	1,488E-06	8,89E-07	8,814E-07	1,442E-06

Tabela 6 – Obtenção dos componentes dos campos magnéticos em pontos próximos ao ponto objetivo de obtenção dos componentes dos campos elétricos (em $y-\delta l/2$ e $y+\delta l/2$)

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m] 4,4,4	<i>Em $X, Y-\delta l/2, Z$</i>				<i>Em $X, Y+\delta l/2, Z$</i>		
	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]
	6,93	9,089E-07	9,01E-07	1,488E-06	8,814E-07	8,89E-07	1,442E-06

Tabela 7 – Obtenção dos componentes dos campos magnéticos em pontos próximos ao ponto objetivo de obtenção dos componentes dos campos elétricos (em $z-\delta l/2$ e $z+\delta l/2$)

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m] 4,4,4	<i>Em $X, Y, Z-\delta l/2$</i>				<i>Em $X, Y, Z+\delta l/2$</i>		
	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]
	6,93	9,049E-07	9,049E-07	1,455E-06	8,851E-07	8,851E-07	1,475E-06

Passo 4: Transformação dos componentes dos campos magnéticos (H_x , H_y , H_z) em vetor de densidade do fluxo magnético (B_x , B_y , B_z). Os vetores de densidade do fluxo magnético são obtidos através da equação (79).

Tabela 8 – Obtenção dos componentes dos vetores de densidade do fluxo magnético em pontos próximos ao ponto objetivo de obtenção dos componentes dos campos elétricos (em $x-\delta l/2$ e $x+\delta l/2$)

	<i>Em $X-\delta l/2$, Y, Z</i>				<i>Em $X+\delta l/2$, Y, Z</i>		
Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	B_x [T]	B_y [T]	B_z [T]	B_x [T]	B_y [T]	B_z [T]
4,4,4	6,93	9,01E-07	9,089E-07	1,488E-06	8,89E-07	8,814E-07	1,442E-06

Tabela 9 – Obtenção dos componentes dos vetores de densidade do fluxo magnético em pontos próximos ao ponto objetivo de obtenção dos componentes dos campos elétricos (em $y-\delta l/2$ e $y+\delta l/2$)

	<i>Em X, $Y-\delta l/2$, Z</i>				<i>Em X, $Y+\delta l/2$, Z</i>		
Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	B_x [T]	B_y [T]	B_z [T]	B_x [T]	B_y [T]	B_z [T]
4,4,4	6,93	9,089E-07	9,01E-07	1,488E-06	8,814E-07	8,89E-07	1,442E-06

Tabela 10 – Obtenção dos componentes dos vetores de densidade do fluxo magnético em pontos próximos ao ponto objetivo de obtenção dos componentes dos campos elétricos (em $z-\delta l/2$ e $z+\delta l/2$)

	<i>Em X, Y, $Z-\delta l/2$</i>				<i>Em X, Y, $Z+\delta l/2$</i>		
Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	B_x [T]	B_y [T]	B_z [T]	B_x [T]	B_y [T]	B_z [T]
4,4,4	6,93	9,049E-07	9,049E-07	1,455E-06	8,851E-07	8,851E-07	1,475E-06

Passo 5: Determinação do passo de tempo Δt . No método apresentado em [16] propõe-se que Δt seja proporcional a δl , com a seguinte relação:

$$\Delta t \leq \frac{\delta l}{2c} \quad (89)$$

Onde c é a constante de velocidade da luz.

Assim, obtém-se Δt :

$$\Delta t \leq 1,15 \times 10^{-10} \text{ s} \quad (90)$$

Passo 6: Execução dos cálculos analíticos com adição do passo de tempo Δt e caracterizando-se o sinal no domínio do tempo. Devido as características do método, estes foram calculados via uma planilha de cálculo, cuja quantidade mínima de linhas atende ao menos um ciclo (2π). Neste caso, adotou-se, 10.000 linhas.

Algumas condições foram assumidas:

- Foi considerado que o valor do vetor de densidade do fluxo magnético é obtido de forma simultânea em todos os 12 pontos do espaço onde foram calculados;
- Além disso, foi também considerado que a fase (relação entre a parcela real e parcela imaginária do sinal) é bastante próxima em todos os pontos do espaço onde foram calculados. Essa afirmação foi tomada a partir de constatação em simulação do modelo matemático executado neste experimento, em ferramenta de simulação numérica. Os resultados nos diferentes pontos do espaço são apresentados na Figura 51, para o componente X. Porém, para os componentes Y e Z os resultados foram muito semelhantes aos do componente X.

Figura 51 – Parte real (a) e imaginária (b) dos campos magnéticos (somente componente X) nos pontos para o cálculo

(a)

(b)

A Figura 52 representa parcialmente a planilha matemática utilizada para o cálculo de E_z a partir dos valores de B , conforme metodologia proposta. A planilha completa é constituída por 10.000 linhas de cálculo em planilha de cálculo (MS Excel).

Figura 52 – Representação parcial da planilha de cálculo utilizada

Tempo	Valores máximos	By(m,n+1,p)	By(m,n-1,p)	Bx(m,n,p-1)	Bx(m,n,p+1)	Ez [V/m]
	Ângulo	By (t)	By (t)	Bx(t)	Bx(t)	Ez(t)
0	0	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	0
1,15E-10	0,003627599	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	0
2,3094E-10	0,007255197	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	3,62884E-11
3,4641E-10	0,010882796	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	3,62877E-11
4,6188E-10	0,014510395	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	7,25749E-11
5,7735E-10	0,018137994	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	7,25725E-11
6,9282E-10	0,021765592	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	1,08858E-10
8,0829E-10	0,025393191	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	1,08853E-10
9,2376E-10	0,02902079	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	1,45134E-10
1,03923E-09	0,032648389	1,12E-12	1,13E-12	1,13E-12	1,12E-12	1,45126E-10

Os valores máximos foram calculados analiticamente a partir das equações (28) a (32), (84) e (79). Esses sinais foram discretizados em modulação senoidal, através da equação (80), e foram executados os cálculos com base nas equações (83), com passo de tempo Δt e passo de espaço δl .

É apresentada na Figura 53 uma comparação entre os sinais B_y em $(m, n+\delta l/2, p)$, calculado e discretizado em modulação senoidal, e E_z , resultante do método.

Figura 53 – Gráfico do vetor de densidade do fluxo magnético (B) e campo elétrico (E), calculado pelo método híbrido proposto

Desse modo, foram então calculados os valores dos componentes do campo elétrico para todos os pontos considerados na subseção 4.5.

Tabela 11 – Obtenção dos campos elétricos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 0,87$ A em 5 MHz – através de cálculo analítico e do método híbrido proposto

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	Cálculo analítico				Método híbrido proposto			
		E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_{Total} [V/m]	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_{Total} [V/m]
4,3,3	5,83	-2,65E-04	3,53E-04	0,00E+00	4,42E-04	-3,06E-03	5,65E-05	1,84E-04	3,07E-03
4,4,4	6,93	-1,87E-04	1,87E-04	0,00E+00	2,64E-04	-1,23E-03	8,84E-04	2,01E-04	1,53E-03
6,6,5	9,85	-9,16E-05	9,16E-05	0,00E+00	1,29E-04	-9,16E-05	1,10E-04	1,85E-04	2,34E-04
7,6,6	11,00	-5,96E-05	6,95E-05	0,00E+00	9,16E-05	-8,04E-05	7,35E-05	1,36E-05	1,10E-04
7,7,7	12,12	-4,65E-05	-4,65E-05	0,00E+00	6,58E-05	-2,86E-05	8,00E-05	1,04E-05	8,55E-05
8,8,8	13,86	-3,21E-05	3,21E-05	0,00E+00	4,54E-05	-2,26E-06	4,46E-05	4,47E-06	4,49E-05
9,9,9	15,59	-2,27E-05	2,27E-05	0,00E+00	3,21E-05	-6,11E-06	2,65E-05	1,95E-06	2,73E-05
10,10,10	17,32	-1,64E-05	1,64E-05	0,00E+00	2,32E-05	-8,01E-06	1,66E-05	8,27E-07	1,85E-05
17,17,17	29,44	-2,31E-06	2,31E-06	0,00E+00	3,27E-06	-1,84E-06	1,41E-06	6,25E-08	2,32E-06

Analogamente, o cálculo foi executado para todas as frequências apresentadas na subseção 4.5 (5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19 e 20 MHz).

4.5.2 Obtenção dos componentes do campo elétrico através de modelo numérico

Executou-se o cálculo dos componentes do campo elétrico através de modelo numérico, na ferramenta CST Microwave Studio.

No ambiente 3D da ferramenta em questão foi modelado o dipolo equivalente ao *ESE* medido em laboratório, com 100 mm de diâmetro, construído com cabo 0,5 mm de diâmetro de seção transversal, idêntico ao da subseção 4.4.1.

O modelo pode ser visto na Figura 54.

Figura 54 – Modelo do dipolo magnético (fonte equivalente de emissão radiada) e sondas de campo elétrico

Foram executadas duas simulações considerando-se os seguintes parâmetros:

Para a simulação numérica “a”:

- Faixa de frequência: 0 a 20 MHz
- Modelagem por tetraedros (cerca de 11.000 elementos no total)
- Ambiente eletromagnético com dimensão ‘reduzida’ (*E-field - Farfield probes* foram utilizados para o cálculo dos campos fora do ambiente eletromagnético)
- Simetria em XZ
- Solver utilizado: Modo Frequência
- Tempo total de processamento: 9 minutos, o modelo foi rodado em laptop com processador Intel i5 QuadCore com 8 Gb de memória RAM

Para a simulação numérica “b”:

- Faixa de frequência: 0 a 20 MHz
- Modelagem por tetraedros (cerca de 500.000 elementos no total)

- Ambiente eletromagnético com dimensão ‘não-reduzida’ (*E-field probes* foram utilizados para o cálculo dos campos dentro do ambiente eletromagnético)
- Solver utilizado: Modo Frequência
- Tempo total de processamento: 14 horas, o modelo foi rodado em laptop com processador Intel i5 QuadCore com 8 Gb de memória RAM

Os resultados obtidos para a frequência de 5MHz são apresentados na Tabela 12, a partir da simulação numérica “a”:

Tabela 12 – Obtenção dos campos elétricos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 0,87$ A em 5 MHz – através do cálculo analítico e do método numérico

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	Cálculo analítico				Método numérico			
		E _x [V/m]	E _y [V/m]	E _z [V/m]	E _{Total} [V/m]	E _x [V/m]	E _y [V/m]	E _z [V/m]	E _{Total} [V/m]
4,3,3	5,83	-2,65E-04	3,53E-04	0,00E+00	4,42E-04	2,51E-04	3,30E-04	2,40E-06	4,15E-04
4,4,4	6,93	-1,87E-04	1,87E-04	0,00E+00	2,64E-04	2,37E-04	2,37E-04	2,50E-06	3,35E-04
6,6,5	9,85	-9,16E-05	9,16E-05	0,00E+00	1,29E-04	1,76E-04	1,76E-04	1,65E-06	2,49E-04
7,6,6	11,00	-5,96E-05	6,95E-05	0,00E+00	9,16E-05	1,40E-04	1,64E-04	1,40E-06	2,16E-04
7,7,7	12,12	-4,65E-05	-4,65E-05	0,00E+00	6,58E-05	1,35E-04	1,35E-04	1,40E-06	1,91E-04
8,8,8	13,86	-3,21E-05	3,21E-05	0,00E+00	4,54E-05	1,20E-04	1,20E-04	1,30E-06	1,70E-04
9,9,9	15,59	-2,27E-05	2,27E-05	0,00E+00	3,21E-05	1,05E-04	1,05E-04	1,10E-06	1,48E-04
10,10,10	17,32	-1,64E-05	1,64E-05	0,00E+00	2,32E-05	9,45E-05	9,45E-05	1,00E-06	1,34E-04
17,17,17	29,44	-2,31E-06	2,31E-06	0,00E+00	3,27E-06	5,60E-05	5,60E-05	6,00E-07	7,92E-05

Analogamente, o cálculo foi executado para a simulação numérica “a” e “b” em todas as frequências apresentadas na subseção 4.5 (5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19 e 20 MHz).

4.6 Comparação dos resultados obtidos para o cálculo dos componentes do campo elétrico através dos métodos analítico, híbrido e numérico

Esta subseção representa a quinta e última etapa proposta neste trabalho, de acordo com a metodologia anteriormente descrita (Item 5 da Figura 3 – Análise dos valores obtidos).

As unidades consideradas foram convertidas visando atender os valores recomendados nas normas de compatibilidade eletromagnética (ex: [14], [15], [47] e [48]). Assim, o campo elétrico foi representado em dB μ V/m (decibéis microvolts por metro).

Os resultados obtidos para E_{total} são apresentados nas figuras abaixo:

Figura 55 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (5 MHz)

Figura 56 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (7 MHz)

Figura 57 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (9 MHz)

Figura 58 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (11 MHz)

Figura 59 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (13 MHz)

Figura 60 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (15 MHz)

Figura 61 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (17 MHz)

Figura 62 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (19 MHz)

Figura 63 – Gráfico dos valores de E_{total} através do método analítico, híbrido e numérico (20 MHz)

A fim de uma comparação mais ampla, todos os resultados apresentados nos gráficos acima foram remodelados em gráficos 3D, separados em método analítico, numérico “a” e híbrido, cujas coordenadas são frequência, distância em relação à fonte e amplitude do campo elétrico.

Figura 64 – Gráfico 3D dos valores de E_{total} através do método analítico

Figura 65 – Gráfico 3D dos valores de E_{total} através do método híbrido Figura 66 – Gráfico 3D dos valores de E_{total} através do método numérico – simulação numérica “a”

Figura 67 – Gráfico 3D dos valores de E_{total} através do método numérico – simulação numérica “b”

4.6.1 Discussão referente à análise comparativa

Pode ser observado em todos os gráficos apresentados na subseção 4.6, que o método híbrido proposto apresenta resultados com valores bastantes próximos àqueles obtidos através do método analítico (diferença inferior a 2 dBμV/m, na média). Entretanto, os resultados apresentaram uma forma consistente de validação do método híbrido proposto.

Por outro lado, os resultados do método numérico apresentaram uma diferença de 15 dBμV/m, em média, em relação aos resultados analíticos. Isso foi devido às características da modelagem numérica, tais como: formato do elemento, domínio do cálculo, tipo de sensor numérico utilizado para detecção dos campos eletromagnéticos, diferenças geométricas entre o modelo numérico e o analítico, ou mesmo devido às características do computador utilizado: capacidade computacional, precisão numérica do processador. Adicionalmente, caso o cálculo dos campos elétricos (E) através do método híbrido fossem feitos a partir dos valores dos vetores de densidade do fluxo magnético (B) obtidos através dos

modelos de simulação numérica, os resultados do método híbrido teriam apresentado resultado próximo aos resultados dos campos elétricos da simulação numérica, uma vez que o E calculado pelo método híbrido é intrinsicamente dependente do B utilizado.

Este trabalho possui características diferentes da aplicação apresentada em [16], onde o método foi aplicado especificamente a casos de descargas atmosféricas. Entretanto, pode-se destacar que a validação aqui apresentada demonstra que este método híbrido é também aplicável ao cálculo dos campos elétricos a partir de fontes de emissão radiada equivalentes, nas condições aqui apresentadas. Em diferentes condições de frequência, amplitude de sinal e fontes de emissão, novas análises podem ser necessárias.

Vale ressaltar que a Antena de Kanda aplicada nesta validação foi composta somente por um $loop$ e a fonte de emissão radiada equivalente criada a partir da medição foi composta somente pelo dipolo magnético, que para a demonstração das técnicas apresentadas demonstrou-se suficiente. Porém, para uma aplicação mais precisa, poderá ser utilizada a Antena de Kanda composta por três grandes $loops$ ortogonais. Também poderá ser utilizado tanto o dipolo magnético equivalente, obtido por I_{Σ} , quanto pelo dipolo elétrico equivalente, obtido por I_{Δ} .

Vale destacar que todos os métodos aqui avaliados (analítico, híbrido e numérico) podem ser aplicados em conjunto às outras antenas apresentadas neste trabalho (Antena de van Veen e Bergervöt e Antena Multipolar). Afinal, uma vez obtida a fonte equivalente (dipolo ou multipolo), a partir do método específico de cada uma das antenas, pode-se calcular os campos magnéticos emitidos, analiticamente ou numericamente, e então aplicar-se o método híbrido proposto para obtenção dos campos elétricos.

5. CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho visa contribuir com a avaliação de ambientes eletromagnéticos através do uso de fontes equivalentes de emissão radiada, desde a determinação dessas fontes a partir de medições com antenas de grandes *loops* até a obtenção dos campos eletromagnéticos emitidos por essas fontes.

Descreve-se desde a obtenção das correntes medidas nas antenas tipo *loop*, passando pela transformação dos dados medidos em fontes de emissão radiada equivalentes e a obtenção dos campos magnéticos e elétricos resultantes dessas fontes, através de métodos analítico, numérico e também através de um método híbrido proposto (analítico/*FDTD*).

Com isso, conclui-se que os métodos aqui apresentados demonstram ser eficientes para a obtenção dos campos magnéticos e campos elétricos radiados a partir de fontes de emissão radiada equivalentes, em uma aplicação mais elementar através da representação da fonte de emissão radiada equivalente por um dipolo magnético, até mesmo através da aplicação de modelos mais complexos, compostos por multipolos.

A metodologia aqui apresentada possibilita a determinação de ambientes eletromagnéticos em ferramentas de simulação, onde podem ser obtidos os campos eletromagnéticos resultantes, radiados pelas fontes de emissão radiada equivalentes e, conseqüentemente, o efeito dos campos eletromagnéticos resultantes em sistemas embarcados.

Para aplicações futuras, pode se destacar a possibilidade da execução de análises de Compatibilidade Eletromagnética através de ambientes eletromagnéticos, compostos por diversos modelos de fontes de emissão radiada equivalentes, que poderão, inclusive, compor uma biblioteca de fontes equivalentes, proporcionando a obtenção dos campos eletromagnéticos resultantes, de forma cada vez mais precisa

e completa, podendo tornar-se uma metodologia de referência para análises virtuais de Compatibilidade Eletromagnética.

BIBLIOGRAFIA

- [1] D. Cardia, “Aplicação Da Antena de Van Veen E Bergervöt Na Análise De Contribuições De Fontes De Emissão Radiada Em Ambientes Eletromagnéticos”, Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, 2010.
- [2] Raj Kamal, “Embedded Systems”, 2ª Edição, Ed. Mc-Graw Hill.
- [3] W. O. Swinyard, “Measurement of *Loop*-Antenna Receivers”, Proceedings of the IRE, IEEE, vol. 29, no. 7, pp. 382-387, 1941.
- [4] P. A. Kennedy, “*Loop* Antenna Measurements”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 4, no. 4, pp. 610-618, 1956.
- [5] H. Whiteside e R. W. P. King, “The *Loop* Antenna as a Probe”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 12, no. 3, pp. 291-297, 1964.
- [6] L. L. Libby, “Special Aspects of Balanced Shielded *Loops*”, Proceedings of the IRE, IEEE, vol. 34, no. 9, pp. 641-646, Aug. 1946.
- [7] M. Kanda e D. Hill, “A three-*loop* method for determining the radiation characteristics of an electrically small source”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 34, no. 1, Aug. 1992.
- [8] M. Kanda *et al*, “An Electromagnetic Near-Field Sensor for Simultaneous Electric and Magnetic-Field Measurements”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 26, no. 3, pp. 102-110, Aug. 1984.
- [9] H. v. Veen e J. J Goedbloed, “Proposal for an alternative measuring method of magnetic fields”, CISPR/A/WG1, 1988.
- [10] J. R. Bergervöt e H. v. Veen, “A Large-*Loop* Antenna for Magnetic Field Measurements”, Zurich International Symposium on EMC, Proceedings, 1989.
- [11] D. Cardia *et al*, “A Comparative Study of Large *Loop* Antennas Regarding the Evaluation of Equivalent Radiation Sources”, CEFC, 2014.
- [12] S. Tofani, *et al*, “A Three-*Loop* Antenna System for Performing Near-Field Measurements of Electric and Magnetic Fields from Video Display Terminals”,

- IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 38, no. 3, pp. 341-347, Aug. 1996.
- [13] M. Savi, *et al*, "Developing a van Veen & Bergervöt Antenna", International Symposium on Electromagnetic Compatibility, IEEE, vol. 2, no. 2, pp. 717-720, 2004.
- [14] CISPR 15, "Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment", IEC, 1996.
- [15] CISPR 16, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods", IEC, 1999.
- [16] C. Sartori e J. Cardoso, "An Analytical-FDTD Method for Near LEMP Calculation", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36, no. 4, pp. 1631-1634, 2000.
- [17] P. López *et al*, "A Radiated Emission Model Compatible to a Commercial Electromagnetic Simulation Tool", 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 369-372, 2009.
- [18] P. López *et al*, "Development of a magnetic field model and insertion into a commercial electromagnetic simulator", Turk J Elec Eng & Comp Sci, vol. 17, no. 3, pp. 289-300, 2009.
- [19] P. López *et al*, "Simple Electromagnetic Modeling Procedure: From Near-Field Measurements to Commercial Electromagnetic Simulation Tool", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 59, no. 12, pp. 3111-3121, 2010.
- [20] Baudry *et al*, "Applications of the Near-Field Techniques in EMC Investigations", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 49, no. 3, pp. 485-493, 2007.
- [21] Pichon *et al*, "Near-fields: Numerical modeling and experimental validation in embedded electronic systems", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 1-5, 2012.
- [22] Gennerelli *et al*, "Recent Advances in Near-Field to Far-Field Transformation Techniques", IEEE International Journal of Antennas and Propagation, Article ID 243203, 3 pages, 2012.

- [23] B. Vincent, "Identification de sources eletromagnétiques multipolaires équivalentes par filtrage spatial: Application à la CEM rayonnée pour le convertisseurs d'eletronique de puissance", These, L'Institut polytechnique de Grenoble, 2009.
- [24] B. Vincent *et al*, "New robust coil sensors for near field characterization", MOMAG, 2008.
- [25] B. Vincent *et al*, "Loop antennas for near-field multipolar-expansion identification: first experimental validations", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2010.
- [26] T. Hoang *et al*, "Near Magnetic Field Coupling Prediction Using Equivalent Spherical Harmonic Sources", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 56, no. 6, pp. 1457-1465, 2014.
- [27] S. Zangui, "Determination et Modelisation du Couplage en Champ Proche Magnetique entre Systemes Complexes", These, Université de Lyon, 2011.
- [28] S. Zangui *et al*, "Using Equivalent Emission Sources to Evaluate the Coupling Between Components", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 2, pp. 439-442, 2012.
- [29] M. Ferber *et al*, "Evaluation of the Inductive Coupling between Equivalent Emission Sources of Components", International Journal of Antennas and Propagation, 7 pages, 2012.
- [30] A. Bréard *et al*, "Overview on the Evolution of Near Magnetic Field Coupling Prediction Using Equivalent Multipole Spherical Harmonic Sources", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 59, no. 2, pp. 584-592, 2017.
- [31] G. Cerri *et al*, "Investigation of the Antenna Factor Behavior of a Dipole Operating Inside a Resonant Cavity", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 50, no. 1, pp. 89-96, 2008.
- [32] D. Xie *et al*, "On the Study of Electromagnetic Environment Simulation for Shipboard Cabin", International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications, IEEE, pp. 532-535, 2011.

- [33] I. Maio, "Scattering Analysis of Signal Degradation and Interferences on Long and Lossy Interconnects", Proceedings of IEEE Electrical Performance of Electronic Packaging, pp. 107-110, 1993.
- [34] D. Bellan, "Field Coupling to Nonuniform Transmission Lines with Linear Characteristic Impedance", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 2, pp. 621-626, 2002.
- [35] D. Bellan, "Characterisation of crosstalk in terms of mean value and standard deviation", IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology, vol. 150, no. 6, pp. 289-295, 2003.
- [36] L. Musso, "Assessment of Reverberation Chamber Testing for Automotive Applications", Compumag, Sydney, 2011.
- [37] M. Mack *et al*, "Radiated Field Coupling to Signal Cable", SFSU EMC Research Projects, 1997.
- [38] C. Paul, "Frequency Response of Multiconductor Transmission Lines Illuminated by an Electromagnetic Field", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, pp. 1-7, 1975.
- [39] R. Neumayer *et al*, "Continuous Simulation of System-Level Automotive EMC Problems", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 409-413, 2003.
- [40] S. Sun *et al*, "Anticipating EMI and On-Board Interference in Automotive Platforms", International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 792-797, 2004.
- [41] X. Ferrieres, "Application of a Hybrid Finite Difference Finite Volume Method to Solve an Automotive EMC Problem", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 46, no. 4, pp. 624-634, 2004.
- [42] R. Armenta *et al*, "Modeling the Terminal Response of a Bundle of Twisted-Wire Pairs Excited by a Plane Wave", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 49, no. 4, pp. 901-913, 2007.
- [43] H. Bagci *et al*, "Fast and Rigorous Analysis of EMC/EMI Phenomena on Electrically Large and Complex Cable-Loaded Structures", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 49, no. 2, pp. 361-381, 2007.

- [44] R. Jobava *et al*, "Simulation of Low-Frequency Magnetic Fields in Automotive EMC Problems", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 56, no. 6, pp. 1420-1430, 2014.
- [45] J. Moser, "Low-frequency shielding of a circular *loop* electromagnetic field source", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 9, no. 1, pp. 6-18, 1967.
- [46] M. Santos, "Avaliação de Desempenho de Câmaras Excitadas via Linhas de Transmissão Aplicáveis à Compatibilidade Eletromagnética", Tese de Doutorado, USP, 2009.
- [47] CISPR 25: 2008-03, Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers.
- [48] ISO 11452: 2005-02, Road vehicles — Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy.
- [49] D. Morgan, "A Handbook for EMC Testing and Measurement", 1ª Edição, The Institution of Engineering and Technology, 1994.
- [50] C. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 2ª Edição, Wiley.
- [51] M. N. O. Sadiku, "Elements of Electromagnetics", 3ª Edição, Oxford University Press.
- [52] S. Silver, "Microwave Antenna – Theory and Design", 1ª Edição, McGraw-Hill Book Company.
- [53] J. C. Nédélec, Acoustic and Electromagnetic Equations—Integral Representations for Harmonic Problems, New York, NY, USA: Springer-Verlag, p. 318, 2001.
- [54] E. Durand, Magnétostatique, Masson et Cie Editeurs, 1968.

GLOSSÁRIO

- a) Fonte de emissão radiada equivalente: fonte representada através de equação analítica ou de modelo numérico que representa uma fonte de emissão real (ESE)
- b) Fonte equivalente de campos eletromagnéticos: o mesmo que fonte de emissão radiada equivalente
- c) Equipamento sob medição (ESE): equipamento sujeito a medição laboratorial, através de um instrumento de medição. O mesmo que *Device Under Test*, ou *DUT*.
- d) *Black boxes*: Equipamentos, componentes ou sistemas cuja função de transferência é conhecida, porém, cujo conteúdo detalhado (hardware e/ou software) não é disponibilizado ao usuário final, no entanto seu conteúdo é “opaco”, daí o termo “*black box*”, ou “caixa negra”, em português.

APÊNDICE A: CÁLCULOS DOS CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS

Os cálculos analíticos, conforme subseção 4.5, para as frequências de 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19 e 20 MHz são apresentados abaixo:

Tabela 13 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 0,97$ A em 7 MHz – através de cálculo analítico

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_{Total} [A/m]	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_{Total} [V/m]
4,3,3	5,83	1,56E-06	1,17E-06	2,23E-06	2,96E-06	-3,74E-04	4,99E-04	0,00E+00	6,23E-04
4,4,4	6,93	6,98E-07	6,98E-07	1,68E-06	1,95E-06	-2,55E-04	2,55E-04	0,00E+00	3,61E-04
6,6,5	9,85	1,19E-07	1,19E-07	5,02E-07	5,30E-07	-1,14E-04	1,14E-04	0,00E+00	1,61E-04
7,6,6	11,00	6,87E-08	5,89E-08	3,70E-07	3,81E-07	-7,14E-05	8,33E-05	0,00E+00	1,10E-04
7,7,7	12,12	3,30E-08	3,30E-08	2,73E-07	2,77E-07	-5,36E-05	5,36E-05	0,00E+00	7,58E-05
8,8,8	13,86	9,58E-09	9,58E-09	1,68E-07	1,69E-07	-3,48E-05	3,48E-05	0,00E+00	4,92E-05
9,9,9	15,59	3,60E-10	3,60E-10	1,07E-07	1,07E-07	-2,31E-05	2,31E-05	0,00E+00	3,27E-05
10,10,10	17,32	-2,96E-09	-2,96E-09	6,95E-08	6,96E-08	-1,56E-05	1,56E-05	0,00E+00	2,21E-05
17,17,17	29,44	-1,27E-09	-1,27E-09	5,17E-09	5,48E-09	-1,37E-06	1,37E-06	0,00E+00	1,94E-06

Tabela 14 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 1,34$ A em 9 MHz – através de cálculo analítico

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_{Total} [A/m]	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_{Total} [V/m]
4,3,3	5,83	1,57E-06	1,18E-06	3,32E-06	3,85E-06	-5,90E-04	7,86E-04	0,00E+00	9,83E-04
4,4,4	6,93	6,30E-07	6,30E-07	2,27E-06	2,44E-06	-3,89E-04	3,89E-04	0,00E+00	5,50E-04
6,6,5	9,85	6,53E-08	6,53E-08	6,59E-07	6,65E-07	-1,57E-04	1,57E-04	0,00E+00	2,22E-04
7,6,6	11,00	2,31E-08	1,98E-08	4,53E-07	4,54E-07	-9,43E-05	1,10E-04	0,00E+00	1,45E-04
7,7,7	12,12	1,06E-09	1,06E-09	3,14E-07	3,14E-07	-6,79E-05	6,79E-05	0,00E+00	9,61E-05
8,8,8	13,86	-9,92E-09	-9,92E-09	1,82E-07	1,82E-07	-4,12E-05	4,12E-05	0,00E+00	5,83E-05
9,9,9	15,59	-1,12E-08	-1,12E-08	1,08E-07	1,10E-07	-2,56E-05	2,56E-05	0,00E+00	3,63E-05
10,10,10	17,32	-9,60E-09	-9,60E-09	6,63E-08	6,77E-08	-1,62E-05	1,62E-05	0,00E+00	2,29E-05
17,17,17	29,44	-1,01E-09	-1,01E-09	3,10E-09	3,41E-09	-8,77E-07	8,77E-07	0,00E+00	1,24E-06

Tabela 15 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 2,24$ A em 11 MHz – através de cálculo analítico

<i>Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]</i>	<i>R [m]</i>	<i>H_x [A/m]</i>	<i>H_y [A/m]</i>	<i>H_z [A/m]</i>	<i>H_{Total} [A/m]</i>	<i>E_x [V/m]</i>	<i>E_y [V/m]</i>	<i>E_z [V/m]</i>	<i>E_{Total} [V/m]</i>
4,3,3	5,83	1,80E-06	1,35E-06	5,64E-06	6,07E-06	-1,05E-03	1,40E-03	0,00E+00	1,75E-03
4,4,4	6,93	6,18E-07	6,18E-07	3,55E-06	3,66E-06	-6,66E-04	6,66E-04	0,00E+00	9,42E-04
6,6,5	9,85	6,15E-09	6,15E-09	9,78E-07	9,78E-07	-2,42E-04	2,42E-04	0,00E+00	3,42E-04
7,6,6	11,00	-2,78E-08	-2,38E-08	6,32E-07	6,33E-07	-1,39E-04	1,62E-04	0,00E+00	2,14E-04
7,7,7	12,12	-3,41E-08	-3,41E-08	4,13E-07	4,16E-07	-9,60E-05	9,60E-05	0,00E+00	1,36E-04
8,8,8	13,86	-3,05E-08	-3,05E-08	2,24E-07	2,28E-07	-5,45E-05	5,45E-05	0,00E+00	7,71E-05
9,9,9	15,59	-2,27E-08	-2,27E-08	1,26E-07	1,30E-07	-3,16E-05	3,16E-05	0,00E+00	4,47E-05
10,10,10	17,32	-1,57E-08	-1,57E-08	7,19E-08	7,53E-08	-1,87E-05	1,87E-05	0,00E+00	2,64E-05
17,17,17	29,44	-7,95E-10	-7,95E-10	2,09E-09	2,37E-09	-6,18E-07	6,18E-07	0,00E+00	8,73E-07

Tabela 16 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 3,58$ A em 13 MHz – através de cálculo analítico

<i>Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]</i>	<i>R [m]</i>	<i>H_x [A/m]</i>	<i>H_y [A/m]</i>	<i>H_z [A/m]</i>	<i>H_{Total} [A/m]</i>	<i>E_x [V/m]</i>	<i>E_y [V/m]</i>	<i>E_z [V/m]</i>	<i>E_{Total} [V/m]</i>
4,3,3	5,83	1,83E-06	1,37E-06	8,88E-06	9,17E-06	-1,71E-03	2,29E-03	0,00E+00	2,86E-03
4,4,4	6,93	4,79E-07	4,79E-07	5,21E-06	5,25E-06	-1,05E-03	1,05E-03	0,00E+00	1,48E-03
6,6,5	9,85	-8,14E-08	-8,14E-08	1,34E-06	1,34E-06	-3,41E-04	3,41E-04	0,00E+00	4,82E-04
7,6,6	11,00	-9,38E-08	-8,04E-08	8,16E-07	8,25E-07	-1,87E-04	2,19E-04	0,00E+00	2,88E-04
7,7,7	12,12	-7,51E-08	-7,51E-08	5,04E-07	5,15E-07	-1,24E-04	1,24E-04	0,00E+00	1,75E-04
8,8,8	13,86	-5,10E-08	-5,10E-08	2,57E-07	2,66E-07	-6,56E-05	6,56E-05	0,00E+00	9,28E-05
9,9,9	15,59	-3,22E-08	-3,22E-08	1,34E-07	1,42E-07	-3,55E-05	3,55E-05	0,00E+00	5,03E-05
10,10,10	17,32	-1,98E-08	-1,98E-08	7,20E-08	7,73E-08	-1,96E-05	1,96E-05	0,00E+00	2,77E-05
17,17,17	29,44	-5,44E-10	-5,44E-10	1,29E-09	1,50E-09	-3,94E-07	3,94E-07	0,00E+00	5,57E-07

Tabela 17 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 1,43$ A em 15 MHz – através de cálculo analítico

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_{Total} [A/m]	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_{Total} [V/m]
4,3,3	5,83	4,10E-07	3,07E-07	3,41E-06	3,45E-06	-6,78E-04	9,04E-04	0,00E+00	1,13E-03
4,4,4	6,93	4,74E-08	4,74E-08	1,87E-06	1,87E-06	-3,98E-04	3,98E-04	0,00E+00	5,63E-04
6,6,5	9,85	-4,97E-08	-4,97E-08	4,44E-07	4,49E-07	-1,16E-04	1,16E-04	0,00E+00	1,64E-04
7,6,6	11,00	-4,37E-08	-3,74E-08	2,56E-07	2,63E-07	-6,09E-05	7,10E-05	0,00E+00	9,35E-05
7,7,7	12,12	-3,03E-08	-3,03E-08	1,50E-07	1,56E-07	-3,84E-05	3,84E-05	0,00E+00	5,44E-05
8,8,8	13,86	-1,77E-08	-1,77E-08	7,14E-08	7,57E-08	-1,90E-05	1,90E-05	0,00E+00	2,69E-05
9,9,9	15,59	-1,00E-08	-1,00E-08	3,50E-08	3,78E-08	-9,60E-06	9,60E-06	0,00E+00	1,36E-05
10,10,10	17,32	-5,58E-09	-5,58E-09	1,75E-08	1,92E-08	-4,93E-06	4,93E-06	0,00E+00	6,97E-06
17,17,17	29,44	-8,73E-11	-8,73E-11	1,92E-10	2,29E-10	-6,02E-08	6,02E-08	0,00E+00	8,51E-08

Tabela 18 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 1,11$ A em 17 MHz – através de cálculo analítico

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_{Total} [A/m]	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_{Total} [V/m]
4,3,3	5,83	1,29E-07	9,69E-08	2,49E-06	2,49E-06	-5,08E-04	6,77E-04	0,00E+00	8,46E-04
4,4,4	6,93	-3,87E-08	-3,87E-08	1,28E-06	1,28E-06	-2,86E-04	2,86E-04	0,00E+00	4,04E-04
6,6,5	9,85	-4,25E-08	-4,25E-08	2,79E-07	2,85E-07	-7,42E-05	7,42E-05	0,00E+00	1,05E-04
7,6,6	11,00	-3,28E-08	-2,81E-08	1,53E-07	1,59E-07	-3,73E-05	4,35E-05	0,00E+00	5,72E-05
7,7,7	12,12	-2,08E-08	-2,08E-08	8,47E-08	8,96E-08	-2,25E-05	2,25E-05	0,00E+00	3,18E-05
8,8,8	13,86	-1,09E-08	-1,09E-08	3,77E-08	4,07E-08	-1,04E-05	1,04E-05	0,00E+00	1,47E-05
9,9,9	15,59	-5,61E-09	-5,61E-09	1,73E-08	1,90E-08	-4,88E-06	4,88E-06	0,00E+00	6,90E-06
10,10,10	17,32	-2,86E-09	-2,86E-09	8,06E-09	9,02E-09	-2,34E-06	2,34E-06	0,00E+00	3,30E-06
17,17,17	29,44	-2,59E-11	-2,59E-11	5,42E-11	6,54E-11	-1,73E-08	1,73E-08	0,00E+00	2,44E-08

Tabela 19 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 1,36$ A em 19 MHz – através de cálculo analítico

Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_{Total} [A/m]	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_{Total} [V/m]
4,3,3	5,83	-1,04E-08	-7,77E-09	2,83E-06	2,83E-06	-5,91E-04	7,88E-04	0,00E+00	9,85E-04
4,4,4	6,93	-1,06E-07	-1,06E-07	1,38E-06	1,39E-06	-3,19E-04	3,19E-04	0,00E+00	4,51E-04
6,6,5	9,85	-5,05E-08	-5,05E-08	2,73E-07	2,82E-07	-7,38E-05	7,38E-05	0,00E+00	1,04E-04
7,6,6	11,00	-3,57E-08	-3,06E-08	1,42E-07	1,49E-07	-3,54E-05	4,13E-05	0,00E+00	5,44E-05
7,7,7	12,12	-2,10E-08	-2,10E-08	7,46E-08	8,04E-08	-2,04E-05	2,04E-05	0,00E+00	2,89E-05
8,8,8	13,86	-1,00E-08	-1,00E-08	3,11E-08	3,41E-08	-8,77E-06	8,77E-06	0,00E+00	1,24E-05
9,9,9	15,59	-4,73E-09	-4,73E-09	1,33E-08	1,49E-08	-3,85E-06	3,85E-06	0,00E+00	5,44E-06
10,10,10	17,32	-2,22E-09	-2,22E-09	5,78E-09	6,58E-09	-1,71E-06	1,71E-06	0,00E+00	2,42E-06
17,17,17	29,44	-1,18E-11	-1,18E-11	2,37E-11	2,90E-11	-7,67E-09	7,67E-09	0,00E+00	1,08E-08

Tabela 20 – Obtenção dos campos elétricos e magnéticos a partir do dipolo magnético excitado pela corrente $i = 1,56$ A em 20 MHz – através de cálculo analítico

20 MHz / $i = 1,55835$ A									
Ponto no espaço (X,Y,Z) [m]	R [m]	H_x [A/m]	H_y [A/m]	H_z [A/m]	H_{Total} [A/m]	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_{Total} [V/m]
4,3,3	5,83	-8,58E-08	-6,44E-08	3,08E-06	3,09E-06	-6,50E-04	8,67E-04	0,00E+00	1,08E-03
4,4,4	6,93	-1,43E-07	-1,43E-07	1,46E-06	1,47E-06	-3,43E-04	3,43E-04	0,00E+00	4,85E-04
6,6,5	9,85	-5,49E-08	-5,49E-08	2,75E-07	2,86E-07	-7,50E-05	7,50E-05	0,00E+00	1,06E-04
7,6,6	11,00	-3,73E-08	-3,20E-08	1,39E-07	1,48E-07	-3,51E-05	4,10E-05	0,00E+00	5,40E-05
7,7,7	12,12	-2,13E-08	-2,13E-08	7,15E-08	7,76E-08	-1,98E-05	1,98E-05	0,00E+00	2,80E-05
8,8,8	13,86	-9,71E-09	-9,71E-09	2,88E-08	3,19E-08	-8,22E-06	8,22E-06	0,00E+00	1,16E-05
9,9,9	15,59	-4,39E-09	-4,39E-09	1,19E-08	1,34E-08	-3,48E-06	3,48E-06	0,00E+00	4,92E-06
10,10,10	17,32	-1,98E-09	-1,98E-09	4,99E-09	5,73E-09	-1,50E-06	1,50E-06	0,00E+00	2,11E-06
17,17,17	29,44	1,02E-17	1,02E-17	2,01E-17	2,47E-17	-5,20E-09	5,20E-09	0,00E+00	7,36E-09