

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**A Influência do Solo no Cálculo dos Campos
Eletromagnéticos de Ondas Portadoras em Linhas de
Transmissão**

por

FRANCISCO RODRIGUES SABINO JUNIOR

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: MARCOS TAVARES DE MELO, Ph.D.

CO-ORIENTADOR: LUIZ HENRIQUE ALVES DE MEDEIROS, Docteur

Recife, Dezembro de 2013.

© Francisco Rodrigues Sabino Junior, 2013

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

S116i Sabino Junior, Francisco Rodrigues.
A influência do solo no cálculo dos campos eletromagnéticos de ondas portadoras em linhas de transmissão / Francisco Rodrigues Sabino Junior. - Recife: O Autor, 2013.
xiii, 87 folhas, il., gráfs.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.
Co-orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Alves de Medeiros.
Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2013.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Parâmetros elétricos do solo. 3. Linhas de transmissão aéreas. 4. Sistemas PLC. 5. Campos eletromagnéticos. I. Melo, Marcos Tavares de. (Orientador). II. Medeiros, Luiz Henrique Alves de. (Co-orientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2014-025



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE DOUTORADO**

FRANCISCO RODRIGUES SABINO JÚNIOR

TÍTULO

**“A INFLUÊNCIA DO SOLO NO CÁLCULO DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS DE
ONDAS PORTADORAS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE; JOSÉ MAURÍCIO DE BARROS BEZERRA, DEE/UFPE; LUIZ HENRIQUE ALVES DE MEDEIROS, DEE/UFPE; GERVÁSIO PROTÁSIO DOS SANTOS CAVALCANTE, FEC/UFPA; LEONARDO RODRIGUES ARAUJO XAVIER DE MENEZES, DEE/UnB e MARCÍLIO ANDRÉ FÉLIX FEITOSA, POLI/UPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **FRANCISCO RODRIGUES SABINO JÚNIOR APROVADO**.

Recife, 05 de dezembro de 2013.

CECÍLIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGEE

MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

**GERVÁSIO PROTÁSIO DOS SANTOS
CAVALCANTE**
Membro Titular Externo

JOSÉ MAURÍCIO DE BARROS BEZERRA
Membro Titular Externo

**LEONARDO RODRIGUES ARAUJO
XAVIER DE MENEZES**
Membro Titular Externo

LUIZ HENRIQUE ALVES DE MEDEIROS
Membro Titular Externo

MARCÍLIO ANDRÉ FÉLIX FEITOSA
Membro Titular Externo

Dedico este trabalho
à minha família.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer inicialmente ao meu Deus que me proporcionou a Graça da vida. Agradeço aos meus pais Francisco e Marilza Sabino por todo o amor que me concederam para que eu fosse capaz de estudar mesmo em meio às provações, bem como agradeço às minhas irmãs Juliana e Jordana Sabino que estiveram ao meu lado nos momentos difíceis.

Agradeço ao meu orientador, professor Marcos Tavares pelo acompanhamento e conselhos durante todas as atividades de pesquisa desta Tese, assim como ao prof. Luiz Henrique de Medeiros pela participação ativa nas atividades de planejamento. Agradecimentos aos professores Jose Mauricio Bezerra e Gervasio Cavalcante pelas contribuições dadas no desenvolvimento desta Tese.

Ao grupo de Micro-Ondas que acompanhou meus passos e contribuíram nas pesquisas. Agradecimentos a Gabriel Gonçalves, Ulysses Vitor, Bruno Oliveira e Lidiane Araújo nas atividades de medições e na troca de conhecimentos. Agradeço ao prof. Belfort pelas ideias iniciais e apoio na organização da qualificação desta Tese. Agradeço ao prof. Ronaldo Aquino por sua singularidade nas disciplinas ministradas.

Aos colegas da Chesf que acompanharam minhas reflexões sobre as atividades de pesquisa. Agradeço a todo o departamento DLT e divisão DEPL pelo suporte concedido. Agradeço ao engenheiro Humberto Marimbondo pelas palavras de incentivo e credibilidade dada deste os primeiros passos desta Tese.

Agradeço ainda ao meu primo Hevaldo Costa pela acolhida dada quando de minha chegada nesta cidade e palavras de incentivo para os momentos de estudos, trabalho e relacionamentos.

Por fim, gostaria de agradecer em especial à minha amada esposa Conceição Sabino por me acompanhar com paciência e sabedoria, juntamente com nossa filha Beatriz Sabino, em todos os momentos dedicados ao desenvolvimento desta pesquisa. Verdadeiramente, uma companheira fiel nas horas de aflição. Sua presença está viva em todas as páginas desta Tese.

Resumo da Tese apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

A INFLUÊNCIA DO SOLO NO CÁLCULO DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS DE ONDAS PORTADORAS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

Francisco Rodrigues Sabino Junior

Dezembro/2013

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Coorientador: Luiz Henrique Alves de Medeiros, Docteur.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Palavras-chave: Parâmetros Elétricos do Solo, Linhas de Transmissão Aéreas, Sistemas PLC, Campos Eletromagnéticos.

Número de Páginas: xiii + 87.

RESUMO: Sistemas de comunicação PLC (*PowerLine Communications*) representam uma alternativa para regiões afastadas ou remotas em que a instalação de uma rota de comunicação seria inviável. Utilizando-se da infraestrutura existente por parte das redes de energia elétrica, o sinal transmitido compartilha dos cabos condutores como meio de propagação. Em vista da influência do solo no fenômeno de propagação do sinal, torna-se imprescindível avaliar os efeitos decorrentes dos parâmetros elétricos do solo para a frequência de operação do canal. Portanto, os objetivos desta tese são: realizar um estudo sobre os diversos modelos elétricos de linhas de transmissão, propor uma modelagem, baseada em medições de laboratório, para a obtenção dos parâmetros elétricos do solo em função da frequência, comparar os resultados obtidos com modelos existentes, apresentar o cálculo detalhado dos campos eletromagnéticos gerados por sistemas PLC considerando o modelo desenvolvido e desenvolver uma análise investigativa do modelo computacional com medições de campo elétrico em linhas de transmissão de alta tensão.

Abstract of Thesis presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

THE INFLUENCE OF THE SOIL IN THE CALCULATION OF ELECTROMAGNETIC FIELDS DUE TO CARRIER CHANNELS ON TRANSMISSION LINES

Francisco Rodrigues Sabino Junior

Dezembro/2013

Supervisor: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Co-Supervisor: Luiz Henrique Alves de Medeiros, Docteur.

Concentration Area: Energy Processing.

Keywords: Soil Electrical Parameters, Overhead Transmission Lines, PLC Systems, Electromagnetic Fields.

Number of Pages: xiii + 87.

ABSTRACT: Power Line Communications (PLC Systems) represent an alternative for isolated or remote areas where the installation of a communication route would be infeasible. Through the existing power network, the generated PLC signal makes use of the power cables as a path of propagation. However, due the influence of the soil in the phenomenon of signal propagation, it is essential to take into account the effects of soil electrical parameters for the operating frequency of the channel. Therefore, the objectives of this thesis are: do an investigation about the various models of electrical parameters employed to the transmission lines, propose a model, based on laboratory measurements, to obtain the soil electrical parameters as a function of frequency, compare the results obtained with other previous models, present the detailed calculation of the electromagnetic fields generated by PLC systems for the model developed and carry out investigative analysis of the computational model when compared to the measurements of electric field generated by carrier channels on high voltage transmission lines.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS	xi
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Rede PLC – Sistemas de Comunicação	2
1.1.1 Banda Estreita	2
1.1.2 Banda Larga	3
1.2 Caracterização do Canal PLC	4
1.3 Compatibilidade Eletromagnética do Sistema PLC	4
1.3.1 Termos de Compatibilidade Eletromagnética	5
1.4 Parâmetros Elétricos do Solo	6
1.5 Contribuições da tese de Doutorado.....	7
1.6 Organização Textual	8
2 TEORIA ELETROMAGNÉTICA.....	9
2.1 Modelagem da Linha de Transmissão.....	9
2.2 Parâmetros de Linha de Transmissão	13
2.2.1 Linha de Transmissão Monofásica.....	13
2.2.2 Linha de Transmissão Multicondutores	14
2.2.3 Análise do Solo – Modelo de Carson	16
2.2.4 Análise do Solo – Modelo de D’Amore.....	19
2.3 Potenciais Vetores e Potenciais de <i>Hertz</i>	22
2.3.1 Potencial Vetor A para uma Fonte de Corrente Elétrica J	22
2.3.2 Potencial Vetor F para uma Fonte de Corrente Magnética M	25
2.3.3 Campos Elétricos e Magnéticos por Fontes de corrente Elétrica J e Magnética M	27
2.3.4 Potenciais de <i>Hertz</i>	27
2.3.5 Potenciais de <i>Hertz</i> para Condutores.....	28
2.4 Fluxograma para Cálculo dos Campos Eletromagnéticos	35
2.5 Resumo	36
3 PARÂMETROS DO SOLO	37
3.1 Caracterização do Solo.....	37
3.2 Técnicas de Análise de Redes de Micro-ondas	38
3.3 Resumo	41
4 CAMPOS RADIANTES COM ANÁLISES GRÁFICAS.....	42
4.1 Campos Eletromagnéticos.....	42
4.1.1 Equações de Campo – Coordenadas Retangulares.....	43
4.2 Distribuição de Corrente e Constante de Atenuação	45
4.2.1 Distribuição de Corrente	45
4.2.2 Constante de Atenuação	46
4.3 Linhas de Transmissão Monofásicas.....	50

4.4	Linhas de Transmissão Trifásicas	55
4.5	Desenvolvimento Experimental	60
4.6	Resumo	77
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	79
5.1	Trabalhos Futuros	81
5.2	Publicações do Autor	82
5.2.1	Publicação em Congressos, Conferências e Simpósios Nacionais e Internacionais.	82
5.2.2	Artigos em Análise por Periódicos Internacionais	82
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	83

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Hierarquia de uma Rede de Telecomunicações	1
Figura 1.2– Modelo Básico do Problema de Compatibilidade Eletromagnética.	6
Figura 2.1 – Modelo do circuito equivalente para comprimento diferencial em linha monofásica.	10
Figura 2.2 – Linha de Transmissão com dois condutores.	13
Figura 2.3 – Aplicação do Método das Imagens.	15
Figura 2.4 – Aplicação do Método das imagens complexas.	17
Figura 2.5 – Seção de linha multicondutores.	29
Figura 2.6 – Fluxograma para cálculo dos campo Eletromagnéticos.	35
Figura 3.1 - Diagrama de linha de transmissão preenchida com amostra de solo como seu dielétrico. ...	38
Figura 4.1 – Espectro de frequência da constante de atenuação em linha de transmissão monofásica para modo de propagação diferencial – parâmetros do solo constantes.	47
Figura 4.2 – Espectro de frequência da constante de atenuação em linha de transmissão monofásica para modo de propagação comum – parâmetros do solo constantes.	47
Figura 4.3 – Espectro de frequência da constante de atenuação em linha de transmissão monofásica para o modo de propagação diferencial – parâmetros do solo constantes e variáveis.	48
Figura 4.4 – Espectro de frequência da constante de atenuação em linha de transmissão monofásica para o modo de propagação comum – parâmetros do solo constantes e variáveis.	49
Figura 4.5 – Linha de transmissão monofásica com condutores na disposição vertical sobre solo.	50
Figura 4.6 – Perfil de campo elétrico por componentes para sinal PLC de banda estreita (100 kHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único.	51
Figura 4.7 – Perfil de campo magnético por componentes para sinal PLC de banda estreita (100 kHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único.	51
Figura 4.8 – Perfil de campo elétrico para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único.	52
Figura 4.9 – Perfil de campo magnético para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único.	52
Figura 4.10 – Perfil de campo elétrico para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão entre condutores.	53
Figura 4.11 – Perfil de campo magnético para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão entre condutores.	53
Figura 4.12 – Perfil de campo elétrico para frequência de 100 kHz em um plano tridimensional para condução do sinal PLC em condutor único.	54
Figura 4.13 – Perfil de campo magnético para frequência de 100 kHz em um plano tridimensional para condução do sinal PLC em condutor único.	55
Figura 4.14 – Linha de transmissão trifásica com condutores na disposição horizontal sob solo.	56
Figura 4.15 – Perfil de campo elétrico para sinal PLC de banda estreita (100 kHz) em linha de transmissão trifásica com alimentação de tensão em condutor único.	57

Figura 4.16 – Perfil de campo magnético para sinal PLC de banda estreita (100 kHz) em linha de transmissão trifásica com alimentação de tensão em condutor único.	57
Figura 4.17 – Perfil de campo elétrico para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão trifásica com alimentação de tensão em condutor único.	58
Figura 4.18 – Perfil de campo magnético para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão trifásica com alimentação de tensão em condutor único.	58
Figura 4.19 – Linha de transmissão trifásica com condutores na disposição horizontal sobre solo com emprego de cabo de blindagem.	59
Figura 4.20 – Perfil de campo elétrico por componentes para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único com blindagem.	59
Figura 4.21 – Perfil de campo magnético por componentes para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único com blindagem.	60
Figura 4.22 – Configuração do corredor de linhas de transmissão.	61
Figura 4.23 – Configuração de montagem para experimento da linha coaxial.	61
Figura 4.24 – Permissividade relativa para solo coletado ao redor das linhas de transmissão.	62
Figura 4.25 – Condutividade para solo coletado ao redor das linhas de transmissão.	63
Figura 4.26 – Distâncias geométricas do corredor de linha de transmissão.	64
Figura 4.27 – Perfil transversal do corredor de linha de transmissão para o estudo de caso.	65
Figura 4.28 – Medidor de campo elétrico e magnético EMR 300 para frequências de 100 kHz a 3 GHz.	65
Figura 4.29 – Perfil de campo elétrico transversal medido no corredor de linhas de transmissão.	66
Figura 4.30 – Analisador de espectro Agilent N1996A com antena de ondas longas RGP3-OL na vertical.	67
Figura 4.31 – Foto da tela do analisador de espectro com detalhe da frequência de 308 kHz.	67
Figura 4.32 – Espectro do sinal PLC analisado com detalhe da frequência de 308 kHz.	68
Figura 4.33 – Foto da tela do analisador de espectro em torno da frequência de 308 kHz.	68
Figura 4.34 – Espectro do sinal PLC analisado em torno da frequência de 308 kHz.	69
Figura 4.35 – Analisador de espectro Protek 3201 com antena de ondas longas RGP3-OL.	69
Figura 4.36 – Foto da tela do analisador de espectro com detalhe da frequência de 388 kHz.	70
Figura 4.37 – Espectro do sinal PLC analisado com detalhe da frequência de 388 kHz.	70
Figura 4.38 – Foto da tela do analisador de espectro em torno da frequência de 388 kHz.	71
Figura 4.39 – Espectro do sinal PLC analisado em torno da frequência de 388 kHz.	71
Figura 4.40 – Foto da tela do analisador de espectro com detalhe da frequência de 364 kHz.	72
Figura 4.41 – Espectro do sinal PLC analisado com detalhe da frequência de 364 kHz.	72
Figura 4.42 – Foto da tela do analisador de espectro em torno da frequência de 364 kHz.	73
Figura 4.43 – Espectro do sinal PLC analisado em torno da frequência de 364 kHz.	73
Figura 4.44 – Foto da tela do analisador de espectro com detalhe da frequência de 392 kHz.	74
Figura 4.45 – Espectro do sinal PLC analisado com detalhe da frequência de 392 kHz.	74
Figura 4.46 – Foto da tela do analisador de espectro em torno da frequência de 392 kHz.	75
Figura 4.47 – Espectro do sinal PLC analisado em torno da frequência de 392 kHz.	75
Figura 4.48 – Medição do espectrograma do sinal PLC de banda estreita investigado.	76
Figura 4.49 – Valores de campo elétrico obtidos sob os condutores por meio de simulação e medição. ...	77

LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS

SRTT	Serviços de Redes de Transportes de Telecomunicações
PLC	PowerLine Communications
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization
EMS	Suscetibilidade Eletromagnética
EME	Emissão Eletromagnética
EMI	Interferência Eletromagnética
EMC	Compatibilidade Eletromagnética
TEM	Modo com campos transversais à direção de propagação
Z_0	Impedância característica [Ω]
γ	Constante de propagação [m^{-1}]
R	Resistência por unidade de comprimento [Ω /m]
L	Indutância por unidade de comprimento [H/m]
G	Condutância por unidade de comprimento [S/m]
C	Capacitância por unidade de comprimento [F/m]
f	Frequência elétrica [Hertz]
ω	Frequência angular [rad/s]
$V(x, t)$	Tensão ao longo do eixo x em função do tempo [V]
$I(x, t)$	Corrente ao longo do eixo x em função do tempo [A]
Δz	Variação de comprimento ao longo do eixo z [m]
$V_s(x)$	Tensão fasorial ao longo do eixo x [V]
$I_s(x)$	Corrente fasorial ao longo do eixo x [A]
α	Constante de atenuação [Np/m]
β	Constante de fase [rad/m]
Y_0	Admitância característica [S]
σ_c	Condutividade do condutor [$(\Omega\text{-m})^{-1}$]
μ_c	Permeabilidade do condutor [H/m]
ε_c	Permissividade do condutor [F/m]
σ_g	Condutividade do solo [$(\Omega\text{-m})^{-1}$]
μ_g	Permeabilidade do solo [H/m]
ε_g	Permissividade do solo [F/m]
σ	Condutividade do meio dielétrico [$(\Omega\text{-m})^{-1}$]

μ	Permeabilidade do meio dielétrico [H/m]
ε	Permissividade do meio dielétrico [F/m]
μ_0	Permeabilidade do espaço livre [H/m]
ε_0	Permissividade do espaço livre [F/m]
ε_r'	Parte real da permissividade complexa [F/m]
ε_r''	Parte imaginária da permissividade complexa [F/m]
L_{ext}	Indutância externa dos condutores [H/m]
\mathbf{P}_{ot}	Matriz dos coeficientes de potenciais [V]
D_{ij}	Distância entre o condutor real e condutor imagem [m]
d_{ij}	Distância entre condutores reais [m]
\mathbf{Y}_e	Matriz de admitância paralela externa [S]
\mathbf{Y}_g	Matriz de admitância paralela do solo [S]
\mathbf{Z}_e	Matriz de impedância série externa [Ω]
\mathbf{Z}	Matriz de impedância série [Ω]
\mathbf{Y}	Matriz de admitância paralela [S]
\mathbf{Z}_g	Matriz de impedância série do solo [Ω]
\mathbf{Z}'_g	Matriz de impedância série do solo tipo 1 [Ω]
\mathbf{Z}''_g	Matriz de impedância série do solo tipo 2 [Ω]
\mathbf{Z}_{int}	Matriz de impedância série interna [Ω]
p	Profundidade complexa [m]
J_0	Função de Bessel do primeiro tipo de ordem zero
J_1	Função de Bessel do primeiro tipo de ordem um
k_c	Constante de propagação no condutor [m^{-1}]
k_0	Constante de propagação no ar [m^{-1}]
k_g	Constante de propagação no solo [m^{-1}]
\mathbf{V}	Vetor de tensões fase terra [V]
\mathbf{I}	Vetor de correntes de linha [A]
\mathbf{P}	Matriz de propagação [m]
\mathbf{N}	Matriz de transformação
λ_i	Autovalor associado ao autovetor N_i
N_i	Autovetor associado ao autovalor λ_i
\mathbf{F}_{1g}	Matriz de profundidade complexa do solo 1 [m]

\mathbf{F}_{2g}	Matriz de profundidade complexa do solo 2 [m]
\mathbf{F}_{3g}	Matriz de profundidade complexa do solo 3 [m]
ξ_1	Constante associada à matriz de profundidade complexa 1 [m^{-1}]
ξ_2	Constante associada à matriz de profundidade complexa 2 [m^{-1}]
ξ_3	Constante associada à matriz de profundidade complexa 3 [m^{-1}]
\mathbf{A}	Potencial vetor magnético [A/m]
\mathbf{F}	Potencial vetor elétrico [V/m]
\mathbf{J}	Densidade de corrente elétrica [A/m^2]
\mathbf{M}	Densidade de corrente magnética [V/m^2]
\mathbf{E}	Intensidade de campo elétrico [V/m]
\mathbf{H}	Intensidade de campo magnético [A/m]
Π_e	Potencial de <i>Hertz</i> elétrico [V/m]
Π_h	Potencial de <i>Hertz</i> magnético [A/m]
I_0	Amplitude de corrente máxima [A]
R_E	Coefficiente de reflexão do solo para o potencial de <i>Hertz</i> elétrico
R_H	Coefficiente de reflexão do solo para o potencial de <i>Hertz</i> magnético
\mathbf{Z}	Matriz de impedância
Φ_l	Matriz de parâmetros de cadeia
Φ_m	Matriz de parâmetros de cadeia modal
η_0	Impedância intrínseca do espaço livre [Ω]
ρ^-	Distancia entre o condutor real e o ponto de medição [m]
ρ^+	Distancia entre o condutor imagem e o ponto de medição [m]
u_0	Constante auxiliar de propagação no ar
u_g	Constante auxiliar de propagação no solo
D	Diâmetro interno do condutor externo do cabo coaxial [m]
d	Diâmetro do condutor interno do cabo coaxial [m]
h	Altura do condutor em relação ao solo [m]
K_0	Função de <i>Bessel</i> modificada do tipo dois de ordem zero
K_1	Função de <i>Bessel</i> modificada do tipo dois de ordem um
V_e	Potencial escalar elétrico
V_m	Potencial escalar magnético

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos os sistemas de telecomunicações cresceram rapidamente. A necessidade por novos serviços de telecomunicações, bem como por capacidades de transmissão cada vez maiores, estimularam os investimentos econômicos por novas tecnologias de transmissão.

Todavia, deve-se ressaltar que as maiores contribuições do setor se voltaram para os Serviços de Redes de Transportes de Telecomunicações (SRTT), responsáveis por conectar os vários provedores de rede, enquanto o acesso ao usuário final, realizado por meio de redes de acesso e distribuição, não acompanharam o mesmo desenvolvimento. A Figura 1.1 mostra a hierarquia da rede de telecomunicações.

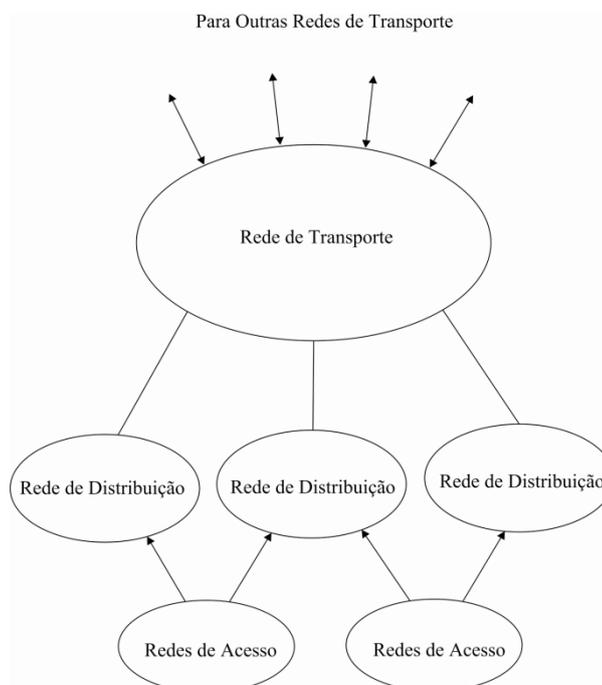


Figura 1.1 – Hierarquia de uma Rede de Telecomunicações

As redes de distribuição cobrem grandes áreas físicas e são responsáveis pela conexão entre as redes de acesso e transporte, ao passo que as redes de acesso estão restritas a regiões relativamente pequenas. Uma alternativa para ampliar a oferta de novas redes de acesso é apresentada pela tecnologia PLC (*PowerLine Communications*).

A tecnologia PLC utiliza as redes de energia elétrica como meio de comunicação. Para as redes elétricas de baixa tensão, a alternativa proposta apresenta uma solução custo-benefício atrativa para redes de comunicações que visam alcançar a assim chamada "última milha" do setor, isto é, a fronteira final a ser atendida.

A conexão dos usuários aos serviços de telecomunicações por meio da rede de energia elétrica é realizada através dos *modems* PLC. A função deste é converter o sinal recebido de um equipamento de comunicação convencional (computadores, telefones, etc.) em uma forma adequada à rede elétrica. No entanto, a rede de energia elétrica não está projetada para sinais de comunicações [1]. O canal de transmissão PLC está caracterizado por uma grande atenuação em função da frequência, bem como por uma impedância variável com condições de ruído desfavoráveis. Em complemento, para se alcançar uma alta taxa de transmissão, as redes PLC necessitam operar em uma faixa de frequência de até 30 MHz. Faixa esta na qual o sinal elétrico de alta frequência emana dos condutores sob a forma de radiação eletromagnética; interferindo em outros serviços de telecomunicações [2].

Por esta causa, os órgãos reguladores [3][4][5] especificam restrições severas quanto à radiação da rede PLC, impondo a operação com potência de sinal limitada. Como consequência, ocorrem reduções das distâncias de alcance e das taxas de transmissão de dados, bem como um aumento da vulnerabilidade do canal PLC ao ruído.

1.1 Rede PLC – Sistemas de Comunicação

1.1.1 Banda Estreita

A rede PLC com operação em faixa estreita busca atender basicamente os serviços relacionados ao setor elétrico. Neste sentido, uma importante aplicação consiste na automação de lares residenciais e edificações corporativas. As concessionárias de energia elétrica também utilizam o sinal PLC para realizar a comunicação interna entre seus centros de controle e dispositivos remotos ou ainda em atividades de teleproteção [6]. De

acordo com a norma CENELEC EN 50065, o espectro de frequência para o sinal PLC para banda estreita varia de 9 a 140 kHz [7]. Já as normas Americana e Japonesa especificam até 500 kHz para as aplicações de serviços PLC de banda estreita.

Simultaneamente, o sinal PLC pode ser utilizado na atividade de leitura remota dos medidores de energia elétrica de seus clientes, bem como pode auxiliar na precificação dinâmica, sendo esta última uma função da hora do consumo, da oferta de energia momentânea e de outros tópicos correlatos.

Em outras circunstâncias, a rede PLC ainda pode ser empregada na comunicação permanente entre as concessionárias de energia elétrica e o crescente número de novas plantas de geração elétrica, cujo insumo dependa das condições climáticas. Neste sentido, caso haja uma necessidade local, as regiões afetadas podem ser atendidas por outras fontes de energia.

1.1.2 Banda Larga

A proposta do sinal PLC em banda larga tem como motivação inicial o aumento significativo das taxas de transmissão de dados. Nesta abordagem, consegue-se a realização de serviços de telecomunicações mais sofisticados, tais como múltiplas conexões de voz, transmissão de dados em alta velocidade, transferência de sinais de vídeo. Nas condições de banda larga, consideram-se os sistemas PLC como uma tecnologia de telecomunicações atrativa.

A implantação da tecnologia PLC em banda larga em uma rede de energia elétrica existente permite a realização de um sistema de telecomunicações com custos/benefícios atraentes. Todavia, como citado anteriormente, as redes de energia elétrica não são meios adequados de transmissão, bem como fatores limitantes impedem a aplicação do sinal PLC em larga escala. Neste sentido, as distâncias a serem vencidas, bem como as taxas de transmissão são limitadas. Para a realização de redes PLC em banda larga, são necessários espectros de frequência amplos (até 30 MHz), maiores que os indicados pelo CENELEC para a rede PLC em banda estreita.

1.2 Caracterização do Canal PLC

O canal de propagação do sinal PLC se caracteriza por apresentar uma impedância variável. A impedância do canal PLC depende fortemente da frequência, variando de alguns Ohms até milhares de Ohms. Tal característica depende da impedância dos cabos, da configuração geométrica dos condutores, das características do solo, bem como das cargas conectadas à rede de energia elétrica.

A propagação do sinal PLC sobre a rede de energia elétrica introduz uma atenuação a qual se incrementa com o comprimento da linha e da frequência. A atenuação por sua vez é função da impedância característica Z_0 (Ohm) do canal, bem como da constante de propagação γ (m^{-1}) do mesmo.

Estes dois parâmetros são caracterizados em função da Resistência R (Ohm/m), da Condutância G (S/m), da Indutância L (H/m) e da Capacitância C (F/m) do canal de transmissão do sinal PLC, todos definidos por unidade de comprimento, os quais por sua vez são dependentes da frequência f conforme as Equações (1.1) e (1.2) [8].

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R(f) + j2\pi fL(f)}{G(f) + j2\pi fC(f)}} \quad (1.1)$$

$$\gamma(f) = \sqrt{(R(f) + j2\pi fL(f))(G(f) + j2\pi fC(f))} \quad (1.2)$$

1.3 Compatibilidade Eletromagnética do Sistema PLC

A tecnologia PLC utiliza a rede de energia elétrica para a transmissão de sinais de informações. Do ponto de vista eletromagnético, a inserção de um sinal elétrico PLC nos cabos condutores de energia elétrica resulta na radiação de um campo eletromagnético no entorno dos mesmos, visto que neste momento os cabos passam a se comportar como meios radiantes [9] [10].

O campo passa a ser visto como um distúrbio no meio e por esta razão deve atender ao princípio da compatibilidade eletromagnética. O princípio tem como objetivo permitir a

operação do sistema PLC em um determinado ambiente sem causar interferência na funcionalidade dos outros sistemas em operação no mesmo setor.

1.3.1 Termos de Compatibilidade Eletromagnética

A compatibilidade eletromagnética é a capacidade de um equipamento ou sistema operar de forma satisfatória em seu ambiente eletromagnético sem causar distúrbios eletromagnéticos intoleráveis na forma de interferências a qualquer outro sistema situado no mesmo ambiente, inclusive sobre si mesmo [7]. A compatibilidade eletromagnética pode ser dividida em dois aspectos:

- Funcionamento satisfatório - Neste aspecto o equipamento não está suscetível a sinais eletromagnéticos gerados por quaisquer outros equipamentos elétricos inseridos no mesmo ambiente. Este aspecto é conhecido como Suscetibilidade Eletromagnética (EMS)
- Perturbação tolerável - Neste aspecto o equipamento não interfere no funcionamento de outro dispositivo. Tem-se uma situação em que a emissão eletromagnética do equipamento sobre outro dispositivo é compatível com a funcionalidade do mesmo. Este comportamento eletromagnético também é conhecido como Emissão Eletromagnética (EME).

A Interferência Eletromagnética (EMI) é um problema sério na área de telecomunicações. Desta forma, a questão da Compatibilidade Eletromagnética (EMC) deve ser tratada de forma cuidadosa. O problema pode ser dividido em três partes:

- Fonte do fenômeno eletromagnético;
- Vítima do fenômeno, a qual não pode operar adequadamente;
- Caminho entre a fonte e a vítima, conhecido como caminho de acoplamento.

O modelo básico para a investigação de problemas de compatibilidade eletromagnética atenta em trabalhar apenas para uma fonte de distúrbio e um equipamento suscetível. O modelo permite concluir que a inexistência de qualquer um dos três

elementos implica na solução do problema. A Figura 1.2 apresenta a modelagem do problema da compatibilidade eletromagnética.

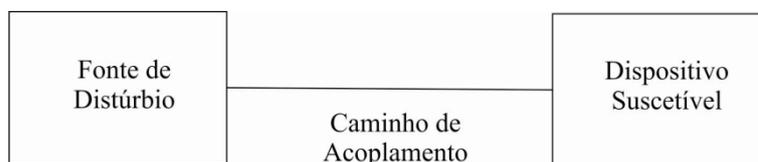


Figura 1.2– *Modelo Básico do Problema de Compatibilidade Eletromagnética.*

Neste momento, cabe ressaltar que a aplicação da rede PLC não está restrita somente a rede elétrica de baixa tensão. Aplicações semelhantes são realizadas em redes de energia elétrica de média tensão. Como aplicação distinta, a rede PLC em um sistema de energia elétrica em nível de média tensão pode ser utilizada para conexões dedicadas ponto a ponto entre redes locais de telecomunicações. De forma similar, linhas de transmissão de alta tensão também podem ser utilizadas em aplicações de redes PLC.

1.4 Parâmetros Elétricos do Solo

Para efeitos de compatibilidade eletromagnética, o cálculo dos valores de campos eletromagnéticos gerados pelo sinal PLC assume um fator decisivo na análise. Neste sentido, torna-se importante adotar uma modelagem que leve em consideração os fatores que a influenciam.

Dentre os fatores relacionados, a presença do solo no fenômeno de propagação dos campos eletromagnéticos constitui um ponto crítico. De fato, importantes trabalhos sobre a caracterização dos efeitos do solo sobre o fenômeno de propagação de campos eletromagnéticos foram publicados por Carson [11], Sunde [12], Kikuchi [13], Wait [14] e D'Amore [15]. Todos os modelos procuram aprimorar os aspectos de modelagem das linhas de transmissão frente aos efeitos relacionados à resistividade do solo e ao espectro de frequência [16].

Por sua vez, os parâmetros elétricos do solo (permissividade e condutividade) constituem elementos que variam em função da frequência do sinal. Neste sentido, várias pesquisas continuam sendo realizadas a fim de obter curvas ajustadas para diversos tipos de solo caracterizando os parâmetros do solo para diversos valores de frequência [17][18][19][20].

Nesta perspectiva, nota-se que um aspecto a observar no cálculo dos campos eletromagnéticos produzidos pelo sinal PLC constitui na incorporação dos efeitos do solo levando em consideração a variação de seus parâmetros elétricos característicos com a frequência do sinal propagado no canal.

1.5 Contribuições da tese de Doutorado

Diante do exposto, nota-se a importância do cálculo dos campos eletromagnéticos em função dos parâmetros elétricos do solo para efeitos de compatibilidade eletromagnética do sinal PLC. Neste sentido, seguem as principais contribuições desta Tese de Doutorado, as quais são listadas a seguir:

1. Revisão detalhada dos modelos elétricos de linhas de transmissão empregados nas modelagens do canal PLC. Esta revisão possibilitou a escolha da modelagem mais adequada para cada tipo de sistema PLC (Banda Estreita e Banda Larga).

2. Propor uma modelagem para o cálculo dos parâmetros elétricos do solo baseada em medições de amostras de solo coletadas no entorno de linhas de transmissão. A partir desta modelagem foi possível verificar a viabilidade do uso de técnicas de análises de redes de micro-ondas na caracterização de amostras de solo.

3. Comparar os resultados obtidos da modelagem proposta com equações já desenvolvidas para a faixa de frequência do sinal PLC. Nota-se das metodologias existentes que as técnicas empregam curvas ajustadas para os valores médios de diversos tipos de solos.

4. Apresentar o detalhamento do cálculo dos campos eletromagnéticos gerados pelo sinal PLC em função dos potenciais de Hertz para linhas multicondutoras considerando os parâmetros elétricos do solo em função da frequência.

5. Desenvolver uma análise investigativa do modelo computacional completo em situações de propagação do sinal PLC em linhas de transmissão, bem como avaliar sua

funcionalidade na previsão dos campos elétricos gerados por empreendimentos em operação.

1.6 Organização Textual

Este trabalho é organizado nos seguintes capítulos:

- Capítulo 2 – São apresentados os diversos modelos elétricos de linha de transmissão, bem como as características de cada um deles. Os potenciais vetores elétrico e magnético são descritos e as devidas correlações com os potenciais de Hertz são realizadas. Por fim a teoria de potenciais para os condutores cilíndricos é apresentada para o uso em linhas de transmissão multicondutoras.
- Capítulo 3 – É apresentada uma revisão do uso da matriz de parâmetros de impedância $[Z]$ no cálculo da análise de redes de micro-ondas. É proposta uma metodologia para o cálculo dos parâmetros elétricos do solo (permissividade e condutividade) em função de medições de laboratório. O procedimento de medição, bem como os respectivos passos para caracterização da permissividade complexa do solo são enunciados.
- Capítulo 4 – É detalhado o cálculo dos campos eletromagnéticos considerando a modelagem desenvolvida dos parâmetros elétricos do solo para um sistema de coordenadas retangulares. São calculadas e avaliadas as constantes de propagação de linhas de transmissão. Perfis laterais de radiação para os campos elétricos e magnéticos são obtidos. Resultados de medições da permissividade complexa são comparados com uma modelagem existente para sistemas PLC e investigações sobre a previsão de campos em linhas em operação são apresentadas.
- Capítulo 5 - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e sugestões de trabalhos futuros. Por fim, são apresentadas as publicações do autor associadas à Tese de Doutorado.

2

TEORIA ELETROMAGNÉTICA

O presente capítulo pretende apresentar de forma progressiva os modelos elétricos de linhas de transmissão cujos parâmetros podem considerar ou não a influência do solo nos mesmos. Em um estudo da modelagem dos parâmetros de linha de transmissão, a incorporação dos efeitos do solo passa por diversas considerações.

Em seguida, uma análise do uso dos potenciais vetores é apresentada como subsídio no cálculo de campos eletromagnéticos. Em vista da grande aplicação em pesquisas, o uso dos potenciais de *Hertz* também é apresentado. Neste capítulo, a orientação seguida para o uso da teoria dos potenciais está voltada para linhas de transmissão multicondutores.

Por fim, uma sequência de passos para o cálculo dos campos eletromagnéticos, considerando a influência dos parâmetros do solo em função da frequência, é formalizada sob a ótica de um fluxograma.

2.1 Modelagem da Linha de Transmissão

Seja o modelo de linha de transmissão monofásica apresentada na Figura 2.1. O modelo está representado em termos dos parâmetros de linha, R , G , L e C citados na seção 1.2.

No presente modelo, considera-se que a propagação da onda ocorre na direção positiva do eixo x , isto é, da geração para a carga. As setas indicam que o gerador está posicionado no lado esquerdo e a carga no lado direito da figura.

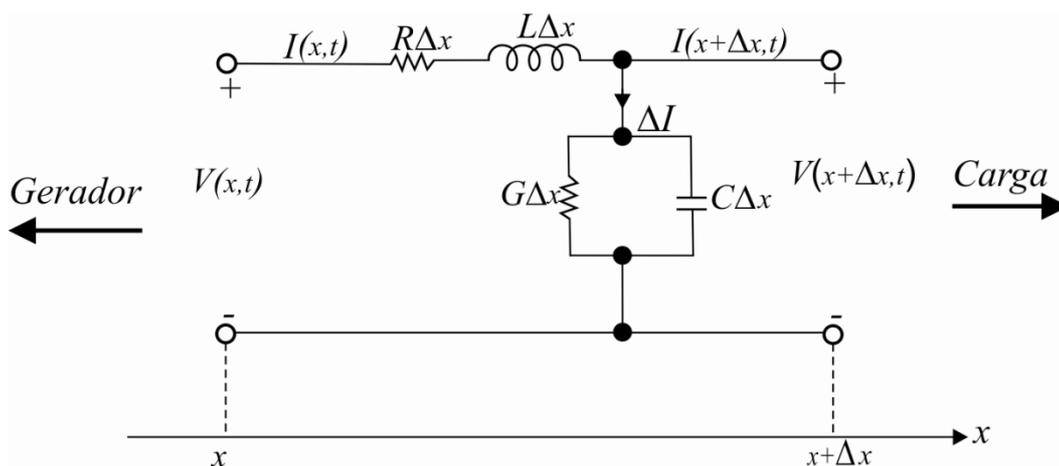


Figura 2.1 – Modelo do circuito equivalente para comprimento diferencial em linha monofásica.

Aplicando-se a lei de *Kirchhoff* das tensões para o laço externo do circuito obtém-se a Equação (2.1).

$$V(x,t) = R\Delta x I(x,t) + L\Delta x \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} + V(x+\Delta x,t) \quad (2.1)$$

Rearrmando os termos comuns e dividindo ambos os lados da equação por Δx obtém-se a Equação (2.2).

$$-\frac{V(x+\Delta x,t) - V(x,t)}{\Delta x} = RI(x,t) + L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \quad (2.2)$$

Realizando o limite da Equação (2.2) quando Δx tende a zero obtém-se a Equação (2.3).

$$-\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = RI(x,t) + L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \quad (2.3)$$

Por modo similar, aplicando a lei das correntes de *Kirchhoff* ao nó principal da Figura 2.1 obtém-se a Equação (2.4).

$$I(x,t) = I(x+\Delta x,t) + \Delta I = I(x+\Delta x,t) + G\Delta x V(x+\Delta x,t) + C\Delta x \frac{\partial V(x+\Delta x,t)}{\partial t} \quad (2.4)$$

Rearrmando os termos comuns obtém-se a Equação (2.5).

$$-\frac{I(x+\Delta x,t)-I(x,t)}{\Delta x} = GV(x+\Delta x,t) + C \frac{\partial V(x+\Delta x,t)}{\partial t} \quad (2.5)$$

Quando se estabelece o limite de $\Delta x \rightarrow 0$, tem-se a Equação (2.6).

$$-\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = GV(x,t) + C \frac{\partial V(x,t)}{\partial t} \quad (2.6)$$

Considerando uma dependência harmônica com o tempo obtém-se as Equações (2.7) e (2.8).

$$V(x,t) = \text{Re}(V_s(x)e^{j\omega t}) \quad (2.7)$$

$$I(x,t) = \text{Re}(I_s(x)e^{j\omega t}) \quad (2.8)$$

Nestas equações, $V_s(x)$ e $I_s(x)$ são as formas fasoriais de $V(x,t)$ e $I(x,t)$ respectivamente. Desta forma, aplicando (2.7) e (2.8) em (2.3) e (2.6) neste mesma ordem tem-se (2.9) e (2.10).

$$-\frac{dV_s}{dx} = (R + j\omega L)I_s \quad (2.9)$$

$$-\frac{dI_s}{dx} = (G + j\omega C)V_s \quad (2.10)$$

Nas Equações (2.9) e (2.10), as quantidades V_s e I_s estão acopladas. Para separá-las, pode-se diferenciar (2.9) e empregar (2.10) de modo a obter (2.11).

$$\frac{\partial^2 V_s}{\partial x^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V_s \quad (2.11)$$

De modo compacto, tem-se a Equação (2.12).

$$\frac{\partial^2 V_s}{\partial x^2} - \gamma^2 V_s = 0 \quad (2.12)$$

Em que:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.13)$$

Por modo semelhante, tomando a derivada segunda da Equação (2.10) e empregando o resultado em (2.9), obtêm-se a Equação (2.14).

$$\frac{\partial^2 I_s}{\partial x^2} - \gamma^2 I_s = 0 \quad (2.14)$$

As Equações (2.12) e (2.14) são respectivamente as equações de onda para a tensão e corrente no cabo condutor. De modo que γ representa a constante de propagação (m^{-1}), α a constante de atenuação (Np/m) e β a constante de fase (rad/m). As soluções das Equações diferenciais homogêneas (2.12) e (2.14) são dadas por (2.15) e (2.16) respectivamente.

$$V_s(x) = V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{\gamma x} \quad (2.15)$$

$$I_s(x) = I_0^+ e^{-\gamma x} + I_0^- e^{\gamma x} \quad (2.16)$$

Nestas Equações V_0^+ , V_0^- , I_0^+ e I_0^- denotam as amplitudes de onda ao longo do eixo x . Os sinais de “+” e “-” indicam ondas viajando ao longo da direção positiva e negativa do eixo x respectivamente conforme Figura 2.1.

Convém definir a impedância característica Z_0 da linha como a razão entre as ondas viajantes positivas de tensão e corrente em um dado ponto ao longo da linha. Substituindo (2.15) e (2.16) nas Equações (2.9) e (2.10) e confrontando os termos semelhantes obtêm-se a Equação (2.17).

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \frac{(R + j\omega L)}{\gamma} = \frac{\gamma}{(G + j\omega C)} \quad (2.17)$$

A constante de propagação γ e a impedância característica Z_0 são propriedades importantes, visto que dependem dos parâmetros da linha R , L , G , C e da frequência de operação do sinal f . O inverso de Z_0 é a admitância característica Y_0 , isto é, $Y_0 = 1/Z_0$.

2.2 Parâmetros de Linha de Transmissão

2.2.1 Linha de Transmissão Monofásica

A modelagem apresentada na Seção 2.1, permite obter a constante de propagação γ e a impedância característica Z_0 . Todavia, para a obtenção destas características torna-se imprescindível a obtenção dos parâmetros de linha. Neste sentido, seja uma linha de transmissão monofásica com os condutores espaçados por uma distância d com raio a , conforme Figura 2.2.

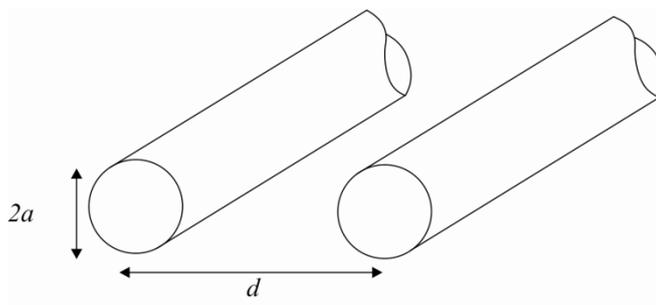


Figura 2.2 – *Linha de Transmissão com dois condutores.*

Para esta configuração específica, os parâmetros distribuídos são obtidos pelos valores apresentados nas Equações (2.18), (2.19), (2.20) e (2.21) [8].

$$R = \frac{1}{\pi a \delta \sigma_c} \quad (2.18)$$

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right) \quad (2.19)$$

$$G = \frac{\pi\sigma}{\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right)} \quad (2.20)$$

$$C = \frac{\pi\varepsilon}{\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right)} \quad (2.21)$$

Os parâmetros de linha são caracterizados pela condutância σ_c , permeabilidade μ_c e a permissividade ε_c do condutor. O meio dielétrico, separando os condutores, está caracterizado por σ , μ e ε . Deve-se mencionar que o valor da indutância L refere-se à indutância externa L_{ext} dos condutores, bem como expressa apenas a indutância própria de apenas um condutor.

No cálculo da resistência R , δ representa a profundidade de penetração (*skin depth*) no condutor, isto é, a medida da profundidade para a qual uma onda eletromagnética pode penetrar em um meio. Por fim, deve-se apenas mencionar que se $(d/2a)^2 \gg 1$ então a aproximação $\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right) \cong \ln \frac{d}{a}$ pode ser feita. Esta abordagem costuma ser empregada na modelagem do canal PLC em situações de linhas de transmissão monofásicas [21].

2.2.2 Linha de Transmissão Multicondutores

Para as linhas de transmissão com mais de dois condutores, isto é, n condutores, o cálculo dos seus parâmetros será avaliado considerando a obtenção da matriz de admitância paralela e de impedância série.

Neste modelo o solo passa a ser considerado, em vista das correntes das ondas portadoras não serem equilibradas nos cabos condutores [22][23]. Será admitido um solo com superfície perfeitamente condutiva neste primeiro momento. Tal premissa possibilita a adoção do método das imagens convencional e ainda avaliar o efeito do solo no cálculo dos parâmetros de linha.

Desta forma, a configuração dos condutores e do plano de terra perfeitamente condutivo passa a ser substituída por uma superfície equipotencial acrescida dos condutores reais, bem como dos seus respectivos condutores imagens situados a uma profundidade igual à altura dos condutores reais acima do solo. A Figura 2.3 apresenta a

configuração da linha de transmissão com a aplicação do método das imagens conforme descrito.

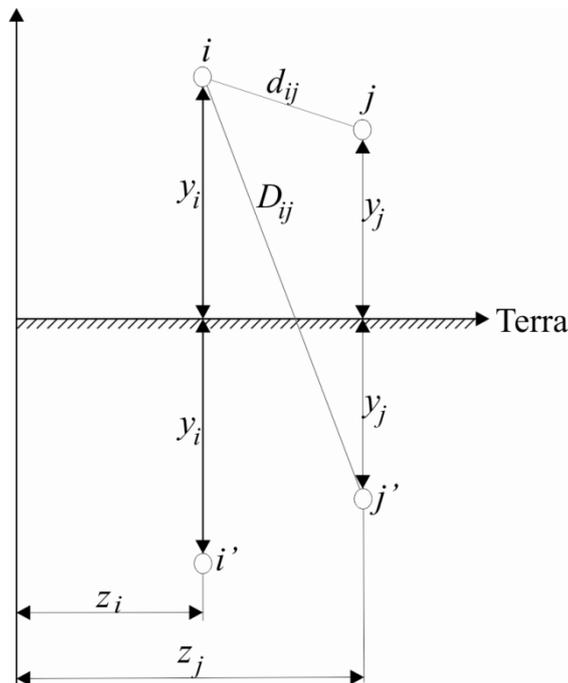


Figura 2.3 – Aplicação do Método das Imagens.

Para o cálculo da matriz de admitância paralela, torna-se necessário obter inicialmente a matriz dos coeficientes de potenciais \mathbf{P}_{ot} cujos elementos são dados pela Equação (2.22) [24].

$$\mathbf{P}_{ot} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \begin{bmatrix} \ln \frac{D_{11}}{r_1} & \dots & \ln \frac{D_{1n}}{d_{1n}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln \frac{D_{n1}}{d_{n1}} & \dots & \ln \frac{D_{nn}}{r_n} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

A constante ϵ_0 representa a permissividade do espaço livre e r_i o raio do condutor. Os valores de D_{ij} e d_{ij} são obtidos pelas Equações (2.23) e (2.24) respectivamente.

$$D_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i + y_j)^2} \quad (2.23)$$

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \quad (2.24)$$

Por fim, a matriz de admitância paralela externa \mathbf{Y}_e devida à geometria externa dos condutores é obtida invertendo a matriz dos coeficientes de potenciais e multiplicando o resultado por $j\omega$.

$$\mathbf{Y}_e = j\omega \mathbf{P}_{ot}^{-1} \quad (2.25)$$

Considerando também um conjunto de condutores sobre o solo e adotando o método das imagens é possível obter a matriz de impedância série externa \mathbf{Z}_e devida à geometria dos condutores dada pela Equação (2.26).

$$\mathbf{Z}_e = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \begin{bmatrix} \ln \frac{D_{11}}{r_1} & \dots & \ln \frac{D_{1n}}{d_{1n}} \\ \dots & \ddots & \dots \\ \ln \frac{D_{n1}}{d_{n1}} & \dots & \ln \frac{D_{nn}}{r_n} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Em que μ_0 é a permeabilidade do espaço livre.

2.2.3 Análise do Solo – Modelo de Carson

Até o presente momento, o solo tem sido considerado como um plano de terra perfeitamente condutivo. Todavia, deve-se ter em mente que o caminho de retorno do solo é uma consideração importante no cálculo da matriz de impedância série \mathbf{Z} . Carson [11] foi quem apresentou a primeira solução formal para o problema de um condutor fino sobre o solo na forma de uma integral, expressando a mesma na forma de série. No presente texto, o efeito do solo para o cálculo dos parâmetros de linha será realizado considerando o método das imagens complexas de modo a manter a representação dos parâmetros por meio de matrizes.

No cálculo das imagens complexas a profundidade dos condutores imagens será a altura dos condutores reais acrescida de um fator p conhecido por profundidade complexa. A Figura 2.4 apresenta a configuração para o método das imagens complexas.

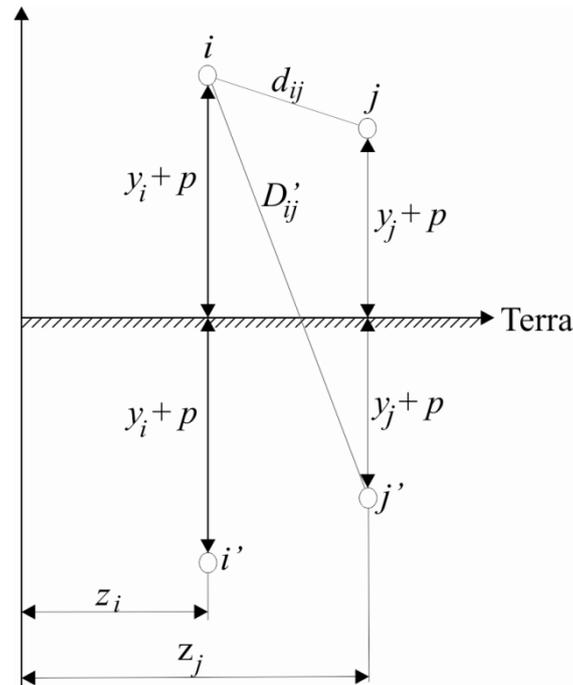


Figura 2.4 – Aplicação do Método das imagens complexas.

Nesta configuração, a matriz de impedância \mathbf{Z} dada pela Equação (2.27) deverá ser composta de duas matrizes [24]. A matriz \mathbf{Z}_e apresentada na Equação (2.26) é responsável pela contribuição devida à geometria externa dos condutores, ao passo que a matriz \mathbf{Z}'_g apresentada na Equação (2.28) é responsável pela contribuição do retorno pelo solo.

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}'_g \quad (2.27)$$

$$\mathbf{Z}'_g = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \begin{bmatrix} \ln \frac{D'_{11}}{r_1} & \dots & \ln \frac{D'_{1n}}{d_{1n}} \\ \dots & \ddots & \dots \\ \ln \frac{D'_{n1}}{d_{n1}} & \dots & \ln \frac{D'_{nn}}{r_n} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

O valor de D'_{ij} é obtido pela Equação (2.29).

$$D'_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i + y_j + 2p)^2} \quad (2.29)$$

Por sua vez, a profundidade complexa p é obtida pela Equação (2.30) [24].

$$p = \sqrt{\frac{1}{j\omega\mu_g(\sigma_g + j\omega\varepsilon_g)}} \quad (2.30)$$

Nesta equação o solo é caracterizado pela condutância σ_g , a permeabilidade μ_g e a permissividade ε_g . Deve-se mencionar ainda que quando os condutores não são perfeitos, o campo elétrico tangencial total não é nulo, isto é, existe uma penetração do campo elétrico no condutor. Este fenômeno é levado em conta adicionando uma matriz de impedância interna \mathbf{Z}_{int} à matriz de impedância série \mathbf{Z} de modo a obter-se a Equação (2.31).

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_{\text{int}} + \mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}'_g \quad (2.31)$$

A matriz \mathbf{Z}_{int} é composta por elementos não nulos apenas na diagonal principal e cada elemento Z_{ii} é obtido pela Equação (2.32)[16].

$$Z_{\text{ii}} = \frac{\mu_0 f J_0(jk_c r_i)}{r_i k_c J_1(jk_c r_i)} \quad (2.32)$$

Em que J_0 e J_1 são as funções de Bessel do primeiro tipo de ordem zero e ordem um respectivamente. O termo k_c é a constante de propagação do campo eletromagnético no condutor para o caso homogêneo, conforme Equação (2.33).

$$k_c = k_0 \left(\frac{\varepsilon_c}{\varepsilon_0} - \frac{j\sigma_c}{\omega\varepsilon_0} \right)^{1/2} \quad (2.33)$$

Em que k_0 é a constante de propagação do campo eletromagnético no ar para o caso homogêneo dado por (2.34).

$$k_0 = \omega(\mu_0\varepsilon_0)^{1/2} \quad (2.34)$$

2.2.4 Análise do Solo – Modelo de D'Amore

Para a modelagem apresentada no item 2.2.3, os efeitos da admitância de solo não são considerados. De fato, o modelo elaborado por Carson adota algumas simplificações, tais como a desconsideração da corrente de deslocamento no solo e das variações da matriz de admitância paralela, as quais devem ser consideradas quando da análise do sinal PLC [25][26]. Desta forma, as ideias desenvolvidas são válidas apenas para condições em que a altura do condutor não seja considerável para o comprimento de onda do sinal PLC e o solo seja considerado um bom condutor para a frequência de interesse [27]. Neste sentido, torna-se necessário uma modelagem que permita analisar a influência do solo no espectro de frequência do sinal PLC.

Antes de proceder com o detalhamento das equações dos parâmetros elétricos da linha de transmissão, deve-se mencionar que dentre as técnicas desenvolvidas para solucionar as equações de uma linha de transmissão multicondutores em função da frequência, pode-se empregar o uso da técnica do domínio modal [24].

Por meio desta técnica podem-se representar as correntes nos condutores por um conjunto de correntes modais. A teoria modal tem como princípio realizar a diagonalização do produto das matrizes \mathbf{ZY} e \mathbf{YZ} . Nesta perspectiva, as correntes $\mathbf{I}(x)$ nos condutores podem ser representadas pelas correntes modais \mathbf{I}_m conforme Equação (2.35) [15].

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{N}\mathbf{I}_m(x) \quad (2.35)$$

Em que \mathbf{N} é uma matriz de transformação que diagonaliza a matriz de propagação \mathbf{P} , dada pela equação (2.36).

$$\mathbf{P} = \mathbf{ZY} \quad (2.36)$$

A diagonalização da matriz de propagação implica na obtenção dos autovalores $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ associados aos autovetores N_1, N_2, \dots, N_n , em que estes autovetores representam as colunas da matriz \mathbf{N} . A Equação (2.37) sintetiza a ideia da diagonalização.

$$\mathbf{N}^{-1}\mathbf{P}'\mathbf{N} = \text{diag}(\lambda_1 \ \lambda_2 \ \dots \ \lambda_n) \quad (2.37)$$

Em que \mathbf{P}' representa a matriz transposta de \mathbf{P} . As relações, no domínio da frequência, entre os vetores colunas de tensões fase-terra \mathbf{V} e correntes nos condutores \mathbf{I} com a matriz de propagação podem ser obtidas pelas Equações (2.38) e (2.39), respectivamente.

$$\frac{d^2\mathbf{V}}{dx^2} = \mathbf{P}\mathbf{V} \quad (2.38)$$

$$\frac{d^2\mathbf{I}}{dx^2} = \mathbf{P}'\mathbf{I} \quad (2.39)$$

A matriz de propagação \mathbf{P} , de modo a incorporar os efeitos do solo na matriz de impedância série \mathbf{Z} e na matriz de admitância paralela \mathbf{Y} , são compostas pelas parcelas indicadas na Equação (2.40) [16][28].

$$\mathbf{P} = (\mathbf{Z}_{\text{int}} + \mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_g)(\mathbf{Y}_e^{-1} + \mathbf{Y}_g^{-1})^{-1} \quad (2.40)$$

A matriz de impedância série do solo \mathbf{Z}_g será a composição das matrizes \mathbf{Z}'_g dada pela Equação (2.28) acrescida da matriz \mathbf{Z}''_g representada pela Equação (2.41) a fim de incorporar os efeitos do solo para o espectro de frequência do sinal PLC. Por modo semelhante, a matriz de admitância paralela \mathbf{Y} deverá incorporar os efeitos do solo pela matriz de admitância do solo \mathbf{Y}_g dada pela Equação (2.42).

$$\mathbf{Z}''_g = -\frac{1}{j\omega\varepsilon_0\pi} \mathbf{F}_{3g} \mathbf{N} \text{diag}(\lambda_{ii}) \mathbf{N}^{-1} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{Y}_g = j\omega\varepsilon_0\pi(\mathbf{F}_{2g} - \mathbf{F}_{3g})^{-1} \quad (2.42)$$

A matriz \mathbf{Z}'_g também pode ser representada pela Equação (2.43).

$$\mathbf{Z}'_g = \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \mathbf{F}_{1g} \quad (2.43)$$

Em que as expressões para \mathbf{F}_{1g} , \mathbf{F}_{2g} e \mathbf{F}_{3g} são dadas pelas Equações (2.44), (2.45) e (2.46) nesta mesma ordem.

$$\mathbf{F}_{1gij} = \frac{1}{2} \ln \frac{h_i + h_j + j\Delta_{ij} + \xi_1}{h_i + h_j + j\Delta_{ij}} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{F}_{2gij} = \xi_2 \frac{1}{2} \ln \frac{h_i + h_j + j\Delta_{ij} + \xi_3}{h_i + h_j + j\Delta_{ij}} \quad (2.45)$$

$$\mathbf{F}_{3gij} = \xi_2 \ln \frac{h_i + j\Delta_{ij} + \xi_3}{h_i + j\Delta_{ij}} \quad (2.46)$$

As alturas médias h_i e h_j dos condutores estão indicadas na Figura 2.3 pelas cotas y_i e y_j , enquanto Δ_{ij} representa a diferença $x_j - x_i$. Por sua vez, os valores ξ_1 , ξ_2 e ξ_3 são dados pelas Equações (2.47), (2.48) e (2.49) respectivamente.

$$\xi_1 = \frac{2}{(k_0^2 - k_g^2)^{1/2}} \quad (2.47)$$

$$\xi_2 = \frac{k_0^2}{(k_0^2 + k_g^2)} \quad (2.48)$$

$$\xi_3 = \frac{(k_0^2 + k_g^2)}{k_0^2(k_0^2 + k_g^2)} \quad (2.49)$$

A constante k_0 é dada pela Equação (2.30), ao passo que a constante k_g é dada pela Equação (2.50).

$$k_g = k_0 \left(\frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0} - \frac{j\sigma_g}{\omega\varepsilon_0} \right)^{1/2} \quad (2.50)$$

Os valores indicados na Equação (2.50) apresentam os parâmetros elétricos do solo; os quais devem ser analisados em função da frequência do sinal empregado.

2.3 Potenciais Vetores e Potenciais de *Hertz*

A análise de problemas de radiação tem como princípio a especificação das fontes de corrente para que em seguida se realize o cálculo dos campos radiantes [29]. Neste sentido, o procedimento de análise é frequentemente facilitado pelo uso de funções auxiliares conhecidas como potenciais vetoriais. Tais potenciais vetoriais (\mathbf{A} , \mathbf{F}) auxiliam na solução dos problemas, pois permitem estabelecer uma correspondência entre as fontes de corrente (\mathbf{J} , \mathbf{M}) e os campos radiantes (\mathbf{E} , \mathbf{H}). Estas quantidades estão definidas da seguinte forma:

- \mathbf{A} é o potencial vetor magnético.
- \mathbf{F} é o potencial vetor elétrico.
- \mathbf{J} é a densidade de corrente elétrica.
- \mathbf{M} é a densidade de corrente magnética.
- \mathbf{E} é a intensidade de campo elétrico.
- \mathbf{H} é a intensidade de campo magnético.

Os potenciais vetoriais podem ser obtidos a partir das fontes de corrente por meio de relações de integral aplicadas às equações de onda potenciais vetoriais não homogêneas. Por sua vez, os campos radiantes são determinados pela diferenciação dos potenciais vetoriais.

2.3.1 Potencial Vetor \mathbf{A} para uma Fonte de Corrente Elétrica \mathbf{J}

O potencial vetor \mathbf{A} é bastante útil para a obtenção de um campo eletromagnético gerado por uma fonte de corrente elétrica \mathbf{J} . Tendo em vista que o fluxo \mathbf{B} é sempre solenoidal, isto é, $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$, pode-se representar o rotacional de qualquer outro vetor pela identidade da Equação (2.51).

$$\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{A} = 0 \quad (2.51)$$

Em que \mathbf{A} é um vetor arbitrário. Desta forma, pode-se definir a Equação (2.52).

$$\mathbf{B}_A = \mu_0 \mathbf{H}_A = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.52)$$

Ou ainda pela Equação (2.53).

$$\mathbf{H}_A = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.53)$$

De modo que o subíndice A indica que o campo é devido ao potencial \mathbf{A} . Substituindo a Equação (2.53) na equação do rotacional do campo elétrico de *Maxwell* dada por (2.54), obtemos a Equação (2.55).

$$\nabla \times \mathbf{E}_A = -j\omega\mu_0 \mathbf{H}_A \quad (2.54)$$

$$\nabla \times \mathbf{E}_A = -j\omega \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.55)$$

Em que esta equação pode ser escrita como a Equação (2.56).

$$\nabla \times (\mathbf{E}_A + j\omega\mathbf{A}) = 0 \quad (2.56)$$

Por meio da identidade vetorial (2.57) e da Equação (2.56),

$$\nabla \times (-\nabla V_e) = 0 \quad (2.57)$$

Obtemos a Equação (2.58) ou (2.59).

$$\mathbf{E}_A + j\omega\mathbf{A} = -\nabla V_e \quad (2.58)$$

$$\mathbf{E}_A = -j\omega\mathbf{A} - \nabla V_e \quad (2.59)$$

A Equação (2.59) apresenta o valor do campo elétrico \mathbf{E}_A devido ao vetor potencial \mathbf{A} . A função escalar V_e representa um potencial escalar elétrico, o qual por sua vez é

função da posição. Para obter-se o valor do campo \mathbf{E}_A inteiramente em função do potencial vetorial \mathbf{A} , utiliza-se a identidade vetorial dada por (2.60).

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (2.60)$$

Para tal aplica-se o operador rotacional em ambos os lados da equação (2.52) de modo a obter-se a equação (2.61).

$$\nabla \times (\mu_0 \mathbf{H}_A) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (2.61)$$

Para um meio homogêneo, obtem-se a Equação (2.62).

$$\mu_0 \nabla \times (\mathbf{H}_A) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (2.62)$$

Por meio da equação de Maxwell dada por (2.63).

$$\nabla \times \mathbf{H}_A = \mathbf{J} + j\omega\epsilon_0 \mathbf{E}_A \quad (2.63)$$

Quando confrontada com (2.62) obtem-se a equação (2.64).

$$\mu_0 \mathbf{J} + j\omega\mu_0\epsilon_0 \mathbf{E}_A = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (2.64)$$

Fazendo a substituição de (2.59) em (2.64), obtem-se a equação (2.65).

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k_0^2 \mathbf{A} = -\mu_0 \mathbf{J} + \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A} + j\omega\mu_0\epsilon_0 V_e) \quad (2.65)$$

Em que k_0 é dado pela Equação (2.34). Definindo o divergente de \mathbf{A} por meio de (2.66).

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -j\omega\mu_0\epsilon_0 V_e \quad (2.66)$$

Obtemos a Equação (2.67).

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k_0^2 \mathbf{A} = -\mu_0 \mathbf{J} \quad (2.67)$$

Em que a equação (2.67) é conhecida como a condição de *Lorentz*. Desta forma, a equação (2.59) pode ser representada por (2.68) se obtivermos o valor de V_e na equação (2.66) e inserirmos o resultado em (2.59).

$$\mathbf{E}_A = -\nabla V_e - j\omega\mathbf{A} = -j\omega\mathbf{A} - j\frac{1}{\omega\mu_0\epsilon_0}\nabla(\nabla\cdot\mathbf{A}) \quad (2.68)$$

Desta forma, conhecido o potencial vetor \mathbf{A} , o campo magnético \mathbf{H}_A e o campo elétrico \mathbf{E}_A podem ser obtidos pelas Equações (2.53) e (2.68) respectivamente. O valor de \mathbf{E}_A também pode obtido pela equação (2.63) deste que a densidade de corrente \mathbf{J} seja nula.

2.3.2 Potencial Vetor \mathbf{F} para uma Fonte de Corrente Magnética \mathbf{M}

Por modo semelhante, à densidade de corrente elétrica \mathbf{J} , problemas eletromagnéticos podem ser tratados considerando uma densidade de corrente magnética \mathbf{M} . Os campos gerados por uma corrente magnética em uma região homogênea com $\mathbf{J} = 0$, mas com $\mathbf{M} \neq 0$, devem satisfazer a condição de $\nabla\cdot\mathbf{D} = 0$. Desta forma, \mathbf{E}_F pode ser expresso como o rotacional do potencial vetor \mathbf{F} dado pela equação (2.69).

$$\mathbf{E}_F = -\frac{1}{\epsilon_0}\nabla\times\mathbf{F} \quad (2.69)$$

Substituindo a equação do rotacional de campo magnético de *Maxwell* dada por (2.70).

$$\nabla\times\mathbf{H}_F = j\omega\epsilon_0\mathbf{E}_F \quad (2.70)$$

Na equação (2.69), obtém-se a Equação (2.71).

$$\nabla\times(\mathbf{H}_F + j\omega\mathbf{F}) = 0 \quad (2.71)$$

Por meio da identidade vetorial (2.57), pode-se obter a Equação (2.72).

$$\mathbf{H}_F = -\nabla V_m - j\omega\mathbf{F} \quad (2.72)$$

Em que V_m representa um potencial escalar magnético, o qual é função da posição.

Aplicando o operador rotacional em ambos os lados da equação (2.69) obtemos (2.73).

$$\nabla \times \mathbf{E}_F = -\frac{1}{\varepsilon_0} \nabla \times \nabla \times \mathbf{F} = -\frac{1}{\varepsilon_0} (\nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) - \nabla^2 \mathbf{F}) \quad (2.73)$$

Confrontando a Equação de *Maxwell* dada por (2.74).

$$\nabla \times \mathbf{E}_F = -\mathbf{M} - j\omega\mu_0\mathbf{H}_F \quad (2.74)$$

Com a Equação (2.73) obtemos a Equação (2.75).

$$\nabla^2 \mathbf{F} + j\omega\mu_0\varepsilon_0\mathbf{H}_F = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) - \varepsilon_0\mathbf{M} \quad (2.75)$$

Substituindo (2.72) em (2.75) obtém-se a Equação (2.76).

$$\nabla^2 \mathbf{F} + k_0^2 \mathbf{F} = -\varepsilon_0\mathbf{M} + \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) + \nabla(j\omega\mu_0\varepsilon_0 V_m) \quad (2.76)$$

Tomando a definição do divergente do potencial vetor \mathbf{F} como (2.77).

$$\nabla \cdot \mathbf{F} = -j\omega\mu_0\varepsilon_0 V_m \quad (2.77)$$

E substituindo na Equação (2.76) obtem-se (2.78).

$$\nabla^2 \mathbf{F} + k_0^2 \mathbf{F} = -\varepsilon_0\mathbf{M} \quad (2.78)$$

Desta forma, a Equação (2.72) pode ser sintetizada por (2.79) se obtido o valor de V_m na equação (2.77) e inserido o resultado em (2.72).

$$\mathbf{H}_F = -j\omega\mathbf{F} - \frac{j}{\omega\mu_0\epsilon_0} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) \quad (2.79)$$

Desta forma, sendo \mathbf{F} um potencial magnético conhecido, \mathbf{E}_F pode ser obtido por (2.69), bem como \mathbf{H}_F pela equação (2.79).

2.3.3 Campos Elétricos e Magnéticos por Fontes de corrente Elétrica \mathbf{J} e Magnética \mathbf{M}

Os resultados obtidos nas seções 2.3.1 e 2.3.2 podem ser superpostos a fim de obter os campos eletromagnéticos totais devido aos potenciais \mathbf{A} e \mathbf{F} . Desta forma, os campos elétrico \mathbf{E} e magnético \mathbf{H} podem ser expressos pelas Equações (2.80) e (2.81), respectivamente.

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_A + \mathbf{E}_F = -j\omega\mathbf{A} - j\frac{1}{\omega\mu_0\epsilon_0} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \frac{1}{\epsilon_0} \nabla \times \mathbf{F} \quad (2.80)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_A + \mathbf{H}_F = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{A} - j\omega\mathbf{F} - \frac{j}{\omega\mu_0\epsilon_0} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) \quad (2.81)$$

As equações indicadas acima serão empregadas para o cálculo dos campos elétrico e magnético devidos aos cabos condutores das linhas de transmissão conforme indicado na Seção 2.3.5.

2.3.4 Potenciais de Hertz

Os potenciais de Hertz guardam relações com os potenciais vetores dadas pelas Equações (2.82) e (2.83), respectivamente [29].

$$\mathbf{\Pi}_e = -\frac{j}{\omega\mu\epsilon} \mathbf{A} \quad (2.82)$$

$$\mathbf{\Pi}_h = -\frac{j}{\omega\mu\epsilon} \mathbf{F} \quad (2.83)$$

Em que $\mathbf{\Pi}_e$ representa o potencial de *Hertz* elétrico e $\mathbf{\Pi}_h$, o potencial de *Hertz* magnético. Admitindo que o meio possua uma condutividade, teremos as seguintes equações para as relações entre os potenciais [30], dados pelas Equações (2.84) e (2.85).

$$\mathbf{A} = (\sigma\mu + j\omega\mu\epsilon)\mathbf{\Pi}_e \quad (2.84)$$

$$\mathbf{F} = (\sigma\mu + j\omega\mu\epsilon)\mathbf{\Pi}_h \quad (2.85)$$

Em que σ , μ e ϵ são os parâmetros elétricos do meio dielétrico. Desta forma, as equações para os campos elétricos e magnéticos expressas pelas Equações (2.80) e (2.81) passam a ser expressas pelas Equações (2.86) e (2.87), respectivamente [30].

$$\mathbf{E} = -\gamma^2\mathbf{\Pi}_e + \nabla(\nabla \cdot \mathbf{\Pi}_e) - j\mu\omega\nabla \times \mathbf{\Pi}_h \quad (2.86)$$

$$\mathbf{H} = -\gamma^2\mathbf{\Pi}_h + \nabla(\nabla \cdot \mathbf{\Pi}_h) + (\sigma + j\epsilon\omega)\nabla \times \mathbf{\Pi}_e \quad (2.87)$$

Em que a constante de propagação γ^2 é dada pela equação (2.88).

$$\gamma^2 = j\mu\omega(\sigma + j\epsilon\omega) \quad (2.88)$$

2.3.5 Potenciais de *Hertz* para Condutores

Foram apresentadas as equações para o campo elétrico \mathbf{E} e para o campo magnético \mathbf{H} em função dos potenciais de *Hertz*. Neste momento, torna-se necessário apresentar como as equações dos potenciais de *Hertz* são aplicadas para cabos condutores cilíndricos.

As componentes do campo eletromagnético para um condutor fino de comprimento infinito paralelo ao eixo de ordenadas x sobre um solo de condutividade finita podem ser

obtidas em função dos potenciais de *Hertz*. A Figura 2.5 apresenta os detalhes para uma linha de transmissão com os condutores paralelos a um solo com condutividade finita.

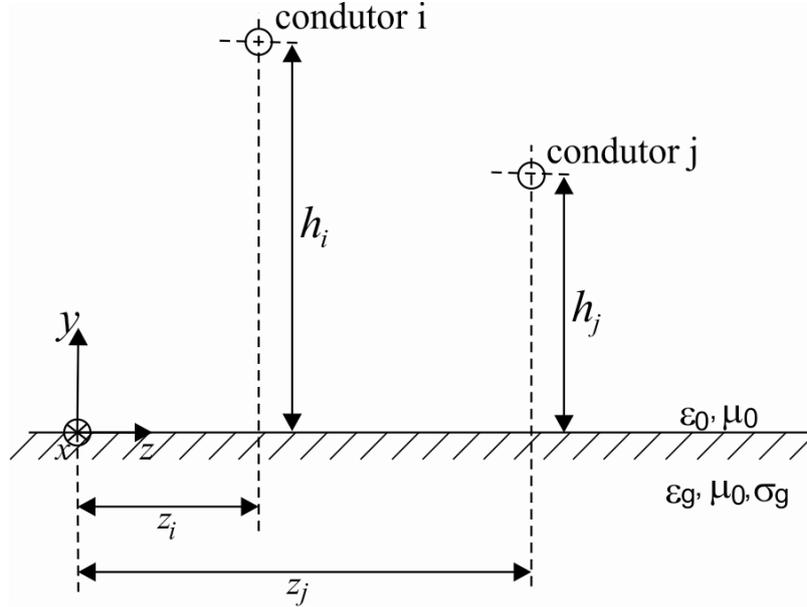


Figura 2.5 – Seção de linha multicondutores.

Assume-se que a corrente sobre o condutor seja representada no domínio da frequência por uma função exponencial dada pela equação (2.89).

$$I(x) = I_0 e^{-j\gamma x} \quad (2.89)$$

Desta forma, os potenciais Π_e e Π_h em um ponto genérico (x, y, z) , para um determinado condutor acima do solo a uma altura h , são dados pelas Equações (2.90) e (2.91) [31][32].

$$\Pi_e = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ e^{-u_0|y-h|} + R_E(\lambda) e^{-u_0(y+h)} \right\} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \quad (2.90)$$

$$\Pi_h = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\lambda) e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \quad (2.91)$$

Em que as constantes R_E e R_H são os coeficientes de reflexão do solo para os potenciais de *Hertz* elétrico e magnético respectivamente. Os mesmos são obtidos mantendo a continuidade elétrica e magnética das componentes tangenciais na interface solo-ar.

Deve-se mencionar ainda que a constante de propagação γ reflete as condições do meio dielétrico constituído pelo condutor, ar e solo abaixo dos condutores. As Equações (2.92) e (2.93) apresentam as citadas constantes [33].

$$R_E(\lambda) = -1 + u_0 \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \left(\frac{1}{u_0 + u_g} - \frac{\gamma^2}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} \right) \quad (2.92)$$

$$R_H(\lambda) = -\frac{\gamma\lambda}{j\omega\mu_0} \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \left(\frac{1}{u_0 + u_g} - \frac{k_0^2}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} \right) \quad (2.93)$$

Em que u_0 e u_g são dados pelas Equações (2.94) e (2.95) e λ uma variável auxiliar de integração.

$$u_0 = (\lambda^2 + \gamma^2 - k_0^2)^{1/2} \quad (2.94)$$

$$u_g = (\lambda^2 + \gamma^2 - k_g^2)^{1/2} \quad (2.95)$$

Neste momento, torna-se oportuno apresentar o detalhamento dos potenciais de Hertz, levando em consideração os coeficientes de reflexão do solo inseridos nas Equações (2.90) e (2.91).

O potencial elétrico de Hertz para um condutor acima do solo é dado pela Equação (2.96).

$$\mathbf{\Pi}_e = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-u_0|y-h|} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda + \int_{-\infty}^{\infty} R_E(\lambda) e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \right) \quad (2.96)$$

O mesmo potencial pode ser representado pela Equação (2.97).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_e = & -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} \left(2K_0 \left\{ j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \sqrt{(y-h)^2 + (z-z_i)^2} \right\} \right. \\ & \left. + \int_{-\infty}^{\infty} R_E(\lambda) e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \right) \end{aligned} \quad (2.97)$$

Em que K_0 representa a função de *Bessel* modificada do tipo dois de ordem zero. O coeficiente de reflexão do solo $R_E(\lambda)$ para o potencial elétrico de Hertz dado pela equação (2.92), quando substituído na Equação (2.97), produz a Equação (2.98).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_e = & -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} (2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \sqrt{(y-h)^2 + (z-z_i)^2}\}) \\ & + \int_{-\infty}^{\infty} [-1 + u_0 \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} (\frac{1}{u_0 + u_g} - \frac{\gamma^2}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g})] e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \end{aligned} \quad (2.98)$$

Expandindo os termos, obtém-se (2.99).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_e = & -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} (2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \sqrt{(y-h)^2 + (z-z_i)^2}\}) \\ & + \int_{-\infty}^{\infty} -e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \\ & + \int_{-\infty}^{\infty} u_0 \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \frac{1}{u_0 + u_g} e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \\ & - \int_{-\infty}^{\infty} u_0 \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \frac{\gamma^2}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \end{aligned} \quad (2.99)$$

Utilizando a função de *Bessel* K_0 modificada do tipo dois de ordem zero, chega-se na equação (2.100).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_e = & -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} (2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \sqrt{(y-h)^2 + (z-z_i)^2}\}) \\ & - 2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \sqrt{(y+h)^2 + (z-z_i)^2}\} \\ & + \int_{-\infty}^{\infty} u_0 \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \frac{1}{u_0 + u_g} e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \\ & - \int_{-\infty}^{\infty} u_0 \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \frac{\gamma^2}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \end{aligned} \quad (2.100)$$

Utilizando da notação dada pelas Equações (2.101) e (2.102).

$$\rho_i^- = \sqrt{(y-h_i)^2 + (z-z_i)^2} \quad (2.101)$$

$$\rho_i^+ = \sqrt{(y+h_i)^2 + (z-z_i)^2} \quad (2.102)$$

Obtem-se a Equação (2.103).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_e = & -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} (2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \rho_i^-\} - 2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \rho_i^+\}) \\ & + \int_{-\infty}^{\infty} u_0 \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \frac{1}{u_0 + u_g} e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \\ & - \int_{-\infty}^{\infty} u_0 \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \frac{\gamma^2}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \end{aligned} \quad (2.103)$$

Ajustando os termos, obtém-se a Equação (2.104).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_e = & -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} (2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \rho_i^-\} - 2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \rho_i^+\}) \\ & + \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \left(\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{u_0 + u_g} e^{-u_0(y+h)} e^{-j(z-z_i)\lambda} d\lambda \right. \\ & \left. - \gamma^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} e^{-u_0(y+h)} e^{-j(z-z_i)\lambda} d\lambda \right) \end{aligned} \quad (2.104)$$

Sendo $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ e ajustando os limites das integrais, tem-se a Equação (2.105).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_e = & \frac{1}{j4\pi\omega\epsilon_0} I_0 e^{-j\gamma x} (2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \rho_i^-\} - 2K_0 \{j(k_0^2 - \gamma^2)^{1/2} \rho_i^+\}) \\ & + \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \left(\int_0^{\infty} \frac{1}{u_0 + u_g} e^{-u_0(y+h)} e^{-j(z-z_i)\lambda} d\lambda \right. \\ & \left. - \gamma^2 \int_0^{\infty} \frac{1}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} e^{-u_0(y+h)} e^{-j(z-z_i)\lambda} d\lambda \right) \end{aligned} \quad (2.105)$$

Em que com auxílio de notação, obtém-se a Equação (2.106).

$$\mathbf{\Pi}_e = \frac{I_0 e^{-j\gamma x}}{j4\pi\omega\epsilon_0} \left\{ \Lambda_1 + \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \left[\int_0^\infty F_1 d\lambda - \gamma^2 \int_0^\infty F_2 d\lambda \right] \right\} \quad (2.106)$$

Com os termos utilizados devidamente indicados nas Equações (2.107), (2.108) e (2.109).

$$\Lambda_1 = 2K_0[j(k_0^2 - \gamma_k^2)^{1/2} \rho_i^-] - 2K_0[j(k_0^2 - \gamma_k^2)^{1/2} \rho_i^+] \quad (2.107)$$

$$F_1 = \frac{e^{-u_{0k}(y+h_i)} e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_{0k} + u_{gk}} \quad (2.108)$$

$$F_2 = \frac{e^{-u_{0k}(y+h_i)} e^{-j(z-z_i)\lambda}}{k_g^2 u_{0k} + k_0^2 u_{gk}} \quad (2.109)$$

Por sua vez, o potencial magnético de Hertz para um condutor acima do solo é dado pela Equação (2.91). Empregando a Equação (2.93), obtem-se a Equação (2.110).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_h = & -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} \frac{-\gamma}{j\omega\mu_0} \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \left\{ \int_{-\infty}^\infty \frac{\lambda}{u_0 + u_g} e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \right. \\ & \left. - \int_{-\infty}^\infty \lambda \frac{k_0^2}{k_g^2 u_0 + k_0^2 u_g} e^{-u_0(y+h)} \frac{e^{-j(z-z_i)\lambda}}{u_0} d\lambda \right\} \end{aligned} \quad (2.110)$$

Realizando os ajustes de notação, obtem-se a Equação (2.111).

$$\mathbf{\Pi}_h = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} \frac{-\gamma}{j\omega\mu_0} \frac{2k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \left\{ \int_{-\infty}^\infty \frac{\lambda}{u_0} F_1 d\lambda - k_0^2 \int_{-\infty}^\infty \frac{\lambda}{u_0} F_2 d\lambda \right\} \quad (2.111)$$

Modificando o intervalo de integração, encontra-se a Equação (2.112).

$$\mathbf{\Pi}_h = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi k_0^2} I_0 e^{-j\gamma x} \frac{-\gamma}{j\omega\mu_0} \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma^2} \left\{ \int_0^\infty \frac{\lambda}{u_0} F_1 d\lambda - k_0^2 \int_0^\infty \frac{\lambda}{u_0} F_2 d\lambda \right\} \quad (2.112)$$

Realizando pequenos ajustes, tem-se a Equação (2.113).

$$\mathbf{\Pi}_h = -\frac{\gamma A_0 e^{-j\gamma x}}{\pi(k_0^2 - \gamma^2)} \left\{ \int_0^\infty \frac{\lambda}{u_0} F_1 d\lambda - k_0^2 \int_0^\infty \frac{\lambda}{u_0} F_2 d\lambda \right\} \quad (2.113)$$

Os mesmos potenciais de *Hertz*, quando expressos em termos das correntes modais são dados pelas Equações (2.114) e (2.115).

$$\Pi_{eik} = \frac{1}{j4\pi\omega\epsilon_0} \left\{ \Lambda_1 + \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma_k^2} \left[\int_0^\infty F_1 d\lambda - \gamma_k^2 \int_0^\infty F_2 d\lambda \right] \right\} N_{ik} I_{mk} \quad (2.114)$$

$$\Pi_{hik} = \frac{\gamma_k}{\pi(k_0^2 - \gamma_k^2)} \left\{ \int_0^\infty \frac{\lambda}{u_0} F_1 d\lambda - \int_0^\infty \frac{\lambda}{u_0} F_2 d\lambda \right\} N_{ik} I_{mk} \quad (2.115)$$

Deve-se observar que os potenciais de *Hertz* estão representados para os diversos modos de propagação “*k*” dos possíveis condutores “*i*” que a linha de transmissão possui.

A matriz de transformação *N*, conforme Equação (2.35) está indicada pelo respectivo elemento da matriz N_{ik} e permite trabalhar com as correntes modais, representadas pela componente modal I_{mk} do modo de propagação *k*. Desta forma, tem-se a representação dos potenciais de *Hertz* para cada modo de propagação em cada condutor [15].

As implicações dos potenciais de Hertz no cálculo dos campos eletromagnéticos indicados nas Equações (2.86) e (2.87) será apresentado no capítulo 4. Por sua vez, o capítulo 3 será dedicado à análise dos parâmetros elétricos do solo em função da frequência.

Deve-se ainda ressaltar que as integrais indicadas nas Equações (2.114) e (2.115) representam as integrais de *Sommerfeld*, as quais possuem diversos trabalhos dedicados ao refinamento de sua solução [34][35].

2.4 Fluxograma para Cálculo dos Campos Eletromagnéticos

Neste momento, ressaltam-se as etapas a serem cumpridas a fim de se obter os valores dos campos eletromagnéticos produzidos por condutores transportando ondas portadoras de sinal PLC. A Figura 2.6 apresenta o fluxograma dos passos.

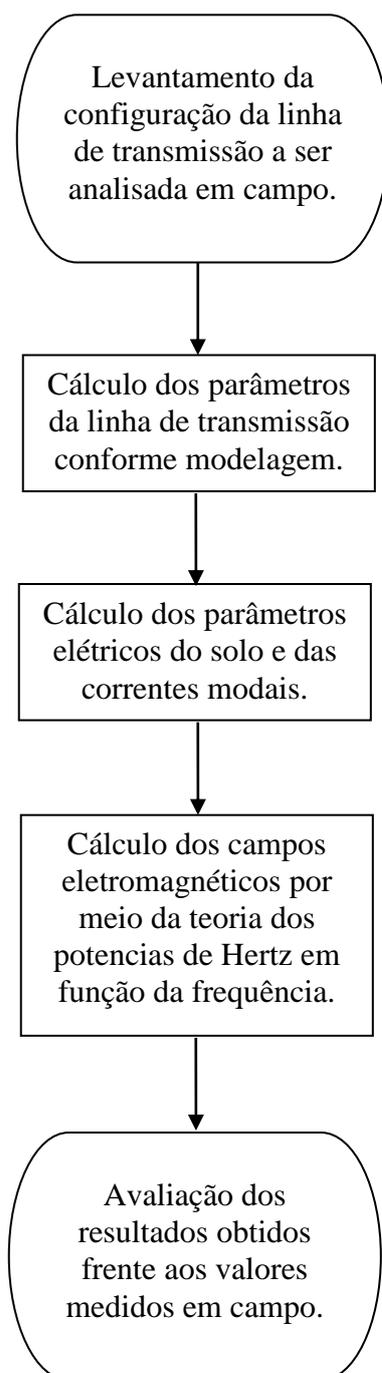


Figura 2.6 – Fluxograma para cálculo dos campo Eletromagnéticos.

Os passos indicados no fluxograma apresentado na Figura 2.6 podem ser descritos como a seguir:

- 1) O primeiro passo consiste em levantar ou identificar a configuração da linha de transmissão, isto é, a geometria dos condutores empregada.
- 2) De posse dos elementos de entrada, o passo seguinte consiste na obtenção dos parâmetros de linha (R, L, C e G). Desta forma, emprega-se o modelo apresentado na Seção 2.2.4 por está aderente ao espectro de frequência do sinal PLC.
- 3) Com a obtenção dos parâmetros de linha, analisa-se o comportamento dos parâmetros elétricos do solo em função da frequência, bem como obtém-se a distribuição das correntes modais para os condutores.
- 4) Em seguida, com as correntes obtidas, calculam-se os potenciais de Hertz com base nas Equações (2.90) e (2.91) e em seguida os campos elétricos e magnéticos com as Equações (2.86) e (2.87).
- 5) Por fim, os valores dos campos obtidos são comparados com os encontrados em medições de campo, a fim de avaliar suas implicações na previsão dos campos elétricos por empreendimentos.

2.5 Resumo

Neste capítulo foram apresentados alguns modelos de parâmetros de linhas. O trabalho deve utilizar o modelo da seção 2.2.4 por está aderente ao espectro de frequência do sinal PLC.

A teoria dos potenciais vetores e dos potenciais de *Hertz* servem como elementos de apoio na obtenção dos campos eletromagnéticos e deverão contar com os efeitos dos parâmetros elétricos do solo em função da frequência.

Por fim, o fluxograma apresentado na Figura 2.6 indica as principais etapas envolvidas para o cálculo dos campos elétricos e magnéticos devido aos condutores situados sobre um solo com condutividade finita.

3

PARÂMETROS DO SOLO

A modelagem dos parâmetros de linha de transmissão em redes elétricas requer o conhecimento das características do solo por onde as correntes trafegam. Entre as características do solo, apenas a permeabilidade relativa pode ser considerada constante e igual à unidade [36].

Neste sentido, uma forma de avaliar estas características do solo consiste em empregar técnicas de análise de redes de micro-ondas em medições de amostras de solo coletadas no entorno de linhas de transmissões. Por sua vez, os próprios parâmetros elétricos do solo, isto é, sua permissividade complexa, possuem características que são função da frequência f e que devem variar inclusive com as condições locais [37].

Diante do exposto, o presente capítulo pretende apresentar uma metodologia desenvolvida para a obtenção dos parâmetros elétricos do solo (permissividade e condutividade) em função da frequência. O modelo desenvolvido será confrontado com outra técnica já existente no desenvolvimento experimental do capítulo 4 apresentando o comportamento da permissividade complexa do solo avaliado para uma faixa de frequência do sinal PLC que envolva tanto o intervalo de banda estreita como de banda larga.

3.1 Caracterização do Solo

Por meio do uso de uma linha de transmissão coaxial, fabricada com dimensões específicas, é possível preencher o interior da mesma com material dielétrico a ser analisado.

A Figura 3.1 apresenta o esquema ilustrativo de uma linha de transmissão coaxial cujo interior está preenchido com uma amostra de solo coletada durante as medições. Devem-se ressaltar que as medições foram realizadas em condições de solo compacto e seco no momento das atividades de campo.

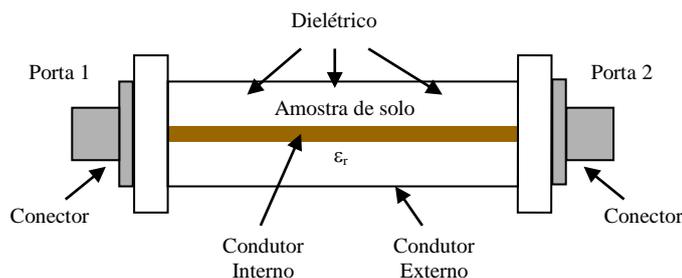


Figura 3.1 - Diagrama de linha de transmissão preenchida com amostra de solo como seu dielétrico.

Para analisar uma amostra de solo, a linha de transmissão coaxial é conectada a um analisador de rede. O laboratório de micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas (DES) possui um analisador modelo Agilent E5071B operando na faixa de frequência de 0,3 MHz até 8,5 GHz, o qual fornece uma potência de 1 mW.

O passo inicial do experimento consiste em obter, por meio de medições, a matriz dos parâmetros de impedância $[Z]$ da linha de transmissão coaxial para cada frequência desejada. No presente trabalho, devem-se analisar frequências na faixa de operação do sistema PLC de banda estreita e banda larga.

De posse das medições, como uma consequência imediata, a impedância característica da linha de transmissão coaxial em análise pode ser obtida facilmente conforme será detalhado na seção 3.2.

Os resultados das medições são agrupados em um arquivo comum e posteriormente processados por uma rotina específica em função das características da linha de transmissão empregada.

3.2 Técnicas de Análise de Redes de Micro-ondas

Antes de apresentar como as técnicas de análise de redes podem auxiliar a encontrar os parâmetros elétricos do solo, torna-se necessário definir a impedância característica para uma linha de transmissão coaxial.

É possível encontrar em várias publicações a impedância característica Z_0 para uma linha coaxial conforme Equação (3.1) [38].

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (3.1)$$

Na Equação (3.1) $\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ representa a permissividade complexa relativa do dielétrico, η_0 corresponde à impedância intrínseca do vácuo e possui valor aproximado de 377 Ohms, D corresponde ao raio interno do condutor externo com valor de 18,9 mm e d ao raio do condutor interno com valor de 2,2 mm. O comprimento longitudinal L da linha coaxial corresponde a 60 mm.

De posse desta expressão, nota-se que a permissividade complexa do dielétrico é função tanto da geometria da linha de transmissão, bem como da impedância característica. Tendo em vista que as características geométricas da linha de transmissão coaxial são conhecidas, deve-se proceder em conhecer sua impedância característica, a fim de encontrar a permissividade complexa do material dielétrico.

As técnicas de análise de rede têm como objetivo extrair características de circuitos que podem ser modelados como caixas pretas. No presente caso, a linha de transmissão coaxial.

Os circuitos a serem analisados são modelados como redes conforme o número N de portas, cujo comportamento é completamente descrito em termos das tensões V_n e das correntes I_n em cada porta [39].

Considerando uma rede com N portas, em que V_n é a amplitude da onda de tensão sobre a porta n e I_n a amplitude da onda de corrente sobre a mesma porta n , a matriz de impedância ou a matriz $[\mathbf{Z}]$ está definida como a matriz que guarda relações entre as tensões e as correntes conforme Equação (3.2) [40].

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & \cdots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Em que cada elemento da matriz $[\mathbf{Z}]$ pode ser definido conforme Equação (3.3).

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j} \Big|_{I_k = 0} \quad (3.3)$$

Para $k \neq j$

Desta forma, o parâmetro Z_{ij} é encontrado pela razão entre a tensão de circuito aberto V_i medida na porta “ i ” pela corrente I_j injetada na porta “ j ” quando todas as demais portas estão em circuito aberto.

Por modo semelhante, outra ferramenta bastante empregada em técnicas de análise de redes consiste no uso da matriz [ABCD]. Para uma rede de duas portas, pode-se definir a matriz [ABCD] conforme Equação (3.4), em que as tensões V_1 e V_2 , bem como as correntes I_1 e I_2 estão relacionadas.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Para uma linha de transmissão monofásica os parâmetros da matriz [ABCD] são definidos pela Equação (3.5) [39].

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma L) & Z_0 \sinh(\gamma L) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Em que L representa o comprimento físico da linha de transmissão coaxial e γ a constante de propagação da linha de transmissão coaxial. Tomando a razão entre os elementos B e C da Equação (3.5) pode-se encontrar a impedância característica da linha de transmissão coaxial conforme Equação (3.6).

$$Z_0 = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (3.6)$$

Por sua vez, os elementos da matriz ABCD, podem ser obtidos por meio dos resultados das medições dos parâmetros de impedância conforme Equações (3.7) e (3.8) [40].

$$B = \frac{|Z|}{Z_{21}} \quad (3.7)$$

$$C = \frac{1}{Z_{21}} \quad (3.8)$$

Em que o valor de $|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$.

Desta forma, após obter os parâmetros de impedância, torna-se possível encontrar os elementos “B” e “C” da matriz de impedância pelas Equações (3.7) e (3.8), respectivamente. A partir da Equação (3.6), a impedância característica da linha de transmissão coaxial é encontrada como consequência. O resultado desejado, a permissividade complexa relativa, é obtida por meio da Equação (3.1).

No capítulo 4 será apresentado o desenvolvimento experimental realizado em um corredor de linhas de transmissão de alta tensão operando com sinal PLC de banda estreita. Na respectiva seção serão apresentadas as medições dos parâmetros elétricos do solo comparadas com modelagem já existente para o espectro do sinal PLC.

3.3 Resumo

O presente capítulo apresentou como a análise de redes de micro-ondas permite obter os parâmetros elétricos do solo (permissividade e condutividade). Por meio do modelo desenvolvido, tem-se um método prático quando comparado com outras modelagens, visto ser mais fácil de manipular por meio de simulações computacionais.

Deve-se ainda mencionar que os parâmetros elétricos obtidos pelo modelo proposto são específicos para o caso a ser avaliado, o que permite uma análise mais realista da linha de transmissão em estudo. Através da medição da matriz dos parâmetros de impedância, foi possível conhecer a permissividade complexa do material dielétrico do experimento do cabo coaxial.

Conforme abordado no capítulo 2, as características do solo devem influenciar não só os valores dos parâmetros de linha, como também as intensidades dos campos eletromagnéticos derivados pelo auxílio dos potenciais de *Hertz*.

4

CAMPOS RADIANTES COM ANÁLISES GRÁFICAS

De posse da teoria apresentada nos capítulos anteriores, pode-se apresentar uma análise dos campos eletromagnéticos produzidos por linhas de transmissão sobre solos com condutividade finita.

A definição da modelagem de linha e dos valores adequados dos parâmetros elétricos do solo permite conhecer os campos eletromagnéticos produzidos por sistemas PLC operando em linhas de transmissão.

Neste capítulo serão apresentadas linhas de transmissão monofásicas e trifásicas operando em frequências de banda estreita e banda larga para o sinal PLC. Por fim, uma análise investigativa da permissividade complexa, bem como do campo elétrico em um sistema PLC real é apresentada no desenvolvimento experimental.

4.1 Campos Eletromagnéticos

De posse das Equações (2.86) e (2.87), podem-se obter os valores dos campos eletromagnéticos em coordenadas retangulares para os cabos condutores empregados nas linhas de transmissão. No presente modelo, a propagação ocorre apenas ao longo da direção x conforme indicado na Figura 2.5. Ainda neste modelo, a onda de corrente possui natureza exponencial dada pela Equação (2.89). As Equações (4.1) a (4.6) apresentam as componentes para os valores de campo elétrico e magnético.

$$\mathbf{E}_x = (k_0^2 - \gamma^2)\mathbf{\Pi}_e \quad (4.1)$$

$$\mathbf{E}_y = -j\gamma \frac{\partial \Pi_e}{\partial y} - j\omega\mu_0 \frac{\partial \Pi_h}{\partial z} \quad (4.2)$$

$$\mathbf{E}_z = -j\gamma \frac{\partial \Pi_e}{\partial z} + j\omega\mu_0 \frac{\partial \Pi_h}{\partial y} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{H}_x = (k_0^2 - \gamma^2)\Pi_h \quad (4.4)$$

$$\mathbf{H}_y = -j\gamma \frac{\partial \Pi_h}{\partial y} + j\omega\varepsilon_0 \frac{\partial \Pi_e}{\partial z} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{H}_z = -j\gamma \frac{\partial \Pi_h}{\partial z} - j\omega\varepsilon_0 \frac{\partial \Pi_e}{\partial y} \quad (4.6)$$

Os potenciais de *Hertz* são apresentados pelas Equações (2.114) e (2.115), com os coeficientes de reflexão do solo já devidamente considerados.

4.1.1 Equações de Campo – Coordenadas Retangulares

Aplicando as Equações (2.114) e (2.115) nas equações de campo retangulares dadas por (4.1) a (4.6) obtém-se os resultados apresentados pelas Equações (4.7) a (4.12).

$$E_{xik} = \frac{k_0^2 - \gamma_k^2}{j4\pi\omega\varepsilon_0} \left\{ \Lambda_1 + \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma_k^2} \left[\int_0^\infty F_1 d\lambda - \gamma_k^2 \int_0^\infty F_2 d\lambda \right] \right\} N_{ik} I_{mk} \quad (4.7)$$

$$E_{yik} = -j\gamma \frac{1}{j4\pi\omega\varepsilon_0} \left\{ \Lambda_2 + \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma_k^2} \left[\int_0^\infty -u_{0k} F_1 d\lambda - \gamma_k^2 \int_0^\infty -u_{0k} F_2 d\lambda \right] \right\} N_{ik} I_{mk} \quad (4.8)$$

$$- j\omega\mu_0 \frac{\gamma_k}{\pi(k_0^2 - \gamma_k^2)} \left\{ \int_0^\infty -j \frac{\lambda^2}{u_{0k}} F_1 d\lambda - k_0^2 \int_0^\infty -j \frac{\lambda^2}{u_{0k}} F_2 d\lambda \right\} N_{ik} I_{mk}$$

$$E_{zik} = -j\gamma \frac{1}{j4\pi\omega\varepsilon_0} \left\{ \Lambda_3 + \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma_k^2} \left[\int_0^\infty -j\lambda F_1 d\lambda - \gamma_k^2 \int_0^\infty -j\lambda F_2 d\lambda \right] \right\} N_{ik} I_{mk} \quad (4.9)$$

$$+ j\omega\mu_0 \frac{\gamma_k}{\pi(k_0^2 - \gamma_k^2)} \left\{ \int_0^\infty -\lambda F_1 d\lambda - k_0^2 \int_0^\infty -\lambda F_2 d\lambda \right\} N_{ik} I_{mk}$$

$$H_{xik} = \frac{\gamma_k}{\pi} \left\{ \int_0^{\infty} \frac{\lambda}{u_{0k}} F_1 d\lambda - k_0^2 \int_0^{\infty} \frac{\lambda}{u_{0k}} F_2 d\lambda \right\} N_{ik} I_{mk} \quad (4.10)$$

$$H_{yik} = -j\gamma_k \frac{\gamma_k}{\pi(k_0^2 - \gamma_k^2)} \left\{ \int_0^{\infty} -\lambda F_1 d\lambda - k_0^2 \int_0^{\infty} -\lambda F_2 d\lambda \right\} N_{ik} I_{mk} \quad (4.11)$$

$$\frac{1}{4\pi} \left\{ \Lambda_3 + \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma_k^2} \left[\int_0^{\infty} -j\lambda F_1 d\lambda - \gamma_k^2 \int_0^{\infty} -j\lambda F_2 d\lambda \right] \right\} N_{ik} I_{mk}$$

$$H_{zic} = -j\gamma_k \frac{\gamma_k}{\pi(k_0^2 - \gamma_k^2)} \left\{ \int_0^{\infty} -j \frac{\lambda^2}{u_{0k}} F_1 d\lambda - k_0^2 \int_0^{\infty} -j \frac{\lambda^2}{u_{0k}} F_2 d\lambda \right\} N_{ik} I_{mk} \quad (4.12)$$

$$- \frac{1}{4\pi} \left\{ \Lambda_2 + \frac{4k_0^2}{k_0^2 - \gamma_k^2} \left[\int_0^{\infty} -u_0 F_1 d\lambda - \gamma_k^2 \int_0^{\infty} -u_0 F_2 d\lambda \right] \right\} N_{ik} I_{mk}$$

Em que os valores de Λ_2 e Λ_3 são dados pelas Equações (4.13) e (4.14) respectivamente.

$$\Lambda_2 = j(k_0^2 - \gamma_k^2)^{1/2} \left\{ \frac{(y+h_i)}{\rho^+} 2K_1[j(k_0^2 - \gamma_k^2)^{1/2} \rho_i^+] - \frac{(y-h_i)}{\rho^-} 2K_1[j(k_0^2 - \gamma_k^2)^{1/2} \rho_i^-] \right\} \quad (4.13)$$

$$\Lambda_3 = j(k_0^2 - \gamma_k^2)^{1/2} \left\{ \frac{(z-z_i)}{\rho^+} 2K_1[j(k_0^2 - \gamma_k^2)^{1/2} \rho_i^+] - \frac{(z-z_i)}{\rho^-} 2K_1[j(k_0^2 - \gamma_k^2)^{1/2} \rho_i^-] \right\} \quad (4.14)$$

Nestas equações K_1 representa a função de *Bessel* modificada do tipo dois de ordem um. Para a obtenção dos valores dos campos eletromagnéticos completos por eixo deverá ser realizada a composição dos campos eletromagnético obtidos em cada modo e condutor [41][42].

Deve-se ainda mencionar que as componentes de campo retangulares aqui apresentadas estão completas e detalhadas. Desta forma, não são feitas aproximações de cálculo para efeitos computacionais.

Por fim, antes de proceder ao cálculo dos campos, a seção seguinte tem por objetivo apresentar uma metodologia de cálculo da distribuição de corrente nos condutores, bem como avaliar a influência da constante de atenuação no cálculo dos campos

eletromagnéticos por faixa de frequência. Sempre que possível uma análise comparativa das influências dos modelos de linha será apresentada.

4.2 Distribuição de Corrente e Constante de Atenuação

Tendo em vista que as componentes de campo apresentadas pelas Equações (4.7) a (4.12) são função da corrente modal, torna-se necessário realizar uma inspeção da distribuição das mesmas inicialmente.

Ainda nesta mesma seção avalia-se o comportamento da constante de atenuação nas faixas de frequência do sinal PLC de banda estreita e banda larga de forma a prever o comportamento dos campos eletromagnéticos para uma dada frequência de operação.

4.2.1 Distribuição de Corrente

Neste trabalho a distribuição de corrente ao longo dos condutores para a hipótese de propagação unidirecional é dada pela Equação (4.15) [43][44].

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{\Phi}_I \mathbf{Y}_c \mathbf{V}(0) \quad (4.15)$$

Em que $\mathbf{\Phi}_I$ representa a matriz de parâmetros de cadeia, \mathbf{Y}_c a matriz de admitância característica e $\mathbf{V}(0)$ o vetor de tensões impressas. Por sua vez, a matriz de impedância característica e a matriz de parâmetros de cadeia são obtidas pelas Equações (4.16) e (4.17) respectivamente.

$$\mathbf{Y}_c = \mathbf{N} \mathit{diag} \left\{ \lambda^{1/2} \right\}^{-1} \mathbf{N}^{-1} \mathbf{Y} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{\Phi}_I(x) = \mathbf{N} \mathbf{\Phi}_m(x) \mathbf{N}^{-1} \quad (4.17)$$

As equações apresentadas são função da matriz de transformação \mathbf{N} , bem como dos autovalores associados conforme seção 2.2.4. Na Equação (4.17), a matriz de parâmetros de cadeia modal $\mathbf{\Phi}_m$ é a matriz diagonal das funções exponenciais das constantes de propagação as quais são obtidas pela Equação (4.18).

$$\mathbf{\Phi}_m(x) = \mathit{diag} \left\{ e^{-\lambda_k^{1/2} x} \right\} \quad (4.18)$$

4.2.2 Constante de Atenuação

Os autovalores encontrados pela diagonalização da matriz de propagação \mathbf{P} conforme Equação (2.37) representam as constantes de propagação γ_k ao quadrado conforme Equação (4.19) [16].

$$\gamma_k^2 = \lambda_k = \alpha_k + j\beta_k \quad (4.19)$$

Em que α_k representa a constante de atenuação (Np/m) e β_k a constante de fase (rad/m) para cada modo de propagação. Desta forma, antes de proceder com o cálculo das componentes de campos elétrico, deve-se observar o valor de cada constante de propagação em cada modo como forma de prever o comportamento dos campos eletromagnéticos. Na presente análise o número de modos será igual ao número de condutores da linha de transmissão. Nesta seção, serão analisadas as linhas de transmissão monofásica, tendo em vista que resultados semelhantes do ponto de vista qualitativo são obtidos para uma linha de transmissão trifásica. Para efeito de avaliação da constante de atenuação serão necessários os dados característicos (raio do condutor, condutividade e permissividade) e geométricos da linha de transmissão (altura e espaçamento).

Seja uma linha de transmissão monofásica com condutores suspensos a uma altura média do solo de 5 metros e espaçados entre si de 30 centímetros. No presente cálculo os cabos condutores empregados possuem um diâmetro de 9,51 mm. Ainda para efeitos de simulação será adotado um solo com as mesmas características apresentadas no desenvolvimento experimental da seção 4.5. O espectro de frequência a ser analisado também será de 100 kHz a 10 MHz.

Por se tratar de uma linha de transmissão com dois cabos condutores (monofásica), haverá dois modos de propagação, os quais são conhecidos como modo diferencial e modo comum [45][46][47].

O primeiro modo considerado, o modo diferencial, se caracteriza por ter as correntes modais em direções opostas. A Figura 4.1 apresenta a constante de atenuação para o modo diferencial considerando os modelos das seções 2.2.3 e 2.2.4. Nesta primeira análise, os parâmetros elétricos do solo são considerados constantes para a faixa de frequência avaliada. Na sequência, será apresentada uma análise considerando a influência da frequência nos valores dos parâmetros elétricos do solo.

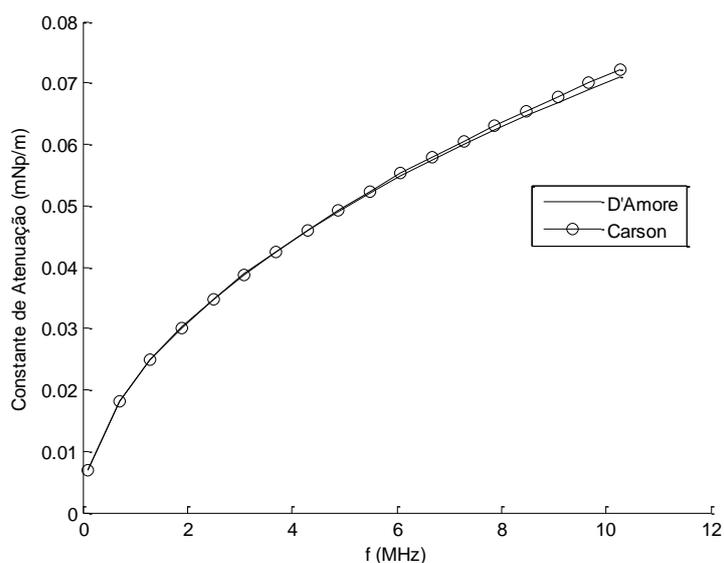


Figura 4.1 – Espectro de frequência da constante de atenuação em linha de transmissão monofásica para modo de propagação diferencial – parâmetros do solo constantes.

Nota-se que a influência do solo não é significativa, tendo em vista as formas de onda bastante próximas. Desta forma, não contribuem para o incremento dos valores de campos eletromagnéticos quando a frequência cresce. Deve-se ainda notar que o modelo da seção 2.2.4 (D'Amore) considera a matriz de admitância do solo, a qual por sua vez não está presente no modelo da seção 2.2.3 (Carson). Para o modo de propagação comum, com as correntes modais na mesma direção, a constante de atenuação apresenta particularidade em função do modelo de linha adotado conforme Figura 4.2.

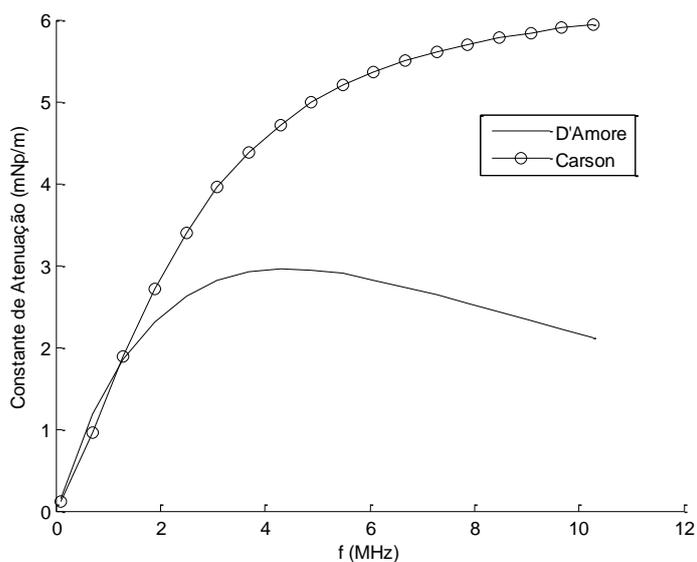


Figura 4.2 – Espectro de frequência da constante de atenuação em linha de transmissão monofásica para modo de propagação comum – parâmetros do solo constantes.

No modo comum, pelo modelo de Carson, a constante de atenuação cresce com o aumento da frequência, ao passo que pelo modelo de D'Amore, há um ponto de inflexão ao longo da frequência. Esta inflexão é evidenciada no cálculo dos campos eletromagnéticos. Desta forma, o aumento da frequência deve produzir valores de campos mais elevados após o ponto de inflexão. Tal fato não se observa no modelo de Carson, produzindo valores de campos menores e, por conseguinte conduz a estudos não conservativos de projeto para sistemas PLC.

Conforme mencionado anteriormente, outro ponto a ser observado está na avaliação da influência dos valores dos parâmetros elétricos do solo em cada frequência considerada para a constante de atenuação.

Nesta situação, uma análise comparativa dos valores obtidos para a constante de atenuação considerando a adoção de parâmetros elétricos constantes (valor médio para o conjunto de medições) e variáveis (valor específico para cada frequência) é apresentada nas Figuras 4.3 e 4.4 para o modo diferencial e comum respectivamente com os modelos de linha de transmissão de Carson e D'Amore.

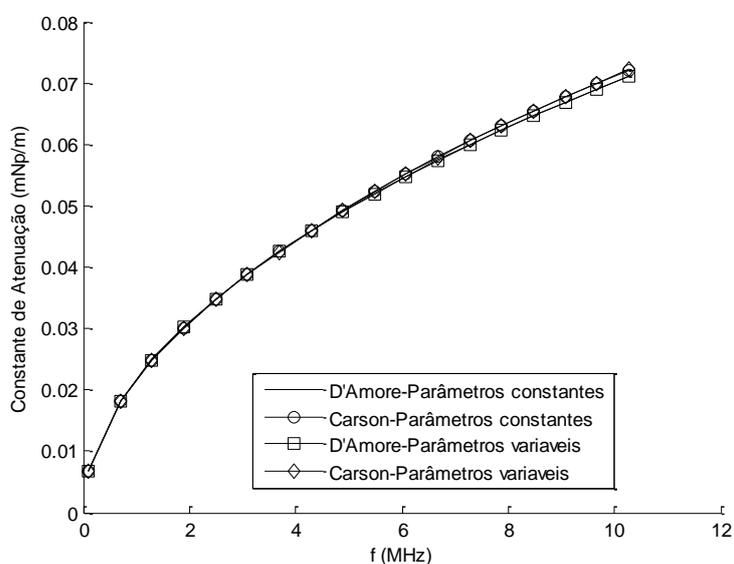


Figura 4.3 – Espectro de frequência da constante de atenuação em linha de transmissão monofásica para o modo de propagação diferencial – parâmetros do solo constantes e variáveis.

Após avaliação da Figura 4.3, nota-se fato semelhante obtido na Figura 4.1, isto é, o efeito do solo não é significativo para o cálculo da constante de atenuação no modo diferencial, mesmo com a adoção de parâmetros elétricos do solo específicos em cada frequência.

Para as correntes modais de modo comum na Figura 4.4, há uma influência significativa no cálculo da constante de atenuação para o modelo de Carson, quando da adoção dos valores específicos na modelagem. Com a adoção dos valores específicos do solo por frequência, obtém-se uma curva da constante de atenuação com valores maiores na faixa de frequência do PLC de banda larga. Fato semelhante ocorre para o modelo de D'Amore de forma sutil.

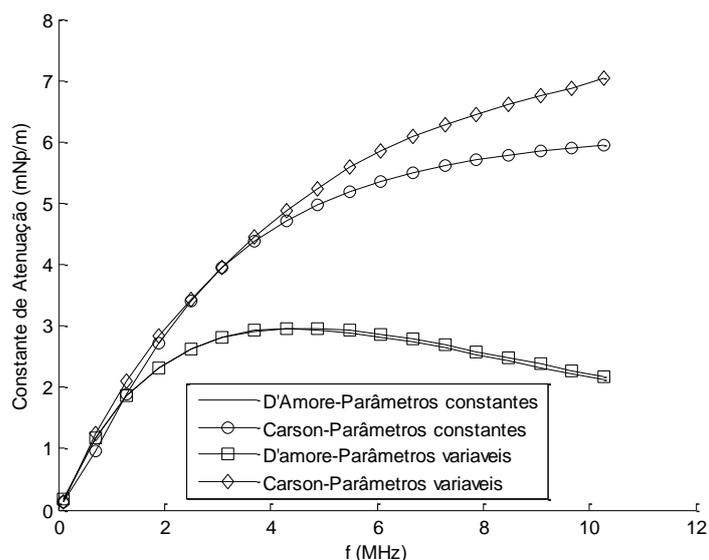


Figura 4.4 – Espectro de frequência da constante de atenuação em linha de transmissão monofásica para o modo de propagação comum – parâmetros do solo constantes e variáveis.

Neste sentido, a matriz de admitância do solo não apenas produz uma inflexão na curva da constante de atenuação, mas evita variação dos parâmetros elétricos do solo em função da frequência.

O modo de propagação comum, cujo módulo da constante de atenuação reduz-se com o aumento da frequência é preponderante no cálculo dos valores de campo elétrico e magnético. Pois, após o ponto de inflexão da curva da constante de atenuação maiores serão os valores dos campos eletromagnéticos produzidos.

Pode-se assim dizer que a principal aplicação do prévio cálculo da constante de atenuação reside no fato de prever em que frequências, têm-se os menores valores para os campos eletromagnéticos em uma dada configuração de condutores e características do solo, os quais são caracterizados pelo ponto de inflexão da curva da constante de atenuação.

Neste sentido, as seções 4.3 e 4.4 devem apresentar os comportamentos dos campos eletromagnéticos produzidos por linhas de transmissão monofásica e trifásica,

respectivamente. São analisadas diversas situações de sistemas PLC de banda estreita e banda larga em função da característica de alimentação do sinal nos condutores e do modelo de linha de transmissão adotado. Nestas seções são empregadas as características do solo avaliado no desenvolvimento experimental da seção 4.5 e definidas as melhoras propostas de mitigação das intensidades de campo.

4.3 Linhas de Transmissão Monofásicas

Nesta seção serão avaliados os valores dos campos eletromagnéticos gerados por linhas de transmissão monofásicas com as constantes geométricas da linha de transmissão mencionadas na seção 4.2.2 em duas formas de alimentação do sinal PLC.

Para uma tensão entre condutores de 10 V, serão admitidas duas formas de alimentação. Na primeira alternativa, a tensão de 10 V está diretamente sobre apenas um condutor de modo a termos uma tensão no condutor 1 em relação ao solo de $V_1 = 10$ V e no condutor 2 em relação ao solo de $V_2 = 0$ V. Na segunda, a tensão no condutor 1 em relação ao solo é de $V_1 = 5$ V e no condutor 2 em relação ao solo de $V_2 = -5$ V.

Serão apresentados perfis ao longo do eixo z , para uma altura em relação ao solo de 1 m. Os perfis estão situados na direção transversal de propagação do sinal para uma distância situada a 1.000 metros da fonte geradora do sinal considerando um sinal PLC de banda estreita (100 kHz) e de banda larga (10 MHz). A Figura 4.5 apresenta a configuração citada para a linha de transmissão monofásica.

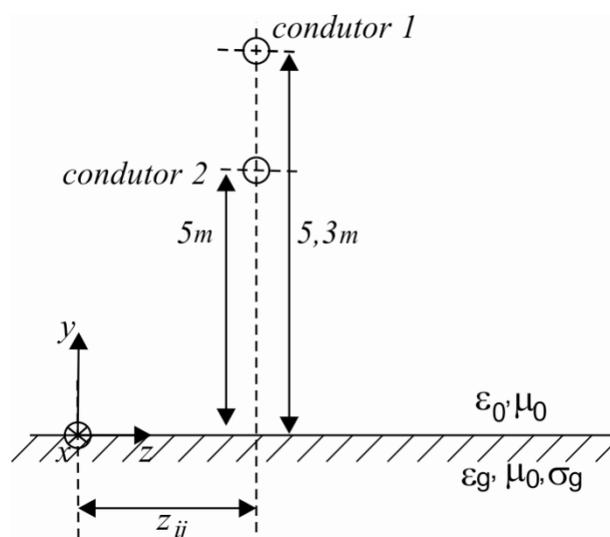


Figura 4.5 – Linha de transmissão monofásica com condutores na disposição vertical sobre solo.

A Figura 4.6 apresenta o perfil de campo elétrico de acordo com o modelo de linha de D'Amore na frequência de 100 kHz com alimentação em condutor único. Nesta apresentação, os valores de campo são indicados pelas respectivas componentes.

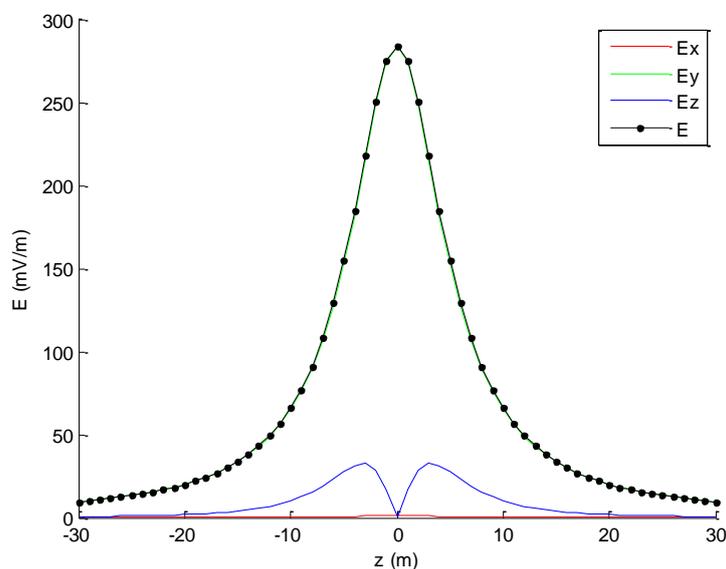


Figura 4.6 – Perfil de campo elétrico por componentes para sinal PLC de banda estreita (100 kHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único.

Nesta configuração, a componente de campo elétrico na direção vertical (E_y) apresenta valor dominante. A Figura 4.7 apresenta o campo magnético com as respectivas componentes.

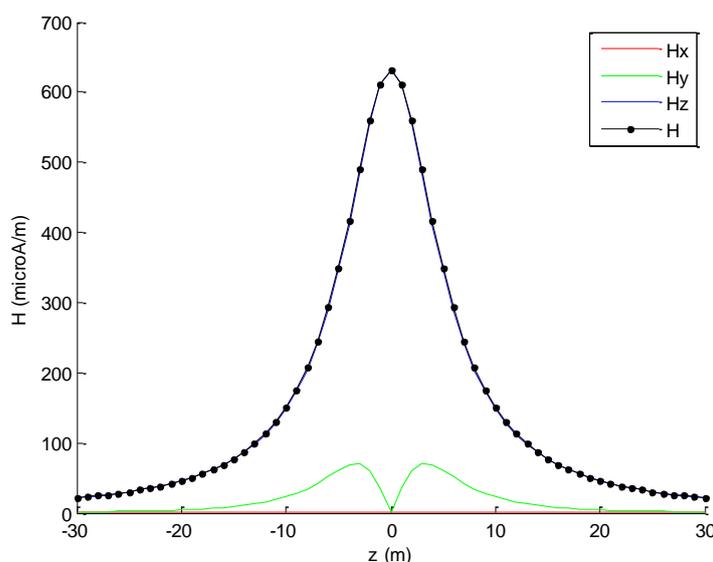


Figura 4.7 – Perfil de campo magnético por componentes para sinal PLC de banda estreita (100 kHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único.

Nesta configuração, a componente de campo magnético na direção transversal (H_z) possui valor dominante. Deve-se dizer que para a configuração com alimentação entre

condutores, os valores de campo são menores. Para a frequência de PLC de banda larga (10 MHz), a Figura 4.8 apresenta os valores de campo elétrico para a alternativa de alimentação com condutor único para dois modelos de linha.

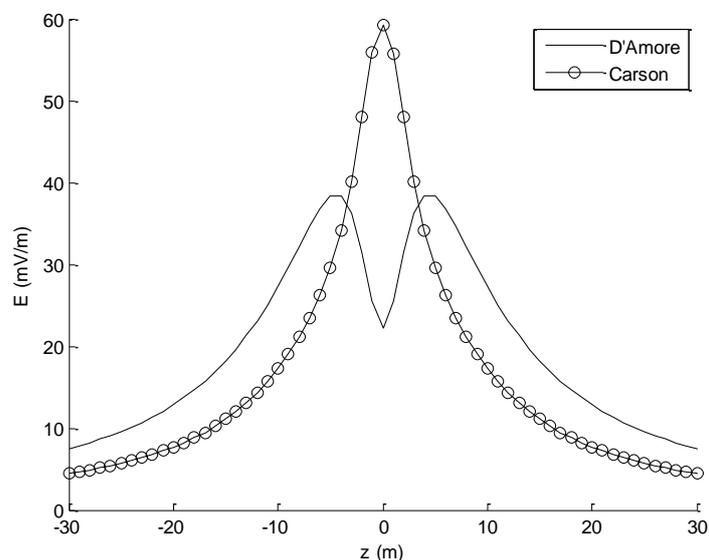


Figura 4.8 – Perfil de campo elétrico para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único.

Por sua vez, a Figura 4.9 apresenta os resultados para o campo magnético com condutor único.

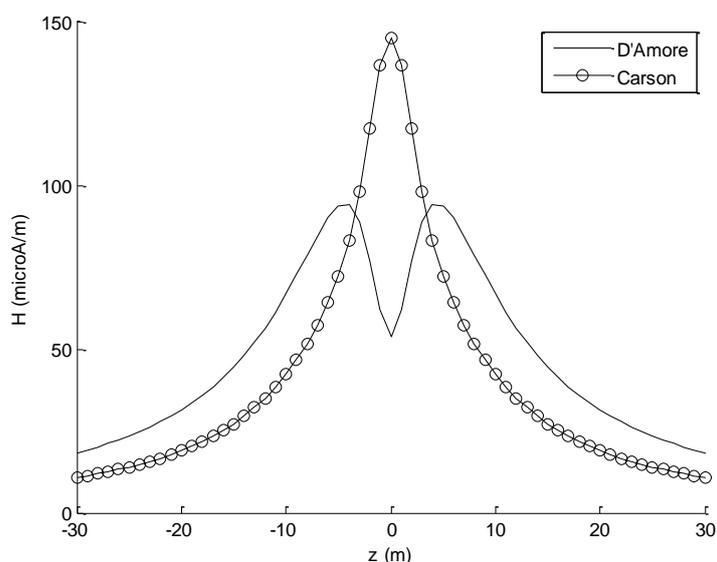


Figura 4.9 – Perfil de campo magnético para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único.

Nota-se que os valores de campo são inferiores àqueles obtidos para a configuração de PLC de banda estreita em mesma configuração. Tal resultado se deve ao fato da maior

constante de atenuação na frequência de 10 MHz que a obtida para a frequência de 100 kHz, conforme Figura 4.4. Para a alimentação de tensão entre os condutores, obtêm-se valores de campos elétrico e magnético distintos conforme Figuras 4.10 e 4.11 respectivamente.

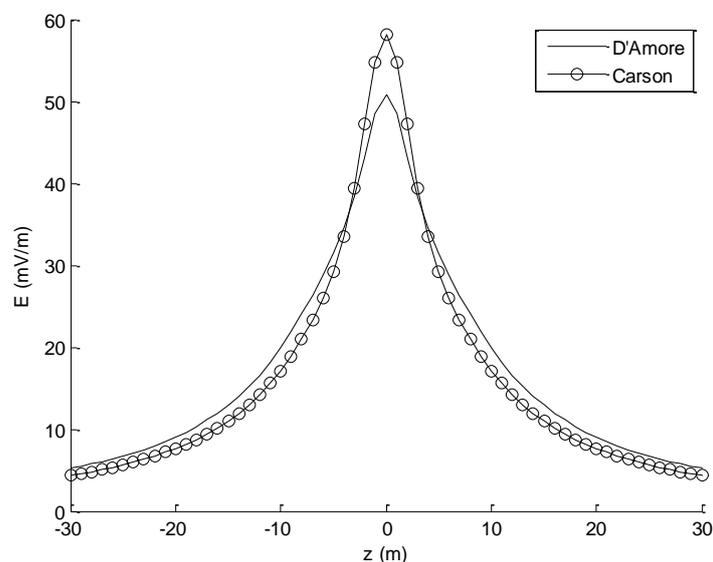


Figura 4.10 – Perfil de campo elétrico para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão entre condutores.

Pelo modelo de D'Amore, os valores de campo elétrico são maiores em comparação à configuração anterior mesmo para uma constante de atenuação maior. Pois as correntes de modo comum são dominantes em função da presença do segundo condutor.

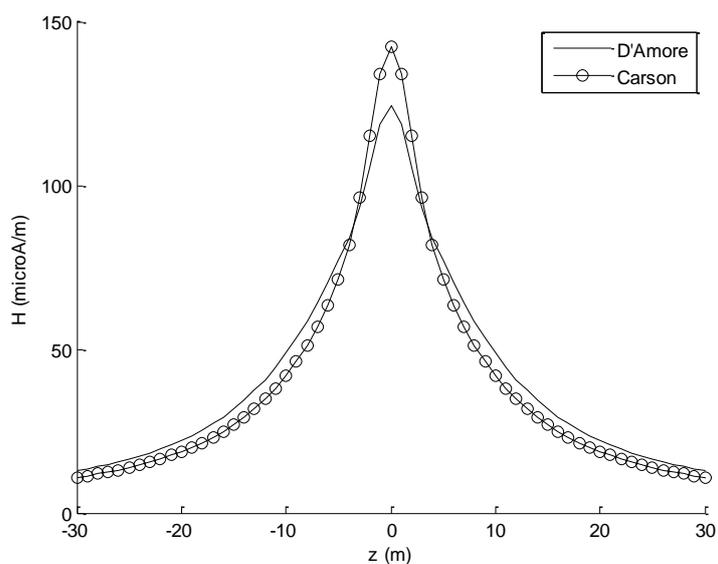


Figura 4.11 – Perfil de campo magnético para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão entre condutores.

De uma maneira geral, nota-se que os valores dos campos eletromagnéticos foram reduzidos quando da aplicação da frequência do sistema PLC de banda larga. Tal fato é positivo pelo aumento da frequência, bem como por ser viável ter uma propagação de sinal PLC em meio externo com campos eletromagnéticos reduzidos.

Deve-se ainda reforçar que a análise realizada até o presente momento indica o comportamento dos campos elétrico e magnético para perfis transversais situados a 1.000 metros da fonte de injeção do sinal PLC. Tendo em vista os efeitos do solo e dos próprios condutores, espera-se que as intensidades dos campos diminuam com a propagação do sinal ao longo dos mesmos. Neste sentido, uma análise tridimensional dos campos eletromagnéticos deve apresentar um decaimento das amplitudes dos sinais para os perfis ao longo do percurso.

A Figura 4.12 apresenta o comportamento do perfil do campo elétrico ao longo dos condutores para a configuração monofásica do sinal PLC de banda estreita com alimentação em condutor único. A frequência do sinal empregado é de 100 kHz. O campo é avaliado para as distâncias compreendidas entre 1.000 e 8.000 metros do ponto de injeção do sinal PLC nos condutores pelo modelo de linha de D'Amore.

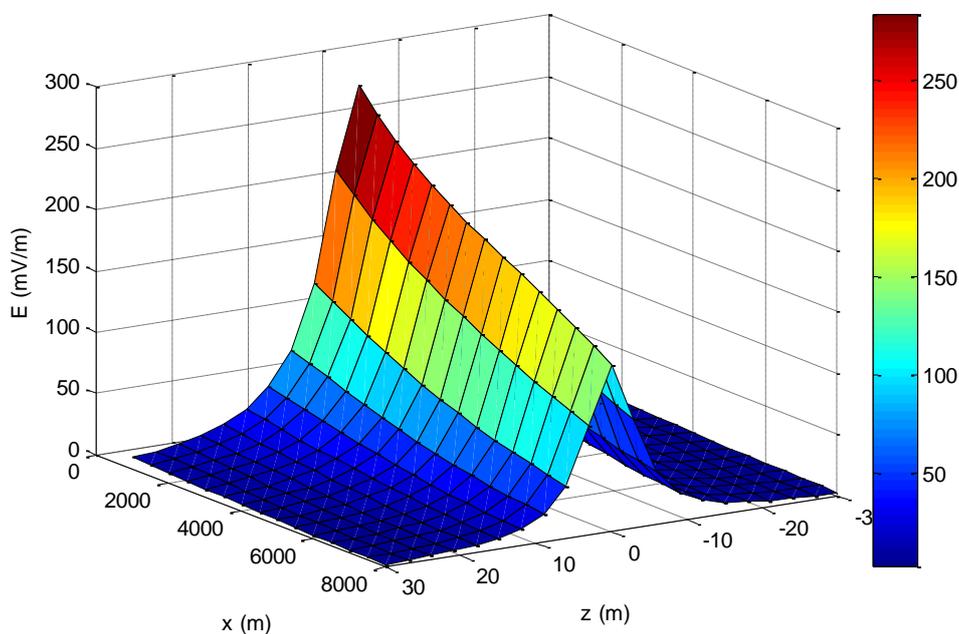


Figura 4.12 – Perfil de campo elétrico para frequência de 100 kHz em um plano tridimensional para condução do sinal PLC em condutor único.

Observando a Figura 4.12, nota-se que a amplitude máxima situada sob os condutores apresenta uma redução. Na presente análise, o valor do campo elétrico máximo para um perfil transversal situado a 8.000 metros da fonte do sinal possui intensidade

aproximada de 150 mV/m. Valor este inferior ao obtido para a distância de 1.000 metros da ordem de 300 mV/m.

Para o comportamento do campo magnético nesta mesma configuração, a Figura 4.13 apresenta o perfil ao longo dos condutores. O valor da intensidade de campo magnético máximo situado a 8.000 metros da fonte é de aproximadamente 300 $\mu\text{A/m}$, enquanto para um afastamento da fonte do sinal PLC de 1.000 metros, o valor máximo é da ordem de 600 $\mu\text{A/m}$ conforme indicado na Figura 4.13.

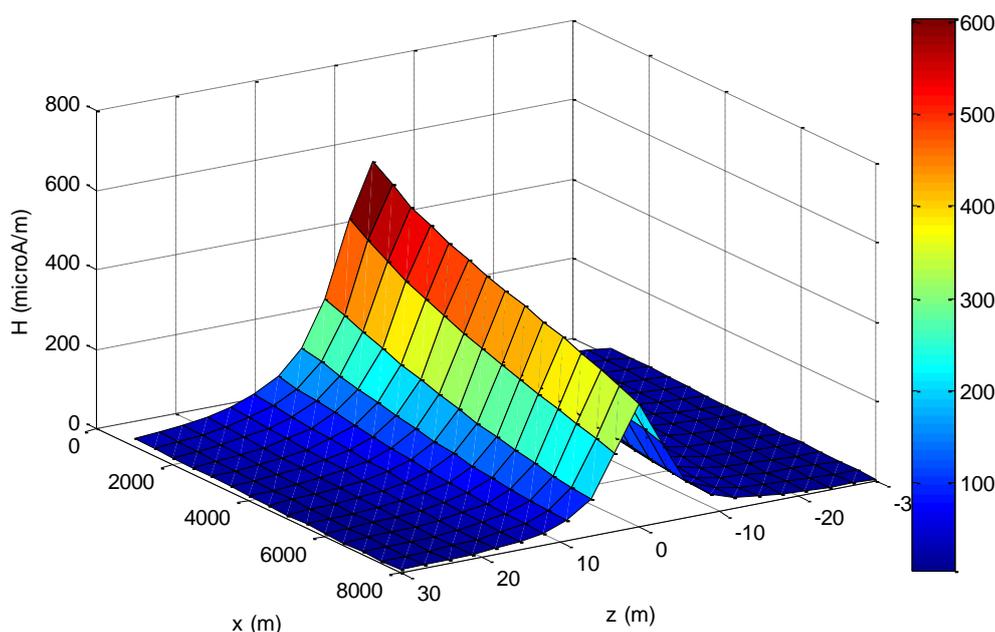


Figura 4.13 – Perfil de campo magnético para frequência de 100 kHz em um plano tridimensional para condução do sinal PLC em condutor único

As rotinas desenvolvidas com a teoria apresentada podem ser otimizadas para gerar gráficos tridimensionais com maior número de pontos ao longo dos condutores de modo a consumirem menos tempo de processamento computacional. Na próxima seção são tratados os campos eletromagnéticos produzidos por linhas de transmissão trifásicas.

4.4 Linhas de Transmissão Trifásicas

Para a análise da linha de transmissão trifásica serão adotados os mesmos padrões de solo já empregados para a linha de transmissão monofásica. A Figura 4.14 apresenta a configuração geométrica da linha trifásica a ser explorada.

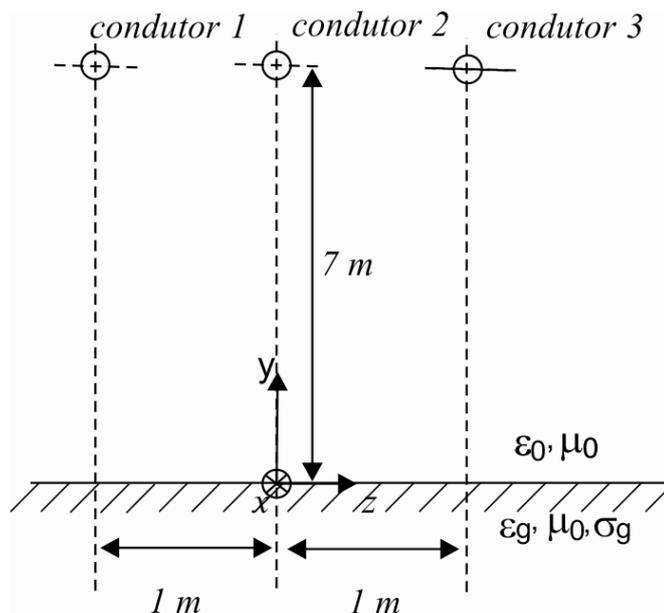


Figura 4.14 – Linha de transmissão trifásica com condutores na disposição horizontal sob solo.

Todos os condutores estão situados a uma distância do solo de 7 metros com o condutor do centro afastado de 1 metro dos demais condutores. Deve-se salientar que na configuração trifásica deverá haver dois modos de propagação do tipo diferencial e um modo de propagação comum.

Serão ainda empregadas as mesmas condições de alimentação de tensão dos condutores já mencionadas. Na primeira alternativa, a tensão de 10 V está diretamente no condutor central de modo a termos uma tensão em relação ao solo de $V_2 = 10$ V e nos demais condutores laterais em relação ao solo de zero Volt.

Na segunda alternativa, a alimentação é realizada sobre o condutor central e um condutor lateral. Na presente análise, a tensão no condutor central em relação ao solo é de $V_2 = 5$ V e no condutor lateral direito em relação ao solo de $V_3 = -5$ V.

Por último, os perfis transversais dos campos para uma altura de 1 m em relação ao solo estão situados a 1.000 metros da fonte geradora do sinal. Será considerado tanto um sinal PLC de banda estreita (100 kHz) como de banda larga (10 MHz). A Figura 4.15 apresenta os perfis de campo elétrico para o modelo de linha na situação do sinal PLC de banda estreita em condutor único.

Os valores para alimentação entre condutores apresentam redução dos valores de campo a semelhança dos obtidos no modelo de linha de transmissão monofásica na mesma configuração.

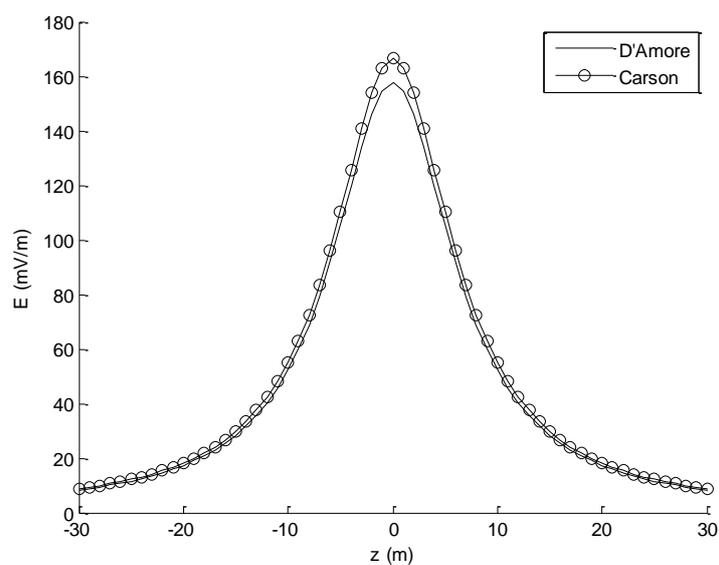


Figura 4.15 – Perfil de campo elétrico para sinal PLC de banda estreita (100 kHz) em linha de transmissão trifásica com alimentação de tensão em condutor único.

Assim como a linha monofásica, o campo elétrico pelo modelo de Carson em baixa frequência, em condutor único, apresenta um valor máximo superior ao obtido pelo modelo de D'Amore. A Figura 4.16 apresenta resultados semelhantes para o campo magnético.

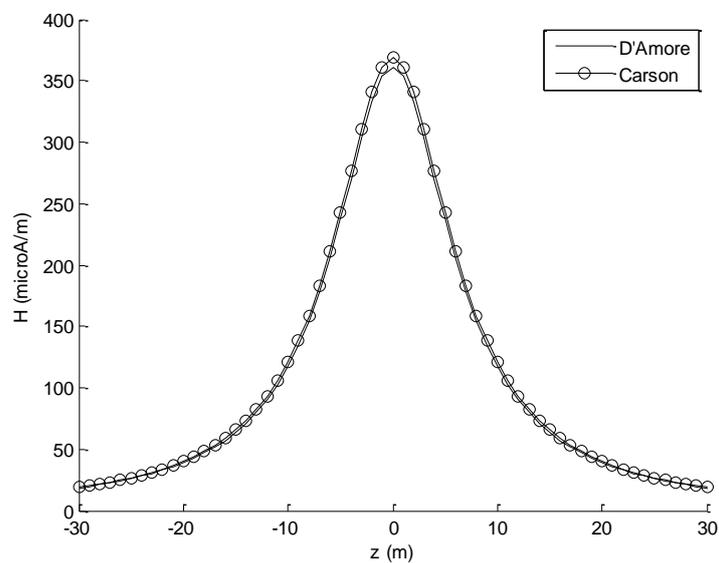


Figura 4.16 – Perfil de campo magnético para sinal PLC de banda estreita (100 kHz) em linha de transmissão trifásica com alimentação de tensão em condutor único.

Para a frequência de PLC de banda larga (10 MHz), a Figura 4.17 apresenta os valores de campo elétrico para a alternativa de alimentação em condutor único.

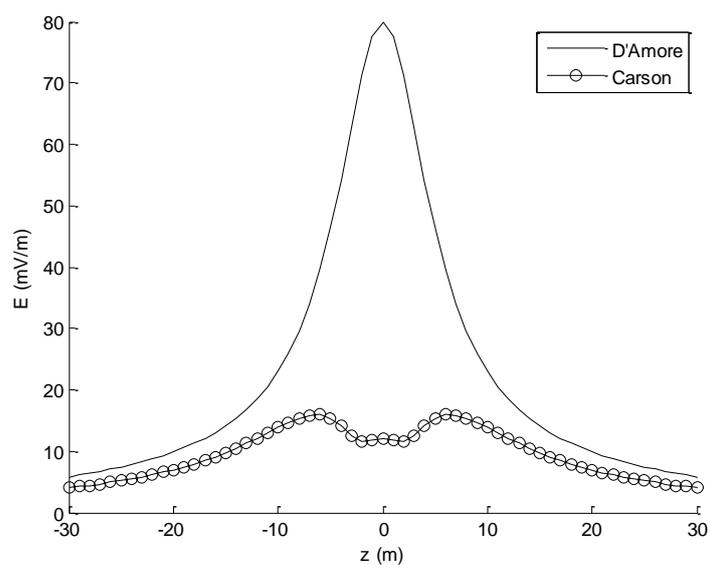


Figura 4.17 – Perfil de campo elétrico para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão trifásica com alimentação de tensão em condutor único.

Por sua vez, a Figura 4.18 apresenta os resultados para o campo magnético com condutor único.

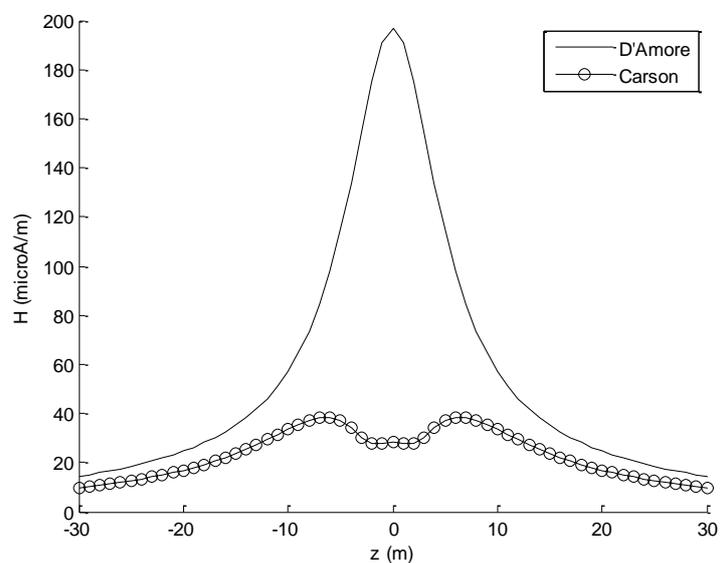


Figura 4.18 – Perfil de campo magnético para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão trifásica com alimentação de tensão em condutor único.

Nota-se que os valores de campo são inferiores àqueles obtidos para a configuração de PLC de banda estreita. Este resultado se deve ao fato da maior constante de atenuação na frequência de 10 MHz que a obtida para a frequência de 100 kHz. Porém, devido à geometria dos condutores, os campos pelo modelo de linha de D'Amore sofrem menor atenuação.

Uma forma de obter mitigação nos campos elétrico e magnético consiste em empregar um cabo condutor de blindagem sob o cabo para-raios central a uma distância de 1 metro conforme Figura 4.19.

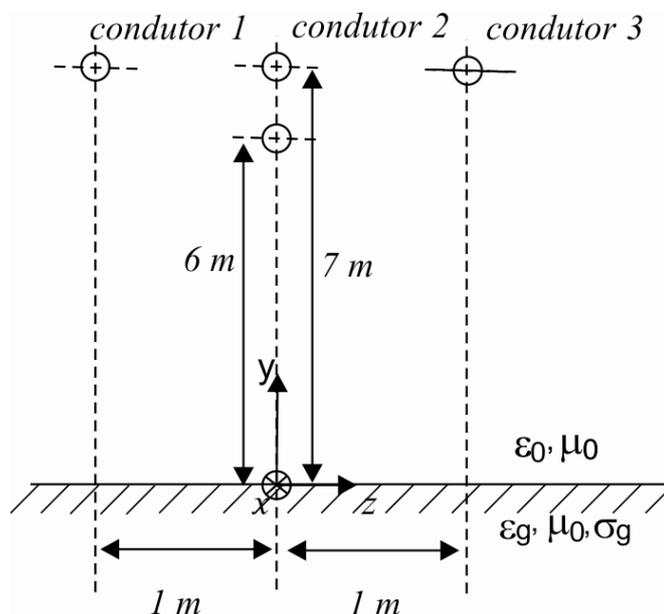


Figura 4.19 – Linha de transmissão trifásica com condutores na disposição horizontal sobre solo com emprego de cabo de blindagem.

As Figuras 4.20 apresenta os valores de campo elétrico com os efeitos de blindagem adotando o modelo de linha de D' Amore por componentes.

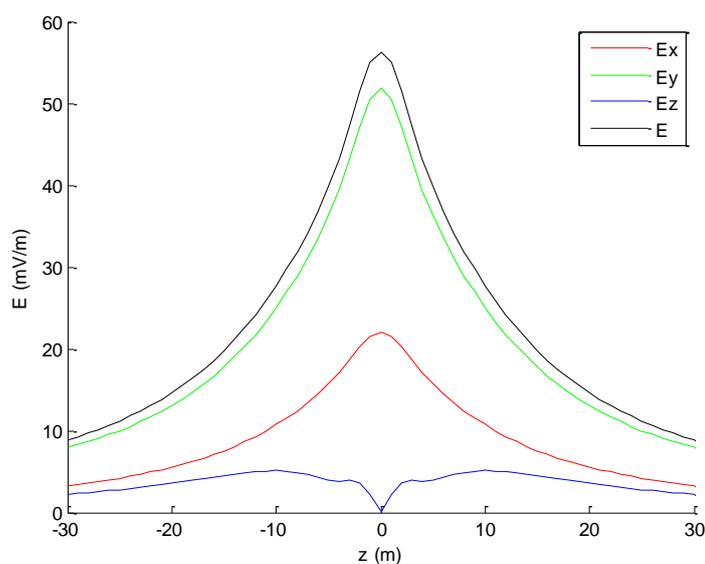


Figura 4.20 – Perfil de campo elétrico por componentes para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único com blindagem.

A Figura 4.21 apresenta os resultados para o campo magnético com o emprego do condutor de blindagem.

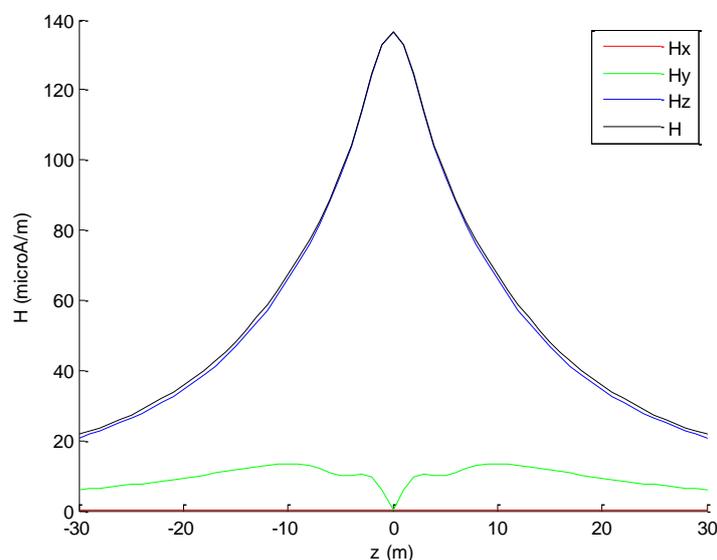


Figura 4.21 – Perfil de campo magnético por componentes para sinal PLC de banda larga (10 MHz) em linha de transmissão monofásica com alimentação de tensão em condutor único com blindagem.

Em vista das constantes de atenuação serem maiores para a faixa de sinal PLC de banda larga, os valores dos campos são menores. Para alimentação entre condutores, os valores de campo são da mesma ordem de grandeza com curva assimétrica.

4.5 Desenvolvimento Experimental

Com o objetivo de avaliar o método descrito nas seções 3.1 e 3.2, foram realizadas coletas de amostras de solo em linhas de transmissão de alta tensão operando com sistema PLC de banda estreita.

Estes mesmos valores obtidos nas medições das propriedades elétricas do solo, conforme comentado anteriormente, foram empregados nas análises das linhas de transmissão monofásica e trifásica das seções 4.3 e 4.4 respectivamente. A Figura 4.22 apresenta a visão frontal do corredor de linhas de transmissão analisado.

Deve ser observado que as linhas de transmissão de alta tensão podem ser empregadas como torres de circuito duplo ou singelo. A torre empregada no centro da figura possui um único circuito horizontal com uma estrutura do tipo concreto. Por sua vez, as torres laterais em estruturas do tipo aço são utilizadas para suportarem dois circuitos verticais.



Figura 4.22 – *Configuração do corredor de linhas de transmissão.*

A identificação das linhas de transmissão apresentada é da direita para a esquerda: LT 230 kV Recife II / Goianinha – C1/C2 (circuito duplo), LT 230 kV Recife II / Mirueira – C1 (circuito simples), LT 230 kV Recife II / Mirueira – C2/C3 (circuito duplo).

As amostras de solo coletadas foram avaliadas conforme montagem indicada na Figura 4.23, a qual apresenta o experimento da linha coaxial empregada em laboratório.

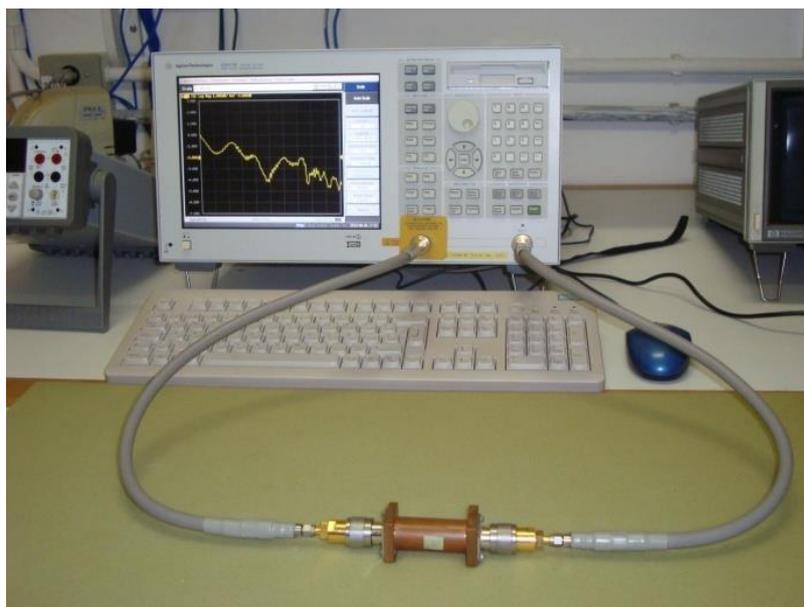


Figura 4.23 – *Configuração de montagem para experimento da linha coaxial.*

As amostras de solo coletadas foram analisadas para a faixa de frequência de 100 kHz a 10 MHz. Conforme mencionado anteriormente no capítulo 3, este intervalo fornece informações para o sistema PLC em banda estreita e banda larga.

Os resultados obtidos pelo modelo apresentado na seção 3.2 são apresentados na forma de gráficos tanto para a permissividade relativa como para a condutividade.

A permissividade relativa corresponde à parte real da permissividade complexa, ao passo que a condutividade é obtida multiplicando a parte imaginária pela frequência f do sinal, bem como pela permissividade do vácuo ϵ_0 , isto é, $\sigma_g = \epsilon'' 2\pi f \epsilon_0$.

Os resultados são comparados ao modelo de Smith e Longmire [48], o qual é apropriado para modelagem no intervalo de frequência do sinal PLC, tendo em vista o intervalo de frequência proposto de 100 Hz a 200 MHz. O trabalho original tem como objetivo, conforme os autores, estabelecer uma curva universal baseada em diversas medições de tipos de solo.

Ainda em consideração sobre o trabalho de Smith e Longmire, o desenvolvimento emprega a umidade do solo como parâmetro de entrada nas equações definidas pelos autores. Na presente análise, adota-se o modelo ajustado para a condutividade DC do solo [17]. A Figura 4.24 apresenta a permissividade relativa obtida para o solo coletado ao redor das linhas de transmissão, bem como os resultados obtidos segundo o modelo de Smith e Longmire.

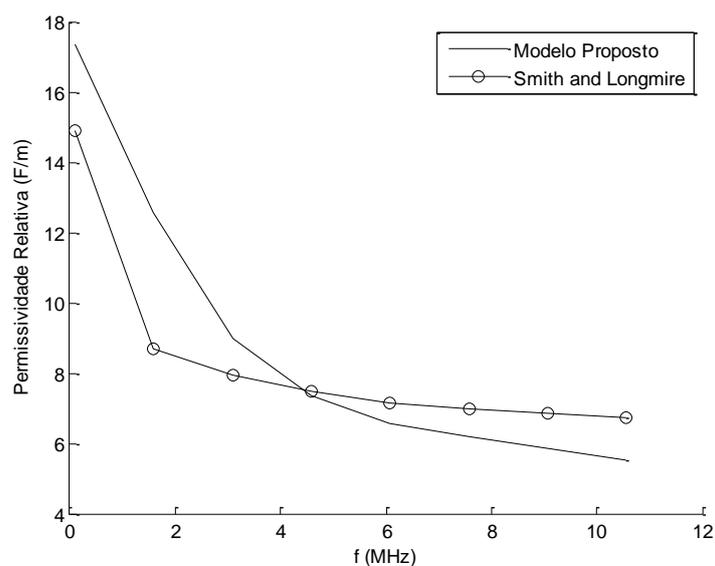


Figura 4.24 – Permissividade relativa para solo coletado ao redor das linhas de transmissão.

Tal como o modelo de Smith e Longmire, a modelagem proposta também estabelece que o valor da permissividade relativa no limite de frequência superior deve ser fixado em um valor definido. No presente trabalho o valor limite adotado para a permissividade relativa em altas frequências é igual a cinco, o qual foi observado como padrão nas diversas medições empregadas por Smith e Longmire na elaboração de seu modelo. Como comparação, os valores médios encontrados para a permissividade relativa no modelo proposto e no modelo de Smith e Longmire foram de 8,542 e 7,977, respectivamente no espectro de frequência analisado.

Outro aspecto a mencionar, está relacionado ao valor da condutividade do solo para um sinal de corrente DC. No modelo de Smith e Longmire, o valor empregado foi obtido a partir de uma tabela de referência com valores médios de dados e corresponde a 0,01 mS/m [49]. O presente parâmetro é empregado tanto na equação da permissividade relativa como da condutividade no modelo de Smith e Longmire.

No presente modelo proposto, a condutividade do solo foi obtida por meio de medições locais empregando o método de Wenner [50]. Neste sentido, o procedimento inicial após as medições, consiste em obter o modelo estratificado do solo em duas camadas, após o qual a resistividade aparente é obtida tal como descrita em [36]. O valor encontrado para as amostras de solo coletadas foi de 0,23 mS/m, o qual corresponde à condição local do solo. A Figura 4.25 apresenta a condutividade para o solo coletado ao redor das linhas de transmissão.

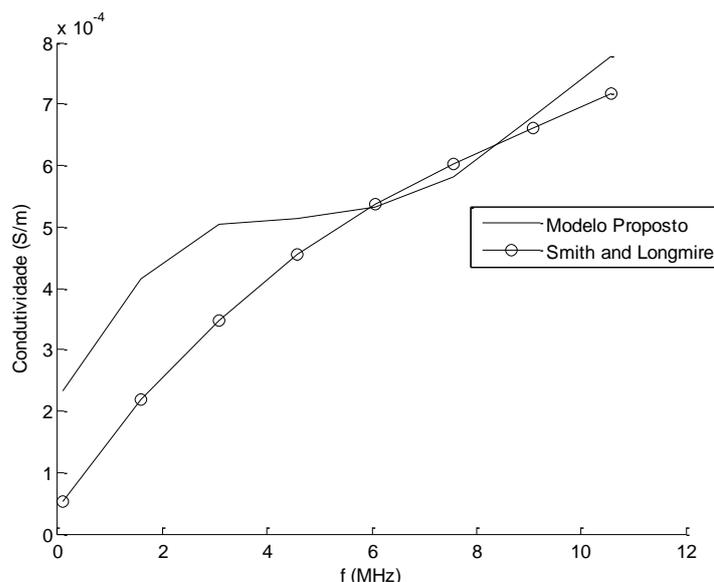


Figura 4.25 – Condutividade para solo coletado ao redor das linhas de transmissão.

Como comparação, os valores médios encontrados para a condutividade no modelo proposto e no modelo de Smith e Longmire foram de 0,523 mS/m e 0,449 mS/m, respectivamente no espectro de frequência analisado. Nota-se que estes valores não diferenciam, em ordem de grandeza, muito da condutividade DC encontrada.

Nota-se que ao passo que a permissividade relativa do solo diminui com a frequência do sinal PLC, a condutividade tende a aumentar conforme Figuras 4.24 e 4.25, respectivamente.

Após a caracterização dos parâmetros elétricos do solo ao redor das linhas de transmissão, realizou-se a medição do nível do campo elétrico. As medições foram realizadas em um perfil transversal à direção dos condutores. Por se tratar de linhas de transmissão, o sistema PLC de banda estreita empregado tem como função principal realizar a função de teleproteção da linha de transmissão.

A Figura 4.26 apresenta as distâncias geométricas para o corredor de linhas com o sistema PLC de banda estreita. As distâncias são utilizadas no cálculo dos parâmetros elétricos do modelo de linha adotado.

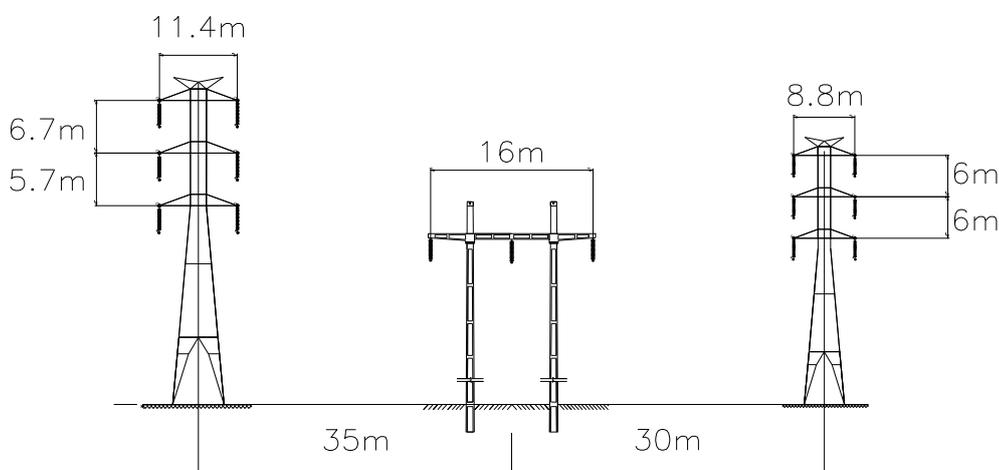


Figura 4.26 – Distâncias geométricas do corredor de linha de transmissão.

O perfil transversal adotado nas medições de campo elétrico pode ser visto na Figura 4.27. As medições foram realizadas no ponto de inflexão dos cabos condutores situados a uma altura mínima de aproximadamente 9 metros, as quais foram medidas por meio do medidor de altura Suparule modelo 600E. A figura apresenta os cabos condutores envolvidos, tal como o perfil transversal indicado pela marcação em vermelho com “X” no solo.

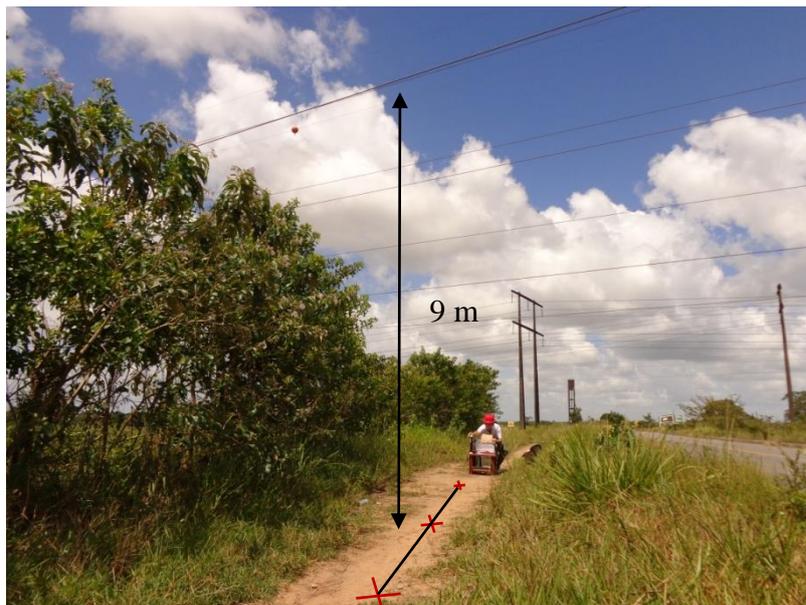


Figura 4.27 – Perfil transversal do corredor de linha de transmissão para o estudo de caso.

Para obtenção do perfil transversal do campo elétrico foi empregado o medidor de campo elétrico EMR 300 fabricado pela Narda, o qual é capaz de avaliar campos da ordem de 100 kHz a 3 GHz. O Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética e Eletromagnetismo Aplicado (LCMag) da UFPE forneceu um equipamento com tais características. A Figura 4.28 apresenta uma foto do equipamento.



Figura 4.28 – Medidor de campo elétrico e magnético EMR 300 para frequências de 100 kHz a 3 GHz.

Os resultados da medição de campo elétrico realizadas em incrementos de metro em metro para o perfil transversal são apresentados na Figura 4.29.

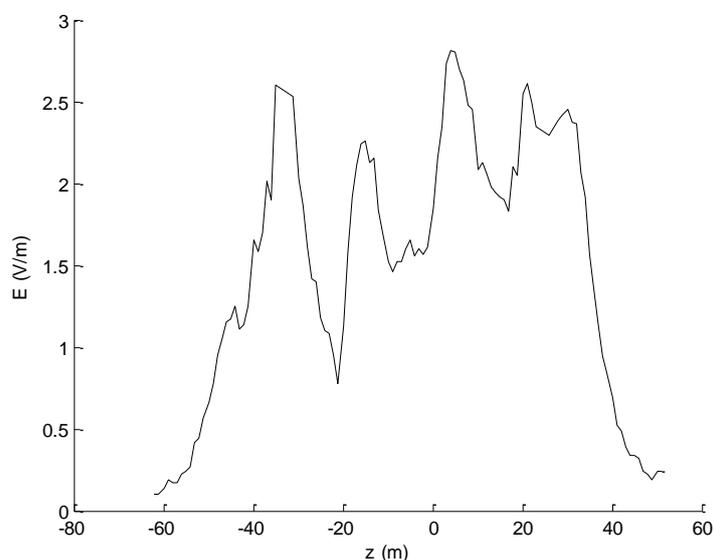


Figura 4.29 – Perfil de campo elétrico transversal medido no corredor de linhas de transmissão.

Tendo em vista que o medidor de campo elétrico EMR 300 tem por princípio apresentar as medidas de campo elétrico para toda a faixa de frequência projetada do equipamento fez-se necessário realizar uma análise da potência do sinal PLC na frequência de trabalho de cada circuito conforme descrição abaixo:

- LT 230 kV Recife II / Goianinha – C1 - 308 kHz;
- LT 230 kV Recife II / Goianinha – C2 - 72 kHz;
- LT 230 kV Recife II / Mirueira – C1 - 388 kHz;
- LT 230 kV Recife II / Mirueira – C2 - 364 kHz;
- LT 230 kV Recife II / Mirueira – C3 - 392 kHz;

Desta forma, a fim de obter os valores correspondentes de campo elétrico para a faixa de frequência do sistema PLC, utilizou-se um analisador de espectro juntamente com uma antena de ondas longas própria para o sinal PLC de banda estreita nas medições do nível de potência do sinal PLC.

O laboratório de micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas (DES) (www.ufpe.br/laboratoriomicroondas) forneceu um analisador de espectro modelo Agilent N1996A capaz de avaliar sinais da ordem de 100 kHz a 3 GHz bem como uma antena de

ondas longas RGP3 – OL situada na faixa de frequência de 120 a 600 kHz. A Figura 4.30 apresenta uma foto do equipamento.



Figura 4.30 – Analisador de espectro Agilent N1996A com antena de ondas longas RGP3-OL na vertical.

Neste sentido, de forma a obter os valores máximos para cada sinal PLC envolvido, realizaram-se medições sob cada circuito das linhas de transmissão. A Figura 4.31 apresenta o perfil de frequência do sinal PLC da LT 230 kV Recife II / Goianinha – C1 com ênfase para a frequência de 308 kHz. A Figura 4.32 apresenta a medição em pontos.

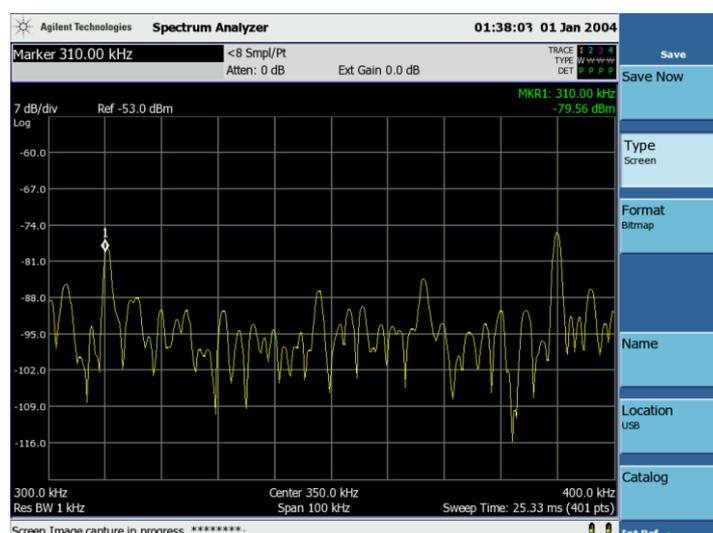


Figura 4.31 – Foto da tela do analisador de espectro com detalhe da frequência de 308 kHz.

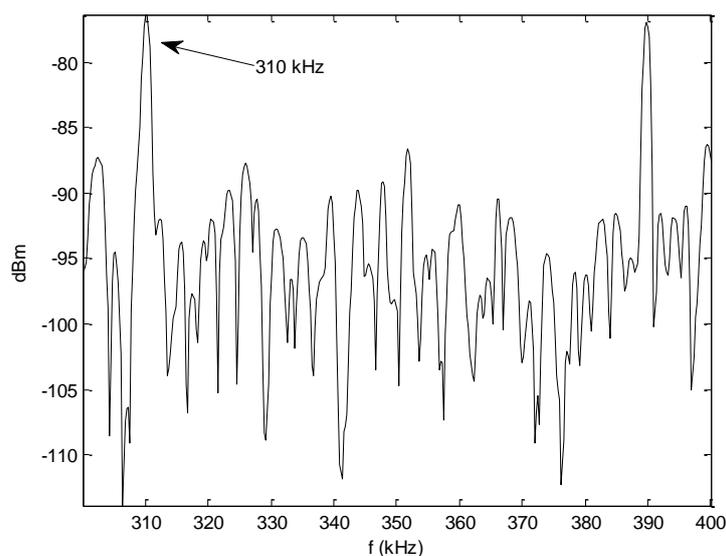


Figura 4.32 – Espectro do sinal PLC analisado com detalhe da frequência de 308 kHz.

Nota-se uma pequena diferença de frequência, bem como a presença de um sinal próximo a 390 kHz. Essa pequena diferença se deve a erros experimentais esperados, tais como, acoplamento externo devido aos conectores, condições ambientais, etc. A Figura 4.33 apresenta a frequência de 308 kHz isolada.

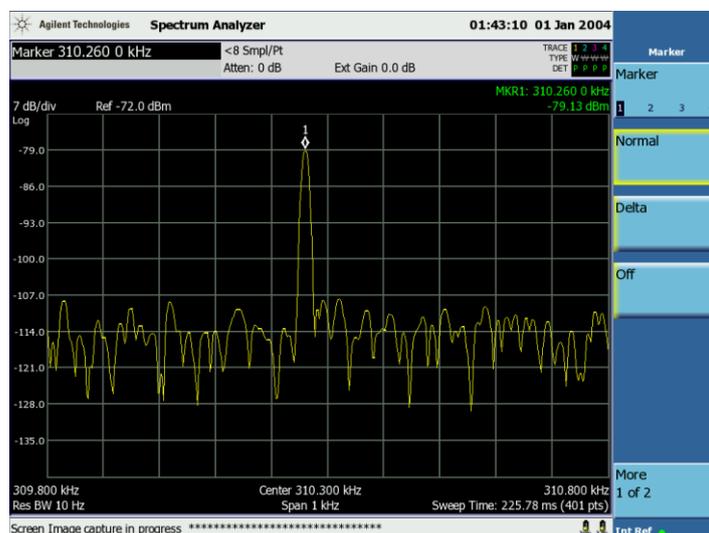


Figura 4.33 – Foto da tela do analisador de espectro em torno da frequência de 308 kHz.

A Figura 4.34 apresenta os resultados obtidos por meio dos pontos salvos durante a medição.

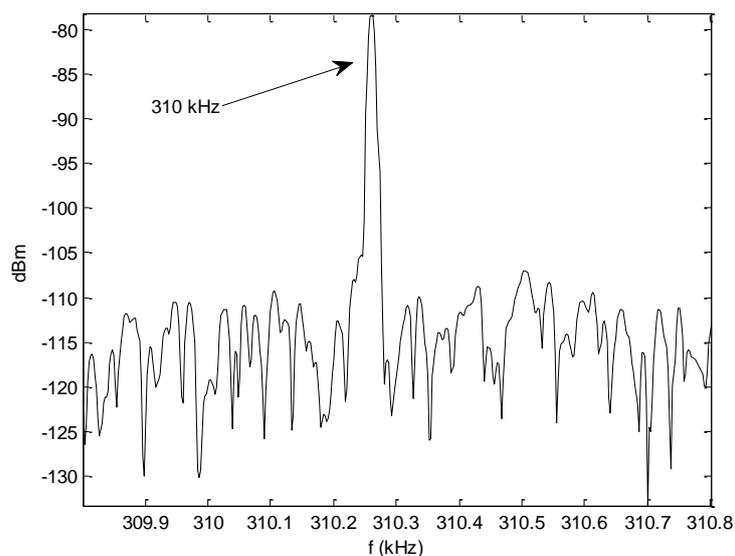


Figura 4.34 –Espectro do sinal PLC analisado em torno da frequência de 308 kHz.

O valor máximo de potência obtido foi de -79,13 dBm para a frequência de 310 kHz aproximadamente. A medição do nível de potência foi realizada ainda com o uso do analisador portátil Protek 3201, o qual permite obter valores de potência na unidade de dBmV. A Figura 4.35 apresenta a foto do equipamento com a antena de ondas longas RGP3 – OL. Nesta situação, o valor encontrado nesta medição foi de -21,71 dBmV.



Figura 4.35 – Analisador de espectro Protek 3201 com antena de ondas longas RGP3-OL.

Em seguida, para a LT 230 kV Recife II / Mirueira – C1, a Figura 4.36 apresenta o sinal PLC na frequência de 388 kHz, enquanto a Figura 4.37 apresenta o espectro do sinal PLC com os pontos coletados durante a medição.

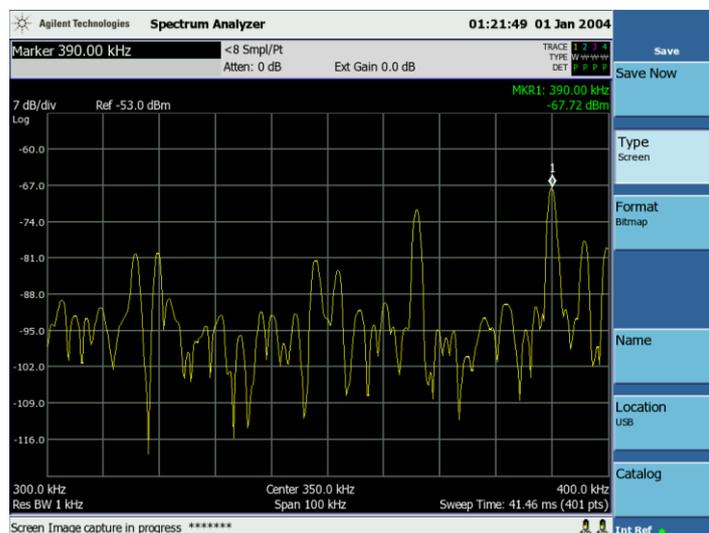


Figura 4.36 – Foto da tela do analisador de espectro com detalhe da frequência de 388 kHz.

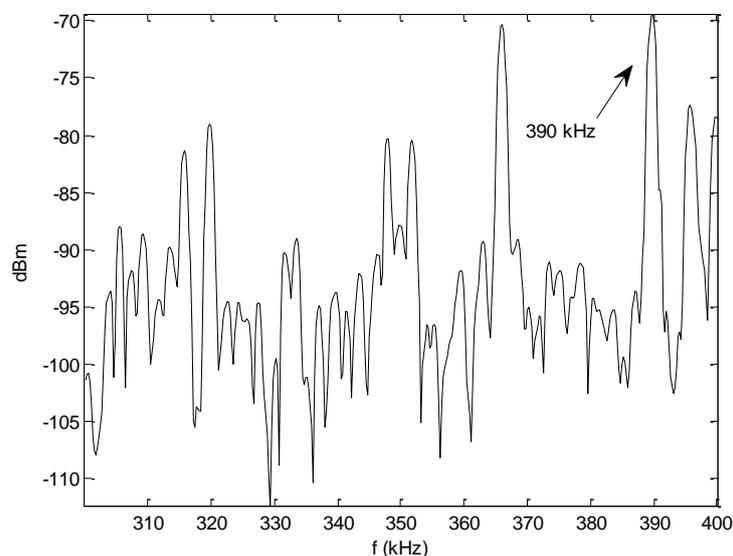


Figura 4.37 – Espectro do sinal PLC analisado com detalhe da frequência de 388 kHz.

A medição realizada sob os condutores do circuito indicam o sinal de 388 kHz no espectro de frequência analisado. Nota-se a presença de um sinal PLC entre 360 kHz e 370 kHz. A Figura 4.38 apresenta o detalhe da medição para a frequência medida.

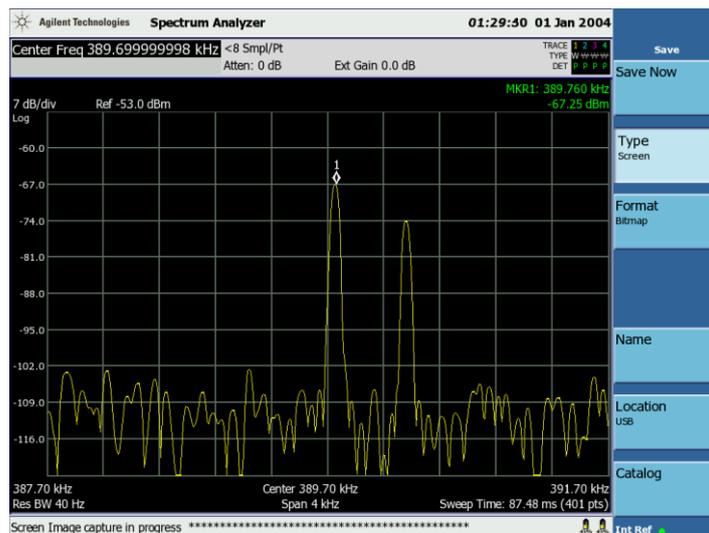


Figura 4.38 – Foto da tela do analisador de espectro em torno da frequência de 388 kHz.

A Figura 4.39 apresenta o resultado da medição com os pontos salvos com a indicação do sinal PLC e o respectivo sinal citado próximo ao mesmo.

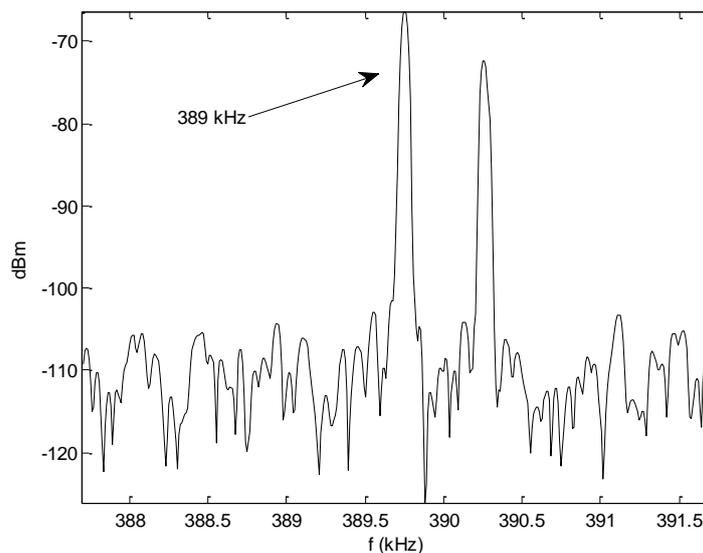


Figura 4.39 – Espectro do sinal PLC analisado em torno da frequência de 388 kHz.

A potência do sinal nesta medição é de -67,25 dBm para a frequência de 389,76 kHz. O valor da potência do sinal também foi registrado pelo analisador Proteck em aproximadamente -17 dBmV. No detalhe da figura, nota-se a presença de um sinal à direita do sinal PLC medido.

Por semelhante modo, mediu-se a frequência do sinal PLC da LT 230 kV Recife II / Mirueira – C2 centrada em 364 kHz. A Figura 4.40 apresenta o espectro da medição gráfica enquanto a Figura 4.41 apresenta o espectro para os pontos coletados.

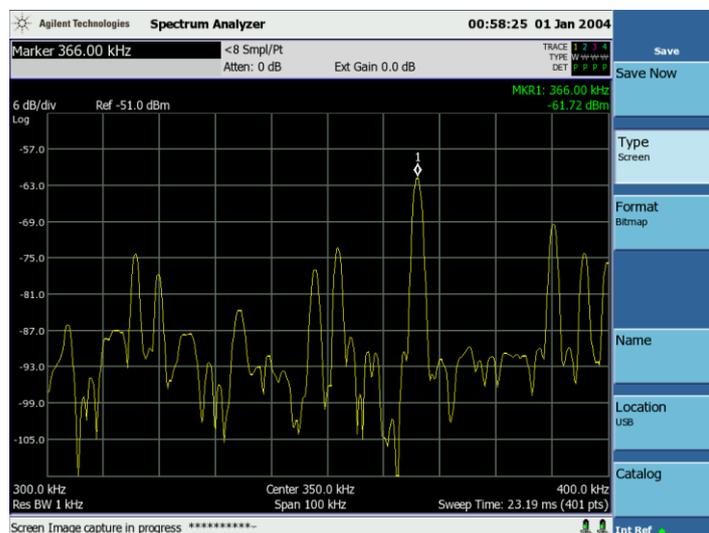


Figura 4.40 – Foto da tela do analisador de espectro com detalhe da frequência de 364 kHz.

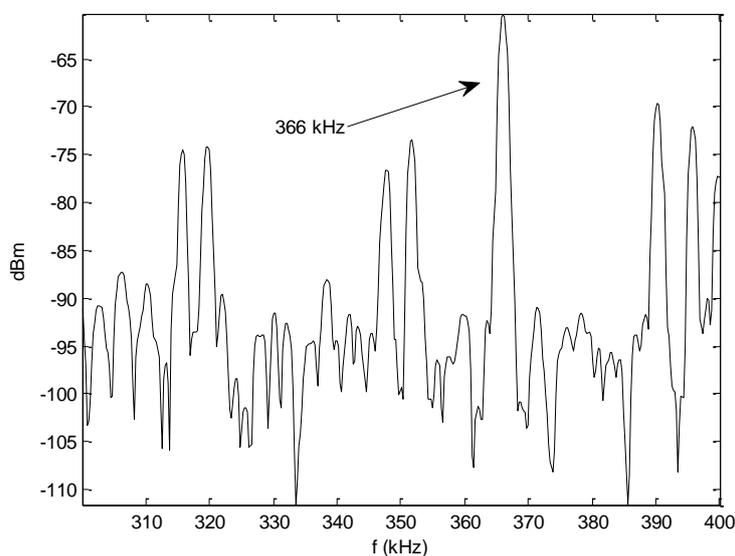


Figura 4.41 – Espectro do sinal PLC analisado com detalhe da frequência de 364 kHz.

Na Figura 4.40, nota-se além dos sinais PLC já identificados, a presença de outros sinais próximos às frequências de 320 kHz e 350 kHz. Os mesmos também estão presentes na medição da Figura 4.36. A Figura 4.42 apresenta o detalhe da medição.

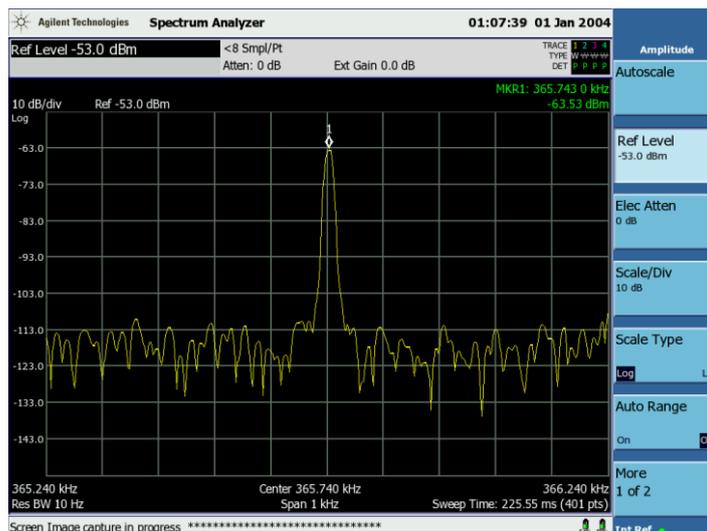


Figura 4.42 – Foto da tela do analisador de espectro em torno da frequência de 364 kHz.

A Figura 4.43 apresenta o detalhe da medição da frequência PLC de 364 kHz com os pontos coletados.

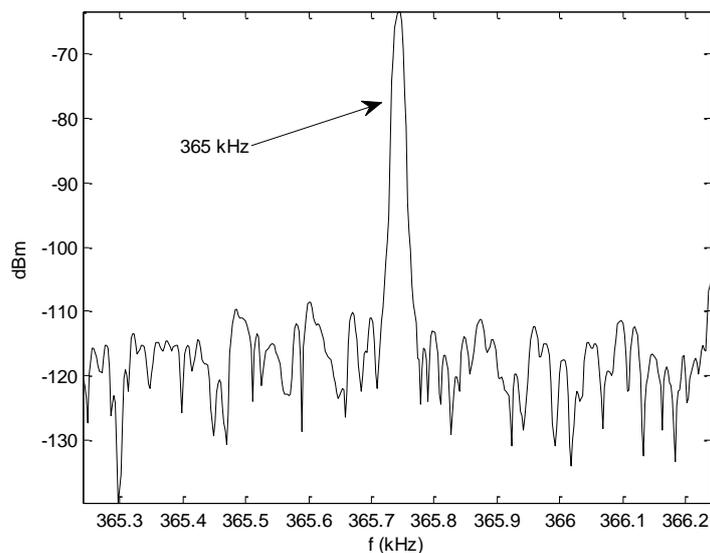


Figura 4.43 – Espectro do sinal PLC analisado em torno da frequência de 364 kHz.

Os valores de potência encontrados são de -63,53 dBm para uma frequência de 365,74 kHz. Esta mesma potência também foi medida em -7,91 dBmV pelo analisador Proteck. Por último procedeu-se com a caracterização do sinal PLC da LT 230 kV Recife II / Mirueira – C3 - 392 kHz. A Figura 4.44 apresenta o espectro da medição gráfica.

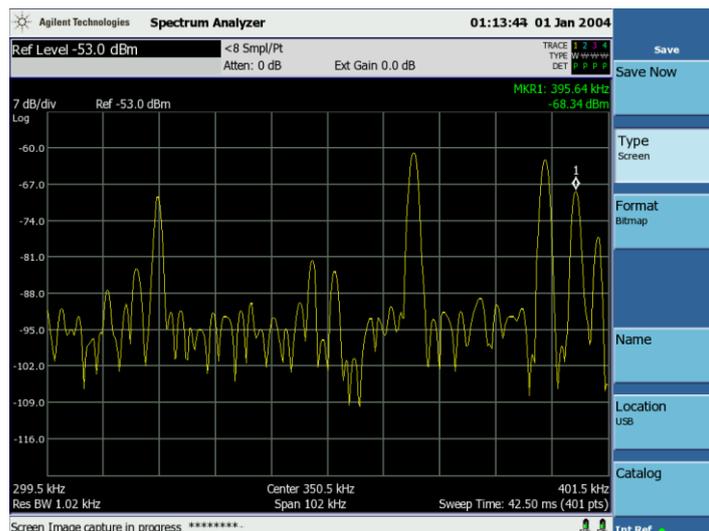


Figura 4.44 – Foto da tela do analisador de espectro com detalhe da frequência de 392 kHz.

A Figura 4.45 apresenta o sinal PLC com os pontos coletados. Nota-se a presença de outros sinais PLC com maior intensidade.

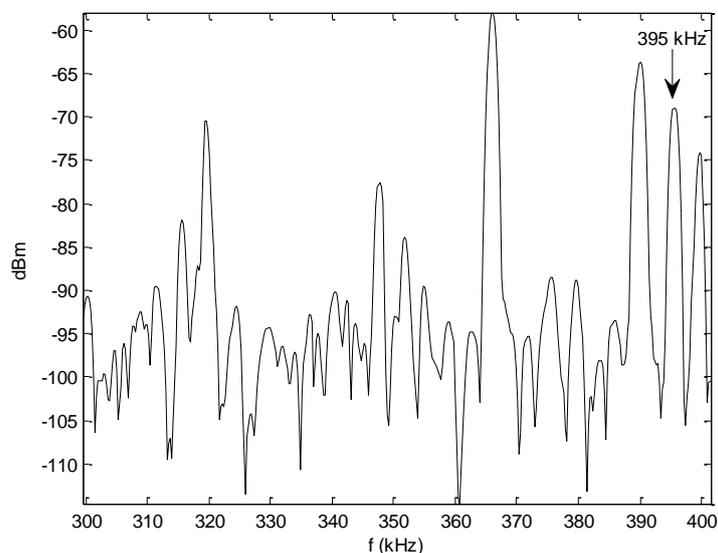


Figura 4.45 – Espectro do sinal PLC analisado com detalhe da frequência de 392 kHz.

Vários sinais estão presentes. Mesmo com a medição realizada sob os condutores do circuito, nota-se que este sinal PLC em questão não possui potência maior que os demais. A Figura 4.46 apresenta o detalhe da medição para a frequência de 392 kHz.

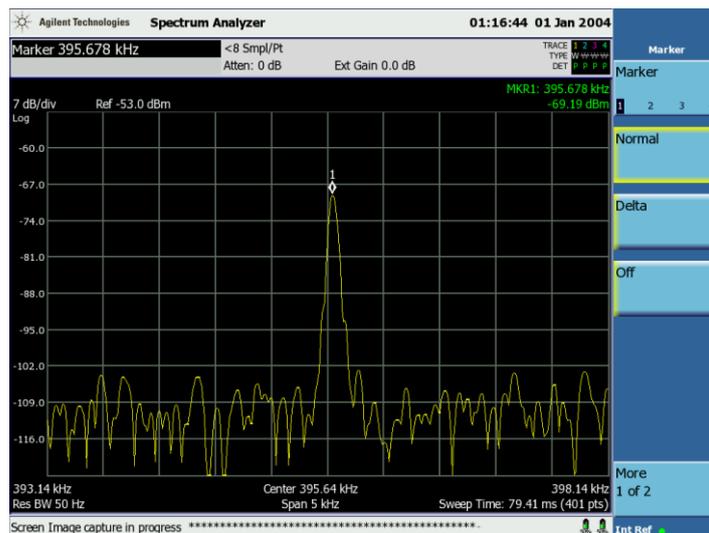


Figura 4.46 – Foto da tela do analisador de espectro em torno da frequência de 392 kHz.

A Figura 4.47 apresenta os valores obtidos por meio dos pontos coletados. Nota-se que a frequência identificada está ligeiramente maior que a frequência definida para a portadora de 392 kHz.

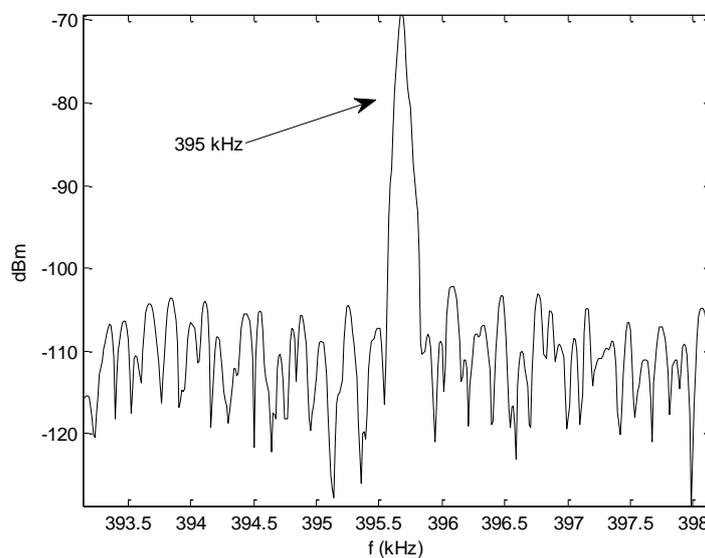


Figura 4.47 – Espectro do sinal PLC analisado em torno da frequência de 392 kHz.

Os valores de potência encontrados são de -69,19 dBm para uma frequência de 395,67 kHz. Pelo analisador Protek, esta mesma potência também foi medida em -14,80 dBmV.

Outra forma de visualizar todo o espectro estudado é através do espectrograma conforme Figura 4.48.

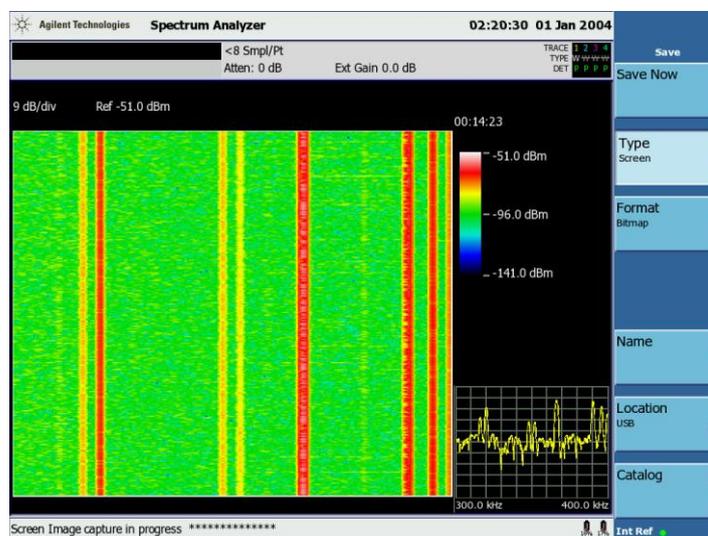


Figura 4.48 – Medição do espectrograma do sinal PLC de banda estreita investigado.

Pela Figura 4.48 notam-se, nas cores próximas ao vermelho, as frequências do sinal PLC analisado, isto é, 310 kHz, 366 kHz, 389 kHz e 395 kHz. Por ter sido realizada a medida do espectrograma sob o circuito da LT 230 kV Recife II / Mirueira – C2 com frequência PLC de 364 kHz, o mesmo apresenta maior intensidade de cor.

Desta forma, os valores de campo elétrico obtidos nas medições são comparados com as simulações específicas para o local em que os campos elétricos são máximos, isto é, sob os condutores dos circuitos.

Para as simulações foram consideradas as potências mínimas necessárias para funcionamento dos equipamentos receptores, bem como as perdas ocasionadas pela inserção de seus componentes nos circuitos das linhas de transmissão.

A Figura 4.49 apresenta os valores de campo elétrico obtido por meio das medições realizadas, bem como por meio de simulações para as frequências de cada sinal PLC do corredor de linhas.

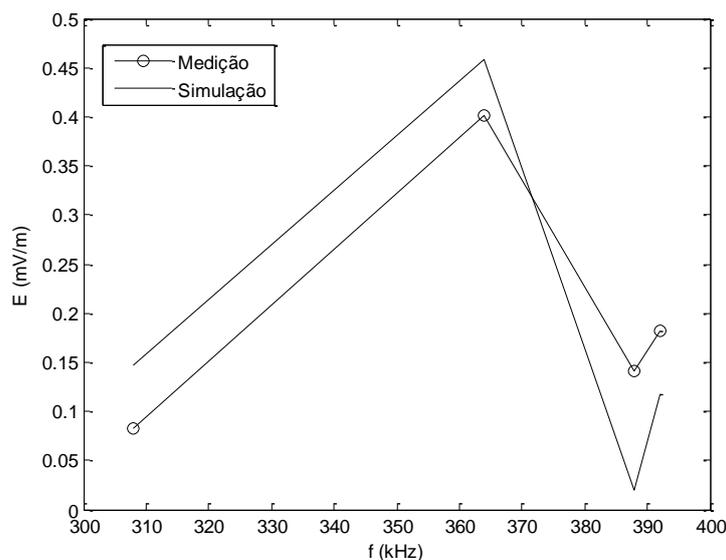


Figura 4.49 – Valores de campo elétrico obtidos sob os condutores por meio de simulação e medição.

Na Figura é possível ver as frequências do sinal PLC com seus respectivos valores de campo elétrico. Nota-se que mesmo sob os condutores, isto é, com os valores máximos, os mesmos são da ordem de centenas de $\mu\text{V}/\text{m}$ nas condições da medição realizada.

Deve-se levar em consideração ainda que o modelo computacional emprega um solo homogêneo ao longo do traçado da LT. Desta forma, diferentes tipos de solo influenciam de forma variada no valor da constante de propagação do sinal transmitido.

Além deste aspecto, dependendo das condições de tráfego do sinal de teleproteção adotado pelas linhas de transmissão, os valores de potência são bem baixos, implicando em pequenos valores de campo elétrico conforme indicados na Figura 4.49. Os resultados mostram como o sinal PLC atua de forma a manter a teleproteção ativa sem produzir valores de campo elétricos significativos no entorno das linhas de transmissão.

Por fim, a avaliação investigativa por meio de programas computacionais, permite aos projetistas de sistemas PLC verificarem a viabilidade de aplicação desta tecnologia em determinadas rotas e configurações de linhas de transmissão.

4.6 Resumo

O capítulo apresentou o detalhamento das equações para os campos elétrico e magnético em componentes retangulares para os potenciais de *Hertz* de modo a evitar o uso de simplificações técnicas.

Foram realizadas análises das constantes de atenuação para situações de modelos de linhas de transmissão em frequências variando do sistema PLC de banda estreita à banda larga. Os resultados indicam que a escolha apropriada da frequência pode implicar em campos elétrico e magnético menores em linhas de transmissão.

Diversos perfis para campos eletromagnéticos em situações de linhas de transmissão monofásica e trifásica comprovam que um projeto bem definido implica em benefícios de empregar ondas portadoras com frequências maiores. Todavia, deve-se estar atento para o fato que com o aumento contínuo da frequência, os campos elétricos devem aumentar conforme modelo de linha de transmissão de D'Amore. Desta forma, quanto maior a frequência do sinal PLC, tanto maiores serão os valores de campo emitidos.

As técnicas de blindagem apresentadas sugerem fazer uso das próprias condições oferecidas pela linha de transmissão como no caso da condução do sinal entre condutores ou da adoção de um cabo condutor de blindagem em vãos específicos. Situações mais críticas podem ainda envolver o uso de ambas as propostas.

Por fim, no desenvolvimento experimental, a medição da permissividade do solo foi confrontada com outra técnica já existente e ambos apresentaram comportamento coerente. O campo elétrico em função da frequência e para um perfil transversal foram apresentados. Os resultados evidenciam a influência das circunstâncias e condições envolvidas no percurso atravessado pela linha de transmissão transportando o sinal PLC nos cálculos dos campos eletromagnéticos.

5

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho teve como objetivo principal avaliar a influência dos parâmetros elétricos do solo no cálculo dos campos eletromagnéticos gerados por ondas portadoras em linhas de transmissão.

No capítulo 2, os modelos de linhas de transmissão foram revisados de modo a avaliar como a influência dos parâmetros elétricos do solo poderia ser considerada nas análises de ondas portadoras em linhas de transmissão. Dentre os modelos pesquisados, notou-se a necessidade de incluir no cálculo dos parâmetros elétricos de linha a influência da matriz de admitância do solo conforme modelo de D'Amore. Desta forma, a modelagem frequentemente empregada de análise de correntes em modo diferencial para linhas de transmissão em frequência industrial não se mostra adequada para avaliação dos campos radiantes de ondas portadoras.

Tal fato tem como fundamento as correntes dos campos radiantes para o modo comum ou modo antena serem significativas em altas frequências, ainda que menores em intensidade quando comparadas com as correntes do modo diferencial. A razão advém dos campos radiantes gerados pelas correntes de modo comum se somarem ao passo dos campos produzidos pelo modo diferencial ou modo linha de transmissão se subtraírem.

Outro aspecto importante constatado consiste no fato de que os efeitos das perdas de propagação nos condutores agregadas às características dispersivas do solo demonstram a dificuldade de se obter modelagem adequada para os valores de campos eletromagnéticos emitidos por tais sistemas de comunicação.

No capítulo 3 foi apresentada uma modelagem fundamentada em técnicas de micro-ondas voltada a encontrar os parâmetros elétricos de amostras de solo coletadas ao redor de

linhas de transmissão. O modelo proposto foi comparado a outra técnica já desenvolvida com base em medições de diversas amostras de solo, cujos resultados foram ajustados para obtenção de curvas parametrizadas.

Por meio do uso de linhas de transmissão coaxial, as amostras de solo coletadas foram analisadas como elemento dielétrico nos experimentos de laboratório. Uma inspeção dos resultados obtidos quando confrontados com o modelo parametrizado de Smith e Longmire demonstrou que para a faixa de frequência de 100 kHz a 10 MHz os resultados são próximos.

No capítulo 4, o estudo das constantes de atenuação por modelo de linha evidenciou ser uma ferramenta importante no projeto de sistemas PLC. Notou-se que para configuração de linha, de acordo com o modelo adotado, há um ponto de inflexão que pode ser considerado como ponto para obtenção dos menores valores de campos eletromagnéticos para um sistema PLC.

Todavia, os valores não estão concentrados em frequências muito elevadas. Pelas análises, as frequências situadas entre 1,7 MHz a 10 MHz constitui um intervalo para aplicação do sistema PLC de banda larga como forma de propagação de ondas portadoras em linhas de transmissão quando comparados com as frequências típicas encontradas em sistemas de teleproteção dos sistemas elétricos.

Em situações particulares a própria forma de alimentação do sistema PLC nos condutores pode determinar uma forma de obter atenuação dos campos produzidos. Pelas análises realizadas, a alimentação entre condutores mostrou-se para o espectro investigado como a solução mais promissora em termos de mitigação de campos eletromagnéticos. Outra maneira observada como forma de mitigação foi a adoção de cabos condutores extras em locais específicos ao longo das linhas de transmissão que se façam necessários campos elétricos menores.

Por fim, a avaliação investigativa por meio de programas computacionais permite aos projetistas de sistemas PLC verificarem a viabilidade de aplicação desta tecnologia em determinadas rotas e configurações de linhas de transmissão atendendo aos princípios de compatibilidade.

5.1 Trabalhos Futuros

Em seguida são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros relacionadas com esta Tese:

1. Propor um modelo de parâmetros de linha de transmissão capaz de prever os efeitos do solo em sistemas PLC de banda larga considerando equações exatas e ainda sejam viáveis quando de sua implantação do ponto de vista computacional.
2. Estender o detalhamento dos coeficientes de reflexão do solo nos potenciais de *Hertz* em linhas de transmissão que considerem os feitos das ondas viajantes em ambas as direções de propagação para distâncias finitas de condutores.
3. Investigar aplicações de técnicas de micro-ondas em experimentos que incluam a presença do solo nas medições. É possível que com o uso dos parâmetros de espalhamento, as propriedades de alguns sistemas de propagação com a presença do solo sejam conhecidas.
4. Avaliar técnicas de mitigação de campos eletromagnéticos em sistemas PLC por meio da composição de sinais de diferentes frequências nos condutores das linhas de transmissão. Com esta avaliação, pode ser viável revestir os cabos condutores com elementos adequados a dissipar parte de energia irradiada.
5. Apresentar resultados de medições de campos eletromagnéticos em linha de transmissão experimentais que permitam avaliar os efeitos de solos homogêneos conhecidos sobre ondas portadoras de sinais PLC previamente definidas. Neste sentido, pode-se verificar a influência da impedância característica sobre os campos eletromagnéticos.

5.2 Publicações do Autor

A seguir são listadas as publicações associada à tese da pesquisa desenvolvida pelo autor durante o doutorado.

5.2.1 Publicação em Congressos, Conferências e Simpósios Nacionais e Internacionais.

- [1]. F. R. **Sabino** Jr, U. R. C. VITOR, M. T. de Melo . “Electric Field in Overhead Transmission Line for PLC Signal”. In: 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, 2010, Chicago. Digest of the 2010 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation. Chicago: Omnipress, 2010. v. 1. p. 1784-1784.
- [2]. F. R. **Sabino** Jr; G. G. Machado; M. T. de Melo, L. H. A. de Medeiros, “Ground Effects on Electrical Fields around Power Line Carrier Channels”. In: 19th COMPUMAG 2013, 2013, Budapest. Proceedings of the Compumag 2013, 2013. v. 1. p. 1-2.

5.2.2 Artigos em Análise por Periódicos Internacionais

- [1] F. R. **Sabino** Jr, G. G. Machado, M. T. de Melo, L. H. A. de Medeiros, “The Influence of the Soil Electrical Parameters in the calculation of the Electrical Field due to Carrier Channels on Power Lines: A Simplified Methodology to obtain Frequency-Dependent Soil Parameters”, Electric Power Systems Research.
- [2] U. R. C. VITOR, F. R. **Sabino** Jr, G. G. Machado, M. T. de Melo, B. M. G. de Oliveira, M. E. V. Segatto, “Signal-Flow Graph Analysis in PLC Multipath Model”, International Journal of Communication Systems

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. Gebhardt, M.; Weinmann, F.; Dostert, K., “Physical and regulatory constraints for communication over the power supply grid,” *IEEE on Communications Magazine*, vol.41, no.5, pp.84-90, May 2003.
- [2]. Henry, P., “Interference Characteristics of Broadband Power Line Communication Systems using Aerial Medium Voltage Wires,” *IEEE on Communications Magazine*, vol.43, no.4, pp.92-98, April 2005.
- [3]. Pavlidou, N.; Vinck, A. J H; Yazdani, J.; Honary, B., “Power Line Communications: State of the art and future trends,” *IEEE on Communications Magazine*, vol.41, no.4, pp.34-40, April 2003.
- [4]. Clayton R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, 2 ed. John Wiley & Sons Inc, 2006.
- [5]. “Radio frequency devices,” Title 47 of the Code of Federal Regulations Part 15, FCC, Aug. 2006.
- [6]. Gotz, M.; Rapp, M.; Dostert, K., “Power line channel characteristics and their effect on communication system design,” *IEEE Communications Magazine*, vol.42, no.4, pp.78-86, April 2004.
- [7]. Hrasnica, H.; Haidine, A.; Lehnert, R., *Broadband Powerline Communications Networks*, 1 ed. John Wiley & Sons, Inc, 2004.
- [8]. Sadiku, M. N. O., *Elementos de Eletromagnetismo*, 3 ed, Bookman Companhia, 2004.
- [9]. Sarkar, T. S., “Analysis of Arbitrary Oriented Thin Wire Antennas over a Plane Imperfect Ground,” *Electronics and Communication*, vol. 31, pp. 449-457, 1977.
- [10]. Sabino Jr, F. R; VITOR, U. R. C.; de MELO, M. T., “Electric Field in Overhead Transmission Line for PLC Signal,” *14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Chicago. Digest of the 2010 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation. Chicago: Omnipress, v. 1. pp. 1784-1784, 2010.*
- [11]. Carson, J. R., “Wave Propagation in Overhead Wires with Ground Return,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 5, pp. 539-554, 1926.
- [12]. Sunde, E. D., “*Earth Conduction Effects in Transmission Systems*”. New York Van Nostrand, 1949.

- [13]. Kikuchi, H., "Wave Propagation along an Infinite Wire above Ground at High Frequencies," *Proc. Electrotech. J.*, vol. 2, pp. 73-78, Dec. 1956.
- [14]. Wait, J. R., "Theory of wave propagation along a thin wire parallel to an interface," *Radio Science*, vol. 7, no. 6, pp. 675-679, June, 1972.
- [15]. D'Amore, M.; Sarto, M. S., "Electromagnetic Field Radiated from Broadband Signal Transmission on Power Line Carriers Channels," *Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 2, pp. 624–631, April, 1997.
- [16]. D'Amore, M.; Sarto, M. S., "A new Formulation of Lossy Ground Return Parameters for Transient Analysis of Multiconductor Dissipative Lines," *Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 1, pp. 303–314, January, 1997.
- [17]. Cavka, D.; Mora, N.; Rachidi, F., "A Comparison of Frequency-Dependent Soil Models: Application to the Analysis of Grounding Systems," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, no prelo, doi: 10.1109/TEMPC.2013.2271913.
- [18]. Akbari, M.; Sheshyekani, K.; Pirayesh, A.; Rachidi, F.; Paolone, M.; Borghetti, A.; Nucci, C. A., "Evaluation of Lightning Electromagnetic Fields and Their Induced Voltages on Overhead Lines Considering the Frequency Dependence of Soil Electrical Parameters," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* vol. 55, no. 6 pp. 1210–1219, Dez. 2013.
- [19]. Akbari, M.; Sheshyekani, K.; Alemi, M. R., "The Effect of Frequency Dependence of Soil Electrical Parameters on the Lightning Performance of Grounding Systems," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.55, no.4, pp. 739-746, Aug. 2013.
- [20]. Alipio, R. S.; Schroeder, M. A. O.; Afonso, M. M.; Oliveira, T. A. S.; Assis, S. C., "Electric Fields of Grounding Electrodes with Frequency Dependent Soil Parameters" *Electric Power Systems Research*, vol. 83, no. 1, pp. 220-226, February, 2012.
- [21]. Meng, H.; Chen, S.; Guan, Y. L.; Law, C. L.; So, P. L.; Gunawan, E.; Lie, T. T., "Modeling of transfer Characteristics for the broadband power line communication channel," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 3, pp.1057-1064, July 2004.
- [22]. Glover, J. D.; Sarma, M. S.; Overbye, T. J., *Power System Analysis and Design*, Stamford, Cengage Learning, 2012.
- [23]. Fuchs, R. D., *Transmissão de Energia Elétrica*, Rio de Janeiro, LTC, 1977.

- [24]. Martinez-Velasco, J. A., *Power System Transients: Parameter Determination*, CRC Press, 2010.
- [25]. dos Santos, A. F., “Electromagnetic-wave Propagation along a Horizontal Wire above Ground”, *PROC.IEE*, vol. 119, no. 8, Aug., 1972
- [26]. Mork, B. A.; Stenvig, N. M.; Nelson, R. M.; Kirkendall, B., “Determination of high-frequency current distribution using EMTP-based transmission line models with resulting radiated electromagnetic fields”, *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, *IEEE International Symposium*, pp.219-224, March 2010.
- [27]. Olsen, R. G.; Young, J. L.; Chang, D. C., “Electromagnetic Wave Propagation on a Thin Wire above Earth”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 9, Sep. 2000.
- [28]. Luo, W. Q.; Tan, S. Y., “A Distributed Circuit Model for Power-Line Communications”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 3, pp. 1440-1445, July 2007.
- [29]. Balanis, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3 ed., John Wiley & Sons Inc, 2005.
- [30]. Wait, J. R., *Electromagnetic Wave Theory*, Harper & Row, Inc, 1985.
- [31]. Wait, J. R., “Theory of wave propagation along a thin wire parallel to an interface,” *Radio Science*, vol. 7, pp. 675–679, June 1972.
- [32]. Luo, W. Q.; Tan, S. Y.; Tan, B. T., “Effects of the ground on power-line communications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.53, no.10, pp.3191-3198, Oct. 2005.
- [33]. D’Amore, M.; Sarto, M. S., “Simulation Models of a Dissipative Transmission Line Above a Lossy Ground for a Wide Frequency-Range. Part I: Single Conductor Configuration”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 38, no. 2, pp. 127–138, May, 1996.
- [34]. Yuan, M.; Sarkar, T. K., “Computation of the Sommerfeld Integral tails using the matrix pencil method”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 4, pp.1358-1362, April 2006.
- [35]. Lee, J.; Zou, J.; Wan, J.; Chang, S., “Fast Evaluating the Electromagnetic Fields Generated by a Vertical Electric Dipole Over the Lossy Ground Using Sommerfeld

- Integral Without Truncation” IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 53, no. 4, pp.977-986, Nov. 2011.
- [36]. Sunde, E. D., *Earth Conduction Effects in Transmission Systems*, Dover Publications, Inc. 1968.
- [37]. de Melo, M. T.; Belfort, A.; de Souza S. R. O.; de Oliveira, B. G. M., “Medida da Permissividade Complexa do Gesso Tipo Piso-Cola com baixas perdas em Frequência de Micro-ondas”, *Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica*, 2002.
- [38]. Wandell, B. C., *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, 1991.
- [39]. Misra, D. K., *Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design*, 2 Ed., Wiley Press, 2001.
- [40]. Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, 3 ed., John Wiley and Sons, Inc, 2005.
- [41]. D’Amore, M.; Sarto, M. S.; Scarlatti, A. S., “Theoretical analysis of radiated emission from modal currents in multiconductor transmission lines above a lossy ground”, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, pp.729-734 vol.2, 2000.
- [42]. Sarto, M. S., “Electromagnetic interference from carrier channels on finite-length power lines above a lossy ground in a wide frequency range,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.13, no.2, pp.336-343, Apr. 1998.
- [43]. Paul, C. R., “Useful Matrix Chain Parameter Identities for the Analyses of Multiconductor Transmission Lines” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, no. 9, pp. 756–760, September, 1975.
- [44]. Luo, W.; Tan, S. Y., “A Radiated Emission Model for Power Line Communications,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1245–1249, July, 2006.
- [45]. Ishihara, M.; Umehara, D.; Morihira, Y., “The Correlation between Radiated Emissions and Power Line Network Components on Indoor Power Line Communications” *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 314-318, 2006.
- [46]. Paul, C. R., “A Comparison of the Contributions of Common-Mode and Differential-Mode Currents in Radiated Emissions,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 31, no. 2, pp. 189–193, May, 1989.

- [47]. D'Amore, M.; Sarto, M. S., "Simulation Models of a Dissipative Transmission Line Above a Lossy Ground for a Wide Frequency-Range. Part II: Multiconductor Configuration", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 38, no. 2, pp. 139–149, May, 1996.
- [48]. Smith K. S.; Longmire, C. L., A universal impedance for soils, Defense Nuclear Agency, Alexandria, VA, USA, Topical Report for Period Jul. 1 1975–Sep. 30 1975.
- [49]. Hayt, Jr., W. H.; Buck, J. A., Engineering Electromagnetic, McGraw-Hill, 2001.
- [50]. Kindermann, G.; Campagnolo, J. M., Aterramento Elétrico, Sagra-DC-Luzzato, 3 ed. Porto Alegre, 1995.