DANIEL VITOR FARIA CARDIA

APLICAÇÃO DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET NA ANÁLISE DE
CONTRIBUIÇÕES DE FONTES DE EMISSÃO RADIADA EM AMBIENTES
ELETROMAGNÉTICOS

São Paulo

2010

DANIEL VITOR FARIA CARDIA

APLICAÇÃO DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET NA ANÁLISE DE
CONTRIBUIÇÕES DE FONTES DE EMISSÃO RADIADA EM AMBIENTES
ELETROMAGNÉTICOS

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de
Potência

Orientador: Carlos Antonio França Sartori

São Paulo

2010

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

São Paulo, de agosto de 2010.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Cardia, Daniel Vitor Faria

Aplicação da antena de Van Veen e Bergervöet na análise de contribuições de fontes de emissão radiada em ambientes eletromagnéticos / D.V.F. Cardia. -- ed.rev. -- São Paulo, 2010. p.

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

1. Antenas (Aplicações) 2. Radiação eletromagnética I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por sustentar-me motivado e disposto a enfrentar o grande desafio de dissertar sobre um assunto tão importante e complexo para o estudo da engenharia elétrica.

Ao Prof. Dr. Carlos Antonio França Sartori, por ter-me dado a oportunidade de desenvolver este trabalho e de poder estudar com grandes mestres da engenharia elétrica deste país. Agradeço também por ter-me confiado o direito de dissertar sobre este tema, que, entendo ser muito importante.

Aos Professores e Doutores com quem estudei durante o período de desenvolvimento deste trabalho, especialmente ao Prof. Dr. Luiz Lebensztajn, Prof. Dr. José Roberto Cardoso, Prof. Dr. Luiz Natal Rossi, Profa. Dra. Viviane Cristine Silva, Prof. Dr. Silvio Ikuyo Nabeta, por quem tenho grande apreço e admiração e com quem tive a inigualável oportunidade de aprender importantes métodos para solução de problemas relacionados ao eletromagnetismo através de soluções analíticas e numéricas.

Ao Dr. Mario Alves dos Santos Junior, por ter me auxiliado incondicionalmente durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Dr. Kleiber Tadeu Soletto e ao Sr. Guido Rodrigues da Silva que contribuíram valiosamente durante as medições feitas com a antena de van Veen e Bergervoet no Instituto de Energia Elétrica (IEE) da USP.

Aos srs. Roberto Pereira Ramos e Fernando Soares por terem me incentivado a conquistar o título de mestre e aplicar os conhecimentos obtidos no desenvolvimento de aplicações veiculares.

Finalizando, agradeço os maiores amores de minha vida, Aline, minha querida esposa, e Melissa, minha linda filha, pela compreensão e, principalmente motivação, durante todo o período de desenvolvimento deste trabalho. Espero compensá-las pelos momentos de privação, imprescindíveis para o desenvolvimento deste

trabalho. Agradeço também, imensamente, aos meus pais, Antonio e Lúcia, e irmã, Adriana, por me terem dado estrutura sócio-emocional para alcançar tudo o que tenho hoje e que levarei para toda minha vida: meus valores, amor e disciplina. E também aos meus sobrinhos, Beatriz e Samuel, pela compreensão e carinho.

Tudo tem o seu tempo determinado,
e há tempo para todo o propósito debaixo do céu.

Rei Salomão

Eclesiastes Cap. 3 Ver. 1

Bíblia Sagrada - Versão Revista e Corrigida (1994)

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo apresentar uma análise de desempenho e viabilidade da aplicação da antena de van Veen e Bergervoet na determinação de contribuições de fontes de emissão radiada em ambientes eletromagnéticos, considerando-se a faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz.

Como potencial aplicação resultante deste trabalho está a utilização de resultados experimentais na determinação de fontes equivalentes de emissão radiada, aplicáveis em simulações numéricas e diretamente através de cálculo analítico na determinação de campos eletromagnéticos no espaço. Desta forma, o uso dessas fontes em simuladores de ambientes eletromagnéticos poderá contribuir para diminuir as restrições e dificuldades atuais oriundas da avaliação experimental e teórica de ambientes eletromagnéticos diversos, e daquelas relativas a estudos de compatibilidade eletromagnética de sistemas elétricos e eletrônicos, como sistemas embarcados, etc.

Palavras chave: Fontes equivalentes de emissão radiada, compatibilidade eletromagnética, antena de van Veen e Bergervoet, métodos analíticos e numéricos, avaliação de ambientes eletromagnéticos.

ABSTRACT

The objective of this work is to present the main theoretical aspects and the evaluation of the van Veen and Bergervoet antenna performance, concerning its application to the determination of equivalent radiated emission sources, for the 9 kHz to 30 MHz frequency range.

As a potential application, it is assumed the use of the equivalent sources, obtained based on experimental measurements, directly, on simulations of the resulting electromagnetic environments. The application of this methodology, although considered as a simplified one, may contribute to reduce the current experimental and theoretical restrictions and difficulties regarding the electromagnetic compatibility studies of electrical and electronics systems, like the on-board systems etc.

Key words: Equivalent radiated emission sources, electromagnetic compatibility, van Veen and Bergervoet antenna, numerical and analytical methods, electromagnetic environment evaluation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 – MODELO SIMPLIFICADO DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET E DETALHES CONSTRUTIVOS DE CADA LOOP	6
FIGURA 2 – MODELO DE OBTENÇÃO DE FONTE EQUIVALENTE DE CAMPO RADIADO	9
FIGURA 3 – REGIÕES DE CAMPO DE UMA ANTENA GENÉRICA.....	13
FIGURA 4 – REPRESENTAÇÃO DA ANTENA TIPO LOOP (A) ANTENA COM CARGA CONECTADA AO TERMINAL (B) ESQUEMA ELÉTRICO EQUIVALENTE	16
FIGURA 5 – DIAGRAMA PARA CÁLCULO DA MÚTUA INDUTÂNCIA DE DOIS LOOPS ALINHADOS AXIALMENTE	17
FIGURA 6 – SEÇÃO TRANSVERSAL DE DOIS LOOPS DISPOSTOS MUITO PRÓXIMOS (CORRESPONDENDO A UM ÚNICO CONDUTOR MACIÇO)	19
FIGURA 7 – REPRESENTAÇÃO DA ANTENA TIPO LOOP (A) FORMATO ORIGINAL (B) LINHA DE TRANSMISSÃO EQUIVALENTE.....	22
FIGURA 8 – (A) CONSTRUÇÃO COAXIAL COM UMA TERMINAÇÃO; (B) A IMPEDÂNCIA DE CARGA EQUIVALENTE	27
FIGURA 9 – ESQUEMA ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA A ANTENA CONSTRUÍDA COM O CABO COAXIAL.....	27
FIGURA 10 – REPRESENTAÇÃO DA SEÇÃO TRANSVERSAL DO CABO COAXIAL	29
FIGURA 11 – PONTO DE ENTRADA DO SINAL (IN) NO CONDUTOR CENTRAL DO CABO COAXIAL	30
FIGURA 12 – REPRESENTAÇÃO DA LINHA DE TRANSMISSÃO SEM PERDAS.....	30
FIGURA 13 – (A) ANTENA LOOP COM CONDUTOR DE RAIO a E PERÍMETRO H ; (B) CORRENTES DAS SEQUÊNCIAS DE FASE 0 (DEVIDO AO CAMPO MAGNÉTICO) E 1 (DEVIDO AO CAMPO ELÉTRICO)	35
FIGURA 14 – (A) LOOP DA ANTENA DE VAN VEEN COM 1 TERMINAÇÃO (B) CONDUTOR CENTRAL DO LOOP REDESENHADO NO FORMATO DE LINHA DE TRANSMISSÃO (C) LT EQUIVALENTE CONSIDERANDO UMA LT SIMÉTRICA EM RELAÇÃO A Z_p	37
FIGURA 15 – (A) LOOP DA ANTENA DE VAN VEEN COM 2 TERMINAÇÕES (B) CONDUTOR CENTRAL DO LOOP REDESENHADO NO FORMATO DE LINHA DE TRANSMISSÃO (C) LT EQUIVALENTE CONSIDERANDO UMA LT SIMÉTRICA EM RELAÇÃO A Z_p	38
FIGURA 16 – MODELOS EQUIVALENTES PARA UMA OU DUAS TERMINAÇÕES NA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET	39
FIGURA 17 – ANTENA LOOP CONSTITUÍDA DE DUAS TERMINAÇÕES COM CARGAS	40
FIGURA 18 – DIPOLO MAGNÉTICO COM CORRENTE CIRCULAR I INTERAGINDO COM A ANTENA LOOP COM A CORRENTE INDUZIDA I_A	45
FIGURA 19 – COMPONENTES DO CAMPO ELETROMAGNÉTICO EMITIDO A PARTIR DE UM DIPOLO	48
FIGURA 20 – ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET	49
FIGURA 21 – CONFIGURAÇÃO DO ENSAIO PARA MEDIÇÃO DO CAMPO MAGNÉTICO DO MONITOR CRT	51
FIGURA 22 – DIPOLO EQUIVALENTE AO DISPOSITIVO SOB MEDIÇÃO	54

<i>FIGURA 23 – ALGORITMO DO CÁLCULO DO CAMPO ELETROMAGNÉTICO EMITIDO A PARTIR DA FONTE DE EMISSÃO RADIADA EQUIVALENTE.....</i>	<i>55</i>
<i>FIGURA 24 – REPRESENTAÇÃO DOS ÂNGULOS θ E ϕ PARA CADA LOOP.....</i>	<i>58</i>
<i>FIGURA 25 – DIPOLO MAGNÉTICO CRIADO NO AMBIENTE DE SIMULAÇÃO.....</i>	<i>61</i>
<i>FIGURA 26 – PROPRIEDADES DA MALHA GERADA</i>	<i>62</i>
<i>FIGURA 27 – MALHA GERADA NOS PLANOS X, Y E Z</i>	<i>63</i>
<i>FIGURA 28 – RESULTADO DA SOLUÇÃO NUMÉRICA EM 3D E 2D</i>	<i>65</i>
<i>FIGURA 29 – APRESENTAÇÃO DA PLANILHA MATEMÁTICA.....</i>	<i>72</i>

LISTA DE GRÁFICOS

GRÁFICO 1 – COMPORTAMENTO I_p'/I_A PARA UMA $R_T=10\Omega$	42
GRÁFICO 2 – COMPORTAMENTO I_p'/I_A PARA $R_T=50\Omega$, $R_T=25\Omega$ E $R_T=250\Omega$	42
GRÁFICO 3 – CORRENTE NOS LOOPS DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET (VALORES DE PICO) – TESTE DO MONITOR CRT	51
GRÁFICO 4 – CORRENTE INDUZIDA NOS LOOPS DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET – MONITOR CRT	52
GRÁFICO 5 – CORRENTE CALCULADA PARA O DIPOLO EQUIVALENTE AO MONITOR CRT	53
GRÁFICOS 6 – COMPONENTES H_R E H_θ DO CAMPO MAGNÉTICO DEVIDO À CADA ELEMENTO (X, Y E Z) DO DIPOLO EQUIVALENTE	57
GRÁFICO 7 – COMPONENTES RETANGULARES DO CAMPO MAGNÉTICO TOTAL RADIADO PELO DIPOLO EQUIVALENTE, NUM PONTO ESPECIFICADO	59
GRÁFICO 8 – MÓDULO DO CAMPO MAGNÉTICO TOTAL RADIADO PELO DIPOLO EQUIVALENTE, NO PONTO ESPECIFICADO	60
GRÁFICO 9 – DIFERENÇA ENTRE OS RESULTADOS DA SOLUÇÃO ANALÍTICA E A NUMÉRICA	64

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – TABELA DOS DADOS NECESSÁRIOS AO CÁLCULO DO CAMPO MAGNÉTICO EMITIDO PELA FONTE DE EMISSÃO RADIADA EQUIVALENTE, NUM DETERMINADO PONTO DO ESPAÇO.....	56
TABELA 2 – TABELA DOS COMPONENTES DE CAMPO MAGNÉTICO (SOLUÇÃO ANALÍTICA E NUMÉRICA)	64
TABELA 3 – DADOS DE ENTRADA NA PLANILHA MATEMÁTICA	73
TABELA 4 – EXEMPLOS DE VALORES COLETADOS NO LOOPS X DA ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET	73
TABELA 5 – EXEMPLOS DOS COMPONENTES DO CAMPO MAGNÉTICO DO LOOP X DO DIPOLO MAGNÉTICO.....	74
TABELA 6 – EXEMPLOS DOS COMPONENTES DO CAMPO MAGNÉTICO TOTAL, GERADOS PELO DIPOLO MAGNÉTICO	74

LISTA DE SÍMBOLOS

- a Raio do condutor central do cabo coaxial [m]
- $\vec{A}$ Vetor potencial magnético [Wb/m]
- b Raio da malha externa do cabo coaxial [m]
- $\vec{B}$ Vetor densidade de fluxo magnético [Wb/m²]
- c Velocidade da luz [m/s]
- C Circunferência, ou perímetro do *loop* [m]
- d Distância entre o *loop* da antena e o dipolo magnético
- d' Distância do centro do dipolo magnético a um ponto arbitrário do condutor do *loop* da antena
- $\vec{D}$ Vetor densidade de fluxo elétrico [C/m²]
- $\vec{E}$ Vetor campo elétrico [V/m]
- f Frequência [Hz]
- g Distância entre dois loops, para determinação da indutância mútua
- h comprimento da linha de transmissão [m]
- $\vec{H}$ Vetor campo magnético [A/m]
- 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 Bergervoet [A]

$I_{P'}$ Corrente medida no ponto P' do condutor central da antena de van Veen e Bergervoet [A]

I_{IN} Corrente de entrada do condutor central da antena de van Veen e Bergervoet [A]

k Número de onda [m^{-1}]

k_c Número de onda para velocidade de propagação diferente da velocidade da luz [m^{-1}]

l diâmetro [m]

L Indutância de entrada do *loop* [H]

L' Indutância de entrada do *loop* por unidade de comprimento [H/m]

p Momento do dipolo magnético [Am^2]

q Raio do dipolo magnético equivalente [m]

r Distância do centro de um dipolo ao ponto de avaliação do campo eletromagnético [m]

R Raio do loop da antena de van Veen e Bergervoet [m]

R_T Resistência de terminação da antena de van Veen e Bergervoet [ohms]

v_c velocidade de propagação do cabo coaxial

V_{term} Tensão nos terminais da antena [V]

Z_a Impedância de entrada da antena de van Veen e Bergervoet [ohms]

Z_C Impedância de entrada do condutor central do cabo coaxial [ohms]

Z_L Impedância de entrada do *loop* [ohms]

Z_0	Impedância característica do <i>loop</i> [ohms]
Z_0'	Impedância característica do cabo coaxial [ohms]
α	Constante de atenuação [m^{-1}]
β	Constante de fase [m^{-1}]
γ	Constante de propagação [m^{-1}]
ε	Permissividade elétrica [F/m]
η	Impedância intrínseca do meio [ohms]
Γ	Coefficiente de reflexão da linha de transmissão [adimensional]
ζ	Fator de velocidade de propagação atribuído a uma linha de transmissão [adimensional]
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 cilíndricas
X, Y, Z ou x, y, z	Componentes das coordenadas retangulares

SUMÁRIO

FICHA CATALOGRÁFICA.....	III
1. OBJETIVO.....	1
2. INTRODUÇÃO	2
2.1 Aspectos Históricos	2
3. ESTADO DA ARTE	5
3.1 Introdução	5
3.2 Sensores de campo magnético do tipo Loop	5
3.3 Métodos de modelos de fontes equivalentes de campos radiados.....	9
3.4 Métodos numéricos para eletromagnetismo	10
4. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO	12
4.1 Dimensão elétrica e regiões de campo eletromagnético.....	12
4.2 Estudo da antena de van Veen e Bergervoet.....	15
4.2.1 Grandezas elétricas da antena tipo loop construída com cabo maciço	16
4.2.2 Grandezas elétricas da antena tipo loop construída com cabo coaxial	26
4.2.3 Efeitos do uso de uma ou duas terminações com cargas nas antenas tipo loop	34
4.2.4 Determinação da resistência de terminação RT	40
4.3 Estudo do dipolo magnético	44
4.3.1 Dipolo magnético a partir da medição da antena van Veen	44
4.3.2 Campo eletromagnético radiado a partir do dipolo magnético	47
5. RESULTADOS	49
5.1 Medições do campo magnético através do método de van Veen e Bergervoet	49
5.2 Obtenção do dipolo equivalente	52
5.3 Metodologia de cálculo do campo magnético	54
5.4 Simulação do dipolo magnético.....	61
6. CONCLUSÕES	66
6.1 Sugestão para trabalhos posteriores.....	66
7. BIBLIOGRAFIA.....	68
Apêndice A: Planilha para determinação da fonte de emissão radiada equivalente e dos componentes do campo magnético emitidos	71

1. OBJETIVO

Neste trabalho apresentam-se os aspectos teóricos e a avaliação de desempenho de um protótipo de antena de van Veen e Bergervoet, tendo como propósito principal a futura utilização deste tipo de antena, como uma ferramenta potencial, na determinação de fontes equivalentes de emissão radiada, aplicáveis em simulações numéricas, em análises de ambientes eletromagnéticos.

Particularmente, destacam-se os aspectos inerentes às características de medição das antenas de van Veen e Bergervoet, sua concepção e embasamento matemático e o método de obtenção dos modelos de fontes equivalentes de emissão radiada.

Uma ferramenta de cálculo do campo magnético a partir das fontes de emissão radiada equivalentes, obtidas a partir de resultados experimentais, foi desenvolvida e alguns resultados serão apresentados.

Algumas simulações numéricas foram realizadas, cujos resultados foram confrontados com os obtidos através do método proposto.

2. INTRODUÇÃO

2.1 Aspectos Históricos

O crescimento econômico e tecnológico mundial traz à humanidade diversos benefícios, diretamente relacionados à saúde, transportes, comunicação, educação, divertimento, etc. Porém, juntamente com os benefícios, notam-se alguns desafios para a comunidade científica, tal como o de se adequar o crescimento econômico às necessidades dos diversos ramos de atividade, visando minimizar os aspectos relacionados à alteração do meio ambiente. Entre esses desafios, pode ser mencionada a adequação dos sistemas elétricos e eletrônicos ao ambiente eletromagnético, visando satisfazer as diversas condições de operação e segurança necessárias nas diversas instalações onde esses sistemas podem estar aplicados.

Assim, a análise de fenômenos de interferências eletromagnéticas (IEM) assume grande importância na sociedade atual, face ao nível de imunidade exigido dos equipamentos e sistemas atuais, relatados em inúmeros trabalhos no meio científico, em todo o mundo.

Observa-se que estes estudos, que visam adequar a operação dos sistemas e equipamentos aos diversos ambientes eletromagnéticos, restringindo a ocorrência de IEM, são chamados de estudos de Compatibilidade Eletromagnética (CEM).

A metodologia básica consiste em adequar os níveis de emissão e imunidade eletromagnéticas desses sistemas e equipamentos, níveis esses necessários ao controle do ambiente eletromagnético das instalações. Assim, diversos métodos vêm sendo criados para prover a avaliação de equipamentos e sistemas, com o objetivo de verificar os efeitos que esses equipamentos promovem no ambiente onde estão inseridos.

Alguns métodos podem ser mencionados, tais como a utilização de avaliações experimentais e ferramentas teóricas, em particular, visando abordar grandes e complexos problemas de engenharia, destacando-se os métodos numéricos.

Método numérico é, por definição, o estudo das técnicas de aproximação para solução de problemas físicos, levando em conta a extensão de possíveis erros, por exemplo, o método das diferenças finitas, da integração finita, dos momentos, dos elementos finitos, etc [1].

Destacam-se, por exemplo, os problemas de engenharia que envolvem dispositivos com geometrias não-regulares. Nesses casos, técnicas adequadas auxiliam os estudos de elementos que possuem geometria não-regular, transformando as equações diferenciais relacionadas a esses elementos em equações algébricas, mais simples de serem calculadas. Essa transformação visa facilitar o processo de cálculo, permitindo a utilização de equacionamentos conhecidos na obtenção da solução desejada. No passado, a utilização desses recursos 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 CEM, mesmo em ambientes complexos, tornaram-se uma ferramenta útil e economicamente viável, por exemplo, na avaliação de ambientes eletromagnéticos .

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

Em estudos deste tipo, a obtenção dos modelos das fontes equivalentes tem-se apresentada como uma metodologia de grande interesse. Essas fontes de emissão radiada podem, então, substituir ou representar os motores elétricos, módulos eletrônicos, monitores, lâmpadas, etc., necessárias na avaliação do ambiente eletromagnético resultante, utilizadas diretamente nesses simuladores numéricos.

É possível modelar-se uma fonte de emissão conduzida ou radiada utilizando-se suas características originais ou modelá-las como modelo de fontes equivalentes.

A primeira opção requer que se crie a fonte de emissão com riqueza de detalhes da construção do dispositivo sob medição, tais como: componentes eletrônicos, características elétricas, blindagem, trilhas (conduzindo corrente elétrica), etc. Assim, podem-se mencionar diversas restrições advindas desta metodologia na modelagem de um dispositivo eletro-eletrônico, por exemplo, aquelas relativas ao detalhamento de equipamentos, que envolve diversos ramos de modelagem: mecânica, elétrica e digital etc. [2].

A segunda opção é o método que utiliza modelos de fontes equivalentes de emissão, tais como as de emissão radiada, em lugar da simulação dos dispositivos sob medição, propriamente ditos. Esses modelos de fonte equivalente são criados através de métodos que relacionam o campo radiado pelo dispositivo sob medição com o campo radiado por uma fonte de emissão radiada simplificada, como um dipolo, diminuindo-se, assim, as restrições relacionadas à metodologia anteriormente descrita [3]. No entanto, esse método requer estudos bastantes aprofundados quanto à determinação da equivalência do dispositivo sob medição com a fonte equivalente, como o que este trabalho apresenta.

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

3. ESTADO DA ARTE

3.1 Introdução

Os métodos de análise de Compatibilidade Eletromagnética através de modelos de fontes equivalentes vêm sendo cada vez mais estudados e usados para obtenção de resultados de medição de campo, principalmente nas fases de concepção de produtos ou sistemas elétricos e eletrônicos.

No entanto, a engenharia tem-se confrontado com a necessidade da elaboração de métodos que resultem em modelos equivalentes cada vez mais precisos e que estejam relacionados ao baixo consumo computacional.

Neste capítulo apresentam-se alguns trabalhos relacionados ao tema, tais como os trabalhos que apresentaram a antena tipo *loop* como sensor de campo magnético e aqueles trabalhos que apresentaram o uso desse tipo de antena para a criação de modelos de fontes equivalentes de campo radiado.

Além disso, mencionam-se os trabalhos que são de grande importância nos estudos de métodos numéricos, como o método dos elementos finitos e o método das integrações finitas.

3.2 Sensores de campo magnético do tipo Loop

A antena de van Veen e Bergervoet foi criada com o propósito de ser uma ferramenta que apresente vantagens sobre os métodos tradicionais de medição do campo magnético de dispositivos eletroeletrônicos. Dentre essas vantagens pode-se citar sua alta sensibilidade ao campo magnético radiado pelo dispositivo sob medição (situado ao centro da antena) e sua baixíssima sensibilidade ao campo elétrico e, também, aos campos eletromagnéticos externos à antena.

Essa antena é composta por três grandes *loops*. O protótipo da antena utilizada neste trabalho foi construído com cabo coaxial, com impedância característica de

50 Ω , e com 1 metro de raio cada *loop*. Em cada *loop* existem duas terminações (fendas) onde são conectados resistores de 100 Ω ligados em paralelo, que resultam em 50 Ω . Cada *loop* também possui um ponto de medição da corrente no condutor central da antena.

Figura 1 – Modelo simplificado da antena de van Veen e Bergervoet e detalhes construtivos de cada *loop*

Pelo fato de essa antena ser composta, basicamente, por três grandes antenas tipo *loop*, os principais estudos desenvolvidos a respeito deste formato de antena são destacados neste item.

Antenas são estudadas como sensores de campo eletromagnético desde o princípio dos estudos relacionados à compatibilidade eletromagnética. Diversos formatos de antenas vêm sendo estudados desde então.

Os trabalhos de Swinyard [4] e de Kennedy [5], ainda na década de 40, deram importante fundamento matemático aos estudos da antena tipo *loop*. Swinyard teve como propósito fundamentar o uso desse tipo de antena para transmissão de radiofrequência, apresentando diversas formulações para o cálculo do campo elétrico recebido por uma antena tipo *loop*, quando esse campo é gerado também por uma antena tipo *loop* [4].

Com uma abordagem mais profunda, sob a ótica do estudo das microondas, em 1956, Kennedy desenvolveu uma profunda análise matemática das antenas em três

formatos diferentes: quadrado, quadrado-diagonal e circular. O grande mérito de seu trabalho foi o de descrever esse tipo de antena como linha de transmissão, permitindo-se obter uma formulação bastante abrangente. [5].

Vale ressaltar que quando projetada uma antena tipo *loop*, para ser usada como sensor de campo magnético, pretende-se que esta seja imune ao campo elétrico. Isto é de fundamental importância para que a tensão e a corrente gerada nos terminais da antena sejam exclusivamente devidas ao campo magnético. Motivados a encontrarem uma solução para este fato, Whiteside e King, desenvolveram profundo estudo a esse respeito e conseguiram encontrar uma importante solução, permitindo o uso da antena tipo *loop* como sensor de campo magnético, minimizando a interferência do campo elétrico. Essa solução consiste em utilizarem-se duas terminações com cargas, conforme *Figura 1.b*, ao invés de apenas uma terminação com carga [6].

Outras configurações de montagem da antena tipo *loop* permitem a minimização da interferência do campo elétrico nesse tipo de antena. Uma possível configuração é o uso de blindagem da antena *loop*, onde mantém-se exposta somente uma parte do *loop*, como a apresentada no trabalho de Libby. Nesse trabalho são detalhadas características elétricas de antenas tipo *loop* blindadas, tais como impedância, indutância, resistência e frequência de ressonância, bem como aquelas relacionadas ao modelo de linhas de transmissão [7].

Conhecendo as características construtivas necessárias para a criação de uma antena tipo *loop* como sensor de campo magnético, e motivado a encontrar uma forma simples de detectar-se o campo magnético radiado por dispositivos eletroeletrônicos, em 1987, van Veen e Goedbloed apresentam um estudo no qual utilizam-se três *loops* blindados com duas terminações com cargas, montados de forma a circundar esfericamente o dispositivo sob medição. Desta forma, pode-se avaliar o campo magnético radiado por esses dispositivos de forma tridimensional através da relação entre a corrente medida em cada *loop* e o campo magnético [8].

Assim, van Veen e Bergervoet, apresentaram em 1989 uma importante aplicação com base nos resultados obtidos através da medição do campo magnético na antena de três *loops*, citada no trabalho de van Veen e Goedbloed, de 1987: uma formulação que permite a criação de um modelo de fonte equivalente, do tipo dipolo magnético [9].

O estudo profundo da aplicação da antena de três *loops*, feito por van Veen e Bergervoet, inspirou o batismo desse arranjo de antenas com seus nomes.

Similarmente ao trabalho desenvolvido por van Veen e Bergervoet, em 1992 e em 1996, Kanda apresentou trabalhos propondo um método de determinação das características de radiação de um dispositivo eletricamente pequeno, através da medição pela antena de três *loops*, e a aplicação da antena de três *loops* para a medição do campo magnético radiado por monitores de tubo de raios catódicos [10] [11].

Em 2004, Sartori, Savi, Gireli e Tirich apresentam um protótipo da antena de van Veen e Bergervoet, onde foi enfatizado o potencial dessa antena para aplicações didáticas. Nesse trabalho eles descrevem alguns detalhes matemáticos e resultados de medição para a calibração desse protótipo. O protótipo construído a partir desse trabalho foi o utilizado para as medições apresentadas nesta dissertação [12].

O método de medição de campos radiados com o uso da antena de van Veen e Bergervoet é amplamente recomendado em medições para avaliação do campo radiado por lâmpadas fluorescentes, tais como pelas normas CISPR 15 e CISPR 16 [13], [14]. Apresentam-se nessas normas os limites e métodos de medição da perturbação radiada por aparelhos elétricos de iluminação.

Modelos mais complexos são apresentados por diversos autores, onde a fonte de emissão radiada é avaliada, por exemplo, através do modelo de expansão multipolar, ou seja, a aplicação de quadripolos, octopolos, etc. [15]. Estes modelos permitem que se considerem eventuais contribuições adicionais, além daquelas oriundas dos bipolos.

3.3 Métodos de modelos de fontes equivalentes de campos radiados

A grande motivação deste trabalho é o estudo de fontes de emissão radiada equivalentes obtidas a partir de medições feitas por meio da antena de van Veen e Bergervoet [9], por se tratar de um interessante e facilmente aplicável método para obtenção da fonte de emissão radiada equivalente.

Um dos grandes diferenciais nos estudos das antenas de medição de campo eletromagnético é que van Veen e Bergervoet descreveram o método apresentando os detalhes teóricos relativos à correlação entre os valores medidos e aqueles dos dipolos magnéticos equivalentes à fonte de emissão radiada. A fonte de emissão radiada equivalente constitui-se, assim, de três dipolos (*loops* eletricamente pequenos) de raio determinado, concêntricos e ortogonais.

Desta forma, esta fonte equivalente pode ser utilizada para representar o campo magnético radiado de equipamentos elétricos.

Figura 2 – Modelo de obtenção de fonte equivalente de campo radiado

A idéia de medidas equivalentes encontra-se também em outros trabalhos. Entre eles podem-se mencionar o de Celozzi e Sarto [16], o de Las-Heras, Galocha e Besada [17] e o de Nishizawa, Spreitzer, Ruoff, Landstorfer e Hashimoto [18], que buscam representar os modelos equivalentes resultantes de acoplamentos de campos eletromagnéticos.

3.4 Métodos numéricos para eletromagnetismo

Tendo em vista que uma possível aplicação das fontes equivalentes de emissão radiada são as ferramentas de simulações numéricas, mostra-se conveniente neste trabalho apresentar um breve comentário sobre métodos numéricos, considerando os aspectos referentes às suas aplicações no estudo do eletromagnetismo aplicado.

As ferramentas de solução numérica são amplamente utilizadas por transformarem um modelo em estudo, de forma a permitir a solução através de equações algébricas ao invés de equações integrais e diferenciais, que seriam muito mais complexas de serem resolvidas.

Primeiramente, podem ser citados os trabalhos inerentes ao método dos elementos finitos. Em meados dos anos 40 a engenharia iniciou o uso do método dos elementos finitos para a solução de problemas que requeriam soluções analíticas muito complexas. Historicamente, podem-se destacar os trabalhos de Hrennikoff [19], de 1941, e o de R. Courant, de 1943 [20]. Em ambos os trabalhos eles chegaram à resolução de problemas da mecânica estática, usando a discretização de um domínio contínuo em pequenos elementos, os quais foram chamados de elementos finitos. O trabalho de Courant pode ser considerado o mais disseminado, no qual ele discretizou o domínio em estudo em pequenos triângulos.

O método dos elementos finitos em eletromagnetismo iniciou-se em meados de 68-69 por Silvester [21], que descreve alguns tópicos relacionados à história dos elementos finitos e suas aplicações no eletromagnetismo. Silvester descreve em seu trabalho a solução de problemas de guias de onda homogêneas através dos elementos finitos.

Inúmeros trabalhos vêm apresentando diversas abordagens a respeito do uso dos elementos finitos para problemas de eletromagnetismo.

Mais recentemente, podemos citar o trabalho de Cardoso, Rossi e Silva, em que abordam o uso dos elementos finitos em problemas eletromagnéticos no âmbito acadêmico [22].

O método das diferenças finitas no domínio tempo também é bastante utilizado e considerado de fácil compreensão e implementação em programas de simulação.

O trabalho de Yee em 1966 é tido como o marco do uso do FDTD em resolução de problemas de eletromagnetismo [23].

Outro trabalho a receber destaque é o de Taflove e Brodwin, no qual eles reportam, de forma precisa, o critério de estabilidade correto para o algoritmo de Yee [24].

O método de integrações finitas também tem sido bastante aplicado. Esse método foi proposto por Weiland em 1977, em sua tese de doutorado, na qual ele o desenvolveu e aplicou na solução de problemas de auto-valores (*eigenvalue*) de um guia de onda preenchido e de dimensões arbitrárias. Ele resolveu esse problema criando a aplicação das Integrações Finitas para problemas de eletromagnetismo [25].

As integrações finitas são largamente aplicadas para resolução de problemas de microondas em 3D. Esse método foi muito bem adaptado para resoluções de problemas de domínio complexo em três dimensões e para um largo espectro de frequências. Neste trabalho, alguns resultados serão apresentados com base neste método.

4. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

Neste capítulo apresenta-se o desenvolvimento teórico correspondente à contribuição da fonte de radiação, constituída de três dipolos magnéticos, que represente o campo magnético de um dispositivo sob medição avaliado a partir da medição da corrente elétrica resultante na antena de van Veen e Bergervoet, para a faixa de medição entre 9KHz e 30MHz.

4.1 Dimensão elétrica e regiões de campo eletromagnético

Pode-se considerar uma antena tipo *loop* eletricamente pequena quando sua circunferência (ou, perímetro) for menor que 10 vezes o tamanho do comprimento de onda da onda que ela está medindo [26].

$$C < \frac{\lambda}{10} \quad (1)$$

A fim de elucidar a motivação para o uso da antena tipo *loop* com as características dimensionais utilizadas neste trabalho (1 metro de raio para cada loop) para a detecção do campo magnético, outro importante conceito a ser revisto é o das regiões de campo eletromagnético.

As ondas eletromagnéticas comportam-se de formas diferentes em determinadas distâncias em relação à fonte emissora do campo eletromagnético.

Desta forma, mencionam-se a região de campo reativa (mais próxima à fonte) e a região de campo radiante, que é dividida em duas: região de Fresnel, ou região de campo próximo radiante, e região de Fraunhofer, ou região de campo distante [26].

Para o caso de uma fonte de campo eletromagnético pontual, que é a forma fundamental de uma fonte de emissão, pode-se considerar que a região reativa, é a região definida como aquela cuja distância à fonte emissora (r) é dada por:

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

Por outro lado a região de campo distante é a região onde o ponto de observação em relação à fonte é dada por:

$$r \gg \frac{\lambda}{2\pi} \text{ ou } r > \frac{\lambda}{2\pi} 10 \quad (3)$$

A região de campo próximo radiante é a região que fica entre a região de campo próximo e a região de campo distante.

Podem-se ilustrar as regiões de campo eletromagnético através da seguinte figura:

Figura 3 – Regiões de campo de uma antena genérica

Onde $r_1 \ll \lambda/2\pi$ e $r_2 \gg \lambda/2\pi$.

Na região de campo próximo reativo ($r \ll \lambda/2\pi$) os componentes do dipolo magnético relativos ao campo magnético variam com a razão de $\frac{1}{r^3}$, e os componentes de campo elétrico variam com a razão de $\frac{1}{r^2}$, 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 ($r \gg \lambda/2\pi$)

ambas ondas variam com a razão de $\frac{1}{r}$, ou seja, ambas possuem representatividade semelhante, conforme equações apresentadas no trabalho de Sartori *et al* [12].

Para o caso específico da antena de van Veen e Bergervoet, considerando que cada *loop* que compõe a antena apresentada neste trabalho possui 1 metro de raio, para a faixa de frequência para a qual a antena será aplicada, podemos admitir os seguintes valores limites para a região de campo próximo:

$$r_1(9KHz) \ll \frac{\lambda}{2\pi} \ll \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^3} \ll 5300 \text{ metros} \quad (4)$$

$$r_1(30MHz) \ll \frac{\lambda}{2\pi} \ll \frac{3 \cdot 10^8}{30 \cdot 10^6} \ll 1,60 \text{ metros} \quad (5)$$

No entanto, considerando a dimensão da antena (cerca de 1 metro de raio) e as distâncias da região de campo próximo para a faixa de frequência de 9kHz a 30MHz [(4) e (5)], pode-se considerar que as medições feitas com a antena de van Veen e Bergervoet ocorrerão em região de campo próximo, região onde é muito apropriada a utilização da antena em questão, que é bastante susceptível ao campo magnético.

4.2 Estudo da antena de van Veen e Bergervoet

O método criado por van Veen e Bergervoet para a medição de campo magnético assume algumas premissas no que se refere às escolhas feitas para a construção da antena, aplicada na avaliação da emissão radiada de equipamentos elétricos. De modo resumido, as premissas são:

- Para a medição, utilizar três antenas tipo *loop*, dispostas concentricamente e ortogonalmente defasadas, em torno do dispositivo sob medição;
- O campo elétrico na antena tipo *loop* é atenuado, em função do arranjo de resistores e sua conexão com o tipo de cabo utilizado (coaxial). Admite-se, assim, a que a corrente elétrica medida na antena é resultante do campo magnético.

Para que o comportamento da antena de van Veen e Bergervoet possa ser conhecido, devem ser avaliadas as principais grandezas elétricas que envolvem essa antena. Assim, consideram-se as grandezas indicadas a seguir:

- Tensão no terminal da antena
- Indutância da antena
- Impedância característica da antena
- Impedância de entrada da antena
- Corrente medida na antena

Os principais aspectos teóricos destas serão detalhes nos próximos itens.

4.2.1 Grandezas elétricas da antena tipo loop construída com cabo maciço

O primeiro caso considerado refere-se a construção de uma antena tipo *loop* feita com condutor maciço.

4.2.1.1 Tensão nos terminais de entrada da antena construída com cabo maciço

A antena tipo *loop*, quando construída com carga nos seus terminais, pode ser considerada uma fonte de corrente, cuja impedância interna é a própria impedância de entrada da antena [9].

Considerando-se esta afirmação, podemos encontrar a tensão nos terminais da antena tipo *loop* como sendo:

$$V_{term} = \frac{I_A}{Z_L^{-1} + Z_A^{-1}} \quad (6)$$

Onde I_A é a corrente medida na antena, Z_A é a impedância de entrada da antena, e Z_L é a impedância da carga, ligada nos terminais da antena, conforme representadas no diagrama a seguir:.

Figura 4 – Representação da antena tipo loop (a) Antena com carga conectada ao terminal
(b) Esquema elétrico equivalente

4.2.1.2 Indutância da antena construída com cabo maciço

O capítulo 9 da referência [27], menciona a equação de Neumann, que permite determinar a indutância mútua entre dois loops:

$$L_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_1 \oint_2 \frac{dl_1 \cdot dl_2}{r_{12}} \quad (7)$$

onde:

L_{12} = indutância mútua entre o loop 1 e o loop 2

l_1, l_2 : diâmetro dos loops 1 e 2

r_{12} : distância de um ponto periférico do loop 1 a um ponto periférico correspondente no loop 2

Considera-se a seguinte figura, que representa dois loops, um de raio $\underline{R}_1$ e outro de raio $\underline{R}_2$, cujos centros estão alinhados e à distância entre eles é igual a g .

Figura 5 – Diagrama para cálculo da mútua indutância de dois loops alinhados axialmente

O elemento dl da circunferência de raio $\underline{R}_1$ pode ser descrito como sendo: $dl_1 = R_1 d\theta$. Assim, o produto escalar dos dois elementos e $d\theta$ resulta em: $R_1 \cos \theta dl_2 d\theta$. De modo análogo, pode-se considerar o mesmo para o elemento de raio $\underline{R}_2$.

A distância do elemento $\underline{dl}_1$ a um elemento no loop 2 pode ser obtido, como sendo:

$$r_{12} = \left(g^2 + R_1^2 + R_2^2 - 2R_1R_2 \cos \theta \right)^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

A integral de dl_1 reduz-se simplesmente a $2\pi R_1$.

Dessa forma, a partir da equação (7), obtém-se:

$$L_{12} = \frac{1}{2} \mu_0 R_1 R_2 \int_0^{2\pi} \cos \theta \left(g^2 + R_1^2 + R_2^2 - 2R_1R_2 \cos \theta \right)^{-\frac{1}{2}} d\theta \quad (9)$$

Esta integral elíptica pode ser expressa como [27]:

$$L_{12} = \mu_0 (R_1 R_2)^{\frac{1}{2}} \left[\left(\frac{2}{\varsigma} - \varsigma \right) K - \frac{2}{\varsigma} E \right] \quad (10)$$

Onde:

$$\varsigma^2 = 4R_1R_2 \left[(R_1 + R_2)^2 + g^2 \right]^{-1} \quad (11)$$

K e E são integrais elípticas:

$$K = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\phi}{\left(1 - \varsigma^2 \sin^2 \phi \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (12)$$

$$E = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(1 - \varsigma^2 \sin^2 \phi \right)^{\frac{1}{2}} d\phi \quad (13)$$

Para o caso específico onde têm-se dois loops muito próximos ($g \ll R_1$ e R_2) e quando ambos os *loops* possuem dimensão equivalente (R_1 é aproximadamente igual a R_2), obtém-se:

$$L_{12} = \mu_0 R \left[\ln \frac{8R}{a} - 2 \right] \quad (14)$$

Onde (considerando $g \sim 0$):

$$a = \left[(R_1 - R_2)^2 + g^2 \right]^{\frac{1}{2}} = (R_1 - R_2) \quad (15)$$

Adequando-se essa solução para o caso do condutor maciço, pode-se considerar que um único loop formado por um condutor maciço conduzindo corrente em alta frequência corresponde ao caso de dois *loops*, sendo um deles bastante próximo a um outro mais externo. Neste caso, a , que é a diferença do raio dos dois *loops*, corresponderá ao raio da seção transversal de um condutor maciço.

Figura 6 – Seção transversal de dois loops dispostos muito próximos (correspondendo a um único condutor maciço)

Finalizando, para o caso do objeto de estudo deste capítulo, ou seja, para determinar-se a indutância de um loop maciço, vale a expressão (14), onde R_1 é o raio do *loop* e a é o raio da seção transversal do condutor.

Substituindo-se a notação do raio do *loop* de R_1 por R , temos:

$$L = \mu_0 R \left[\ln \frac{8R}{a} - 2 \right] \quad (16)$$

4.2.1.3 Impedância de entrada da antena constituído por cabo maciço

Para o caso de uma linha de transmissão (LT) com perdas, conhecendo-se a derivada da tensão no instante $t=0$, a tensão e a corrente num ponto z da LT podem ser descritos, no domínio da frequência, como (capítulo 6 e 7, referência [28]):

$$V(s, z) = V_+(s, 0)e^{-\gamma(s)z} + V_-(s, 0)e^{\gamma(s)z} \quad (17)$$

$$I(s, z) = \frac{V_+(s, 0)}{Z_0(s)}e^{-\gamma(s)z} - \frac{V_-(s, 0)}{Z_0(s)}e^{\gamma(s)z} = \frac{1}{Z_0(s)}[V_+(s, z) - V_-(s, z)] \quad (18)$$

Onde, V_+ é a tensão que se propaga no sentido de propagação da onda – sentido positivo de z (onda progressiva ou incidente) - e V_- é a tensão da onda que se propaga no sentido negativo de z (onda regressiva ou refletida), γ é a constante de propagação complexa da LT, e Z_0 é a impedância característica da LT.

A constante de propagação complexa γ , para o caso da LT com perdas é obtida por:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (19)$$

Onde α é a constante de atenuação e β é a constante de fase.

O coeficiente de reflexão Γ é a razão entre a tensão da onda refletida (V_-) e a tensão da onda incidente (V_+) num determinado ponto z da LT.

$$\Gamma(s, z) = \frac{V_-(s, z)}{V_+(s, z)} \quad (20)$$

Pode-se, então, reescrever a equação do coeficiente de reflexão a partir de (17) e (20) como:

$$\Gamma(s, z) = \frac{V_-(s, 0)}{V_+(s, 0)}e^{2\gamma(s)z} \quad (21)$$

A impedância em um determinado ponto z da LT pode ser descrito como:

$$Z(s, z) = \frac{V(s, z)}{I(s, z)} \quad (22)$$

De (17), (18) e (20), obtém-se:

$$Z(s, z) = Z_0(s) \frac{1 + \Gamma(s, z)}{1 - \Gamma(s, z)} \quad (23)$$

Descrevendo o coeficiente de reflexão em função da impedância, tem-se:

$$\Gamma(s, z) = \frac{Z(s, z) - Z_0(s)}{Z(s, z) + Z_0(s)} \quad (24)$$

Considerando um ponto conhecido da LT, $z = z_1$, e, para a simplificação da notação, tornando a variável s implícita, temos [da equação (21)]:

$$\Gamma(z_1) = \frac{V_-(0)}{V_+(0)} e^{2\gamma z_1} \quad (25)$$

Assim, $\Gamma(z)$ e $Z(z)$ podem ser descritos da seguinte forma:

$$\Gamma(z) = \Gamma(z_1) e^{2\gamma(z-z_1)} \quad (26)$$

$$Z(z) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z_1) e^{2\gamma(z-z_1)}}{1 - \Gamma(z_1) e^{2\gamma(z-z_1)}} \quad (27)$$

De outra forma, aplicando-se a equação (24) em (27), obtém-se:

$$\Gamma(z_1) = \frac{Z(z_1) - Z_0}{Z(z_1) + Z_0} \quad (28)$$

Substituindo-se a equação (28) em (27):

$$Z(z) = Z_0 \left\{ \frac{Z(z_1) + Z_0 + [Z(z_1) - Z_0] e^{2\gamma(z-z_1)}}{Z(z_1) + Z_0 - [Z(z_1) - Z_0] e^{2\gamma(z-z_1)}} \right\} \quad (29)$$

Multiplicando-se o numerador e o denominador desta equação por $e^{-\gamma(z-z_1)}$ e agrupando-se convenientemente os termos, obtém-se:

$$Z(z) = Z_0 \left\{ \frac{Z(z_1) \left[e^{\gamma(z-z_1)} + e^{-\gamma(z-z_1)} \right] - Z_0 \left[e^{\gamma(z-z_1)} - e^{-\gamma(z-z_1)} \right]}{-Z(z_1) \left[e^{\gamma(z-z_1)} - e^{-\gamma(z-z_1)} \right] + Z_0 \left[e^{\gamma(z-z_1)} + e^{-\gamma(z-z_1)} \right]} \right\} \quad (30)$$

Que também pode ser reescrita como:

$$Z(z) = Z_0 \left\{ \frac{Z(z_1) - Z_0 \tanh \gamma(z - z_1)}{Z_0 - Z(z_1) \tanh \gamma(z - z_1)} \right\} \quad (31)$$

Esta é a equação geral que determina como pode-se determinar a impedância num ponto z da LT $[Z(z)]$, quando conhecidas a impedância característica da linha (Z_0), e a impedância num determinado ponto conhecido z_1 da linha $[Z(z_1)]$.

Neste trabalho, deve-se destacar, que as linhas de transmissão serão consideradas sem perdas ($\alpha = 0$).

Assim, a constante de propagação passa a ser [de (19)]:

$$\gamma = j\beta \quad (32)$$

A equação (31) passa a ser escrita como:

$$Z(z) = Z_0 \left\{ \frac{Z(z_1) - jZ_0 \tan \beta(z - z_1)}{Z_0 - jZ(z_1) \tan \beta(z - z_1)} \right\} \quad (33)$$

Retornando ao caso deste estudo, a antena tipo *loop* é representada na figura a seguir, em sua forma original e em forma de linha de transmissão equivalente.

Figura 7 – Representação da antena tipo loop (a) Formato original (b) Linha de transmissão equivalente

O ponto P, na *Figura 7.a*, representa uma extremidade da LT (linha de transmissão) onde pode-se considerar conectada a impedância Z_P , que é nula.

Pelo fato de a indução do campo eletromagnético ocorrer em toda a extensão da antena tipo *loop*, cada metade da antena deve ser considerada como uma fonte contribuinte para a obtenção da tensão total nos terminais da antena, ou seja:

$$V_{term} = V + V = 2V \quad (34)$$

Aplicando-se a equação (33) e considerando-se

$$\begin{aligned} z - z_1 &= h \\ Z(z_1) &= Z_P \\ Z(z) &= Z_a \end{aligned} \quad (35)$$

podemos calcular a impedância Z_A , considerando-se que Z_P é nula:

$$Z_A = Z_0 \left[\frac{Z_P - jZ_0 \tan \beta h}{Z_0 - jZ_P \tan \beta h} \right] = Z_0 \left[\frac{-jZ_0 \tan \beta h}{Z_0} \right] = -Z_0 j \tan \beta h \quad (36)$$

Onde h é o comprimento de metade da antena tipo *loop* (πR) e β é a constante de fase, que pode ser descrita como:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (37)$$

Fazendo uma análise dimensional, pode-se considerar o uso de k (número de onda) no lugar de β .

$$\beta = \frac{2\pi}{\frac{c}{f}} = \frac{2\pi f}{c} = \frac{\omega}{c} = k \quad (38)$$

Onde c é a velocidade de propagação da luz no vácuo.

Assim, podemos reescrever a equação (36) como:

$$Z_A = -jZ_0 \tan kh \quad (39)$$

Conforme já citado, o comprimento h deve ser considerado como sendo o comprimento de metade da antena, obtendo-se:

$$Z_A = -jZ_0 \tan k\pi R \quad (40)$$

Onde R é o raio da antena tipo *loop*.

Observa-se que, no desenvolvimento anterior, considerou-se apenas uma fonte contribuinte de tensão. Para o caso deste estudo a equação (34) é aplicável.

Desta forma, aplicando-se (22) e (40) têm-se:

$$Z_A = -2jZ_0 \tan k\pi R \quad (41)$$

4.2.1.4 Impedância característica da antena construída com cabo maciço

Conforme descrito anteriormente, precisa-se conhecer a impedância característica da antena tipo *loop* construída com cabo maciço, para poder-se determinar o valor da impedância de entrada da antena (capítulo 6 e 7, referência [28]).

Sabendo que a impedância característica, para uma LT considerada sem perdas, é [28]:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L'}{\gamma} \quad (42)$$

Onde R é a resistência da linha de transmissão, L' é a indutância da linha de transmissão, ambas por unidade de comprimento, ω é a frequência angular e γ é a constante de propagação [29] (eq. 3.53).

Considerando-se para o caso da antena tipo *loop* sem perdas, R é nulo. Então obtém-se:

$$Z_0 = \frac{j\omega L'}{\gamma} \quad (43)$$

A constante de propagação pode ser considerada como:

$$\gamma = j\beta \quad (44)$$

Onde β é a constante de fase.

De (44) e (38) obtém-se:

$$\gamma = \frac{j\omega}{c} \quad (45)$$

De (43), (45) e levando-se em consideração que L' é a indutância, por unidade de comprimento, obtém-se:

$$Z_0 = \frac{j\omega Lc}{j\omega 2\pi R} \quad (46)$$

Onde R é o raio da antena tipo *loop*.

De (16) e (46) obtém-se:

$$Z_0 = \frac{Lc}{2\pi R} = \frac{\mu_0 c}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{8R}{a} \right) - 2 \right] \quad (47)$$

Desta forma, é possível determinar-se qual a impedância característica da antena tipo *loop* constituída de um condutor maciço, sem perdas.

4.2.2 Grandezas elétricas da antena tipo loop construída com cabo coaxial

Tendo em vista que o propósito da antena tipo *loop* apresentada neste trabalho é o de ser um sensor de campo magnético, ou seja, uma antena, cujos efeitos do campo elétrico deve ser minimizado, analisa-se neste item a utilização de cabos coaxiais (um guia de onda dielétrico com condutor central e malha externa).

4.2.2.1 Tensão nos terminais de entrada da antena construída com cabo coaxial

De forma similar ao caso da antena tipo *loop* construída com cabo maciço, a tensão nos terminais da blindagem da antena construída com cabo coaxial é dada por (ver *Figura 4*):

$$V_{term} = \frac{I_A}{Z_L^{-1} + Z_A^{-1}} \quad (48)$$

Onde I_A é a corrente medida na blindagem da antena, Z_A é a impedância de entrada da blindagem da antena e Z_L é a impedância da carga ligada aos terminais da antena, que é formada pela resistência de terminação (R_T) e pela impedância do condutor central do cabo coaxial (Z_C).

Na antena tipo *loop* construída com cabo coaxial, o papel da malha externa do cabo coaxial é o de atuar como antena e, ao mesmo tempo, servir como blindagem para o condutor central ao campo elétrico.

Neste caso o condutor central é utilizado como via de medição da corrente induzida na malha externa. Além disto, o condutor central atua como carga, conectada às terminações da antena tipo *loop*.

Para manter-se a simetria da antena, utiliza-se a seguinte configuração:

Figura 8 – (a) Construção coaxial com uma terminação; (b) A impedância de carga equivalente

Diferentemente do caso da antena construída com condutor maciço onde a impedância de carga Z_L é conectada diretamente ao terminal da antena, neste caso a impedância Z_L é resultante da associação entre R_T (resistor de terminação) e Z_C , que é a impedância de entrada do condutor central do cabo coaxial. Desta forma, o condutor central proverá à antena a impedância de entrada (Z_C) associada paralelamente à carga da terminação (R_T), resultando em:

$$Z_L = 2(Z_c^{-1} + R_T^{-1}) \quad (49)$$

Figura 9 – Esquema elétrico equivalente para a antena construída com o cabo coaxial

4.2.2.2 Impedância de entrada do condutor central do cabo coaxial

Devido à forma de ligação da resistência de terminação (R_T) ao condutor central do cabo coaxial, apresentada na *Figura 8.b*, nota-se que cada carga Z_C representa a carga de entrada de metade do perímetro da antena tipo *loop* (comprimento $h = \pi R$).

Outra consideração a ser feita para o caso específico do cabo coaxial, é que a velocidade de propagação da onda dentro do cabo coaxial não é igual à velocidade da luz. Esta velocidade (v_c) pode ser obtida por (capítulo 7, referência [28]):

$$v_c = \frac{\omega}{\beta} \quad (50)$$

Onde, ω é a frequência angular e β é a constante de fase.

Isto resulta no fato de que o número de onda (k_c) deve ser relativo à velocidade de fase no cabo coaxial e não à velocidade da luz.

$$k_c = \frac{\omega}{v_c} = \frac{\omega}{\zeta \cdot c} \quad (51)$$

Onde ζ é o fator da velocidade de propagação, comumente obtida na especificação técnica dos cabos coaxiais e c é a velocidade da luz.

Assim aplicando-se a equação (40) pode-se obter a impedância de entrada do condutor central do cabo coaxial, considerando-se a meia circunferência do condutor maciço da antena tipo *loop*):

$$Z_C = -jZ'_0 \tan k_c \pi R \quad (52)$$

Onde Z'_0 representa a impedância característica do cabo coaxial.

4.2.2.3 Impedância característica da antena construída com cabo coaxial

A impedância característica Z_0' de um cabo coaxial pode ser obtida a partir das especificações técnicas do condutor.

Em [30], capítulo 8, a equação para obtenção da impedância característica de um cabo coaxial é apresentada como:

$$Z_0' = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln \frac{b}{a} \quad (53)$$

Onde a é o raio do condutor interno e b é o raio do condutor externo (malha).

Figura 10 – Representação da seção transversal do cabo coaxial

4.2.2.4 Corrente medida no condutor central da antena

Conforme mencionado anteriormente, a antena de van Veen e Bergervoet pode ser considerada como um transdutor que converte o campo magnético em corrente, $I=f(H)$.

A construção escolhida para essa antena, como pôde ser visto na Figura 8, possibilita a medição da corrente através do condutor central do cabo coaxial, o que proporciona à antena mais imunidade ao campo elétrico, do que a medição feita, diretamente, na malha externa do cabo coaxial.

Considerando a forma de ligação da antena tipo *loop* construída com cabo coaxial, podemos considerar que tensão no ponto de entrada V_{IN} da LT do condutor interno do cabo coaxial é:

$$V_{IN} = \frac{V_{term}}{2} \quad (54)$$

Figura 11 – Ponto de entrada do sinal (IN) no condutor central do cabo coaxial

Como na determinação da impedância de entrada apresentado anteriormente, assume-se uma LT sem perdas, e no ponto P' uma impedância Z'_p nula.

Para a determinação da corrente no ponto P' (corrente na “carga” da LT) podemos aplicar o conceito da matriz ABCD (capítulo 4, referência [31]). A Figura 12 apresenta o modelo correspondente à LT sem perdas:

Figura 12 – Representação da linha de transmissão sem perdas

Onde Z'_0 é a impedância característica do cabo coaxial.

A matriz ABCD para este caso é dada por [31]:

$$\begin{vmatrix} V_{IN} \\ I_{IN} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \beta h & jZ_0' \sin \beta h \\ \frac{j \sin \beta h}{Z_0'} & \cos \beta h \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_P' \\ I_P' \end{vmatrix} \quad (55)$$

Assim tem-se:

$$V_{IN} = V_P' \cos \beta h + I_P' jZ_0' \sin \beta h \quad (56)$$

$$V_{IN} = \frac{I_P'}{Z_P'} \cos \beta h + I_P' jZ_0' \sin \beta h \quad (57)$$

Colocando-se em evidência a corrente no ponto P' (I_P'):

$$V_{IN} = I_P' \left(\frac{1}{Z_P'} \cos \beta h + jZ_0' \sin \beta h \right) \quad (58)$$

E, lembrando de que a impedância no ponto P' é nula, temos ($V_P' = 0$):

$$V_{IN} = I_P' (jZ_0' \sin \beta h) \quad (59)$$

Assim, a corrente I_P' pode ser dada por:

$$I_P' = \frac{V_{IN}}{jZ_0' \sin \beta h} \quad (60)$$

De (60) e (54) temos:

$$I_P' = \frac{V_{TERM} / 2}{jZ_0' \sin \beta h} \quad (61)$$

Finalmente:

$$I_P' = \frac{V_{TERM} / 2}{jZ_0' \sin k_C \pi R} \quad (62)$$

Lembrando que k_C pode substituir β , conforme demonstrado no item 4.2.1.3.

4.2.2.5 Corrente da antena a partir da medição feita no condutor central

Primeiramente, destaca-se que a corrente medida no condutor central da antena (I_p') não é a mesma corrente resultante, na malha externa da antena (I_A), devido ao acoplamento do campo magnético.

No entanto, a partir da corrente medida no condutor central do cabo coaxial (I_p') pode-se calcular a corrente da antena (I_A). A corrente da antena será utilizada, posteriormente, para o cálculo do dipolo magnético equivalente.

Das equações (48), (49) e (61), obtém-se:

$$I_{p'} = \frac{I_A}{2 \left\{ \left[Z_A^{-1} + \left[2(R_T^{-1} + Z_C^{-1}) \right]^{-1} \right] jZ_0' \sin k_c \pi R \right\}} \quad (63)$$

Evidenciando-se I_A :

$$I_A = I_{p'} 2 \left\{ \left[Z_A^{-1} + \left[2(R_T^{-1} + Z_C^{-1}) \right]^{-1} \right] jZ_0' \sin k_c \pi R \right\} \quad (64)$$

Substituindo-se a impedância Z_A , dado pela equação (41):

$$I_A = I_{p'} 2 \left\{ \left[\frac{1}{-2jZ_0 \tan k \pi R} + \left(\frac{1}{2(R_T^{-1} + Z_C^{-1})} \right) \right] jZ_0' \sin k_c \pi R \right\} \quad (65)$$

$$I_A = I_{p'} 2 \left[\frac{jZ_0' \sin k_c \pi R}{-2jZ_0 \tan k \pi R} + \left(\frac{jZ_0' \sin k_c \pi R}{2(R_T^{-1} + Z_C^{-1})} \right) \right] \quad (66)$$

Substituindo-se a impedância Z_C , dado pela equação (52) obtém-se:

$$I_A = I_{p'} 2 \left[\frac{jZ_0' \sin k_c \pi R}{-2jZ_0 \tan k \pi R} + \left(\frac{jZ_0' \sin k_c \pi R}{2 \left(\frac{1}{R_T} + \frac{1}{-jZ_0' \tan k_c \pi R} \right)} \right) \right] \quad (67)$$

$$I_A = I_p' \left[\frac{jZ_0' \sin k_c \pi R}{-jZ_0 \tan k \pi R} + \left(\frac{jZ_0' \sin k_c \pi R}{\left(\frac{1}{R_T} + \frac{1}{-jZ_0' \tan k_c \pi R} \right)} \right) \right] \quad (68)$$

$$I_A = I_p' \left[-\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{Z_0 \tan k \pi R} + \frac{jZ_0' \sin k_c \pi R}{\left(\frac{-jR_T Z_0' \tan k_c \pi R}{R_T - jZ_0' \tan k_c \pi R} \right)} \right] \quad (69)$$

$$I_A = I_p' \left[-\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{Z_0 \tan k \pi R} + jZ_0' \sin k_c \pi R \left(\frac{R_T - jZ_0' \tan k_c \pi R}{-jR_T Z_0' \tan k_c \pi R} \right) \right] \quad (70)$$

$$I_A = I_p' \left[-\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{Z_0 \tan k \pi R} - \frac{\sin k_c \pi R}{R_T \tan k_c \pi R} (R_T - jZ_0' \tan k_c \pi R) \right] \quad (71)$$

$$I_A = I_p' \left[-\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{Z_0 \tan k \pi R} - \frac{\sin k_c \pi R}{\tan k_c \pi R} + j \frac{Z_0'}{R_T} \sin k_c \pi R \right] \quad (72)$$

$$I_A = I_p' \left[-\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{Z_0 \tan k \pi R} - \cos k_c \pi R + j \frac{Z_0'}{R_T} \sin k_c \pi R \right] \quad (73)$$

$$I_A = I_p' \left[-\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{Z_0 \tan k \pi R} - \cos k_c \pi R + j \frac{Z_0'}{R_T} \sin k_c \pi R \right] \quad (74)$$

De onde, em módulo, temos:

$$|I_A| = I_p' \sqrt{\left\{ \left(\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{Z_0 \tan k \pi R} \right)^2 + 2 \left[\left(\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{Z_0 \tan k \pi R} \right) (\cos k_c \pi R) \right] + (\cos k_c \pi R)^2 \right\} + \left(\frac{Z_0'}{R_T} \sin k_c \pi R \right)^2} \quad (75)$$

Substituindo-se na equação (75) a equação (47), temos:

$$|I_A| = I_p' \sqrt{\left\{ \left(\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{\left\{ \frac{\mu_0 c}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{8R}{a} \right) - 2 \right] \right\} \tan k \pi R} \right)^2 + 2 \left[\left(\frac{Z_0' \sin k_c \pi R}{\left\{ \frac{\mu_0 c}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{8R}{a} \right) - 2 \right] \right\} \tan k \pi R} \right) (\cos k_c \pi R) \right] + (\cos k_c \pi R)^2 \right\} + \left(\frac{Z_0'}{R_T} \sin k_c \pi R \right)^2} \quad (76)$$

Desta forma, podemos calcular o valor de I_A através do valor de I_p' e dos valores dos parâmetros físicos da antena, anteriormente mencionados, quais sejam:

- R : Raio do loop da antena de van Veen e Bergervoet
- a : Raio do condutor central do cabo coaxial
- Z_0' : Impedância característica do cabo coaxial
- v_c – velocidade de propagação do cabo coaxial
- R_T : Resistência de terminação da antena de van Veen e Bergervoet

Nota-se que esta expressão será utilizada na obtenção do dipolo magnético equivalente do dispositivo sob medição.

4.2.3 Efeitos do uso de uma ou duas terminações com cargas nas antenas tipo loop

O formato típico de uma antena tipo *loop* é com apenas uma terminação com carga. No entanto, observa-se que nesta configuração de antena, a contribuição do campo elétrico aparece de forma significativa. Assim, como o foco da aplicação dessa antena é a avaliação do campo magnético, sua configuração com uma terminação pode ser não adequada [6], [9].

Este item apresenta os aspectos relativos ao uso de duas terminações com cargas na antena tipo *loop*, com o objetivo de diminuir o efeito do campo elétrico na antena tipo *loop*.

Como já citado no capítulo 2, Whiteside e King, em [6], buscam uma solução para o fato da antena tipo *loop*, quando usada como sensor de campo magnético, captar também campo elétrico. Utiliza-se o diagrama, apresentado na *Figura 13*, como

modelo para avaliar a atenuação do acoplamento do campo elétrico com a antena *loop*, com duas terminações.

Figura 13 – (a) Antena *loop* com condutor de raio a e perímetro h ; (b) Correntes das sequências de fase 0 (devido ao campo magnético) e 1 (devido ao campo elétrico)

Considerando-se o *loop* representado na figura acima (a) como sendo um dos *loops* da antena de van Veen e Bergervoet e adotando-se arbitrariamente este *loop* como sendo coplanar a um plano z (ou plano (x,y)), pode ser analisada a influência dos componentes do campo magnético e elétrico neste *loop*.

Neste caso, observando-se o diagrama (b), nota-se que o único componente de campo magnético que se acopla com o *loop* em questão é o que está alinhado ao eixo z (B_z), que é perpendicular ao plano z , que é o mesmo plano do *loop*.

Os componentes do campo elétrico que influenciam este mesmo *loop* são aqueles alinhados aos eixos x e y (E_y e E_x).

Convenciona-se a corrente chamada de fase 0 como sendo a corrente induzida no *loop* devido ao campo magnético, e a corrente chamada de fase 1 como sendo a

corrente resultante no *loop* devido ao campo elétrico. Essa corrente não é igual em todo o *loop*, pois, para cada componente de campo elétrico, resulta uma corrente na mesma direção do componente do campo elétrico nos condutores. Isto é, como pode ser observado no diagrama da *Figura 13*, devido ao componente E_y , tem-se as correntes nos condutores à esquerda e direita do *loop* e E_x , as correntes nos condutores acima e abaixo do *loop*.

Dessa forma, admitindo-se os sentidos das correntes apresentados no diagrama (b), a corrente medida num ponto p qualquer, adotando-se o sentido anti-horário no *loop*, é obtida através da seguinte equação:

$$I(p) = I^0(p) + I^1(p) \quad (77)$$

Já considerando a medição num ponto $p+h/2$ é obtida por:

$$I\left(p + \frac{h}{2}\right) = I^0(p) - I^1(p) \quad (78)$$

Ressalta-se que se as duas correntes, a medida no ponto p e a medida no ponto $p+h/2$, que é ortogonalmente oposto ao ponto p , forem somadas anular-se-á a contribuição do campo elétrico.

O modelo apresentado na *Figura 14* é útil na determinação das correntes medidas numa antena tipo *loop*. Este utiliza fontes de tensão associadas em paralelo.

Desta forma, voltando-se ao caso da antena de van Veen e Bergervoet, e redesenhando o condutor central da antena tipo *loop*, na forma de uma linha de transmissão, obtém-se:

Figura 14 – (a) Loop da antena de van Veen com 1 terminação (b) Condutor central do loop redesenhado no formato de linha de transmissão (c) LT equivalente considerando uma LT simétrica em relação a Z_p'

O diagrama (c) acima apresenta como será a situação equivalente para a medição da corrente no ponto P' , uma vez que o ponto P' esteja exatamente no meio do condutor entre os resistores R_T .

Nesta situação, devido à simetria da configuração considerada, o ponto P' sofrerá a influencia da tensão nos resistores R_T como sendo duas fontes de tensão em paralelo e de mesma amplitude, através da corrente $I(p)$ induzida devido ao campo magnético e resultante do campo elétrico, como apresentado na equação (77).

Já para o caso da antena de van Veen e Bergervoet construída com duas terminações, e considerando-se a posição indicada para o ponto P' , tem-se:

Figura 15 – (a) Loop da antena de van Veen com 2 terminações (b) Condutor central do loop redesenhado no formato de linha de transmissão (c) LT equivalente considerando uma LT simétrica em relação a Z_p

Já nesta situação admite-se que o ponto P' sofrerá a influencia da tensão nos resistores R_T^A e R_T^B como sendo duas fontes de tensão em paralelo e de mesma amplitude, mas, agora, com R_T^A sendo influenciada pela corrente $I(p)$, como na equação (77), e R_T^B sendo influenciada pela corrente $I(p+h/2)$, como na equação (78).

Desta forma, podemos considerar que a corrente medida no ponto P' , que é a corrente efetivamente medida na antena de van Veen, resulta em [6]:

$$I_{p'} = f(I^0(p)) \quad (79)$$

Isso ocorre uma vez que as correntes e, por conseqüência, as tensões de fase 1 através de R_T^A tem sentido inverso em relação à corrente através de R_T^B , as quais acabam anulando-se mutuamente, restando somente a corrente de fase 0, que tem o mesmo sentido em R_T^A e R_T^B .

Em suma, podemos analisar a antena de van Veen e Bergervoet com uma ou duas terminações através dos seguintes modelos:

Figura 16 – Modelos equivalentes para uma ou duas terminações na antena de van Veen e Bergervoet

Nota-se, assim, que a corrente devido ao campo elétrico anula-se para o caso da antena construída com duas terminações, sendo esta escolhida como a configuração mais adequada para o caso da antena tipo *loop*, quando utilizada exclusivamente como sensor de campo magnético.

As grandezas elétricas consideradas nesta configuração equivalem àquelas consideradas nas equações (41), (49), (52), (75) e (76), mas com o comprimento igual à metade do valor ($\frac{\pi R}{2}$).

Resultando em:

$$Z_A = -2jR_A \tan k_c \frac{\pi R}{2} \quad (41.a)$$

$$Z_C = -jZ_0 \tan k_c \frac{\pi R}{2} \quad (52.a)$$

$$Z_L = 2(Z_C^{-1} + R_T^{-1}) = 2 \left[\left(-jZ_0 \tan k_c \frac{\pi R}{2} \right)^{-1} + R_T^{-1} \right] \quad (49.a)$$

$$|I_A| = I_P \sqrt{\left\{ \left(\frac{Z_0' \sin k_c \frac{\pi R}{2}}{Z_0 \tan k \frac{\pi R}{2}} \right)^2 + 2 \left[\left(\frac{Z_0' \sin k_c \frac{\pi R}{2}}{Z_0 \tan k \frac{\pi R}{2}} \right) \left(\cos k_c \frac{\pi R}{2} \right) \right] + \left(\cos k_c \frac{\pi R}{2} \right)^2 \right\} + \left(\frac{Z_0'}{R_T} \sin k_c \frac{\pi R}{2} \right)^2} \quad (75.a)$$

$$|I_A| = I_P \sqrt{\left\{ \left(\frac{Z_0' \sin k_c \frac{\pi R}{2}}{\left\{ \frac{\mu_0 c}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{8R}{a} \right) - 2 \right] \right\} \tan k \frac{\pi R}{2}} \right)^2 + 2 \left[\left(\frac{Z_0' \sin k_c \frac{\pi R}{2}}{\left\{ \frac{\mu_0 c}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{8R}{a} \right) - 2 \right] \right\} \tan k \frac{\pi R}{2}} \right) \left(\cos k_c \frac{\pi R}{2} \right) \right] + \left(\cos k_c \frac{\pi R}{2} \right)^2 \right\} + \left(\frac{Z_0' \sin k_c \frac{\pi R}{2}}{R_T} \right)^2} \quad (76.a)$$

Essas grandezas representam assim o comportamento da antena de van Veen e Bergervoet, para a configuração com dois terminais.

Figura 17 – Antena loop constituída de duas terminações com cargas

4.2.4 Determinação da resistência de terminação R_T

Como pode ser observado na equação (75.a), o comportamento da corrente na antena de van Veen e Bergervoet depende de alguns fatores construtivos da antena. Estes fatores estão relacionados à dimensão da antena (que determina a impedância Z_0), as dimensões do cabo coaxial, utilizado para construir a antena (que determina o Z_0'), do número de terminações que a antena terá e, também, da

resistência de terminação (R_T) que será ligada aos terminais da antena, conforme apresentado na *Figura 17*.

Para uma determinada antena, cujas dimensões e números de terminações são conhecidos a resistência R_T pode ser determinada, considerando-se como critério a melhor resposta da antena na faixa de frequências de aplicação da antena.

Dados da antena necessários para esse cálculo:

- Z_0 – Impedância característica do cabo coaxial
- v_c – velocidade de propagação do cabo coaxial
- a – raio do condutor central do cabo coaxial
- R – raio do *loop* da antena de van Veen e Bergervoet

Para a antena utilizada nas medições apresentadas no final deste trabalho, consideraram-se os dados a seguir:

- $Z_0 = 50\Omega$
- $v_c = 0,66c$, onde c é a velocidade da luz
- $a = 1,125\text{mm}$
- $R = 1\text{m}$

O critério anteriormente mencionado é aqui apresentado pelo comportamento da relação I_p'/I_A . Calculam-se os valores obtidos por essa relação, ao longo da faixa de frequências de operação da antena (9kHz a 30MHz), através da razão entre o valor medido I_p' e a equação 76a, conforme apresentada a seguir:

$$\frac{I'_P}{|I_A|} = \sqrt{\left\{ \left(\frac{Z'_0}{\left\{ \frac{\mu_0 c}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{8R}{a} \right) - 2 \right] \right\}} \frac{\sin k_c \frac{\pi}{2} R}{\tan k \frac{\pi}{2} R} \right)^2 + 2 \left[\left(\frac{Z'_0}{\left\{ \frac{\mu_0 c}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{8R}{a} \right) - 2 \right] \right\}} \frac{\sin k_c \frac{\pi}{2} R}{\tan k \frac{\pi}{2} R} \right) \left(\cos k_c \frac{\pi}{2} R \right) + \left(\cos k_c \frac{\pi}{2} R \right)^2 \right] + \left(\frac{Z'_0}{R_T} \sin k_c \frac{\pi}{2} R \right)^2 \right\}} \quad (80)$$

Como consideração inicial, adotando-se uma terminação $R_T=10\Omega$, tem-se.

Gráfico 1 – Comportamento I'_P/I_A para uma $R_T=10\Omega$

Essa curva demonstra que para frequências a partir de cerca de 7MHz a relação I'_P/I_A passa a ter um comportamento não-linear.

Avaliando o comportamento desta, para outros valores de R_T , temos:

Gráfico 2 – Comportamento I'_P/I_A para $R_T=50\Omega$, $R_T=25\Omega$ e $R_T=250\Omega$

Entre os casos analisados, pode-se observar que a curva que apresenta a relação com maior linearidade é a curva da $R_T=50\Omega$.

Um segundo critério que pode ser considerado é o fato de utilizar-se um resistor de terminação normalizado, ou seja, um R_T igual à impedância característica do cabo coaxial utilizado para a construção da antena de van Veen e Bergervoet.

Desta forma, segundo os dois critérios considerados, podemos assumir o valor para a resistência de terminação $R_T=50\Omega$.

Com o objetivo de minimizar-se os efeitos na faixa de frequência superior, que é onde se manifesta, de forma mais acentuada a não-linearidade, utilizam-se ferrites.

Neste momento, no entanto, não vamos apresentar os detalhes relativos ao dimensionamento destes.

4.3 Estudo do dipolo magnético

Neste trabalho, assume-se que a relação entre o tamanho do dipolo e o comprimento de onda máximo, para a faixa de frequência de trabalho da antena, seja inferior a 1/10 (Observa-se que, para 30MHz, o comprimento de onda (λ) é de 10 metros).

Apesar do objetivo da antena de van Veen e Bergervoet ser o de medir apenas o campo magnético (e não o elétrico) do dispositivo sob medição, é fato real que os dispositivos avaliados emitem campo elétrico em conjunto com o campo magnético. No entanto, ressalta-se que, para a região de campo próximo, o campo magnético é predominante no caso de diversos dispositivos elétricos, podendo-se considerar como oriundo do dipolo magnético.

De forma sintética, as premissas para o estudo do dipolo magnético necessárias à representação da fonte de emissão equivalente são:

- O dipolo magnético deverá ser eletricamente pequeno, e
- Representará a fonte de emissão majoritária do campo magnético emitido pelo dispositivo sob medição.

4.3.1 Dipolo magnético a partir da medição da antena van Veen

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 medição, a corrente (i) de um dipolo magnético representará a fonte de emissão equivalente de campo magnético [32].

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 Bergervoet, devem ser revistos alguns conceitos.

Abaixo apresenta-se o modelo que representa a interação entre o dipolo magnético e a antena *loop*.

Figura 18 – Dipolo magnético com corrente circular i interagindo com a antena loop com a corrente induzida I_A

Conforme apresentado na equação 8.21a de [32], pode-se descrever o vetor potencial magnético resultante do dipolo magnético por:

$$A_1 = \frac{\mu_0 i q^2 \sin\theta}{4d'^2} a\phi = \frac{\mu_0 i q^2 R a \phi}{4[d^2 + R^2]^{\frac{3}{2}}} \quad (81)$$

Onde:

q: Raio do dipolo magnético

R: Raio do *loop* da antena de van Veen e Bergervoet

d: distância entre o *loop* da antena e o dipolo magnético

d': distância do centro do dipolo magnético a um ponto arbitrário do condutor do *loop* da antena

i: 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:

$$A_1 = \frac{\mu_0 i q^2 R}{4R^3} a\phi = \frac{\mu_0 i q^2}{4R^2} a\phi \quad (82)$$

Pode-se, então, obter o fluxo magnético através da seguinte equação [32]:

$$\psi = \oint A_1 dl_{loop} = \frac{\mu_0 i q^2}{4R^2} 2\pi R = \frac{\mu_0 i \pi q^2}{2R} \quad (83)$$

A indutância da antena *loop* pode ser definida como sendo a relação entre o fluxo magnético e a corrente através do indutor (equação 8.52 de [32]).

$$L_A = \frac{\psi}{I_A} \quad (84)$$

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

$$\psi = L_A I_A \quad (85)$$

Onde L_A é a indutância de entrada da antena *loop* (demonstrada anteriormente) e I_A é a corrente induzida na malha externa da antena *loop*, calculada a partir de I_P' , conforme visto anteriormente [equação (75.a)].

De (85) e (83), obtém-se:

$$I_A = \frac{\mu_0 i \pi q^2}{2RL_A} \quad (86)$$

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

$$i = \frac{I_A 2RL_A}{\mu_0 \pi q^2} \quad (87)$$

Assim, obtendo-se o valor da corrente I_A , a partir da corrente I_P' medida na antena de van Veen e Bergervoet, através da equação (76.a), e conhecendo-se as dimensões da antena de van Veen e Bergervoet pode-se determinar um dipolo com dimensão arbitrária e corrente i .

Para o caso de se considerar dipolos resultantes para os três *loops*, dispostos ortogonalmente, nos planos x, y e z, têm-se:

$$\begin{aligned}
i_x &= f(I_{Ax}) \\
i_y &= f(I_{Ay}) \\
i_z &= f(I_{Az})
\end{aligned} \tag{88}$$

Onde i_x representa a corrente do dipolo magnético calculada a partir da corrente I_p medida no *loop* x da antena de van Veen e Bergervoet, e, assim, sucessivamente para as correntes i_y e i_z .

4.3.2 Campo eletromagnético radiado a partir do dipolo magnético

A obtenção das expressões relativas ao campo eletromagnético radiado por um dipolo magnético pode ser obtida em [26].

As expressões aplicadas neste trabalho serão as seguintes:

$$H_r = j \frac{kq^2 i \cos \theta}{2r^2} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \tag{89}$$

$$H_\theta = - \frac{(kq)^2 i \sin \theta}{4r} \left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) e^{-jkr} \tag{90}$$

$$H_\phi = 0 \tag{91}$$

$$E_r = E_\theta = 0 \tag{92}$$

$$E_\phi = \eta j \frac{(kq)^2 i \sin \theta}{4r} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \tag{93}$$

Onde:

H_r, H_θ, H_ϕ : Componentes do campo magnético no espaço

E_r, E_θ, E_ϕ : Componentes do campo elétrico no espaço

i : corrente do dipolo magnético

q : raio do dipolo magnético

r : distância do centro do dipolo ao ponto de avaliação do campo eletromagnético

η : impedância intrínseca do meio

k : número de onda

Dessa forma, podemos obter o campo eletromagnético no espaço a partir de um dipolo magnético.

Figura 19 – Componentes do campo eletromagnético emitido a partir de um dipolo

5. RESULTADOS

5.1 Medições do campo magnético através do método de van Veen e Bergervoet

Os resultados apresentados neste item referem-se aos ensaios realizados no Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética (LCE) do Instituto de Energia Elétrica (IEE) da USP.

A antena de van Veen e Bergervoet utilizada nesses testes é a mesma desenvolvida e apresentada no trabalho da referência [12]. A *Figura 20* mostra a antena utilizada, destacando-se os pontos de medição das corrente associadas a cada *loop*.

Figura 20 – Antena de van Veen e Bergervoet

Os detalhes construtivos dessa antena são apresentados na referência [12], destacando-se :

- Raio dos *loops*: 1 metro

- Número de terminações com carga por *loop*: 2
- Resistência de terminação: 50Ω ($100\Omega // 100\Omega$)
- Cabo coaxial utilizado para a montagem: RG213, cujas características são [33]:
 - Impedância característica: 50Ω
 - Velocidade de propagação: $0,66 \times c$, onde c é a velocidade da luz
 - Raio do condutor central do cabo coaxial: 1,125 mm

Vale destacar-se que o protótipo utilizado foi concebido com base na norma CISPR16. No entanto, a antena utilizada para os testes foi montada, calibrada e aplicada conforme essa norma [14].

Os equipamentos utilizados para esses testes foram:

- Medidor: Rohde-Schwarz ESI7 – 20Hz a 7GHz (Resolução 200Hz para a faixa de 9KHz a 150KHz e de 9KHz para a faixa de 150KHz a 30MHz)
- Software de captura ESK1 – v1.71
- Sensor de corrente: PCL30 Electrometrics 9KHz-110MHz

Visando apresentar-se a metodologia desenvolvida neste trabalho, relacionada à determinação da fonte equivalente de emissão radiada, selecionou-se como exemplo as medições feitas a partir de um monitor de tubo de raios catódicos.

A *Figura 21* apresenta um detalhe do ensaio realizado.

Figura 21 – Configuração do ensaio para medição do campo magnético do monitor CRT

Os gráficos abaixo apresentam a amplitude da corrente medida nos três *loops* da antena (corrente de pico) em função da frequência.

Gráfico 3 – Corrente nos loops da antena de van Veen e Bergervoet (Valores de pico) – Teste do monitor CRT

5.2 Obtenção do dipolo equivalente

O primeiro passo para a obtenção do dipolo equivalente relacionado ao dispositivo sob medição é o cálculo da corrente I_A , que é a corrente resultante do acoplamento do campo magnético com a antena. Para isso deve ser aplicada a equação (76.a), considerando-se as características da antena (dimensão, resistência de terminação, etc.).

Destaca-se que o tamanho do dipolo magnético equivalente está associado ao comprimento de onda, admitindo-se como máximo o valor de 1/10 (um décimo) do menor comprimento de onda envolvido nas medições. No caso das medições feitas com a antena de van Veen valores inferiores a 1 metro de diâmetro (0,5 metro de raio), relacionado à frequência mais alta medida: 30MHz ($\lambda=10$ metros), deverão ser adotados.

Os gráficos das correntes I_A , obtidos a partir desse cálculo, são apresentados a seguir:

Gráfico 4 – Corrente induzida nos loops da antena de van Veen e Bergervoet – Monitor CRT

Para que obtenhamos o valor da corrente para os dipolos equivalentes assume-se a dimensão desse dipolo [equação (87)]. Neste trabalho, consideram-se dipolos cujas dimensões equivalentes são aquelas do dispositivo sob medição. Para o caso do monitor CRT, adotou-se um dipolo de raio igual a 0,2 metros. Este valor foi adotado, na tentativa de representar o equipamento por uma esfera com volume equivalente.

Aplicando os valores de I_A na equação (87) e considerando-se a dimensão do dipolo, obtemos a corrente i , que é a corrente de cada dipolo equivalente.

Gráfico 5 – Corrente calculada para o dipolo equivalente ao monitor CRT

Com essas informações pode-se, então, determinar o dipolo equivalente, composto de três elementos tipo *loop*.

A *Figura 22* ilustra esse processo, mostrando as convenções adotadas para as correntes do dipolo equivalente.

Figura 22 – Dipolo equivalente ao dispositivo sob medição

5.3 Metodologia de cálculo do campo magnético

Conforme mencionado anteriormente, com base nos valores da corrente para os elementos que compõem o dipolo equivalente (i) é possível calcular-se as componentes de campo magnético geradas pelo dipolo equivalente, para um determinado ponto do espaço (equações apresentadas no item 4.3.2).

No entanto, devido à complexidade dos cálculos a serem executados, desenvolveu-se uma ferramenta que executa os cálculos referentes ao campo magnético (Veja detalhes a respeito dessa ferramenta no Apêndice A).

Essa ferramenta considera os seguintes dados de entrada:

- I_P' : Corrente medida nos *loops* da antena de van Veen e Bergervoet (A)
- R: Raio do *loop* da antena de van Veen (m)
- a: Raio da seção transversal do cabo coaxial (m)
- v_c : Velocidade de propagação no cabo coaxial (m/s)
- Z_0' : Impedância característica do cabo coaxial (Ω)
- R_T : Resistência de terminação da antena de van Veen (Ω)

- q : Raio do dipolo magnético equivalente (m) (equivalente ao tamanho do dispositivo sob medição)
- Ponto de avaliação do campo magnético no espaço X,Y,Z (m)

Podemos então representar este processo, através da figura abaixo, que apresenta, na forma de fluxograma, as etapas relativas à determinação da fonte de emissão radiada, na forma de dipolo equivalente, desde a etapa de medição, dados de entrada relacionados às características físicas e geométricas etc.

Figura 23 – Algoritmo do cálculo do campo eletromagnético emitido a partir da fonte de emissão radiada equivalente

Como exemplo de aplicação, apresenta-se adiante o resultado obtido com essa ferramenta de cálculo, considerando-se as grandezas elétricas envolvidas, apresentadas na tabela a seguir:

Tabela 1 – Tabela dos dados necessários ao cálculo do campo magnético emitido pela fonte de emissão radiada equivalente, num determinado ponto do espaço

DADOS DE ENTRADA			
R: Raio do loop da antena de van Veen (m)	1		
a: Raio da seção transversal do condutor central cabo coaxial (m)	0,001125		
v_c : velocidade de propagação no cabo coaxial (em relação à velocidade da luz)	66%		
Z_0 : Impedância característica do cabo coaxial (Ω)	50		
R_T : Resistência de terminação da antena de van Veen (Ω)	50		
q: Raio do dipolo magnético equivalente (m)	0,2		
Ponto de observação X,Y,Z (m)	X	Y	Z
	0,5	0,5	0,5

Para as medidas apresentadas anteriormente e os valores da Tabela 1, considerando-se o sistema de coordenadas cartesianas, onde os eixos são considerados perpendiculares ao plano de cada elemento (*loop*) do dipolo equivalente, obtém-se os seguintes valores de campo magnético, em P (0,5;0,5;0,5) (em metros), através do algoritmo apresentado na *Figura 23*.

Gráficos 6 – Componentes H_r e H_θ do campo magnético devido à cada elemento (x, y e z) do dipolo equivalente

Para que seja possível calcular-se o campo magnético total no ponto do espaço especificado, convertem-se os componentes do campo magnético devido à cada elemento que compõe o dipolo equivalente de coordenadas esféricas em componentes de coordenadas retangulares, conforme equações apresentadas no capítulo 1.9 de [34].

$$H_x = H_r \sin\theta \cos\phi + H_\theta \cos\theta \cos\phi \quad (94)$$

$$H_y = H_r \sin\theta \sin\phi + H_\theta \cos\theta \sin\phi \quad (95)$$

$$H_z = H_r \cos\theta - H_\theta \sin\theta \quad (96)$$

Outra observação que deve ser levada em consideração é que os ângulos θ e ϕ para cada loop são diferentes, considerando que o ponto de observação é fixo no espaço, mas cada loop está ‘apoiado’ num plano diferente. No entanto, para calcularem-se os componentes retangulares do campo magnético emitido por cada loop do dipolo magnético devem ser considerados os ângulos θ e ϕ referentes à cada loop.

Figura 24 – Representação dos ângulos θ e Φ para cada loop

Vale salientar que a diferença entre ângulos θ e Φ de cada loop que compõe o dipolo magnético, quando aplicados nos cálculos dos componentes retangulares do campo magnético, influenciará no sentido vetorial de cada componente (H_x , H_y e H_z), ou seja, valores que nas medições da corrente I_P eram positivos podem passar a ser negativos quando transformados em componentes retangulares, e vice-versa. Isso pode ser observado nos valores de H_z , no gráfico 7, que são negativos, mas que no gráfico 3 (I_P) eram positivos.

Para o loop X têm-se:

$$H_x^X = H_r \sin \theta_X \cos \phi_X + H_\theta \cos \theta_X \cos \phi_X \quad (97)$$

$$H_y^X = H_r \sin \theta_X \sin \phi_X + H_\theta \cos \theta_X \sin \phi_X \quad (98)$$

$$H_z^X = H_r \cos \theta_X - H_\theta \sin \theta_X \quad (99)$$

Para o loop Y têm-se:

$$H_x^Y = H_r \sin \theta_Y \cos \phi_Y + H_\theta \cos \theta_Y \cos \phi_Y \quad (100)$$

$$H_y^Y = H_r \sin \theta_Y \sin \phi_Y + H_\theta \cos \theta_Y \sin \phi_Y \quad (101)$$

$$H_z^Y = H_r \cos \theta_Y - H_\theta \sin \theta_Y \quad (102)$$

Para o loop Z têm-se:

$$H_x^Z = H_r \sin \theta_Z \cos \phi_Z + H_\theta \cos \theta_Z \cos \phi_Z \quad (103)$$

$$H_y^Z = H_r \sin \theta_Z \sin \phi_Z + H_\theta \cos \theta_Z \sin \phi_Z \quad (104)$$

$$H_z^Z = H_r \cos \theta_Z - H_\theta \sin \theta_Z \quad (105)$$

As contribuições totais, em cada eixo (X, Y e Z), são apresentadas a seguir.

$$H_x^{total} = H_x^X + H_x^Y + H_x^Z \quad (106)$$

$$H_y^{total} = H_y^X + H_y^Y + H_y^Z \quad (107)$$

$$H_z^{total} = H_z^X + H_z^Y + H_z^Z \quad (108)$$

Gráfico 7 – Componentes retangulares do campo magnético total radiado pelo dipolo equivalente, num ponto especificado

Finalmente, determina-se o módulo do campo magnético total no ponto especificado do espaço.

$$|Htotal| = \sqrt{(H_x^{total})^2 + (H_y^{total})^2 + (H_z^{total})^2} \quad (109)$$

Gráfico 8 – Módulo do campo magnético total radiado pelo dipolo equivalente, no ponto especificado

5.4 Simulação do dipolo magnético

Uma das prerrogativas deste trabalho é a utilização de fontes equivalentes em simuladores visando analisar a contribuição destes.

A fim de ilustrar esta aplicação, criou-se em um ambiente de simulação o dipolo magnético equivalente, o qual foi excitado pela corrente i , estimada a partir da medição da antena de van Veen e Bergervoet. A ferramenta utilizada foi o CST Microwave Studio, que utiliza o método de integrações finitas [25].

Figura 25 – Dipolo magnético criado no ambiente de simulação

O simulador utilizado possibilita que seja avaliado o campo magnético radiado por esse dipolo, através de uma sonda virtual, em determinado ponto do ambiente de simulação ou através de gráfico 3D.

Com o objetivo de confrontarem-se os valores obtidos através da planilha apresentada no item anterior (solução analítica) com o cálculo obtido através da

simulação, alguns resultados são apresentados neste item, com base nos mesmos dados utilizados no item anterior.

Para uma abordagem inicial, ao invés de criarem-se três *loops* ortogonais, como feito no item anterior, apenas um dipolo foi considerado, relacionado ao componente *z*, a fim de se comparar os valores obtidos por solução analítica e numérica.

Como pôde ser visto no item anterior, nas medições feitas em laboratório, observam-se os valores relativos ao espectro de frequências entre 9KHz a 30MHz. Por outro lado, menciona-se que, para o cálculo analítico, foi pré-selecionado o valor de corrente, medida no *loop z* (vide curva $I_P(z)$ do gráfico 3) da antena de van Veen e Bergervoet, na frequência de 1,078 MHz ($I_P'=62,54\text{mA}$, correspondente à $I_A=76,61\text{mA}$). Este valor de frequência foi escolhido arbitrariamente.

Calculando-se a corrente i , utilizada para excitar o dipolo magnético no ambiente de simulação, obtém-se, da equação (87): $i = 6,829\text{A}$, para o raio q de dipolo de 0,2m, conforme apresentado na curva $i(z)$ do gráfico 5.

Nota-se que, no ambiente de simulação, uma malha com elementos hexaédricos foi utilizada em todo o volume do ambiente de simulação, cujo grau de refinamento deve ser satisfeito para garantir a precisão do valor avaliado. Os seguintes dados são considerados na etapa de geração da malha:

Figura 26 – Propriedades da malha gerada

Mencionam-se as seguintes propriedades de malha:

Mesh type: Permite escolher o tipo de elemento utilizado na malha

Lines per wavelength: Número de linhas traçadas na malha, em relação ao comprimento de onda

Smallest mesh step: Menor passo de linha traçada na malha

Com o objetivo de ilustrar-se alguns recursos do aplicativo utilizado, a *Figura 27* mostra alguns detalhes da malha.

Figura 27 – Malha gerada nos planos x, y e z

Entre outras considerações, mencionam-se: a utilização da simetria no plano yz, a utilização do espaço aberto no ambiente de simulação, a utilização do *Transient Solver*, na simulação e a faixa de frequências entre 0Hz e 1,1MHz. Essas escolhas foram feitas de modo a adequar-se a precisão do resultado e o menor tempo de processamento.

O computador utilizado para rodar o modelo de solução numérica utiliza um processador Pentium Dual Core T2390, com clock de 1.86GHz e 1,5 GBytes de memória RAM. Foram executadas simulações com diferentes densidades de malha, a fim de demonstrar que a densidade da malha influencia no resultado final.

Foram rodados dez modelos com densidades de malha e precisão diferentes. A tabela abaixo apresenta os resultados obtidos por essas simulações, seus respectivos números de elementos e tempo de processamento. Também traz o resultado obtido analiticamente, ambos na posição (0,5;0,5;0,5) (em metros).

Tabela 2 – Tabela dos componentes de campo magnético (solução analítica e numérica)

Diferença do H_{total} entre a solução analítica e a numérica											
Componente eletromagnético	Solução Analítica	Solução Numérica									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Hx (A/m)	0,0410	0,0050	0,0070	0,0070	0,0080	0,1300	0,0110	0,0300	0,0550	0,0350	Não convergiu
Hy (A/m)	0,0670	0,0001	0,0001	0,0002	0,0006	0,0890	0,0140	0,0330	0,0562	0,0370	
Hz (A/m)	0,0700	0,0010	0,0030	0,0030	0,0050	0,0300	0,0490	0,0760	0,0540	0,0780	
Htotal (A/m)	0,1052	0,0051	0,0076	0,0076	0,0095	0,1604	0,0521	0,0881	0,0954	0,0932	
Diferença do H_{total} entre solução analítica e numérica		1963%	1281%	1281%	1013%	34%	102%	19%	10%	13%	-
Número de elementos		3000	8000	16000	17000	43000	3000	8000	16000	28000	43000
Precisão solicitada		-50dB					-60dB				
Tempo de processamento		1h 7m	1h 31m	2h 21m	2h 5m	3h 37m	1h 6m	1h 30m	2h 59m	2h 43m	-

Gráfico 9 – Diferença entre os resultados da solução analítica e a numérica

Destaca-se que, além dos valores absolutos (conforme apresentado na tabela acima), a ferramenta de solução numérica possibilita a visualização do resultado no

espaço 2D ou 3D, permitindo a avaliação de uma forma bastante dinâmica do comportamento do campo magnético na região desejada.

Figura 28 – Resultado da solução numérica em 3D e 2D

Com relação às diferenças entre a solução analítica e a solução numérica dos resultados observados, pode-se admitir que essas eventuais diferenças sejam devidas à forma de modelagem do dipolo no ambiente de simulação, ao grau de refinamento da malha utilizada e à precisão solicitada. No entanto, estudos adicionais, considerados como casos de sensibilidade, devem ser realizados futuramente visando melhores avaliações a estas suposições. Este fato mostra que a utilização direta de modelos de fontes de radiação, deve ser adotada de uma forma criteriosa, envolvendo diversos estudos preliminares com o objetivo de “calibrar” o modelo a ser utilizado.

Menciona-se que diversos dispositivos elétricos podem ser representados, de uma forma aproximada, por estes. Este é o caso, por exemplo, de alguns conversores de frequência etc. Nota-se, no entanto, que modelos teóricos mais precisos e novas configurações de antenas tem sido desenvolvidas, visando obter um grau de precisão mais elevado na adoção de fontes de emissão equivalentes mais abrangentes [15].

6. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma metodologia útil na obtenção de modelos de fontes equivalentes, em particular, quando o modelo de dipolo apresenta-se como adequado. O desenvolvimento teórico da antena de van Veen e Bergervoet foi discutido, de uma forma detalhada, representando uma contribuição para análise de detalhes teóricos e aplicação de modelos numéricos. A partir deste desenvolvimento mostrou-se a viabilidade de desenvolvimento de aplicativos, por exemplo, via planilhas de cálculo, que facilita à aplicação desta metodologia, tanto como ferramenta didática e técnica, na área de eletromagnetismo aplicado.

Por outro lado, o uso da antena de van Veen e Bergervoet como uma ferramenta de avaliação experimental de dispositivos elétricos e eletrônicos, útil no controle de emissões radiadas, é enfatizado neste trabalho, devido à relativa simplicidade dos aspectos construtivos da antena.

Assim, o método apresentado, constitui-se um método híbrido, com potencial para aplicação em estudos na área de compatibilidade eletromagnética.

6.1 Sugestão para trabalhos posteriores

A avaliação de ambientes eletromagnéticos, resultantes da contribuição de diversos componentes e equipamentos elétricos e eletrônicos, tais como em cavidades, é sugerido como aplicação desta metodologia. A utilização desta, em conjunto com modelos mais complexos, por exemplo, daqueles que utilizam modelos de expansão multipolar, representa um eixo de pesquisa que deve ser enfatizado.

Derivados destes estudos apresentam-se diversas questões que podem representar temas de pesquisas futuras, tais como o desenvolvimento de configurações de antenas mais complexas que possam auxiliar na avaliação das contribuições específicas de componentes de ordem superiores do campo magnético

(quadripolos, octopolos etc.), bem como a eventual avaliação da contribuição de campos elétricos.

Enfatiza-se, assim, a possibilidade de se estabelecer correlações entre resultados obtidos por medições no ambiente real com os resultados obtidos através do ambiente virtual.

Outra possibilidade de linha deste estudo refere-se à utilização dos resultados obtidos na avaliação de campos eletromagnéticos na região de campo distante, a partir dos resultados obtidos pelos campos eletromagnéticos na região de campo próximo, que é a região onde são feitas as medições apresentadas neste método.

Em estudos futuros pode-se ainda analisar o comportamento do DSM influenciado pelo campo magnético do ambiente no qual está imerso, através de uma simulação com realimentação, onde o campo resultante de outras fontes de emissão influenciaria no comportamento, portanto, no resultado da emissão de uma determinada fonte de emissão em análise.

7. BIBLIOGRAFIA

- [1] M. N. O. Sadiku, "Numerical techniques in electromagnetics", 2^a edição, CRC Press.
- [2] D. Poljak, "Advanced Modeling in Computational Electromagnetic Compatibility", Wiley.
- [3] J. Bladel, "Electromagnetic Fields", 2^a Edição, Wiley.
- [4] W. O. Swinyard, "Measurement of *Loop*-Antenna Receivers", Proceedings of the IRE, IEEE, 1941.
- [5] P. A. Kennedy, "*Loop* Antenna Measurements", Transactions on Antennas and Propagation, IEEE, 1956.
- [6] H. Whiteside e R. W. P. King, "The *Loop* Antenna as a Probe, Transactions on Antennas and Propagation", IEEE, 1964.
- [7] L. L. Libby, "Special Aspects of Balanced Shielded *Loops*", Proceedings of the IRE, IEEE, 1946.
- [8] H. v. Veen e J. J Goedbloed, "Proposal for an alternative measuring method of magnetic fields", CISPR/A/WG1, 1988.
- [9] J. R. Bergervoet e H. v. Veen, "A Large-*Loop* Antenna for Magnetic Field Measurements", Zurich International Symposium on EMC, Proceedings, 1989.
- [10] M. Kanda e D. A. Hill, "A Three-*Loop* Method for Determining the Radiation Characteristics of an Electrically Small Source", Transactions on Electromagnetic Compatibility, IEEE, 1992.
- [11] S. Tofani, P. Ossola, G. d'Amore, L. Anglesio, M. Kanda e D. R. Novotny, "A Three-*Loop* Antenna System for Performing Near-Field Measurements of Electric and Magnetic Fields from Video Display Terminals", Transactions on Electromagnetic Compatibility, IEEE, 1996.

- [12] M. Savi, T. Z. Gireli, F. A. Tirich e C. A. F. Sartori, "Developing a van Veen & Bergervoet Antenna, International Symposium on Electromagnetic Compatibility", IEEE, 2004.
- [13] CISPR 15, "Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment", IEC, 1996.
- [14] CISPR 16, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods", IEC, 1999.
- [15] B.Vincent, O.Chadebec, J.-L. Schanen, C. A. F. Sartori and L. Krahenbühl, "New robust coil sensors for near field characterization," Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 8, No. 1, June 2009
- [16] S. Celozzi e M. S. Sarto, "Equivalent Source Method for the Evaluation of the Electromagnetic Field Penetration inside Enclosures", Transactions on Magnetics, IEEE, 1996.
- [17] F. Las-Heras, B. Galocha e J. L. Besada, "Equivalent Source Modelling and Reconstruction for Antenna Measurement and Synthesis", Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, 1997.
- [18] S. Nishizawa, W. Spreitzer, H. Ruoff, F.M Landstorfer e O. Hashimoto, "Equivalent Source Model for Electrical Appliances Emitting Low Frequency Magnetic Fields", 31st European Microwave Conference, IEEE, 2001.
- [19] A. Hrennikoff, "Solution of Problems of Elasticity by the Frame-Work Method", ASME J. Appl. Mech. 8, 1941.
- [20] R. L. Courant, "Variational Methods for the Solution of Problems of Equilibrium and Vibration", Bulletin of the American Mathematical Society, 1943.
- [21] P. Silvester, "Finite-Element Solution of Homogeneous Waveguide Problems", Alta Frequenza, 1969.
- [22] Rossi, L. N., Cardoso, J. R., Silva, V. C., "An educational approach on FEM applied to electromagnetic field computation", International Compumag Society Newsletter, 2006.

- [23] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", Transactions on Antennas and Propagation, IEEE, 1966.
- [24] A. Taflove e M. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-state Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations", Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, 1975.
- [25] Weiland, T., "Zur numerischen Lösung des Eigenwellenproblems längshomogener wellenleiter beliebiger Randkontur und transversal inhomogener Füllung", Tese de doutorado, 1977.
- [26] C. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 2ª Edição, Wiley.
- [27] Harnwell, G. P., "Principles of Electricity and Electromagnetism", McGraw-Hill, 1966
- [28] P. A. Mariotto, "Introdução a ondas e linhas", Poli-USP, 2007
- [29] R. E. Collin, "Foundations for microwave engineering", 2ª edição, The IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory.
- [30] Jackson, J. D., "Classical Electrodynamics", 3rd edition, John Wiley and Sons, Berkeley, 1998.
- [31] R. Ludwig, P. Bretchko, G. Bogdanov, "RF Circuit Design: Theory & Applications", 2ª edição, Pearson-Prentice Hall.
- [32] M. N. O. Sadiku, "Elements of Electromagnetics", 3ª edição, Oxford University Press.
- [33] "RG213 Coaxial Cable Datasheet", Eupen Kabelwerk AG, Rev. 1, 2007
- [34] W. Hayt, J. Buck, "Engineering Electromagnetics", 6ª edição, Mc Graw Hill

APÊNDICE A: PLANILHA PARA DETERMINAÇÃO DA FONTE DE EMISSÃO RADIADA EQUIVALENTE E DOS COMPONENTES DO CAMPO MAGNÉTICO EMITIDOS

O método analítico apresentado neste trabalho envolve uma grande quantidade de equações complexas, que devem ser aplicadas de forma estruturada a fim de determinar-se a fonte de emissão radiada equivalente ao dispositivo sob medição e também de determinarem-se os componentes do campo magnético emitidos por essa fonte de emissão radiada.

De modo a auxiliar o usuário do método apresentado neste trabalho a executar todos os cálculos necessários, foi criada uma planilha matemática que executa os cálculos apresentados neste trabalho e, ainda, gera os gráficos pertinentes a esses cálculos. Essa planilha permite ainda utilizarem-se os dados levantados num teste prático, como o apresentado no capítulo 5.1 deste trabalho.

A planilha criada apresenta-se da seguinte forma:

O processo de cálculo é feito conforme o algoritmo apresentado no item 5.3. Como pode ser observada na figura anterior, a planilha divide-se nas seguintes partes:

- Dados de entrada: Características da antena de van Veen e Bergervoet e do dipolo a ser criado. Também requer a entrada do ponto no espaço onde será calculado os componentes do campo magnético gerado pela fonte de emissão radiada equivalente.

Os dados de entrada requisitados são apresentados na figura abaixo:

Tabela 3 – Dados de entrada na planilha matemática

DADOS DE ENTRADA			
R: Raio do loop da antena de van Veen (m)	1		
a: Raio da seção transversal do condutor central cabo coaxial (m)	0,001125		
v_c : velocidade de propagação no cabo coaxial (em relação à velocidade da luz)	66%		
Z_0 : Impedância característica do cabo coaxial (Ω)	50		
R_T : Resistência de terminação da antena de van Veen (Ω)	50		
q: Raio do dipolo magnético equivalente (m)	0,2		
Ponto de observação X,Y,Z (m)	X	Y	Z
	0,5	0,5	0,5

Esses dados são utilizados nas equações: (41.a), (49.a), (52.a), (76.a), (87), (88), (89), (90), (91), (92) e (93).

- Valores coletados nos loops X, Y e Z: Nessas colunas devem ser lançados os valores das correntes I_p' , ao longo da faixa de frequência de 9KHz a 30 MHz, coletados nos loops X, Y e Z da antena de van Veen e Bergervoet. O valor de I_p' é utilizado na equação (76.a).

Tabela 4 – Exemplos de valores coletados no loops X da antena de van Veen e Bergervoet

F (Hz)	I_p' (mA)
9000	0,012184
9500	0,013064
10000	0,01415
10500	0,01627
11000	0,017222
11500	0,012267
12000	0,016243
12500	0,02369
13000	0,0215

•
•

29986000	4,9E-06
29990000	2,04E-05
29994000	1,01E-05
29998000	4,52E-06
30000000	0

- Resultados parciais: Essas colunas apresentam os resultados do cálculo do campo magnético emitido individualmente por cada loop (X, Y e Z) da fonte de emissão radiada equivalente (dipolo magnético), na forma retangular (H_x , H_y e H_z), no ponto do espaço determinado pelo usuário, como resultado das equações (89), (90), (91), (92), (93), (94), (95) e (96).

Tabela 5 – Exemplos dos componentes do campo magnético do loop X do dipolo magnético

Hx	Hy	Hz
8,17E-06	-1,32E-05	-1,44E-05
8,76E-06	-1,42E-05	-1,54E-05
9,49E-06	-1,54E-05	-1,67E-05
1,09E-05	-1,77E-05	-1,92E-05
1,16E-05	-1,87E-05	-2,03E-05
8,23E-06	-1,33E-05	-1,45E-05
1,09E-05	-1,76E-05	-1,91E-05
1,59E-05	-2,57E-05	-2,79E-05
1,44E-05	-2,34E-05	-2,53E-05

.

.

1,9E-09	-3,08E-09	3,12E-10
7,9E-09	-1,28E-08	1,3E-09
3,91E-09	-6,33E-09	6,45E-10
1,75E-09	-2,84E-09	2,89E-10
0	0	0

- Resultado final: Essas colunas apresentam o resultado do cálculo do campo magnético emitido pela fonte de emissão radiada equivalente (dipolo magnético), somando-se os campos emitidos individualmente pelos loops que compõem a fonte de emissão radiada equivalente, como resultado das equações (106), (107), (108) e (109).

Tabela 6 – Exemplos dos componentes do campo magnético total, gerados pelo dipolo magnético

Hxtotal	Hyttotal	Hzttotal	Htotal
2,65E-05	-7,81814E-06	8,48061E-06	2,89094E-05
2,41E-05	-1,24534E-05	1,35084E-05	3,03065E-05
2,71E-05	-7,51105E-06	8,14723E-06	2,92498E-05
3,01E-05	-1,56994E-05	1,70288E-05	3,7976E-05
2,94E-05	-1,44879E-05	1,57145E-05	3,63322E-05
3,2E-05	-3,66153E-06	3,97145E-06	3,24035E-05
3,79E-05	-6,06317E-06	6,57627E-06	3,89122E-05
3,62E-05	-3,06902E-05	3,32869E-05	5,79562E-05
4,17E-05	-1,66722E-05	1,80825E-05	4,84423E-05

1,15E-08	-7,54974E-09	-7,66741E-10	1,38158E-08
1,5E-08	-1,24006E-08	-1,26163E-09	1,95153E-08
1,01E-08	-1,99342E-09	-2,03169E-10	1,02842E-08
9,39E-09	-8,66512E-10	-8,8471E-11	9,43084E-09
0	0	0	0

- Gráficos gerados: Os gráficos gerados são os seguintes: Corrente coletada na antena (I_P'), corrente induzida na antena (I_A), corrente do dipolo magnético (i), componentes H_x , H_y e H_z do campo magnético gerado por cada loop do dipolo magnético (ou, fonte de emissão radiada equivalente), os componentes do campo magnético gerado pelo dipolo magnético completo (H_x^{total} , H_y^{total} e H_z^{total}) e campo magnético total gerado pelo dipolo magnético (H_{total}). Esses gráficos podem ser vistos nos gráficos 3 ao 8, no capítulo 5.