



MODELOS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO USANDO REPRESENTAÇÃO
RACIONAL DA MATRIZ DE ADMITÂNCIA NODAL E DECOMPOSIÇÃO
IDEMPOTENTE

Mirko Mashenko Yanque Tomasevich

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de
Lima
Carlos Manuel de Jesus Cruz de
Medeiros Portela

Rio de Janeiro
Novembro de 2011

MODELOS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO USANDO REPRESENTAÇÃO
RACIONAL DA MATRIZ DE ADMITÂNCIA NODAL E DECOMPOSIÇÃO
IDEMPOTENTE

Mirko Mashenko Yanque Tomasevich

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima, D.Sc.

Prof. Sandoval Carneiro Jr., Ph.D.

Prof. João Clavio Salari Filho, D.Sc.

Prof. Fernando Augusto Moreira, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
NOVEMBRO DE 2011

Yanque Tomasevich, Mirko Mashenko

Modelos de Linhas de Transmissão Usando Representação Racional da Matriz de Admitância Nodal e Decomposição Idempotente /Mirko Mashenko Yanque Tomasevich. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2011.

XIX, 216 p.: il.; 29,7cm.

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Carlos Manuel de Jesus Cruz de

Medeiros Portela

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2011.

Referências Bibliográficas: p. 184 – 194.

1. Transitórios Eletromagnéticos . 2. Domínio da Frequência. 3. Domínio do Tempo. 4. Linhas de Transmissão. 5. Cabos Subterrâneos. I. Lima, Antonio Carlos Siqueira de *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Dedicado à memória do Prof.
Carlos Manuel de Jesus Cruz de
Medeiros Portela*

Agradecimentos

A Deus por ter me dado a força e o espírito para superar as dificuldades do curso de mestrado, primeiramente. E a todos aqueles que cooperaram, contribuíram ou ajudaram de alguma forma no desenvolvimento deste trabalho, principalmente:

- à PEE/COPPE/UFRJ, por ter me dado a oportunidade de estudar e desenvolver uma pesquisa de mestrado no Brasil.
- em memória do Prof. Carlos Manuel de Jesus Cruz de Medeiros Portela, por ter acreditado em mim ao aceitar-me como seu orientado.
- a meu orientador, Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima, pelos seus empenho, dedicação e ensinamentos que me conduziram à concretização da presente dissertação.
- ao Dr. João Salari Filho, por ter me ajudado com informação e dicas úteis no desenvolvimento da presente pesquisa.
- a meus pais: Justo Yanque e Liliana Tomasevich, e meu irmão: Ivanko Yanque Tomasevich, por seu apoio incondicional.
- aos colegas: Paulo Rocha, Otto Gambini, Sergio Escalante e Jorge Isaac, pela sua amizade e apoio constante.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

MODELOS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO USANDO REPRESENTAÇÃO
RACIONAL DA MATRIZ DE ADMITÂNCIA NODAL E DECOMPOSIÇÃO
IDEMPOTENTE

Mirko Mashenko Yanque Tomasevich

Novembro/2011

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Carlos Manuel de Jesus Cruz de Medeiros Portela

Programa: Engenharia Elétrica

No presente trabalho investigam-se as limitações do EMTP-ATP para modelar transitórios de curta duração no que se refere às simulações de linhas de transmissão, estruturas metálicas e aterramento. Investiga-se também o impacto de diferentes representações do solo incluindo a dependência na frequência dos parâmetros do solo. Para tanto, apresenta-se uma revisão da literatura técnica no que se refere a modelagem de sistemas de transmissão.

É proposto que modelos de cálculo mais refinados de linhas de transmissão, estruturas metálicas e aterramentos possam ser representados por um modelo caixa-preta representando a admitância nodal obtida da resposta em frequência de seus terminais. Comparam-se os resultados da implementação da metodologia proposta com aqueles calculados no domínio híbrido tempo-frequência.

Finalmente, aplica-se o método de ajuste vetorial ou “vector fitting” na Decomposição Idempotente da Função de Propagação para o cálculo de um modelo alternativo de baixa ordem para a representação de Linhas de Transmissão e Cabos Subterrâneos. Os resultados indicam uma boa concordância com aqueles obtidos utilizando a Transformada numérica de Laplace.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

TRANSMISSION LINE MODELING USING RATIONAL FITTING OF NODAL ADMITTANCE MATRIX AND IDEMPOTENT DECOMPOSITION

Mirko Mashenko Yanque Tomasevich

November/2011

Advisors: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Carlos Manuel de Jesus Cruz de Medeiros Portela

Department: Electrical Engineering

In this work, the limitations of the EMTP-ATP to model fast electromagnetic transients in transmission lines, transmission towers and grounding systems are investigated. The impact of different soil representations considering frequency dependency in soil parameters is also evaluated. An overview of the state of the art in modeling transmission systems is presented as well.

It is proposed that more refined models for the representation of transmission lines, transmission towers and grounding systems can be represented by a black-box model representing the Nodal Admittance frequency response. The results of the proposed methodology are compared with those using a hybrid time-frequency domain.

An Idempotent Decomposition of the propagation function for time-domain simulation implementing the vector fitting method is proposed. The goal is to achieve a lower order representation of transmission lines and underground cables. The results indicate a very good agreement with those obtained using the numerical Laplace Transform.

Sumário

Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xviii
1 Introdução	1
1.1 Considerações Básicas	1
1.2 Motivação	3
1.3 Objetivos	4
1.4 Organização do Documento	4
2 Estado da Arte na Modelagem de Circuitos de Transmissão no Domínio do Tempo	6
2.1 Breve Revisão da Modelagem de Circuitos de Transmissão no Domínio do Tempo	6
2.1.1 Modelos de Linha de Transmissão Aérea	7
2.1.2 Modelagem de Estruturas Metálicas	8
2.1.3 Modelagem de Aterramentos	8
2.2 Limitações dos Modelos de circuitos de transmissão	10
2.3 Caso Exemplo	11
2.3.1 Modelagem da Corrente de Descarga	12
2.3.2 Modelagem do Solo	12
2.3.3 Modelagem da Linha de Transmissão	13
2.3.4 Modelagem das Estruturas Metálicas	14
2.3.5 Modelagem dos Aterramentos das Estruturas	15
2.4 Modelagem no EMTP-ATP	16
2.4.1 Resultados da Modelagem e Discussão de Resultados	17
2.4.2 Sobretensão TO-TO para Modelo de Solo 1	18
2.4.3 Sobretensão TO-TO para Modelo de Solo 2	19
2.4.4 Sobretensão TO-MV para Modelo de Solo 2	19
2.4.5 Sobretensão MV-MV para Modelo de Solo 2	20
2.5 Discussão	21

3	Realização no Domínio do Tempo de Redes Variantes na Frequência	22
3.1	Considerações Básicas	22
3.2	Realização de Equações de Estado	23
3.3	Modelagem da Matriz de Transferência	24
3.3.1	Modelo por Fração Polinomial	25
3.3.2	Modelo por Expansão de Frações Parciais	25
3.3.3	Forma da Matriz de Transferência	26
3.4	Ajuste por Funções Racionais	27
3.4.1	Ajuste Vetorial Ortonormal ou “Vector Fitting Ortonormal” (OVF)	28
3.4.2	Ajuste Vetorial Relaxado ou “Vector Fitting Relaxado” (RVF)	29
3.4.3	Ajuste Vetorial Relaxado Ortonormal ou “Vector Fitting Relaxado Ortonormal” (ROVF)	30
3.4.4	Comparação dos Métodos de Ajuste	30
3.5	Imposição da Passividade	35
3.5.1	Desenvolvimento Teórico	35
3.5.2	Comparação de desempenho computacional	37
3.6	Síntese de Circuitos Equivalentes	41
3.7	Inclusão de Circuitos Equivalentes	43
3.8	Verificação dos elementos sintetizados	45
3.9	Discussão	45
4	Inclusão de Modelos Multi-entrada Multi-saída em programas do tipo EMTP-ATP	47
4.1	Cálculo da Admitância Nodal	48
4.1.1	Admitância Nodal da Linha	48
4.1.2	Admitância Nodal do Aterramento das Estruturas	59
4.1.3	Admitância Nodal das Estruturas Metálicas	66
4.2	Ajuste da resposta em frequência	69
4.2.1	Linha de Transmissão	69
4.2.2	Aterramento das Estruturas	82
4.2.3	Estruturas Metálicas	88
4.3	Imposição da Passividade	91
4.3.1	Imposição da Passividade do Modelo de Linha de Transmissão	91
4.3.2	Imposição da Passividade do Modelo de Aterramento	99
4.3.3	Imposição da Passividade do Modelo de Estruturas Metálicas	102
4.4	Síntese de circuitos RLC equivalentes	106
4.5	Verificação da Síntese de Elementos	107

4.5.1	Varredura na Frequência - Linha de Transmissão	107
4.5.2	Varredura na Frequência - Aterramento	111
4.5.3	Varredura na Frequência - Estrutura Metálica	114
4.6	Inclusão do modelo no EMTP-ATP e Discussão de resultados	116
4.6.1	Sobretensão TO-TO para Modelo de Solo 1	126
4.6.2	Sobretensão TO-TO para Modelo de Solo 2	127
4.6.3	Sobretensão TO-MV para Modelo de Solo 2	128
4.6.4	Sobretensão MV-MV para Modelo de Solo 2	129
4.7	Discussão	130
5	Modelagem de Linhas de Transmissão por Decomposição em Matrizes Idempotentes	132
5.1	Modelagem Idempotente	133
5.2	Cálculo e Ajuste da Função de Propagação	134
5.3	Identificação dos tempos de atraso	135
5.4	Ajuste das Matrizes Idempotentes	137
5.5	Linha de Transmissão Aérea Trifásica	138
5.5.1	Identificação dos tempos de atraso	138
5.5.2	Ajuste dos modos da Função de Propagação	140
5.5.3	Ajuste das Matrizes Idempotentes	141
5.5.4	Cálculo da Função de Propagação	153
5.6	Sistema de Cabos enterrado	154
5.6.1	Identificação dos tempos de atraso	155
5.6.2	Ajuste dos modos da Função de Propagação	157
5.6.3	Ajuste das Matrizes Idempotentes	159
5.6.4	Cálculo da Função de Propagação	171
5.7	Simulação no domínio do tempo	172
5.7.1	Linha de Transmissão Trifásica	172
5.7.2	Sistema de Cabos enterrado	176
5.8	Discussão	180
6	Conclusão	181
6.1	Conclusões Gerais	181
6.2	Trabalhos Futuros	182
	Referências Bibliográficas	184
A	Modelagem da Linha de Transmissão por Admitância Nodal	195
B	Modelagem pelo Método das Características	197

C	Modelagem genérica por eletrodos cilíndricos	199
D	Ajuste de frações polinomiais usando Decomposição em Valores Singulares	204
E	Ajuste Vetorial ou “Vector Fitting” (VF)	206
F	Cálculo de parâmetros distribuídos da linha (R' , L' , C' e G')	210
G	Eliminação de cruzamentos artificiais de autovetores	213
H	Aumento do tamanho das “Listas” do EMTP-ATP	215

Lista de Figuras

2.1	Queda de raio em uma estrutura metálica	11
2.2	Queda de raio ao meio vão	11
2.3	Forma de onda da Corrente de Raio simulada	12
2.4	Janela de introdução de dados - função de suporte “Line Constants”	14
2.5	Dados geométricos dos condutores de fase e cabo pararraios	14
2.6	Dimensões da estrutura metálica e modelagem circuital equivalente	15
2.7	Dados geométricos do Sistema de Aterramento	16
2.8	Modelagem para avaliação de sobretensões TO-TO	16
2.9	Modelagem para avaliação de sobretensões MV-TO e MV-MV	17
2.10	Sobretensões TO-TO - Solo 1	18
2.11	Sobretensões TO-TO - Solo 2	19
2.12	Sobretensões TO-MV - Solo 2	20
2.13	Sobretensões MV-MV - Solo 2	21
3.1	Representação Multi-entrada Multi-saída de um elemento	24
3.2	Ajuste de $Tr\{Y_s\}$ e Desvio RMS - Linha 300 m - 38 polos	32
3.3	Ajuste de Y_s e Desvio RMS - Linha 300 m - 38 polos	32
3.4	Ajuste de $Tr\{Y_s\}$ e Desvio RMS - Linha 3000 m - 185 polos	33
3.5	Ajuste de Y_s e Desvio RMS - Linha 3000 m - 185 polos	33
3.6	Mapa dos polos - Ajustes VF, OVF, RVF e ROVF - Linha 300 m	34
3.7	Mapa dos polos - Ajustes VF, OVF, RVF e ROVF - Linha 3000 m	34
3.8	Imposição da Passividade - VF - 40 polos	39
3.9	Imposição da Passividade - OVF - 40 polos	39
3.10	Imposição da Passividade - RVF - 38 polos	40
3.11	Imposição da Passividade - ROVF - 38 polos	40
3.12	Esquema de síntese por equivalente circuital elétrico	43
3.13	Janela para adição de biblioteca de elemento circuital equivalente	44
3.14	Topologia do Circuito para Varredura em Frequência	45
4.1	Esquema de cálculo - Admitância Nodal - L.T.	49
4.2	Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 150 m - Solo 1	50

4.3	Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 150 m - Solo 1	50
4.4	Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 150 m - Solo 2	51
4.5	Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 150 m - Solo 2	51
4.6	Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 300 m - Solo 1	52
4.7	Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 300 m - Solo 1	52
4.8	Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 300 m - Solo 2	53
4.9	Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 300 m - Solo 2	53
4.10	Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 3000 m - Solo 1	54
4.11	Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 3000 m - Solo 1	54
4.12	Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 3000 m - Solo 2	55
4.13	Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 3000 m - Solo 2	55
4.14	Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 150 m - Solo 1	56
4.15	Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 150 m - Solo 2	56
4.16	Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 300 m - Solo 1	57
4.17	Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 300 m - Solo 2	57
4.18	Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 3000 m - Solo 1	58
4.19	Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 3000 m - Solo 2	58
4.20	Esquema de cálculo - Admitância Nodal - Aterramento	60
4.21	Módulo da Matriz de Admitância Nodal - Aterramento - Solo 1	61
4.22	Fase da Matriz de Admitância Nodal - Aterramento - Solo 1	61
4.23	Módulo da Admitância Total - Aterramento - Solo 1	62
4.24	Fase da Admitância Total - Aterramento - Solo 1	62
4.25	Módulo da Matriz de Admitância Nodal - Aterramento - Solo 2	63
4.26	Fase da Matriz de Admitância Nodal - Aterramento - Solo 2	63
4.27	Módulo da Admitância Total - Aterramento - Solo 2	64
4.28	Fase da Admitância Total - Aterramento - Solo 2	64
4.29	Módulo da Admitância Equivalente - Calculado vs FDETP	65
4.30	Fase da Admitância Equivalente - Calculada vs FDETP	65
4.31	Esquema de cálculo - Admitância Nodal - Estrutura Metálica	66
4.32	Módulo da Matriz de Admitância Nodal - Estrutura - Solo 1	67
4.33	Fase da Matriz de Admitância Nodal - Estrutura - Solo 1	67
4.34	Módulo da Matriz de Admitância Nodal - Estrutura - Solo 2	68
4.35	Fase da Matriz de Admitância Nodal - Estrutura - Solo 2	68
4.36	Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 150 m - Solo 1	70
4.37	Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 150 m - Solo 1	70
4.38	Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 150 m - Solo 1	71
4.39	Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 150 m - Solo 1	71
4.40	Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 150 m - Solo 2	72
4.41	Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 150 m - Solo 2	72

4.42	Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 150 m - Solo 2	73
4.43	Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 150 m - Solo 2	73
4.44	Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 300 m - Solo 1	74
4.45	Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 300 m - Solo 1	74
4.46	Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 300 m - Solo 1	75
4.47	Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 300 m - Solo 1	75
4.48	Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 300 m - Solo 2	76
4.49	Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 300 m - Solo 2	76
4.50	Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 300 m - Solo 2	77
4.51	Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 300 m - Solo 2	77
4.52	Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 3000 m - Solo 1	78
4.53	Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 1	78
4.54	Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 3000 m - Solo 1	79
4.55	Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 1	79
4.56	Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 3000 m - Solo 2	80
4.57	Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 2	80
4.58	Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 3000 m - Solo 2	81
4.59	Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 2	81
4.60	Ajuste do Módulo - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 1	84
4.61	Ajuste da Fase - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 1	84
4.62	Ajuste do Módulo - Y_{total} - Aterramento - Solo 1	85
4.63	Ajuste da Fase - Y_{total} - Aterramento - Solo 1	85
4.64	Ajuste do Módulo - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 2	86
4.65	Ajuste da Fase - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 2	86
4.66	Ajuste do Módulo - Y_{total} - Aterramento - Solo 2	87
4.67	Ajuste da Fase - Y_{total} - Aterramento - Solo 2	87
4.68	Ajuste do Módulo de Y_n - Estrutura - Solo 1	89
4.69	Ajuste da Fase de Y_n - Estrutura - Solo 1	89
4.70	Ajuste do Módulo de Y_n - Estrutura - Solo 2	90
4.71	Ajuste da Fase de Y_n - Estrutura - Solo 2	90
4.72	Imposição da Passividade - MoC - Linha 150 m - Solo 1	92
4.73	Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 150 m - Solo 1	92
4.74	Imposição da Passividade - MoC - Linha 150 m - Solo 2	93
4.75	Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 150 m - Solo 2	93
4.76	Imposição da Passividade - MoC - Linha 300 m - Solo 1	94
4.77	Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 300 m - Solo 1	94
4.78	Imposição da Passividade - MoC - Linha 300 m - Solo 2	95
4.79	Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 300 m - Solo 2	95
4.80	Imposição da Passividade - MoC - Linha 3000 m - Solo 1	96

4.81	Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 1	96
4.82	Imposição da Passividade - MoC - Linha 3000 m - Solo 2	97
4.83	Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 2	97
4.84	Imposição da Passividade - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 1	100
4.85	Imposição da Passividade - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 2	100
4.86	Imposição da Passividade - Y_{total} - Aterramento - Solo 1	101
4.87	Imposição da Passividade - Y_{total} - Aterramento - Solo 2	101
4.88	Imposição da Passividade - Estrutura - Solo 1	103
4.89	Imposição da Passividade - Estrutura - Solo 2	103
4.90	Parte Real dos autovalores de Y_n - Estrutura - Solo 1	104
4.91	Parte Real do menor autovalor de Y_n - Estrutura - Solo 1	104
4.92	Parte Real dos autovalores de Y_n - Estrutura - Solo 2	105
4.93	Parte Real do menor autovalor de Y_n - Estrutura - Solo 2	105
4.94	Circuito de Varredura na Frequência - Linha de Transmissão	107
4.95	Comparação Varredura na Frequência - Linha 150 m - Solo 1	108
4.96	Comparação Varredura na Frequência - Linha 150 m - Solo 2	108
4.97	Comparação Varredura na Frequência - Linha 300 m - Solo 1	109
4.98	Comparação Varredura na Frequência - Linha 300 m - Solo 2	109
4.99	Comparação Varredura na Frequência - Linha 3000 m - Solo 1	110
4.100	Comparação Varredura na Frequência - Linha 3000 m - Solo 2	110
4.101	Circuito de Varredura na Frequência - Aterramento - Y_n	111
4.102	Circuito de Varredura na Frequência - Aterramento - Y_{total}	111
4.103	Comparação Varredura na Frequência - Aterramento Y_n - Solo 1	112
4.104	Comparação Varredura na Frequência - Aterramento Y_n - Solo 2	112
4.105	Comparação Varredura na Frequência - Aterramento Y_{total} - Solo 1	113
4.106	Comparação Varredura na Frequência - Aterramento Y_{total} - Solo 2	113
4.107	Circuito de Varredura na Frequência - Estrutura Metálica	114
4.108	Comparação Varredura na Frequência - Estrutura - Solo 1	115
4.109	Comparação Varredura na Frequência - Estrutura - Solo 2	115
4.110	Estrutura Metálica - Abordagem #1	118
4.111	Estrutura Metálica - Abordagem #2	118
4.112	Estrutura Metálica - Abordagem #3	119
4.113	Abordagem #1 - Queda de raio em uma estrutura metálica - Solo 1 e Solo 2	120
4.114	Abordagem #1 - Queda de raio ao meio vão - Solo 1 e Solo 2	121
4.115	Abordagem #2 - Queda de raio em uma estrutura metálica - Solo 1 e Solo 2	122
4.116	Abordagem #2 - Queda de raio ao meio vão - Solo 1 e Solo 2	123

4.117	Abordagem #3 - Queda de raio em uma estrutura metálica - Solo 1 e Solo 2	124
4.118	Abordagem #3 - Queda de raio ao meio vão - Solo 1 e Solo 2	125
4.119	Comparação de Sobretensões caso TO-TO em Solo 1	126
4.120	Comparação de Sobretensões caso TO-TO em Solo 2	127
4.121	Comparação de Sobretensões caso TO-MV em Solo 2	128
4.122	Comparação de Sobretensões caso MV-MV em Solo 2	129
5.1	Condutor aéreo simples em solo com perdas	136
5.2	Tempo de atraso ótimo para diferentes ordens de ajuste de $h \exp(s\tau)$	136
5.3	Configuração Geométrica da Linha de Transmissão Trifásica	138
5.4	Cálculo dos tempos de atraso τ_1 , τ_2 e τ_3	139
5.5	Comparação do ajuste do Módulo - Modos de H	140
5.6	Comparação do ajuste da Fase - Modos de H	141
5.7	Ajuste do Módulo das Matrizes M_1 , M_2 e M_3	142
5.8	Ajuste do Módulo das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	143
5.9	Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	144
5.10	Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	145
5.11	Erro de Ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	146
5.12	Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	147
5.13	Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	148
5.14	Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	149
5.15	Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	150
5.16	Erro de Ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	151
5.17	Comparação de H calculado vs. ajustado	153
5.18	Erro de ajuste de H no cálculo por Matrizes Idempotentes	153
5.19	Configuração do Sistema de Cabos Coaxiais (SC) trifásico	154
5.20	Seção transversal e dados do cabo	154
5.21	Cálculo dos tempos de atraso τ_1 , τ_2 e τ_3	155
5.22	Cálculo dos tempos de atraso τ_4 , τ_5 e τ_6	156
5.23	Comparação dos Módulos e Fases do ajuste	158
5.24	Ajuste do Modulo das Matrizes M_1 , M_2 e M_3	160
5.25	Ajuste do Modulo das Matrizes M_4 , M_5 e M_6	161
5.26	Ajuste do Modulo das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	162
5.27	Ajuste do Modulo das Matrizes \tilde{M}_4 , \tilde{M}_5 e \tilde{M}_6	163
5.28	Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	164
5.29	Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_4 , \tilde{M}_5 e \tilde{M}_6	165
5.30	Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	166
5.31	Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_4 , \tilde{M}_5 e \tilde{M}_6	167

5.32	Erro de Ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	168
5.33	Erro de Ajuste das Matrizes \tilde{M}_4 , \tilde{M}_5 e \tilde{M}_6	169
5.34	Cálculo de H por Matrizes Idempotentes	171
5.35	Erro de ajuste de H no cálculo por Matrizes Idempotentes	171
5.36	Admitância Nodal calculada vs. ajustada - Linha de Transmissão . .	172
5.37	Circuito da energização da Linha de Transmissão Trifásica - Caso 1 .	173
5.38	Tensões calculadas na Linha de Transmissão - Caso 1	173
5.39	Correntes calculadas na Linha de Transmissão - Caso 1	174
5.40	Circuito da energização da Linha de Transmissão Trifásica - Caso 2 .	175
5.41	Tensões calculadas na Linha de Transmissão - Caso 2	175
5.42	Admitância Nodal calculada vs. ajustada - Sistema de Cabos	176
5.43	Circuito da energização do Sistema de Cabos - Caso 1	177
5.44	Tensões calculadas no Sistema de Cabos - Caso 1	177
5.45	Correntes calculadas no Sistema de Cabos - Caso 1	178
5.46	Circuito da energização do Sistema de Cabos - Caso 2	179
5.47	Tensões calculadas no Sistema de Cabos - Caso 2	179
A.1	Linha multifase com Tensões (V_m, V_k) e Correntes (I_m, I_k) terminais .	195
A.2	Representação da Linha - Circuito π equivalente	196
C.1	Correntes longitudinais e transversais no eletrodo emissor j	200
C.2	Acoplamento transversal e longitudinal entre eletrodos	201
C.3	Modelagem por eletrodos cilíndricos	203
F.1	Configuração geométrica dos condutores e suas imagens	211

Lista de Tabelas

2.1	Descrição das sobretensões avaliadas	16
2.2	Sobretensões avaliadas segundo o modelo de Solo	18
3.1	Tempo de cálculo e desvio RMS - polos $Tr\{Y_s\}$	30
3.2	Tempo de cálculo e desvio RMS - resíduos Y_s	31
3.3	Imposições da passividade - Formulações VF, OVF, RVF e ROVF	37
4.1	Modelos de Admitância Nodal avaliados para cada elemento	48
4.2	Modelos de Admitância Nodal da Linha avaliados	49
4.3	Modelos de Admitância Nodal de Aterramento avaliados	60
4.4	Ordens de ajuste e desvios RMS da Y_n - Linha de Transmissão	82
4.5	Ordens de ajuste e desvios RMS da Y_n e Y_{total} - Aterramento	83
4.6	Ordens de ajuste e desvios RMS da Y_n - Estrutura	88
4.7	Imposições da passividade efetuadas - Linha de Transmissão	91
4.8	Imposições da passividade e Desvios RMS - Linha de Transmissão	98
4.9	Imposição da passividade e Desvios RMS - Aterramento	99
4.10	Imposição da passividade e Desvios RMS - Estrutura Metálica	102
4.11	Número de ramos - circuito equivalente - Linha de Transmissão	106
4.12	Número de ramos - circuito equivalente - Aterramentos	106
4.13	Número de ramos - circuito equivalente - Estruturas	106
4.14	Descrição das Sobretensões avaliadas	116
4.15	Descrição dos Modelos e respectivas Sobretensões avaliadas	116
4.16	Descrição das Abordagens avaliadas	117
5.1	Nomenclatura dos Ajustes de M_i e \tilde{M}_i	137
5.2	Tempos de atraso τ_{min} , τ_{max} , τ e erro-RMS para cada modo	140
5.3	Polos do ajuste por funções racionais	141
5.4	Conjunto de polos calculados para as Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	152
5.5	Erro-RMS e Erro Máximo do ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3	152
5.6	Tempos de atraso τ_{min} , τ_{max} , τ e Erro-RMS para cada modo	157
5.7	Polos do ajuste por funções racionais	158
5.8	Conjunto de polos calculados para as Matrizes \tilde{M}_1 a \tilde{M}_6	170

5.9	Erro RMS e Erro Máximo do ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 a \tilde{M}_6	170
5.10	Nomenclatura das Simulações na Linha de Transmissão Trifásica . . .	173
5.11	Nomenclatura das Simulações no Sistema de Cabos	176
H.1	Conteúdo arquivo listsize.big - EMTP-ATP estandar	215
H.2	Conteúdo arquivo listsize.big - EMTP-ATP “gigmingw”	216

Capítulo 1

Introdução

1.1 Considerações Básicas

Com a expansão das redes elétricas e o acréscimo das potências de curto-circuito dos sistemas elétricos, a análise de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência tem adquirido maior importância no desenvolvimento de projetos e operação de sistemas de transmissão de energia elétrica. Para garantir a continuidade do serviço de linhas de transmissão ante sobretensões originadas por fenômenos rápidos tais como descargas atmosféricas ou manobras de operação, é importante o correto desenvolvimento de modelos para o projeto das proteções e a coordenação do isolamento. Por isso, um estudo do desempenho de fenômenos transitórios em linhas de transmissão demanda uma representação adequada (a mais próxima da realidade física possível) de todos os componentes envolvidos.

A análise desses modelos pode ser efetuada no domínio da frequência ou no domínio do tempo. No domínio da frequência, todas as equações são resolvidas somando as Admitâncias Nodais dos elementos envolvidos, sem necessidade de ajustar cada matriz de Admitância Nodal e, calculada a solução, esta se traslada ao domínio do tempo usando rotinas de transformação frequência-tempo como a Transformada Rápida de Fourier ou a Transformada Numérica de Laplace. No domínio do tempo, as equações se resolvem mediante o método de integração trapezoidal numérica ou por convoluções recursivas. De fato, os primeiros estudos de transitórios com modelos mais detalhados de linhas de transmissão foram realizados no domínio da frequência [1].

Ferramentas de simulação por computador como o EMTP-ATP permitem a análise de transitórios eletromagnéticos no domínio do tempo dos múltiplos componentes de uma rede elétrica [2–4]. Por ser de distribuição essencialmente gratuita, este programa é largamente usado no setor elétrico brasileiro e no setor acadêmico. Todavia, o programa possui diversas limitações como passo de cálculo fixo, dificuldade para

interagir com outros programas utilizados no setor elétrico como programas de fluxo de potência e estabilidade eletromecânica, entre outras limitações.

Um ponto importante é com relação aos modelos de linhas de transmissão. Atualmente, o EMTP-ATP conta com a rotina “LCC parameters”, provida de três modelos de linha de parâmetros variantes na frequência: o modelo Semlyen [5], o modelo JMarti [6] e o modelo Taku Noda [7], sendo o modelo JMarti, apesar de suas limitações, o mais utilizado dos três devido a seu melhor desempenho e facilidade de uso frente aos outros dois modelos [8, 9].

Este modelo baseia-se no método das características e supõe, como simplificação, uma matriz de transformação real e constante. Apesar que seja também aplicado para a representação de outros componentes de comportamento variante na frequência como estruturas metálicas, vãos curtos de linhas de transmissão e sistemas de aterramento, estas representações são, no melhor dos casos, aproximações grosseiras do comportamento desses elementos.

Uma outra limitação é quanto à representação do solo, e esta se aplica não só ao EMTP-ATP mas aos programas comerciais de transitórios eletromagnéticos como PSCAD/EMTDC e EMTP-RV, nos quais o solo é tratado apenas como condutor puro, desconsiderando o efeito da variação da permissividade dielétrica e da condutividade elétrica com a frequência.

Recentemente, a partir das pesquisas de doutorado de João Salari Filho [10], foi desenvolvido o programa “Frequency Domain Electromagnetic Transients Program” (FDETP), que emprega a formulação híbrida frequência-tempo. O programa calcula o comportamento do sistema no domínio da frequência a partir das formulações de Maxwell com um mínimo de simplificações usando a modelagem por eletrodos cilíndricos para os elementos mais importantes do sistema a avaliar-se, e circuitos RLC, quadripolos, etc., para o resto de elementos a serem avaliados. Posteriormente, traslada os resultados ao domínio do tempo, o que permite a criação de modelos mais precisos em larga faixa de frequência e a inclusão de elementos não lineares.

Embora estes programas forneçam resultados mais precisos que aqueles do tipo EMTP, podem também requerer tempos de preparação do circuito e de execução comparativamente maiores, além de ser de propriedade intelectual privada e estar fora do âmbito comercial, circunstâncias que restringem sua aquisição e utilização em pesquisas e investigações na área da engenharia elétrica.

É importante ressaltar aqui alguns pontos considerados *a priori* na presente pesquisa.

1. A linha de transmissão é considerada como um sistema multi-entrada multi-saída linear.
2. Efeitos não lineares como Coroa ou ionização do solo não são considerados na

presente pesquisa.

3. O objetivo é a implementação dos modelos em programas baseados em circuitos no domínio do tempo. Abordagens como a “Transmission Line Modeling”, ou simplesmente TLM, não são consideradas devido a dificuldade de aplicação das mesmas em simulações baseadas nas leis de Kirchhoff que definem o comportamento de circuitos elétricos [11–13].
4. Todos os modelos são baseados em aproximações quase-estacionárias para o comportamento do campo elétrico, isso implica num limite superior de frequência da ordem de alguns poucos MHz [14].

1.2 Motivação

A modelagem dos componentes de uma rede elétrica com parâmetros variantes na frequência é crucial em estudos de sobretensões transitórias originadas por queda de raios e manobras de abertura e fechamento em linhas de transmissão. No entanto, na atualidade, os modelos de linhas de transmissão incluídos nos programas tipo EMTP apresentam simplificações tais como o uso de um solo de condutividade elétrica constante e desprezam o efeito da permissividade dielétrica; além disso, esses programas carecem de modelos predefinidos de estruturas metálicas e aterramentos que considerem a variação de seus parâmetros com a frequência, sendo usados no seu lugar modelos de parâmetros concentrados ou distribuídos, válidos em faixa de frequência limitada.

Para avaliar o efeito dessas simplificações de cálculo geralmente efetuadas na prática, na **Seção 2.3** foram desenvolvidas simulações no EMTP-ATP e no EMTP-RV, cujos resultados são comparados com aqueles do programa FDETP, que usa uma modelagem por eletrodos cilíndricos no domínio da frequência e conta com a capacidade de modelar solos de condutividade elétrica e permissividade dielétrica variante na frequência.

O êxito obtido em trabalhos recentes da inclusão da dependência na frequência em programas do tipo EMTP-ATP de elementos lineares individuais do sistema elétrico como Transformadores de Potência [15] e Aterramentos [16–18], fomentou sua extensão no presente trabalho a outros elementos, supostos lineares, como a Linha de Transmissão e a Estrutura Metálica, esta última sempre representada a partir de modelos simplificados.

Além disso, em trabalhos anteriores realizados na COPPE/UFRJ, buscou-se uma melhoria dos modelos convencionais de linha de transmissão visando minimizar o número de polos usados na modelagem [19] bem como permitir a implementação

de modelos de linhas de transmissão a partir da Matriz de Admitância Nodal [20]. Neste documento dá-se uma continuidade a esses trabalhos.

Dado que apenas as versões comerciais dos programas tipo EMTP como o EMTP-RV e o PSCAD/EMTDC possuem o modelo de linha universal (ULM) desenvolvido em [21] para representar linhas de transmissão e cabos subterrâneos em coordenadas de fase, investiga-se neste documento a viabilidade de um modelo baseado na decomposição Idempotente da Função de Propagação para sua inclusão em modelos definidos pelo usuário no EMTP-ATP em trabalhos futuros.

1.3 Objetivos

Os principais objetivos da presente dissertação são:

- Investigar formulações alternativas de Linhas de Transmissão, Estruturas Metálicas e Aterramentos das Estruturas, com parâmetros variantes na frequência, através da representação por blocos de ramos RLC equivalentes calculados a partir do ajuste por funções racionais e posterior imposição da passividade da Matriz de Admitância Nodal.
- Avaliar, em termos de precisão e aplicabilidade, quatro possíveis técnicas de ajuste no domínio da frequência baseadas no método de ajuste vetorial ou “Vector Fitting” originalmente desenvolvido em [22] para a representação racional da Matriz de Admitância Nodal.
- Analisar a viabilidade do emprego da Realização Idempotente como alternativa na representação de linhas de transmissão aéreas e cabos subterrâneos a partir de funções racionais de baixa ordem.
- Avaliar o uso do método de ajuste vetorial ou “Vector Fitting” como alternativa ao limitado método de ajuste assintótico da publicação original na implementação da Realização Idempotente.

1.4 Organização do Documento

A presente dissertação está dividida em seis capítulos, incluindo este capítulo introdutório. A seguir apresenta-se uma descrição dos demais capítulos.

O capítulo 2 apresenta uma breve revisão da modelagem de Linhas de Transmissão, Estruturas Metálicas e Aterramentos das Estruturas no EMTP-ATP e suas limitações. Avaliam-se, mediante um caso exemplo, as capacidades de modelagem do EMTP-ATP comparadas com o FDETP para solos de parâmetros variantes e invariantes na frequência.

O capítulo 3 aborda a inclusão em simulações no EMTP-ATP de modelos caixa-preta calculados a partir da admitância nodal do elemento mediante o ajuste por funções racionais no domínio da frequência, imposição da passividade e traslado ao domínio do tempo por síntese em circuitos equivalentes. Comparam-se as quatro formulações do método de ajuste vetorial e seu correspondente grau de passividade. Descreve-se o processo de Varredura na Frequência ou “Frequency Scan” para a verificação do modelo.

O capítulo 4 desenvolve o caso exemplo apresentado no capítulo 2 calculando equivalentes caixa-preta de circuitos para a representação de Linhas de Transmissão, Estruturas Metálicas e Aterramentos das Estruturas mediante a metodologia exposta no capítulo 3. Descrevem-se as principais limitações encontradas na modelagem.

No capítulo 5, na procura de modelos de baixa ordem para a representação da Linha de Transmissão e Cabos Subterrâneos, se emprega a Decomposição por Matrizes Idempotentes usando o método de ajuste vetorial. Validam-se os resultados obtidos mediante comparações com simulações no domínio do tempo.

Finalmente, o capítulo 6 traz as principais conclusões deste trabalho e enumera algumas sugestões a serem exploradas em trabalhos futuros.

Capítulo 2

Estado da Arte na Modelagem de Circuitos de Transmissão no Domínio do Tempo

No presente capítulo se faz uma revisão dos modelos de circuitos de transmissão (Linhas de Transmissão, Estruturas Metálicas e Aterramentos das Estruturas) usados atualmente em programas do tipo EMTP. Avaliam-se as vantagens e limitações dos modelos no domínio do tempo e comparam-se os resultados obtidos nas modelagens em programas do tipo EMTP com aquelas do programa FDETP para solos de condutividade elétrica e permissividade dielétrica variante e invariante na frequência.

2.1 Breve Revisão da Modelagem de Circuitos de Transmissão no Domínio do Tempo

A necessidade de simular fenômenos transitórios em larga faixa de frequência exige efetuar a modelagem dos diferentes elementos dos circuitos de transmissão no domínio da frequência, para sua posterior inclusão em programas com base no domínio do tempo, sendo comumente utilizado para isso o ajuste por funções racionais e posterior transformação frequência-tempo dos parâmetros calculados.

No entanto, a aplicação dessa abordagem em programas do tipo EMTP está limitada a Linhas de Transmissão, sendo as Estruturas Metálicas comumente modeladas a partir de sua impedância característica e os Aterramentos a partir de elementos RLC calculados a frequência industrial [23].

No que segue, descreve-se brevemente os principais modelos de circuitos de transmissão, utilizados em simulações de transitórios eletromagnéticos no domínio do tempo efetuadas em programas tipo EMTP.

2.1.1 Modelos de Linha de Transmissão Aérea

Uma correta modelagem de linhas de transmissão demanda considerar a variação de seus parâmetros em uma faixa de frequência representativa da perturbação avaliada.

De acordo com seu desenvolvimento teórico, os principais métodos de modelagem da linha usados na atualidade se dividem em dois grandes grupos:

- Modelagem por Admitância Nodal.
- Modelagem pelo Método das Características.

O uso de ambos modelos em programas de transitórios eletromagnéticos no domínio do tempo demanda o ajuste de uma amostragem da resposta em frequência de parâmetros diferentes.

A Modelagem por Admitância Nodal, descrita no **Apêndice A**, permite calcular a Matriz de Admitância Nodal (Y_n) a partir de um modelo de circuito- π equivalente variante na frequência, e representar a linha como um sistema multi-entrada multi-saída. Embora esta abordagem seja principalmente usada em programas com base no domínio da frequência, possibilita-se sua utilização em simulações no domínio do tempo, sendo necessário um processo prévio de imposição da passividade.

A Modelagem pelo Método das Características, descrita no **Apêndice B**, é a mais usada em programas de transitórios eletromagnéticos com base no domínio do tempo. Utiliza a teoria de ondas trafegantes para modelar a Linha por funções racionais ajustadas com uma ordem reduzida. Apresenta duas formulações:

- A formulação de fases, que permite modelar a linha em coordenadas de fases acopladas utilizando sua Admitância Característica (Y_c) e Função de Propagação (H). Utiliza-se esta abordagem nos modelos de Linha Idempotente [24, 25], Decomposição Polar [26], Modelo ARMA [7] e no Modelo de Linha Universal (ULM) [21], que é o modelo de estado da arte para simulações em programas de transitórios eletromagnéticos [19].
- A formulação modal, que utiliza uma matriz de transformação real e constante para calcular em coordenadas modais desacopladas a Admitância Característica modal (Y'_c) e a Função de Propagação modal (H'). Esta abordagem simplificada se utiliza no modelo “JMarti” do EMTP-ATP para modelar uma linha de parâmetros variantes na frequência [6].

Em programas tipo EMTP, existe a rotina auxiliar “Line Constants” para complementar o modelo “JMarti” no EMTP-ATP e o Modelo ULM no EMTP-RV; no entanto, ambos modelos carecem da capacidade de modelar a variação da condutividade elétrica (σ) e da permissividade dielétrica (ϵ) do Solo com a frequência.

2.1.2 Modelagem de Estruturas Metálicas

Apesar da representação precisa da Estrutura Metálica na faixa de frequências de interesse dos transitório eletromagnéticos requer um modelo variante na frequência calculado a partir das equações de Maxwell e que considere sua forma geométrica e reticulado estrutural, é prática comum fazê-la em termos de elementos RLC para possibilitar sua representação em programas tipo EMTP com um mínimo de dados geométricos.

Os tipos de modelo de estrutura podem ser categorizados em dois grupos, o primeiro, em modelos desenvolvidos a partir de um enfoque teórico e o segundo, em modelos desenvolvidos a partir de medições experimentais.

Os primeiros modelos representavam a estrutura metálica mediante uma linha de transmissão de parâmetros distribuídos sem perdas, definida a partir de sua impedância característica e tempo de viagem da onda, e calculando a estrutura mediante formas geométricas simples como cilindros e cones [27].

Logo, para a modelagem das estruturas metálicas localizadas perto do ponto de queda do raio em linhas de transmissão e para o cálculo das tensões no corpo da estrutura, requereram-se modelos mais detalhados; para isso, representa-se cada trecho do corpo da estrutura e cada um dos seus braços por linhas de transmissão de parâmetros distribuídos sem perdas, conectadas mutuamente nos seus pontos de união, tendo uma impedância igual à impedância característica do trecho ou corpo avaliado, e com tempos de viagem da onda superiores àquele da velocidade da luz [28, 29]. Esta representação tem a desvantagem de requerer passos de tempo muito pequenos, com o risco de ter erros de interpolação.

Finalmente, o modelo “Multistory”, deduzido a partir de resultados experimentais em estruturas de linhas de transmissão de 500 kV, representa a estrutura mediante quatro seções de linhas sem perdas de parâmetros distribuídos conectadas em série, com um ramal R-L em paralelo. No entanto, segundo [30], sua utilização tal como foi proposta em [31], não é adequada para representar estruturas de linhas de transmissão de menores tensões.

2.1.3 Modelagem de Aterramentos

A modelagem da impedância de aterramento depende da faixa de frequência e módulo da corrente que passa do aterramento para o solo, sendo necessário se incluir o efeito de ionização do solo para correntes de módulo superior àquele que origine um gradiente maior que o gradiente disruptivo do solo.

Os primeiros modelos de aterramento, estritamente válidos para cálculos a frequência industrial, estavam baseados no uso de circuitos- π de parâmetros concentrados e mutuamente acoplados para a modelagem de eletrodos horizontais com

resultados reportados como aceitáveis [32]; no entanto, seu uso na modelagem de aterramentos de geometrias mais complexas mostrou-se pouco prático e de difícil implementação.

Posteriormente e ao longo dos anos, devido ao interesse de simular transitórios eletromagnéticos, foram desenvolvidos modelos válidos para correntes de maiores frequências.

Papalexopoulos e Meliopoulos desenvolvem em 1987 um modelo baseado na aplicação da teoria de ondas trafegantes de linhas de transmissão, mostrando resultados precisos em configurações de eletrodo horizontal para tempos da ordem de dezenas de microsegundos [33]. Uma vantagem deste modelo consiste em que pode ser facilmente incluído em programas tipo EMTP-ATP [34]. Infelizmente, este modelo desconsidera o acoplamento mútuo entre eletrodos [35].

Logo, depois de muitos anos de investigação, Dawalibi publica em 1990 o primeiro modelo de cálculo de aterramentos em ampla faixa de frequência, deduzido a partir das Equações de Maxwell simplificadas e usando as integrais de Sommerfield em conjunto com transformações tempo-frequência e frequência-tempo [36].

Pouco depois, Visacro em 1992 [37], e logo Portela em 1997 [38] e 1999 [39], propõem modelos baseados nas Equações de Maxwell com um menor número de simplificações e que incluem o comportamento variante na frequência dos parâmetros do solo. Paralelamente, Grcev em 1997 apresenta uma técnica para gerar um modelo de aterramento variante na frequência em simulações no EMTP-ATP a partir de um modelo de linha “JMarti” modificado, reportando bons resultados apesar de ser um modelo de difícil implementação prática [35]. Portanto, é possível concluir que apesar de sua maior precisão, a modelagem pelas Equações de Maxwell apresenta a dificuldade da sua inclusão em simulações efetuadas em programas tipo EMTP.

Foi assim que, posteriormente, Montana em 2006 consegue incorporar o valor da admitância de aterramento de eletrodos horizontais e verticais em uma faixa de frequência de até 2 MHz calculados para solos de parâmetros invariantes na frequência em simulações no EMTP-ATP usando as rotinas de ajuste vetorial, imposição da passividade e síntese de circuitos RLC descritas em [18, 40].

Logo, em 2008, João Clávio e Carlos Portela [41, 42] sintetizam o circuito RLC equivalente de um aterramento calculado num modelo de solo de parâmetros variantes na frequência para simulações em programas tipo EMTP no domínio do tempo.

Finalmente, apesar dos diversos desenvolvimentos brevemente aqui apresentados, a falta de um consenso ou guia padrão para a modelagem na faixa de frequências das centenas de kHz até os MHz, e a que os programas tipo EMTP não contam com modelos de aterramento predefinidos de parâmetros variantes na frequência, é prática comum usar a resistência de aterramento calculada a frequência industrial como abordagem “conservadora” na modelagem de transitórios eletromagnéticos de

tempos da ordem dos microssegundos, faixa onde predomina o efeito de componentes de frequência maiores [23].

2.2 Limitações dos Modelos de circuitos de transmissão

Na atualidade, uma limitação comum que afeta os modelos de circuitos de transmissão ao ser implementados em programas tipo EMTP mediante elementos pré-definidos, consiste em que não incluem a variação da condutividade elétrica e da permissividade dielétrica do solo com a frequência, condição que limita seriamente suas capacidades de modelagem frente a programas que trabalham de forma exclusiva no domínio da frequência.

No caso da modelagem de Linhas de Transmissão avaliadas pelo Método das Características, o modelo “JMarti” no EMTP-ATP considera simplificações de cálculo que dão resultados aproximados em Linhas com configurações simétricas, mas pode dar erros apreciáveis em Linhas com configurações assimétricas e Cabos subterrâneos. O Modelo de Linha Universal (ULM), pode também dar erros devido a deficiências no ajuste da Função de Propagação em sistemas muito assimétricos [19].

Outra limitação importante dos métodos de cálculo usados em programas tipo EMTP, mas que não será abordada no presente trabalho, consiste na incapacidade de modelar diretamente vãos assimétricos de longo comprimento, modelagem que continua sendo feita considerando modelos de linha equivalente por cascata de linhas de menor comprimento e diferentes alturas.

No caso da modelagem de estruturas metálicas, esta vê-se limitada pela capacidade computacional requerida para processar os elementos estruturais que definem cada estrutura, condição que obrigou nas décadas passadas ao uso de modelos simplificados calculados a partir de desenvolvimentos teóricos ou medições experimentais. Atualmente, estes modelos continuam sendo usados em favor de um processamento computacional mais rápido e eficiente.

No caso da modelagem de aterramentos, embora na literatura técnica exista informação sobre a introdução de modelos em programas tipo EMTP a partir da síntese em circuitos RLC equivalentes [16–18] ou por outras modelagens alternativas [34, 35], estes se limitam a modelar o aterramento com um ponto de injeção de corrente, sendo que um modelo estritamente mais preciso deve considerar as conexões de cada cabo condutor que se conecta da estrutura metálica como um ponto de injeção de corrente individual.

Na presente dissertação, duas alternativas avaliadas para superar estas limitações foram o emprego da síntese da Admitância Nodal em blocos de ramos RLC

equivalentes para elementos lineares do sistema elétrico, e a Realização Idempotente da Função de Propagação em linhas de transmissão, as quais serão abordadas nos Capítulos 4 e 5 respectivamente.

2.3 Caso Exemplo

Para avaliar a diferença nos resultados que apresentam os cálculos realizados no EMTP-ATP, programado para a simulação de transitórios eletromagnéticos com modelos simplificados no domínio do tempo, comparado com análises mais detalhadas de programas como o FDETP, que trabalha usando a Modelagem por Eletrodos Cilíndricos no domínio da frequência, foram calculadas as sobretensões produzidas pela queda de raio em uma torre e a meio vão de uma Linha de Transmissão de 138 kV e comparadas com aquelas calculadas usando o programa FDETP em um exemplo originalmente apresentado em [10] e posteriormente referido em [43].

Para realizar uma comparação inicial das capacidades de modelagem do EMTP-ATP sem o uso de programas externos, os circuitos de transmissão foram modelados usando unicamente elementos ou modelos incorporados no EMTP-ATP, fato que limitou os modelos usados à representação de Solos de condutividade elétrica (σ) constante e invariante na frequência, desprezando a permissividade dielétrica (ϵ) nos cálculos.

Nas Figuras 2.1 e 2.2 apresentam-se os esquemas dos circuitos de transmissão a ser avaliados.

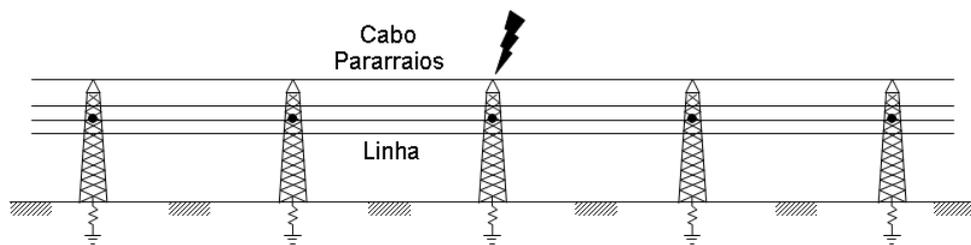


Figura 2.1: Queda de raio em uma estrutura metálica

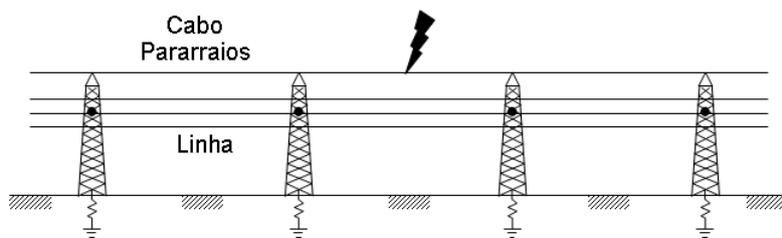


Figura 2.2: Queda de raio ao meio vão

No que segue descrevem-se as premissas adotadas na modelagem.

2.3.1 Modelagem da Corrente de Descarga

Tal como descrito em [10], considera-se apenas o primeiro impulso de raios de polaridade negativa, por ser este de maior magnitude que os impulsos seguintes [29, 44]. As descargas subsequentes são de menor amplitude mas, apresentam em geral, frentes de onda mais rápidas. O impacto dessas descargas subsequentes não foi considerado na análise aqui apresentada.

A Figura 2.3 apresenta a forma de onda do valor absoluto da injeção de corrente da descarga. Assumiu-se que a descarga é negativa. A forma de onda baseia-se na proposição do Prof. Portela [14, 39] e consiste numa adaptação da frente de onda proposta por Berger [45].

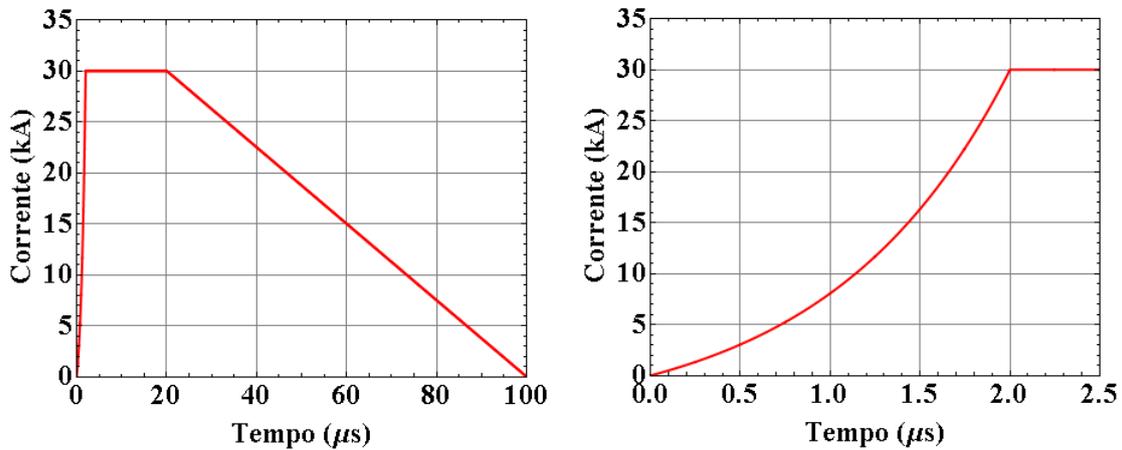


Figura 2.3: Forma de onda da Corrente de Raio simulada

A frente de onda da corrente de raio se calcula mediante a equação (2.1) extraída de [10] e originalmente apresentada em [46]:

$$i(t) = I_0 \left(\frac{e^{\frac{\alpha t}{t_f}} - 1}{e^\alpha - 1} \right) \quad (2.1)$$

Para simular a forma de onda da descarga atmosférica nas suas três faixas de tempo (analítica ascendente, constante e rampa descendente), foram usadas três (03) fontes de corrente ideais em paralelo (empírica, DC e rampa) ativadas nos tempos de 0, 2 e 20 microsegundos respectivamente.

2.3.2 Modelagem do Solo

O desenvolvimento teórico de [10] considera um solo linear, isotrópico e homogêneo. Em função da condutividade elétrica (σ_{solo}) e da permissividade dielétrica (ϵ_{solo}), foram considerados os seguintes dois modelos de solo:

- Solo 1: Representado por uma condutividade elétrica em baixa frequência (σ_0) igual a 0.5 mS/m, considerada constante e invariável na frequência, e desprezando a permissividade dielétrica (ϵ_{solo}) nos cálculos.
- Solo 2: Considera a variação de seus parâmetros na frequência segundo os modelos apresentados em [47, 48], com a mesma condutividade elétrica em baixa frequência (σ_0) considerada no modelo de solo anterior mediante a equação (2.2), originalmente apresentada em [38]:

$$\sigma_{solo} + j\omega\epsilon_{solo} = \sigma_0 + \Delta i \left[\cotang\left(\frac{\pi}{2}\alpha\right) + j \right] \left(\frac{\omega}{2 \times 10^6 \pi} \right)^6 \quad (2.2)$$

sendo α e Δi valores medianos dos parâmetros do modelo iguais a 0,706 p.u. e 11,71 mS/m respectivamente.

Em ambos modelos, a permeabilidade magnética (μ_{solo}) considera-se constante e igual ao valor no vácuo ($\mu_{solo} = \mu_0$).

2.3.3 Modelagem da Linha de Transmissão

Nas simulações no EMTP-ATP, a linha de transmissão foi modelada mediante a rotina auxiliar “Line Constants”, usando o modelo “JMarti” para linha sem transposição [29]; inicialmente considerou-se uma Matriz de Transformação avaliada à frequência de 5 kHz. Não foram apreciadas mudanças significativas nos resultados usando a matriz de transformação avaliada à frequência significativa da onda resultante, tal como recomendado em [49].

Os modelos de linha usados consideraram comprimentos de 150 m para representar os vãos na queda do raio no meio vão, 300 m para representar os vãos próximos na queda de raio numa torre, e 3000 m para representar os vãos restantes a cada lado do ponto de queda do raio de uma linha longa e sem geração nos extremos dentro do tempo de simulação de 20 μ s. O efeito das Estruturas Metálicas e aterramentos depois da primeira Estrutura trafegada pela onda de raio foram desprezados.

Nas Figuras 2.4 e 2.5 apresentam-se os dados da Linha introduzidos no modelo “JMarti” no EMTP-ATP.

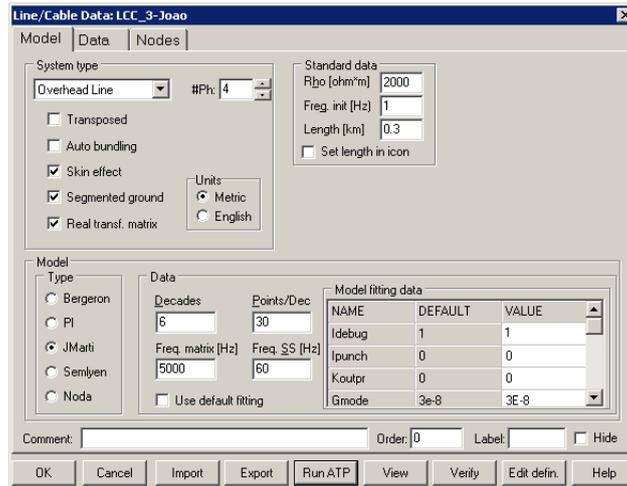


Figura 2.4: Janela de introdução de dados - função de suporte “Line Constants”

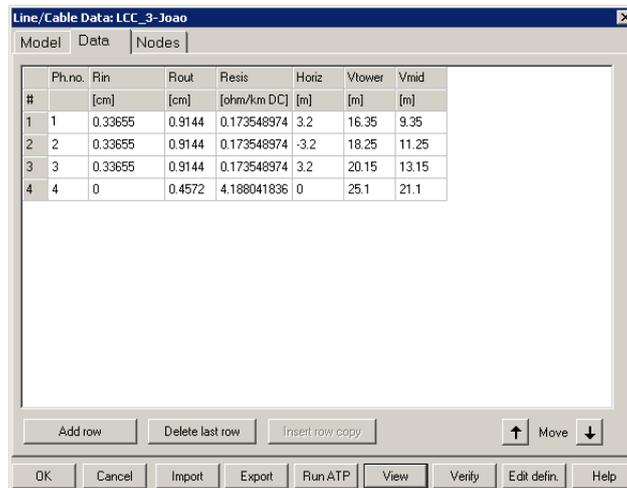


Figura 2.5: Dados geométricos dos condutores de fase e cabo pararraios

As limitações do modelo “JMarti” permitiram calcular trechos de linha unicamente para o Modelo de Solo 1, sendo impossível modelar a variação da condutividade elétrica (σ) e permissividade dielétrica (ϵ) que caracterizam o Modelo de Solo 2, usando somente elementos pré-definidos nos programas tipo EMTP.

2.3.4 Modelagem das Estruturas Metálicas

Foram modeladas como linhas de parâmetros distribuídos com impedâncias calculadas a partir de elementos cilíndricos equivalentes do corpo e braços da Estrutura Metálica, requerendo reduzir o passo de cálculo a um tempo menor que o menor tempo de tráfego de onda no seus elementos estruturais, que é de 6,5 ns para o corpo de 1,9 m, sendo assumida a velocidade de tráfego de onda nos elementos das estruturas metálicas próxima à velocidade da luz.

Esta abordagem limita o passo de calculo a tempos inferiores ou iguais a $0,65 \text{ ns}$ para a obtenção de simulações sem erros de interpolação e suficientemente exatas para representar com precisão as voltagens no corpo e braços das estruturas.

Na presente simulação, tempos dessa ordem são proibitivos devido ao ultrapasso do parâmetro de termos históricos “LPAST” apresentado na tabela de dimensões do EMTP-ATP no **Apêndice H**; no entanto, tempos ligeiramente superiores a $0,65 \text{ ns}$ mas suficientemente inferiores a $6,5 \text{ ns}$ podem ser utilizados para obter uma simulação com forma de onda suficientemente aproximada para fazer uma comparação global dos presentes resultados com aqueles calculados em [10], sem diferenças numéricas apreciáveis.

Na Figura 2.6 apresentam-se as dimensões da Estrutura Metálica e um esquema do modelo circuitual equivalente calculado dividindo cada tramo da Estrutura Metálica em corpos cilíndricos.

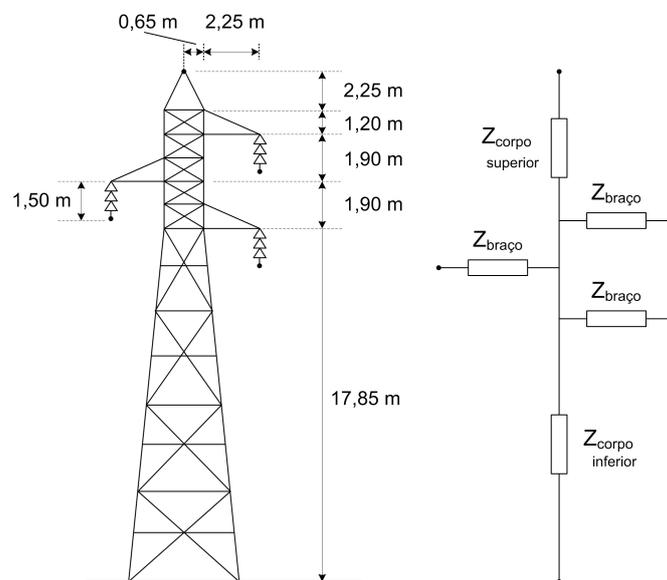


Figura 2.6: Dimensões da estrutura metálica e modelagem circuitual equivalente

2.3.5 Modelagem dos Aterramentos das Estruturas

Seguindo a recomendação de [50], baseada na variação dos parâmetros elétricos com a temperatura e umidade estacionária, a impedância de aterramento foi calculada mediante um valor unicamente resistivo.

Na Figura 2.7 apresenta-se a geometria do aterramento das Estruturas Metálicas.

Na falta de equações para calcular um valor resistivo representativo da configuração geométrica do aterramento, o cálculo foi efetuado usando a Modelagem por Eletrodos Cilíndricos apresentada no **Apêndice C**, para o modelo de Solo 1 a frequência industrial, obtendo-se um valor de $30,63 \Omega$.

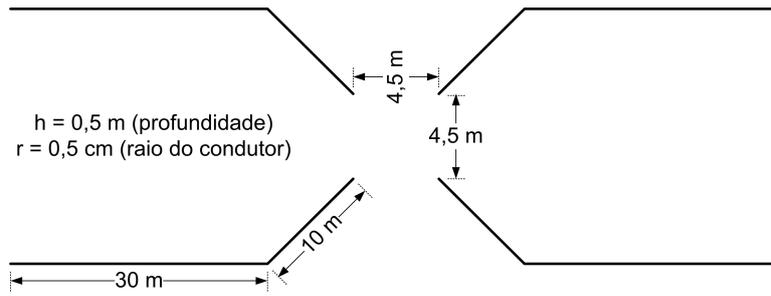


Figura 2.7: Dados geométricos do Sistema de Aterramento

2.4 Modelagem no EMTP-ATP

Em função do lugar de queda do raio, foram avaliadas três tipos de sobretensões. Na Tabela 2.1 apresentam-se os nomes e descrições das Sobretensões avaliadas nos Circuitos de Transmissão.

Tabela 2.1: Descrição das sobretensões avaliadas

Sobretensões avaliadas	Ponto de medida da Sobretensão	Ponto de queda do raio
TO-TO	Cadeia de isoladores mais alta	Topo da Estrutura conectada ao cabo pararraios
TO-MV	Cadeia de isoladores mais alta	Cabo pararraios ao meio vão
MV-MV	Entre a fase mais alta e o cabo pararraios	Cabo pararraios ao meio vão

Nas Figuras 2.8 e 2.9 apresentam-se os Circuitos de Transmissão modelados no EMTP-ATP.

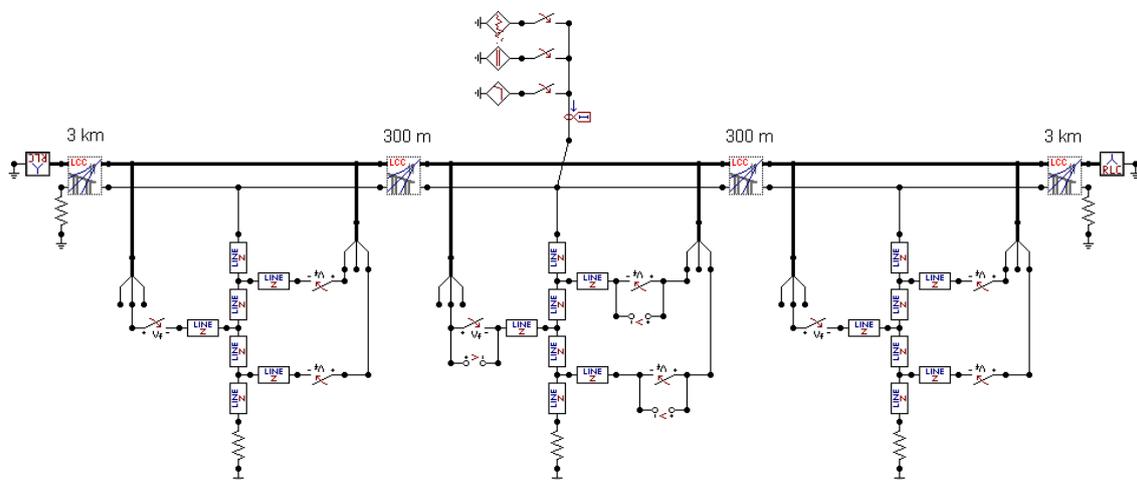


Figura 2.8: Modelagem para avaliação de sobretensões TO-TO

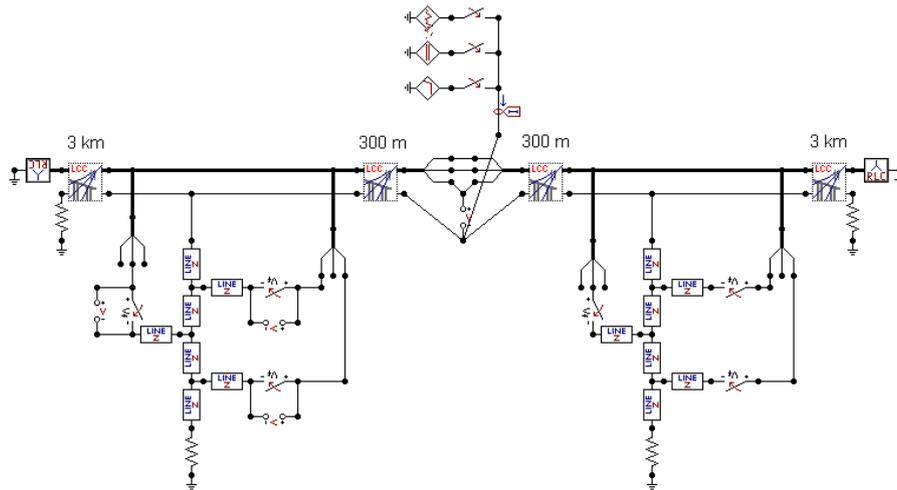


Figura 2.9: Modelagem para avaliação de sobretensões MV-TO e MV-MV

O tempo de simulação total utilizado foi de $20 \mu s$, com um passo de cálculo de $1 ns$, escolhido pelas razões mencionadas na **Sub-Seção 2.3.4**.

As cadeias de isoladores foram modeladas como interruptores simples sem volta-gem de abertura e sem considerar a atuação de relés de proteção na linha.

Não foram considerados nos cálculos o canal de descarga da corrente de raio nem o efeito de ionização do solo.

2.4.1 Resultados da Modelagem e Discussão de Resultados

A continuação se desenvolve uma comparação dos resultados obtidos da modelagem no EMTP-ATP com aqueles calculados em [10].

Estes resultados foram comparados com aqueles obtidos com o programa EMTP-RV, que utiliza o Modelo de Linha Universal (ULM), de maior precisão que o Modelo “JMarti” incorporado no EMTP-ATP.

As modelagens efetuadas tanto com o EMTP-ATP como com o EMTP-RV, foram limitadas ao Modelo de Solo 1. Devido a que a referência [10] dispõe unicamente de resultados para o Modelo de Solo 2, as sobretensões TO-MV e MV-MV foram calculadas no EMTP-ATP unicamente para o Modelo de Solo 1.

Na Tabela 2.2 apresenta-se as Sobretensões avaliadas em função dos Modelos de Solo descritos.

Tabela 2.2: Sobretensões avaliadas segundo o modelo de Solo

Sobretensões avaliadas	Programa	Tipo de Solo	
		Solo 1	Solo 2
TO-TO	FDETP	✓	✓
	ATP	✓	N/A
TO-MV	FDETP	N/D	✓
	ATP	✓	N/A
MV-MV	FDETP	N/D	✓
	ATP	✓	N/A

N/A: Não avaliado com o EMTP/ATP

N/D: Não disponível na Referência [10]

Essas sobretensões foram avaliadas no EMTP-ATP e no EMTP-RV para o Modelo de Solo 1 e comparadas com os resultados calculados com o FDETP e disponíveis na Referência [10].

2.4.2 Sobretensão TO-TO para Modelo de Solo 1

Na Figura 2.10 compara-se as sobretensões calculadas com os programas FDETP, EMTP-ATP e EMTP-RV para o Modelo de Solo 1.

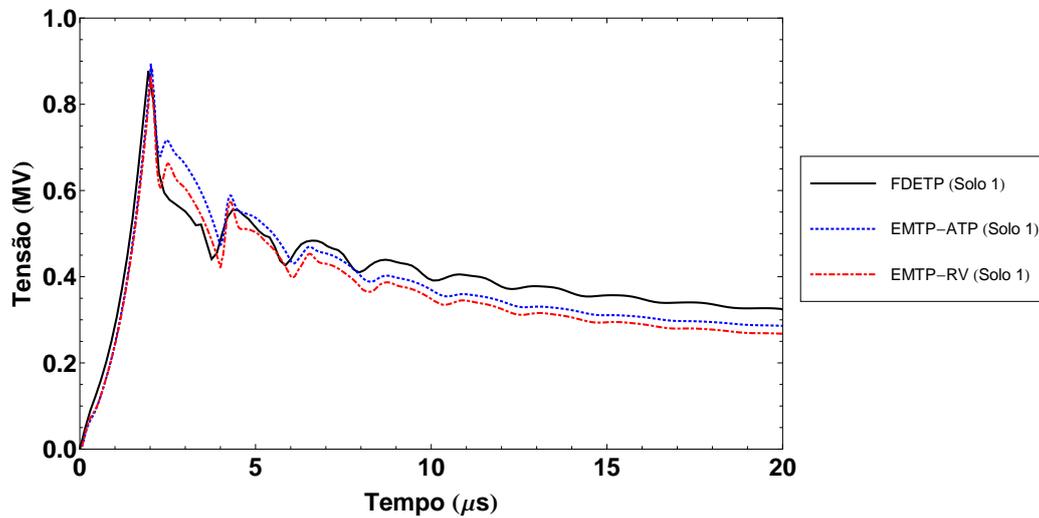


Figura 2.10: Sobretensões TO-TO - Solo 1

Os resultados calculados com o EMTP-ATP são bastante próximos àqueles calculados em [10] com o FDETP, mostrando uma melhor aproximação àqueles calculados com o EMTP-RV, favorecido por um modelo de linha mais preciso.

As diferenças obtidas na calda de onda podem ser associadas ao efeito da modelagem bidimensional de um fenômeno modelado originalmente de forma tridimensio-

nal, assim como à simplificação de desprezar as estruturas metálicas e aterramentos depois da primeira estrutura trafegada pela onda de raio.

2.4.3 Sobretensão TO-TO para Modelo de Solo 2

Na Figura 2.11 compara-se as sobretensões calculadas com o programa FDETP para o Modelo de Solo 2 e com o EMTP-ATP e EMTP-RV para Modelo de Solo 1.

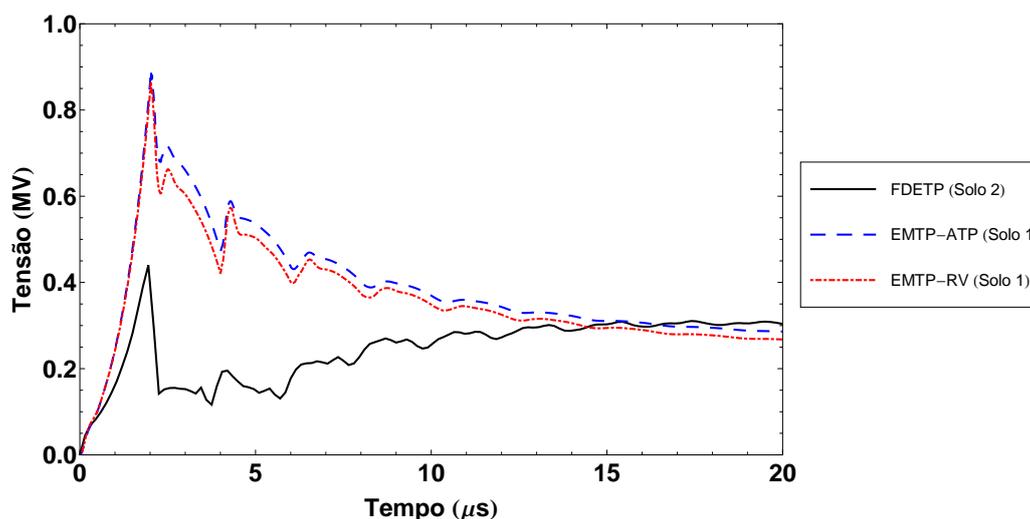


Figura 2.11: Sobretensões TO-TO - Solo 2

A limitação de modelar tanto no EMTP-ATP como no EMTP-RV solos de resistividade constante, impediu usar o modelo de Solo 2 nas simulações nos referidos programas.

Pode-se apreciar a pronunciada diferença existente entre a modelagem usando o Modelo de Solo de parâmetros constantes na frequência (Solo 1) e aquela usando o Modelo de Solo de parâmetros variantes na frequência (Solo 2), o qual constitui uma severa limitação na modelagem em programas tipo EMTP.

2.4.4 Sobretensão TO-MV para Modelo de Solo 2

Na Figura 2.12 compara-se as sobretensões calculadas com o programa FDETP para o Modelo de Solo 2 e com o EMTP-ATP e EMTP-RV para Modelo de Solo 1.

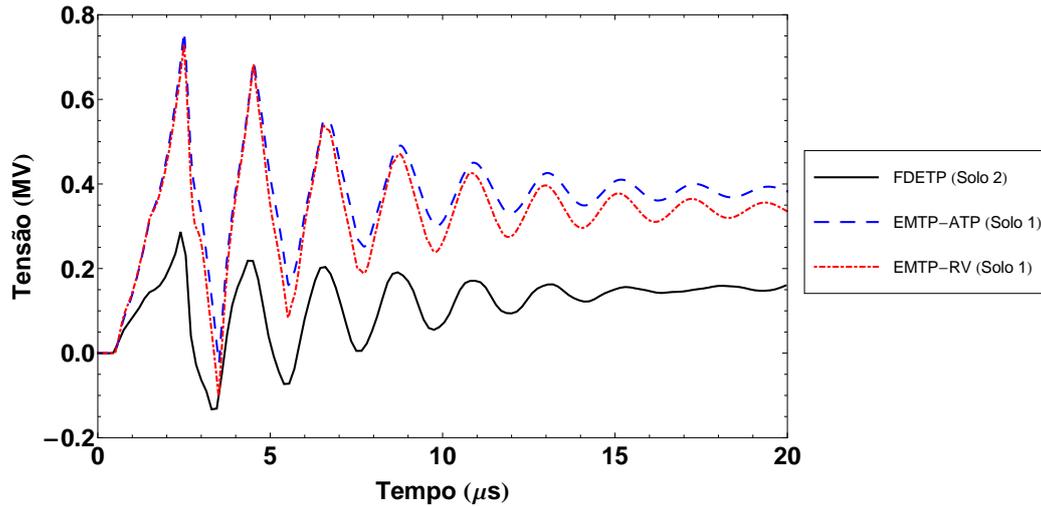


Figura 2.12: Sobretensões TO-MV - Solo 2

As sobretensões aqui apresentadas confirmam que existe uma marcada diferença nos resultados pelo uso dos modelos de Solo 1 e Solo 2.

2.4.5 Sobretensão MV-MV para Modelo de Solo 2

Na Figura 2.13 compara-se as sobretensões calculadas com o programa FDETP para o Modelo de Solo 2 e com o EMTP-ATP e EMTP-RV para Modelo de Solo 1.

Os resultados calculados tanto com o EMTP-ATP como com o EMTP-RV foram bastante próximos ao resultado de [10].

A causa desta semelhança de resultados, mesmo sendo modelos de solo diferentes, é a predominância dos modos não homopolares na corrente induzida pelo raio que viaja pelos cabos de fase, isto é, uma componente de sequência zero quase nula, o que faz que a dependência dos resultados ao tipo de modelo de solo utilizado seja mínima. É importante ressaltar que essas conclusões se relacionam ao caso analisado apenas. Outras configurações podem apresentar um comportamento distinto. No caso de frentes de ondas mais rápidas que as aqui consideradas, pode haver um efeito mais pronunciado do comportamento do solo para altas frequências. Deve avaliar-se também o impacto do comprimento do vão, visto que vãos maiores tendem a produzir um maior amortecimento das ondas de tensão e corrente que nele se propagam.

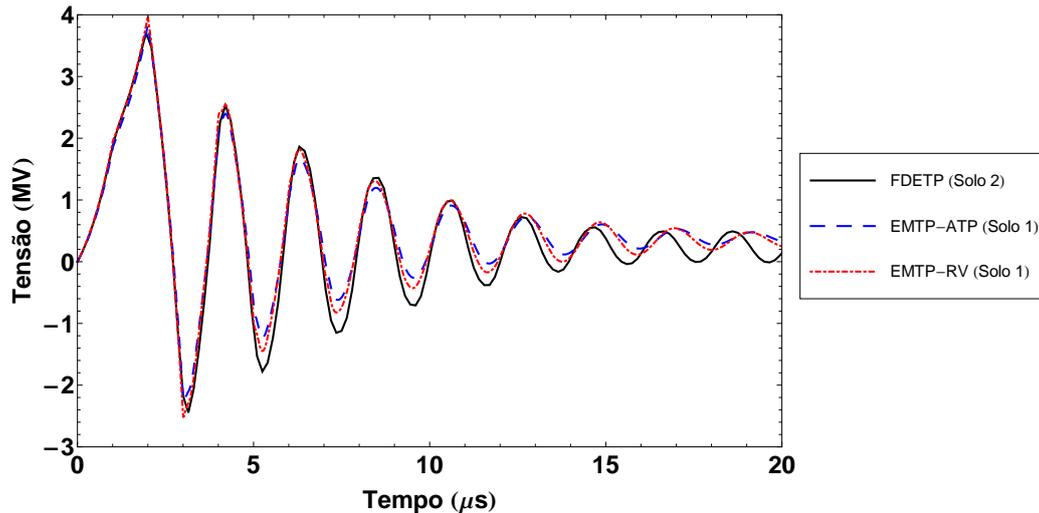


Figura 2.13: Sobreensões MV-MV - Solo 2

2.5 Discussão

No caso exemplo apresentado, o cálculo das sobreensões no EMTP-ATP e no EMTP-RV esteve restrito ao modelo de Solo 1 devido a limitações próprias dos elementos existentes nesses programas para a representação de circuitos de transmissão de parâmetros variantes na frequência. Esta limitação inclui à rotina auxiliar “Line Constant” de cálculo de linhas de transmissão, programada para avaliar Linhas de Transmissão em solos de resistividade constante como o modelo de Solo 1.

As sobreensões calculadas com o FDETP na Referência [10] para o modelo de Solo 2 mostraram ser nos casos TO-TO e TO-MV bastante inferiores àquelas calculadas com o EMTP-ATP e no EMTP-RV para o modelo de Solo 1, sendo a sobreensão MV-MV menos sensível ao modelo de Solo utilizado devido a que a corrente viaja pelos cabos de fase, tendo uma componente de sequência zero nula.

Este fato coloca ao EMTP-ATP e ao EMTP-RV em desvantagem frente a programas como o FDETP, que contam com essa capacidade por serem feitos para trabalhar no domínio da frequência, o qual motivou implementar em programas no domínio do tempo uma forma de efetuar a simulação dos circuitos de transmissão usando o Modelo de Solo 2, e de melhorar a precisão dos resultados calculados para o modelo de Solo 1.

No seguinte capítulo se aborda como incluir em uma simulação no domínio do tempo efetuada no EMTP-ATP, modelos de Linha de Transmissão, Estruturas Metálicas e Aterramentos das Estruturas que possam considerar tanto a variação de seus parâmetros com a frequência como a variação da condutividade elétrica (σ) e da permissividade dielétrica (ϵ) do Solo com a frequência.

Capítulo 3

Realização no Domínio do Tempo de Redes Variantes na Frequência

No capítulo anterior foram avaliadas as capacidades de modelagem de elementos de resposta variante na frequência, em solos de condutividade elétrica (σ) e permissividade dielétrica (ϵ) variante e invariante com a frequência.

No presente capítulo se faz uma revisão da metodologia de cálculo de circuitos de transmissão de parâmetros variantes na frequência e de sua inclusão em simulações efetuadas no EMTP-ATP mediante blocos de circuitos RLC equivalentes.

Descrevem-se os métodos de ajuste, imposição da passividade e síntese de circuitos equivalentes utilizados nas rotinas de domínio público. Apresenta-se um breve exemplo para comparar o desempenho computacional e grau de passividade das quatro formulações do método de ajuste até a data publicadas. Finalmente, recomenda-se um método para verificar os blocos de circuitos equivalentes calculados.

3.1 Considerações Básicas

Para incluir circuitos de transmissão modelados na faixa de frequência e que considerem a variação dos parâmetros do solo com a frequência, em uma simulação no EMTP-ATP, foram procurados na literatura técnica diferentes formas de implementação efetuadas até a presente data.

Sendo o EMTP-ATP um programa de código fechado, ficou descartada a possibilidade de modificar seu código fonte para adicionar diretamente novas rotinas ou para criar novos modelos de elementos.

Um modelo reportado em [35] e implementado com êxito para modelar aterramentos na faixa de frequência consiste no cálculo e ajuste de parâmetros pelo usuário para sua posterior inclusão no EMTP-ATP modificando os arquivos gerados pelo modelo de linha “JMarti”; no entanto, a extensão de sua aplicação a elemen-

tos de parâmetros variantes na frequência está limitada pela sua complexidade de implementação.

Outras alternativas, como a representação em tempo discreto do elemento a se modelar usando a transformada Z empregada em [7], foram descartadas devido à necessidade de recalculando o modelo ao mudar o passo de cálculo da simulação.

Finalmente, em [18] reportam-se bons resultados ao usar a capacidade do EMTP-ATP de incluir bibliotecas de circuitos RLC para representar modelos equivalentes de aterramentos na faixa de frequência, requerendo-se da realização em espaço de estados do elemento calculada a partir da amostragem de sua resposta no domínio da frequência.

No presente capítulo se desenvolve a síntese de circuitos RLC equivalentes de um elemento do sistema elétrico com parâmetros variantes na frequência a partir da sua realização de equações de estados, para sua inclusão em modelagens efetuadas em programas do tipo EMTP-ATP.

3.2 Realização de Equações de Estado

Consiste na representação de um sistema mediante suas equações dinâmicas relacionando um vetor de entradas u com um vetor de saídas y mediante um vetor de variáveis internas x pelas seguintes equações [51]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \tag{3.1}$$

onde a Matriz A se define como matriz diagonal com a finalidade de escolher um conjunto particular de variáveis de estado que minimize o número de cálculos computacionais no domínio do tempo. Seus elementos serão os estados ou polos da Matriz de Transferência $G(s)$. A Matriz B é normalizada por elementos de valor 1, a Matriz C contém os resíduos de $G(s)$, e o termo D o valor de $G(s)$ nas altas frequências ($s \rightarrow \infty$).

Sistemas representáveis por modelos lineares de parâmetros distribuídos requerem ser calculados usando um espaço de estados de dimensão infinita. No entanto, para uma faixa de frequência limitada, sempre é possível obter um sistema de equações de espaço de estados equivalente do sistema e de dimensão finita, isto é, com um número finito de polos.

Normalmente, para estes cálculos os valores de u e y são conhecidos, sendo x variáveis de estado “internas”, sem significado físico definido, tendo como único papel a correta representação da dinâmica do sistema.

A partir dos valores de u e y medidos ou calculados, obtém-se a Matriz de Trans-

ferência $G(s)$ de dimensão $(n \times n)$ para um determinado conjunto de frequências (s_k) . A Matriz de Transferência se calcula a partir das matrizes do modelo de espaço de estados usando a seguinte equação:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.2)$$

onde as funções de transferência descritas por (3.2), estão compostas por funções hiperbólicas racionais de ordem infinita, não sendo racionais em s . A modelagem de um elemento qualquer requer calcular a partir da equação (3.2) as matrizes A , B , C e D que forneçam uma aproximação racional de mínima ordem finita, e obter uma realização de equações de estado da forma dada nas equações em (3.1).

Sendo A uma matriz diagonal cujos elementos são frações parciais com os polos da Matriz de Transferência no denominador, este problema resulta num sistema de equações não-linear, sobredeterminado e muito mal condicionado, especialmente em sistemas altamente dinâmicos modelados em uma ampla faixa de frequência ou que apresentem bastantes polos. Isto dificulta sua resolução direta por métodos convencionais.

A modelagem dos dados da resposta em frequência de um elemento do sistema elétrico requer um modelo racional compacto da Matriz de Transferência para ser usado na simulação de transitórios eletromagnéticos.

3.3 Modelagem da Matriz de Transferência

A representação da resposta em frequência de um sistema de M -entradas e M -saídas linear e invariante no tempo é dado na forma de uma Função de Transferência Matricial $G(s)$, também chamada Matriz de Transferência.

Para um elemento do sistema elétrico, quando as tensões a terra e as correntes injetadas nos terminais são suas entradas e saídas respectivamente, a Matriz de Transferência $G(s)$ é igual a sua matriz de Admitância Nodal $Y_n(s)$.

Na Figura 3.1 apresenta-se o esquema de um elemento do sistema elétrico como um bloco multi-entrada multi-saída.

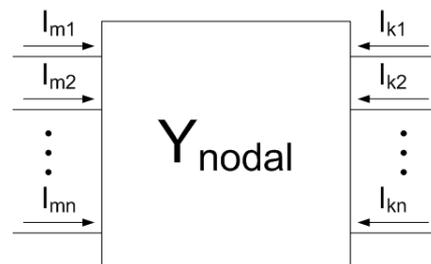


Figura 3.1: Representação Multi-entrada Multi-saída de um elemento

A dependência com a frequência do elemento modelado pode-se calcular mediante um modelo racional equivalente de ordem reduzida de sua Matriz de Transferência $G(s)$ a partir dos dados discretos da sua resposta em frequência, sendo os dois modelos mais utilizados o modelo por fração polinomial e o modelo por expansão em frações parciais.

3.3.1 Modelo por Fração Polinomial

A representação matemática da Matriz de Transferência vem dada por um modelo de fração polinomial. Em sua forma estritamente própria, é dada por:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \simeq \frac{a_0 + a_1s^1 + \dots + a_{N-1}s^{N-1}}{1 + b_1s^1 + \dots + b_{N-1}s^{N-1} + b_Ns^N} \quad (3.3)$$

Sua solução se desenvolve a partir da Decomposição em Valores Singulares, explicada no **Apêndice D**.

Para melhorar tanto o condicionamento do sistema como a precisão nos resultados, na resolução do sistema sobredeterminado de equações resultante utilizam-se colunas escalonadas da matriz de coeficientes, mudança das coordenadas da origem, particionamento da escala de frequência e iteração de resultados [52]; no entanto, devido a que o cálculo da norma euclidiana requer a exponenciação ao quadrado dos valores singulares, a instabilidade numérica originada em sistemas com números de condição elevados é dificilmente superável.

Uma técnica adicional utilizada é o uso de polinômios ortogonais de Chebyshev de primeira ou segunda ordem, ou das séries de Legendre para conseguir tanto uma redução do número de condição como uma melhora na precisão dos resultados; no entanto, a complexidade dos polinômios ortogonais utilizados acresce significativamente os tempos de processamento computacionais [53, 54].

Estes problemas motivaram o surgimento de modelos alternativos para a representação da Matriz de Transferência, tais como o modelo por expansão de frações parciais.

3.3.2 Modelo por Expansão de Frações Parciais

Esta representação da Matriz de Transferência se baseia no uso de um esquema de polos e resíduos para obter uma realização em espaço de estados mediante a expansão por frações parciais [55]. Na sua forma estritamente própria, esta representação vem dada por:

$$G(s) \simeq \sum_n \frac{r_n}{s - p_n} \quad (3.4)$$

O cálculo dos polos e resíduos neste modelo demanda o uso de um método de ajuste da Matriz de Transferência.

Um dos primeiros métodos de ajuste utilizado foi um método baseado na iteração de Newton-Rhapson para o cálculo dos polos de uma função de transferência a partir dos zeros da função inversa, conhecido como o método de Polos Dominantes.

Embora recentemente tenha sido proposto um algoritmo com convergência melhorada [56], a aplicação desse método está limitada pela necessidade de calcular a primeira derivada da função objetivo, sensibilidade à escolha dos valores iniciais estimados, tendência a convergir repetidamente a polos previamente calculados, e à dificuldade na convergência que apresentam os polos com menor região de atração.

Finalmente, um método de recente difusão conhecido como Método de Ajuste Vetorial ou “Vector Fitting” baseia seu ajuste no uso de frações parciais como bases racionais, usando um esquema de pesos implícito por relocação de polos [57] para logo resolver o sistema pelo Método de Mínimos Quadrados [22, 58]. Os resíduos são calculados resolvendo um problema de autovalores com polos conhecidos. Com algumas melhoras no código original [59, 60], o método permite até a utilização de funções de base ortonormal [61, 62]. Suas rotinas de ajuste, imposição da passividade e geração de circuitos equivalentes são de livre disposição e se encontram implementadas em MATLAB [40]. No presente trabalho foi utilizado este método para calcular o ajuste da resposta em frequência das matrizes de Admitância Nodal.

3.3.3 Forma da Matriz de Transferência

Antes de efetuar o ajuste por frações parciais da Matriz de Transferência $G(s)$, sua forma deve ser definida “a priori” a partir da informação física do elemento a se modelar.

Para a representação por frações parciais de uma Matriz de Transferência estritamente própria [55]:

$$G(s)_{fit} = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} \quad (3.5)$$

Para uma Matriz de Transferência própria ou imprópria:

$$G(s)_{fit} = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d \quad (3.6)$$

ou:

$$G(s)_{fit} = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d + s \cdot e \quad (3.7)$$

Uma aproximação racional da Matriz de Transferência $G(s)$ eficiente se consegue fazendo que todos seus elementos compartilhem os mesmos polos [63].

Em teoria, qualquer dos elementos da Matriz de Transferência pode ser utilizado para identificar o conjunto total de seus polos; no entanto, na prática, os polos dominantes do elemento escolhido seriam identificados com precisão numérica preferencial, deteriorando a precisão da aproximação racional.

Em matrizes simétricas e de diagonal dominante, tais como as matrizes de Admitância Nodal, pode-se usar como conjunto de polos do sistema os polos do ajuste do Traço da Matriz de Transferência $tr \{G(s)\}$, que é igual à soma dos autovalores λ_i e à soma dos elementos diagonais $G_{ii}(s)$.

$$tr \{G(s)\} = \sum_{i=1}^M \lambda_i(s) = \sum_{i=1}^M G_{ii}(s) \quad (3.8)$$

Outra abordagem mais geral consiste em ajustar todos os elementos da Matriz de Transferência para calcular um conjunto de polos do sistema, requerendo-se resolver um sistema matricial de equações de maior tamanho que no caso anterior.

Para Matrizes de Transferência $G(s)$ simétricas, de dimensão $(n \times n)$, é necessário ajustar unicamente os elementos da parte superior da matriz a partir da diagonal principal, reduzindo a quantidade de elementos a ajustar de n^2 a $n(n+1)/2$.

Finalmente, os elementos da matriz devem ser empilhados em uma única coluna $f(s)$ para proceder a realizar o ajuste.

3.4 Ajuste por Funções Racionais

Para efetuar este tipo de ajuste utiliza-se o método de “Vector Fitting”, que consiste essencialmente em uma reformulação da iteração de Sanathanan-Koerner [64] usando polos e resíduos tanto reais como imaginários na forma de pares conjugados complexos para representar funções de base racional, e um esquema de pesos implícito por relocação de polos ao invés de funções polinomiais [57].

Desenvolvido originalmente pela necessidade de representar a matriz de transformação modal em cabos enterrados no domínio da frequência [22, 58], mostrou ter uma larga gama de aplicações para representações de modelos caixa-preta de elementos circuitais como transformadores, linhas de transmissão e equivalentes de rede, entre outros.

O método baseia-se na aproximação racional da resposta em frequência por amostras de um sistema estável, com elementos escalares ou matriciais, empilhando todos os elementos num vetor coluna para calcular uma função de transferência de ordem definida ao realocar no plano “s” um conjunto de polos iniciais previamente definidos mediante um ajuste iterativo por mínimos quadrados.

Desde sua difusão, e por ser uma rotina disponibilizada gratuitamente, houve

uma série de alterações e melhoras na sua formulação original. Por uma questão didática, apresenta-se a seguir três das principais alterações propostas recentemente. O **Apêndice E** apresenta-se maiores detalhes sobre o método de ajuste vetorial ou “Vector Fitting” em sua formulação original.

3.4.1 Ajuste Vetorial Ortonormal ou “Vector Fitting Ortonormal” (OVF)

Uma modificação do “Vector Fitting” que consiste em trocar as frações parciais usadas como funções de base racional na equação (E.5) por um conjunto de Muntz-Laguerre de funções de base ortonormal [65].

Para polos a_k reais, as novas funções de base racional estão definidas por:

$$A_{n,k} = \frac{\sqrt{-2 \Re(a_k)}}{(s - a_k)} \left(\prod_{j=1}^{k-1} \frac{s + a_j^*}{s - a_j} \right) \quad (3.9)$$

Para pares conjugados de polos complexos $-a_p$ e $-a_{p+1}$:

$$A_{n,k} = \frac{\sqrt{-2 \Re(a_k)} (s - |a_k|)}{(s - a_k) (s - a_{k+1})} \left(\prod_{j=1}^{k-1} \frac{s + a_j^*}{s - a_j} \right) \quad (3.10a)$$

$$A_{n,k+1} = \frac{\sqrt{-2 \Re(a_k)} (s + |a_k|)}{(s - a_k) (s - a_{k+1})} \left(\prod_{j=1}^{k-1} \frac{s + a_j^*}{s - a_j} \right) \quad (3.10b)$$

O cálculo do conjunto de polos melhorado da função $f(s)$ se faz resolvendo um problema de autovalores $\{\bar{a}\} = \text{eig}(A - b\tilde{c}^T)$, usando para polos reais as seguintes novas matrizes de espaço de estado A, b e \tilde{c}^T :

$$A_{NxN} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 2 \Re(a_1) & a_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 2 \Re(a_1) & 2 \Re(a_2) & a_3 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 2 \Re(a_1) & 2 \Re(a_2) & 2 \Re(a_3) & \cdots & a_N \end{bmatrix} \quad b_{1 \times N} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ \cdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{c}_{Nx1}^T = \begin{bmatrix} \tilde{c}_1 \sqrt{-2 \Re(a_1)} \\ \tilde{c}_2 \sqrt{-2 \Re(a_2)} \\ \vdots \\ \tilde{c}_p \sqrt{-2 \Re(a_N)} \end{bmatrix}^T$$

e para polos imaginários na matriz de espaço de estados A, trocamos:

$$\begin{pmatrix} a_k & 0 \\ 2 \Re(a_k) & a_{k+1} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

pela sub-matriz:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \Re(a_k) & \Re(a_k) - |a_k| \\ \Re(a_k) + |a_k| & \Re(a_k) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

as matrizes b e \tilde{c}^T ficam inalteradas.

A vantagem dessa implementação reside na redução da sensibilidade numérica à escolha dos polos iniciais, mas requer de tempos computacionais elevados para avaliar as funções ortonormais de base racional.

3.4.2 Ajuste Vetorial Relaxado ou “Vector Fitting Relaxado” (RVF)

Consiste na melhora da implementação original do “Vector Fitting” modificando sua função de escalamento mediante a adição de uma constante \tilde{d} real:

$$\sigma(s) = \sum_{k=1}^N \frac{\tilde{c}_k}{s - a_k} + \tilde{d} \quad (3.13)$$

Para evitar obter a solução trivial nula, se aproveita o fato que $\sigma(s)$ se aproxima à unidade quando os polos convergem a seus valores finais para introduzir uma condição de relaxamento ao problema de mínimos quadrados na forma de uma equação matricial adicional. Sendo N_S o número de amostras na frequência:

$$\Re \left\{ \sum_{n=1}^{N_S} \left(\sum_{k=1}^N \frac{\tilde{c}_k}{s - a_k} + \tilde{d} \right) \right\} = N_S \quad (3.14)$$

Para melhorar o condicionamento do sistema, se usa um peso (W) na linha adicional em relação a $f(s)$, com um peso relativo $w(s)$:

$$W = \|w(s).f(s)\|_2 / N_S \quad (3.15)$$

Os novos polos se calculam incluindo no problema de autovalores o valor de \tilde{d} :

$$\{\bar{a}\} = \text{eig} \left(A - b\tilde{d}^{-1}\tilde{c}^T \right) \quad (3.16)$$

As vantagens dessa implementação são um acréscimo da velocidade de convergência, maior precisão do ajuste da função nas altas frequências e uma melhora da capacidade de distribuir os polos em cada iteração nas altas frequências.

3.4.3 Ajuste Vetorial Relaxado Ortonormal ou “Vector Fitting Relaxado Ortonormal” (ROVF)

Resulta de implementar no “Vector Fitting” as melhoras combinadas do uso de frações parciais ortonormalizadas da formulação OVF com o relaxamento da restrição não trivial de mínimos quadrados da formulação RVF.

Essa nova implementação apresenta as vantagens conjuntas das duas melhorias anteriores: uma mínima sensibilidade à escolha inicial dos polos e uma formulação de melhor convergência e maior robustez, mas requer de tempos computacionais elevados para avaliar as funções ortonormais de base racional.

As funções racionais calculadas geralmente apresentam o menor desvio RMS das quatro formulações do “Vector Fitting” com uma precisão melhor distribuída ao longo da faixa de frequência.

3.4.4 Comparação dos Métodos de Ajuste

A rotina *VFdriver.m* de domínio público para o ajuste pelo Método de “Vector Fitting” está limitada às opções de ajuste pelos métodos VF e RVF, deixando de lado as formulações OVF e ROVF.

Para comparar o desempenho das quatro formulações, estas foram implementadas no programa *Wolfram Mathematica 7.0* para ajustar os trechos de linha de transmissão de 138 kV com comprimentos de 300 m¹ e 3000 m² utilizados na **Seção 2.3** usando os polos do ajuste do Traço ($Tr\{Y_s\}$).

Nas Figuras 3.2 a 3.7 apresentam-se os ajustes dos traços e Admitâncias Nodais dos trechos de linha de transmissão de 300 m e 3000 m, assim como a localização no plano complexo dos polos calculados para cada formulação.

Nas Tabelas 3.1 e 3.2 apresentam-se os tempos computacionais e desvios RMS de cada formulação para o cálculo dos polos do Traço ($Tr\{Y_s\}$).

Tabela 3.1: Tempo de cálculo e desvio RMS - polos $Tr\{Y_s\}$

Método de ajuste	L.T. 300 m		L.T. 3000 m	
	Tempo (s)	Desvio RMS (S)	Tempo (s)	Desvio RMS (S)
VF	19	$7,47 \times 10^{-4}$	117	$8,94 \times 10^{-5}$
OVF	132	$7,51 \times 10^{-4}$	2673	$8,94 \times 10^{-5}$
RVF	22	$1,89 \times 10^{-5}$	168	$8,04 \times 10^{-5}$
ROVF	135	$5,35 \times 10^{-6}$	2794	$7,72 \times 10^{-9}$

¹Comprimento típico de um vão de L.T. de 138 kV

²Considerando um trecho com vários vãos e desprezando os efeitos das estruturas metálicas e aterramentos

Tabela 3.2: Tempo de cálculo e desvio RMS - resíduos Y_s

Método de ajuste	L.T. 300 m		L.T. 3000 m	
	Tempo (s)	Desvio RMS (S)	Tempo (s)	Desvio RMS (S)
VF	13	$4,86 \times 10^{-5}$	74	$3,22 \times 10^{-6}$
OVF	13	$4,86 \times 10^{-5}$	75	$3,22 \times 10^{-6}$
RVF	13	$1,96 \times 10^{-4}$	75	$2,10 \times 10^{-5}$
ROVF	13	$4,29 \times 10^{-5}$	75	$8,66 \times 10^{-7}$

Apesar dos tempos computacionais apresentados serem elevados, devido ao desenvolvimento dos algoritmos em linguagens computacionais interpretadas, servem como referência do esforço computacional requerido para cada formulação desenvolvida.

Para uma quantidade de polos representativa da função e um número de iterações adequado, o menor desvio RMS se obtém com a formulação ROVF, embora com tempos computacionais bastante grandes.

Para o ajuste local a frequências superiores a 100 kHz, o segundo melhor ajuste com o menor erro local se obtém com a formulação RVF, com tempos computacionais entre cinco e vinte vezes menores que aqueles obtidos usando a formulação ROVF.

É assim que, considerando que a formulação RVF tem o segundo menor desvio RMS na faixa de frequência de 100 kHz a 1 MHz, além de seu menor tempo computacional comparado às formulações OVF e ROVF, se recomenda sua aplicação no ajuste da Matriz de Admitância Nodal de elementos do sistema elétrico para a modelagem de transitórios eletromagnéticos.

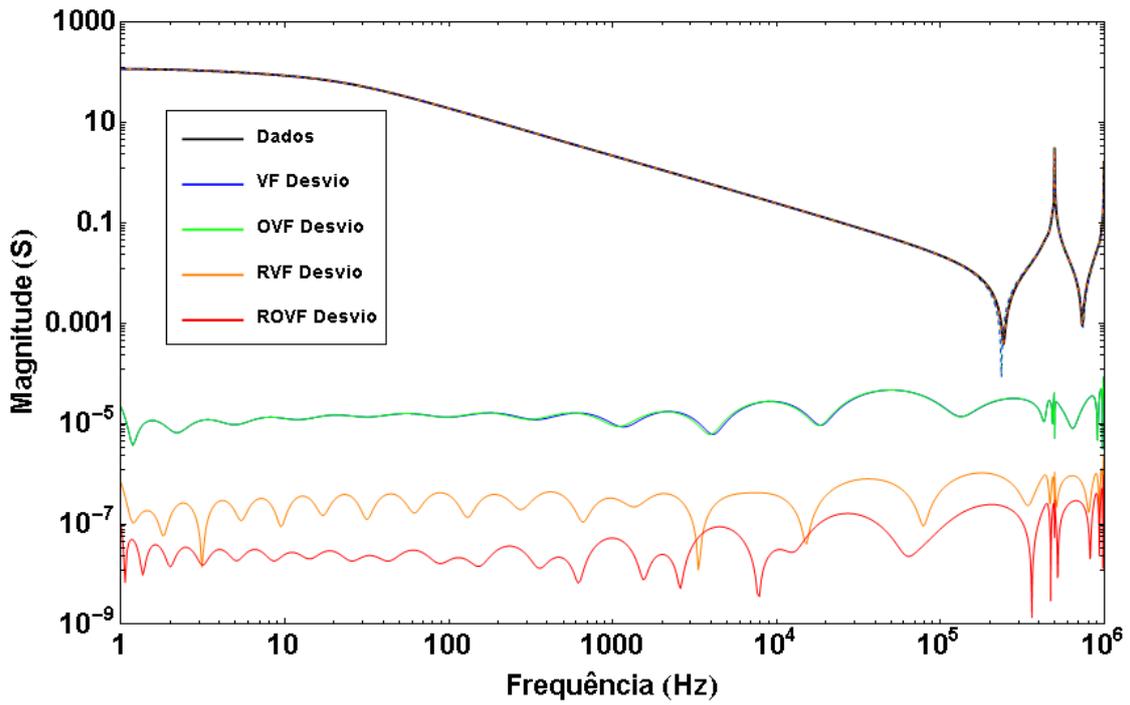


Figura 3.2: Ajuste de $Tr\{Y_s\}$ e Desvio RMS - Linha 300 m - 38 polos

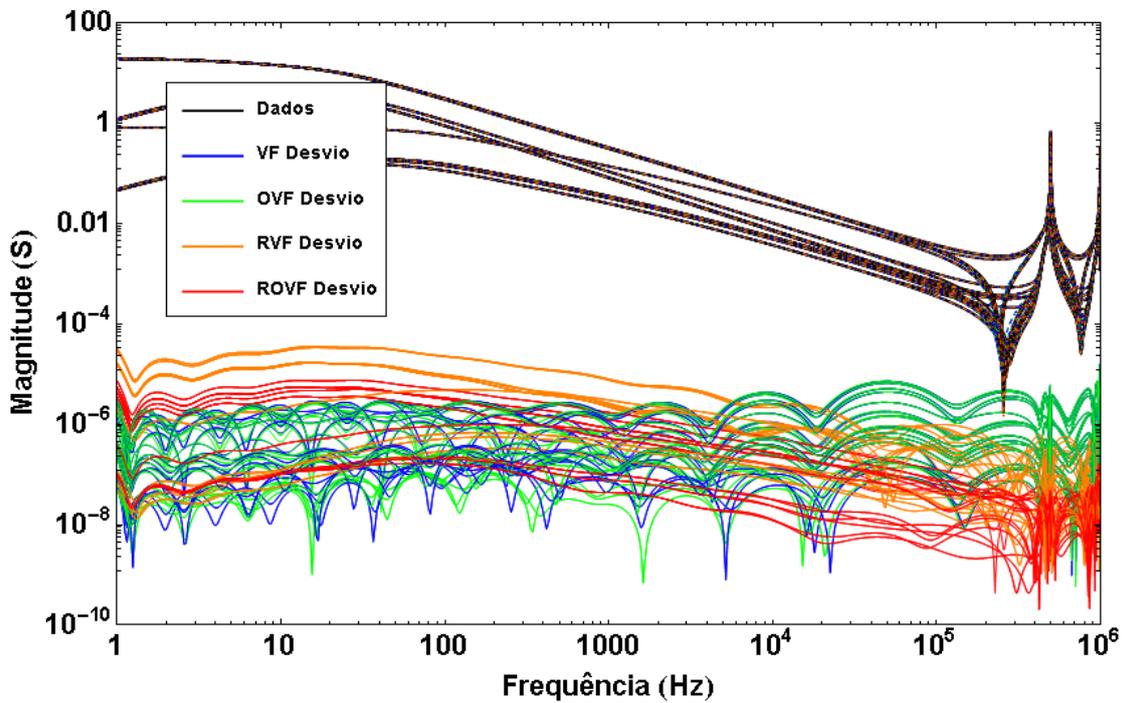


Figura 3.3: Ajuste de Y_s e Desvio RMS - Linha 300 m - 38 polos

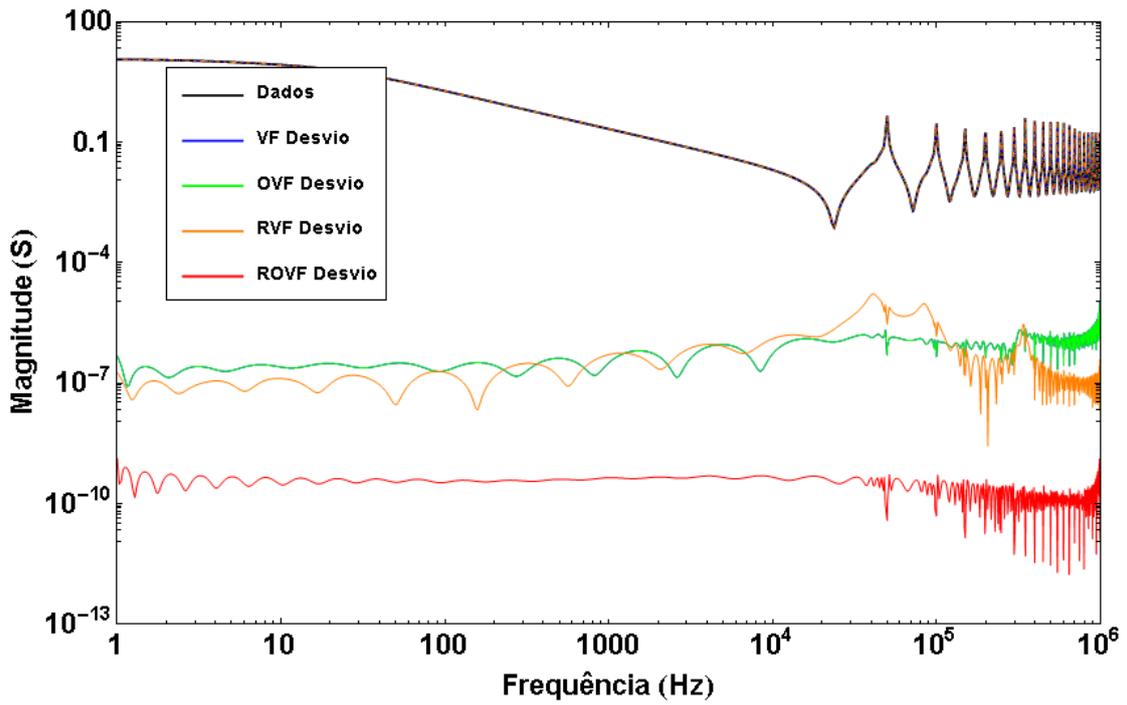


Figura 3.4: Ajuste de $Tr\{Y_s\}$ e Desvio RMS - Linha 3000 m - 185 polos

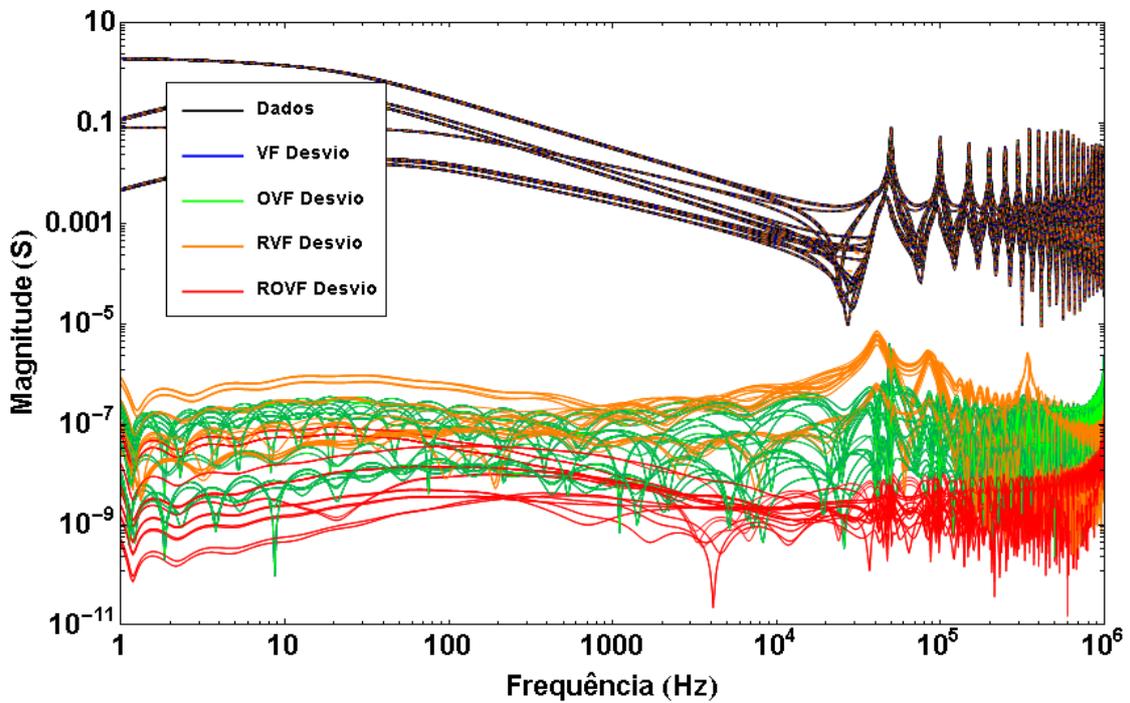


Figura 3.5: Ajuste de Y_s e Desvio RMS - Linha 3000 m - 185 polos

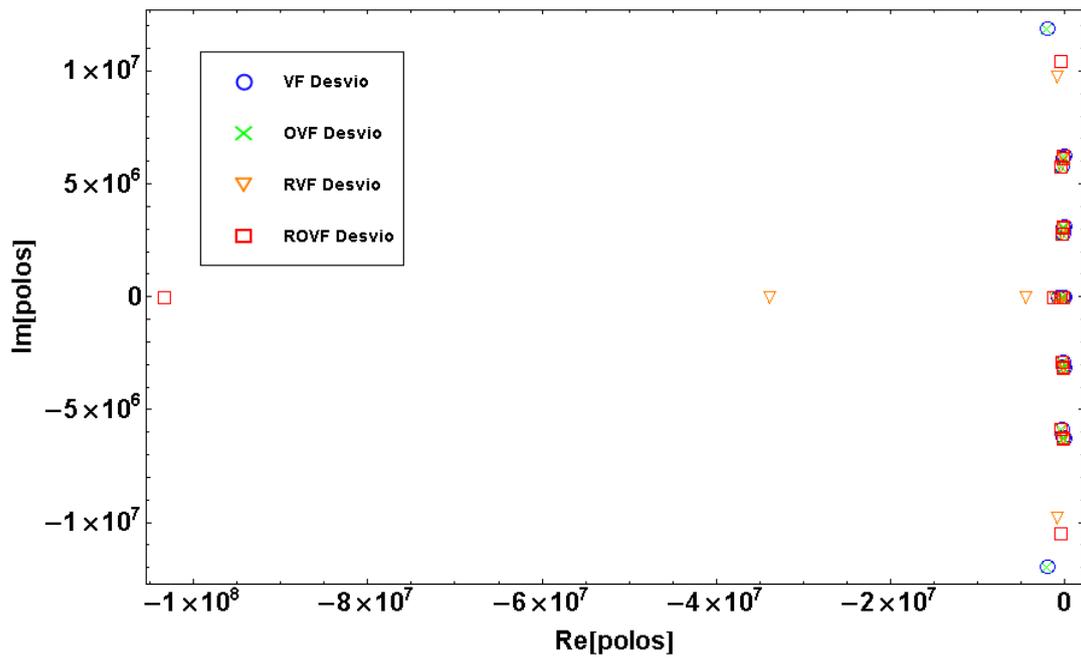


Figura 3.6: Mapa dos polos - Ajustes VF, OVF, RVF e ROVF - Linha 300 m

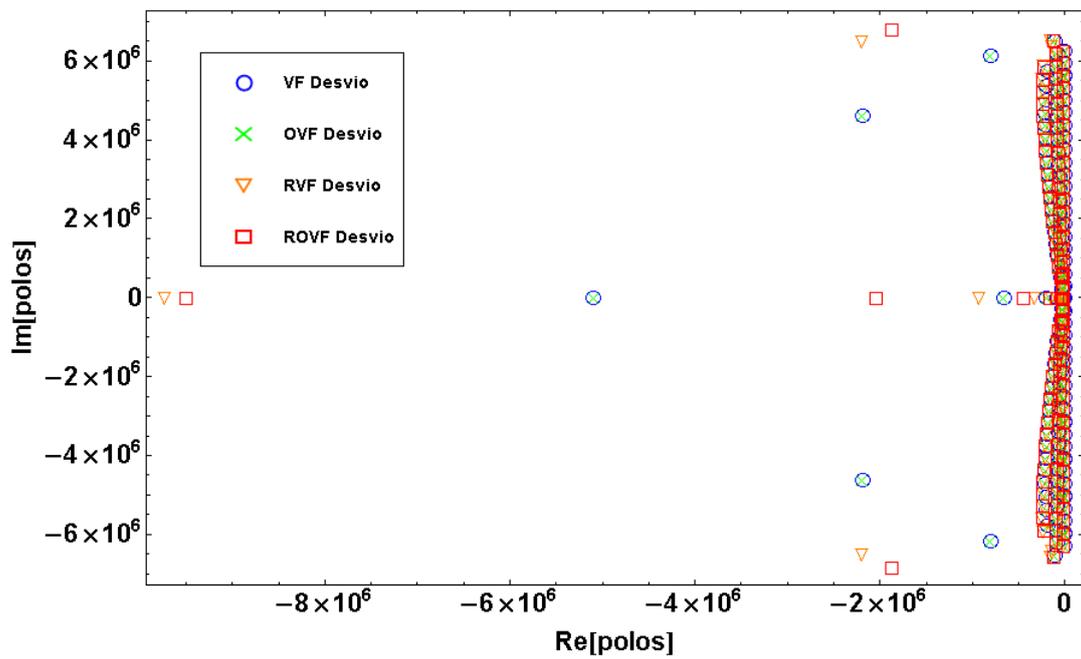


Figura 3.7: Mapa dos polos - Ajustes VF, OVF, RVF e ROVF - Linha 3000 m

3.5 Imposição da Passividade

Introduzida em 2001 [66], e posteriormente disposta em domínio público em uma rotina computacional descrita em [67], o processo de imposição da passividade permite gerar simulações estáveis ao incluir a aproximação racional da Matriz de Admitância Nodal de componentes lineares modelados no domínio do tempo em programas de transitórios eletromagnéticos.

No que segue se apresenta um breve resumo do critério de imposição da passividade.

3.5.1 Desenvolvimento Teórico

Para uma matriz de Admitância Nodal (Y) aproximada mediante um modelo racional de expansão de frações parciais (Y_{fit}), ajustado usando um número adequado de polos estáveis:

$$Y(s) = Y(s)_{fit} = \sum_{k=1}^N \frac{R_k}{s - a_k} + D + sE \quad (3.17)$$

Para que a realização em espaço de estados gere simulações estáveis no domínio do tempo o modelo físico representado deve ser passivo, i.e.: deve-se garantir que a potência (P) absorvida pelo elemento para todas as frequências seja positiva para qualquer vetor de tensões. Portanto, considerando um vetor (v) (complexo) tem-se

$$P = \Re \{v^* Y_{fit} v\} = \Re \{v^* (G + iB) v\} = \Re \{v^* G v\} > 0$$

Para isso, as matrizes $G = \Re\{Y_{fit}\}$, D e E devem ser definidas positivas

$$\text{eig}(\Re\{Y_{fit}\}) > 0 \quad (3.18a)$$

$$\text{eig}(D) > 0 \quad (3.18b)$$

$$\text{eig}(E) > 0 \quad (3.18c)$$

Para definir as bandas de frequência com violações na passividade, identificamos as frequências onde os autovalores de $G = \Re\{Y_{fit}\}$ mudam de sinal.

A imposição da passividade se faz perturbando os elementos das matrizes R_k , D e E nas bandas de frequência com violações a passividade. Aplicam-se as seguintes

restrições:

$$\Delta Y(s)_{fit} = \sum_{k=1}^N \frac{\Delta R_k}{s - a_k} + \Delta D + s\Delta E \cong 0 \quad (3.19a)$$

$$\text{eig}(\Re\{Y_{fit} + \Delta Y_{fit}\}) > 0 \quad (3.19b)$$

$$\text{eig}(\Delta D) > 0 \quad (3.19c)$$

$$\text{eig}(\Delta E) > 0 \quad (3.19d)$$

A primeira restrição imposta na equação (3.19a) minimiza a perturbação efetuada na matriz $Y_{fit(s)}$, enquanto as restrições restantes garantem que as matrizes perturbadas sejam definidas positivas. Sendo R_k , D e E matrizes reais e simétricas, para N polos e m entradas/saídas, ao invés de perturbar seus $m(m+1)N/2$ elementos, uma implementação mais eficiente consiste em diagonalizar separadamente cada matriz, e perturbar seus mN autovalores [68]. Para perturbações de primeira ordem:

$$\frac{R_k + \Delta R_k}{s - a_k} = \frac{T_{Rk}(\Gamma_{Rk} + \Delta\Gamma_{Rk})T_{Rk}^T}{s - a_k} \quad (3.20a)$$

$$D + \Delta D = T_D(\Gamma_D + \Delta\Gamma_D)T_D^T \quad (3.20b)$$

$$E + \Delta E = T_E(\Gamma_E + \Delta\Gamma_E)T_E^T \quad (3.20c)$$

onde T_{Rk} , T_D e T_E são calculadas a partir da diagonalização de R_k , D e E . O critério de passividade se impõe fazendo virar positivos os autovalores Γ_{Rk} , Γ_D e Γ_E nas bandas de frequência que violem a passividade mediante pequenas perturbações $\Delta\Gamma_{Rk}$, $\Delta\Gamma_D$ e $\Delta\Gamma_E$. As perturbações resultantes das matrizes R_k , D e E serão:

$$\Delta R_k = T_{Rk}\Delta\Gamma_{Rk}T_{Rk}^T \quad (3.21a)$$

$$\Delta D = T_D\Delta\Gamma_D T_D^T \quad (3.21b)$$

$$\Delta E = T_E\Delta\Gamma_E T_E^T \quad (3.21c)$$

Para matrizes R_k com resíduos em pares conjugados, suas partes real e imaginária são diagonalizadas por separado. As perturbações ΔR_k , ΔD e ΔE são empilhadas em um vetor Δx , permitindo resolver o conjunto de equações (3.19a) a (3.19d) usando programação quadrática:

$$x^T (A_{sys}^T A_{sys}) \Delta x \cong 0 \quad (3.22a)$$

$$B_{sys}\Delta x \leq c \quad (3.22b)$$

A equação (3.22a) se minimiza usando uma solução por mínimos quadrados em

conjunto com a condição dada pela equação (3.22b). O procedimento se repete iterativamente até conseguir eliminar todas as violações na passividade.

3.5.2 Comparação de desempenho computacional

Para comparar o grau de passividade e o desvio que apresenta o Método de “Vector Fitting” em suas quatro formulações (VF, OVF, RVF, ROVF), foi imposta a passividade dos ajustes da linha de 300 m calculados no programa *Wolfram Mathematica 7.0* usando a rotina de domínio publico *RPdriver.m*.

Os ajustes calculados pelas formulações VF e OVF não conseguiram ser tornados passivos usando uma ordem de 38 polos, requerendo-se usar uma ordem de 40 polos para obter uma função passiva e com desvios RMS aceitáveis, isto é, inferiores ao mínimo valor da função ajustada.

Na Tabela 3.3 apresentam-se os resultados da imposição da passividade para as quatro formulações do Método de “Vector Fitting” e a ordem mínima requerida para obter um ajuste passivo para as formulações VF e OVF. Os Desvios RMS foram comparados entre a Admitâncias Nodal calculada (Y_n), ajustada ($Y_{(s)}$) e tornada passiva (Y_{pass}).

Tabela 3.3: Imposições da passividade - Formulações VF, OVF, RVF e ROVF

Conceito	VF	OVF	RVF	ROVF
Polos	40	40	38	38
Violações	5	5	0	7
Desvio RMS ($Y_{(s)} - Y_n$)	$4,95 \times 10^{-6}$	$4,95 \times 10^{-6}$	$1,96 \times 10^{-4}$	$4,29 \times 10^{-5}$
Desvio RMS ($Y_{pass} - Y_{(s)}$)	$8,60 \times 10^{-7}$	$8,60 \times 10^{-7}$	$4,91 \times 10^{-16}$	$9,30 \times 10^{-7}$
Desvio RMS ($Y_{pass} - Y_n$)	$5,03 \times 10^{-6}$	$5,03 \times 10^{-6}$	$1,96 \times 10^{-4}$	$4,29 \times 10^{-5}$

O menor desvio RMS na imposição da passividade ($Y_{pass} - Y_{(s)}$) e o menor número de polos foi alcançado usando a formulação RVF, sem apresentar perturbação nenhuma dos seus valores originais.

Nas Figuras 3.8 a 3.11 apresentam-se os Desvios RMS das imposições da passividade em relação aos ajustes efetuados mediante as formulações VF e OVF.

Bem que a formulação RVF apresente um maior Desvio RMS da Admitância Nodal tornada passiva (Y_{pass}) em relação à Admitância Nodal calculada (Y_n), a maior estabilidade de sua imposição da passividade garante a inclusão em simulações nos programas do tipo EMTP das Admitâncias Nodais calculadas, com um mínimo número de polos.

No ajuste da Admitância Nodal de linhas de transmissão, a efetividade do uso do método de ajuste RVF na imposição da passividade se explica devido a que os menores valores da função de transferência se encontram nas altas frequências, sendo lá onde o algoritmo RVF tende a recolocar em cada iteração os polos iniciais, diminuindo o erro local e logrando um ajuste com menor número de polos em relação às formulações VF, OVF e ROVF.

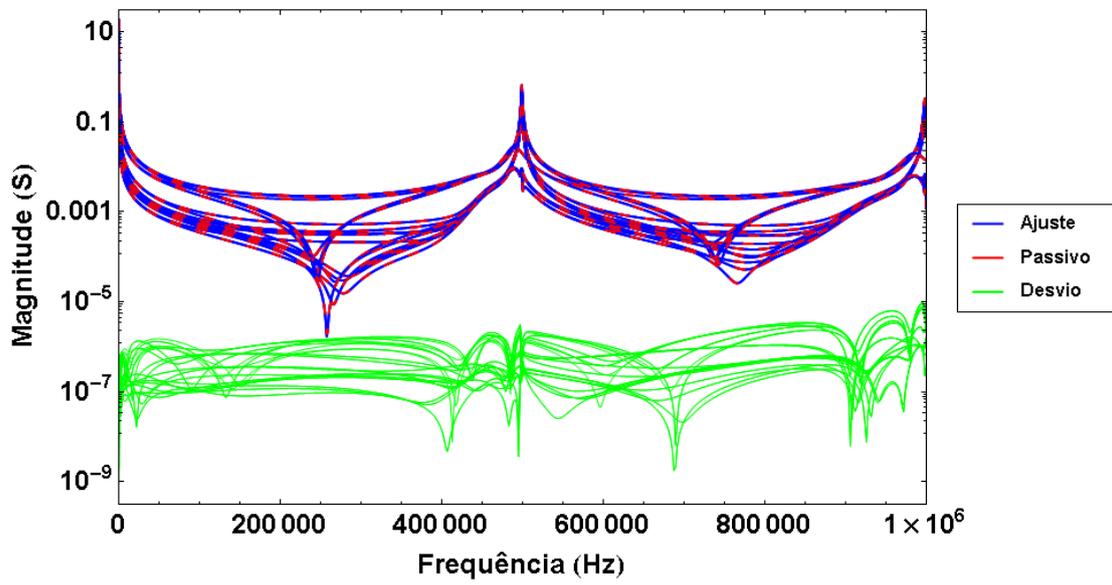


Figura 3.8: Imposição da Passividade - VF - 40 polos

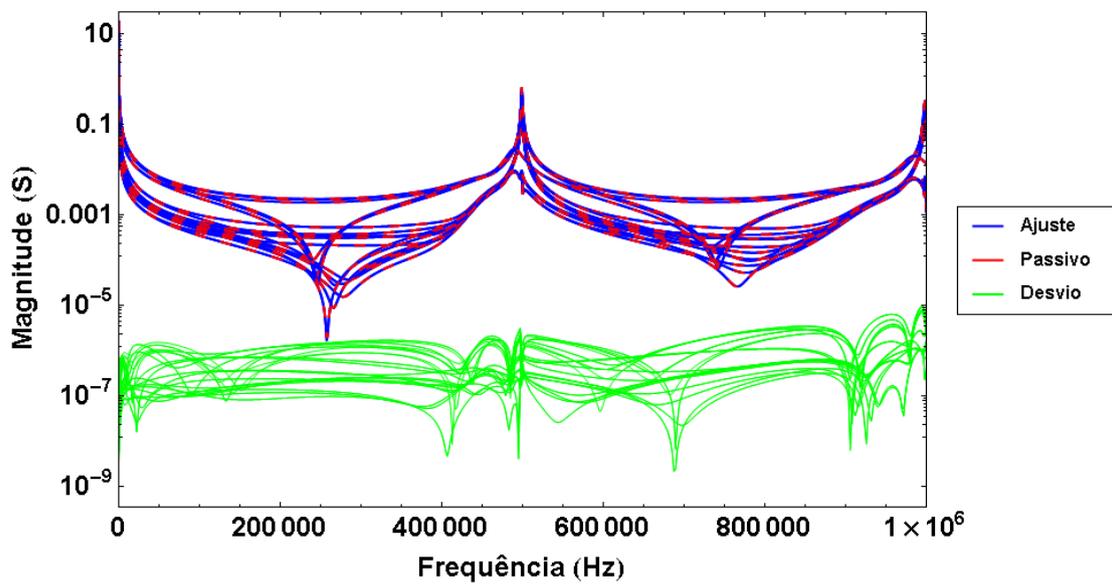


Figura 3.9: Imposição da Passividade - OVF - 40 polos

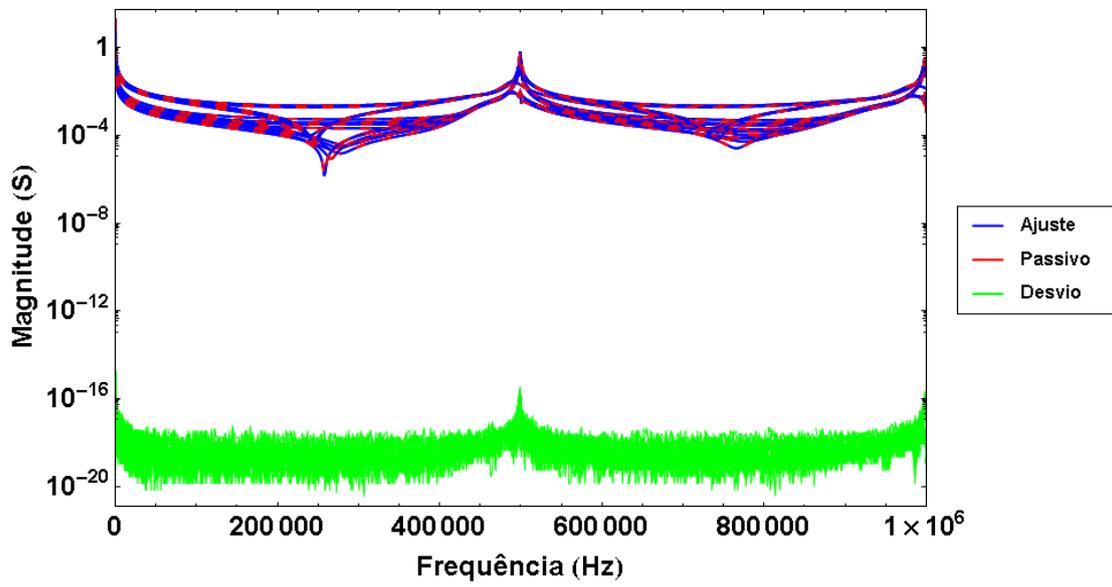


Figura 3.10: Imposição da Passividade - RVF - 38 polos

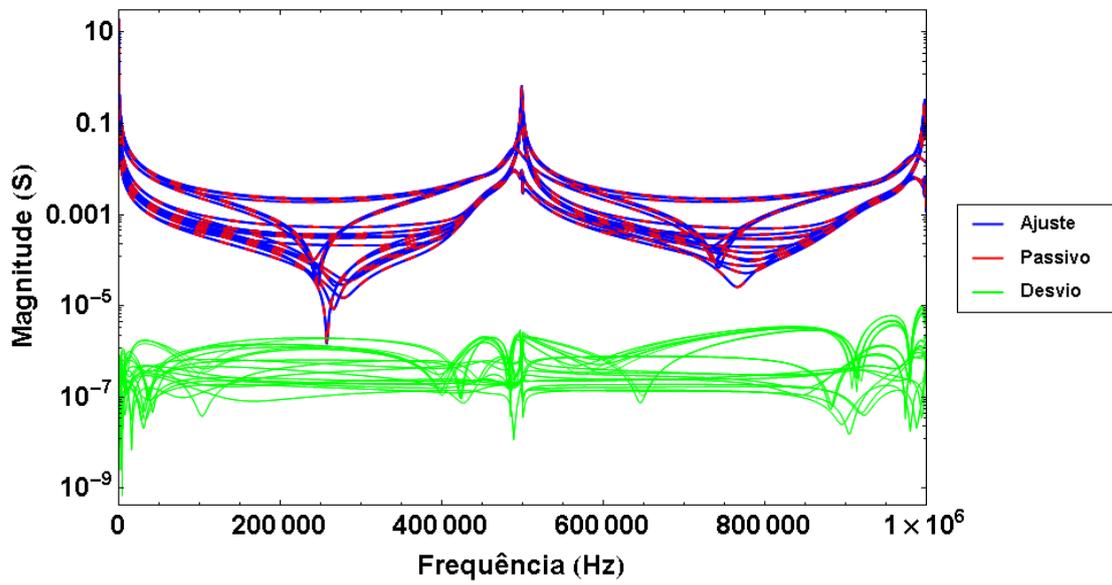


Figura 3.11: Imposição da Passividade - ROVF - 38 polos

3.6 Síntese de Circuitos Equivalentes

Após efetuada a imposição da passividade da Matriz de Admitância Nodal do elemento a se modelar, a soma de suas frações parciais tal como figura na equação (E.2) pode ser representada como ramos em paralelo de elementos Resistivos (R), Indutivos (L) e Capacitivos (C), formando um circuito sintetizado de comportamento equivalente ao elemento representado.

Esta implementação garante que o comportamento no domínio da frequência calculado mediante as equações de estado seja fielmente trasladado ao domínio do tempo mediante elementos circuitais que representam as equações diferenciais parciais que regem a resposta do elemento.

Cada ramal se calcula seguindo as seguintes premissas [40]:

1. Os termos d e e representam uma condutância ($1/R_0$) e capacitância (C_0) respectivamente.
2. Frações com polos reais a_n e resíduos c_n reais e positivos, representam-se por um ramal RL série cuja admitância é dada pela equação (3.23):

$$y_{(s)} = \frac{1}{sL_1 + R_1} = \frac{1/L_1}{s + R_1/L_1} \quad (3.23)$$

onde seus polos e resíduos são:

$$\begin{aligned} \text{pol}_{RL} &= -\frac{R_1}{L_1} \\ \text{res}_{RL} &= \frac{1}{L_1} \end{aligned} \quad (3.24)$$

e os valores de R_1 e L_1 serão:

$$\begin{aligned} R_1 &= -a_n/c_n \\ L_1 &= 1/c_n \end{aligned} \quad (3.25)$$

de forma similar, frações com polos reais a_n e resíduos c_n reais e negativos, representam-se por um ramal RL série mediante resistências e indutâncias de sinal negativo sem significado físico, que servem unicamente como representação matemática.

A estabilidade na inclusão desses elementos em simulações no domínio do tempo está garantida pelo processo prévio de imposição da passividade.

3. Frações com pares de polos conjugados complexos $a_n = a'_n \pm ja''_n$ e resíduos $c_n = c'_n \pm jc''_n$ são representadas por um ramal RL série e um ramal RC paralelo

conectados em série, formando um ramal RLC de admitância:

$$\begin{aligned}
 y(s) &= \frac{s/L_2 + G_2/L_2C_2}{s^2 + s(G_2/C_2 + R_2/L_2) + 1/L_2C_2} = \frac{as + b}{s^2 + sc + d} \\
 y(s) &= \frac{c'_n + jc''_n}{s - (a'_n + ja''_n)} + \frac{c'_n - jc''_n}{s - (a'_n - ja''_n)} \\
 y(s) &= \frac{\text{res}_{RLC1}}{s - \text{pol}_{RLC1}} + \frac{\text{res}_{RLC2}}{s - \text{pol}_{RLC2}}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

onde seus polos e resíduos são:

$$\begin{aligned}
 \text{pol}_{RLC1} &= \frac{1}{2} \left(-c + \sqrt{c^2 - 4d} \right) \\
 \text{pol}_{RLC2} &= \frac{1}{2} \left(-c - \sqrt{c^2 - 4d} \right) \\
 \text{res}_{RLC1} &= -\frac{b + a \text{pol}_{RLC1}}{\text{pol}_{RLC1} - \text{pol}_{RLC2}} \\
 \text{res}_{RLC2} &= a - \frac{b + a \text{pol}_{RLC1}}{\text{pol}_{RLC1} - \text{pol}_{RLC2}}
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

e os valores de R , L , C , G correspondentes são:

$$\begin{aligned}
 L_2 &= \frac{1}{2}c'_n \\
 R_2 &= (-2a'_n + 2(c'_na'_n + c''_na''_n) L_2) L_2 \\
 C_2 &= 1/((a_n'^2 + a_n''^2 + 2(c'_na'_n + c''_na''_n) R_2) L_2) \\
 G_2 &= -2(c'_na'_n + c''_na''_n) C_2L_2
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Uma vez calculados os circuitos sintetizados, estes devem ser armazenados em bibliotecas de ramos RLC com formato pré-definido, para ser introduzidos em simulações efetuadas em programas da série EMTP-ATP, mediante a opção de inclusão de bibliotecas pré-definidas pelo usuário.

Na Figura 3.12 apresenta-se uma representação circuital da síntese por ramos RLC.

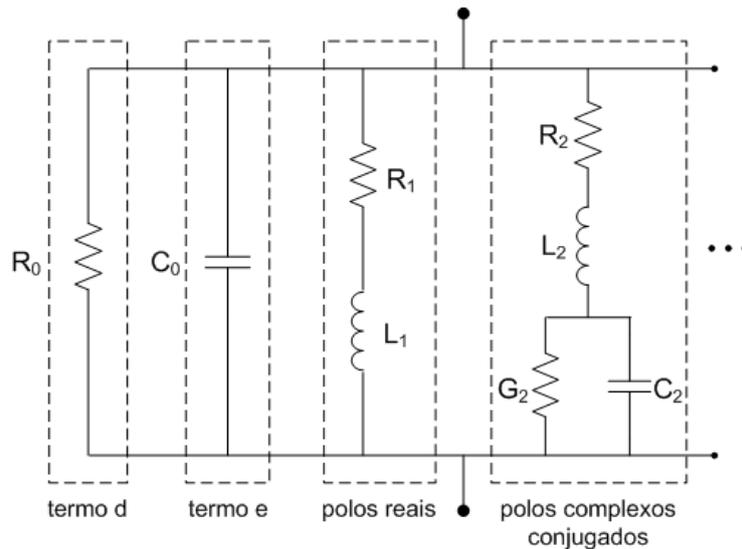


Figura 3.12: Esquema de síntese por equivalente circuitual elétrico

3.7 Inclusão de Circuitos Equivalentes

Toda simulação no EMTP-ATP se realiza lendo os dados de entrada desde um arquivo de texto ASCII de extensão *.atp* em formato pré-definido, constituído por registros ou filas chamados “cartões” de 80 colunas de largura, com os dados a se modelar, o qual é lido e processado pelo arquivo executável do EMTP-ATP “*tpbig.exe*” em ambiente MS-DOS.

Alternativamente, se usa o ATPDraw como programa de interface gráfica do arquivo “*tpbig.exe*” para criar e modificar a topologia de um circuito elétrico a partir de elementos pré-definidos.

As bibliotecas de ramos RLC previamente calculadas em simulações no domínio do tempo efetuadas em programas da série EMTP-ATP, podem ser chamadas desde o arquivo de ingresso de dados de duas formas distintas:

- Adicionando no arquivo de entrada de dados um cartão com a instrução `$INSERT` ou `$INCLUDE`, seguida da indicação do arquivo que contém a biblioteca de valores RLC.
- Incluindo um elemento de “Biblioteca definida pelo usuário” mediante a interface gráfica ATPDraw do EMTP-ATP e importando para o mesmo os dados do circuito sintetizado.

Uma alternativa à inclusão de ramos RLC equivalentes consiste em formular diretamente no domínio da frequência a função de transferência na forma $Y_{(s)} = N_{(s)}/D_{(s)}$ usando um elemento “Kizilcay F-Dependent Branch”, sendo dados conhecidos os coeficientes do numerador $N_{(s)}$ e do denominador $D_{(s)}$. No entanto,

sua utilização está limitada à representação de admitâncias de só um ramo e funções racionais de ordem máxima de 25 polos [15].

Devido à natureza algébrica do processo de síntese, podem surgir elementos que contem resistências (R), indutâncias (L) ou capacitâncias (C) de sinal negativo. Muito embora esse tipos de elementos não sejam fisicamente realizáveis, a maioria dos programas de transitórios eletromagnéticos, o EMTP-ATP incluído, podem lidar com eles [69], podendo obter-se simulações estáveis desde que a Matriz de Admitâncias seja passiva [63].

Na Figura 3.13 apresenta-se o ícone e a janela para adição de biblioteca de elemento circuital equivalente no ATPDraw

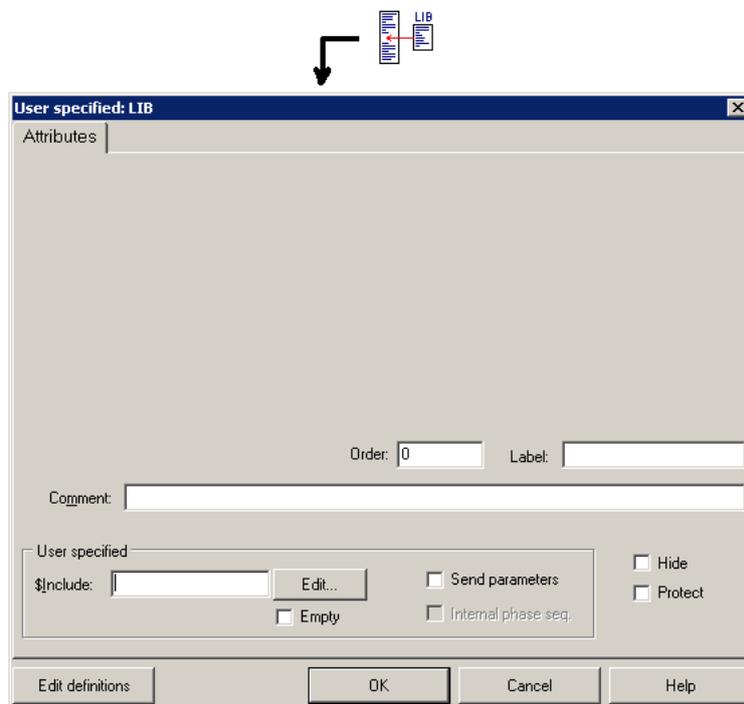


Figura 3.13: Janela para adição de biblioteca de elemento circuital equivalente

Uma vez incluídos os elementos de bibliotecas RLC definidas pelo usuário, devem-se nomear seus nós de conexão com os demais elementos do sistema.

No caso em que o número de ramos de circuitos equivalentes exceda a capacidade máxima de processamento do EMTP-ATP, usuários com licença de uso do programa podem entrar ao site de grupo de usuários na internet para descarregar de forma gratuita uma versão recompilada de maior capacidade chamada “gigmingw”, ou recompilar o EMTP-ATP de acordo a suas necessidades de aplicação específica. No **Apêndice H** descrevem-se brevemente tanto a capacidade ampliada de processamento do “gigmingw” como o processo de recompilação do EMTP-ATP.

3.8 Verificação dos elementos sintetizados

A correta modelagem e inclusão de um elemento na simulação pode ser verificada realizando uma amostragem frequencial ou “Frequency Scan” do elemento, definindo um circuito com fonte de 1 V no terminal i e medindo as correntes que fluem desde a terra através dos demais terminais j . Repete-se esta operação mudando a posição da fonte aos demais terminais.

A Varredura na Frequência consiste em resolver o circuito implementado numa faixa definida e a frequências discretas definidas pelo usuário. Recomenda-se colocar nos terminais resistências de mínimo valor (i.e.: $1\ \mu\Omega$) conectadas nas saídas do elemento modelado para evitar possíveis instabilidades numéricas devido às conexões em paralelo dos terminais colocados a terra.

Na Figura 3.14 apresenta-se a topologia do circuito para efetuar a varredura em frequência em programas do tipo EMTP.

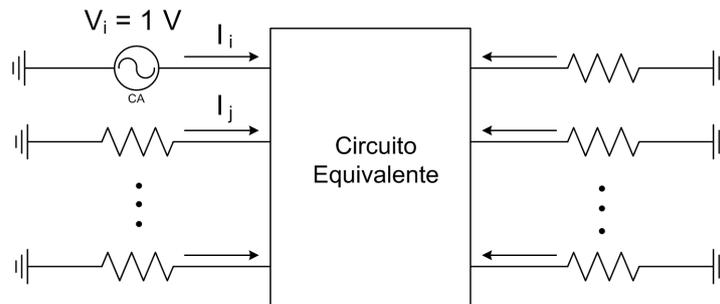


Figura 3.14: Topologia do Circuito para Varredura em Frequência

As correntes nos terminais serão iguais aos valores das admitâncias próprias (Y_{ii}) e mutuas (Y_{ij}) do elemento segundo as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} Y_{ii} &= I_i/V_i = I_i \\ Y_{ij} &= I_j/V_i = I_j \end{aligned} \tag{3.29}$$

Finalmente, os resultados obtidos se comparam em Módulo e Fase com aqueles da função primitiva e de seu ajuste vetorial.

3.9 Discussão

Nos exemplos apresentados na **Sub-Seção 3.4.4** e na **Sub-Seção 3.5.2**, o ajuste calculado pela formulação RVF mostrou ser o mais robusto, com um desvio RMS reduzido e atendendo sem problemas o critério da passividade, com tempos na ordem daqueles obtidos com a formulação VF, e bastante inferiores àqueles das formulações OVF e o ROVF.

Os ajustes calculados pelas formulações VF e OVF, requereram de uma ordem maior em dois polos como mínimo para poder atender ao critério de passividade.

No caso do ajuste calculado pela formulação ROVF, o processo de imposição da passividade acaba perturbando o ajuste de forma que o ganho de precisão em relação ao ajuste calculado pela formulação RVF se perde.

Embora que a possibilidade de incluir a dependência na frequência de circuitos de transmissão mediante bibliotecas de circuitos equivalentes estava incluída no EMTP-ATP há muitos anos atrás, as técnicas de ajuste e inclusão dos modelos em programas tipo EMTP anteriores à publicação do Método de Ajuste Vetorial e da Imposição da Passividade eram parcialmente exitosas, estando limitadas a modelos de ordens relativamente baixas, sem garantir simulações estáveis na sua inclusão em programas tipo EMTP.

É assim que o recente desenvolvimento de computadores mais velozes, assim como de métodos mais eficientes de ajuste e da publicação do Método de imposição da passividade, permitem atualmente a aplicação prática da presente metodologia para a síntese e inclusão da Matriz de Admitância Nodal de elementos do sistema elétrico em simulações efetuadas em programas tipo EMTP.

Finalmente, a presente metodologia pode ser aplicada a outros elementos do sistema elétrico, tais como transformadores, motores, geradores, etc., tanto a partir de dados calculados como medidos.

Capítulo 4

Inclusão de Modelos

Multi-entrada Multi-saída em programas do tipo EMTP-ATP

No capítulo anterior foi apresentada a metodologia para o cálculo de um “bloco” de circuito equivalente multi-entrada multi-saída de um elemento elétrico linear genérico. No presente capítulo modelam-se no EMTP-ATP mediante o uso de circuitos equivalentes os casos previamente abordados na **Sub-Seção 2.3**. Calculam-se as Matrizes de Admitância Nodal de Linhas Elétricas, Estruturas Metálicas e Aterramentos a partir da teoria de Modelagem por Eletrodos Cilíndricos brevemente descrita no **Apêndice C**. No caso da Linha de Transmissão, comparam-se os resultados com aqueles calculados pelo Método das Características e pelo Método proposto por Ametani [70, 71], que constitui-se numa simplificação da representação proposta por Salari e Portela [10, 43], onde não se considera o fator de propagação do meio nas expressões das impedâncias e admitâncias unitárias.

Descreve-se brevemente os processos de ajuste, imposição da passividade e síntese em blocos de circuitos equivalentes seguidos para os elementos do caso exemplo e as dificuldades encontradas em cada passo da modelagem, comparam-se os resultados com aqueles calculados com o FDETP e explicam-se as diferenças encontradas.

Muito embora na literatura técnica já tenham sido apresentados alguns exemplos da síntese e inclusão em blocos de circuitos equivalentes de elementos variantes na frequência do sistema de transmissão elétrico [16–18], ainda não haviam sido reportados resultados na simulação de transitórios num caso exemplo no EMTP-ATP, limitado a representações simplificadas da variação dos parâmetros na frequência de um elemento genérico.

Uma outra vantagem desta realização consiste em fazer o modelo independente do tempo de passo de cálculo nas simulações, característica especialmente vanta-

josa em modelagens de fenômenos transitórios em Sistemas de Potencia de grande envergadura que contem linhas de transmissão de comprimentos curtos.

Finalmente, a inclusão da variação dos parâmetros do solo com a frequência resulta num modelo de Linha de Transmissão mais preciso que o Modelo “JMarti” incorporado na rotina auxiliar “Line Constants” do EMTP-ATP.

4.1 Cálculo da Admitância Nodal

Para calcular a Admitância Nodal da Linha de Transmissão, Estruturas Metálicas e Aterramento implementou-se no programa *Wolfram Mathematica 7.0* uma rotina baseada na teoria de Modelagem por Eletrodos Cilíndricos, a qual designaremos adiante como Método de Segmentação, que é descrita brevemente no **Apêndice C**.

Todos os modelos são baseados em aproximações quase-estacionárias do comportamento do campo elétrico. Isso implica um limite superior de frequência da ordem de alguns poucos MHz [14].

Todas as Admitância Nodais foram calculadas para os Modelos de Solo 1 e Solo 2 apresentados na **Sub-Seção 2.3.2**. Como referência, na Tabela 4.1 abaixo apresenta-se um quadro resumo dos modelos calculados.

Tabela 4.1: Modelos de Admitância Nodal avaliados para cada elemento

Modelo	Linha de Transmissão	Estrutura Metálica	Aterramento
Solo 1	✓	✓	✓
Solo 2	✓	✓	✓

No que segue do texto, apresentam-se os cálculos das Admitâncias Nodais da Linha de Transmissão, Estruturas Metálicas e Aterramento.

4.1.1 Admitância Nodal da Linha

A Matriz de Admitância Nodal foi calculada usando o Método de Segmentação (Seg.) na faixa de frequências de 1 Hz até 1 MHz para uma linha trifásica com um cabo pararraios, com comprimentos de 150 m, 300 m e 3000 m, usando-se um total de 480 segmentos e considerando 500 pontos de frequência, ambas quantidades limitadas pela da capacidade computacional de processamento.

Na Figura 4.1 apresenta-se um esquema de cálculo da Admitância Nodal da Linha

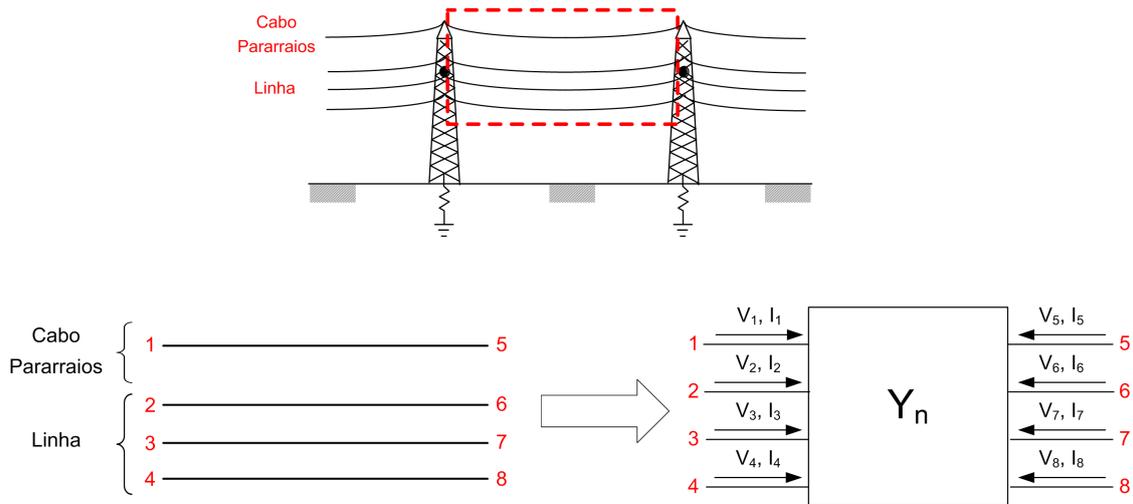


Figura 4.1: Esquema de cálculo - Admitância Nodal - L.T.

Desta forma, obteve-se uma matriz de Admitância Nodal simétrica de 8×8 elementos.

Os resultados foram comparados com aqueles calculados pelo Método das Características (MoC) descrito no **Apêndice B** e com o Método de Ametani [70, 71], avaliados para 1000 pontos de frequência.

Em todos os casos a Linha de Transmissão foi representada a partir da Admitância Nodal segundo a teoria descrita no **Apêndice A**, e o efeito pelicular do solo foi incluído usando-se a profundidade complexa, tal como detalhado no **Apêndice F**.

Na Tabela 4.2 apresenta-se um quadro resumo dos modelos calculados.

Tabela 4.2: Modelos de Admitância Nodal da Linha avaliados

Admitância da Linha (8×8)		150 m	300 m	3000 m
Solo 1	MoC	✓	✓	✓
	Ametani	✓	✓	✓
	Seg.	✓	✓	✓
Solo 2	MoC	✓	✓	✓
	Ametani	✓	✓	✓
	Seg.	✓	✓	✓

Uma comparação gráfica eficiente dos três métodos de cálculo da Admitância Nodal da Linha no trecho localizado na faixa de 1 Hz até a primeira frequência de ressonância, se obtém representando os Módulos e Fases em escala Log-Log e Lin-Log respectivamente.

Nas Figuras 4.2 a 4.13 apresentam-se os Módulos e Fases das Admitância Nodais calculadas.

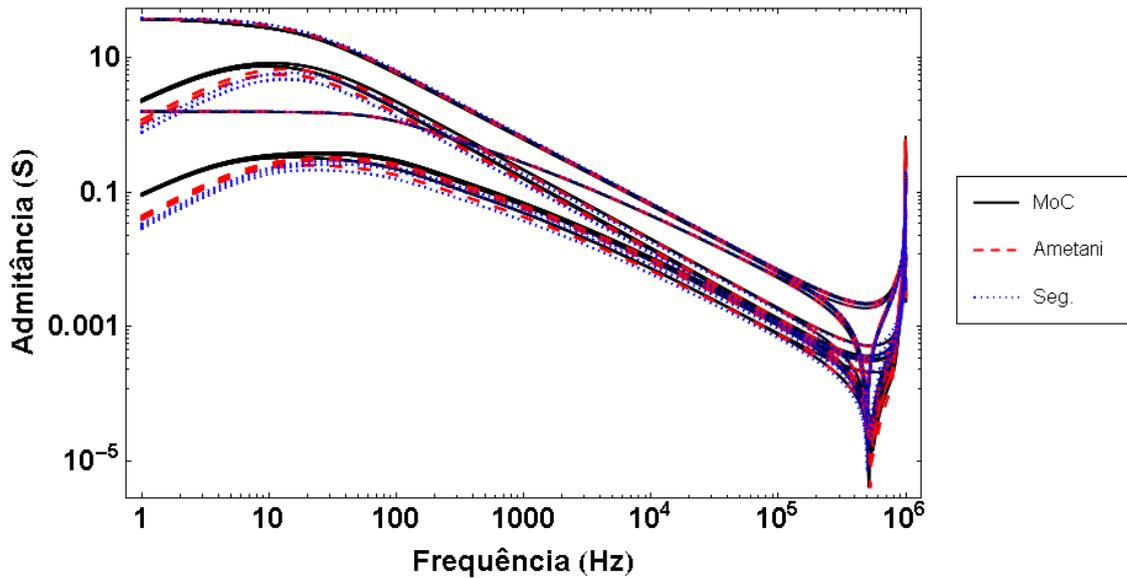


Figura 4.2: Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 150 m - Solo 1

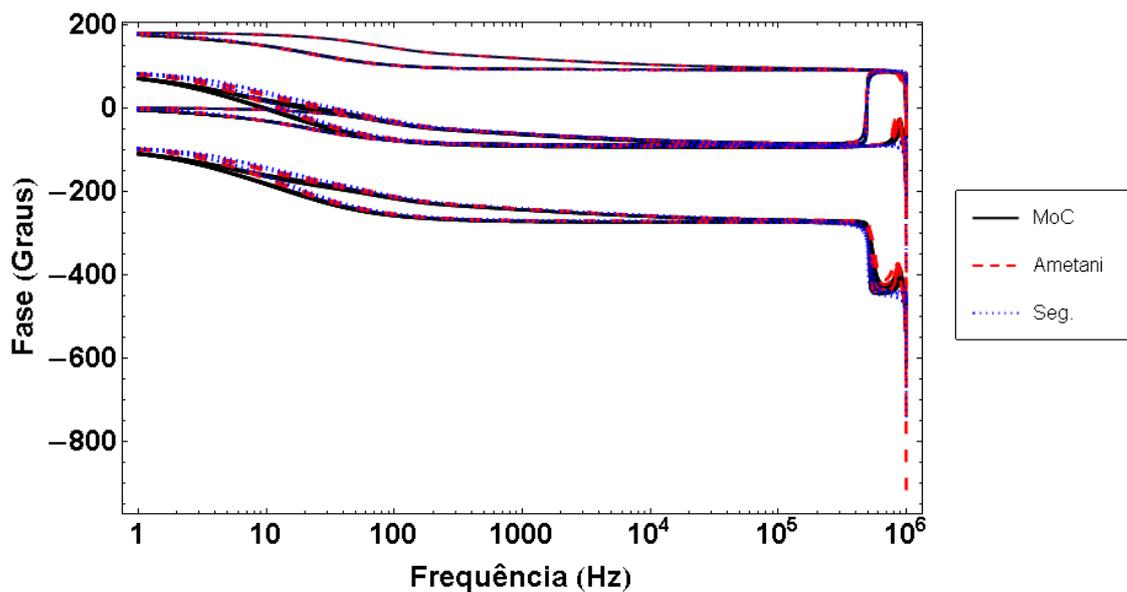


Figura 4.3: Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 150 m - Solo 1

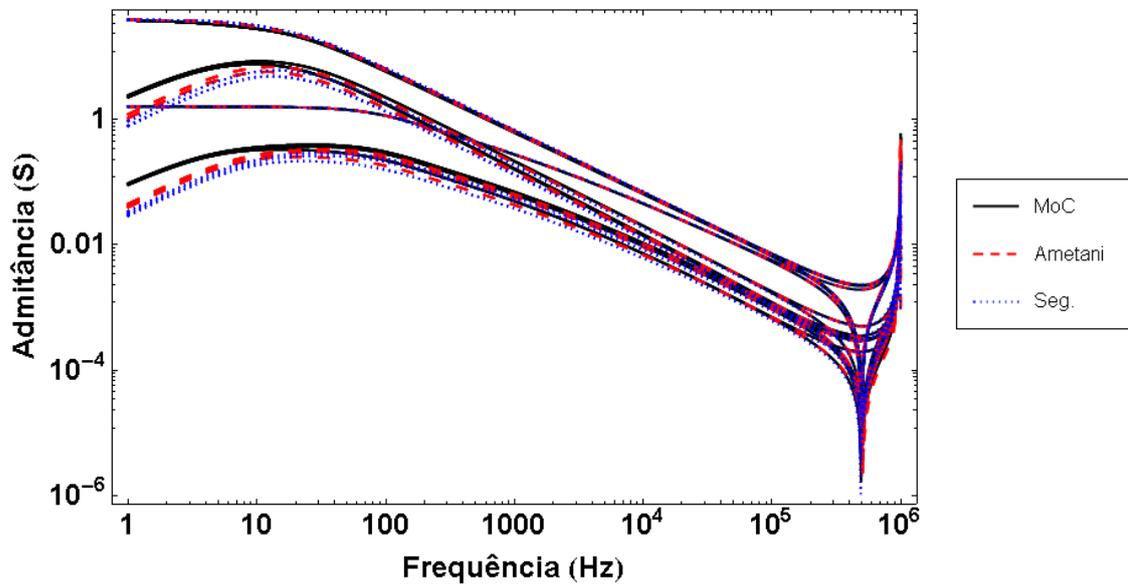


Figura 4.4: Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 150 m - Solo 2

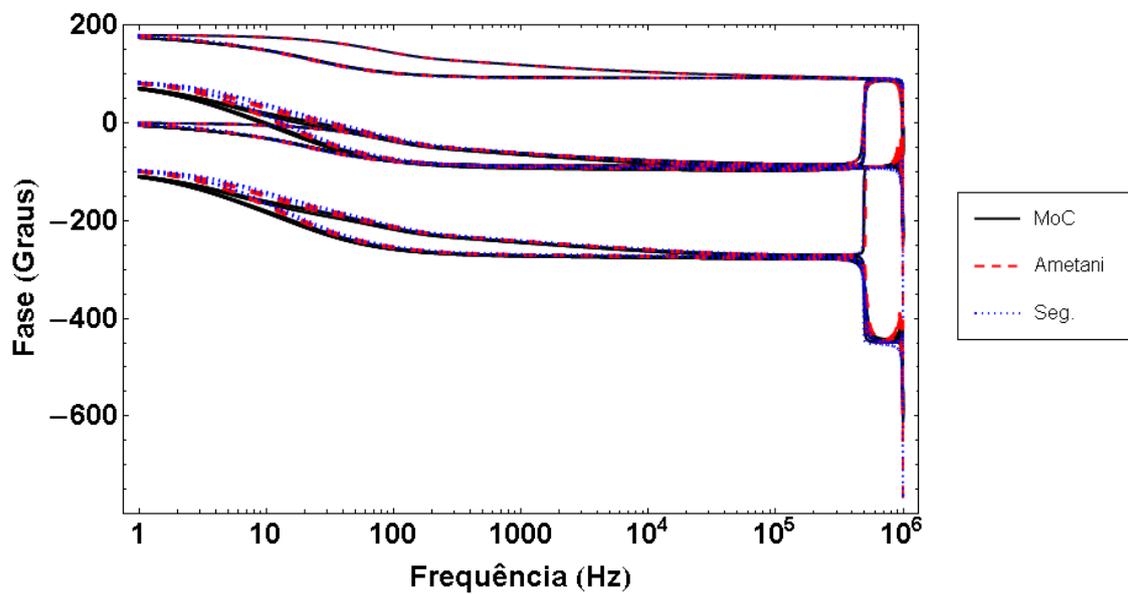


Figura 4.5: Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 150 m - Solo 2

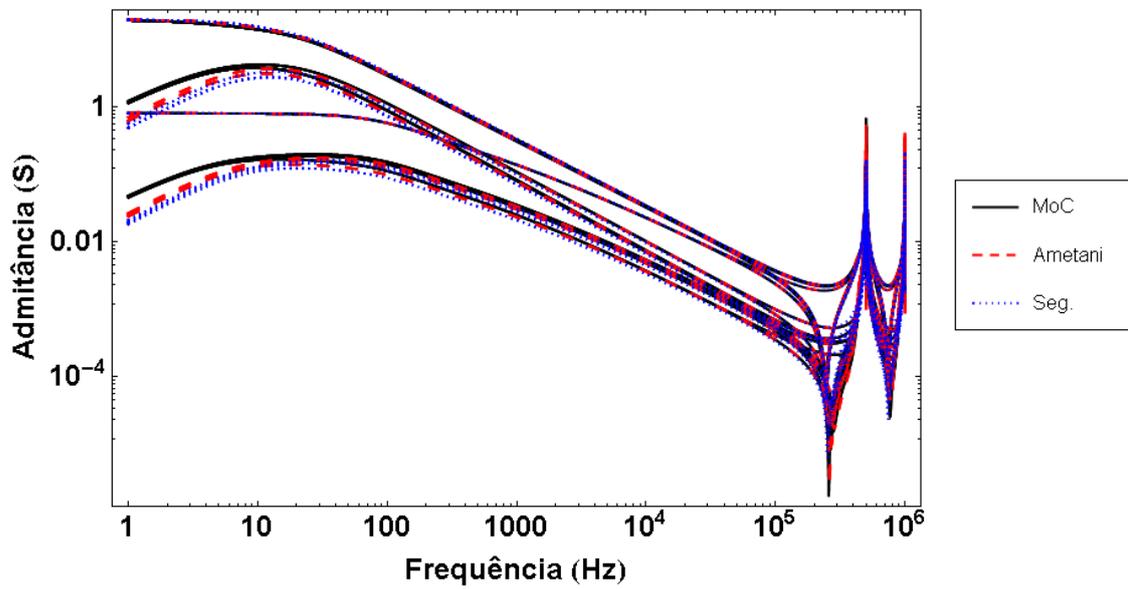


Figura 4.6: Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 300 m - Solo 1

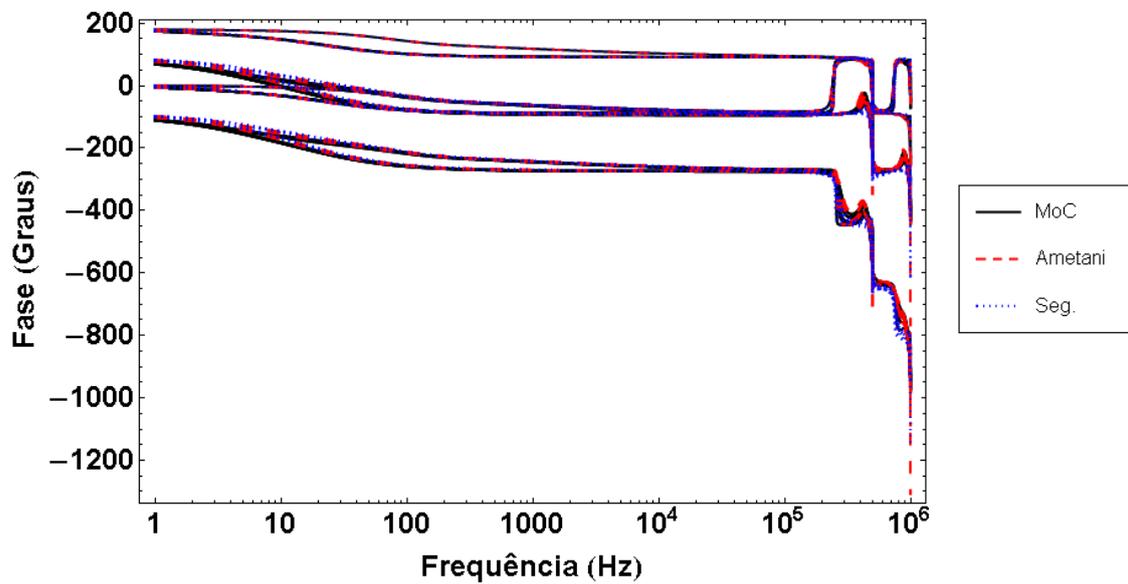


Figura 4.7: Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 300 m - Solo 1

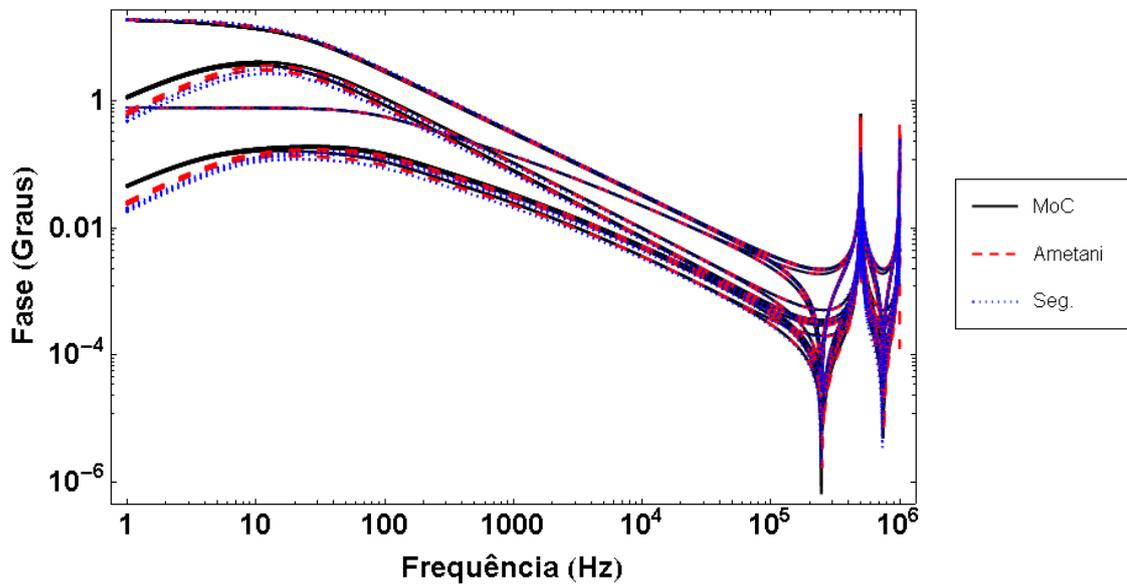


Figura 4.8: Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 300 m - Solo 2

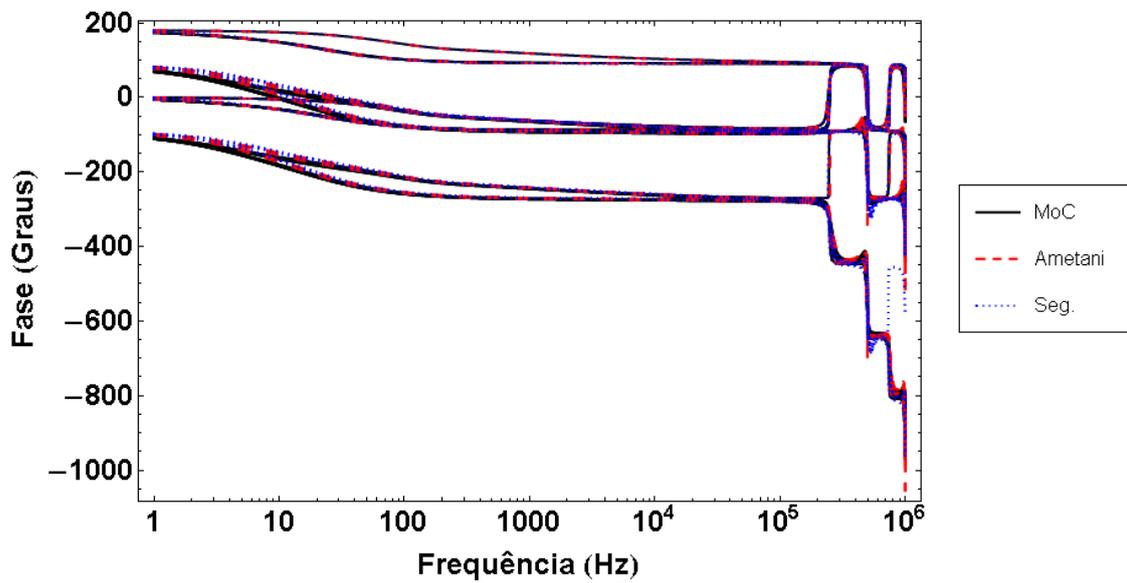


Figura 4.9: Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 300 m - Solo 2

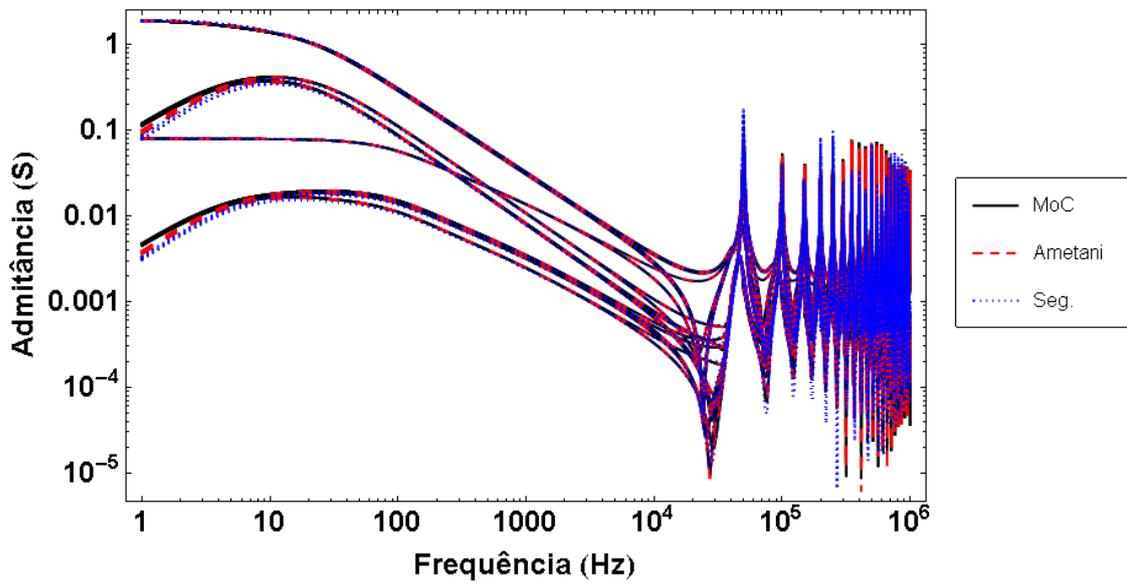


Figura 4.10: Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 3000 m - Solo 1

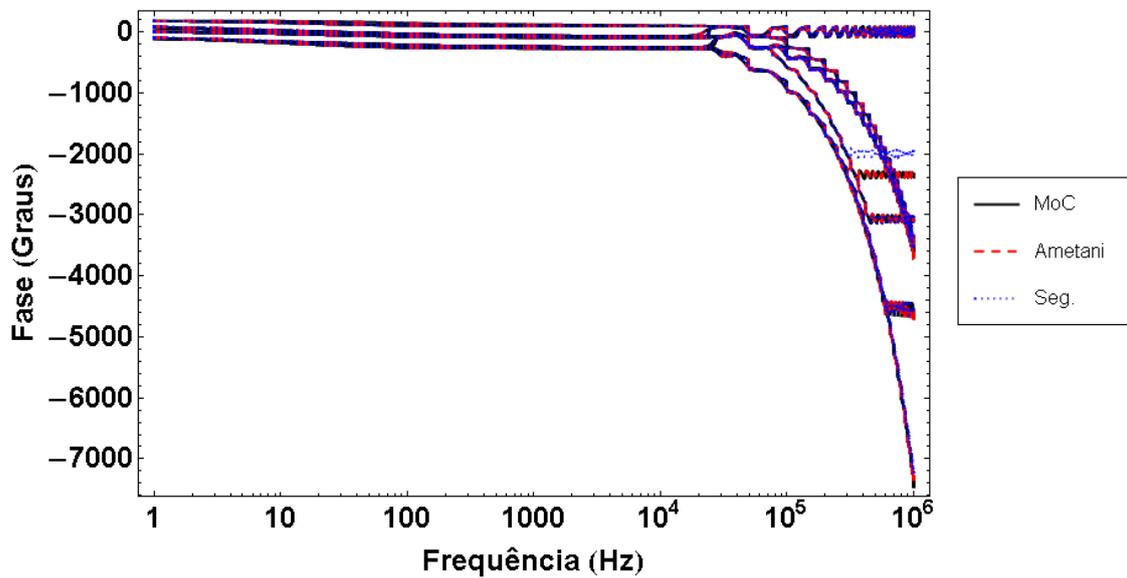


Figura 4.11: Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 3000 m - Solo 1

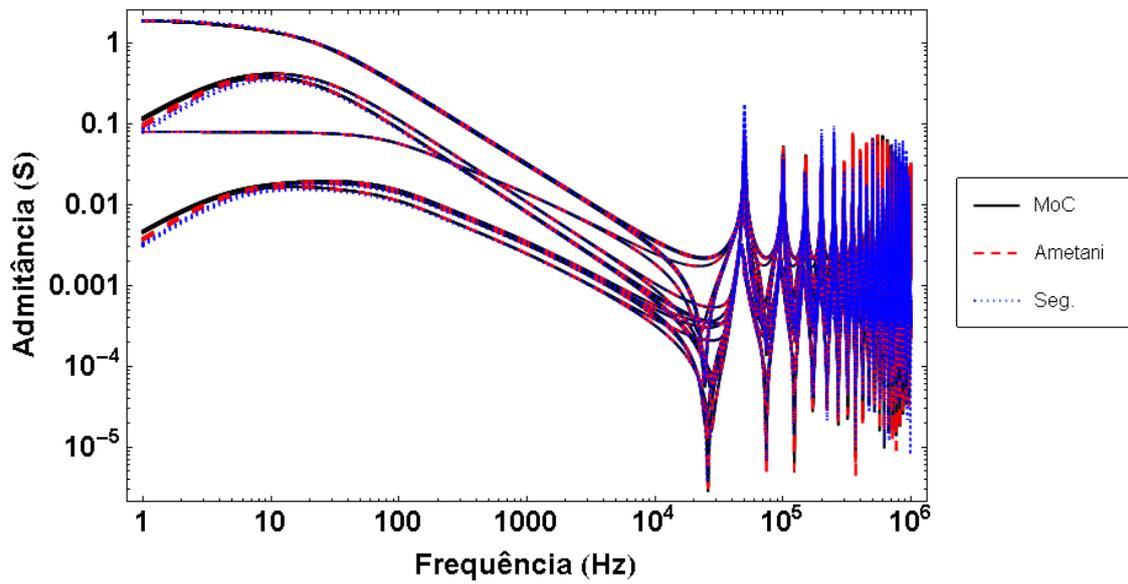


Figura 4.12: Módulo da Admitância Nodal (Log-Log) - Linha 3000 m - Solo 2

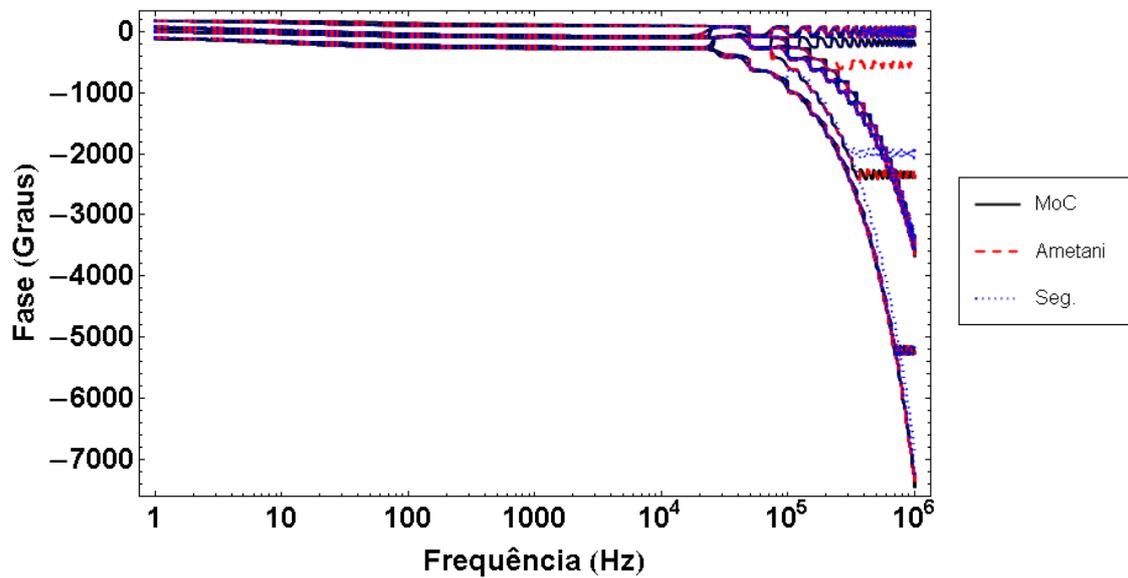


Figura 4.13: Fase da Admitância Nodal (Lin-Log) - Linha 3000 m - Solo 2

Uma comparação gráfica eficiente dos três métodos de cálculo da Admitância Nodal da Linha no trecho dos picos das frequências de ressonância, se obtém representando os Módulos em escala Log-Lin.

Nas Figuras 4.14 a 4.19 apresentam-se os Módulos das Admitância Nodais calculadas.

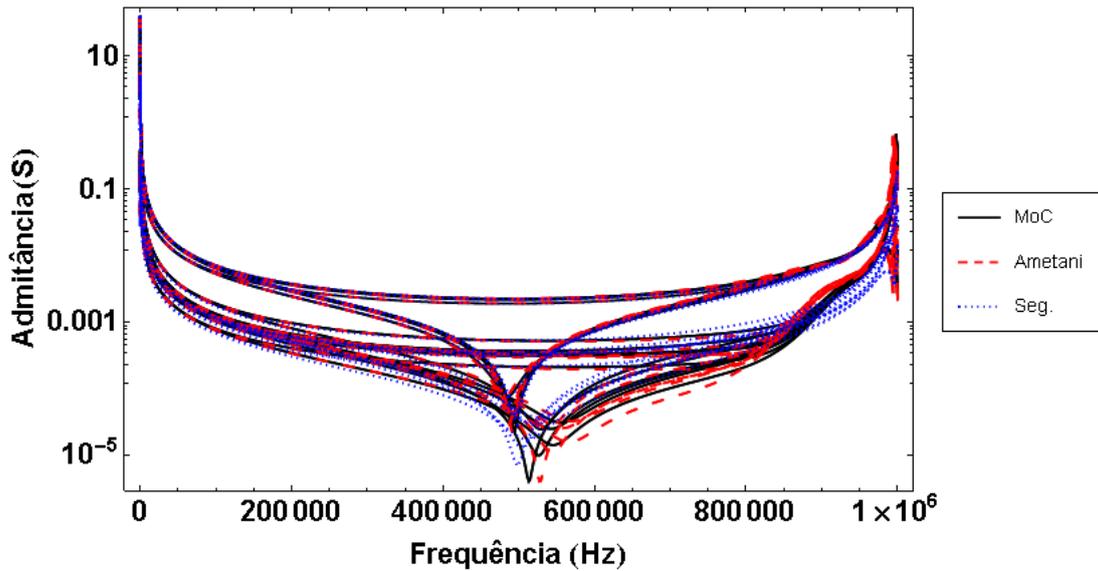


Figura 4.14: Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 150 m - Solo 1

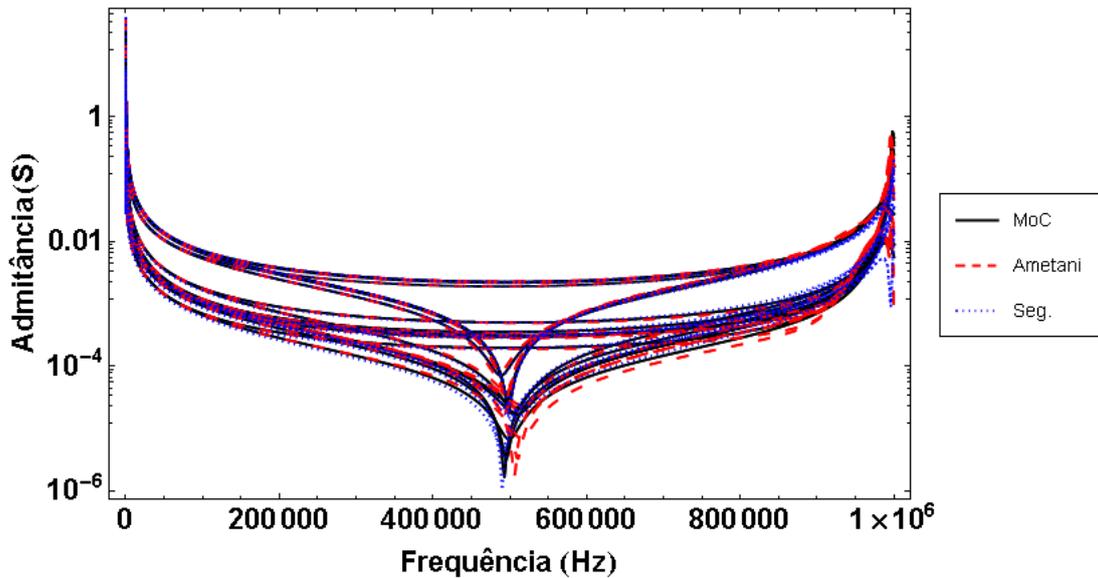


Figura 4.15: Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 150 m - Solo 2

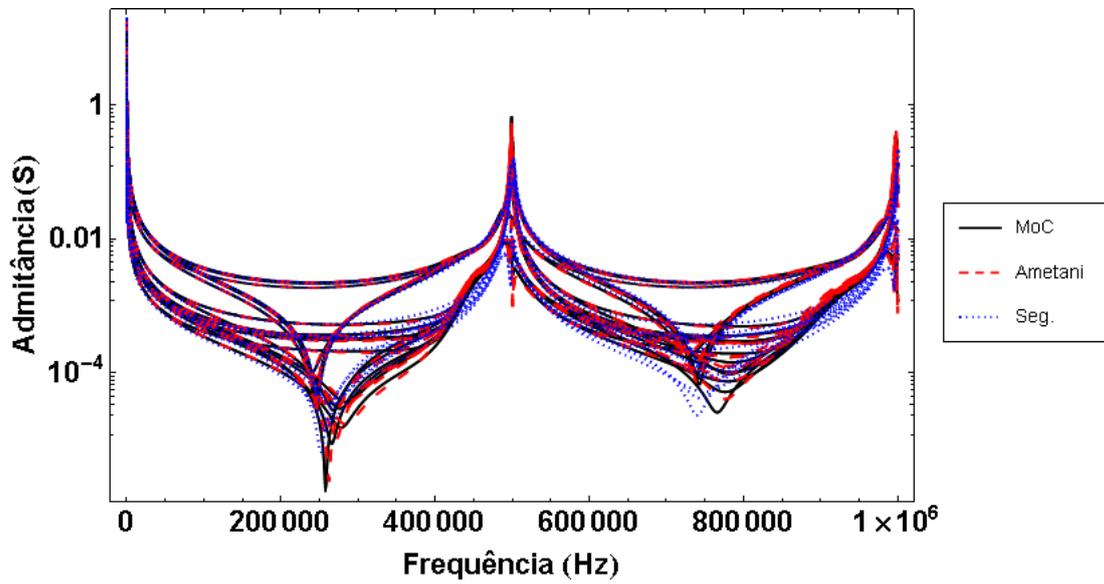


Figura 4.16: Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 300 m - Solo 1

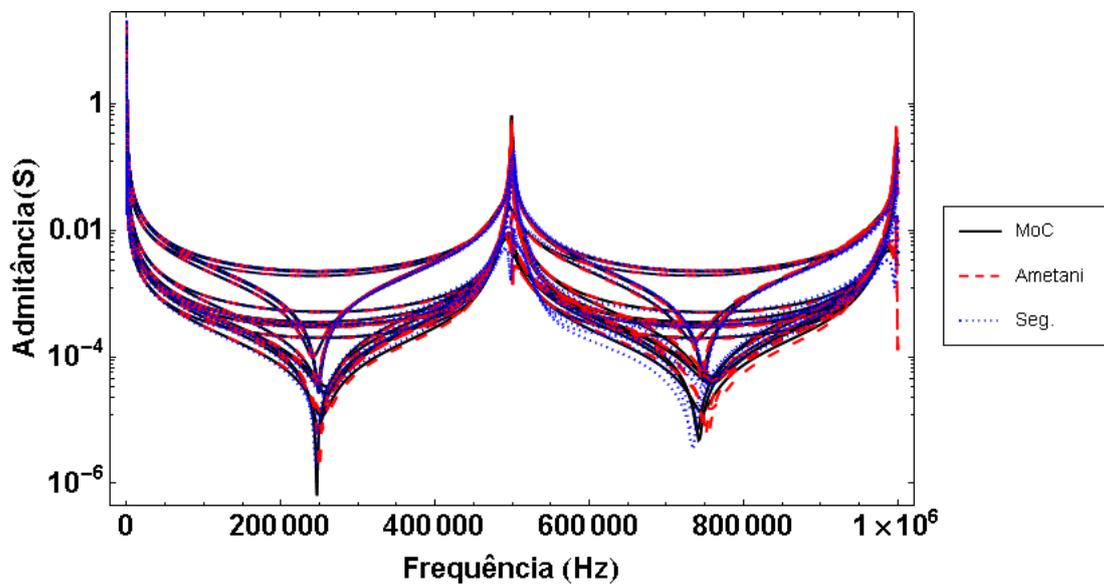


Figura 4.17: Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 300 m - Solo 2

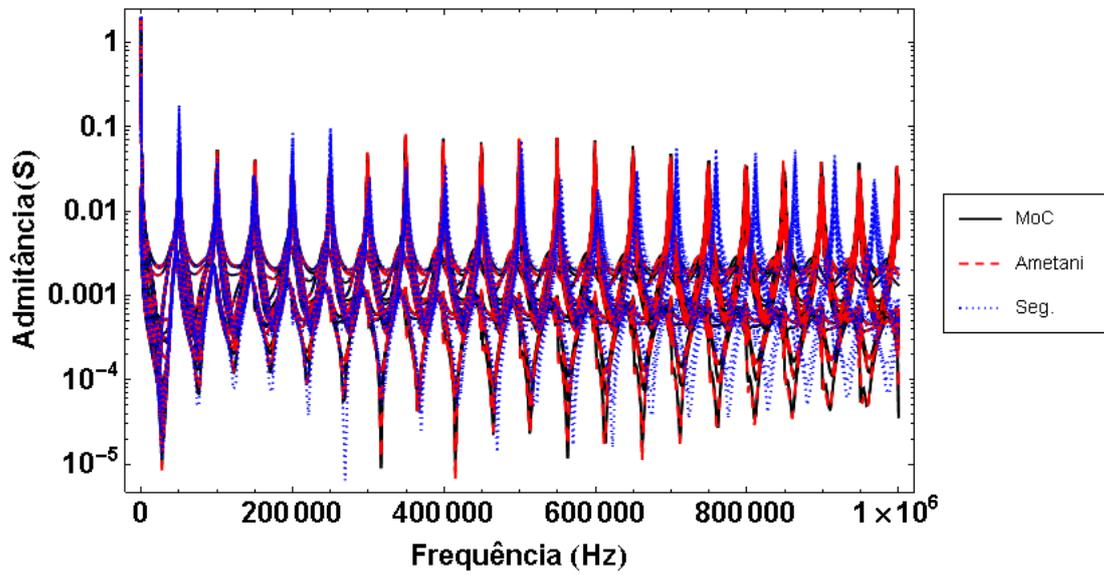


Figura 4.18: Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 3000 m - Solo 1

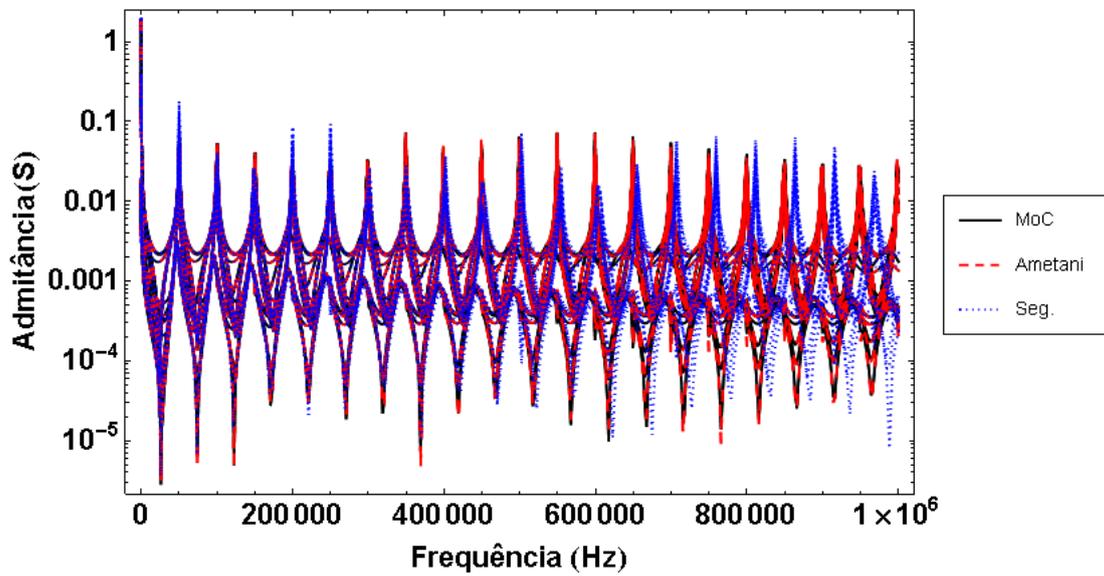


Figura 4.19: Módulo da Admitância Nodal (Log-Lin) - Linha 3000 m - Solo 2

No que segue comparam-se brevemente as admitâncias próprias e mútuas da Matriz de Admitância Nodal calculada pelos Métodos de Segmentação, Método das Características e o Método de Ametani, sendo as admitâncias próprias aquelas que apresentam os maiores valores ao longo da faixa de frequência.

Na faixa de 1 Hz até a primeira frequência de ressonância de cada linha, as admitâncias próprias da Matriz de Admitância Nodal calculadas pelos três métodos apresentam mínimas diferenças; no entanto, as admitâncias mútuas apresentam ligeiros desvios devido ao desenvolvimento teórico do Método das Características, que considera uma propagação por onda TEM ao longo de um condutor de comprimento infinito, a diferença do Método de Ametani, que considera uma linha de comprimento finito, e do Método de Segmentação, cujo desenvolvimento está baseado nas equações de Maxwell aplicadas em condutores segmentados.

Na faixa das frequências de ressonância, o cálculo pelo Método de Segmentação apresentou diferenças com os outros métodos, tanto no modelo de Solo 1 como de Solo 2. Uma verificação dos cálculos requer para esse método o uso de uma maior segmentação da linha e um maior número de pontos de frequência. Esses requerimentos demandam o desenvolvimento de um algoritmo em uma linguagem compilada, o qual se encontra fora dos objetivos da presente pesquisa.

Finalmente, embora a precisão do Método de Segmentação com uma divisão de segmentos e número de frequências adequadas seja superior àquela de qualquer outro Método simplificado, sua menor eficiência computacional em linguagens de programação não compiladas obriga, nos casos de interesse prático, a calcular as Admitâncias Nodais da linha pelo Método das Características ou pelo Método de Ametani.

4.1.2 Admitância Nodal do Aterramento das Estruturas

A Matriz de Admitância Nodal foi calculada na faixa de frequências de 1 Hz até 2 MHz para o Aterramento descrito na **Sub-Seção 2.3.5** usando-se um total de 480 segmentos e considerando 200 pontos de frequência, ambas quantidades limitadas pela capacidade computacional de processamento.

Na Figura 4.20 apresenta-se um esquema de cálculo da Admitância Nodal do Aterramento

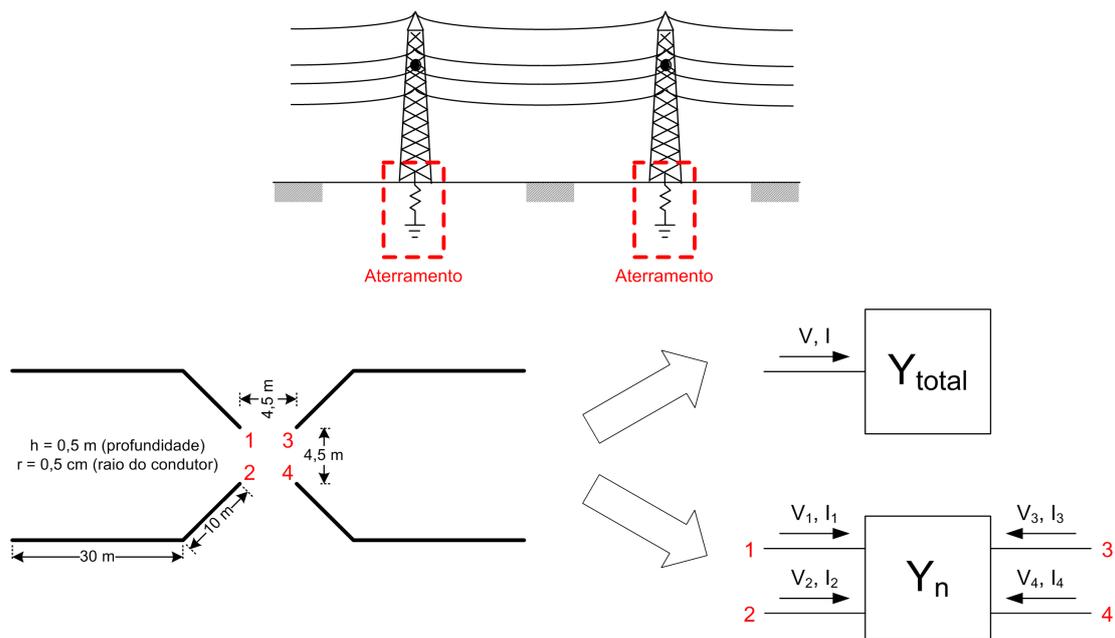


Figura 4.20: Esquema de cálculo - Admitância Nodal - Aterramento

Desta forma, obteve-se uma matriz de Admitância Nodal simétrica de 4×4 elementos e uma Admitância Total de Aterramento de natureza escalar, para os mesmos pontos de frequência.

Na Tabela 4.3 apresenta-se um quadro resumo dos modelos calculados.

Tabela 4.3: Modelos de Admitância Nodal de Aterramento avaliados

Admitância de Aterramento	Total (1×1)	Matricial (4×4)
Solo 1	✓	✓
Solo 2	✓	✓

Nas Figuras 4.21 a 4.24 apresentam-se os elementos da Matriz de Admitância Nodal e Total de Aterramento para o Modelo de Solo 1.

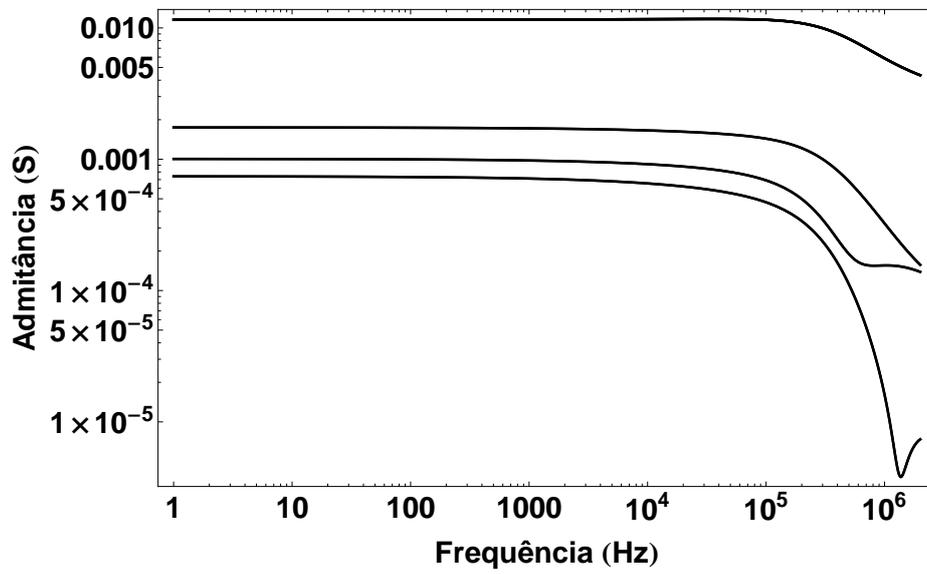


Figura 4.21: Módulo da Matriz de Admitância Nodal - Aterramento - Solo 1

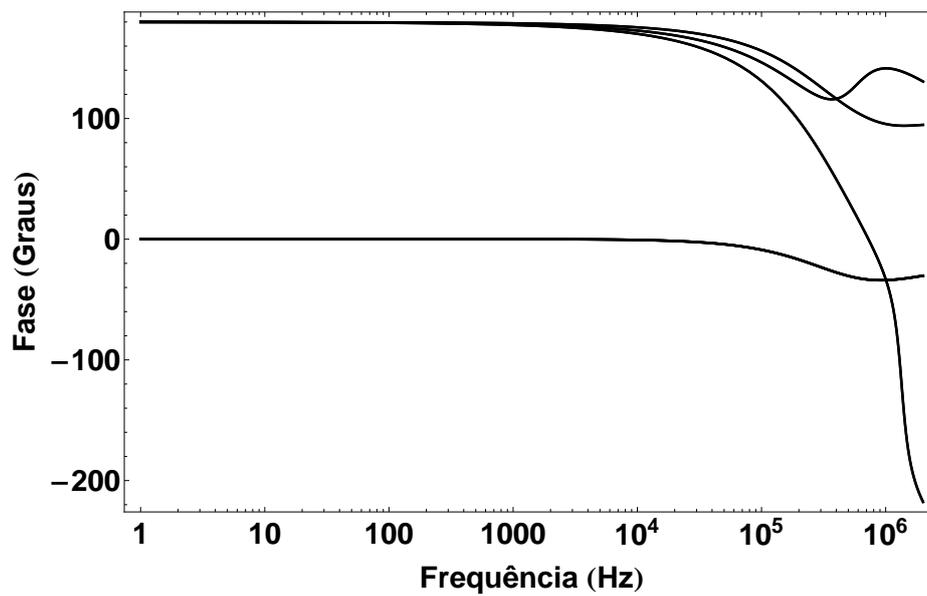


Figura 4.22: Fase da Matriz de Admitância Nodal - Aterramento - Solo 1

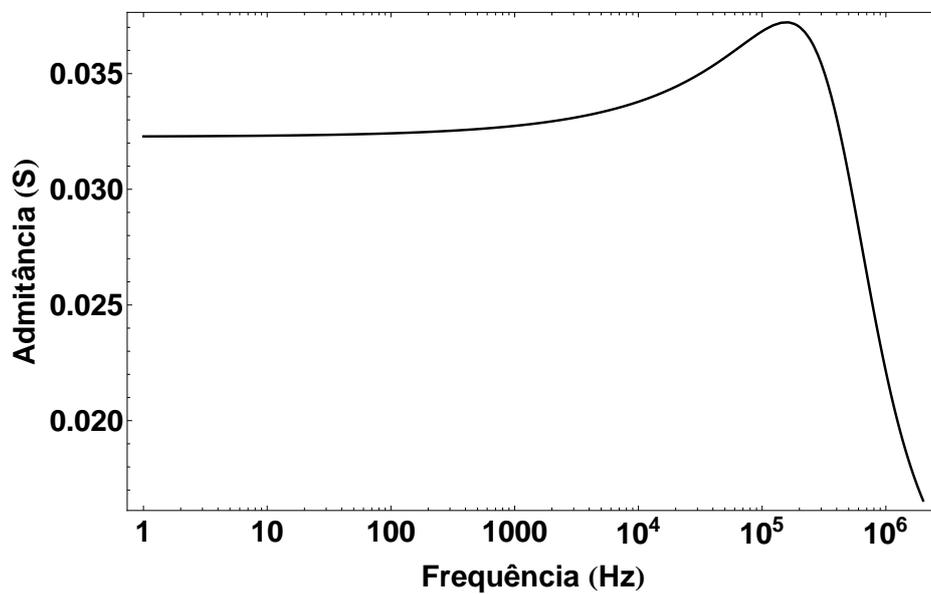


Figura 4.23: Módulo da Admitância Total - Aterramento - Solo 1

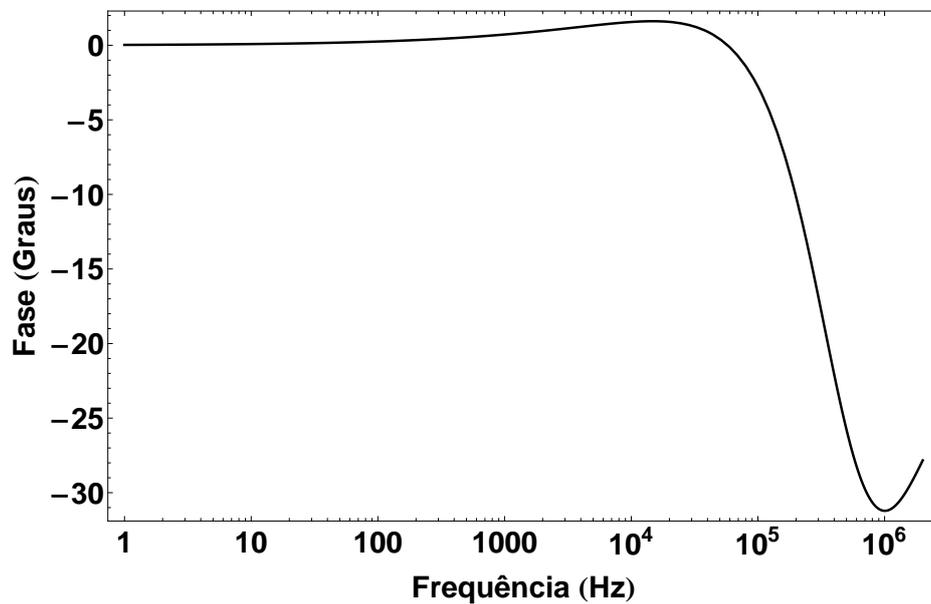


Figura 4.24: Fase da Admitância Total - Aterramento - Solo 1

Nas Figuras 4.25 a 4.28 apresentam-se os elementos da Matriz de Admitância Nodal e Total de Aterramento para o Modelo de Solo 2.

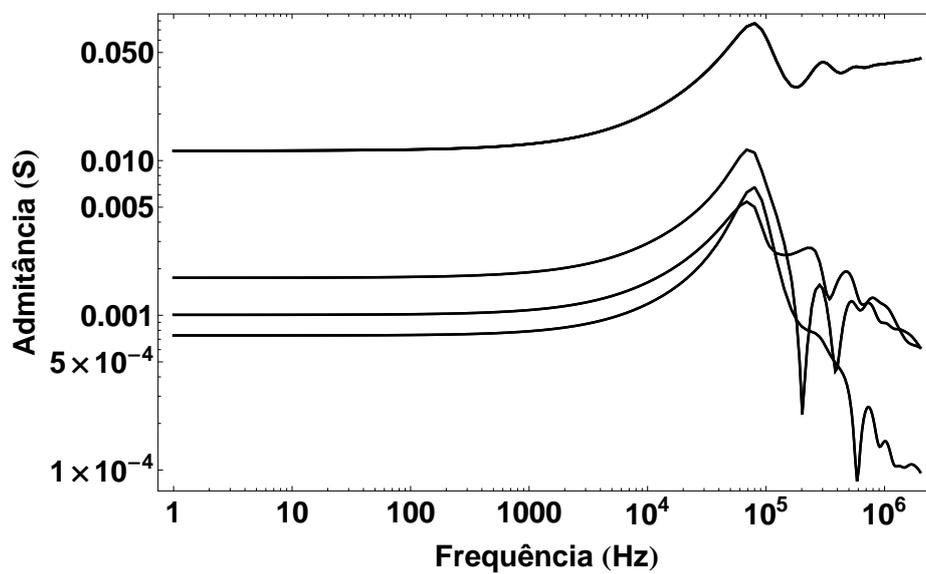


Figura 4.25: Módulo da Matriz de Admitância Nodal - Aterramento - Solo 2

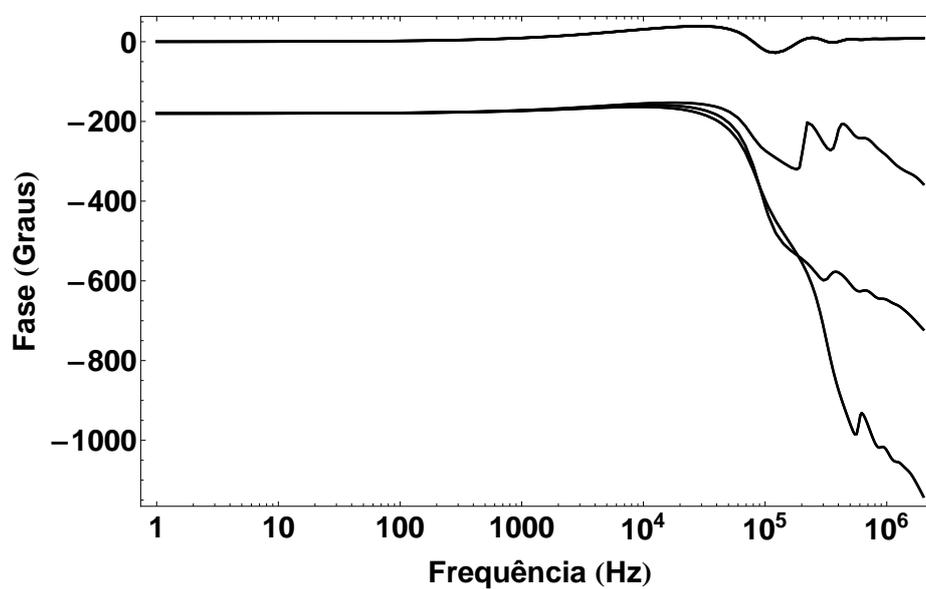


Figura 4.26: Fase da Matriz de Admitância Nodal - Aterramento - Solo 2

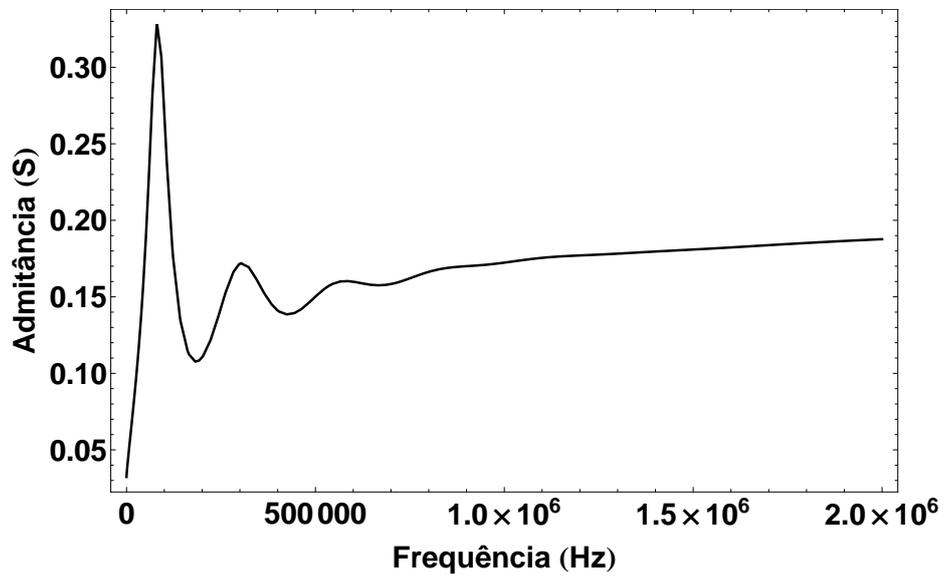


Figura 4.27: Módulo da Admitância Total - Aterramento - Solo 2

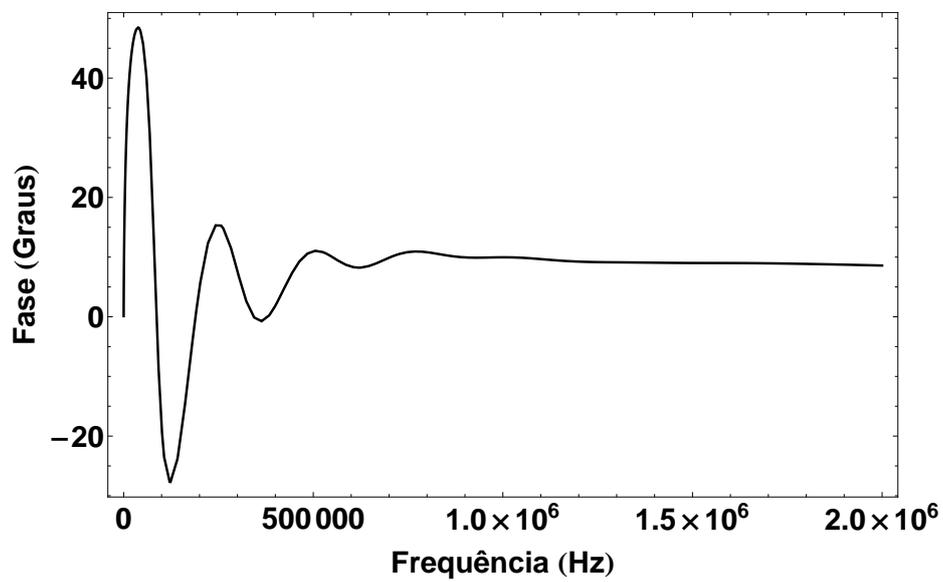


Figura 4.28: Fase da Admitância Total - Aterramento - Solo 2

Para o Modelo de Solo 2, comparou-se a Admitância Total de Aterramento com aquela calculada pelo programa FDETP, que utiliza a metodologia descrita em [41]. Nas Figuras 4.29 e 4.30 apresentam-se os resultados obtidos.

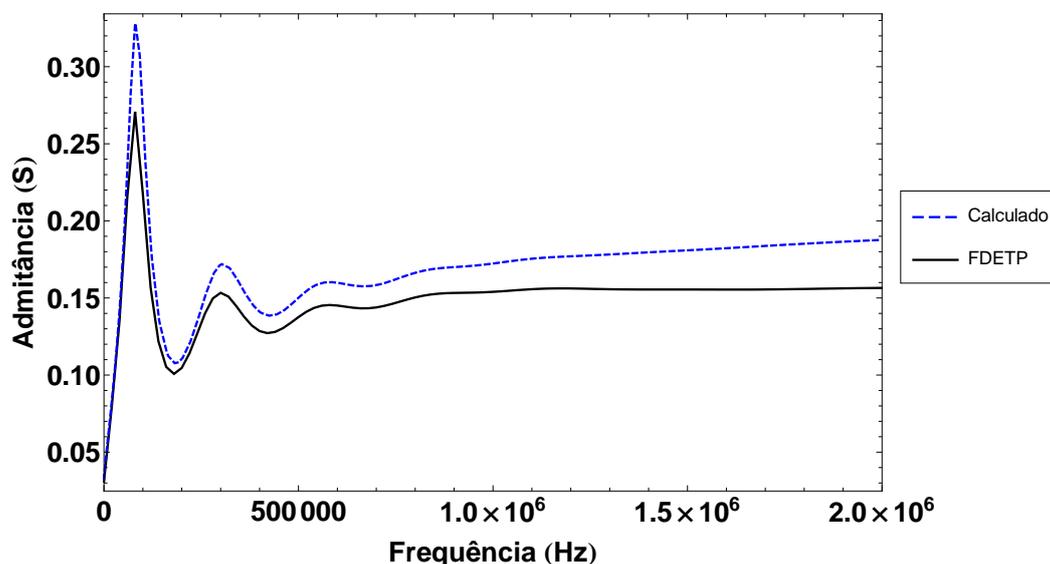


Figura 4.29: Módulo da Admitância Equivalente - Calculado vs FDETP

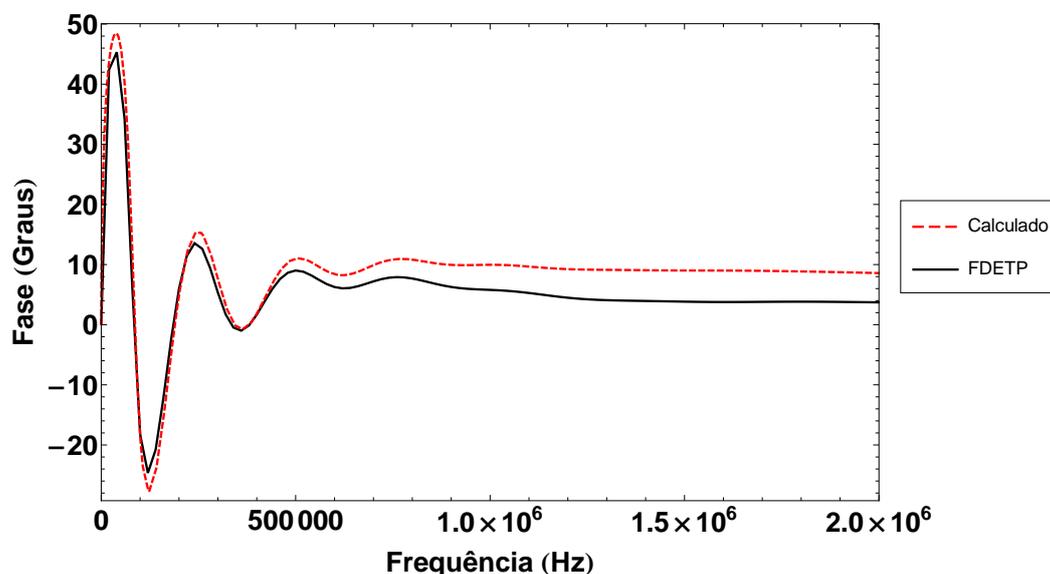


Figura 4.30: Fase da Admitância Equivalente - Calculada vs FDETP

As diferenças nos resultados são atribuídas à maior precisão do método de cálculo por Campos Elétricos utilizado no FDETP, comparada àquela do cálculo por Potenciais Elétricos, método desenvolvido e utilizado durante a presente pesquisa.

O efeito das discrepâncias entre os resultados mostrados nas Figuras acima acarreta numa diferença nos valores de frente de onda. Na presente pesquisa não foi avaliado quantitativamente esse efeito.

No circuito de transmissão a ser avaliado, um efeito estimado da maior admitância calculada nas altas frequências será uma redução não maior a 20 % nos valores das tensões de frente de onda a serem calculados, efeito que diminuirá ou sumirá na meia onda e na cauda da onda.

4.1.3 Admitância Nodal das Estruturas Metálicas

A Matriz de Admitância Nodal foi calculada na faixa de frequências de 1 Hz até 1 MHz para a Estrutura Metálica descrita na **Sub-Seção 2.3.4** usando-se um total de 420 segmentos e considerando 200 pontos de frequência, ambas quantidades limitadas pela da capacidade computacional de processamento.

Na Figura 4.31 apresenta-se um esquema de cálculo da Admitância Nodal da Estrutura Metálica.

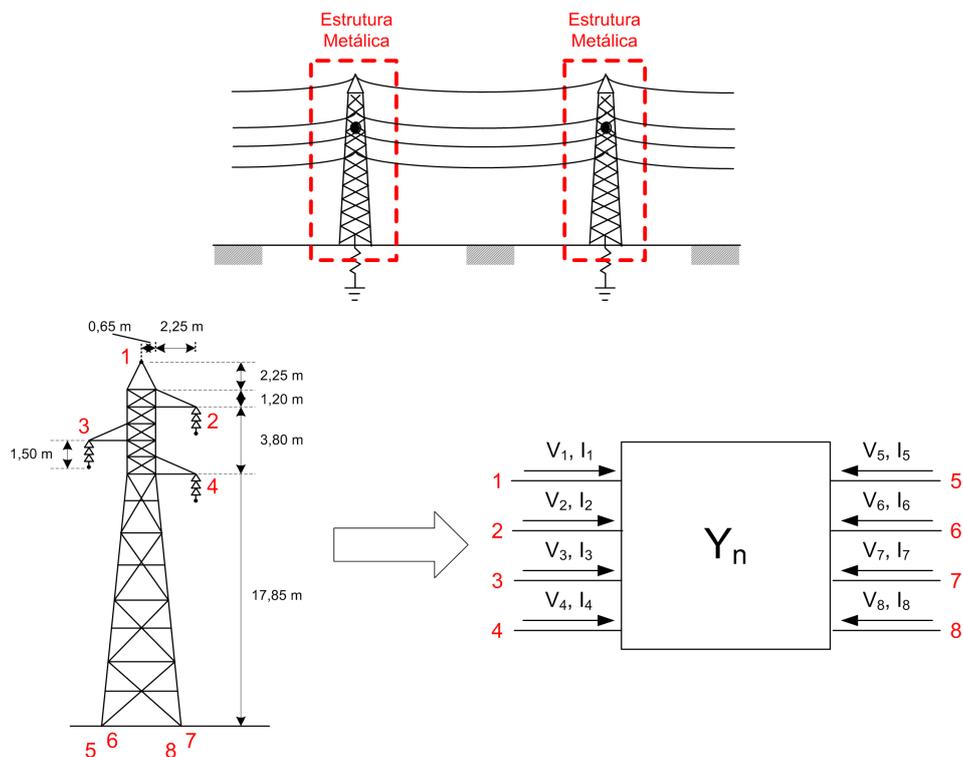


Figura 4.31: Esquema de cálculo - Admitância Nodal - Estrutura Metálica

Desta forma, obteve-se uma matriz de Admitância Nodal simétrica de 8×8 elementos.

Nas Figuras 4.32 a 4.35 apresentam-se os elementos da matriz de Admitância Nodal.

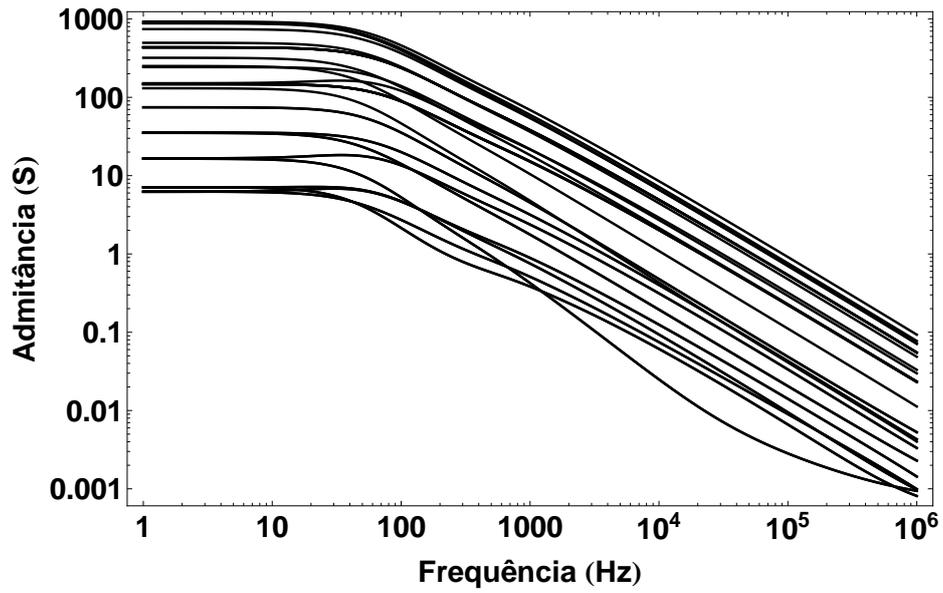


Figura 4.32: Módulo da Matriz de Admitância Nodal - Estrutura - Solo 1

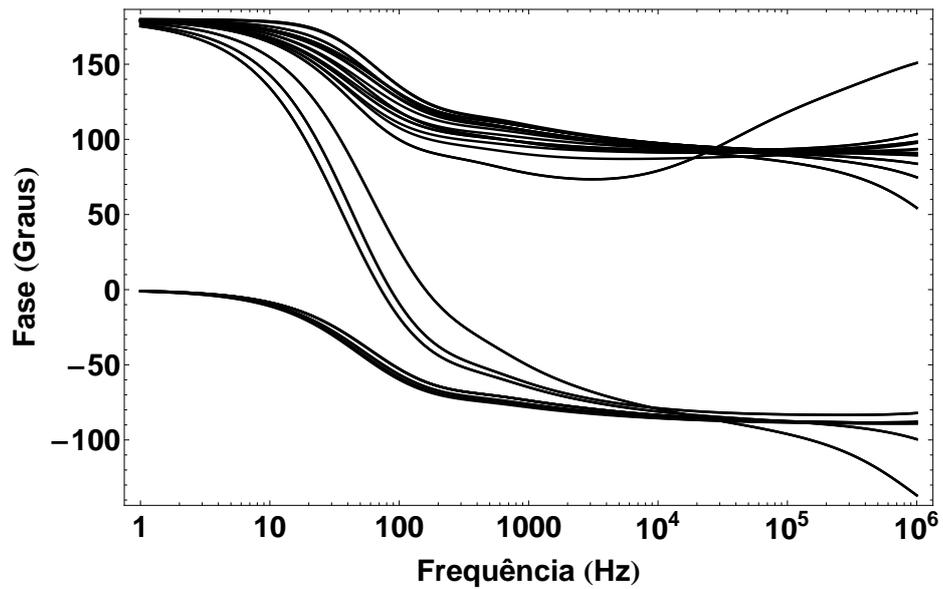


Figura 4.33: Fase da Matriz de Admitância Nodal - Estrutura - Solo 1

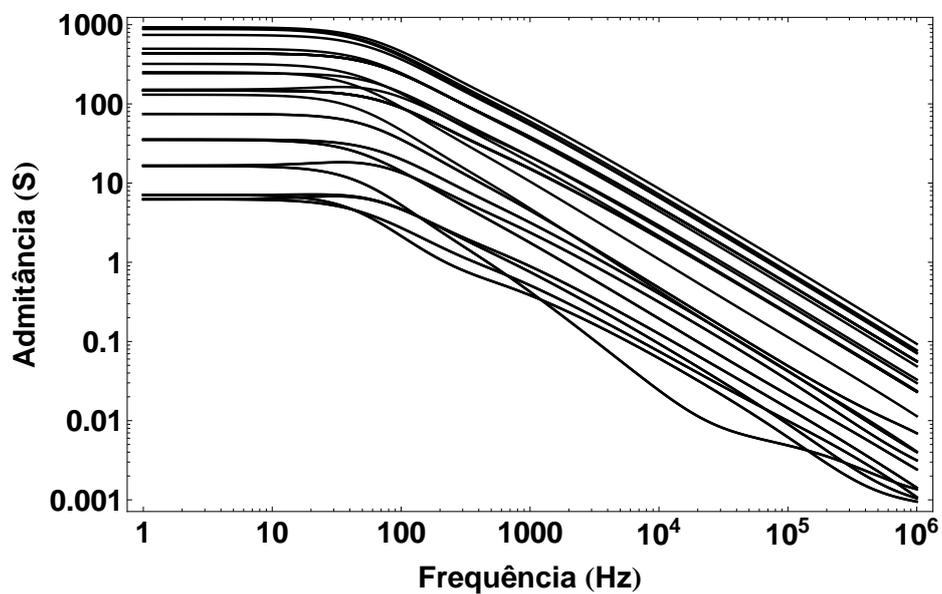


Figura 4.34: Módulo da Matriz de Admitância Nodal - Estrutura - Solo 2

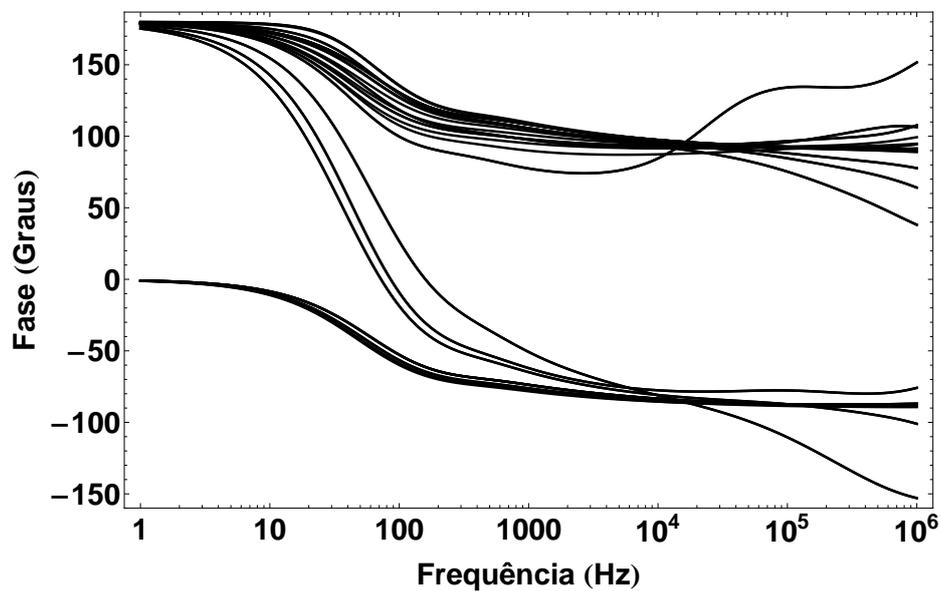


Figura 4.35: Fase da Matriz de Admitância Nodal - Estrutura - Solo 2

4.2 Ajuste da resposta em frequência

As matrizes de Admitância Nodal foram calculadas na faixa de 1 Hz até 1 MHz no programa *Wolfram Mathematica 7.0*, sendo depois exportadas para o *Matlab*. Nesse último foi utilizada a rotina *VFdriver.m* [40], parte integrante do “Matrix Fitting Toolbox”. Considerou-se apenas o ajuste das funções empregando o Método de Ajuste Vetorial Relaxado.

No que segue apresentam-se os resultados obtidos.

4.2.1 Linha de Transmissão

Os ajustes das Matrizes de Admitância Nodal (Y_n) dos trechos de linha de 150 m, 300 m e 3000 m para os Modelos de Solo 1 e Solo 2 foram realizados sobre os resultados obtidos pelo Método das Características (MoC) e pelo Método de Segmentação (Seg.), deixando-se de lado o Método de Ametani ao ser este um método híbrido dos outros dois métodos, e que apresentou resultados similares.

Aproveitou-se a simetria da Matriz de Admitância Nodal da linha, reduzindo o número de elementos ajustados de $n^2 = 64$ até $n(n + 1) / 2 = 36$.

Nas Figuras 4.36 a 4.59 apresentam-se os ajustes das Admitâncias Nodais para cada trecho de linha em Módulo e Fase.

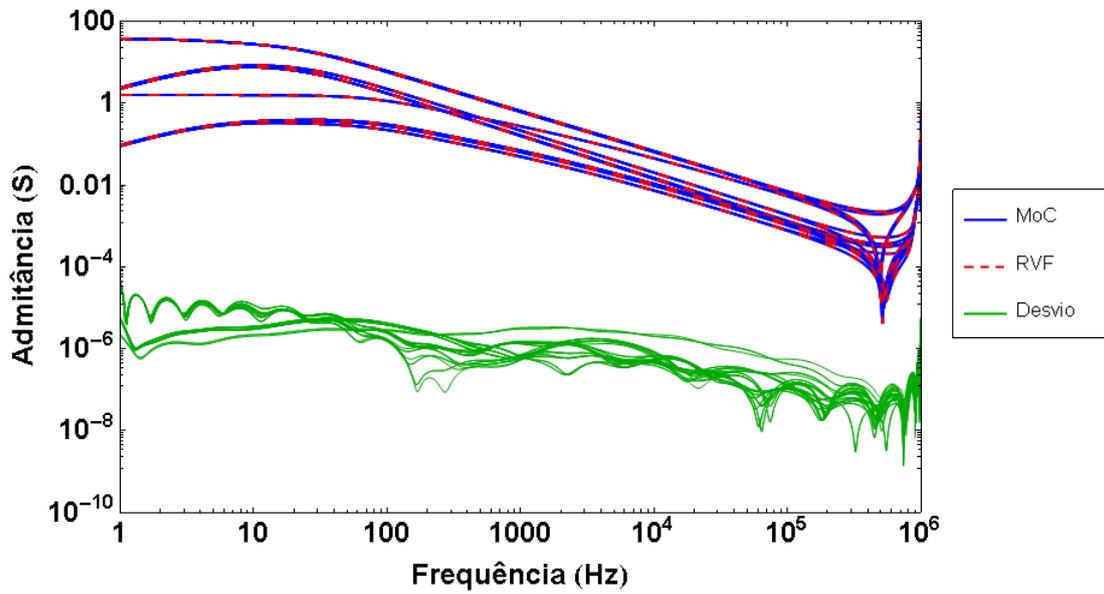


Figura 4.36: Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 150 m - Solo 1

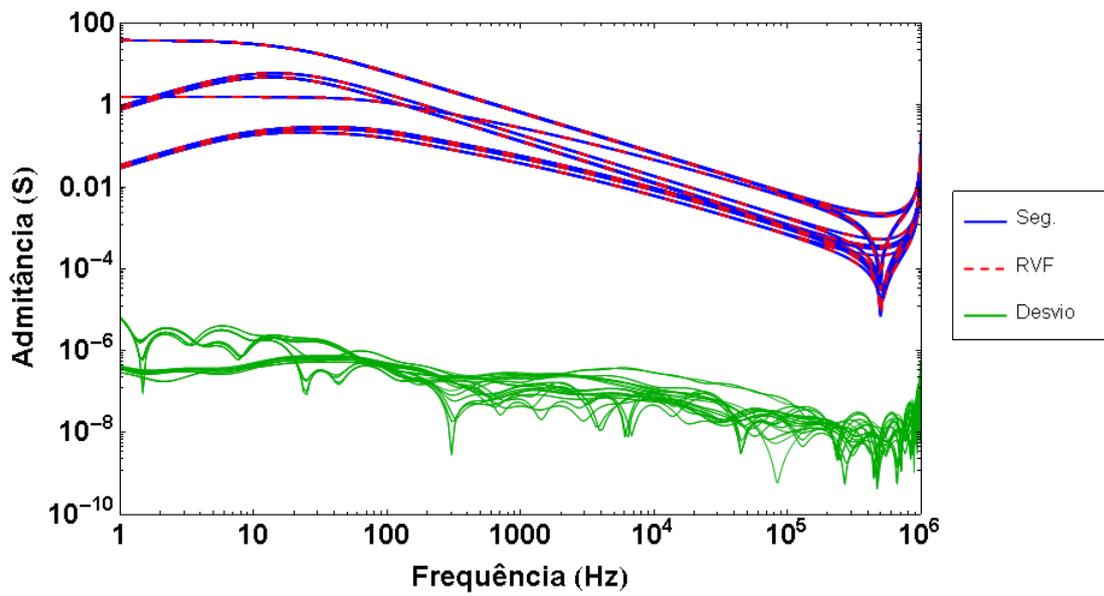


Figura 4.37: Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 150 m - Solo 1

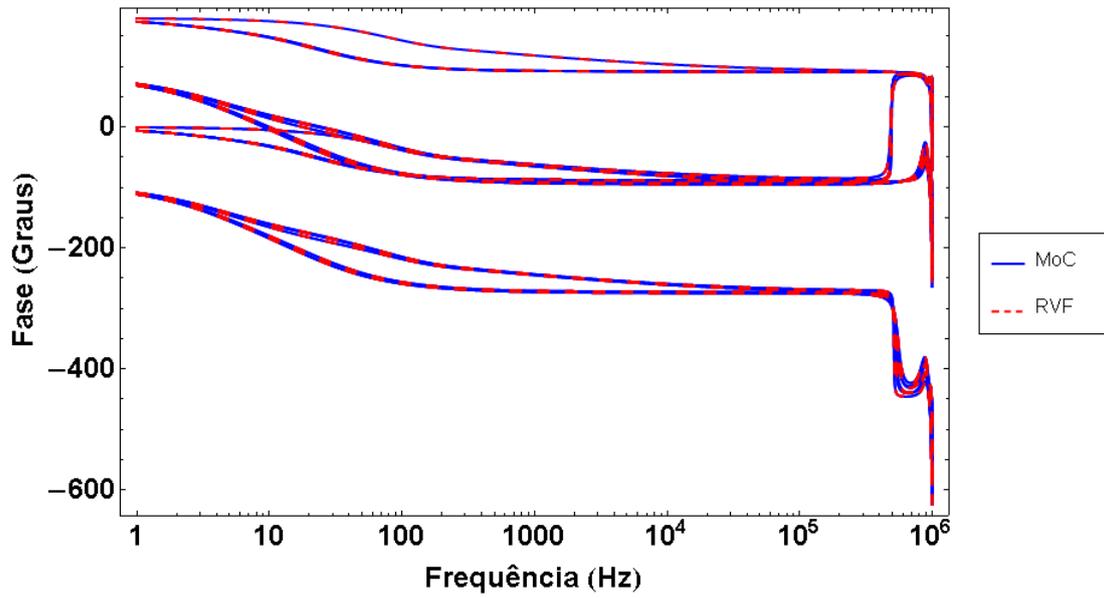


Figura 4.38: Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 150 m - Solo 1

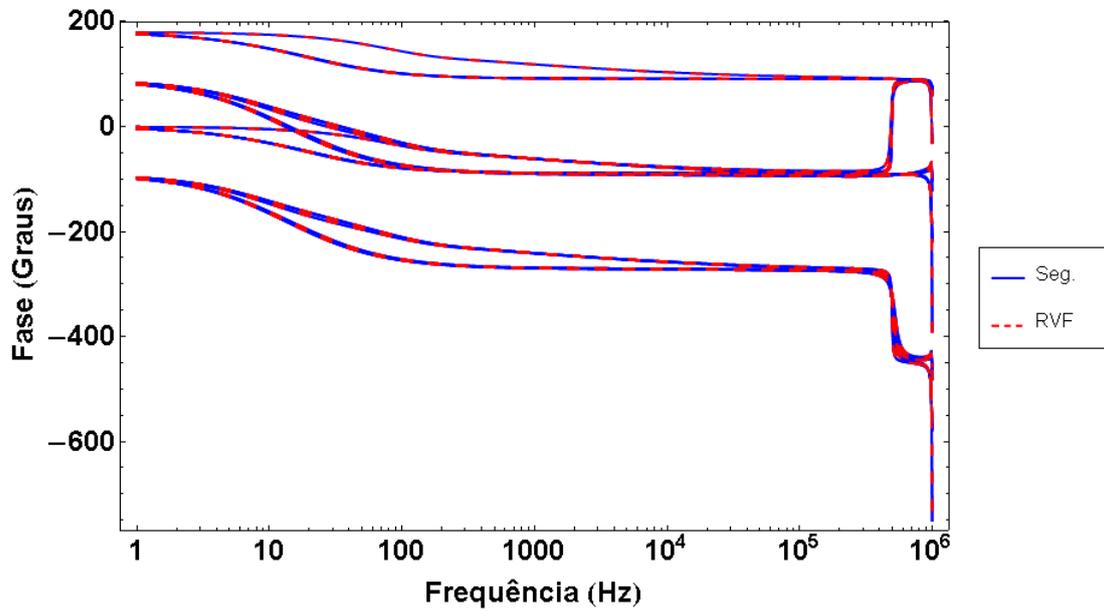


Figura 4.39: Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 150 m - Solo 1

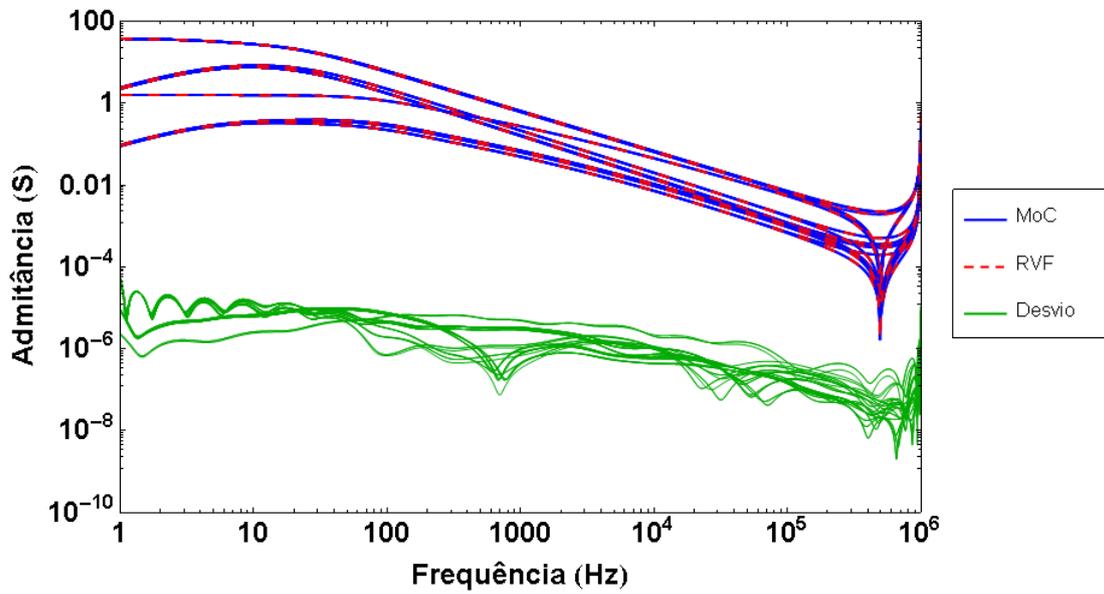


Figura 4.40: Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 150 m - Solo 2

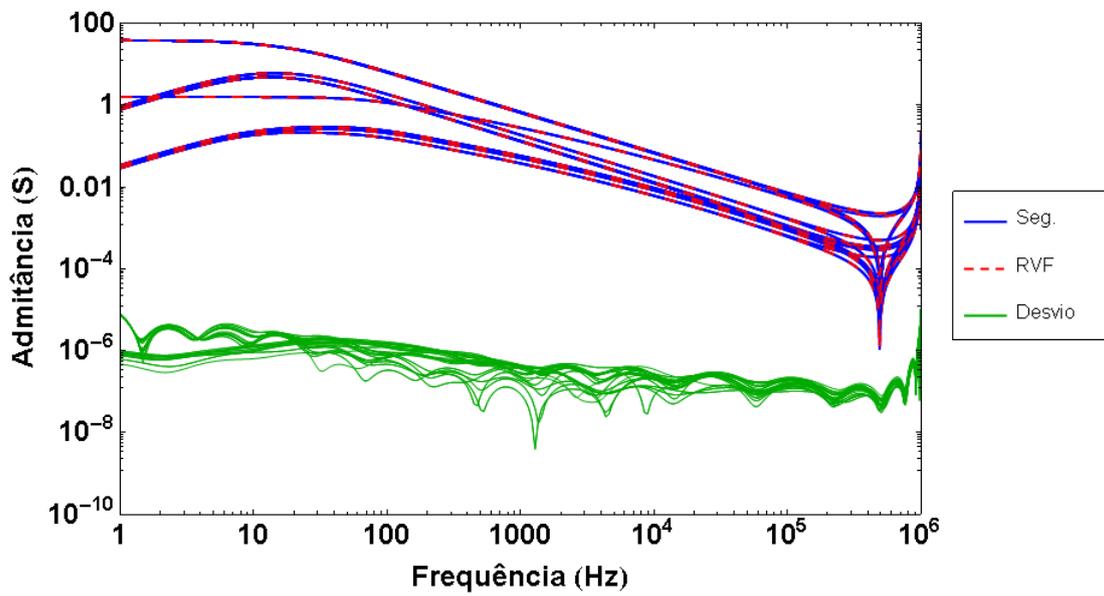


Figura 4.41: Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 150 m - Solo 2

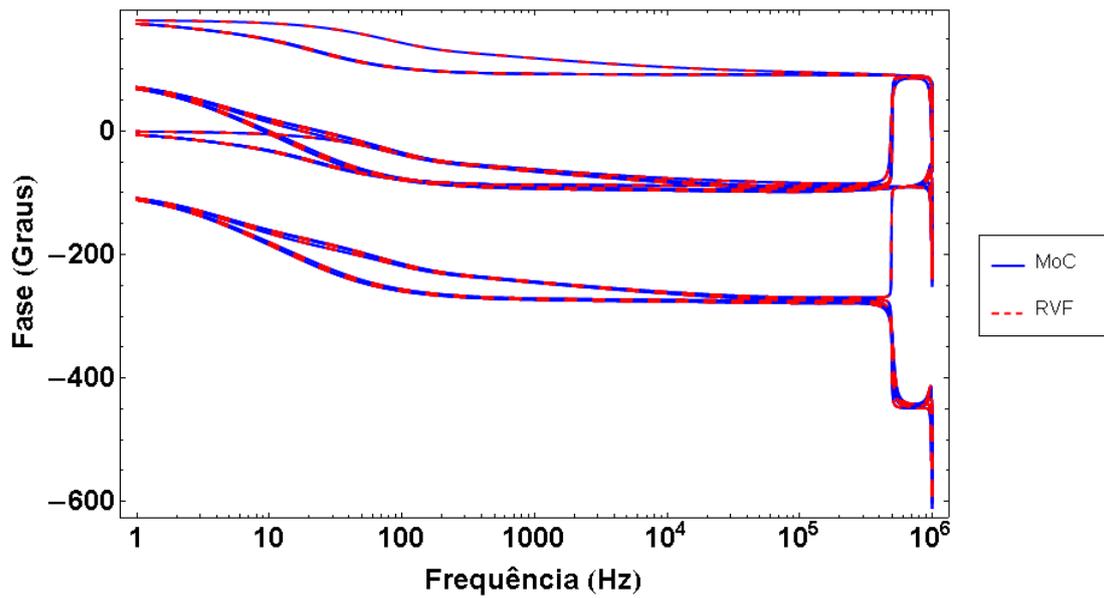


Figura 4.42: Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 150 m - Solo 2

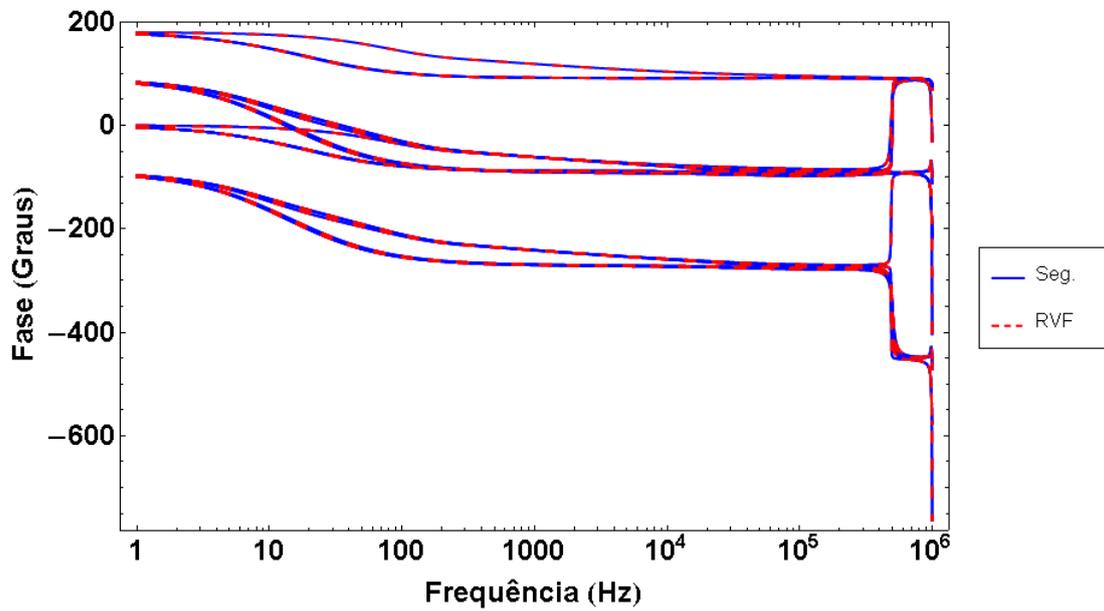


Figura 4.43: Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 150 m - Solo 2

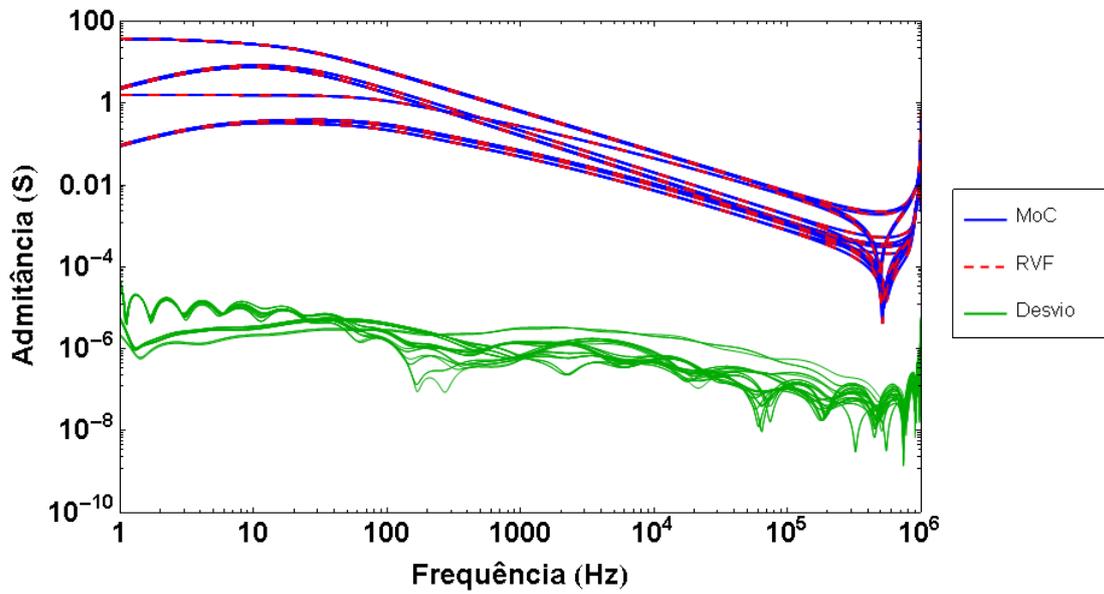


Figura 4.44: Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 300 m - Solo 1

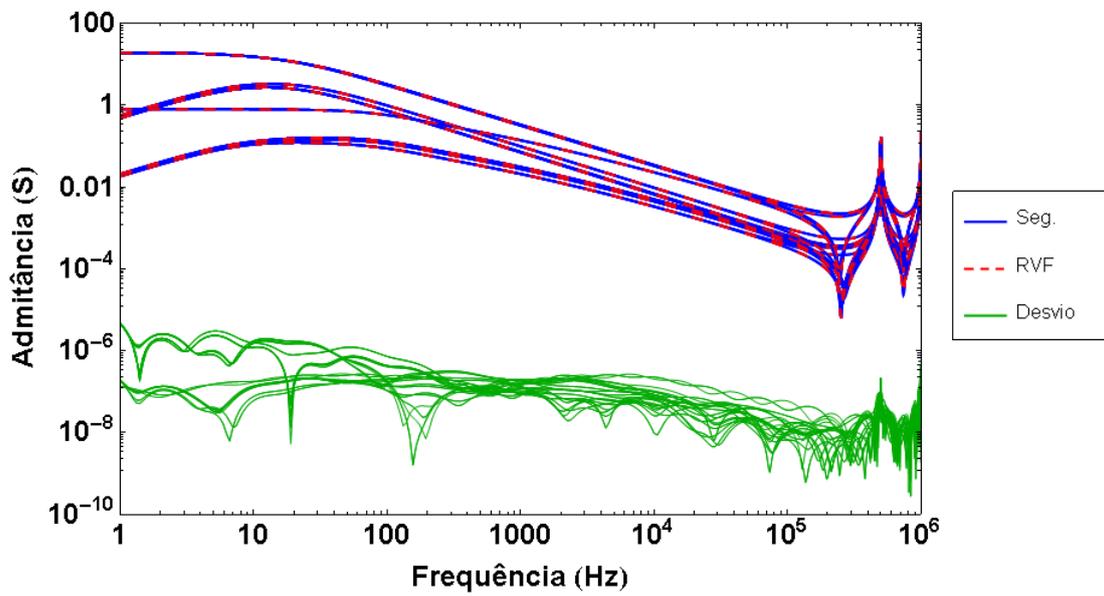


Figura 4.45: Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 300 m - Solo 1

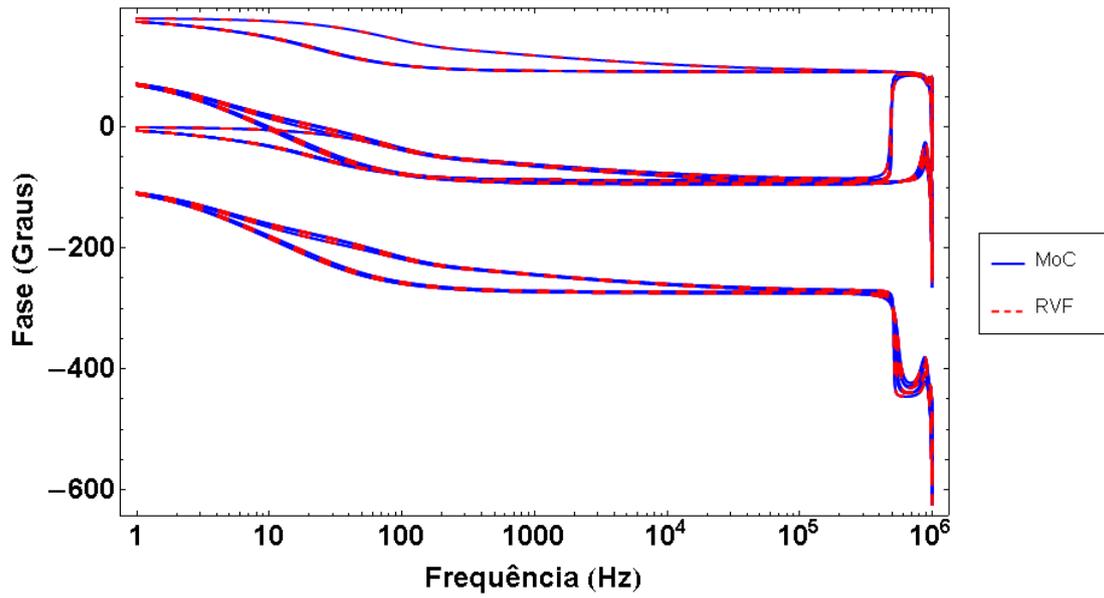


Figura 4.46: Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 300 m - Solo 1

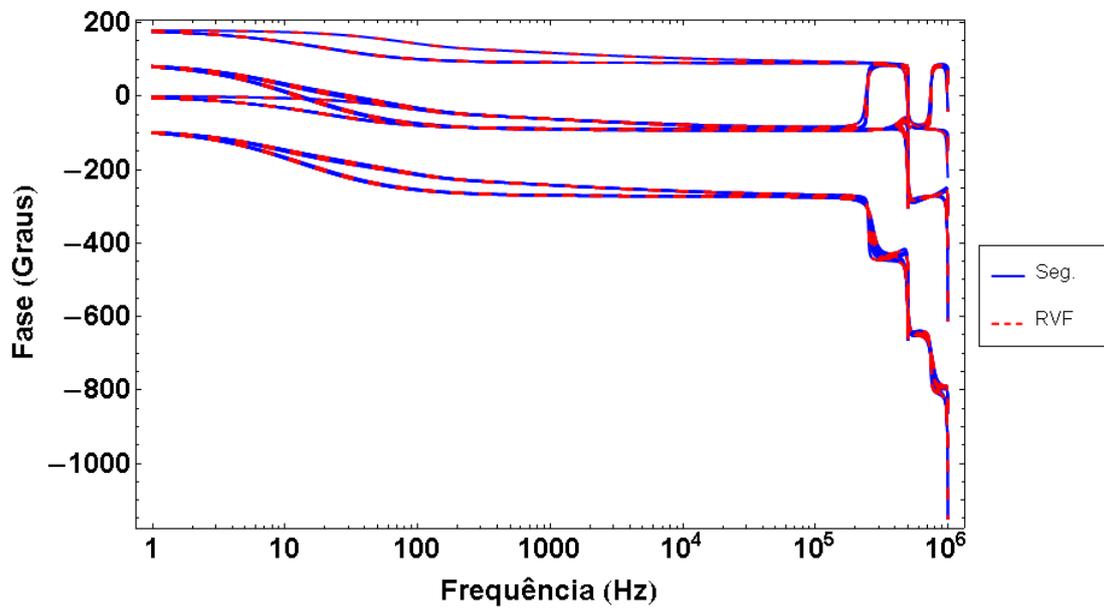


Figura 4.47: Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 300 m - Solo 1

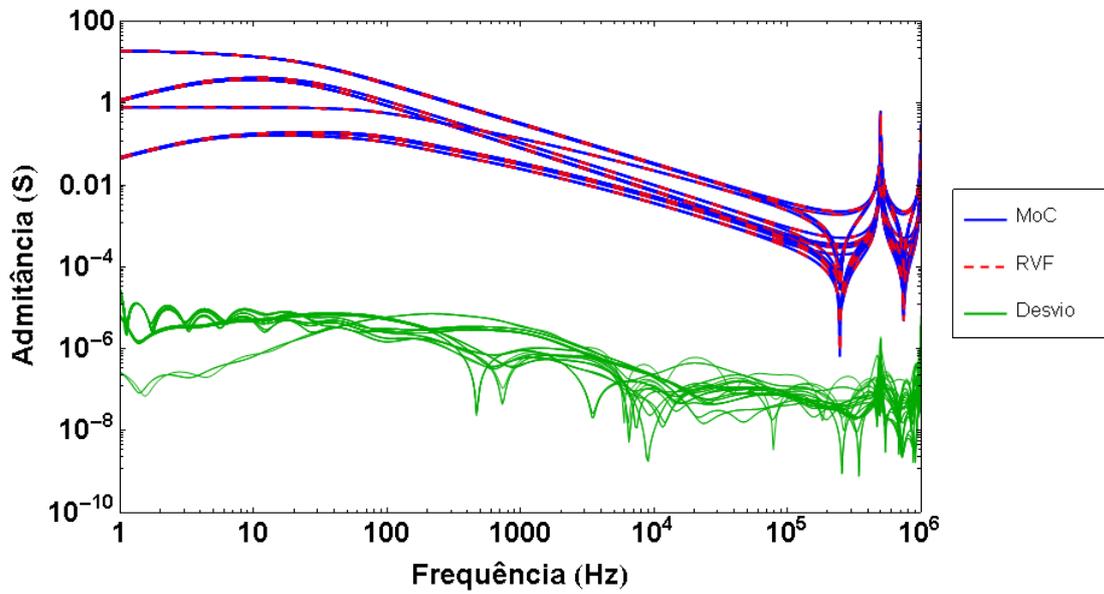


Figura 4.48: Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 300 m - Solo 2

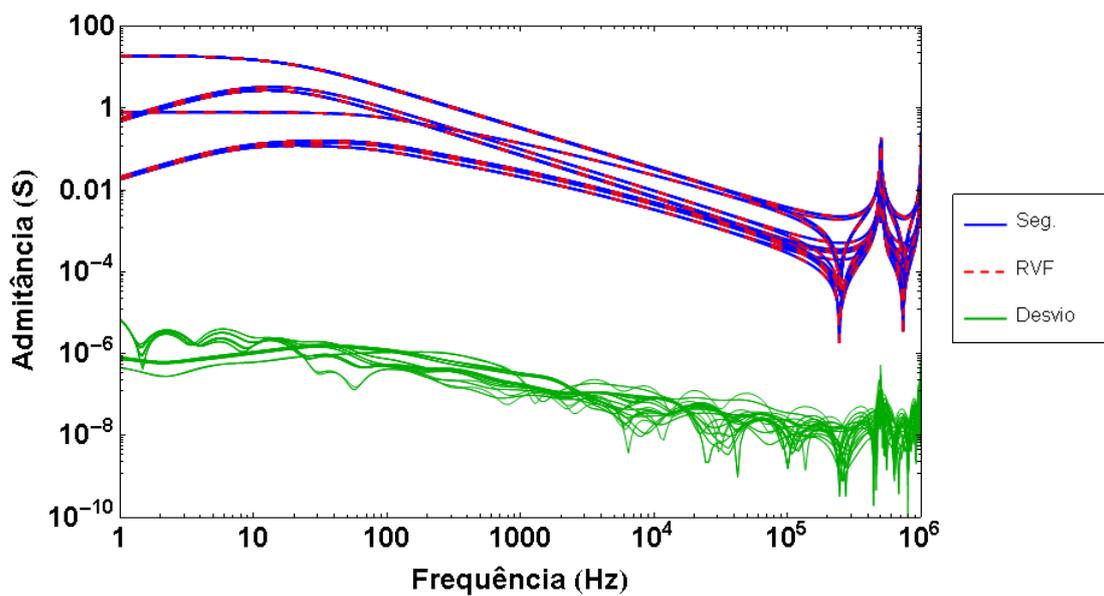


Figura 4.49: Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 300 m - Solo 2

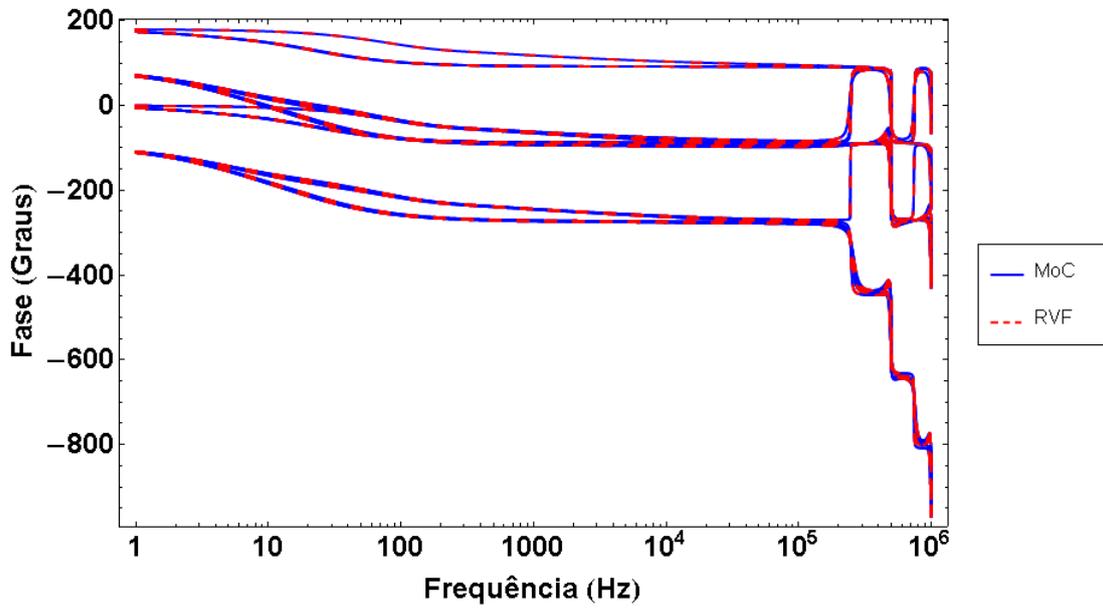


Figura 4.50: Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 300 m - Solo 2

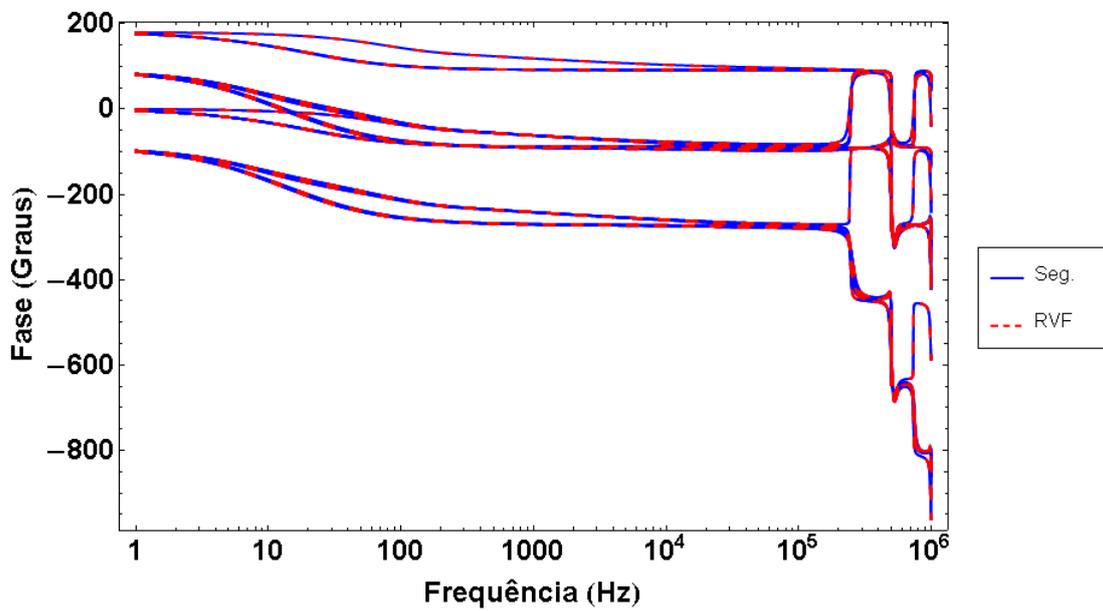


Figura 4.51: Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 300 m - Solo 2

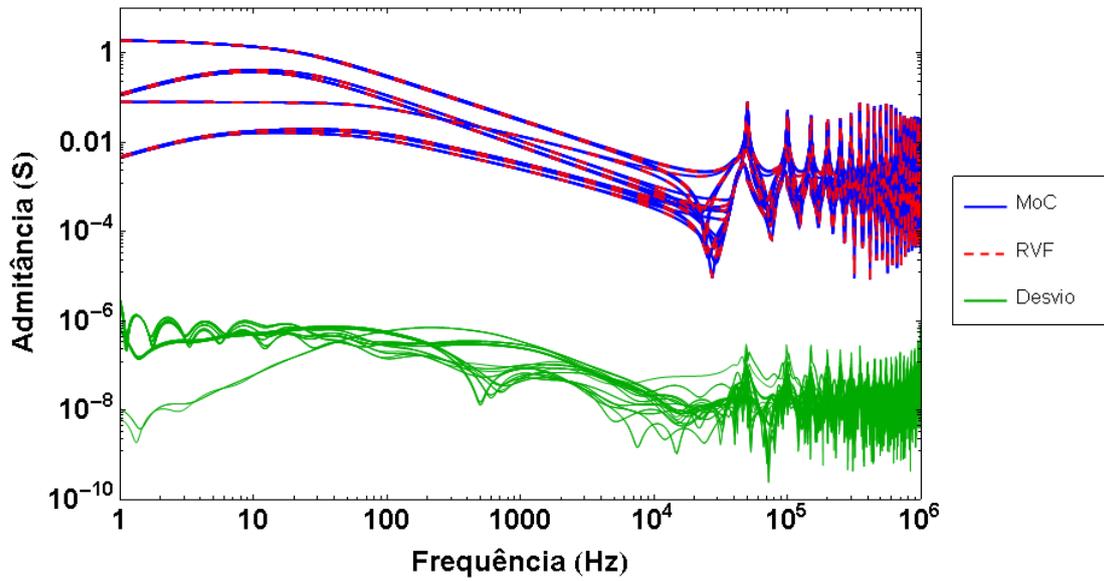


Figura 4.52: Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 3000 m - Solo 1

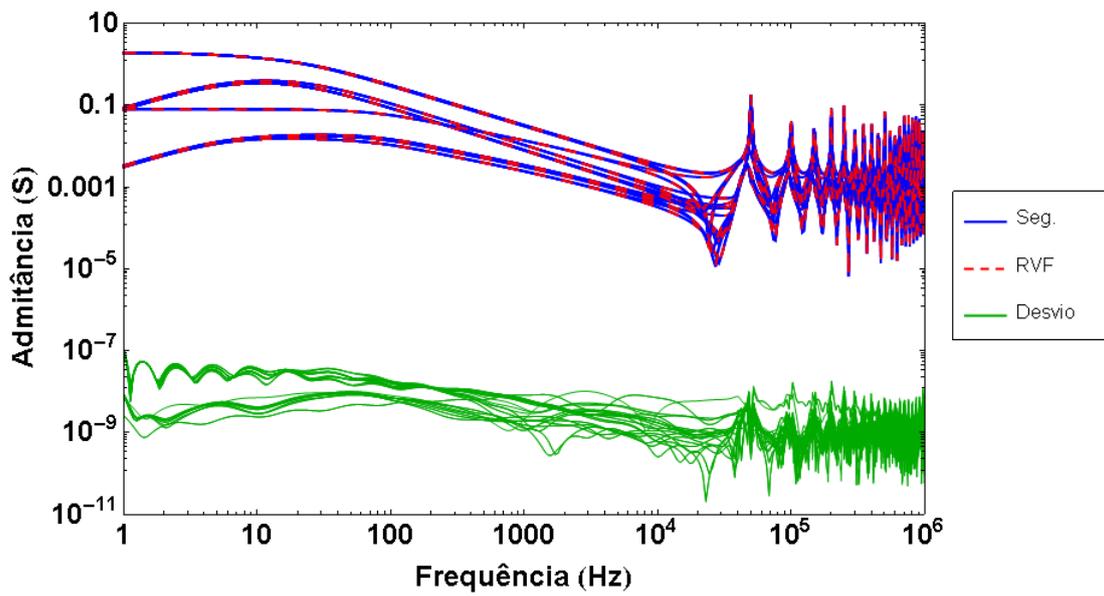


Figura 4.53: Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 1

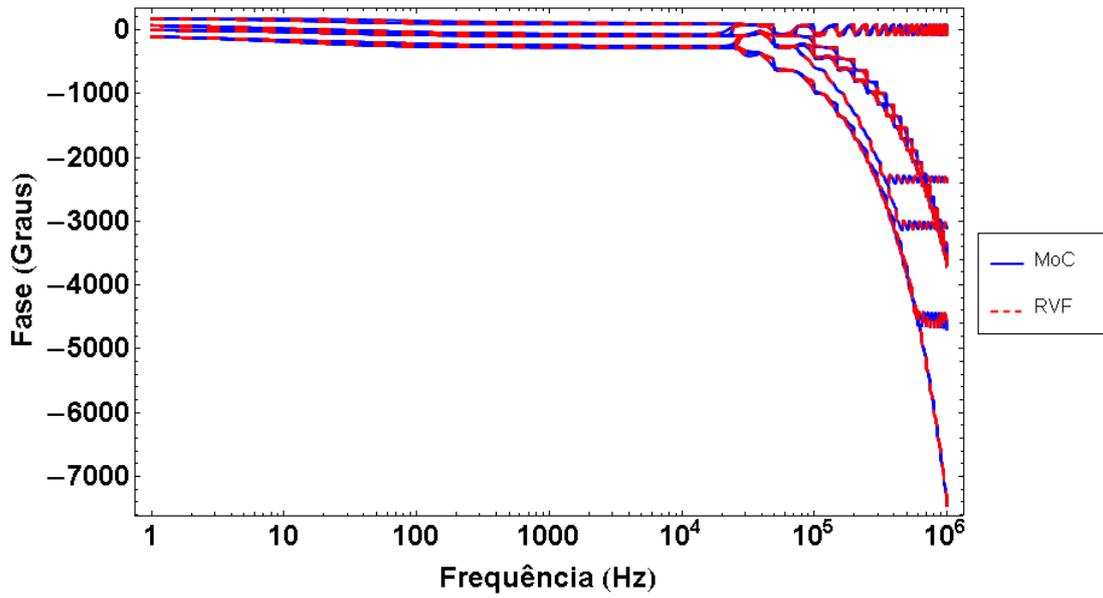


Figura 4.54: Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 3000 m - Solo 1

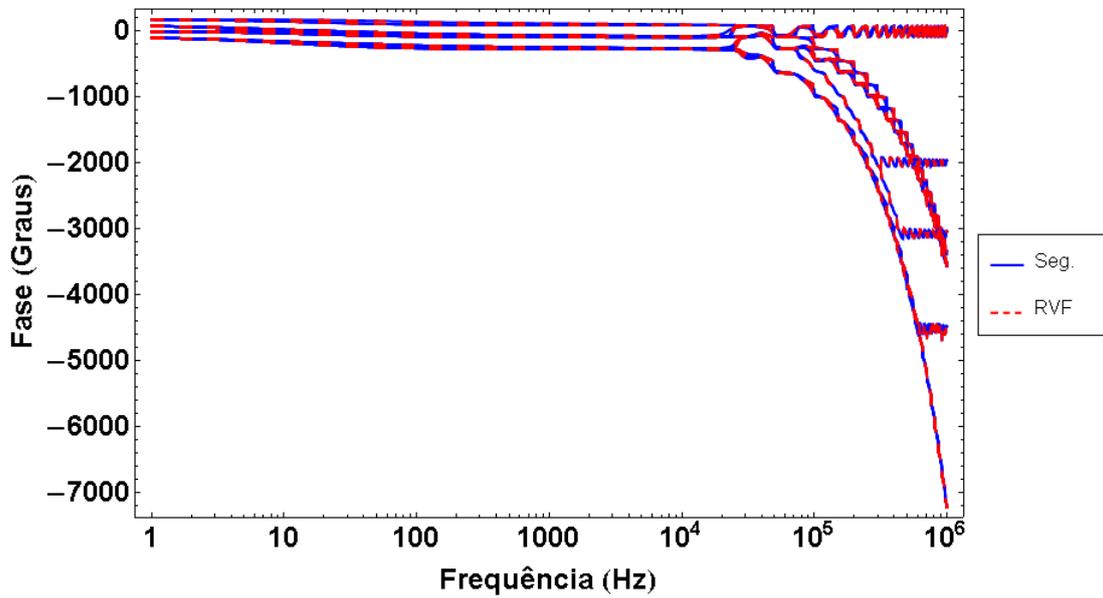


Figura 4.55: Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 1

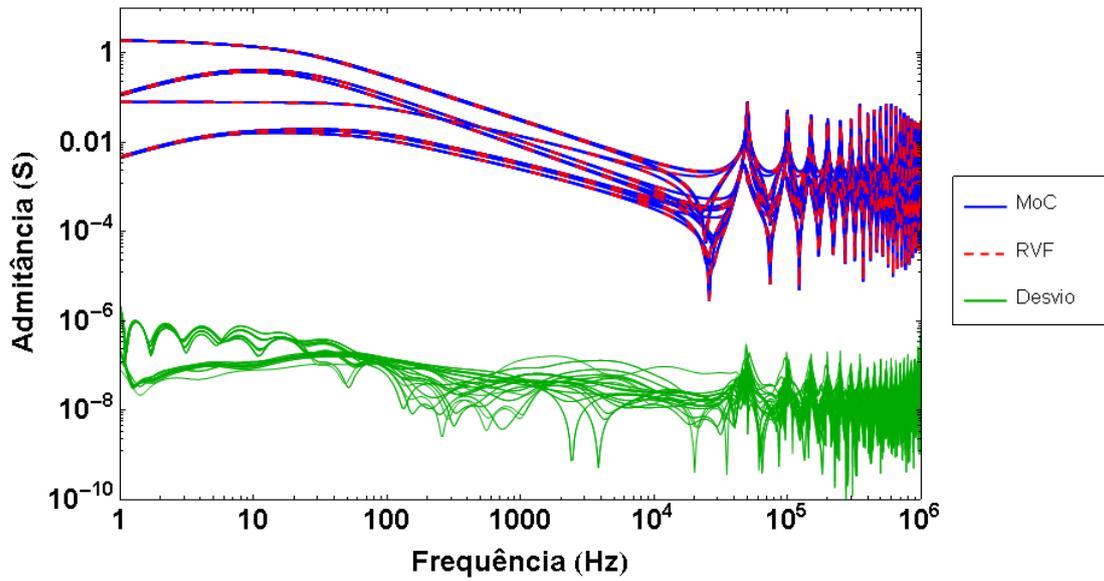


Figura 4.56: Ajuste do Módulo de Y_n - MoC - Linha 3000 m - Solo 2

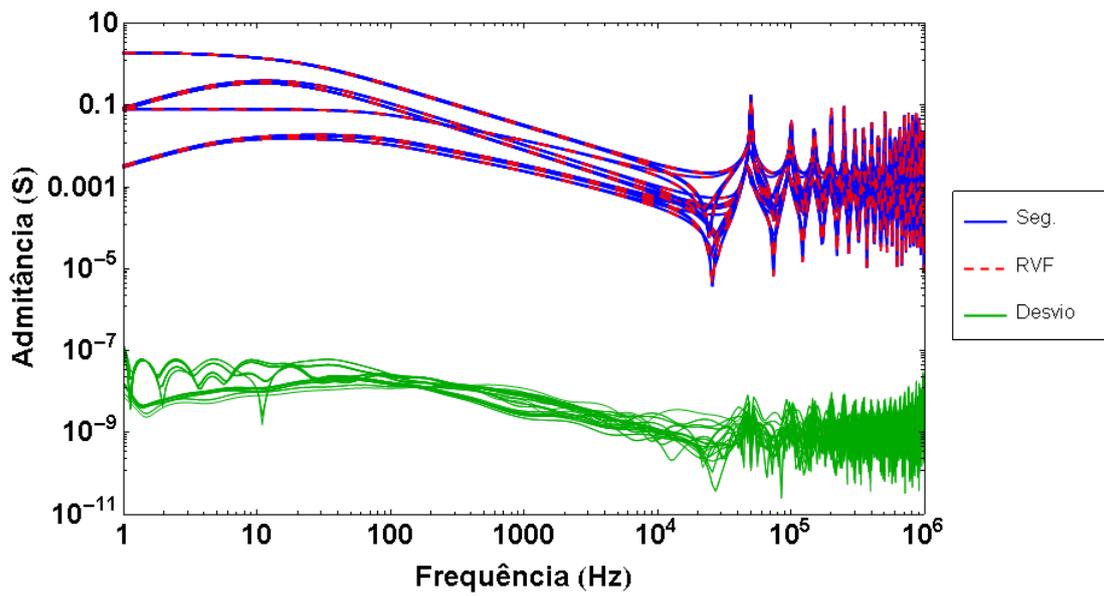


Figura 4.57: Ajuste do Módulo de Y_n - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 2

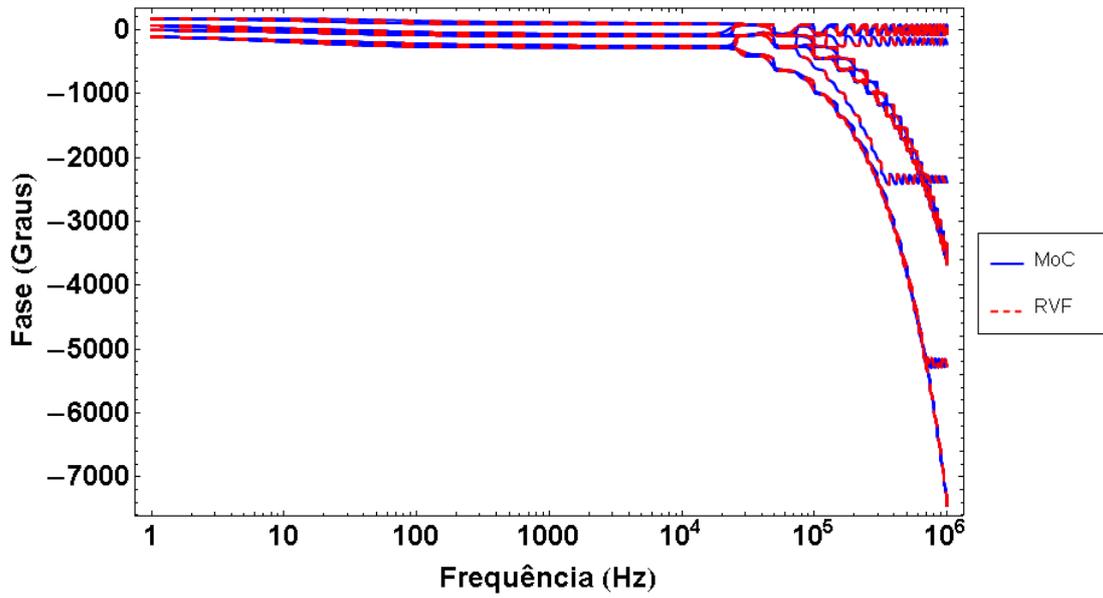


Figura 4.58: Ajuste da Fase de Y_n - MoC - Linha 3000 m - Solo 2

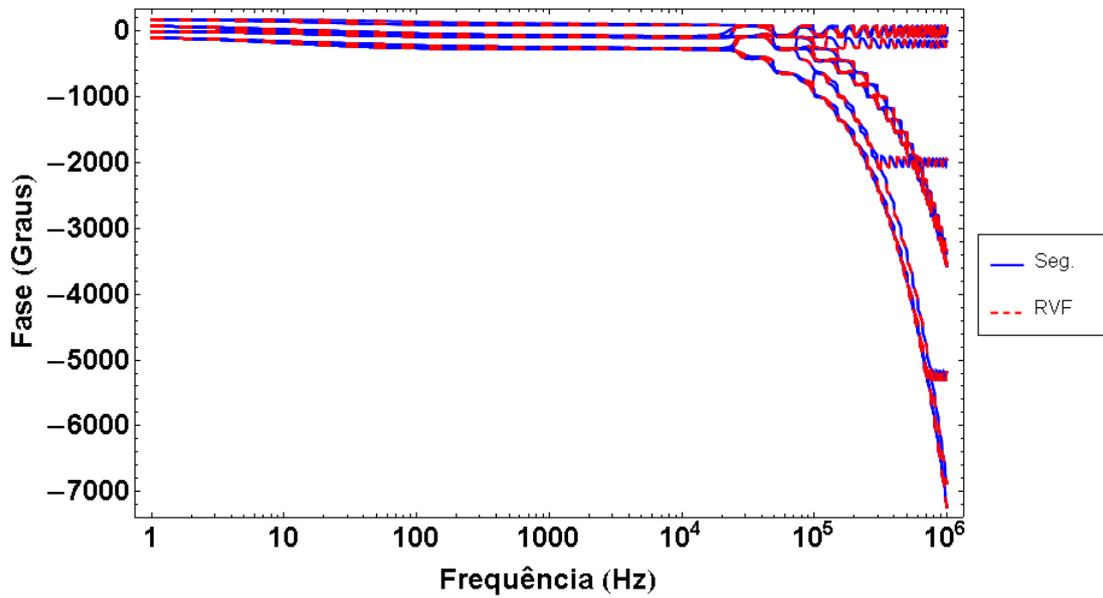


Figura 4.59: Ajuste da Fase de Y_n - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 2

Aproveitando a similaridade das formas das Admitâncias Nodais e que estas foram avaliadas na mesma faixa de frequência avaliada, seus ajustes foram feitos em função do comprimento da linha com um número de polos fixo para cada comprimento, independentemente do Modelo de Solo e do Método de Cálculo.

Na Tabela 4.4 apresentam-se as ordens de ajuste e desvio RMS para cada trecho de linha calculado pelo Método das Características (MoC) e pelo Método de Segmentação (Seg.) para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Tabela 4.4: Ordens de ajuste e desvios RMS da Y_n - Linha de Transmissão

Método de Cálculo	Modelo de Solo	Admitância da Linha - Desvio RMS		
		150 m (30 polos)	300 m (38 polos)	3000 m (185 polos)
MoC	Solo 1	$3,36 \times 10^{-6}$	$2,54 \times 10^{-6}$	$2,67 \times 10^{-7}$
	Solo 2	$4,33 \times 10^{-6}$	$2,57 \times 10^{-6}$	$1,56 \times 10^{-7}$
Seg.	Solo 1	$6,68 \times 10^{-7}$	$4,80 \times 10^{-7}$	$1,04 \times 10^{-8}$
	Solo 2	$1,06 \times 10^{-6}$	$7,80 \times 10^{-7}$	$1,34 \times 10^{-8}$

Nos casos apresentados, pode-se concluir que as Admitâncias Nodais da Linha calculadas pelo Método de Segmentação apresentam um menor Desvio RMS no seu ajuste que aquelas calculadas pelo Método das Características.

4.2.2 Aterramento das Estruturas

Foram ajustadas a Matriz de Admitância Nodal (Y_n) e a Admitância Total (Y_{total}) dos Aterramentos para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Aproveitou-se a simetria da Matriz de Admitância Nodal de Aterramento (Y_n), reduzindo o número de elementos ajustados de $n^2 = 16$ até $n(n + 1)/2 = 10$.

No caso da Admitância Total (Y_{total}), ajustou-se um único conjunto de elementos.

Na Tabela 4.5 apresentam-se as ordens de ajuste e desvios RMS da Matriz de Admitância Nodal (Y_n) e Admitância Total (Y_{total}) para Modelos de Solo 1 e Solo 2

Tabela 4.5: Ordens de ajuste e desvios RMS da Y_n e Y_{total} - Aterramento

Modelo de Solo	Conceito	Admitância de Aterramento	
		Total (Y_{total})	Matricial (Y_n)
Solo 1	Polos	8	16
	Desvio RMS	$7,90 \times 10^{-6}$	$2,17 \times 10^{-8}$
Solo 2	Polos	16	32
	Desvio RMS	$9,31 \times 10^{-5}$	$1,16 \times 10^{-6}$

Para os Modelos de Solo 1 e Solo 2, consegue-se ajustar por funções racionais de forma satisfatória as respostas em frequência dos quatro modelos de aterramento.

Nas Figuras 4.60 a 4.63 apresentam-se os resultados obtidos nos ajustes das Admitâncias Nodais e Totais em Módulo e Fase para o Modelo de Solo 1.

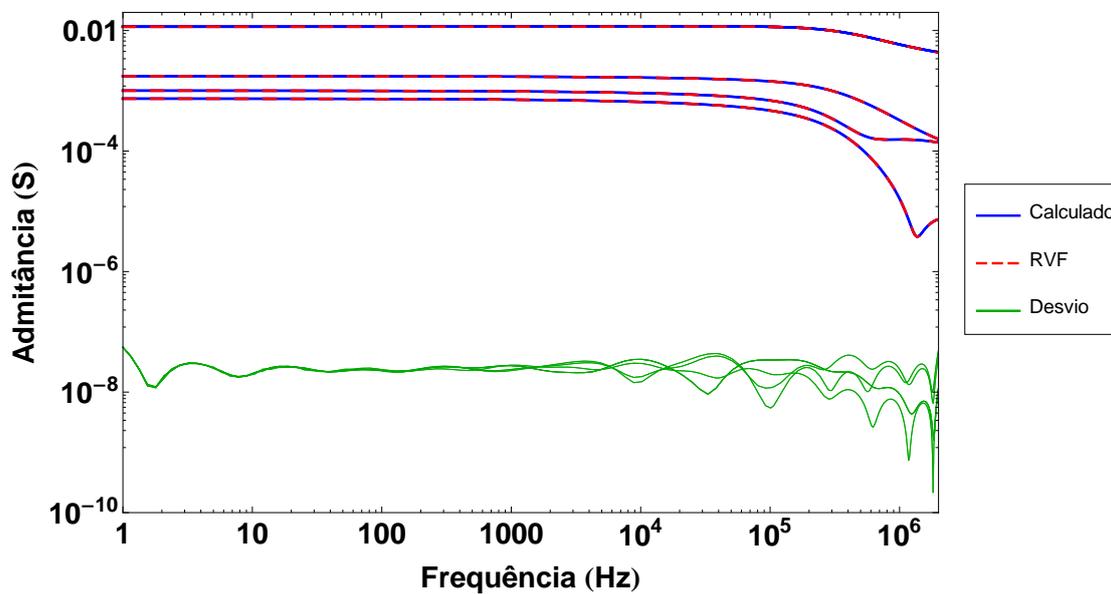


Figura 4.60: Ajuste do Módulo - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 1

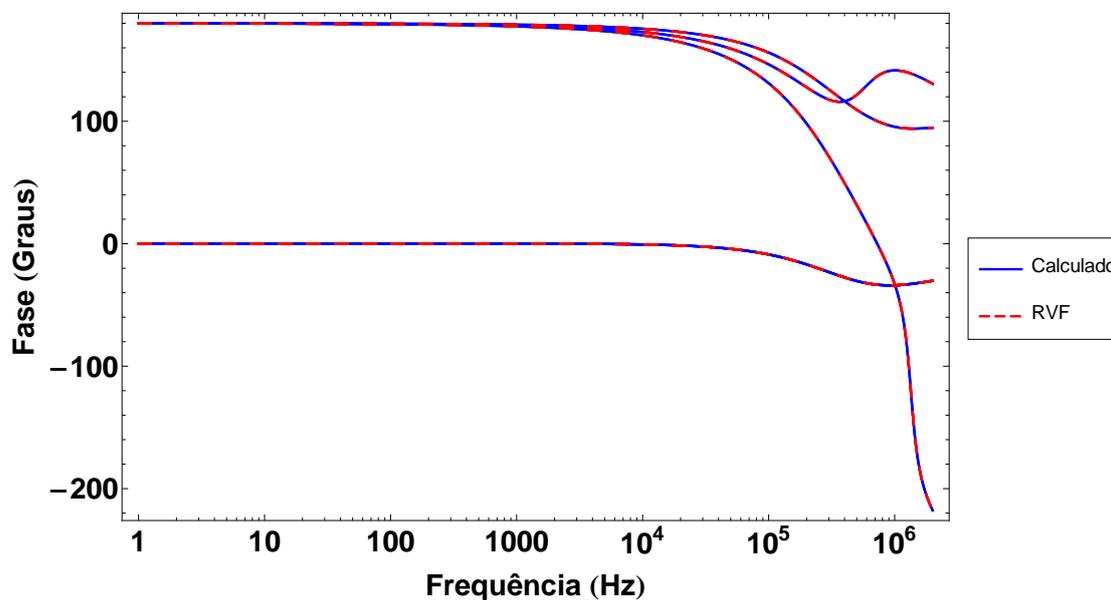


Figura 4.61: Ajuste da Fase - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 1

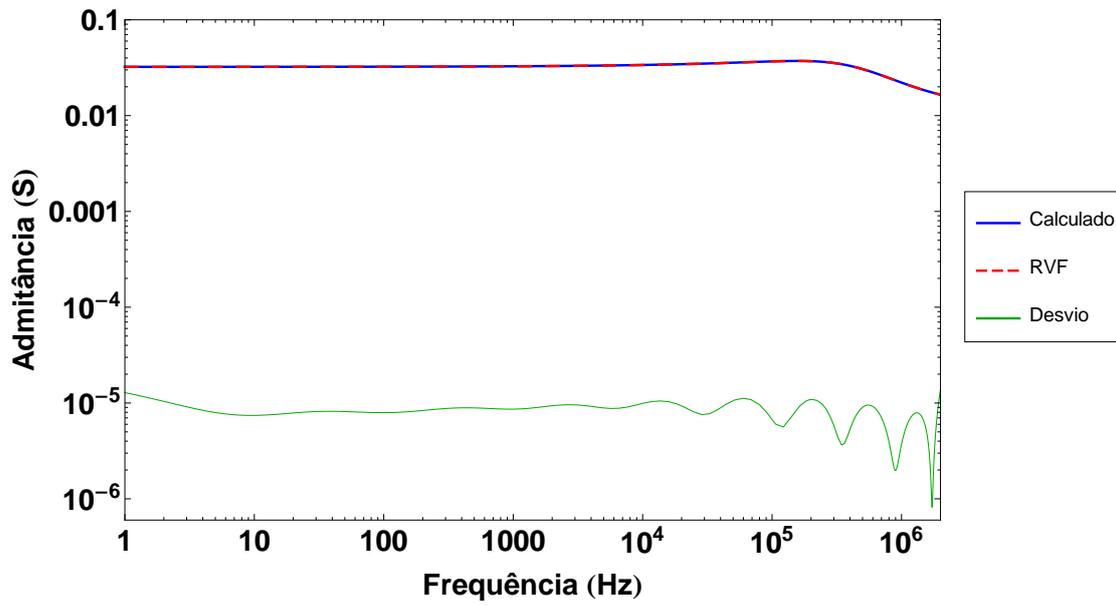


Figura 4.62: Ajuste do Módulo - Y_{total} - Aterramento - Solo 1

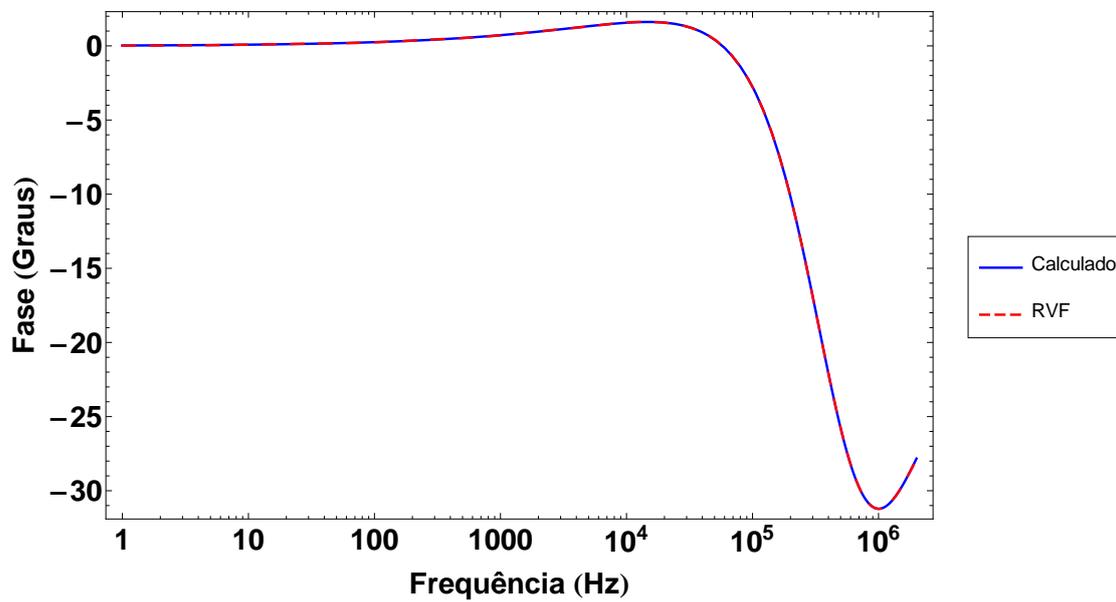


Figura 4.63: Ajuste da Fase - Y_{total} - Aterramento - Solo 1

Nas Figuras 4.64 a 4.67 apresentam-se os resultados obtidos nos ajustes das Admitâncias Nodais e Totais em Módulo e Fase para o Modelo de Solo 2.

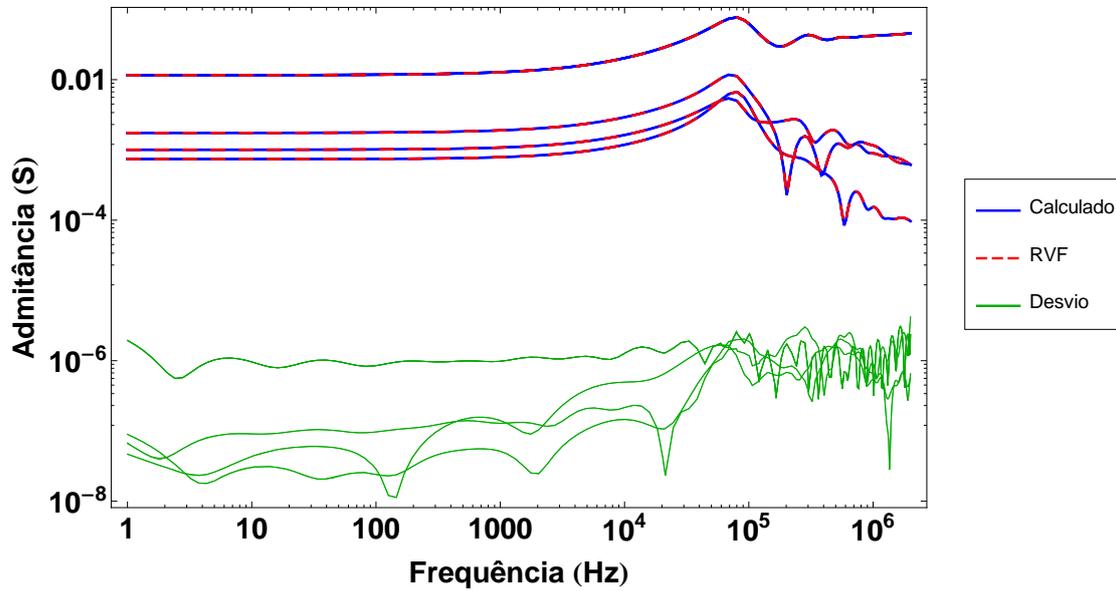


Figura 4.64: Ajuste do Módulo - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 2

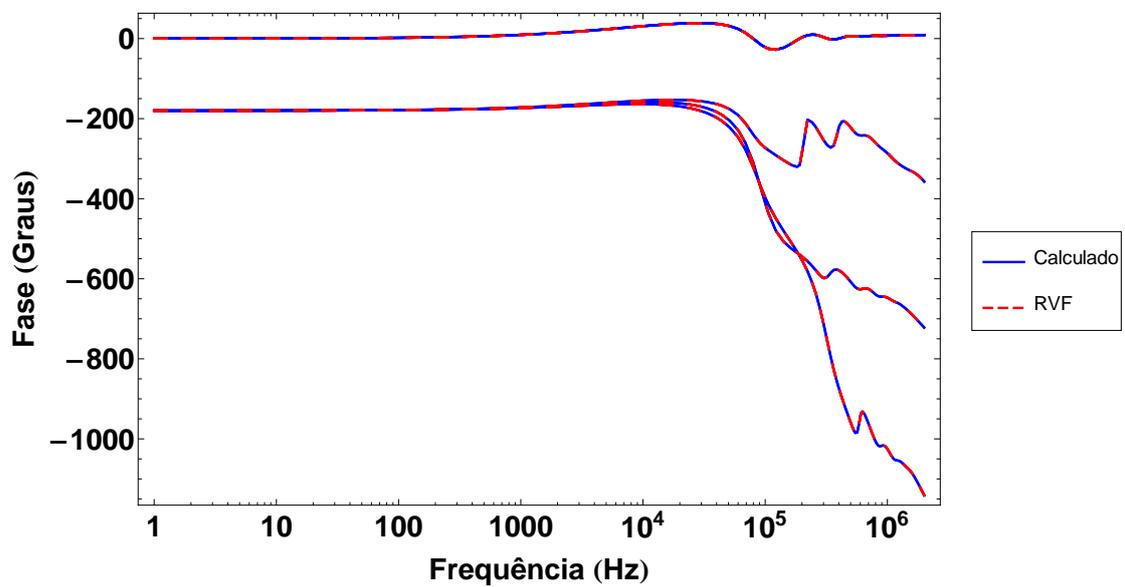


Figura 4.65: Ajuste da Fase - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 2

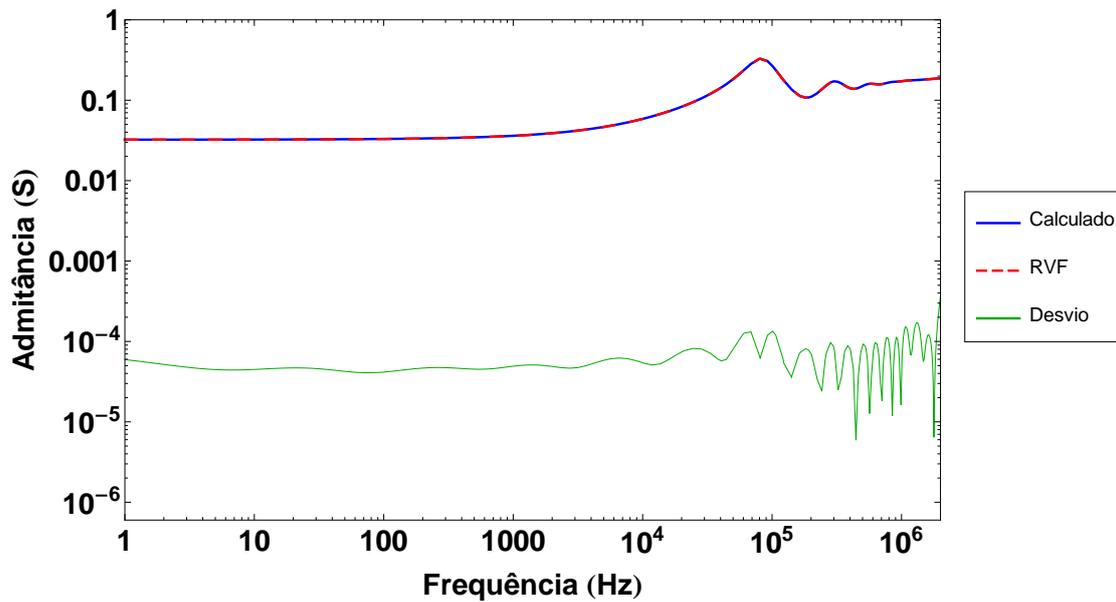


Figura 4.66: Ajuste do Módulo - Y_{total} - Aterramento - Solo 2

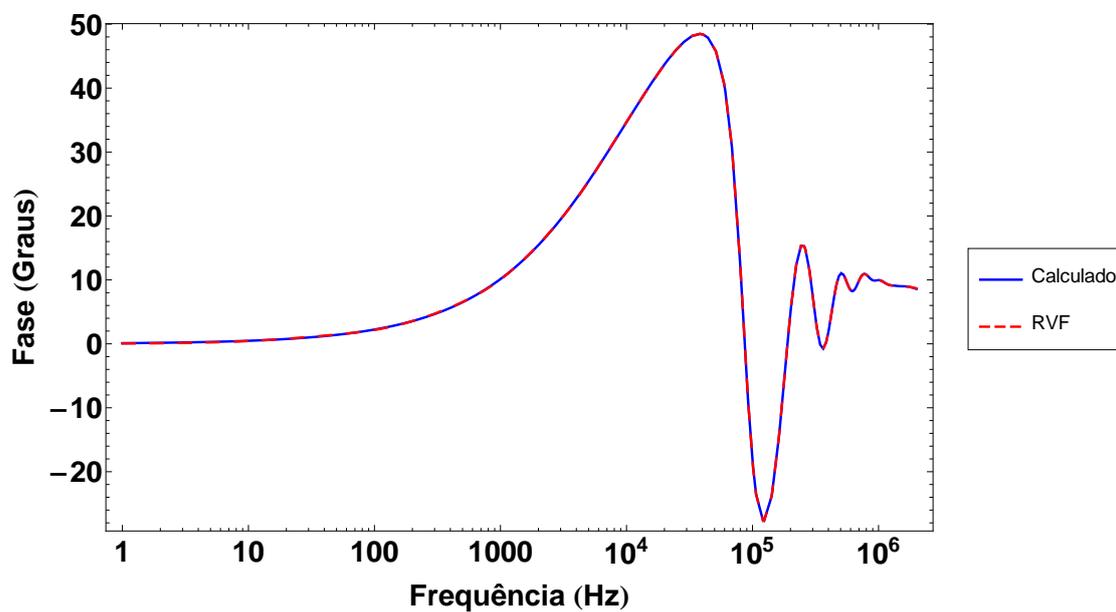


Figura 4.67: Ajuste da Fase - Y_{total} - Aterramento - Solo 2

4.2.3 Estruturas Metálicas

Foi ajustada a Matriz de Admitância Nodal da Estrutura Metálica para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Aproveitou-se a simetria da Matriz de Admitância Nodal da Estrutura, reduzindo o número de elementos ajustados de $n^2 = 64$ até $n(n + 1) / 2 = 36$.

Nas Figuras 4.68 a 4.71 apresentam-se os resultados obtidos nos ajustes das Admitâncias Nodais em Módulo e Fase.

Na Tabela 4.6 apresentam-se as ordens de ajuste e desvios RMS da Matriz de Admitância Nodal para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Tabela 4.6: Ordens de ajuste e desvios RMS da Y_n - Estrutura

Modelo de Solo	Conceito	Estrutura Metálica
Solo 1	Polos	20
	Desvio RMS	$1,32 \times 10^{-5}$
Solo 2	Polos	20
	Desvio RMS	$4,08 \times 10^{-5}$

Tanto para o Modelo de Solo 1 como o para o Modelo de Solo 2, consegue-se ajustar por funções racionais de forma satisfatória as respostas em frequência dos dois modelos de Estrutura Metálica.

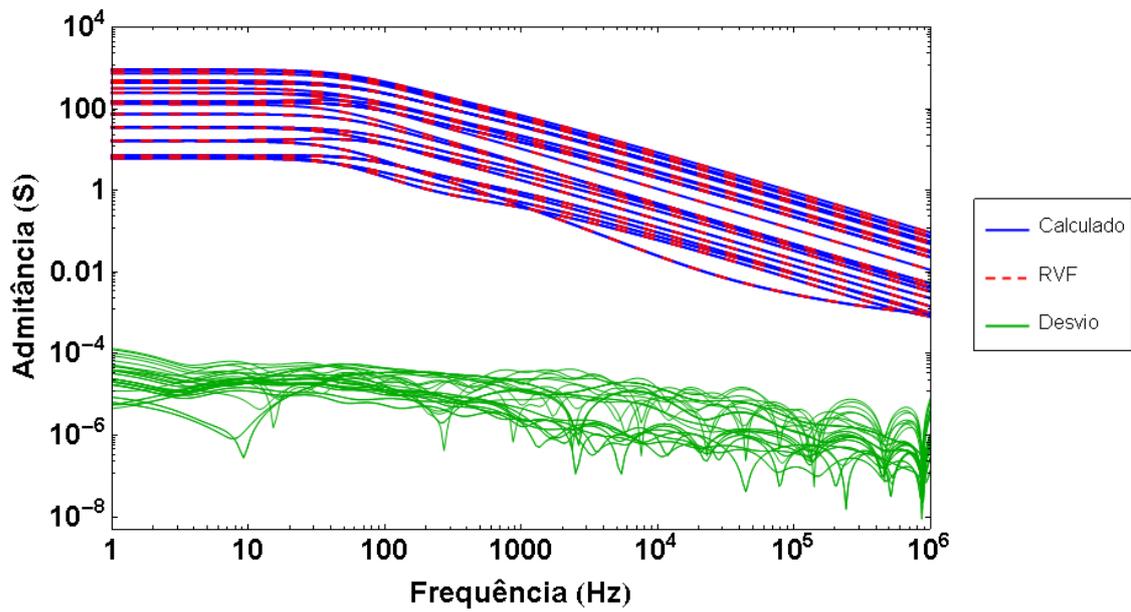


Figura 4.68: Ajuste do Módulo de Y_n - Estrutura - Solo 1

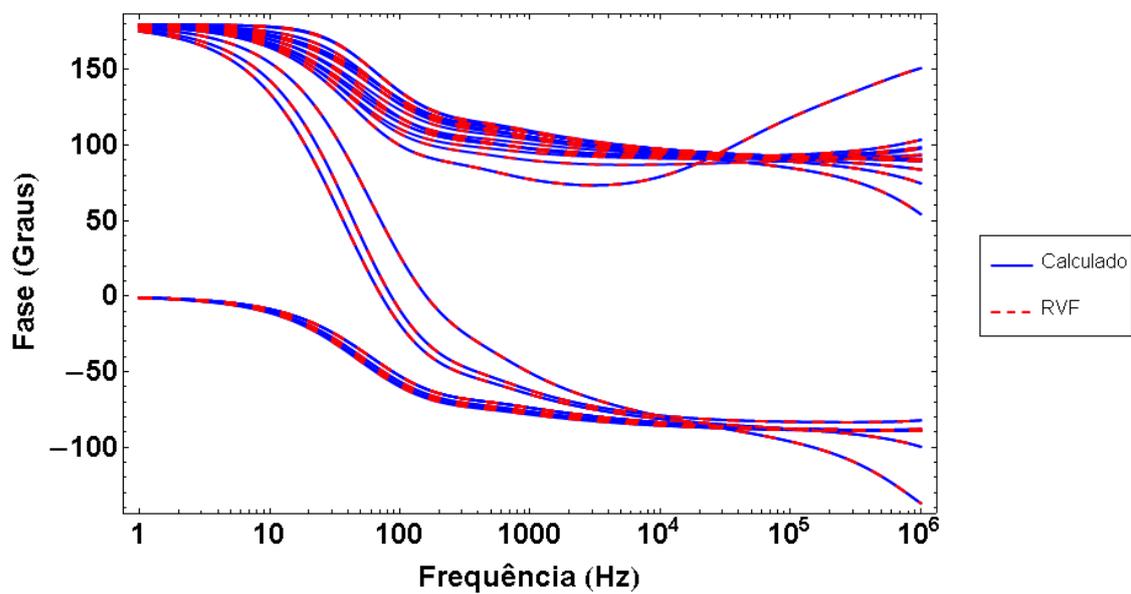


Figura 4.69: Ajuste da Fase de Y_n - Estrutura - Solo 1

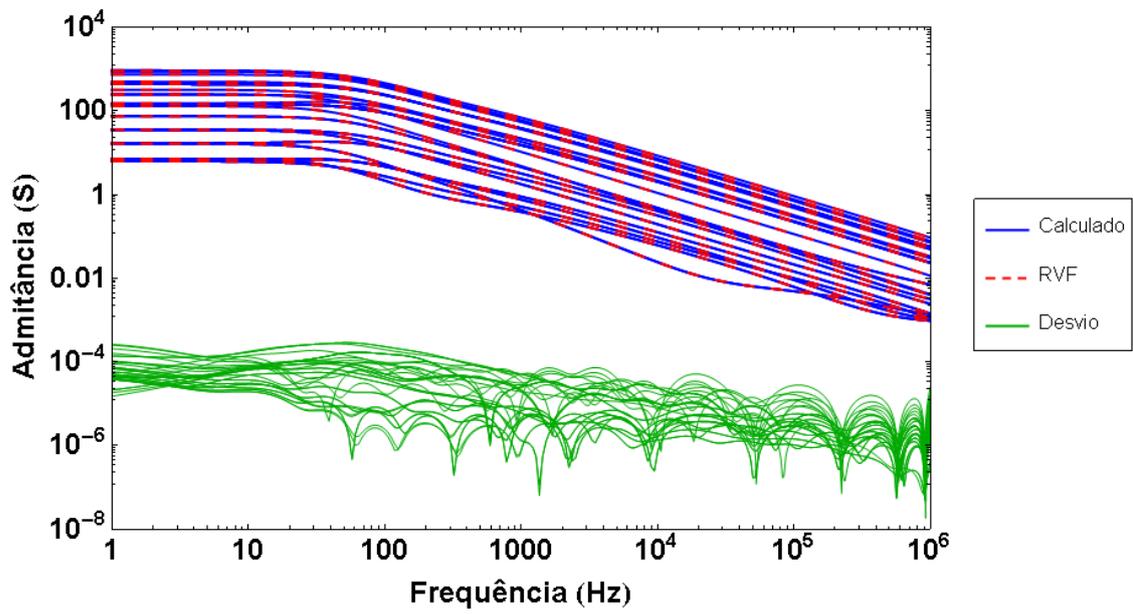


Figura 4.70: Ajuste do Módulo de Y_n - Estrutura - Solo 2

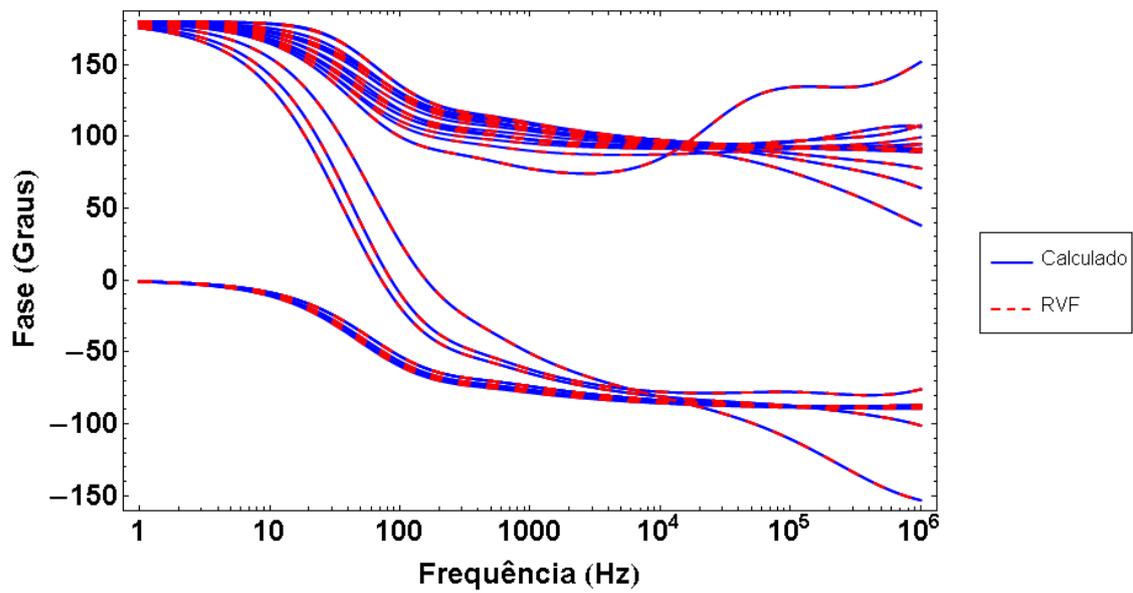


Figura 4.71: Ajuste da Fase de Y_n - Estrutura - Solo 2

4.3 Imposição da Passividade

Foi realizada sobre os ajustes da resposta em frequência calculados no item 4.2 usando a rotina de domínio público e código aberto *RPdriver.m* descrita em [66].

No que segue apresentam-se os resultados obtidos.

4.3.1 Imposição da Passividade do Modelo de Linha de Transmissão

Foi avaliada a imposição da passividade dos ajustes das Matrizes de Admitância Nodal dos trechos de linha de 150 m, 300 m e 3000 m para os Modelos de Solo 1 e Solo 2 calculados pelo Método das Características (MoC) e pelo Método de Segmentação (Seg.).

Na Tabela 4.7 apresenta-se um quadro resumo das imposições na passividade efetuadas.

Tabela 4.7: Imposições da passividade efetuadas - Linha de Transmissão

Método de Cálculo	Imposição da Passividade			
	Modelo de Solo	150 m	300 m	3000 m
MoC	Solo 1	✓	✓	✓
	Solo 2	✓	✓	✓
Seg.	Solo 1	✓	✓	✓
	Solo 2	✓	✓	✓

Nas Figuras 4.72 a 4.83 apresentam-se os resultados obtidos.

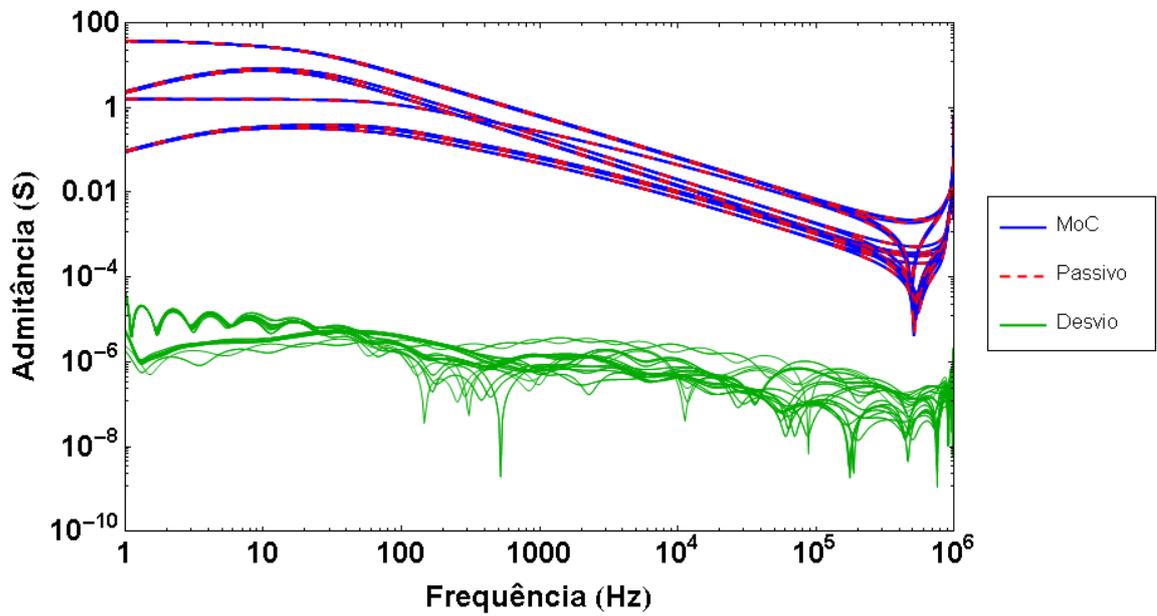


Figura 4.72: Imposição da Passividade - MoC - Linha 150 m - Solo 1

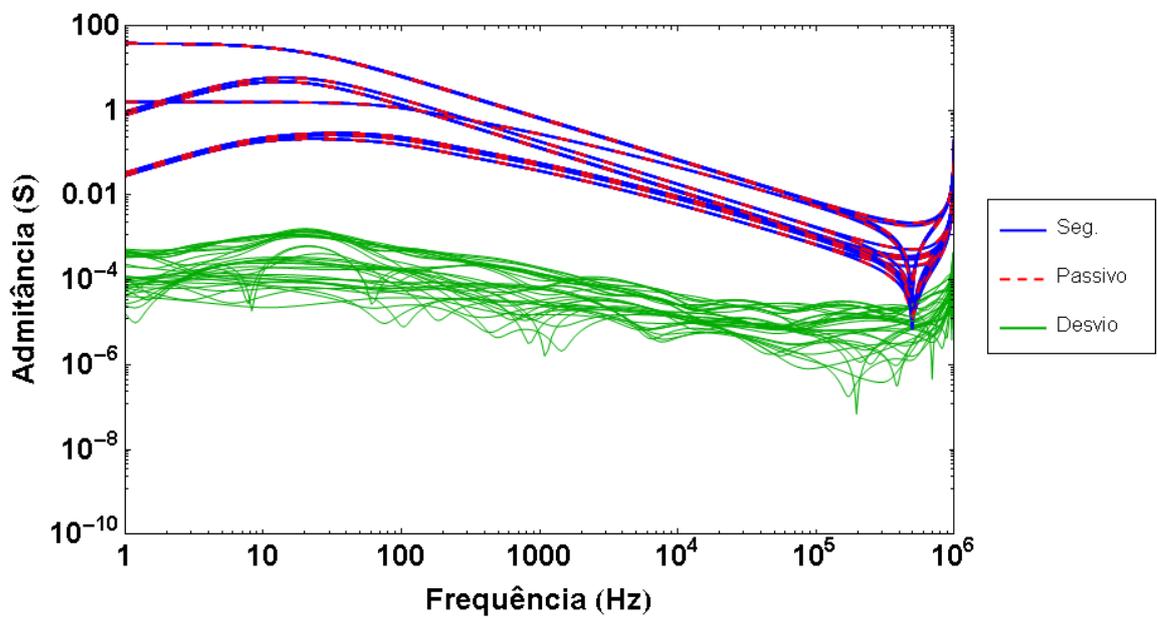


Figura 4.73: Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 150 m - Solo 1

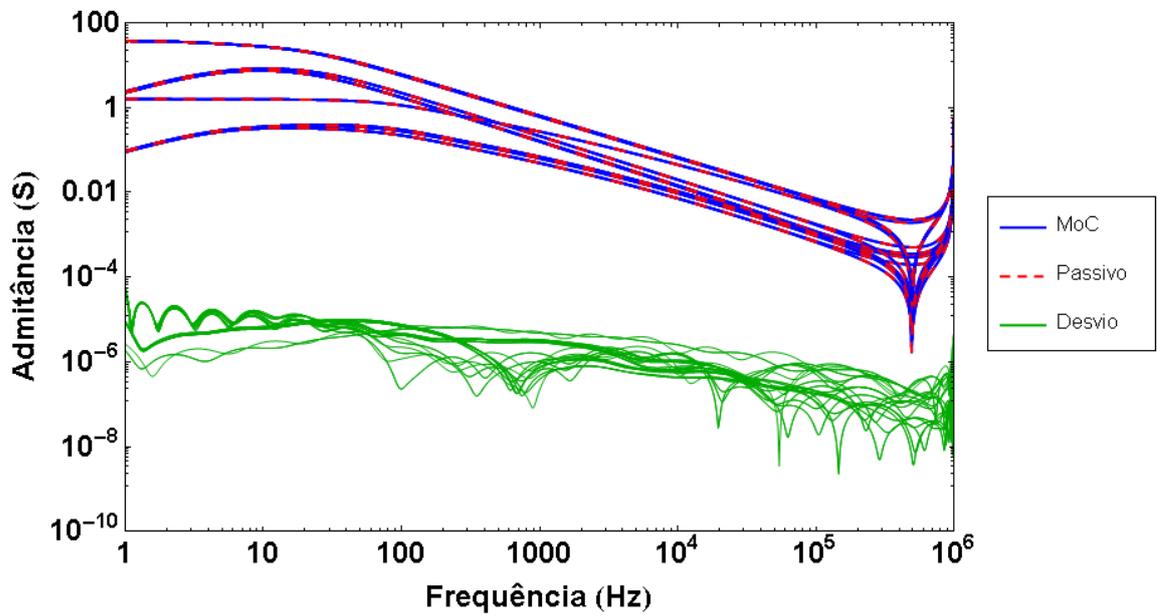


Figura 4.74: Imposição da Passividade - MoC - Linha 150 m - Solo 2

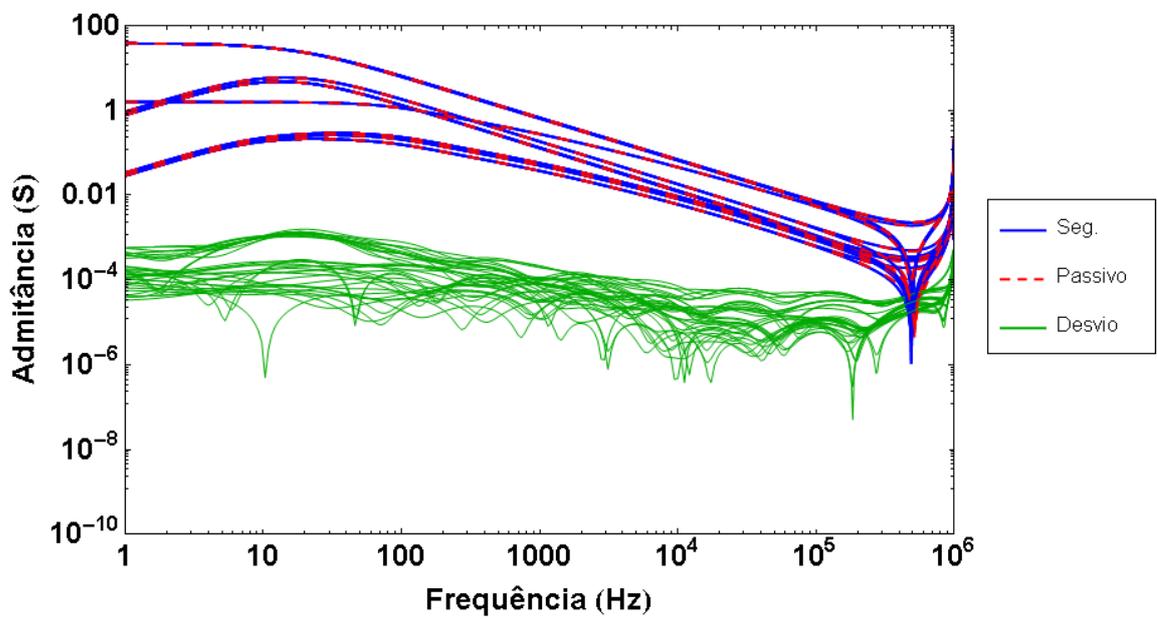


Figura 4.75: Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 150 m - Solo 2

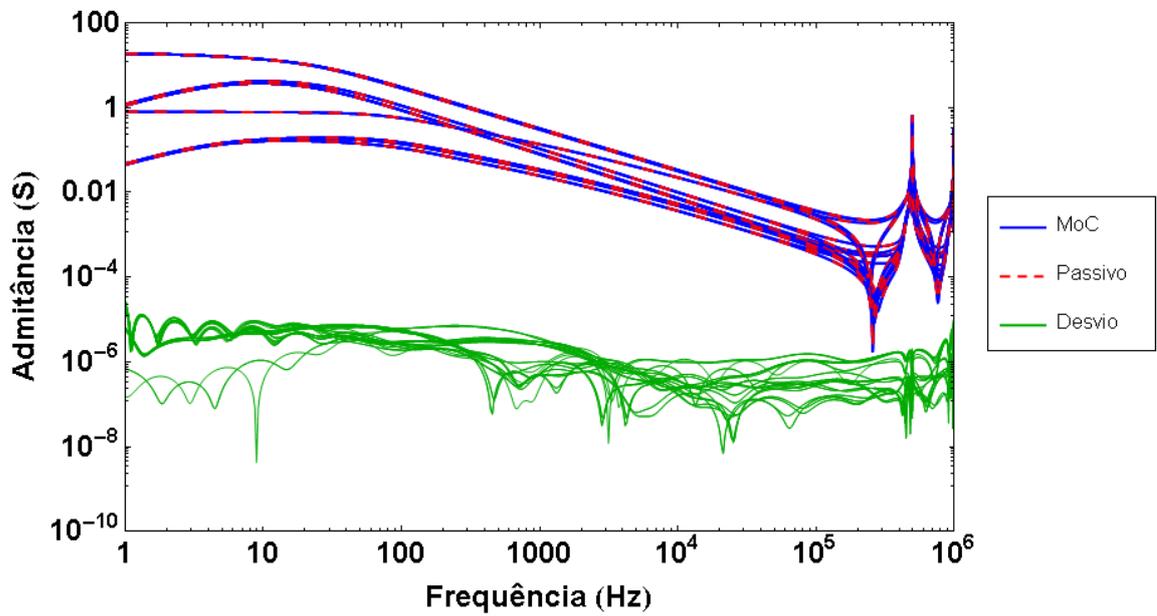


Figura 4.76: Imposição da Passividade - MoC - Linha 300 m - Solo 1

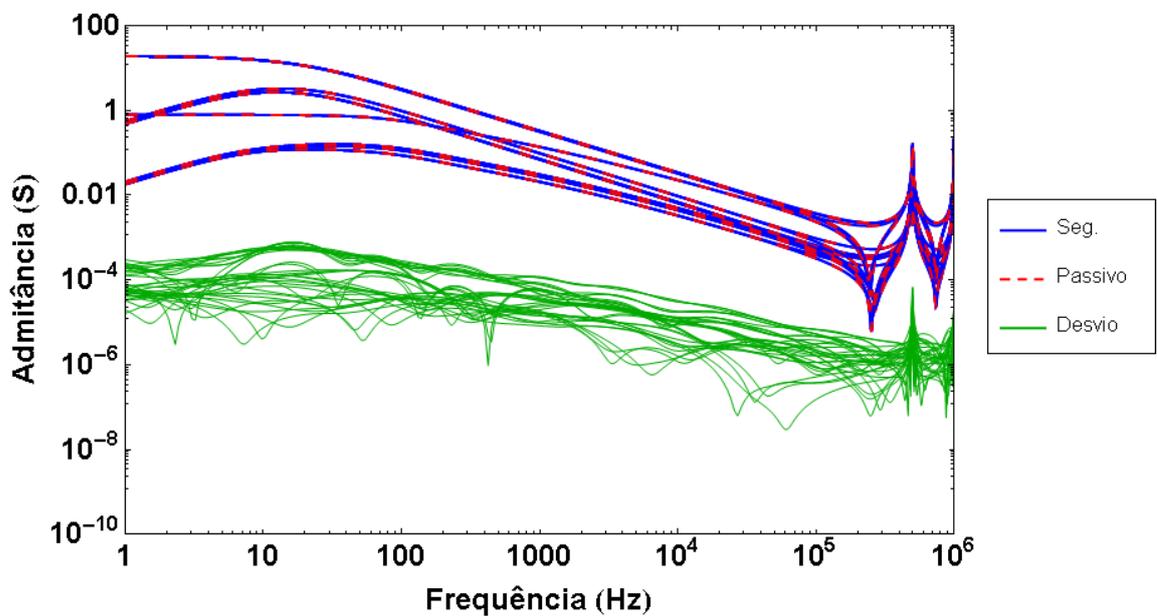


Figura 4.77: Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 300 m - Solo 1

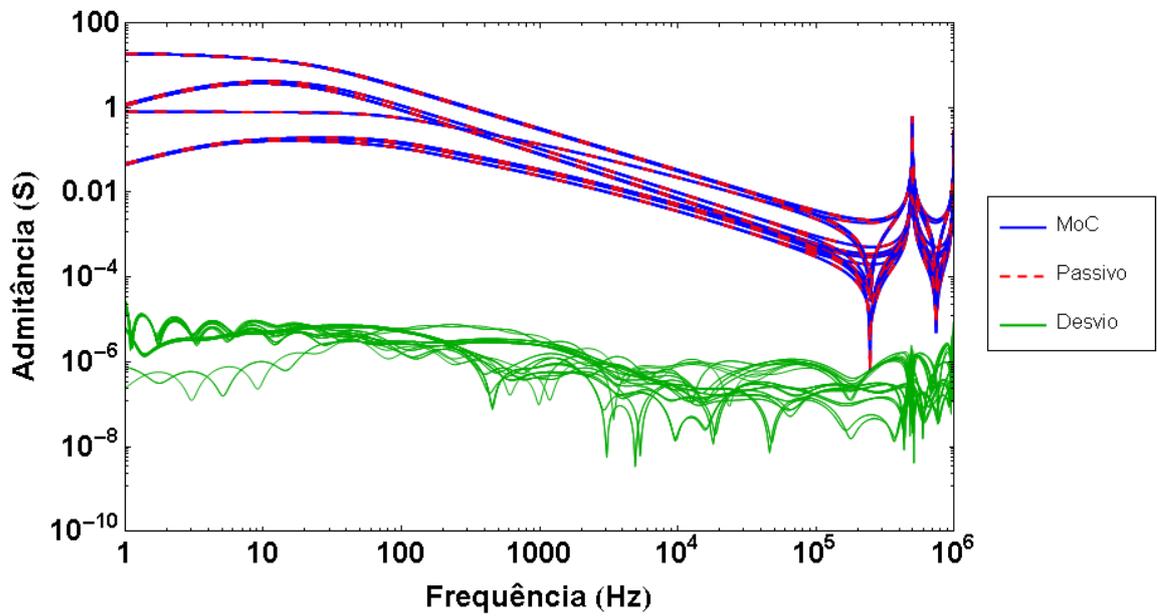


Figura 4.78: Imposição da Passividade - MoC - Linha 300 m - Solo 2

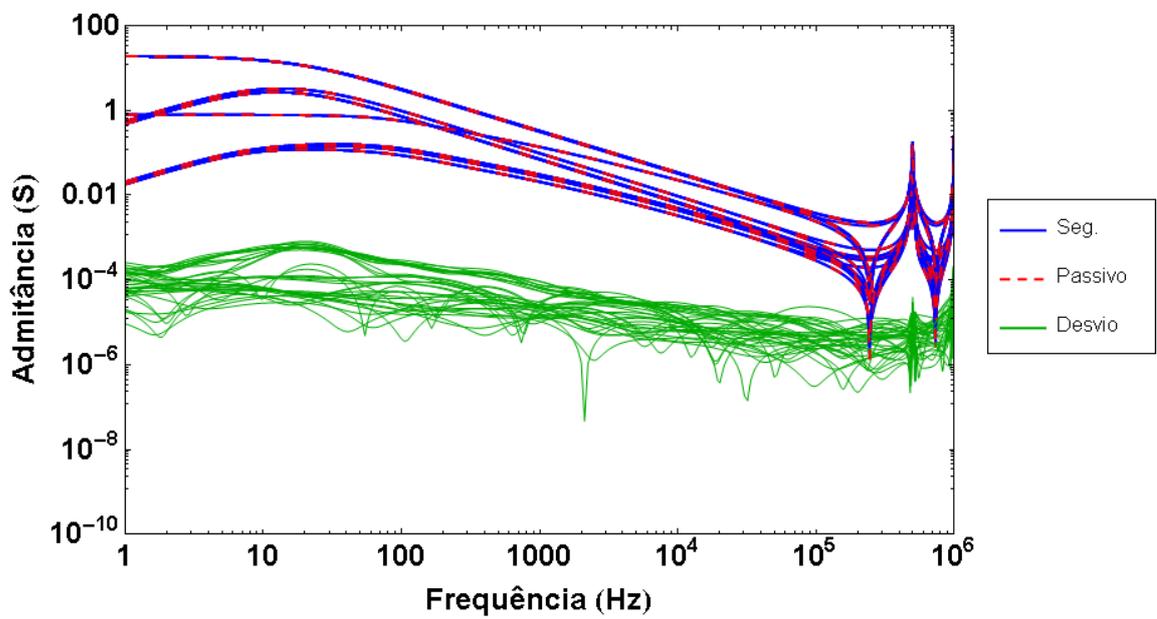


Figura 4.79: Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 300 m - Solo 2

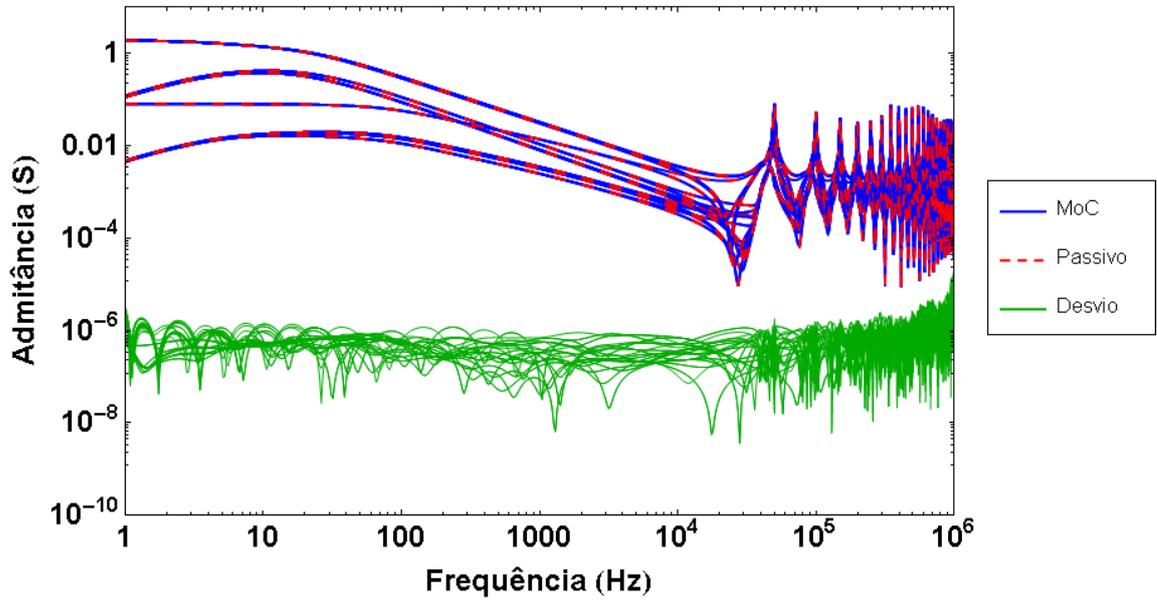


Figura 4.80: Imposição da Passividade - MoC - Linha 3000 m - Solo 1

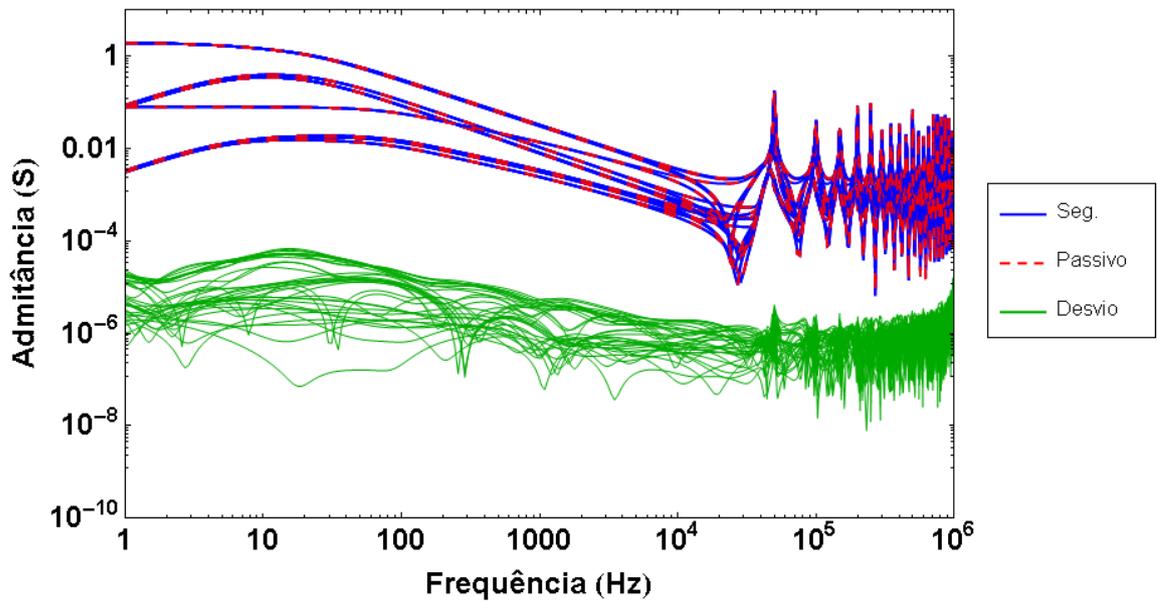


Figura 4.81: Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 1

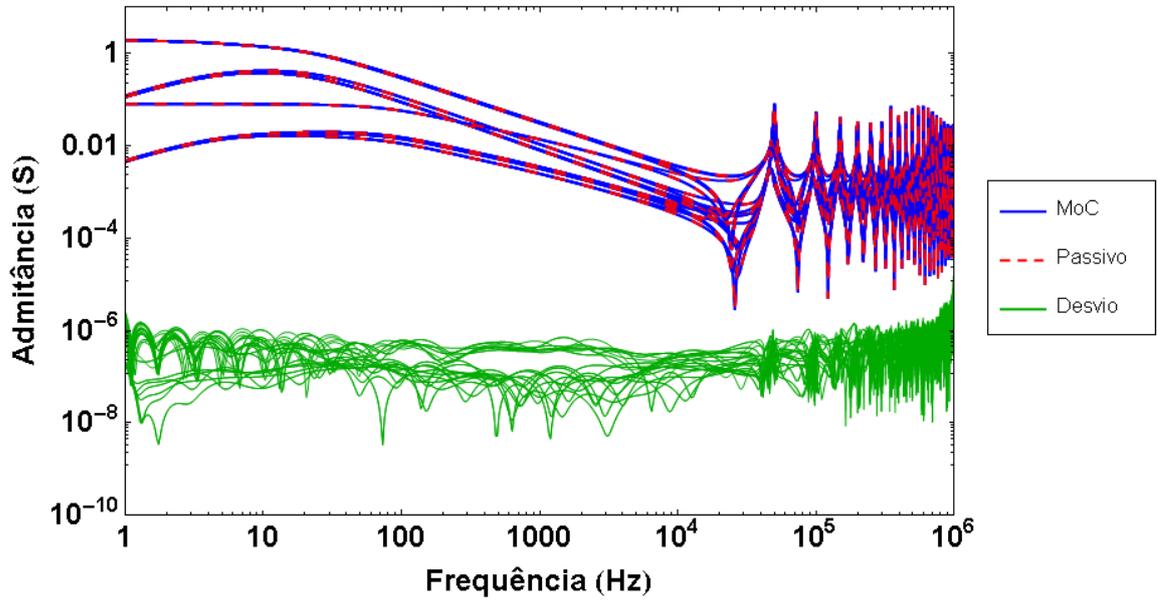


Figura 4.82: Imposição da Passividade - MoC - Linha 3000 m - Solo 2

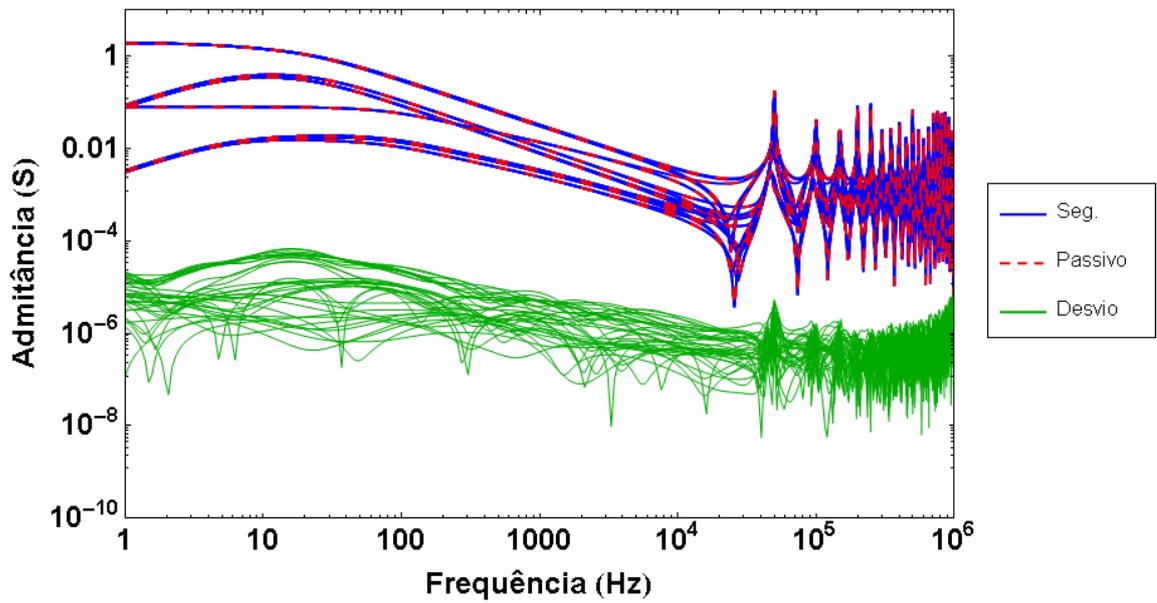


Figura 4.83: Imposição da Passividade - Segmentação - Linha 3000 m - Solo 2

Na Tabela 4.8 apresenta-se o número de violações à passividade e desvios RMS para cada trecho de linha calculados pelo Método das Características (MoC) e pelo Método de Segmentação (Seg.) para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Tabela 4.8: Imposições da passividade e Desvios RMS - Linha de Transmissão

Método de Cálculo	Modelo de Solo	Conceito	Comprimento da Linha		
			150 m	300 m	3000 m
MoC	Solo 1	Violações	12	4	9
		Desvio RMS	$3,37 \times 10^{-6}$	$2,69 \times 10^{-6}$	$1,70 \times 10^{-6}$
	Solo 2	Violações	13	6	8
		Desvio RMS	$4,33 \times 10^{-6}$	$2,65 \times 10^{-6}$	$8,72 \times 10^{-7}$
Seg.	Solo 1	Violações	3	4	9
		Desvio RMS	$2,19 \times 10^{-4}$	$1,04 \times 10^{-4}$	$8,69 \times 10^{-6}$
	Solo 2	Violações	4	3	6
		Desvio RMS	$2,19 \times 10^{-4}$	$1,05 \times 10^{-4}$	$8,72 \times 10^{-6}$

Apesar do número de violações à passividade ter sido maior ao tornar passivos os ajustes calculados pelo Método das Características, estas violações se resolvem com um menor número de iterações que aquelas originadas dos ajustes calculados pelo Método de Segmentação devido à maior magnitude que estas últimas apresentam.

Para as Admitâncias Nodais calculadas pelo Método das Características conseguiu-se a imposição da passividade dos ajustes dos trechos de linha de 150 m, 300 m e 3000 m, com mínimo desvio em relação às funções originalmente calculadas.

No entanto, para as Admitâncias Nodais calculadas pelo Método de Segmentação a imposição da passividade dos ajustes foi conseguida com um maior desvio, sendo este menor para trechos de linha mais longos.

Embora a Admitância Nodal calculada tanto pelo Método das Características como pelo Método de Segmentação apresentem mínimos desvios RMS na imposição da passividade, devido ao maior desvio RMS obtido na imposição da passividade das Admitâncias Nodais da Linha calculada pelo Método de Segmentação, escolheu-se o Método das Características para a modelagem da Linha.

4.3.2 Imposição da Passividade do Modelo de Aterramento

Foi avaliada a imposição da passividade dos ajustes da Matriz de Admitância Nodal (Y_n) e da Admitância Total (Y_{total}) dos Aterramentos para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Para as Admitâncias Nodais calculadas pelo Método das Características conseguiu-se a imposição da passividade dos ajustes da Matriz de Admitância Nodal (Y_n) e da Admitância Total (Y_{total}) dos Aterramentos, com mínimo desvio em relação às funções originalmente calculadas.

Na Tabela 4.9 apresenta-se o número de violações à passividade e desvios RMS calculados para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Tabela 4.9: Imposição da passividade e Desvios RMS - Aterramento

Modelo de Solo	Conceito	Admitância de Aterramento	
		Total (Y_{total})	Matricial (Y_n)
Solo 1	Violações	0	0
	Desvio RMS	$7,90 \times 10^{-6}$	$2,18 \times 10^{-8}$
Solo 2	Violações	0	0
	Desvio RMS	$9,31 \times 10^{-5}$	$1,16 \times 10^{-6}$

Tanto no ajuste da Matriz de Admitância Nodal (Y_n) como da Admitância Total (Y_{total}) para os Modelos de Solo 1 e Solo 2, os valores ajustados não apresentaram violações à passividade, com desvios na ordem da precisão numérica do computador.

Nas figuras 4.84 a 4.87 apresentam-se os resultados obtidos, sendo as descon-
tinuidades no parâmetro “Desvio” devidas a que em certos pontos esse parâmetro
alcança o valor zero, não representável na escala logarítmica.

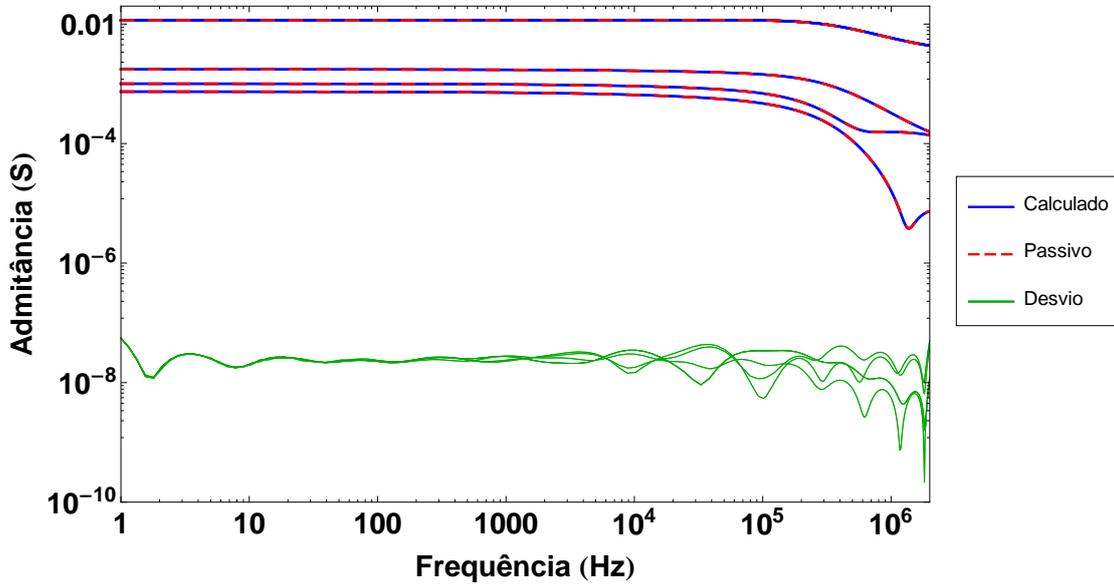


Figura 4.84: Imposição da Passividade - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 1

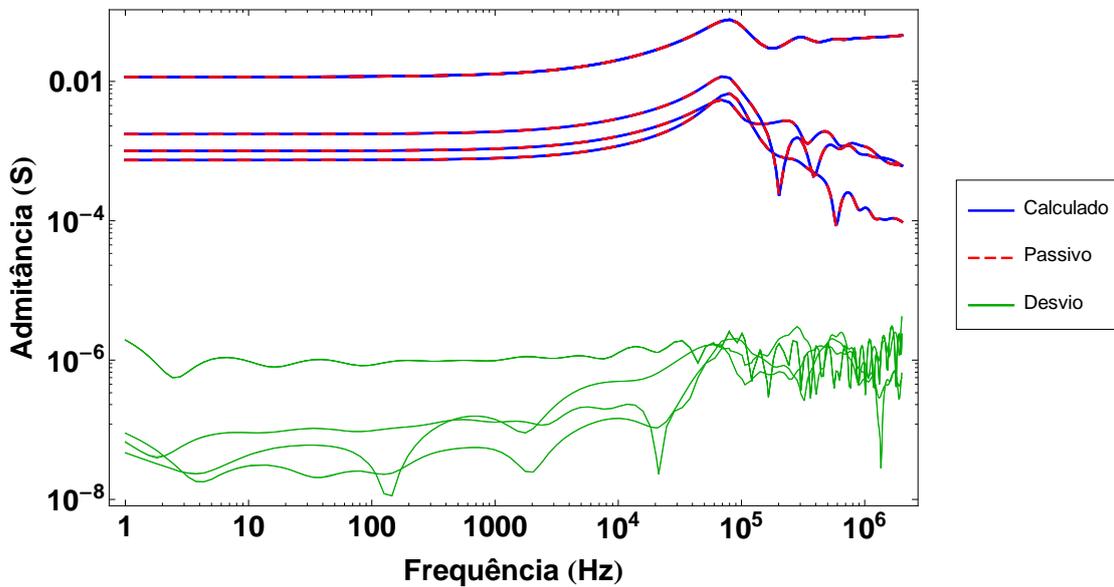


Figura 4.85: Imposição da Passividade - Matriz Y_n - Aterramento - Solo 2

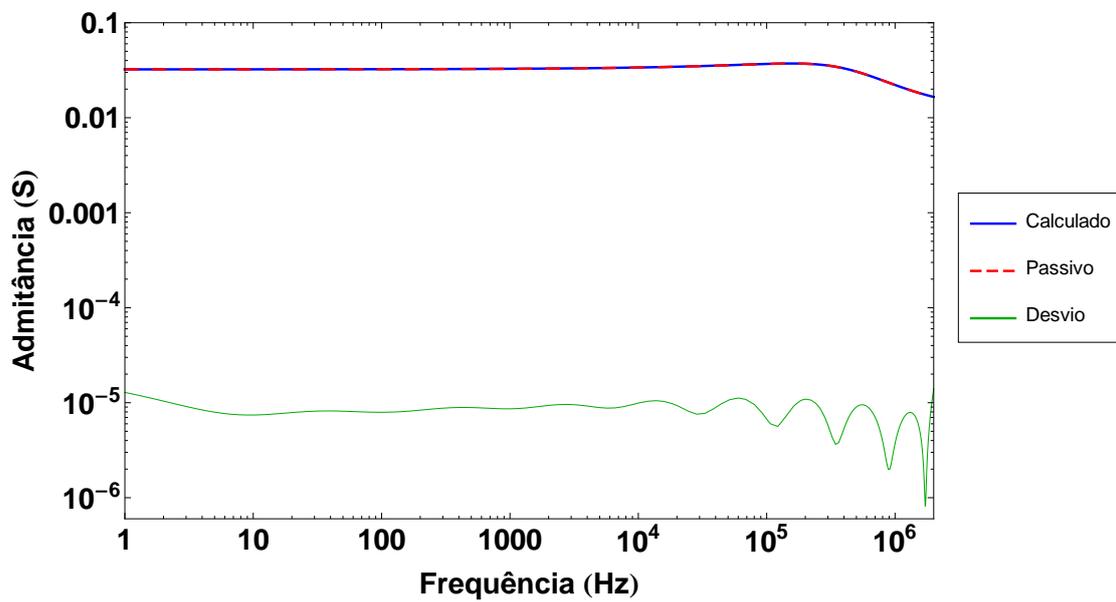


Figura 4.86: Imposição da Passividade - Y_{total} - Aterramento - Solo 1

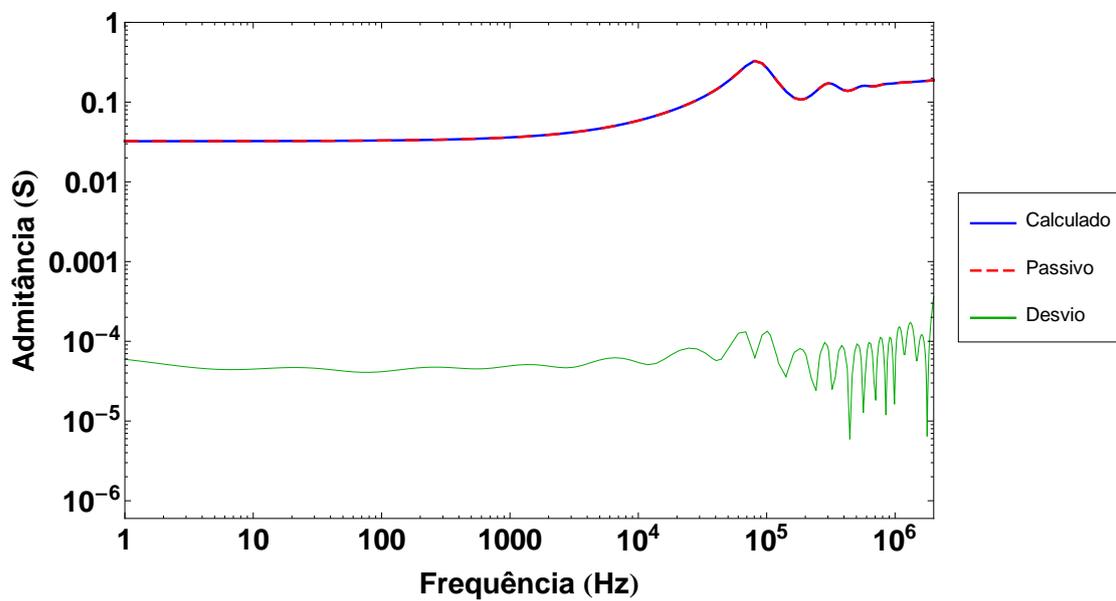


Figura 4.87: Imposição da Passividade - Y_{total} - Aterramento - Solo 2

4.3.3 Imposição da Passividade do Modelo de Estruturas Metálicas

Foi avaliada a imposição da passividade do ajuste da Matriz de Admitância Nodal (Y_n) da Estrutura Metálica para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Na Tabela 4.10 apresenta-se o número de violações à passividade e desvios RMS calculados para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

Tabela 4.10: Imposição da passividade e Desvios RMS - Estrutura Metálica

Modelo de Solo	Conceito	Estrutura Metálica
Solo 1	Violações	2
	Desvio RMS	$8,17 \times 10^{-3}$
Solo 2	Violações	2
	Desvio RMS	$7,55 \times 10^{-3}$

Nesse caso, o ajuste da Matriz de Admitância Nodal para os Modelos de Solo 1 e Solo 2 apresentaram violações à passividade de maior magnitude que aquelas calculadas para Linhas de Transmissão e Aterramentos, o que originou uma maior alteração dos valores ajustados na faixa de frequências acima de 1 kHz, ao ser estes valores de magnitude comparável à magnitude do Desvio.

Nas Figuras 4.88 a 4.89 apresentam-se os resultados obtidos.

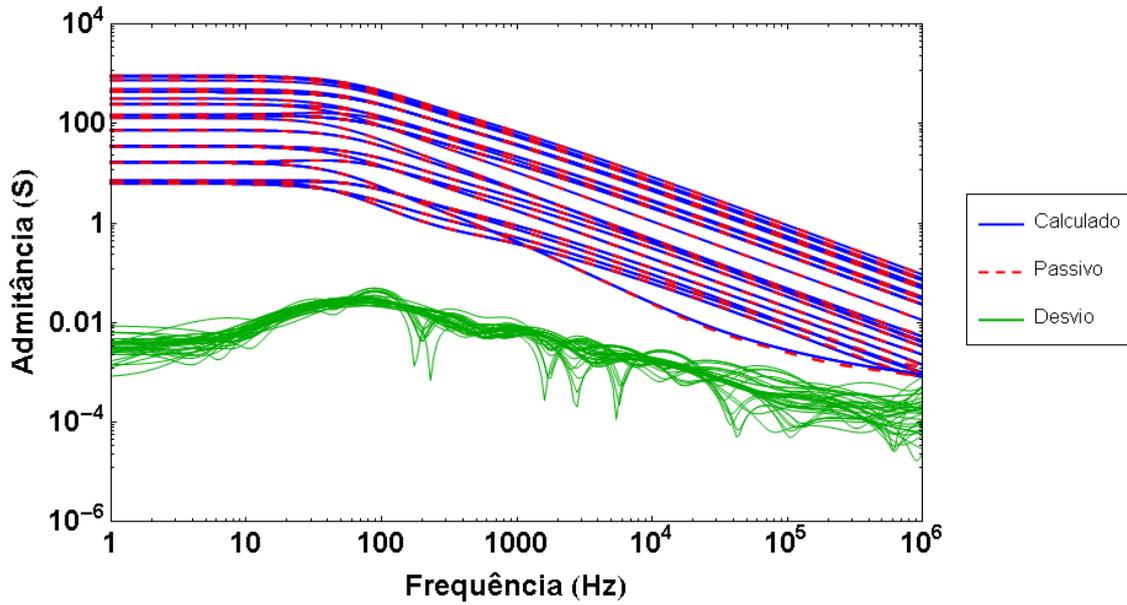


Figura 4.88: Imposição da Passividade - Estrutura - Solo 1

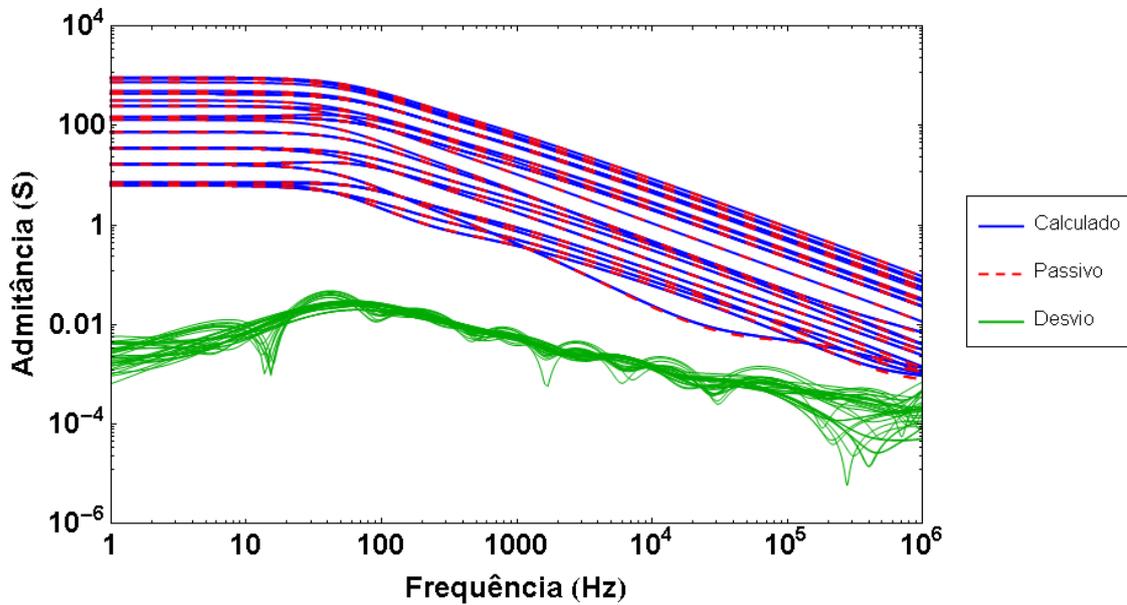


Figura 4.89: Imposição da Passividade - Estrutura - Solo 2

O elevado desvio RMS se atribui à presença de um autovalor da Matriz de Admitância Nodal com parte real predominantemente negativa na banda de frequência avaliada ($\text{eig}(\Re\{Y_n\}) < 0$), o qual é completamente alterado pelo processo de imposição da passividade.

Nas Figuras 4.90 a 4.93 apresentam-se os resultados obtidos.

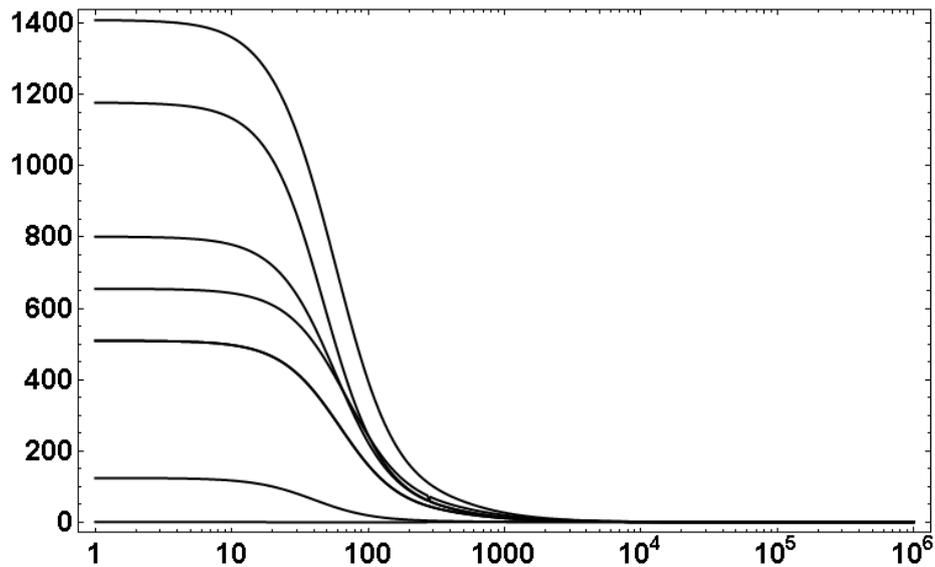


Figura 4.90: Parte Real dos autovalores de Y_n - Estrutura - Solo 1

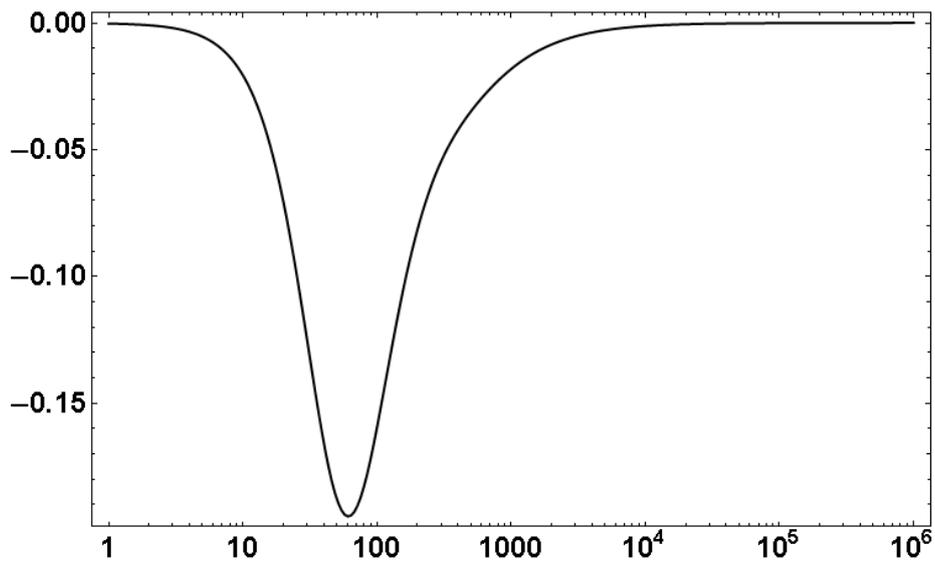


Figura 4.91: Parte Real do menor autovalor de Y_n - Estrutura - Solo 1

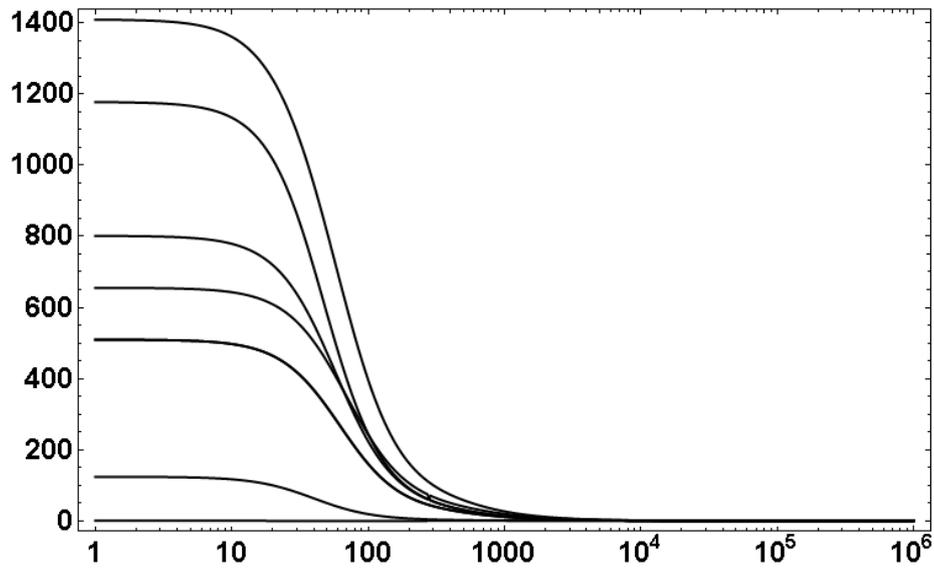


Figura 4.92: Parte Real dos autovalores de Y_n - Estrutura - Solo 2

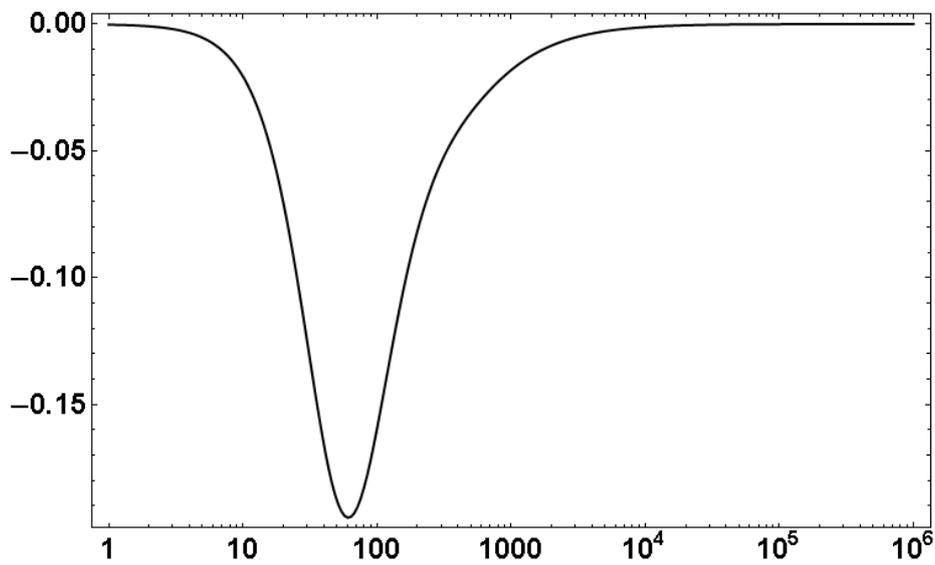


Figura 4.93: Parte Real do menor autovalor de Y_n - Estrutura - Solo 2

4.4 Síntese de circuitos RLC equivalentes

Foi realizada usando a rotina de domínio público e código aberto *Netgen.m* descrita em [40], que permite a síntese de blocos de circuitos equivalentes a partir de funções racionais que contenham até 256 polos.

Nas Tabelas 4.11, 4.12 e 4.13 apresenta-se a quantidade de ramos calculada para cada bloco de circuitos RLC equivalentes da linha de transmissão, estruturas metálicas e aterramento, assim como o número de terminais de cada bloco.

Tabela 4.11: Número de ramos - circuito equivalente - Linha de Transmissão

Modelo de Solo	Linha de Transmissão (8 terminais)		
	150 m	300 m	3000 m
Solo 1	1332	1800	9756
Solo 2	1332	1764	9720

Tabela 4.12: Número de ramos - circuito equivalente - Aterramentos

Modelo de Solo	Aterramento	
	1 terminal	4 terminais
Solo 1	10	190
Solo 2	23	450

Tabela 4.13: Número de ramos - circuito equivalente - Estruturas

Modelo de Solo	Estrutura (8 terminais)
Solo 1	864
Solo 2	900

4.5 Verificação da Síntese de Elementos

Para verificar que as Admitâncias Nodais calculadas em função da frequência para a Linha de Transmissão, Aterramento e Estrutura Metálica tenham sido corretamente sintetizadas em blocos de circuitos equivalentes que possam ser incluídas em simulações no domínio do tempo no EMTP-ATP, realizou-se uma varredura na frequência com uma fonte de tensão de $1V$ num terminal, estando os terminais restantes aterrados com resistências de $1\ \mu\Omega$.

Mediram-se as correntes em cada ramal e calcularam-se as admitâncias próprias e mútuas, repetindo-se esta operação colocando a fonte em cada terminal.

Finalmente, os resultados da síntese de circuitos equivalentes foram comparados com aqueles dos dados originais e da imposição da passividade.

4.5.1 Varredura na Frequência - Linha de Transmissão

Na Figura 4.94 apresenta-se a topologia do circuito para a varredura na frequência da Linha de Transmissão sintetizada.

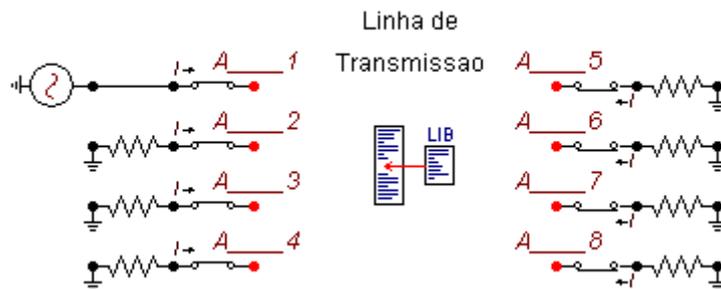


Figura 4.94: Circuito de Varredura na Frequência - Linha de Transmissão

Nas Figuras 4.95 a 4.100 apresentam-se os resultados obtidos.

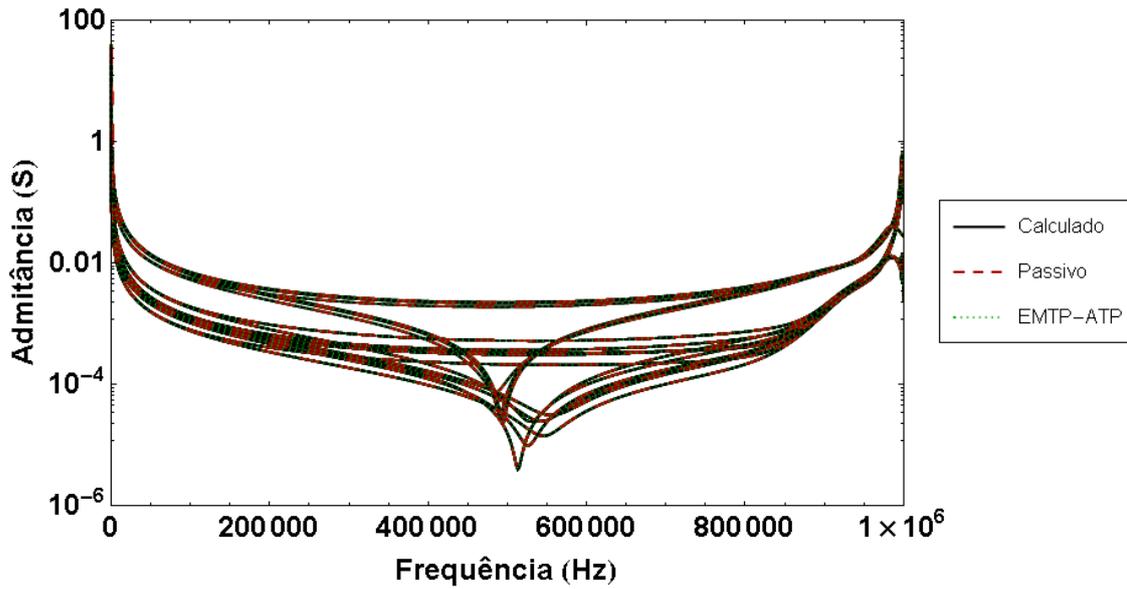


Figura 4.95: Comparação Varredura na Frequência - Linha 150 m - Solo 1

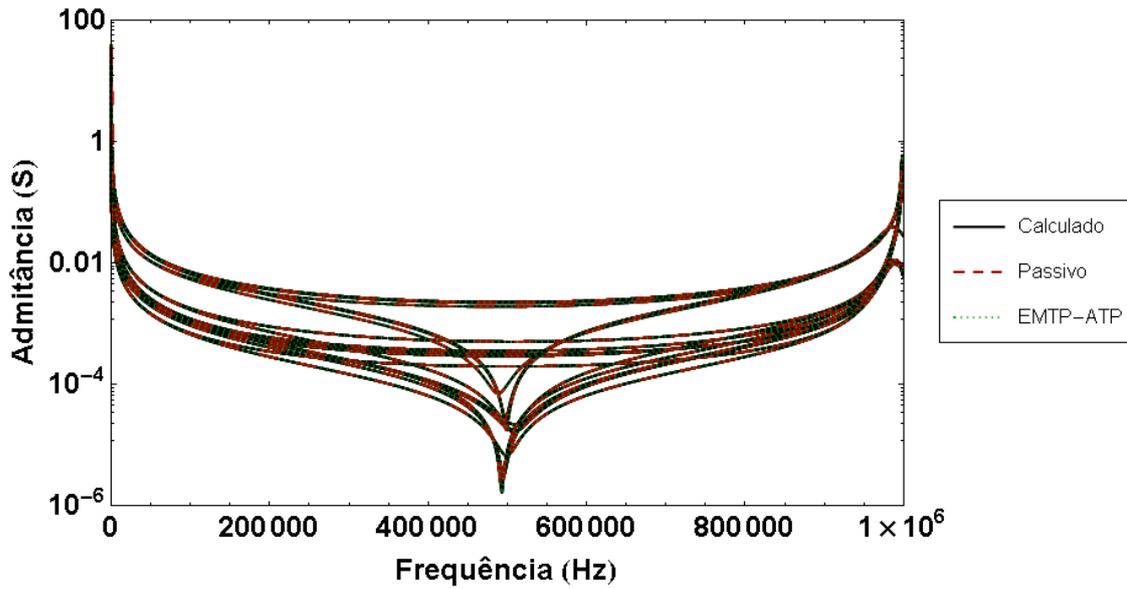


Figura 4.96: Comparação Varredura na Frequência - Linha 150 m - Solo 2

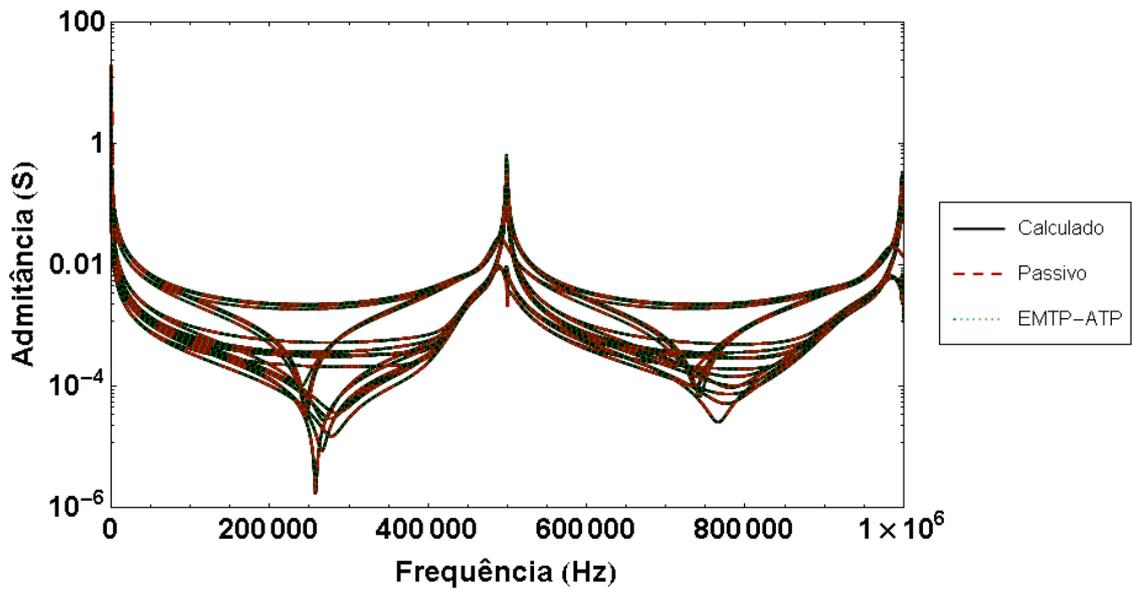


Figura 4.97: Comparação Varredura na Frequência - Linha 300 m - Solo 1

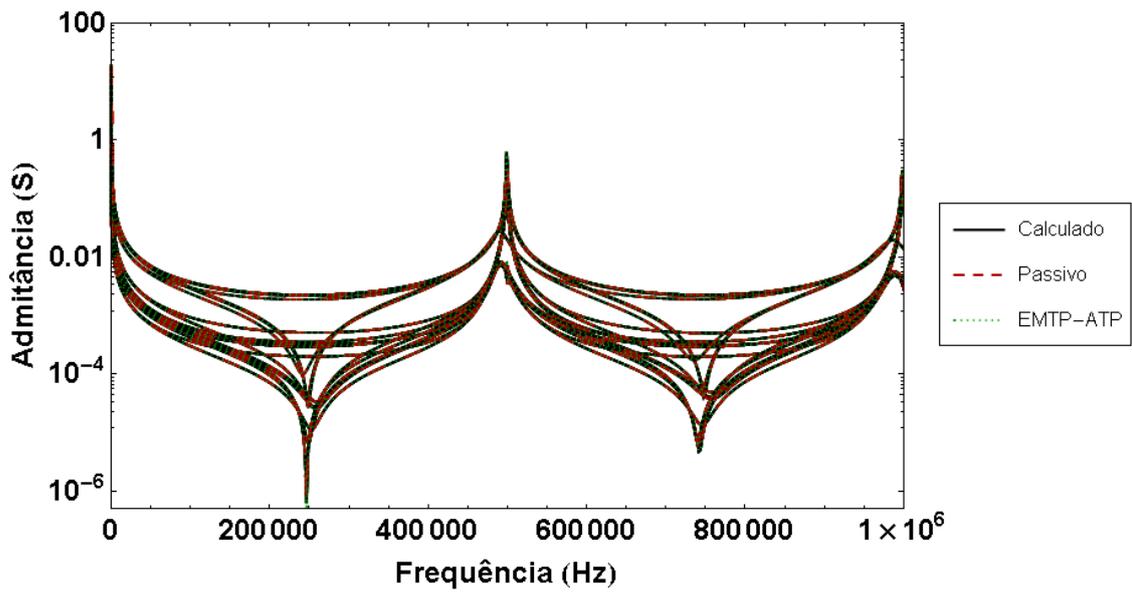


Figura 4.98: Comparação Varredura na Frequência - Linha 300 m - Solo 2

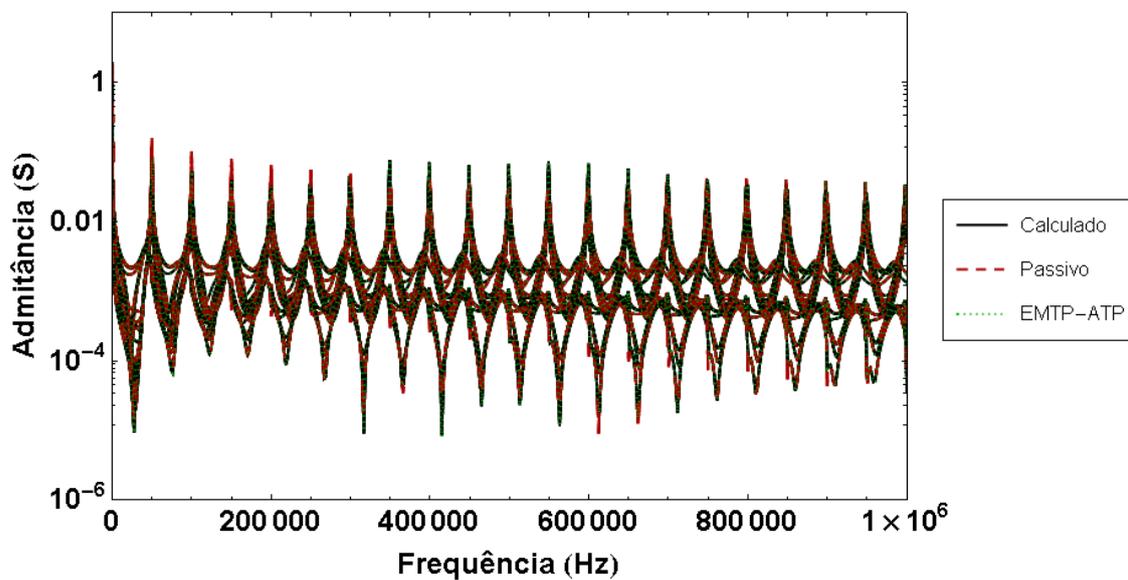


Figura 4.99: Comparação Varredura na Frequência - Linha 3000 m - Solo 1

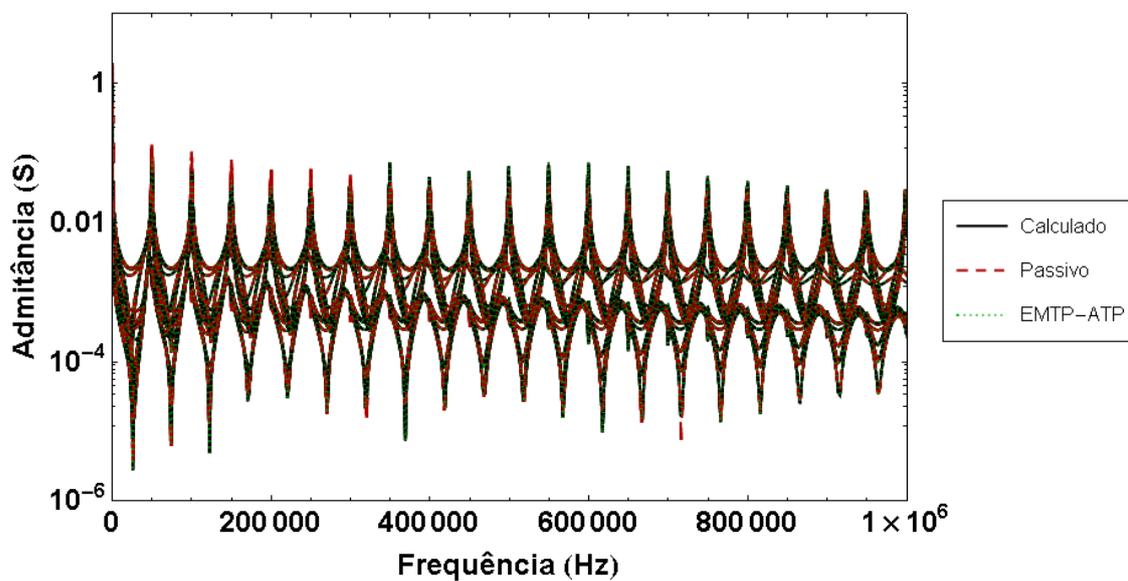


Figura 4.100: Comparação Varredura na Frequência - Linha 3000 m - Solo 2

4.5.2 Varredura na Frequência - Aterramento

Nas figuras 4.101 e 4.102 apresenta-se a topologia do circuito para a varredura na frequência do Aterramento sintetizado a partir da Matriz de Admitância Nodal (Y_n) e da Admitância Total (Y_{total}) respectivamente.

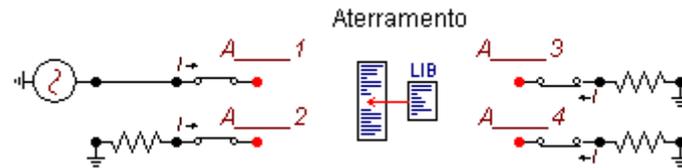


Figura 4.101: Circuito de Varredura na Frequência - Aterramento - Y_n

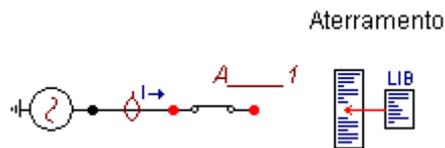


Figura 4.102: Circuito de Varredura na Frequência - Aterramento - Y_{total}

Nas Figuras 4.103 a 4.106 apresentam-se os resultados da verificação da síntese.

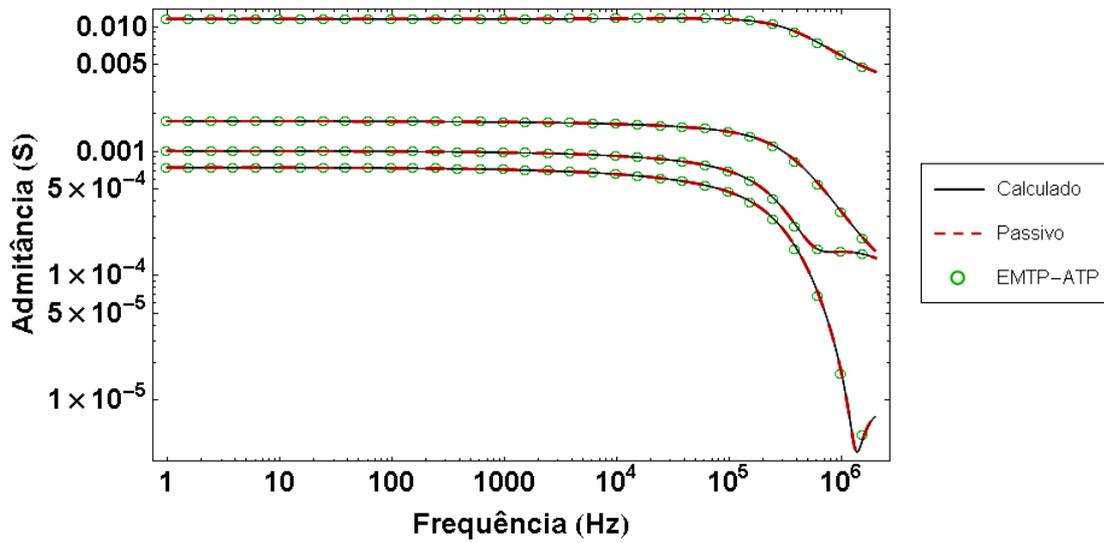


Figura 4.103: Comparação Varredura na Frequência - Aterramento Y_n - Solo 1

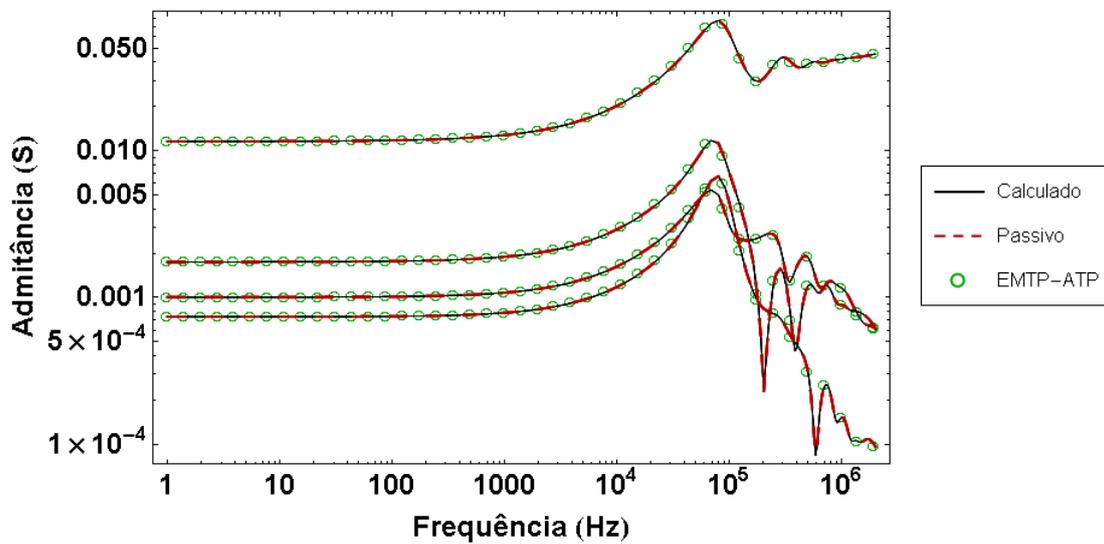


Figura 4.104: Comparação Varredura na Frequência - Aterramento Y_n - Solo 2

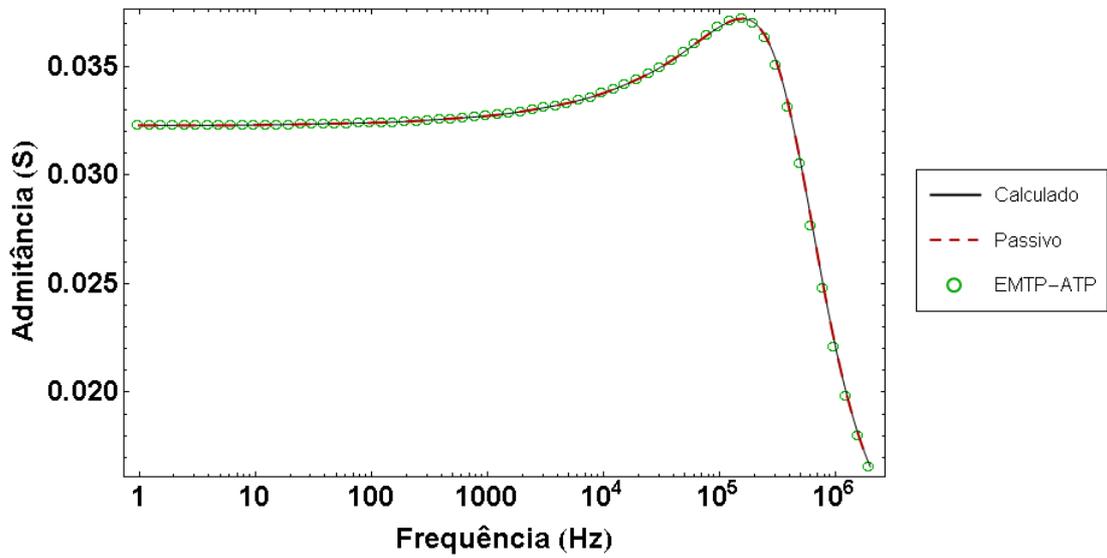


Figura 4.105: Comparação Varredura na Frequência - Aterramento Y_{total} - Solo 1

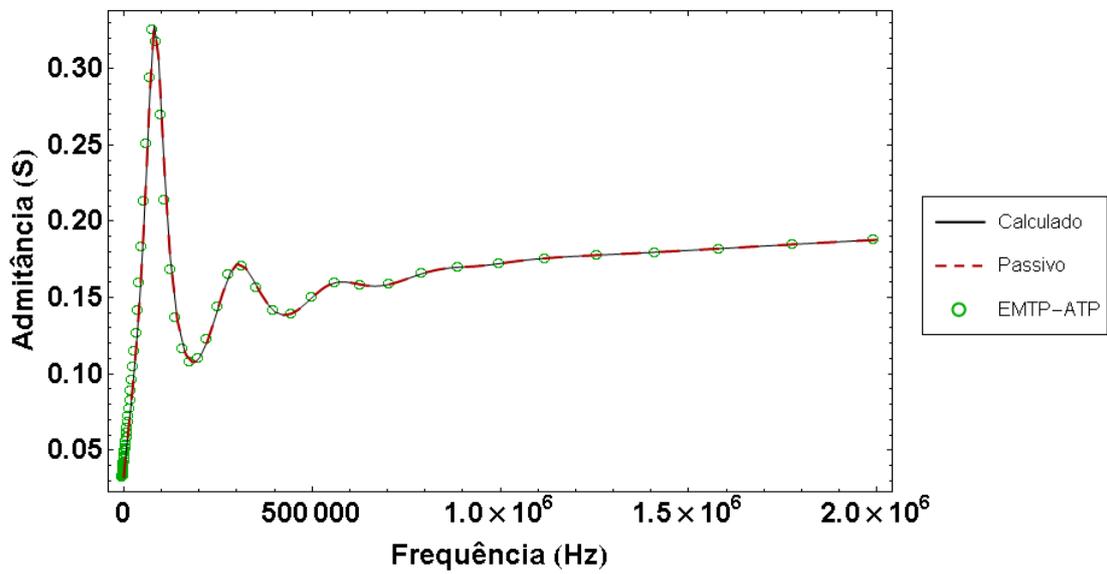


Figura 4.106: Comparação Varredura na Frequência - Aterramento Y_{total} - Solo 2

4.5.3 Varredura na Frequência - Estrutura Metálica

Na Figura 4.107 apresenta-se a topologia do circuito para a varredura na frequência da Estrutura Metálica sintetizada.

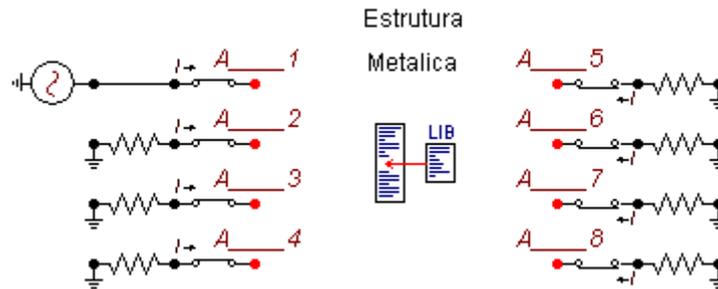


Figura 4.107: Circuito de Varredura na Frequência - Estrutura Metálica

Nas Figuras 4.108 e 4.109 apresentam-se os resultados obtidos.

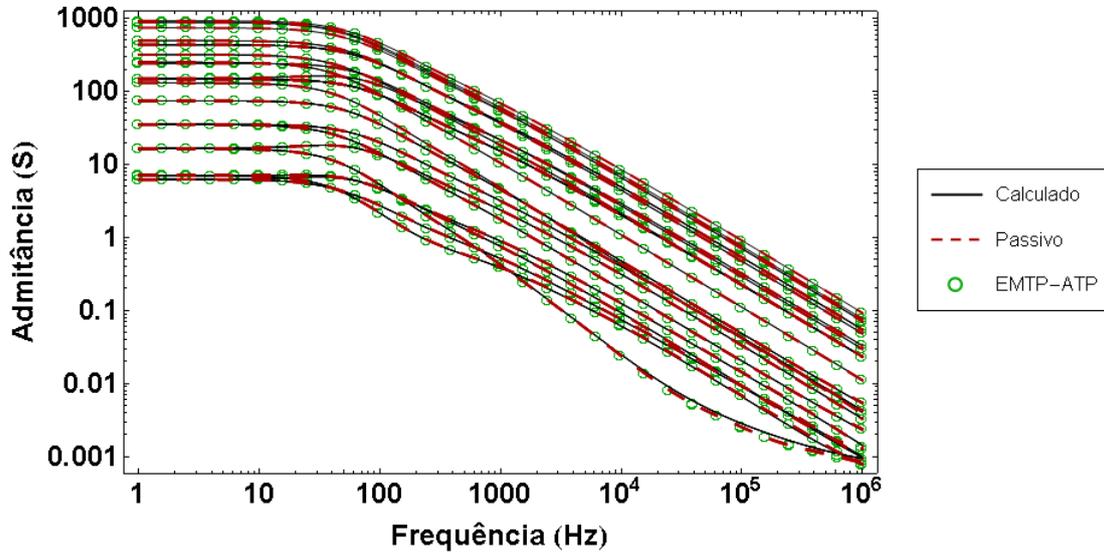


Figura 4.108: Comparação Varredura na Frequência - Estrutura - Solo 1

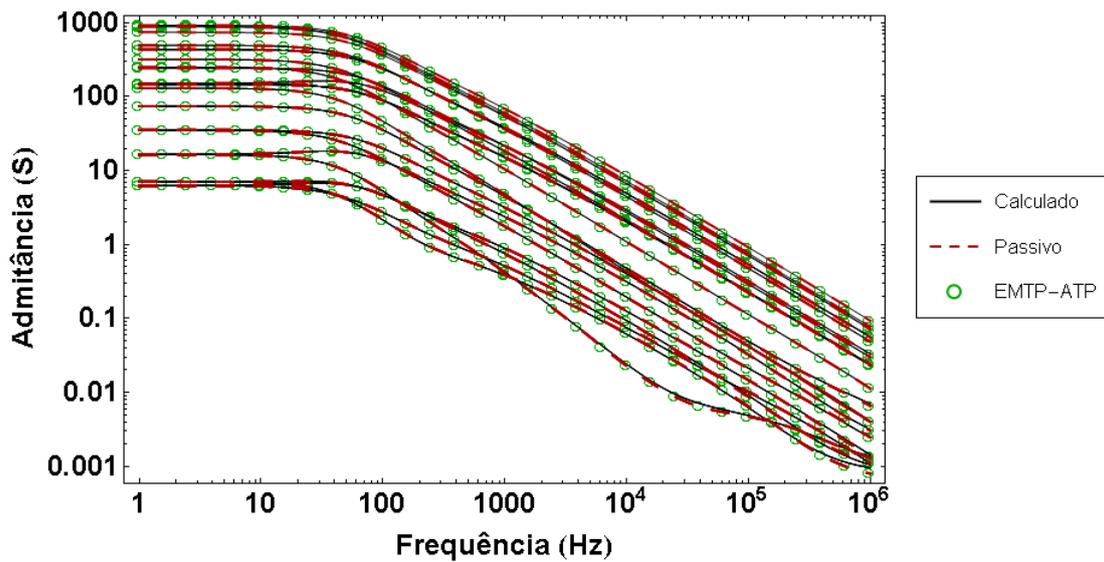


Figura 4.109: Comparação Varredura na Frequência - Estrutura - Solo 2

4.6 Inclusão do modelo no EMTP-ATP e Discussão de resultados

No que segue desenvolve-se uma avaliação da modelagem no EMTP-ATP com modelos circuitais equivalentes dos exemplos apresentados na **Sub-Seção 2.3**.

A inclusão nas simulações no EMTP-ATP dos blocos de circuitos equivalentes das Linhas de Transmissão, Estruturas Metálicas e Aterramentos ultrapassou a capacidade da versão “standard” ou padrão do EMTP-ATP, superando o máximo permitido de número de ramos (LBRNCH) e do número de pontos históricos (LHIST). Procedeu-se então a usar a versão “gigmingw” recompilada descrita no **Apêndice H**.

Na Tabela 4.14 se repetem os nomes e descrições das sobretensões avaliadas nos exemplos apresentados na **Sub-Seção 2.3**.

Tabela 4.14: Descrição das Sobretensões avaliadas

Sobretensões avaliadas	Ponto de medida da Sobretensão	Ponto de queda do raio
TO-TO	Cadeia de isoladores mais alta	Topo da Estrutura conectada ao cabo pararraios
TO-MV	Cadeia de isoladores mais alta	Cabo pararraios ao meio vão
MV-MV	Entre a fase mais alta e o cabo pararraios	Cabo pararraios ao meio vão

Na Tabela 4.15 apresenta-se os tipos de solo avaliados para as sobretensões descritos na Tabela anterior.

Tabela 4.15: Descrição dos Modelos e respectivas Sobretensões avaliadas

Sobretensões avaliadas	Programa	Tipo de Solo	
		Solo 1	Solo 2
TO-TO	FDETP	✓	✓
	ATP	✓	✓
TO-MV	FDETP	N/D	✓
	ATP	N/A	✓
MV-MV	FDETP	N/D	✓
	ATP	N/A	✓

N/D: Não disponível na Referência [10]

N/A: Não avaliado com o EMTP/ATP

Inicialmente, as sobretensões foram avaliadas usando equivalentes de circuitos da

Linha de Transmissão, Estrutura Metálica e Aterramento para os Modelos de Solo 1 e Solo 2.

No entanto, apesar da Estrutura Metálica ter sido corretamente sintetizada, a inclusão desta nas simulações originava resultados fora de escala ou zero para todos os casos descritos na Tabela 4.15. Esta situação motivou a deixar de incluir o bloco de ramos RLC equivalentes da Estrutura Metálica e do Aterramento sintetizado a partir da Y_n , para usar duas abordagens alternativas que consistem na inclusão da Estrutura Metálica mediante dois modelos circuitais equivalentes denominados como Torres Tipo 1 e Tipo 2, ambas conectadas ao Aterramento sintetizado a partir da Y_{total} .

O modelo de Torre Tipo 1, originalmente calculado e documentado em [10], se obtém a partir da resposta em frequência calculada com o programa FDETP.

O modelo de Torre Tipo 2 se calcula ao dividir a Estrutura Metálica em corpos cilíndricos equivalentes, tal como foi previamente feito na **Sub-Seção 2.3**.

Foi assim que para cada modelo apresentado na Tabela 4.15 as sobretensões foram avaliadas considerando, no total, estas três possíveis abordagens que se apresentam a continuação na Tabela 4.16

Tabela 4.16: Descrição das Abordagens avaliadas

Conceito	Estrutura Metálica	Linha de Transmissão	Aterramento
Abordagem # 1	RLC	RLC	RLC
Abordagem # 2	Tipo 1	RLC	RLC
Abordagem # 3	Tipo 2	RLC	RLC

RLC: Bloco de ramos RLC equivalente

Nas Figuras 4.110 a 4.112 apresentam-se os as Abordagens adotadas para modelar a Estrutura Metálica no EMTP-ATP.

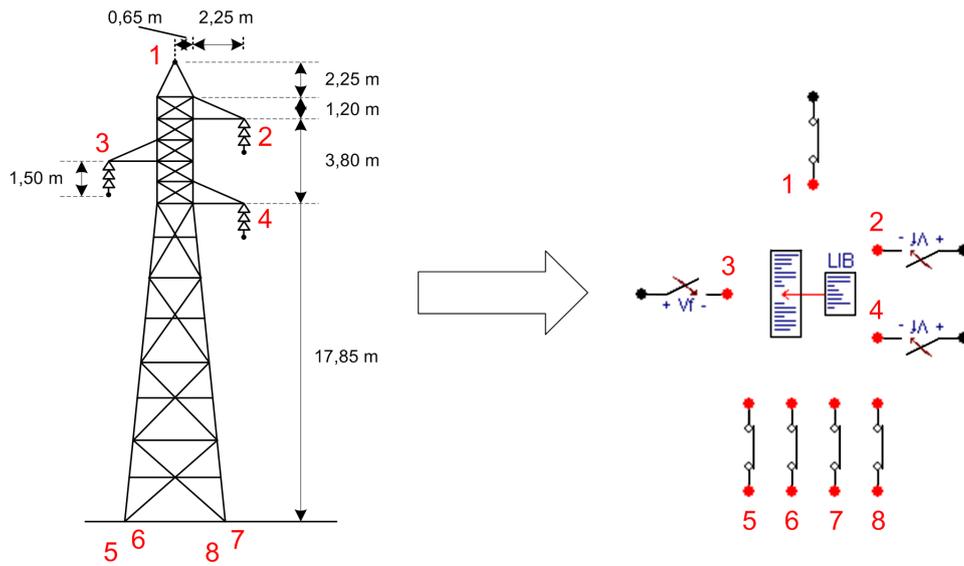


Figura 4.110: Estrutura Metálica - Abordagem #1

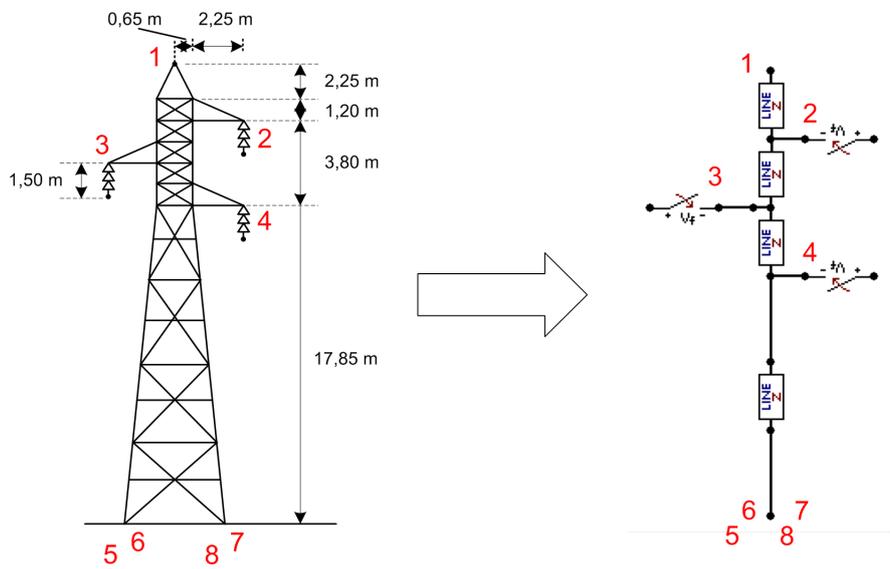


Figura 4.111: Estrutura Metálica - Abordagem #2

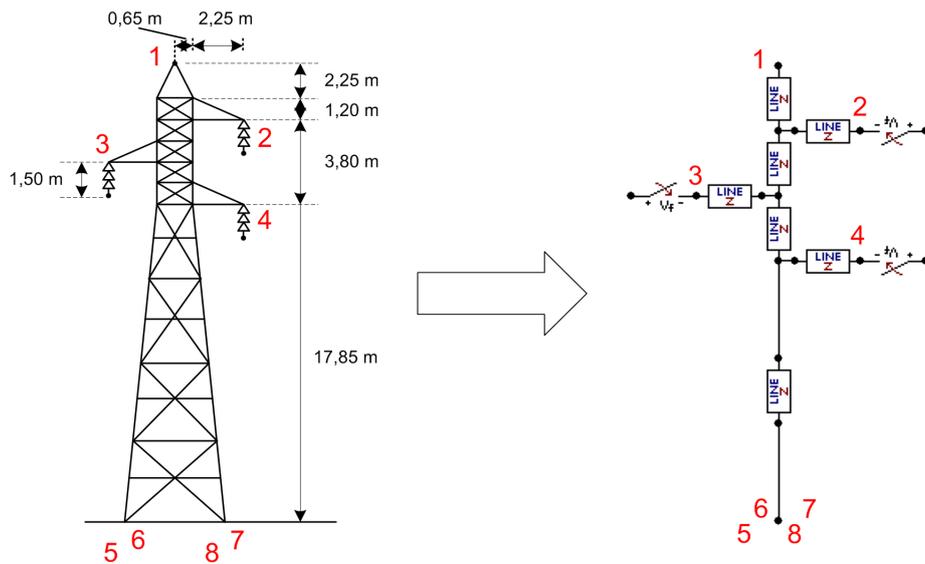


Figura 4.112: Estrutura Metálica - Abordagem #3

Nas Figuras 4.113 a 4.118 apresentam-se os diagramas unifilares de cada abordagem modelada no ATPDraw. No que segue apresentam-se os resultados calculados para as Abordagens #2 e #3.

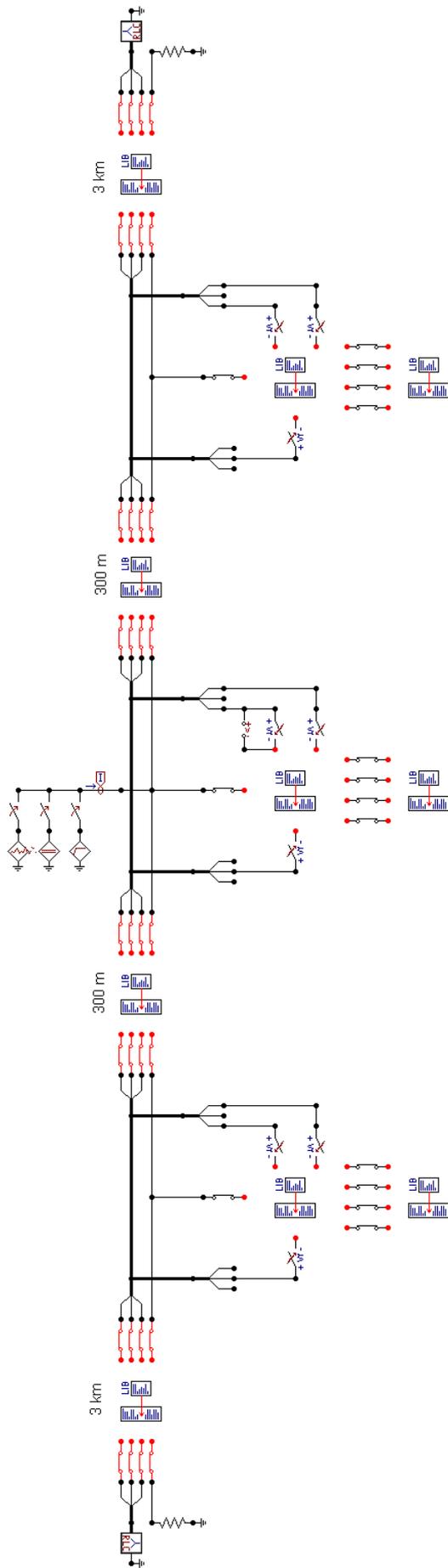


Figura 4.113: Abordagem #1 - Queda de raio em uma estrutura metálica - Solo 1 e Solo 2

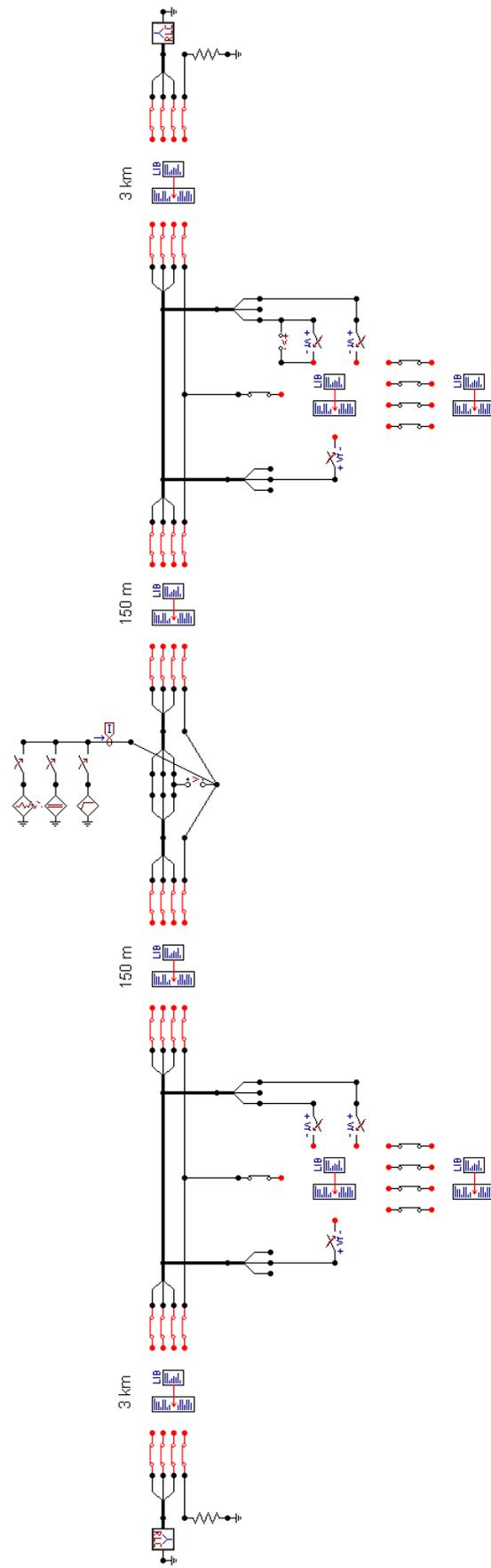


Figura 4.114: Abordagem #1 - Queda de raio ao meio vão - Solo 1 e Solo 2

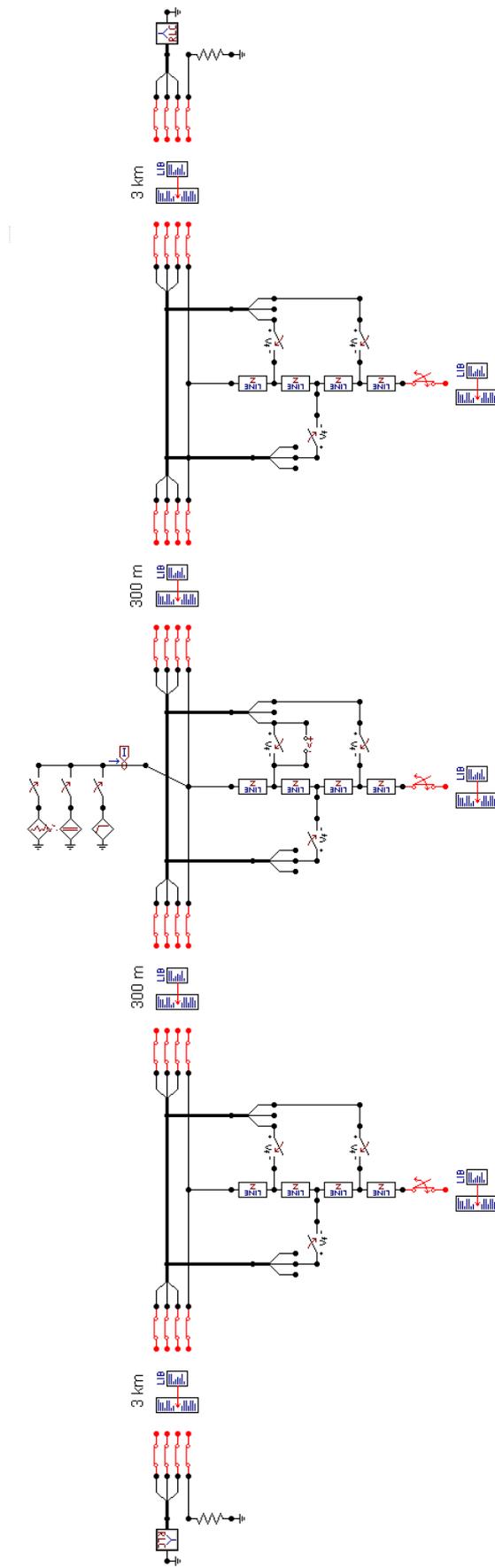


Figura 4.115: Abordagem #2 - Queda de raio em uma estrutura metálica - Solo 1 e Solo 2

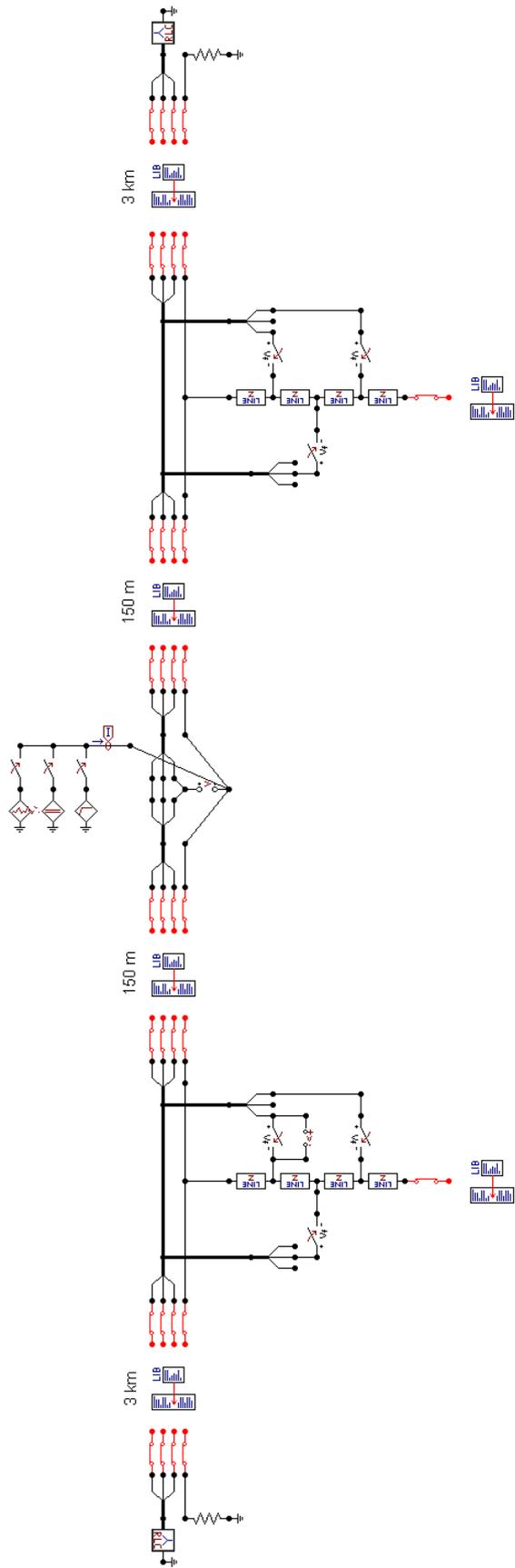


Figura 4.116: Abordagem #2 - Queda de raio ao meio vão - Solo 1 e Solo 2

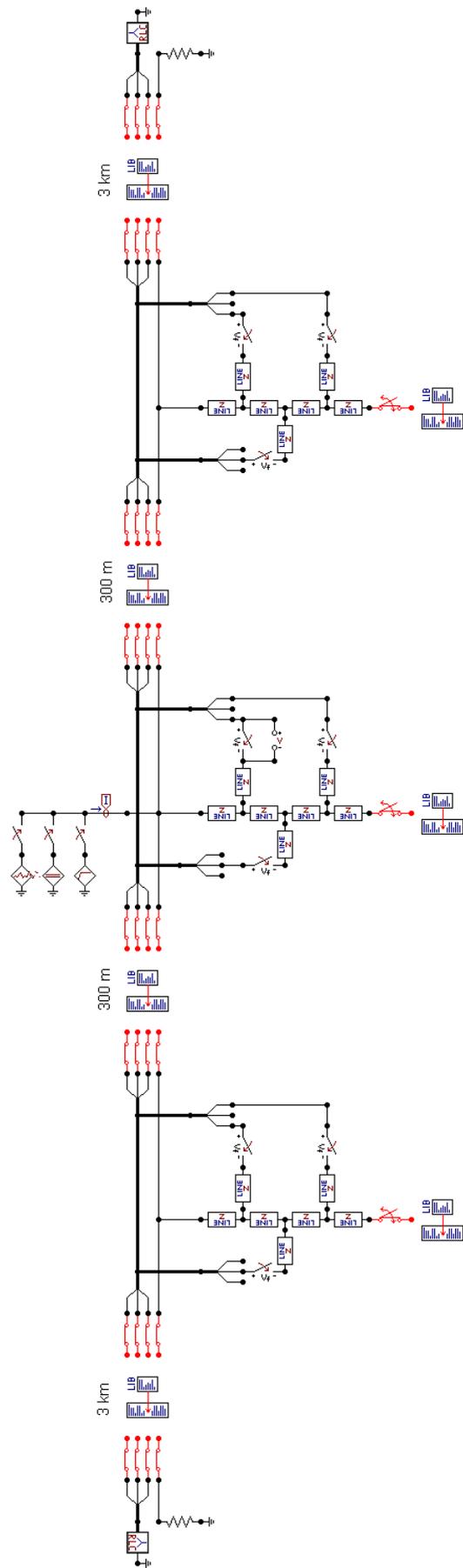


Figura 4.117: Abordagem #3 - Queda de raio em uma estrutura metálica - Solo 1 e Solo 2

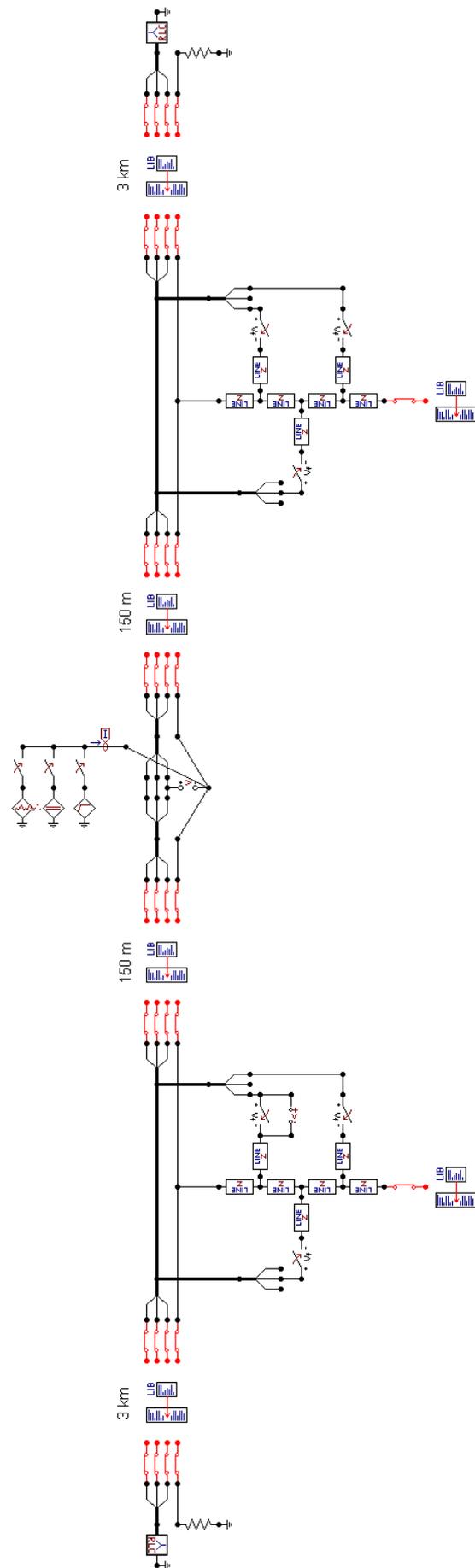


Figura 4.118: Abordagem #3 - Queda de raio ao meio vão - Solo 1 e Solo 2

4.6.1 Sobretensão TO-TO para Modelo de Solo 1

Na Figura 4.119 apresentam-se as sobretensões calculadas com o EMTP-ATP para a Abordagem #2 e a Abordagem #3. Ambas são bastante próximas àquelas calculadas usando o programa FDETP.

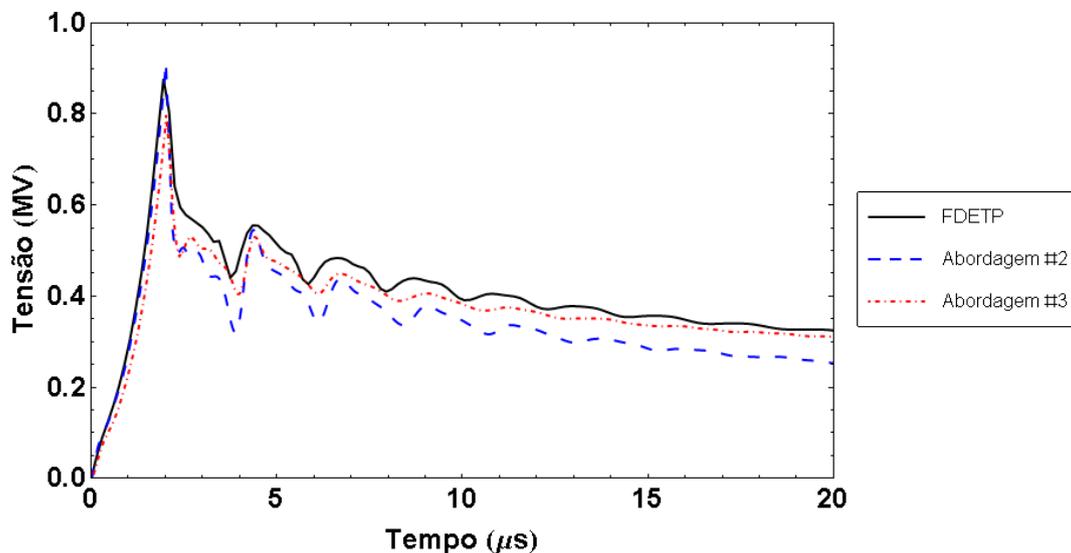


Figura 4.119: Comparação de Sobretensões caso TO-TO em Solo 1

A modelagem pela Abordagem #2 apresenta uma sobretensão com frente de onda similar àquela calculada com o FDETP, com um pico de onda de maior magnitude e menores valores na cauda da onda.

A modelagem pela Abordagem #3 apresenta uma sobretensão com valores de frente de onda e pico ligeiramente menores àqueles calculados com o FDETP, e valores mais próximos na cauda da onda que aqueles calculados pela Abordagem #2.

Nenhuma dessas sobretensões apresentou oscilações numéricas nos resultados.

4.6.2 Sobretensão TO-TO para Modelo de Solo 2

Na Figura 4.120 apresentam-se as sobretensões calculadas com o EMTP-ATP para a Abordagem #2 e a Abordagem #3. Ambas são bastante próximas àquelas calculadas usando o programa FDETP.

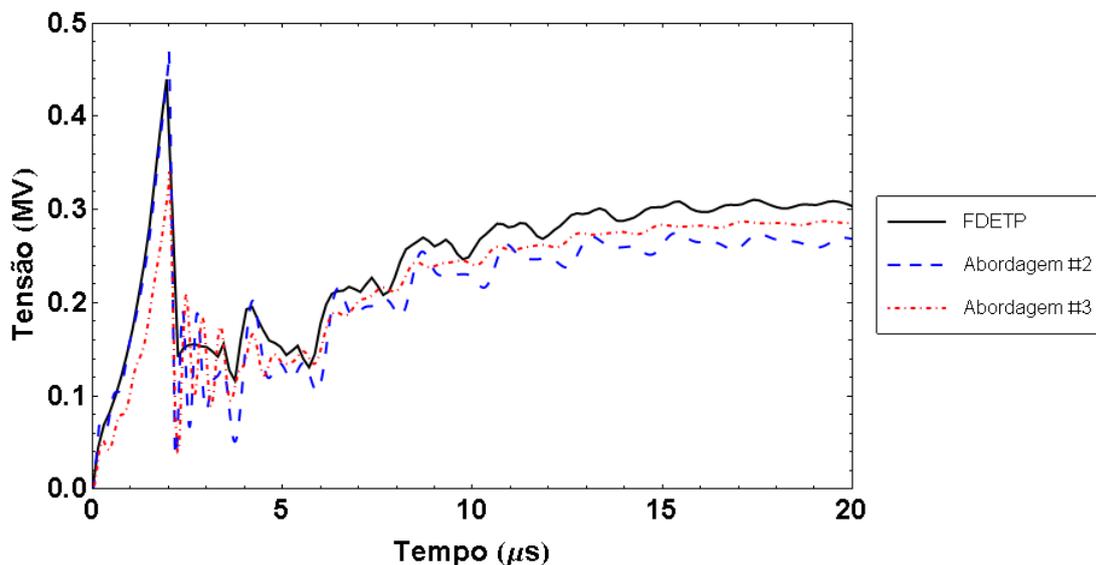


Figura 4.120: Comparação de Sobretensões caso TO-TO em Solo 2

A modelagem pela Abordagem #2 apresenta uma sobretensão com frente de onda similar àquela calculada com o FDETP, com um pico de onda de maior magnitude e menores valores na cauda da onda.

A modelagem pela Abordagem #3 apresenta uma sobretensão com valores de frente de onda e pico inferiores àqueles calculados com o FDETP, e valores mais próximos na cauda da onda que aqueles calculados pela Abordagem #2.

A sobretensão apresentou oscilações numéricas na faixa de 2 μs a 5 μs .

4.6.3 Sobretensão TO-MV para Modelo de Solo 2

Na Figura 4.121 apresentam-se as sobretensões calculadas com o EMTP-ATP para a Abordagem #2 e a Abordagem #3. Ambas são próximas àquela calculada usando o programa FDETP, com valores na meia onda e na cauda maiores e menos amortecidos que aqueles calculados com o FDETP, e valores ligeiramente maiores da Abordagem #2 e da Abordagem #3.

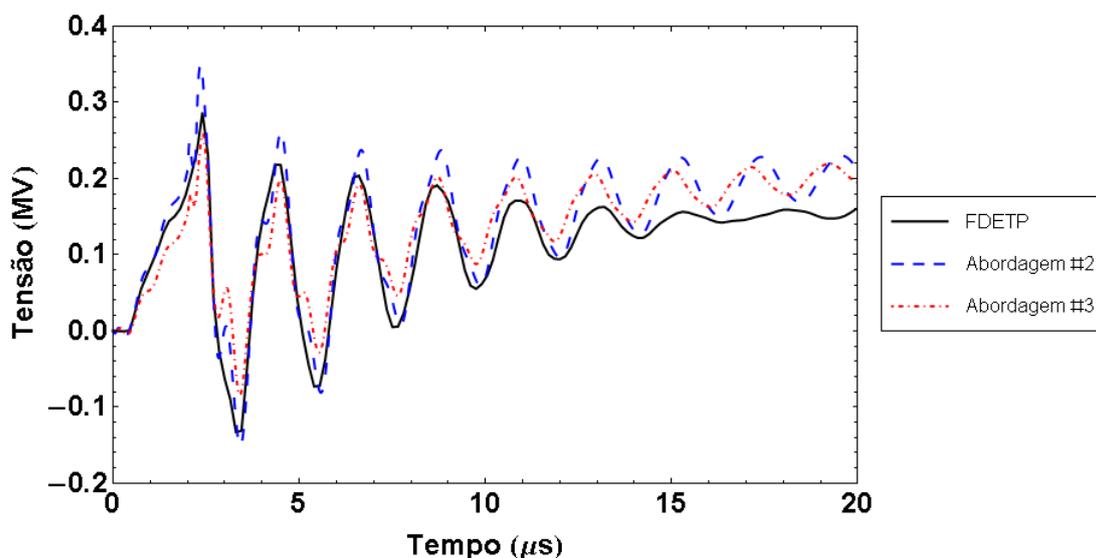


Figura 4.121: Comparação de Sobretensões caso TO-MV em Solo 2

A modelagem pela Abordagem #2 apresenta uma sobretensão com frente de onda similar àquela calculada com o FDETP, com um pico de onda de maior magnitude e maiores valores na cauda da onda.

A modelagem pela Abordagem #3 apresenta uma sobretensão com frente de onda e pico ligeiramente menores àqueles calculados com o FDETP, e valores ligeiramente mais próximos na cauda da onda que aqueles calculados pela Abordagem #2.

Apresenta-se uma ligeira defasagem angular entre as respostas calculadas com o FDETP e com o ATP para a Abordagem #2 e para a Abordagem #3.

4.6.4 Sobretensão MV-MV para Modelo de Solo 2

Na Figura 4.122 apresentam-se as sobretensões calculadas com o EMTP-ATP para a Abordagem #2 e a Abordagem #3. Ambas tem frentes de onda bastante próximas àquela calculada usando o programa FDETP, com tensões na meia onda e na cauda de maior valor, menos amortecidas, e com valores ligeiramente maiores da onda calculada pela Abordagem #3 sobre aquela calculada pela Abordagem #2.

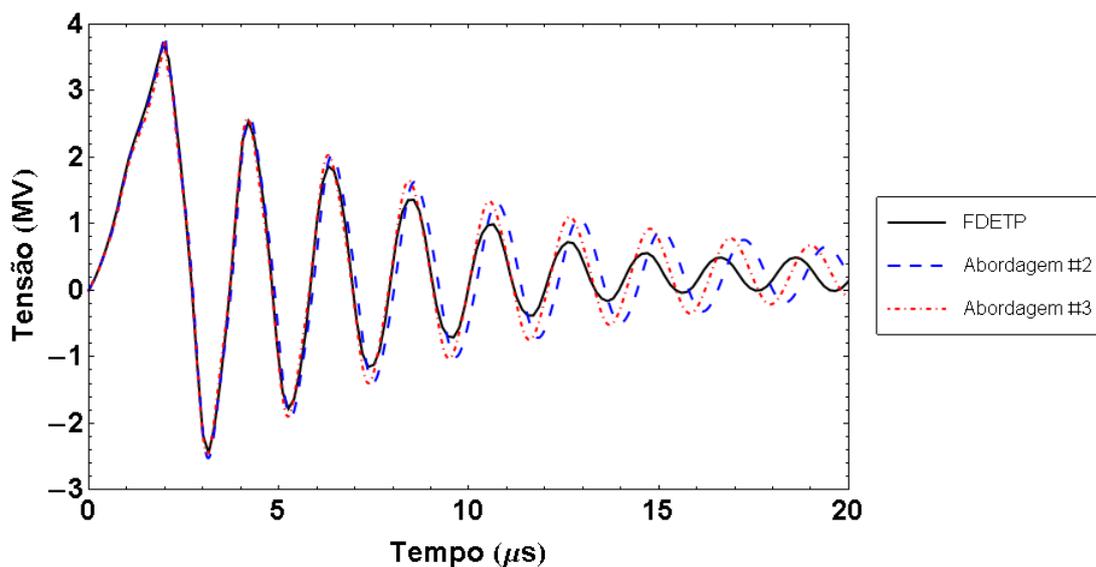


Figura 4.122: Comparação de Sobretensões caso MV-MV em Solo 2

Apresenta-se uma defasagem angular apreciável entre as sobretensões calculadas com o FDETP e com o ATP para a Abordagem #2 e a Abordagem #3.

4.7 Discussão

A inclusão de Linhas de Transmissão e Aterramentos com parâmetros variantes na frequência nas modelagens dos casos exemplo tratados na **Sub-Seção 2.3** foi satisfatória.

O ajuste, imposição da passividade e inclusão nas simulações no EMTP-ATP dos diferentes trechos de Linha de Transmissão e da Admitância Nodal Total dos Aterramentos foi conseguido com êxito.

Embora a Admitância Nodal da Estrutura Metálica foi ajustada com mínimo desvio RMS, esta contém autovalores que não são definidos positivos em toda a faixa de frequência avaliada. Com isso, o processo de imposição da passividade acaba por perturbar a qualidade do ajuste.

Ao não poder ser incluída a Admitância Nodal da Estrutura Metálica, a Admitância Nodal Matricial de Aterramento teve que ser também excluída da modelagem nas abordagens alternativas de modelagem da Estrutura Metálica.

Faz-se necessário calcular a Admitância Nodal da Estrutura a partir de uma abordagem por Elementos Finitos ou por Campos Elétricos, esta última em princípio mais precisa que aquela por Potenciais Elétricos utilizada no presente trabalho. O uso de uma maior discretização de cada elemento da Estrutura Metálica pode também melhorar os resultados, evitando que o modelo seja calculado como não passivo.

De fato, a representação alternativa da Estrutura Metálica como circuito equivalente simplificado mostrou dar resultados aproximados na ordem daqueles calculados usando o FDETP.

Considerações para o cálculo da impedância de retorno pelo solo tais como o uso da dupla aproximação logarítmica proposta em [72], ou o cálculo numérico das integrais de Carson [73] sem a simplificação da profundidade complexa proposta em [74], podem também ser implementadas. Todavia como mostram os resultados de [19], essas aproximações apresentam um menor efeito na precisão dos cálculos.

Embora os ajustes calculados para os trechos de Linha de Transmissão de 150 m, 300 m e 3000 m pelo Método de Segmentação tenham menores desvios RMS que aqueles calculados pelo Método das Características, as maiores magnitudes das violações à passividade e desvios RMS obtidas na imposição da passividade favorecem o uso do Método das Características para o cálculo das Admitâncias Nodais da Linha.

A inclusão em simulações no EMTP-ATP de um modelo de Linha de Transmissão calculado pelo Método das Características (MoC) considerando Solos de condutividade elétrica (σ) e permissividade dielétrica (ϵ) variantes na frequência, permite calcular casos antes restritos aos programas no domínio da frequência.

O grande número de polos requerido para a modelagem de Linhas de Transmissão a partir da Admitância Nodal, muito superior àquele requerido para abordagens baseadas na solução das equações da Linha no Domínio de Fases ou Modal, assim como o laborioso procedimento requerido para a inclusão e verificação do bloco de circuito equivalente em uma simulação no EMTP-ATP, motivou a procura de um Modelo de Linha mais preciso, de baixa ordem e que inclua em simulações no EMTP-ATP a variação com a frequência tanto dos parâmetros da linha como dos parâmetros do solo.

É assim que no capítulo seguinte se desenvolve a Modelagem da Linha usando a Decomposição em Matrizes Idempotentes.

Capítulo 5

Modelagem de Linhas de Transmissão por Decomposição em Matrizes Idempotentes

A representação da Função de Propagação por Matrizes Idempotentes foi originalmente proposta em 1995 no IPST por Castellanos e Marti [75], e depois publicada novamente em [24]. A ideia se deve originalmente a uma proposta feita pelo Prof. L. Martin Wedepohl visto que o mesmo as emprega para o cálculo de autovalores e autovetores das matrizes no domínio da frequência [76].

Como parte da presente dissertação, este modelo foi avaliado como alternativa à solução das equações da Linha de Transmissão mediante uma abordagem no domínio modal, cuja limitação principal consiste em que o ajuste dos elementos da Matriz de Transformação Modal variante na frequência pode requerer utilizar polos instáveis [22].

A vantagem da decomposição em Matrizes Idempotentes consiste em que permite trabalhar em coordenadas de fase evitando o ajuste de autovetores com funções de base racional na decomposição modal.

Muito embora na literatura técnica já tenham sido apresentados alguns exemplos do emprego da decomposição idempotente em linhas de transmissão aérea, o método de ajuste vetorial [58] ainda não havia sido empregado no caso da decomposição idempotente, sendo usada originalmente nas referências [24, 25] uma versão modificada do ajuste de Bode, limitada ao uso de polos reais para o ajuste de funções causais e de fase mínima [6].

Apesar de ser criticado em [77] como um método com problemas de ajuste no domínio da frequência, nesse trabalho apresenta-se primeiramente a aplicação das Matrizes Idempotentes num sistema de transmissão de linhas aéreas. Esta aplicação tem por objetivo verificar se há a possibilidade de realizar um ajuste estável empre-

gando funções racionais. Vale lembrar que no caso do ajuste da matriz de transformação para linhas aéreas, a representação racional nem sempre é possível [22].

Após o emprego da decomposição idempotente em linhas aéreas trifásicas, aplica-se a metodologia num sistema de cabos subterrâneos tipo “single-core” (SC), cuja maior exigência reside, conforme já mostrado em [19], à pronunciada variação com a frequência de seus parâmetros de cálculo.

Todos os cálculos foram realizados usando como programa principal o *Wolfram Mathematica 7.0*. O ajuste das Matrizes Idempotentes efetuou-se usando a rotina *VFdriver.m*, apresentada em [40], de livre utilização para pesquisas científicas.

Finalmente, avalia-se e compara-se seu desempenho em simulações no domínio do tempo tanto para a Linha de Transmissão Trifásica como para o Sistema de Cabos Trifásicos enterrados do tipo “single-core”.

5.1 Modelagem Idempotente

Seja a diagonalização das matrizes da Função de Propagação (H), a aplicação da seguinte transformação modal (T) em cada ponto de frequência leva a

$$H = T \cdot H' \cdot T^{-1} \quad (5.1)$$

Escrevendo a matriz de transformação (T) e sua inversa (T^{-1}) em termos de suas linhas (L) e colunas (C) respectivas

$$T = [C_1 \ C_2 \ C_3] \quad (5.2)$$

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

reescrevemos (5.1) em função das expressões (5.2) e (5.3)

$$H = [C_1 \ C_2 \ C_3] \begin{bmatrix} h_1 & & \\ & h_2 & \\ & & h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

reordenando temos:

$$\begin{aligned} H &= [C_1 L_1] h_1 + [C_2 L_2] h_2 + [C_3 L_3] h_3 \\ &= M_1 h_1 + M_2 h_2 + M_3 h_3 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Generalizando-se o resultado acima para n -fases e simplificando-se a notação

$$H = \sum_{i=1}^n M_i h_i \quad (5.6)$$

onde (M_i) são chamadas Matrizes Idempotentes e (h_i) são os modos da Função de Propagação.

Para efetuar a implementação do presente modelo no domínio do tempo se requer efetuar o ajuste por funções racionais tanto das Matrizes Idempotentes (M_i) como dos modos (h_i) .

No que segue desenvolve-se brevemente uma explicação de ditos ajustes.

5.2 Cálculo e Ajuste da Função de Propagação

A Função de Propagação de um Circuito de Transmissão pode ser definida por

$$H = \exp\left(-\ell\sqrt{\mathbf{YZ}}\right) \quad (5.7)$$

Aplicando-se a decomposição modal a partir da equação (5.1), os modos (h_i) da Função de Propagação (H) podem ser representados por funções de fase mínima ajustáveis multiplicadas por um atraso no tempo (τ_i) definido para cada fase.

$$h_i \approx \sum_{m=1}^{N_p} \frac{r_m}{s - a_{m,i}} \exp(-s\tau_i) \quad (5.8)$$

onde N_p é o número de polos do modo “i”. O ajuste dos modos (h_i) se efetua usando um conjunto de polos diferente para cada modo, resultando num ajuste com mínimo Erro-RMS e uma implementação computacionalmente mais eficiente que usando um conjunto de polos comum para todos os modos.

O número de polos empregado no ajuste se otimiza ajustando os modos (h_i) até um valor máximo de frequência (Ω) , onde $|h_i| = 0,01$.

Segundo [24, 75], aplicando-se (5.8) em (5.6) nos leva a expressar (H) como

$$H = \sum_{i=1}^n M_i(s) \left(\sum_{m=1}^{N_p} \frac{r_m}{s - a_{m,i}} \right) \exp(-s\tau_i) \quad (5.9)$$

Comparando-se então a expressão (5.9) com a expressão (5.10) originalmente publicada em [78], notamos que há uma clara semelhança da modelagem utilizando idempotentes e a abordagem empregada no chamado Modelo Universal de Linha ou

“Universal Line Model” [21]

$$H \approx \sum_{g=1}^G \left(\sum_{m=1}^{N_g} \frac{\mathbf{R}_{m,g}}{s - a_{m,g}} \right) \exp(-s\tau_g) \quad (5.10)$$

onde G é o número de modos “agrupados” e o cálculo dos resíduos se faz conjuntamente após a extração dos atrasos, sendo esta uma das vantagens do método.

Esta similaridade sugere a possibilidade de ajustar cada Matriz Idempotente (M_i) usando somente os polos de cada modo (h_i), a qual será explorada nas seções seguintes.

5.3 Identificação dos tempos de atraso

A partir da equação (5.8), removemos o atraso no tempo de cada modo (h_i) e calculamos uma aproximação racional adequada.

$$h_i \exp(s\tau_i) \approx \sum_{m=1}^{N_p} \frac{r_m}{s - a_{m,i}} \quad (5.11)$$

A expressão (5.11) é de fase mínima [79], portanto, os polos e resíduos podem ser calculados utilizando-se o Método de Ajuste Vetorial. Para o cálculo dos tempos de atraso (τ_i) num circuito de transmissão de comprimento (ℓ), pode-se empregar o tempo de trânsito de cada modo a partir da velocidade do modo (v_i) na maior frequência de interesse (Ω), conforme mostrado abaixo

$$v_i = \frac{2\pi f(\Omega)}{\Im \left(\sqrt{Z_i(\Omega) Y_i(\Omega)} \right)} \quad (5.12)$$

$$\tau_i = \frac{\ell}{v_i} \quad (5.13)$$

Contudo, esse valor de (τ_i) não é necessariamente o valor que produz o melhor ajuste. O tempo de atraso utilizado deve ser aquele que apresente o menor erro-RMS de ajuste dentro da faixa de frequência de interesse.

No caso de Linhas Aéreas e possível otimizar o cálculo dos tempos de atraso se for realizado um processo de variação dos (τ_i) limitado por

$$\frac{\ell}{c} \leq \tau_i \leq \frac{\ell}{v_i} \quad (5.14)$$

onde (c) é a velocidade da luz. Com o intuito de clarificar em maiores detalhes esta abordagem, apresentamos a seguir um exemplo de aplicação.

Consideremos a identificação do tempo de atraso do circuito de transmissão aé-

reio, apresentado na Figura 5.1, com um condutor simples de 10 km de comprimento num solo com perdas e considerando o efeito pelicular do solo e do condutor.

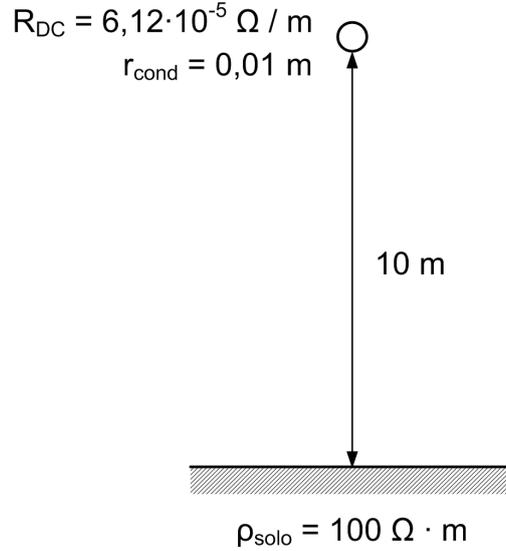


Figura 5.1: Condutor aéreo simples em solo com perdas

Na Figura 5.2, se apresenta o Erro-RMS para diferentes ordens de ajuste do termo $h \exp(s\tau)$, sendo τ_{min} o tempo de atraso da linha ideal, e τ_{max} o tempo de atraso do modo na maior frequência de interesse [80].

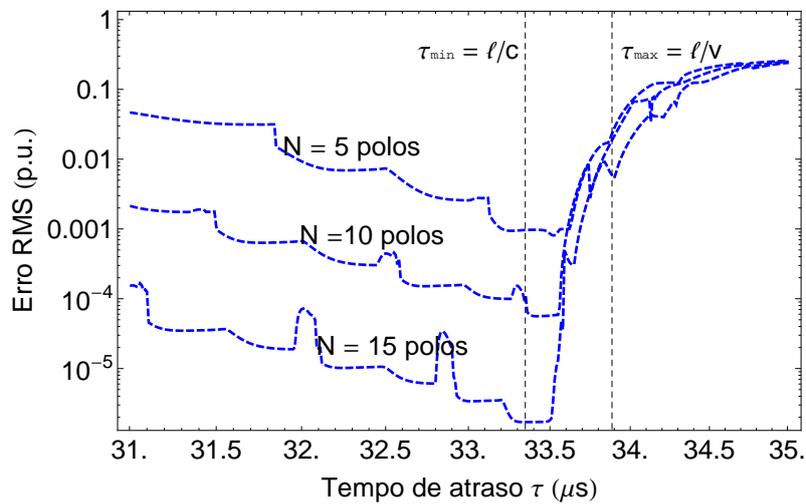


Figura 5.2: Tempo de atraso ótimo para diferentes ordens de ajuste de $h \exp(s\tau)$

Para este exemplo, os tempos de atraso mínimo e máximo possíveis são respectivamente de $33,33 \mu s$ e $33,90 \mu s$, enquanto que os tempos de atraso que apresentam os mínimos erros RMS para as ordens de $N = 5, 10$ e 15 polos são respectivamente de $33,53 \mu s, 33,43 \mu s$ e $\approx 33,33 \mu s$, isto é, um tempo de atraso ligeiramente maior àquele da linha ideal.

5.4 Ajuste das Matrizes Idempotentes

Com o intuito tanto de otimizar os cálculos como de conseguir uma aproximação por funções racionais eficiente e de aplicação prática, o ajuste das Matrizes Idempotentes foi realizado considerando os seguintes três cenários:

1. O primeiro cenário consistiu em ajustar cada Matriz Idempotente (M_i) usando os polos correspondentes calculados para cada modo (h_i) da Função de Propagação. Este enfoque apresenta a vantagem de requerer unicamente calcular os resíduos para cada elemento das respectivas matrizes, e restringe as Matrizes Idempotentes a ter o mesmo conjunto de polos que os modos de (H).

Segundo o recomendado em [25], o ajuste das Matrizes Idempotentes deve considerar Matrizes impróprias.

2. No segundo cenário se efetuou o ajuste das Matrizes (\tilde{M}_i), resultantes de multiplicar as Matrizes Idempotentes (M_i) pelo correspondente modo (h_i) com o atraso no tempo retirado.

$$\tilde{M}_i = M_i h_i \exp(s\tau_i) \quad (5.15)$$

O ajuste se realiza usando os polos dos modos (h_i) segundo o critério proposto na **Seção 5.2**.

Como há elementos que tendem a zero nas altas frequências, o ajuste considerou apenas funções estritamente próprias. O processo de cálculo dos tempos de atraso (τ_i) é idêntico ao realizado na **Seção 5.3**.

3. Finalmente, no terceiro cenário se avaliou ajustar cada Matriz (\tilde{M}_i) calculada no cenário anterior identificando um conjunto de polos independente para cada uma. Nesse cenário também foram consideradas no ajuste matrizes estritamente próprias.

A Tabela 5.1 abaixo indica a nomenclatura usada como referência no que segue do texto dos tipos de ajuste utilizados

Tabela 5.1: Nomenclatura dos Ajustes de M_i e \tilde{M}_i

Nomenclatura	Descrição
Cenário #1	Ajuste de M_i usando os polos de cada modo de (H)
Cenário #2	Ajuste de \tilde{M}_i usando os polos de cada modo de (H)
Cenário #3	Ajuste de \tilde{M}_i calculando os polos para cada matriz

Apresentamos a seguir dois exemplos de aplicação em circuitos de transmissão simples.

5.5 Linha de Transmissão Aérea Trifásica

Os dados físicos da linha trifásica usada no presente exemplo de aplicação se apresentam a continuação.

O sistema está composto por uma linha de transmissão trifásica de condutores de cobre, de 50 km de comprimento, com dois cabos pararraios de aço; cada fase tem 6 feixes dispostos hexagonalmente, com a fase central a maior altura que as fases exteriores. Considerou-se um solo com resistividade de $1000 \Omega \cdot \text{m}$.

A geometria do sistema se mostra na Figura 5.3.

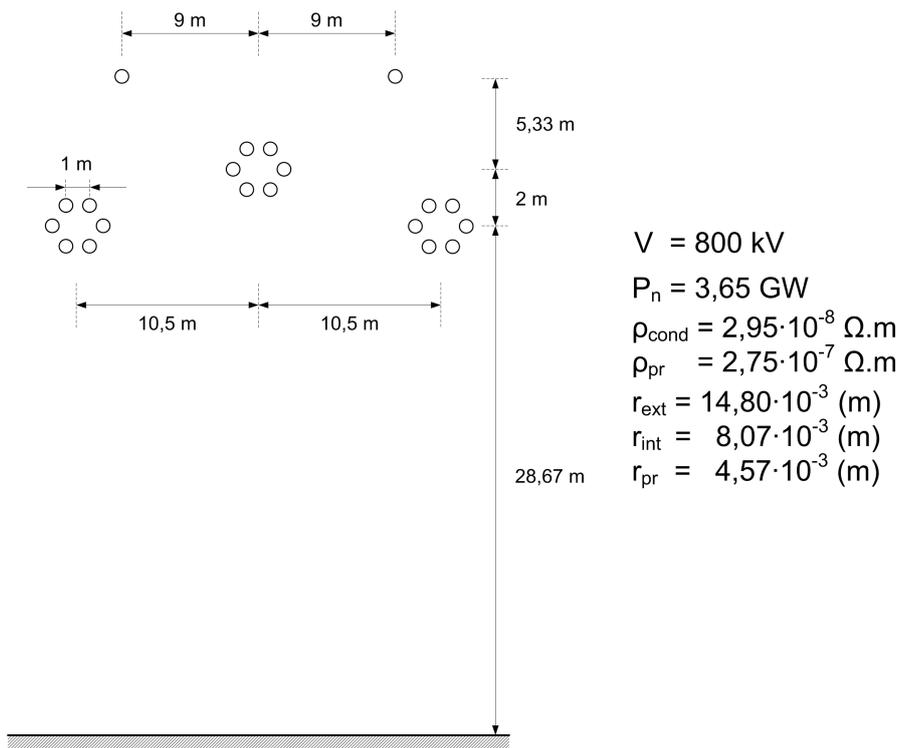


Figura 5.3: Configuração Geométrica da Linha de Transmissão Trifásica

5.5.1 Identificação dos tempos de atraso

O tempo de atraso (τ_i) de cada modo será aquele que apresente o mínimo erro-RMS de ajuste. Escolhe-se uma ordem comum de 6 polos para todos os modos.

Na Figura 5.4 se apresenta o Erro-RMS em função do tempo de atraso

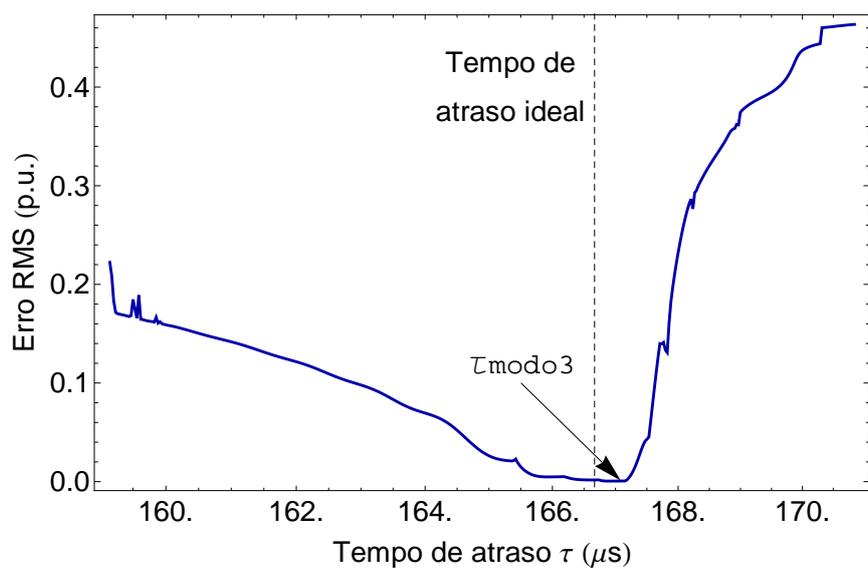
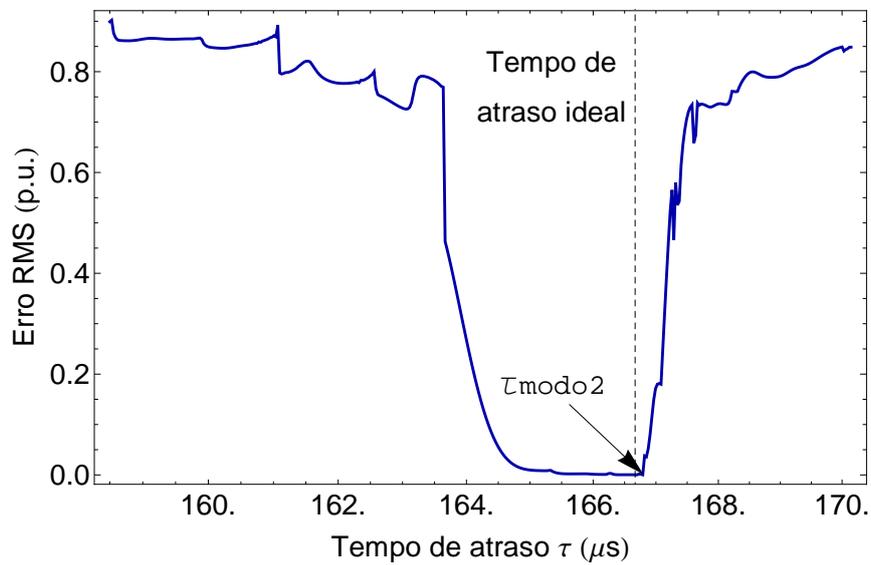
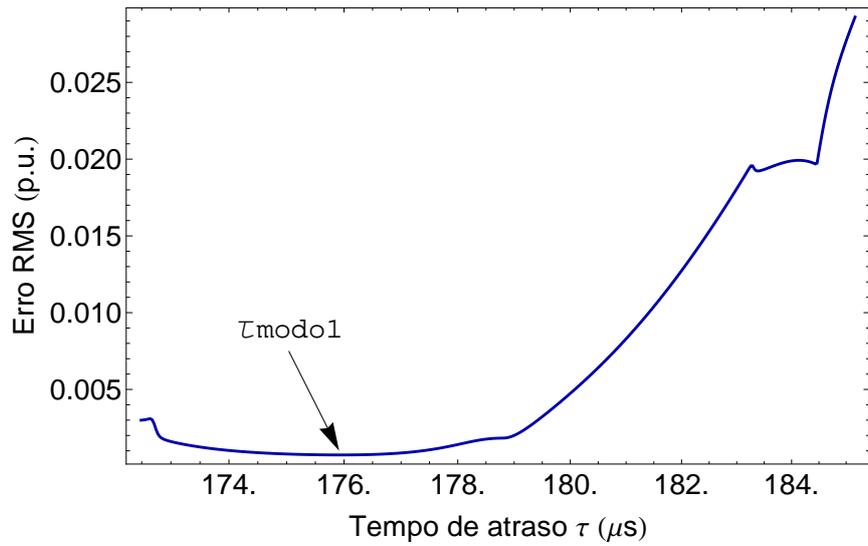


Figura 5.4: Cálculo dos tempos de atraso τ_1 , τ_2 e τ_3

Na Tabela 5.2 se apresentam os tempos de atraso calculados junto com o mínimo Erro-RMS alcançado em cada caso.

Tabela 5.2: Tempos de atraso τ_{min} , τ_{max} , τ e erro-RMS para cada modo

Conceito	Modo 1	Modo 2	Modo 3
τ_{min} (μs)	166,66	166,66	166,66
τ (μs)	175,92	166,79	166,89
τ_{max} (μs)	181,53	166,81	167,49
Erro-RMS	$7,23 \times 10^{-4}$	$2,08 \times 10^{-4}$	$5,54 \times 10^{-4}$

No caso da Linha Trifásica pode-se apreciar que os tempos de atraso estão pertos da média entre os tempos mínimo e máximo.

5.5.2 Ajuste dos modos da Função de Propagação

Concordando com o cálculo dos tempos de atraso, o ajuste se realizou escolhendo uma ordem de seis polos por modo.

Nas Figuras 5.5 e 5.6 se apresentam os gráficos dos ajustes da expressão (5.11)

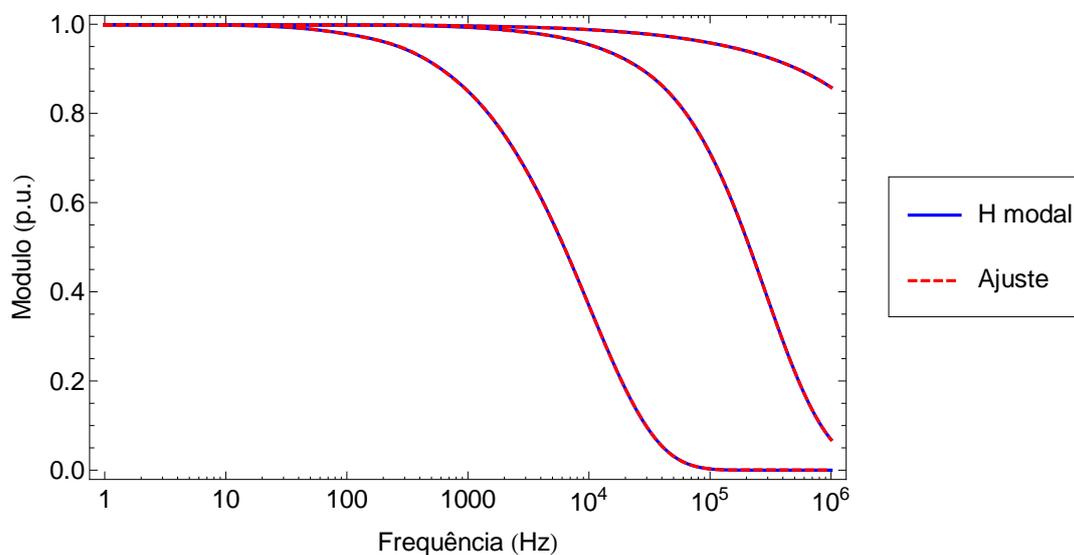


Figura 5.5: Comparação do ajuste do Módulo - Modos de H

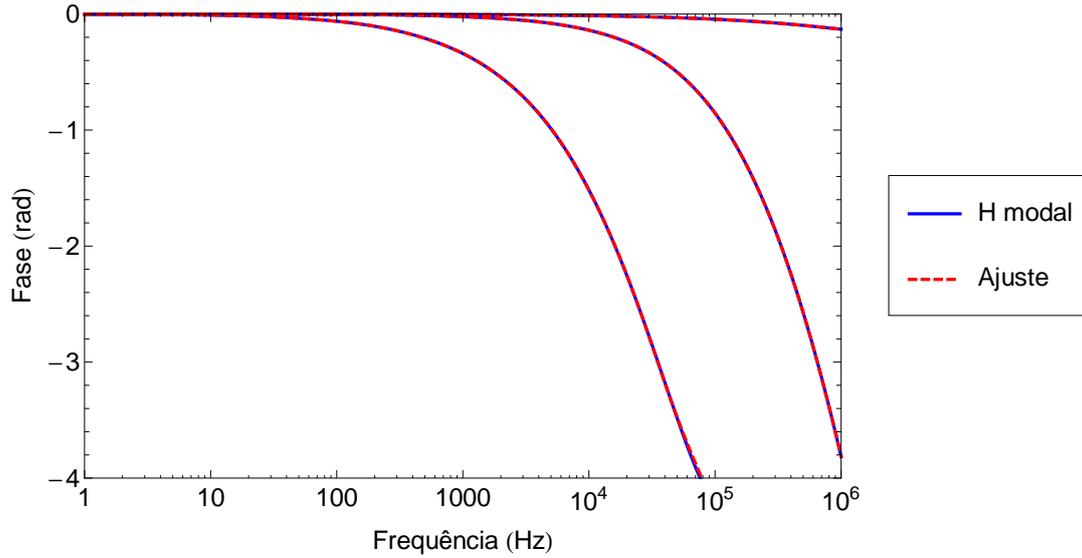


Figura 5.6: Comparação do ajuste da Fase - Modos de H

Os erros máximos RMS encontrados foram abaixo de 0,1 %, de onde se conclui que os ajustes apresentam um comportamento satisfatório considerando 6 polos por modo.

Na Tabela 5.3 se apresentam os polos calculados para cada modo

Tabela 5.3: Polos do ajuste por funções racionais

Modo 1	Modo 2	Modo 3
-192142	$-2,58 \times 10^8$	$-4,72 \times 10^6$
$\pm j110523$	$-8,80 \times 10^6$	$\pm j2,32 \times 10^6$
-47046	$-1,96 \times 10^6$	$-1,25 \times 10^6$
-14319,10	-433971	-417198
-3440,14	-75483,80	-85685
-466,96	-7977,73	-11376,30

5.5.3 Ajuste das Matrizes Idempotentes

No que segue se apresenta o ajuste dos elementos das Matrizes Idempotentes (M_i) e das Matrizes (\tilde{M}_i) na Linha de Transmissão Trifásica.

Cenário 1

O ajuste dos elementos da Matriz M_1 apresentou severas imprecisões; em toda a faixa de frequências; no entanto, as Matrizes M_2 e M_3 apresentaram ajustes com menores imprecisões.

Na Figura 5.7 se apresentam os gráficos do ajuste do Módulo.

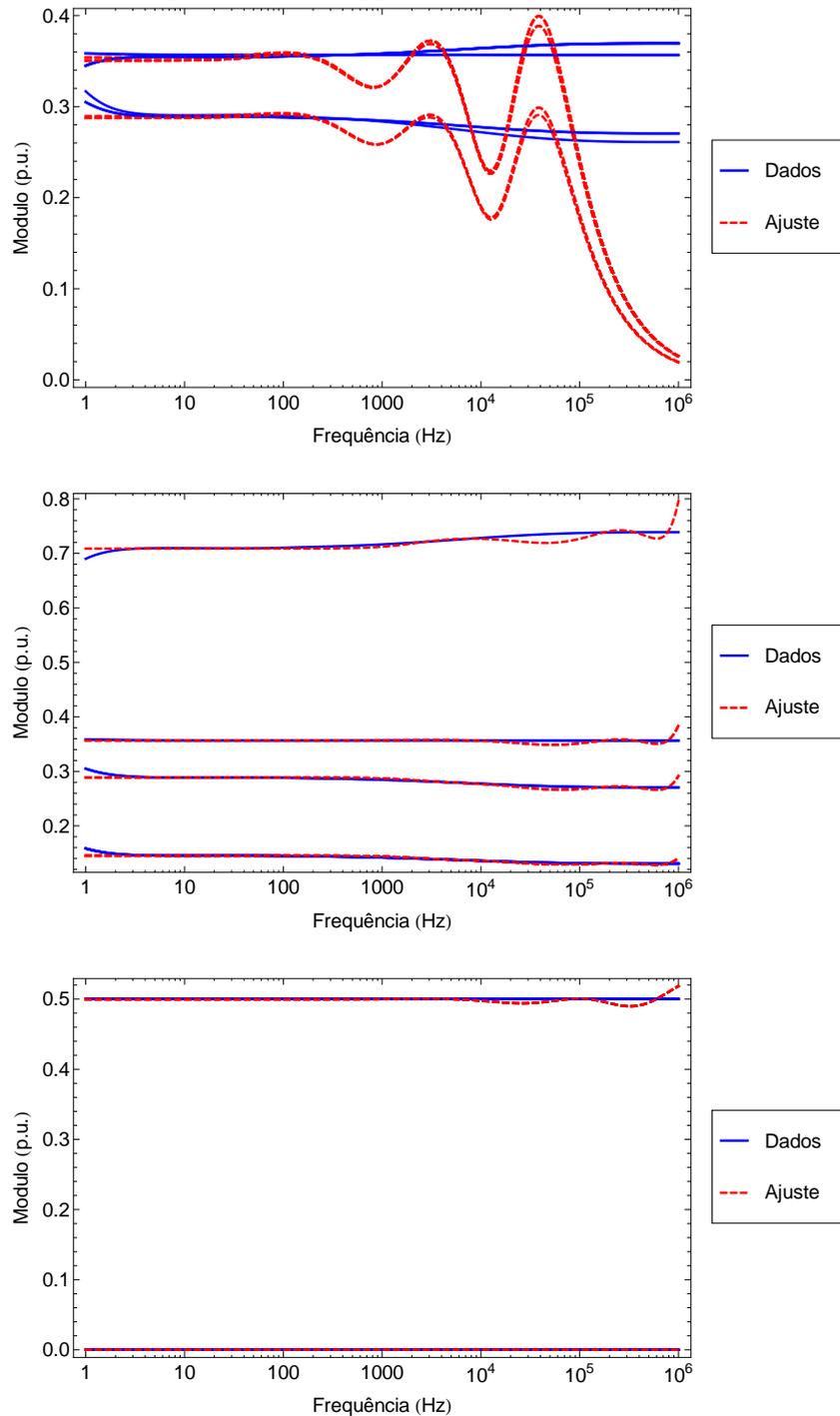


Figura 5.7: Ajuste do Módulo das Matrizes M_1 , M_2 e M_3

Cenário 2

O ajuste de todas as Matrizes (\tilde{M}_i) apresentou imprecisões nas frequências inferiores a 10 Hz, com melhores resultados no resto da faixa de frequência que o ajuste das Matrizes (M_i) no cenário anterior.

Na Figura 5.8 se apresentam os gráficos do ajuste do Módulo.

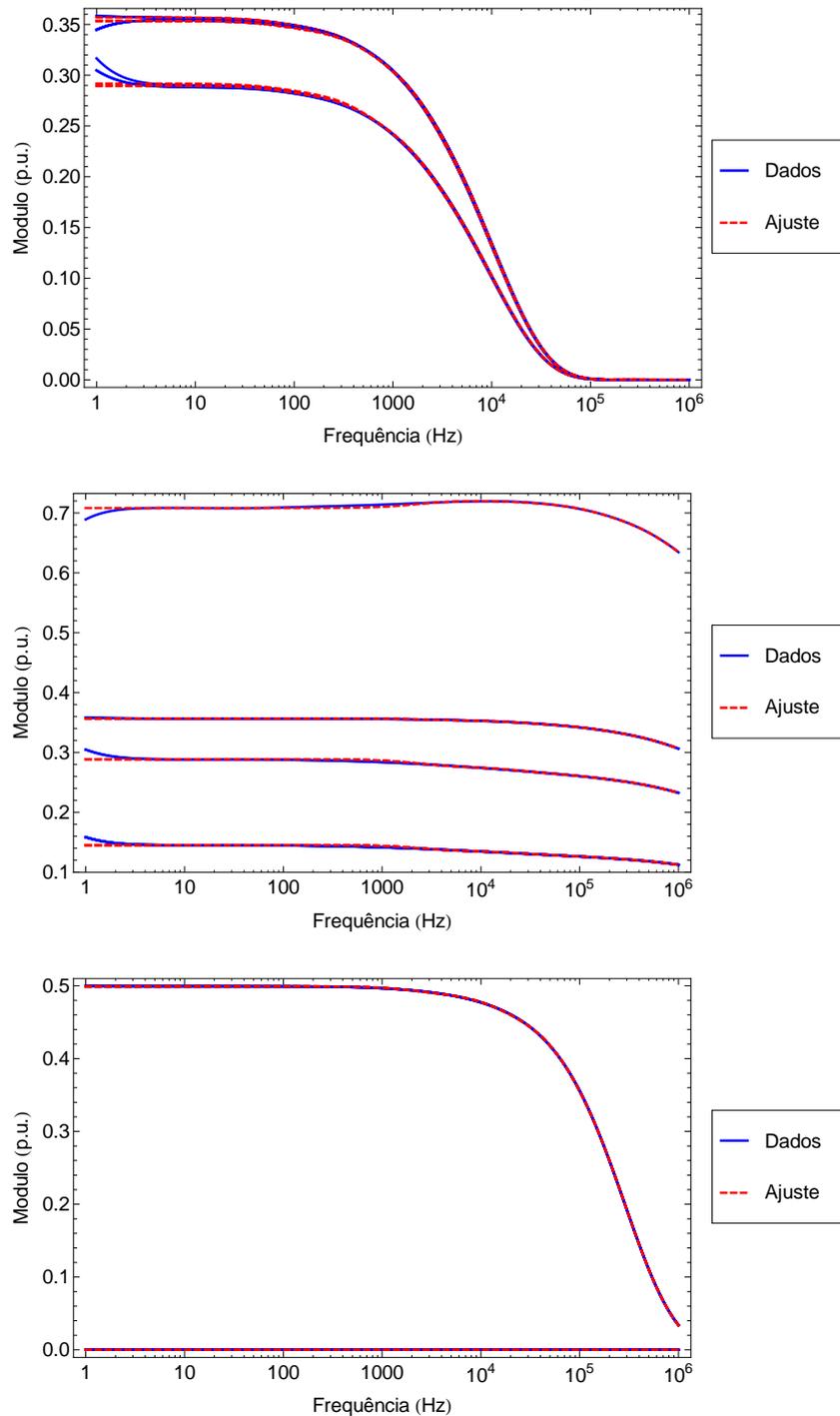


Figura 5.8: Ajuste do Módulo das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

Cenário 3

Nesse cenário, usando uma ordem arbitrária inicial de 12 polos, o Método de Ajuste Vetorial conseguiu ajustar satisfatoriamente a parte real de todas as Matrizes (\tilde{M}_i), com ligeiros desvios nas frequências inferiores a 100 Hz no ajuste da parte imaginária independentemente da ordem do ajuste utilizada.

Nas Figuras 5.9 e 5.10 se apresentam os gráficos dos ajustes.

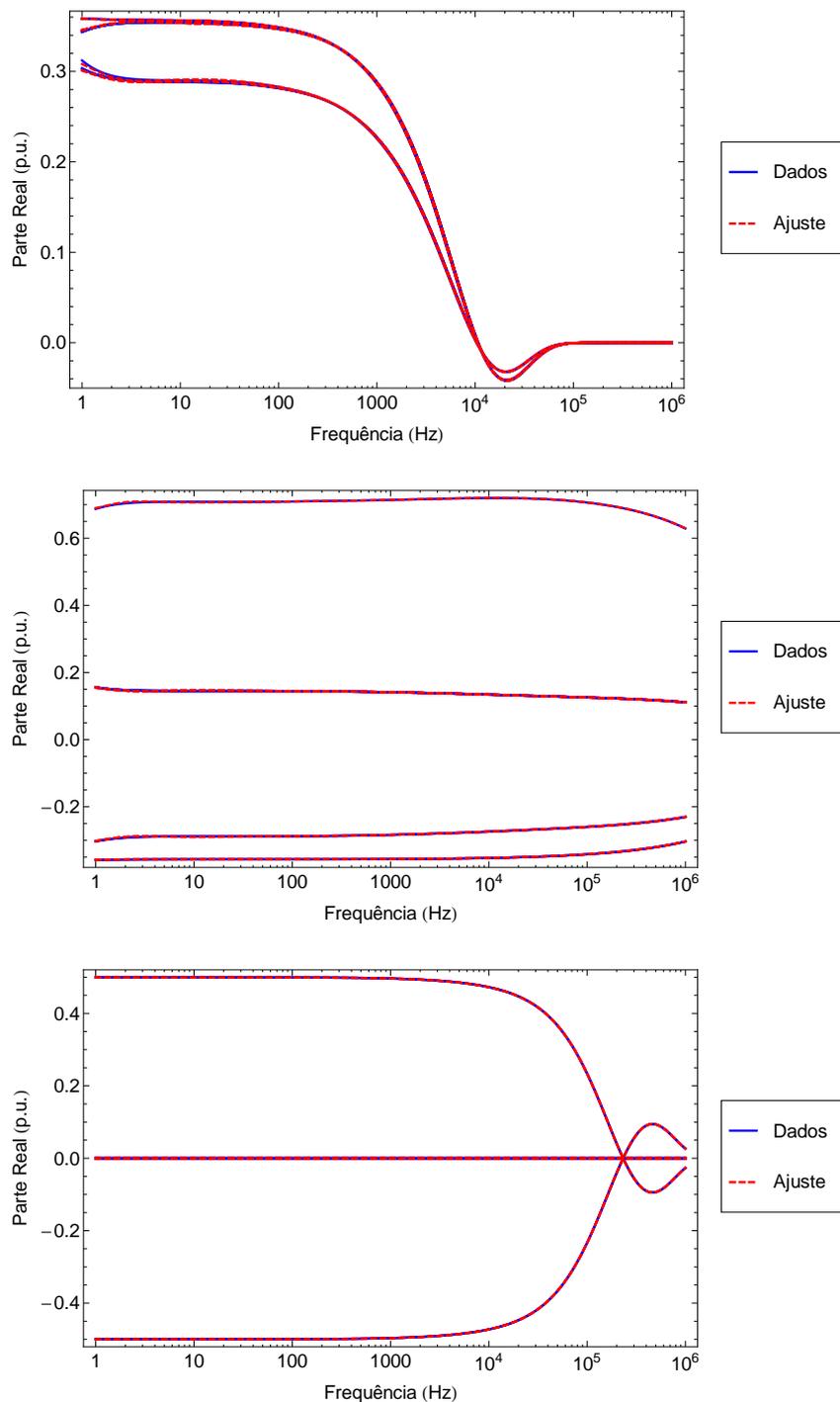


Figura 5.9: Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

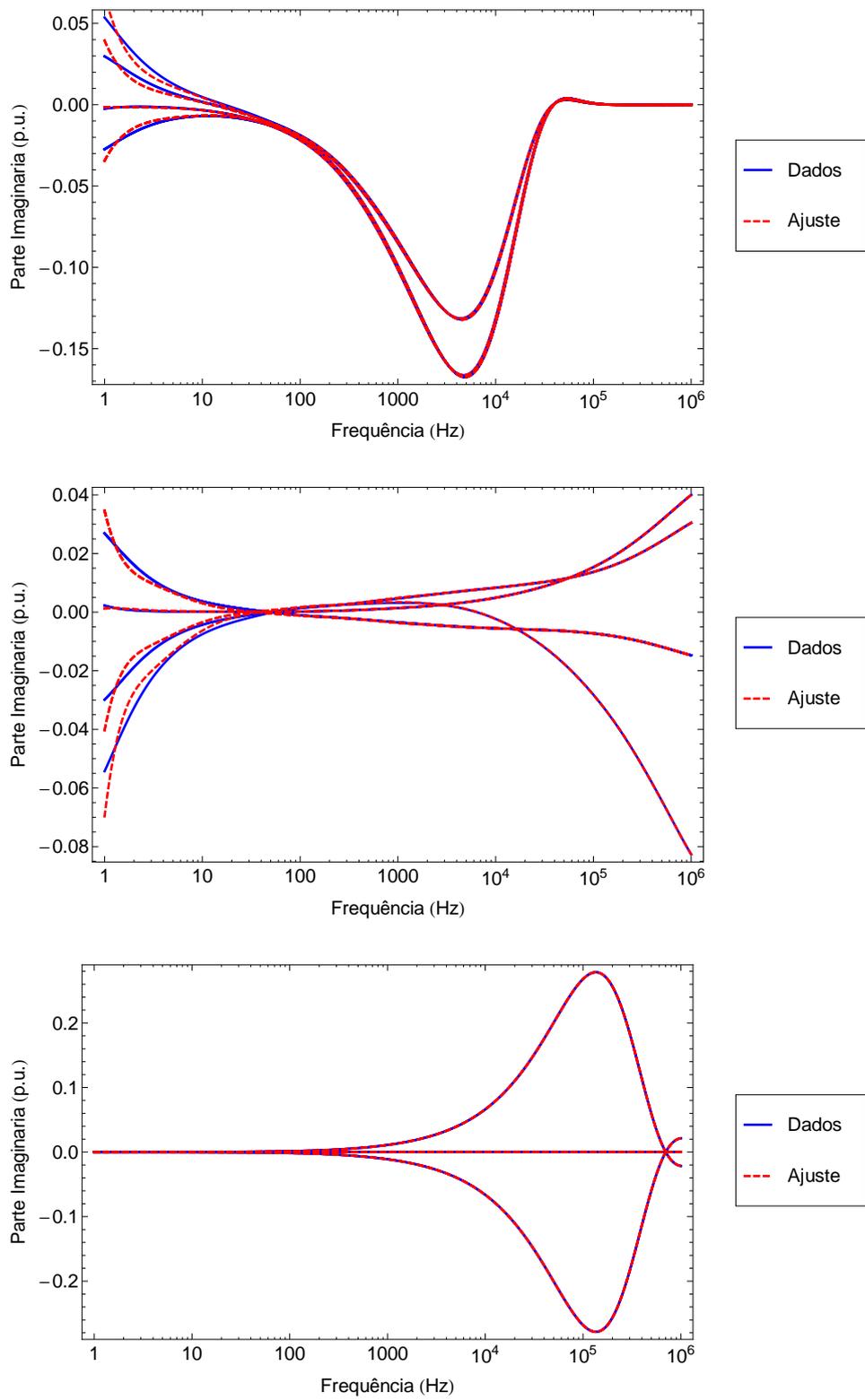


Figura 5.10: Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

Devido ao reduzido módulo da parte imaginária das Matrizes (\tilde{M}_i), o efeito das imprecisões no seu ajuste é mínimo, tendo um Erro-RMS bastante baixo. Na Figura 5.11 se apresentam os gráficos do Erro-RMS em função da frequência.

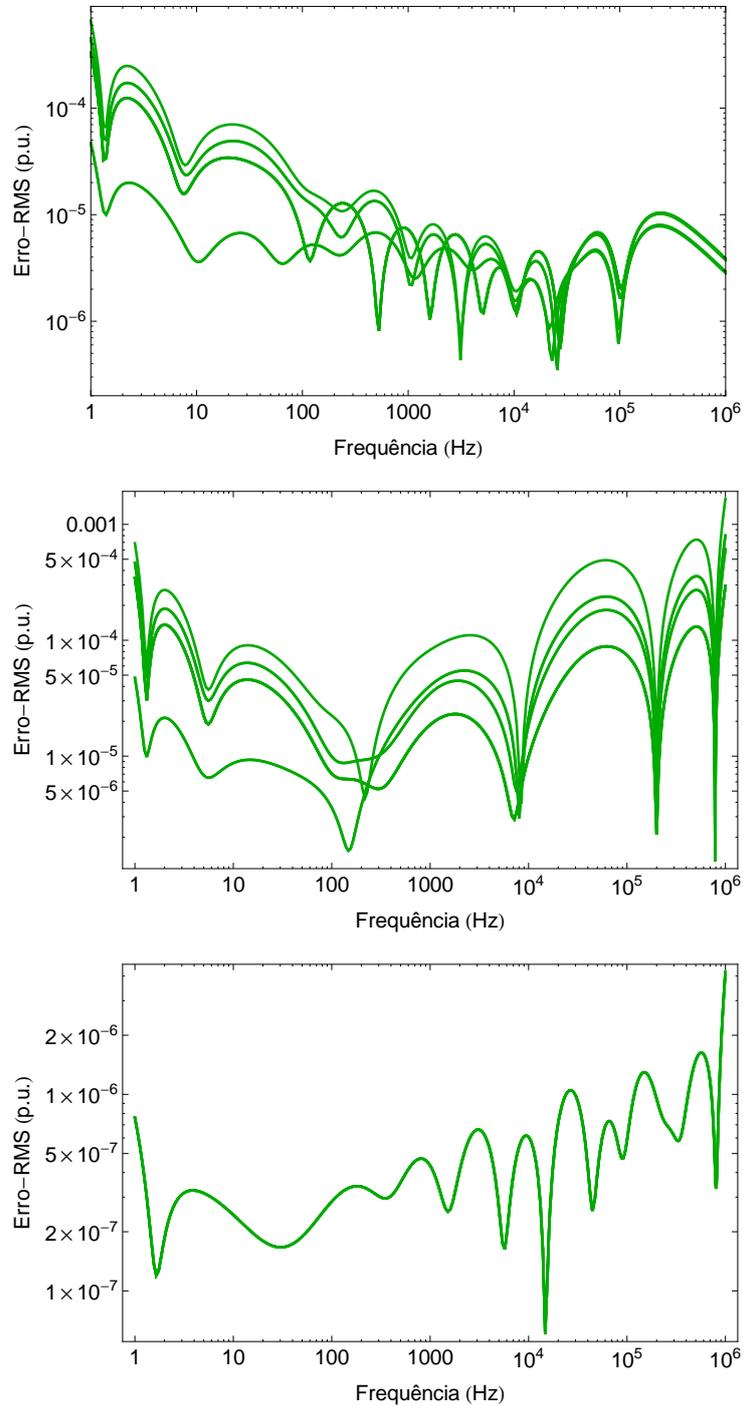


Figura 5.11: Erro de Ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

Uma análise da menor qualidade do ajuste na parte imaginária das Matrizes (\tilde{M}_i) indica a possível influencia da condutância da linha nas frequências inferiores a 100 Hz, parâmetro não considerado nos cálculos anteriores.

Nas Figuras 5.12 e 5.13 se apresentam os gráficos dos ajustes recalculando os parâmetros da linha com uma condutância de $10^{-12} S/m$, valor mediano dos resultados das medições experimentais efetuadas em [81]. No entanto, as imprecisões no ajuste da parte imaginária das Matrizes (\tilde{M}_i) a frequências inferiores a 100 Hz persistem.

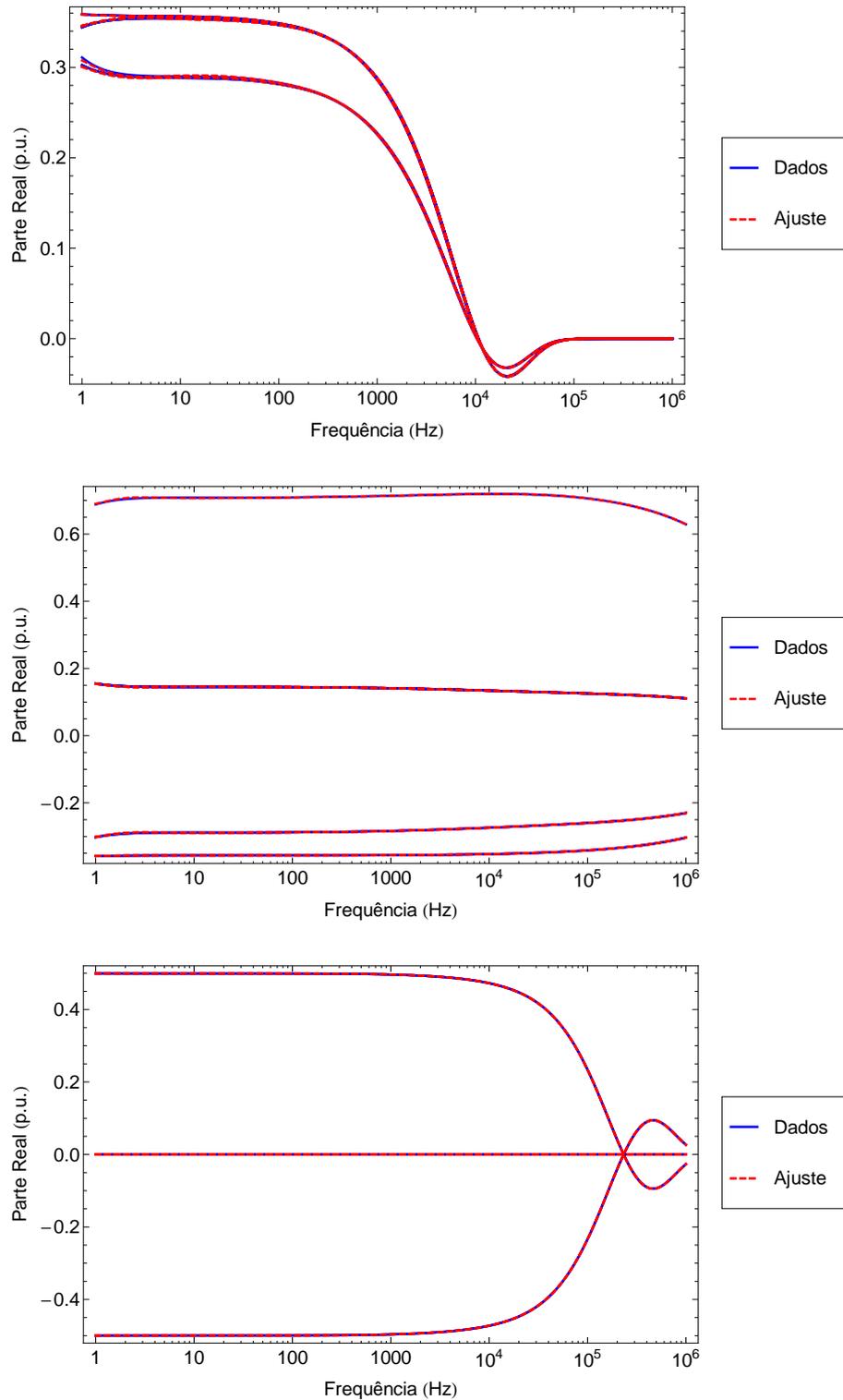


Figura 5.12: Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

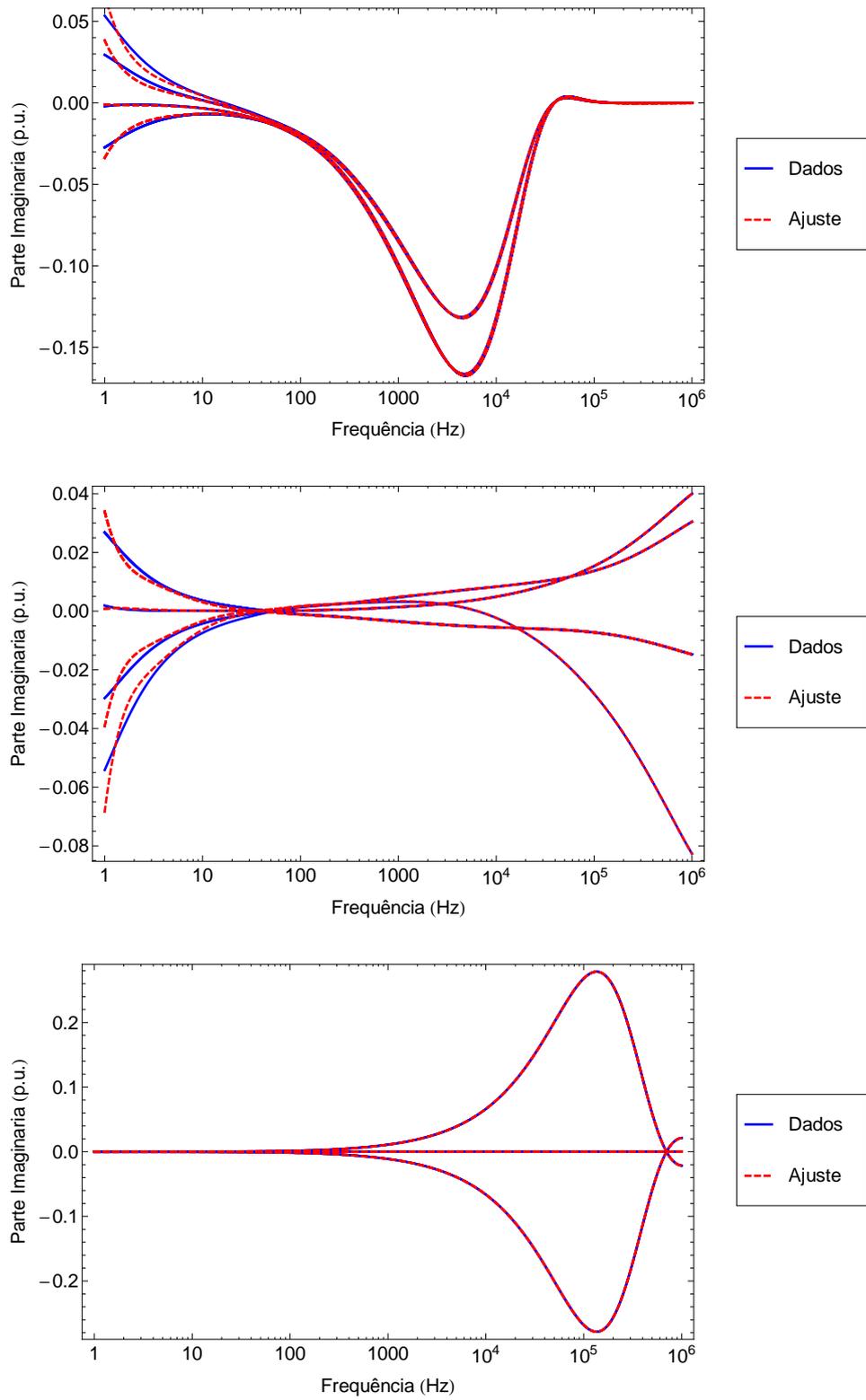


Figura 5.13: Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

Finalmente, foi usado um valor de condutância de $3 \times 10^{-11} S/m$, recomendado em [6]. Obteve-se um ajuste de melhor qualidade das partes real e imaginária dos elementos das matrizes (\tilde{M}_i).

Nas Figuras 5.14 e 5.15 se apresentam os gráficos dos ajustes recalculando os parâmetros da linha com uma condutância de $3 \times 10^{-11} S/m$.

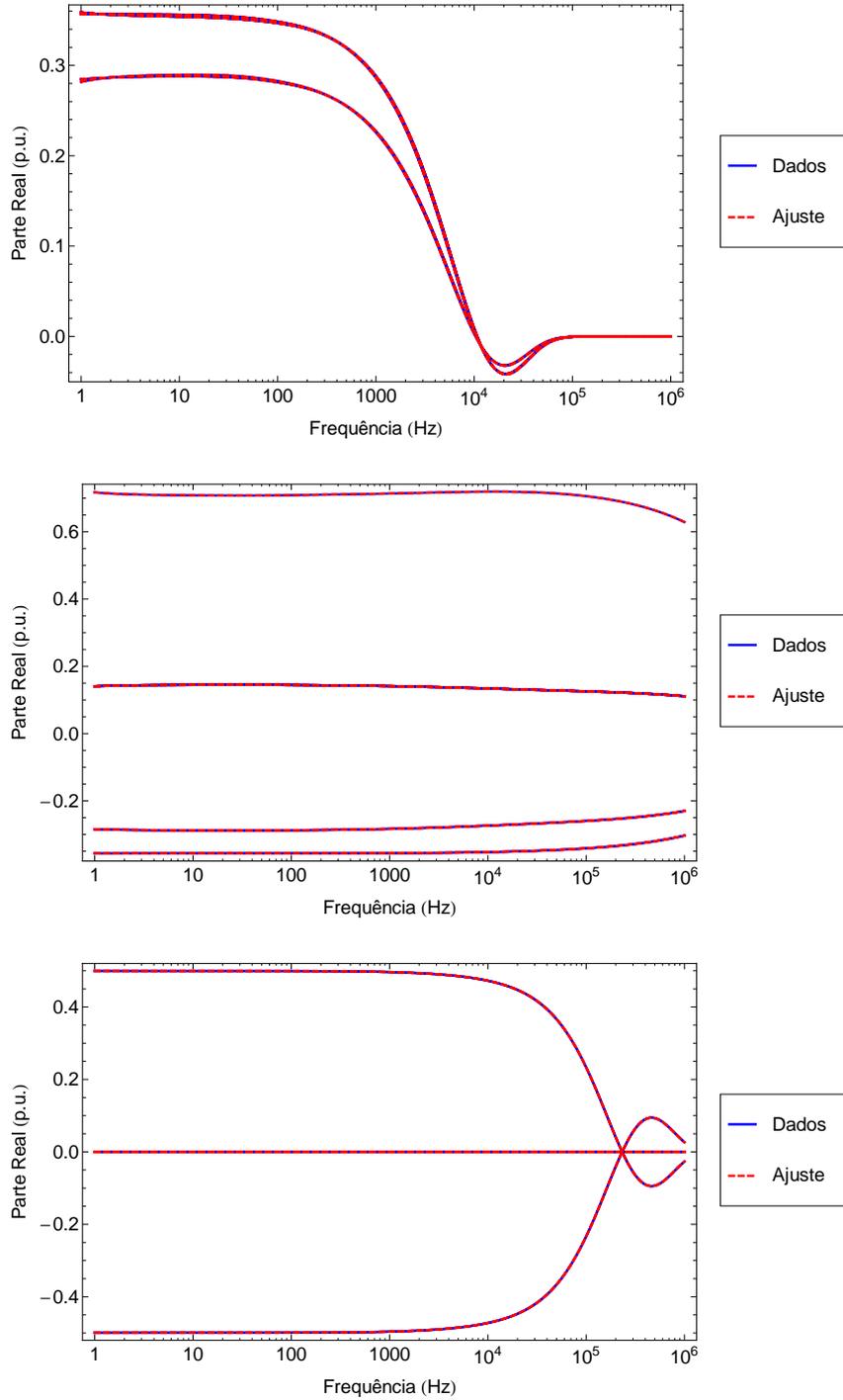


Figura 5.14: Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

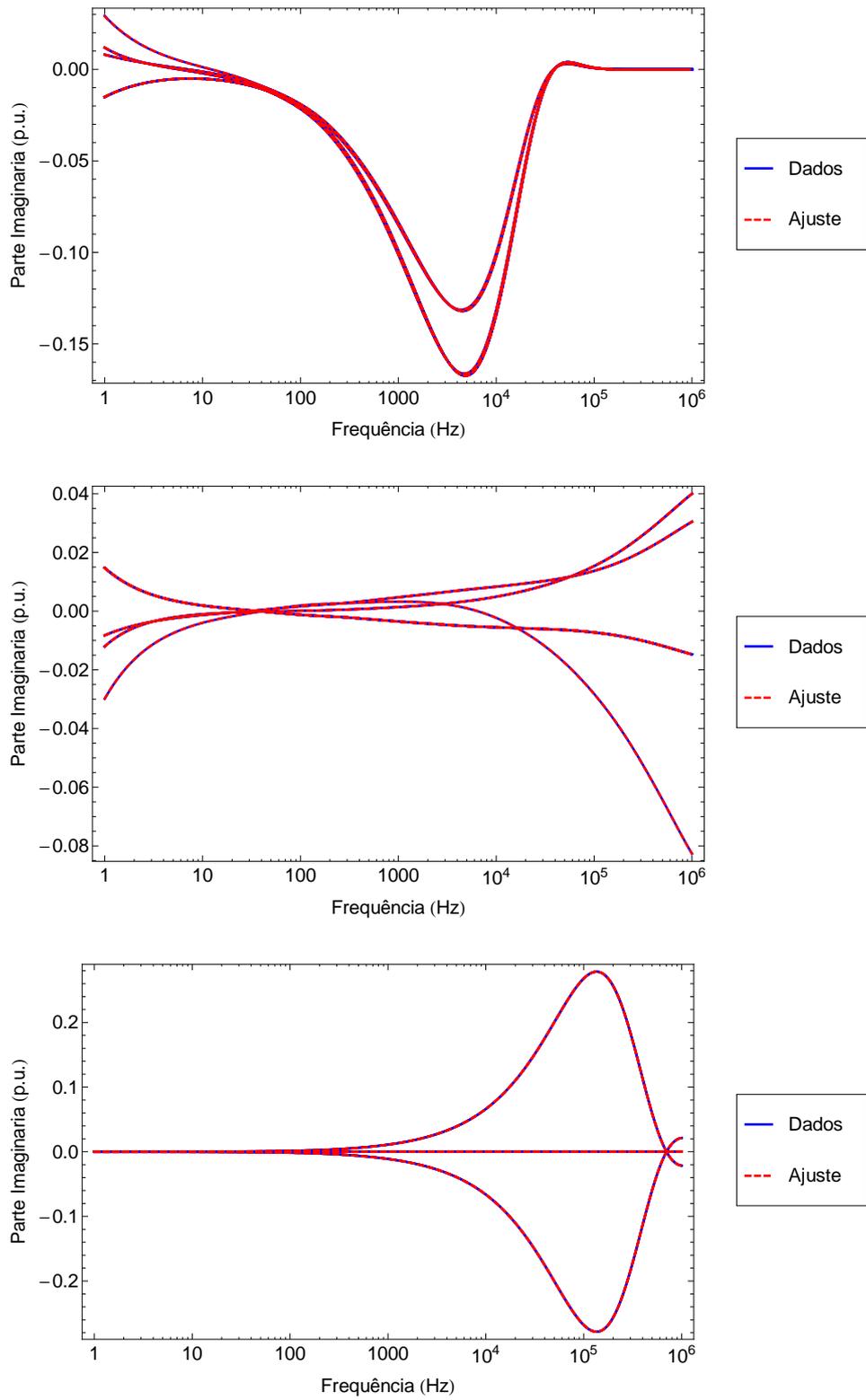


Figura 5.15: Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

Na Figura 5.16 se apresentam os gráficos do Erro-RMS em função da frequência ao incluir no cálculo dos parâmetros da linha uma condutância de $3 \times 10^{-11} S/m$.

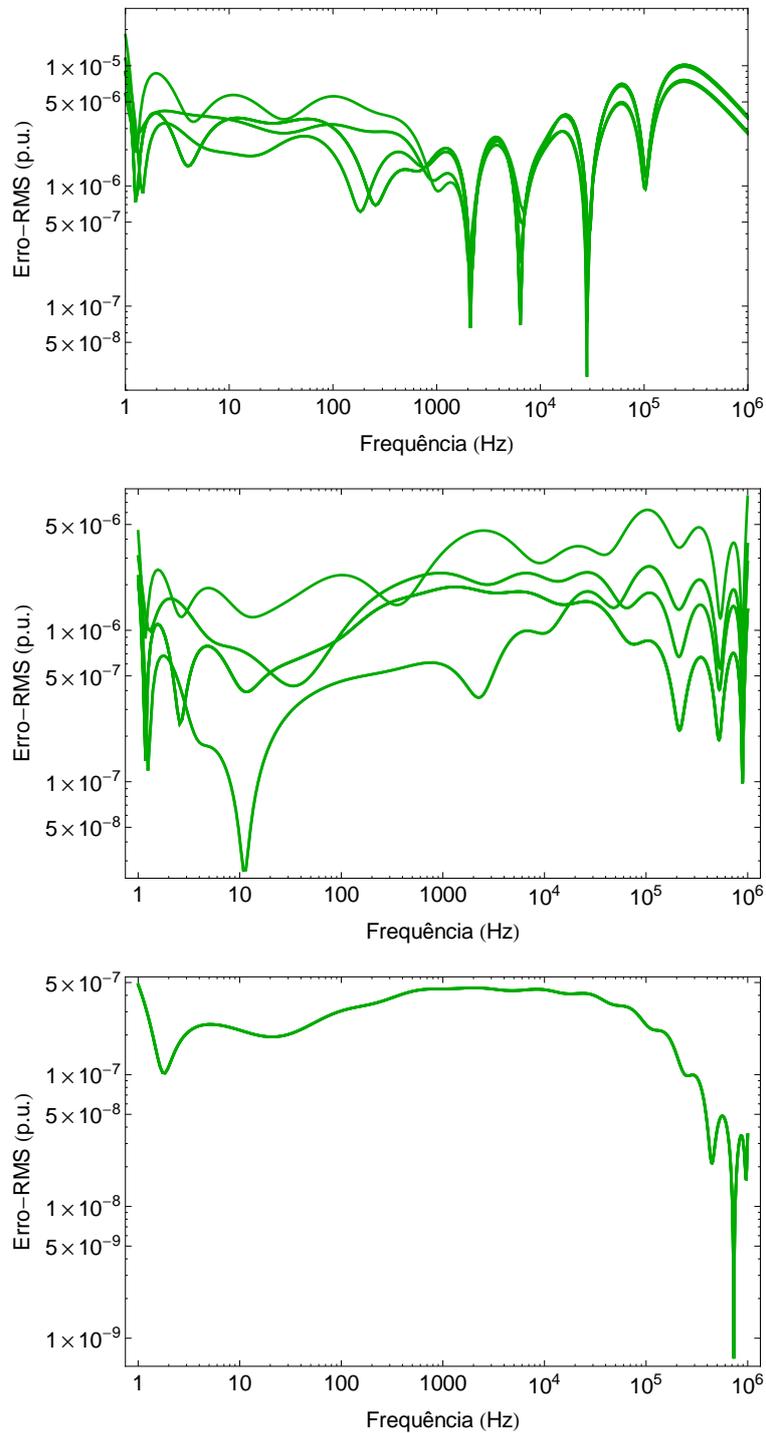


Figura 5.16: Erro de Ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

O novo erro do ajuste resulta algumas ordens de magnitude menor que ao não considerar a condutância no cálculo dos parâmetros da linha.

Nas Tabelas 5.4 e 5.5 se apresentam os polos calculados para cada Matriz, assim como uma breve relação do Erro-RMS e Erro Máximo obtido nos ajustes.

Tabela 5.4: Conjunto de polos calculados para as Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

\tilde{M}_1	\tilde{M}_2	\tilde{M}_3
-254529	$-3,35 \times 10^8$	$-1,02 \times 10^7$
$\pm j167138$	$-1,00 \times 10^7$	$\pm j3,06 \times 10^6$
-129647	$-2,39 \times 10^6$	$-4,48 \times 10^6$
-101934	-602251	$-1,70 \times 10^6$
-37928,1	-140802	-914618
-13739,6	-31658,3	-424674
-4219,13	-6411,32	-167226
-1196,66	-837,05	-59169,8
-332,95	-89,72	-19341,3
-33,09	-14,45	-5185,65
-3,61	-3,33	-773,67
-1,07	-2,45	-6,56

Tabela 5.5: Erro-RMS e Erro Máximo do ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

Conceito	\tilde{M}_1	\tilde{M}_2	\tilde{M}_3
Erro Máximo	$1,79 \times 10^{-5}$	$7,64 \times 10^{-6}$	$4,82 \times 10^{-7}$
Erro-RMS	$1,23 \times 10^{-4}$	$7,73 \times 10^{-5}$	$5,48 \times 10^{-6}$

5.5.4 Cálculo da Função de Propagação

Considerando a configuração apresentada no início da **Seção 5.5**, apresenta-se a seguir o cálculo da função de propagação H definido pela equação (5.7).

Já ajustadas as Matrizes (\tilde{M}_i) mediante funções racionais, adicionamos o atraso no tempo e usamos a equação (5.6) para calcular a Função de Propagação (H). Na Figura 5.17 compara-se o valor de (H) com aquele calculado pelo Método das Matrizes Idempotentes.

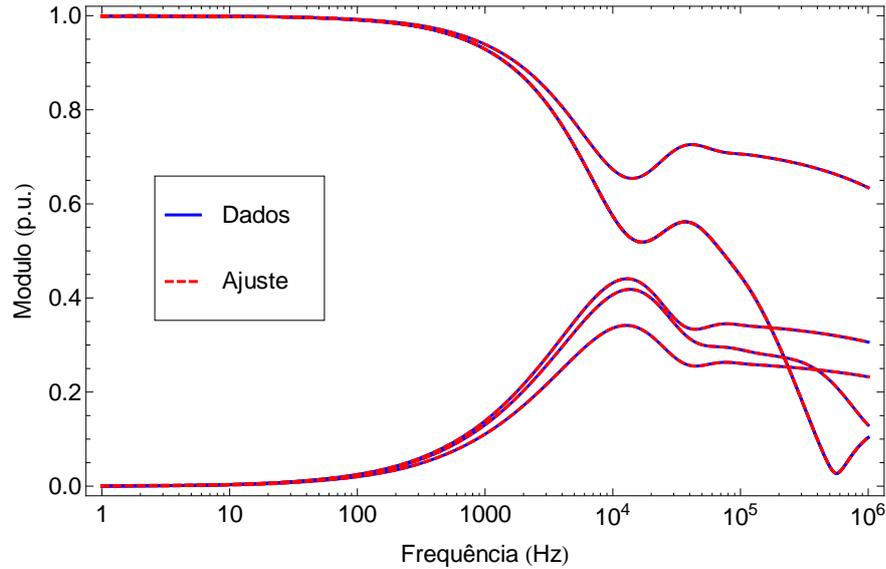


Figura 5.17: Comparação de H calculado vs. ajustado

Na Figura 5.18 se apresenta o Erro-RMS em função da frequência.

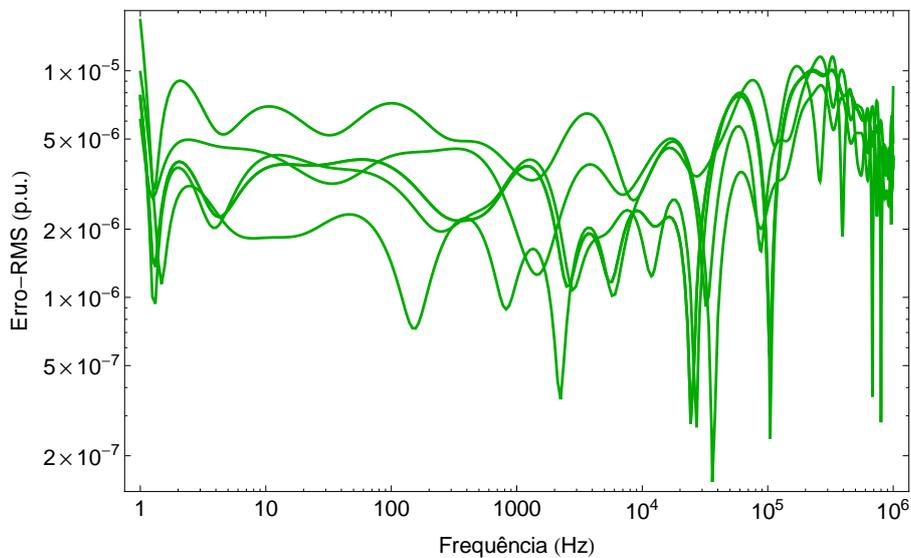


Figura 5.18: Erro de ajuste de H no cálculo por Matrizes Idempotentes

5.6 Sistema de Cabos enterrado

Também conhecidos como Cabos Coaxiais ou simplesmente “Single-Core” (SC). No que segue apresentam-se os dados físicos do Sistema de cabos trifásico usado no presente exemplo de aplicação.

O sistema está composto por 3 cabos com um comprimento de 10 km enterrados a 1 m de profundidade num solo de resistividade elétrica igual a $100 \Omega \cdot m$. A geometria do sistema e seção transversal do cabo se mostram nas Figuras 5.19 e 5.20 respectivamente.

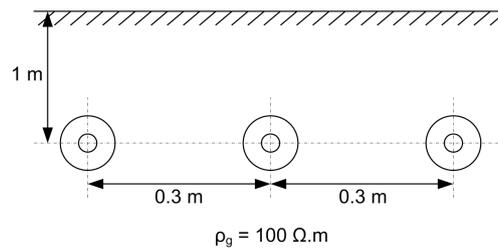


Figura 5.19: Configuração do Sistema de Cabos Coaxiais (SC) trifásico

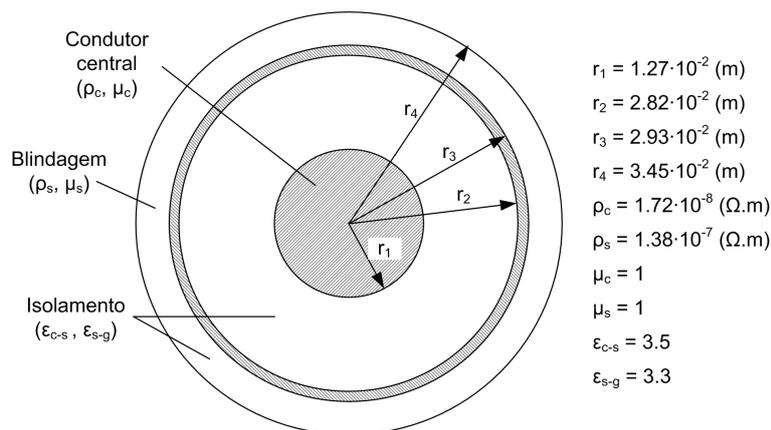


Figura 5.20: Seção transversal e dados do cabo

Foi utilizado um tipo básico de cabo bastante empregado em estudos de engenharia, com dois condutores metálicos na forma de um núcleo e uma blindagem.

5.6.1 Identificação dos tempos de atraso

O tempo de atraso (τ_i) de cada modo será aquele que apresente o mínimo Erro-RMS de ajuste. Baseados na experiência de cálculo de parâmetros em cabos similares [22], foi escolhida uma ordem comum de 6 polos para todos os modos.

Nas Figuras 5.21 e 5.22 se apresenta o Erro-RMS em função do tempo de atraso

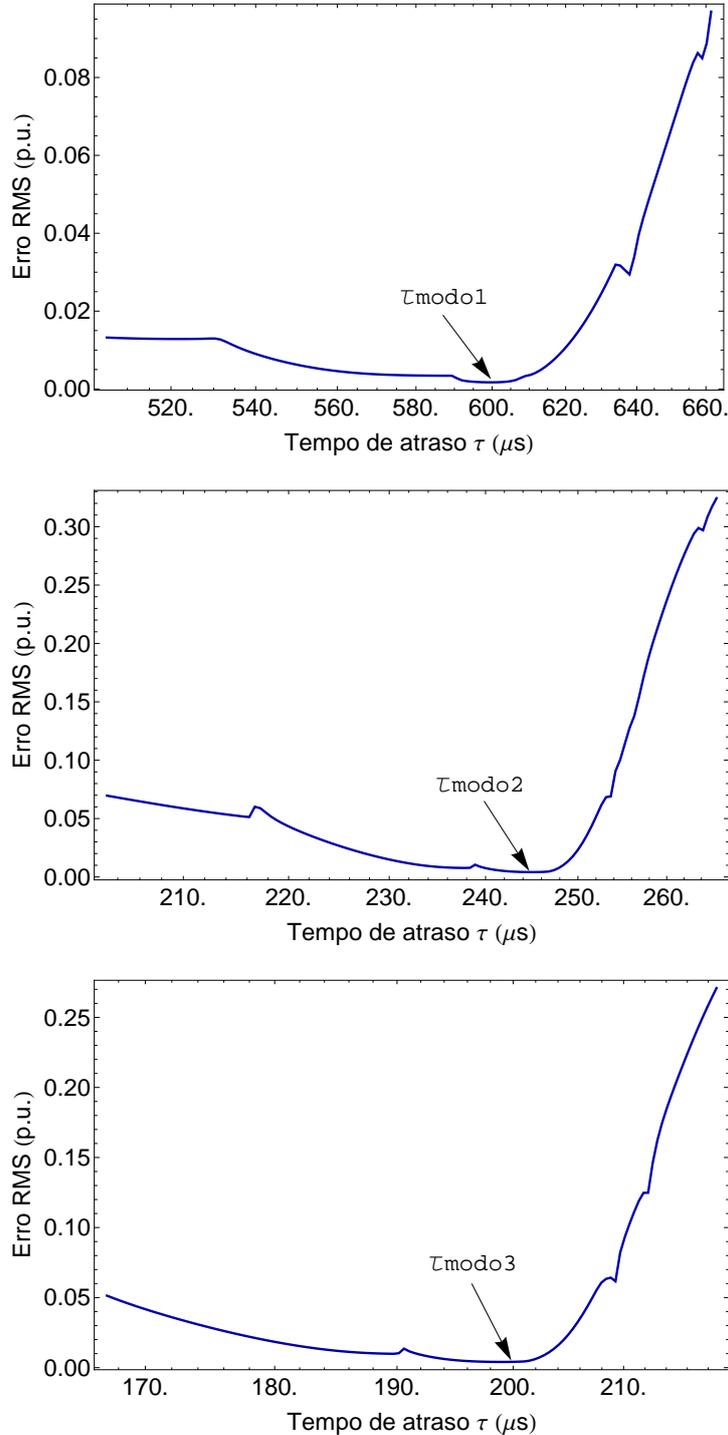


Figura 5.21: Cálculo dos tempos de atraso τ_1 , τ_2 e τ_3

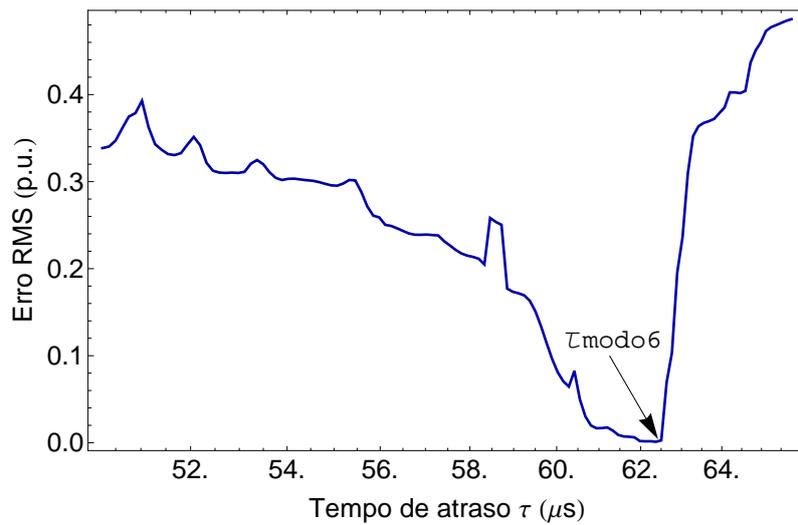
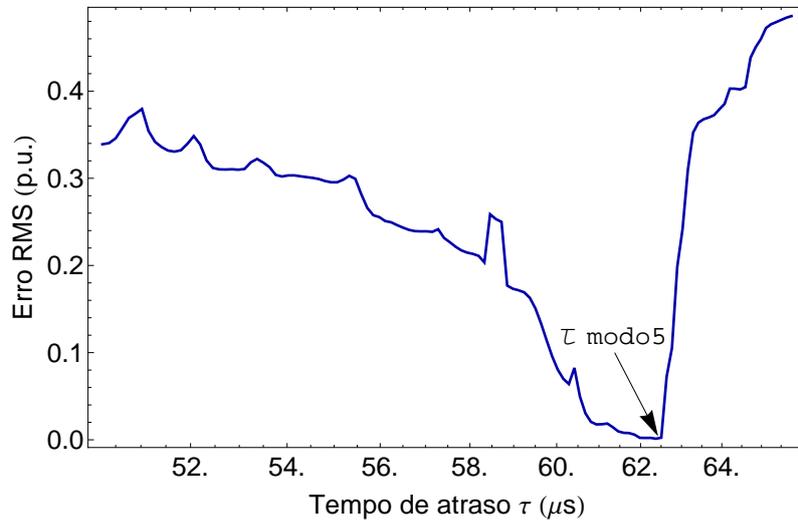
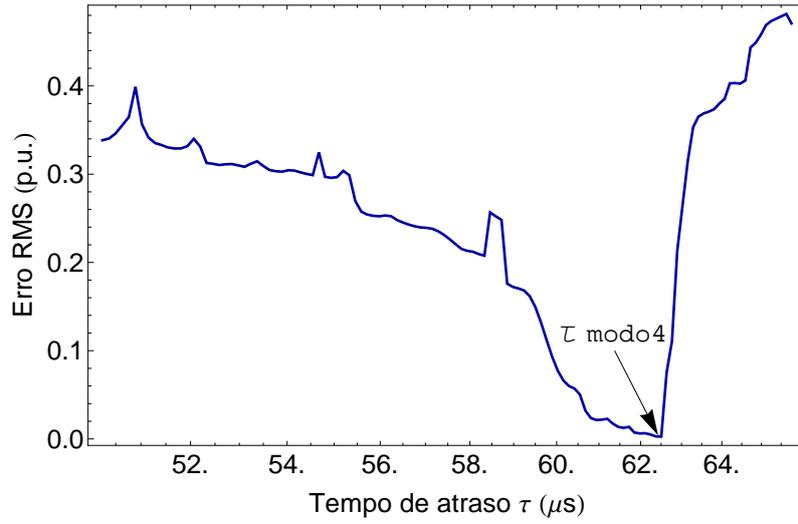


Figura 5.22: Cálculo dos tempos de atraso τ_4 , τ_5 e τ_6

Na Tabela 5.6 se apresentam os tempos de atraso ideais, e os tempos de atraso calculados junto com seu mínimo Erro-RMS alcançado.

Tabela 5.6: Tempos de atraso τ_{min} , τ_{max} , τ e Erro-RMS para cada modo

Conceito	Modo 1	Modo 2	Modo 3	Modo 4	Modo 5	Modo 6
τ_{min} (μs)	33,33	33,33	33,33	33,33	33,33	33,33
τ (μs)	599,74	244,99	199,02	62,46	62,46	62,46
τ_{max} (μs)	630,03	253,13	208,38	62,63	62,63	62,63
Erro-RMS $\times 10^{-3}$	1,71	4,14	4,06	1,88	0,66	0,64

Em cabos subterrâneos, a grande diferença entre os tempos de propagação de cada modo se deve a seu distinto comportamento. Por exemplo, para o conjunto de cabos considerados há a propagação em meios distintos, resultando no seguinte conjunto de modos: 3 modos coaxiais, 2 modos entre blindagens e 1 modo “terra”. O meio entre as blindagens possui uma permissividade dielétrica diferente quando comparada aa isolação que separa o condutor da blindagem. É essa característica principal que causa as diferenças na velocidade de propagação dos modos, e sua cercania ao máximo tempo de atraso de fase mínima τ_{max} .

5.6.2 Ajuste dos modos da Função de Propagação

Concordando com o cálculo dos tempos de atraso, o ajuste se realizou escolhendo uma ordem de seis polos por modo.

Na Figura 5.23 se apresentam os gráficos dos ajustes da expressão (5.11)

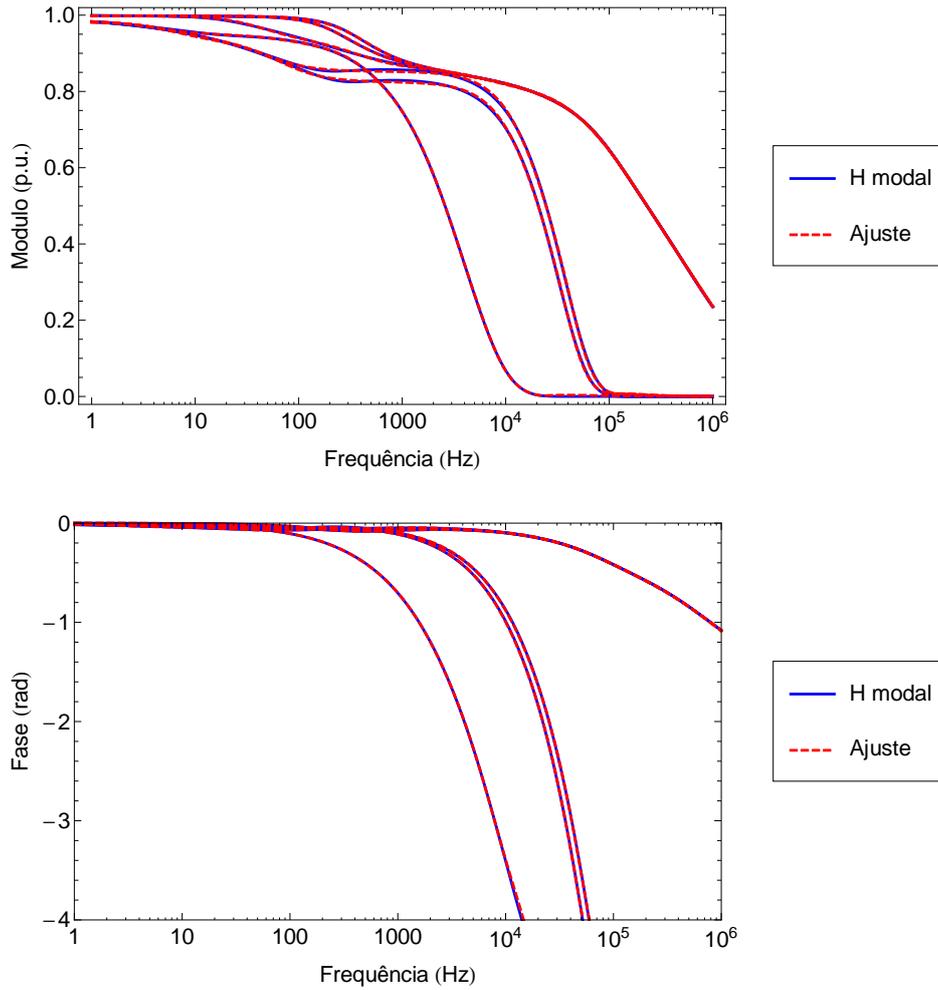


Figura 5.23: Comparação dos Módulos e Fases do ajuste

Os erros máximos RMS encontrados foram abaixo de 0,1 %, de onde se conclui que os ajustes apresentam um comportamento satisfatório considerando 6 polos por modo.

Na Tabela 5.7 se apresentam os polos calculados para cada modo.

Tabela 5.7: Polos do ajuste por funções racionais

Modo 1	Modo 2	Modo 3	Modo 4	Modo 5	Modo 6
-37280,9	-188171	-167232	$-4,4 \times 10^8$	$-5,1 \times 10^6$	$-5,2 \times 10^6$
$\pm j31477,1$	$\pm j237126$	$\pm j209045$	$-1,2 \times 10^6$	$-2,1 \times 10^6$	$-2,2 \times 10^6$
-13937,7	-687083	-558834	-371512	-634566	-649306
-3463,5	-119707	-106054	-38421	-116412	-129830
-496,7	-289,08	-395,98	-2313,8	-15987,4	-22438,5
-26,56	-33,70	-40,19	-285,46	-1980,34	-2726,42

5.6.3 Ajuste das Matrizes Idempotentes

No que segue se apresenta o ajuste dos elementos das Matrizes Idempotentes (M_i) e das Matrizes (\tilde{M}_i) no Sistema de Cabos SC.

Cenário 1

O ajuste calculado para os elementos das Matrizes (M_i) apresentou severas imprecisões em toda a faixa de frequência de interesse.

Nas Figuras 5.24 e 5.25 se apresentam os gráficos dos ajustes.

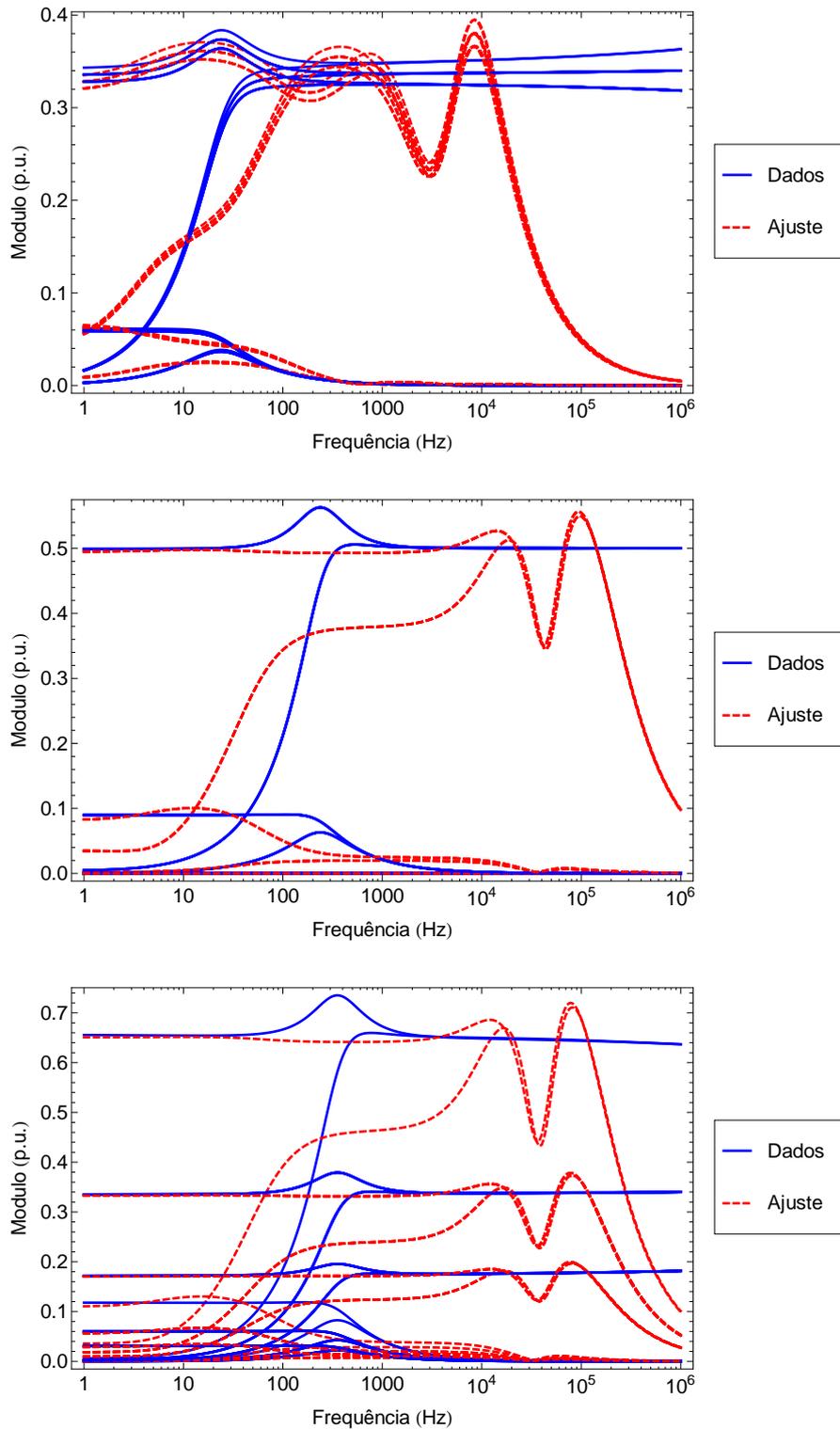


Figura 5.24: Ajuste do Modulo das Matrizes M_1 , M_2 e M_3

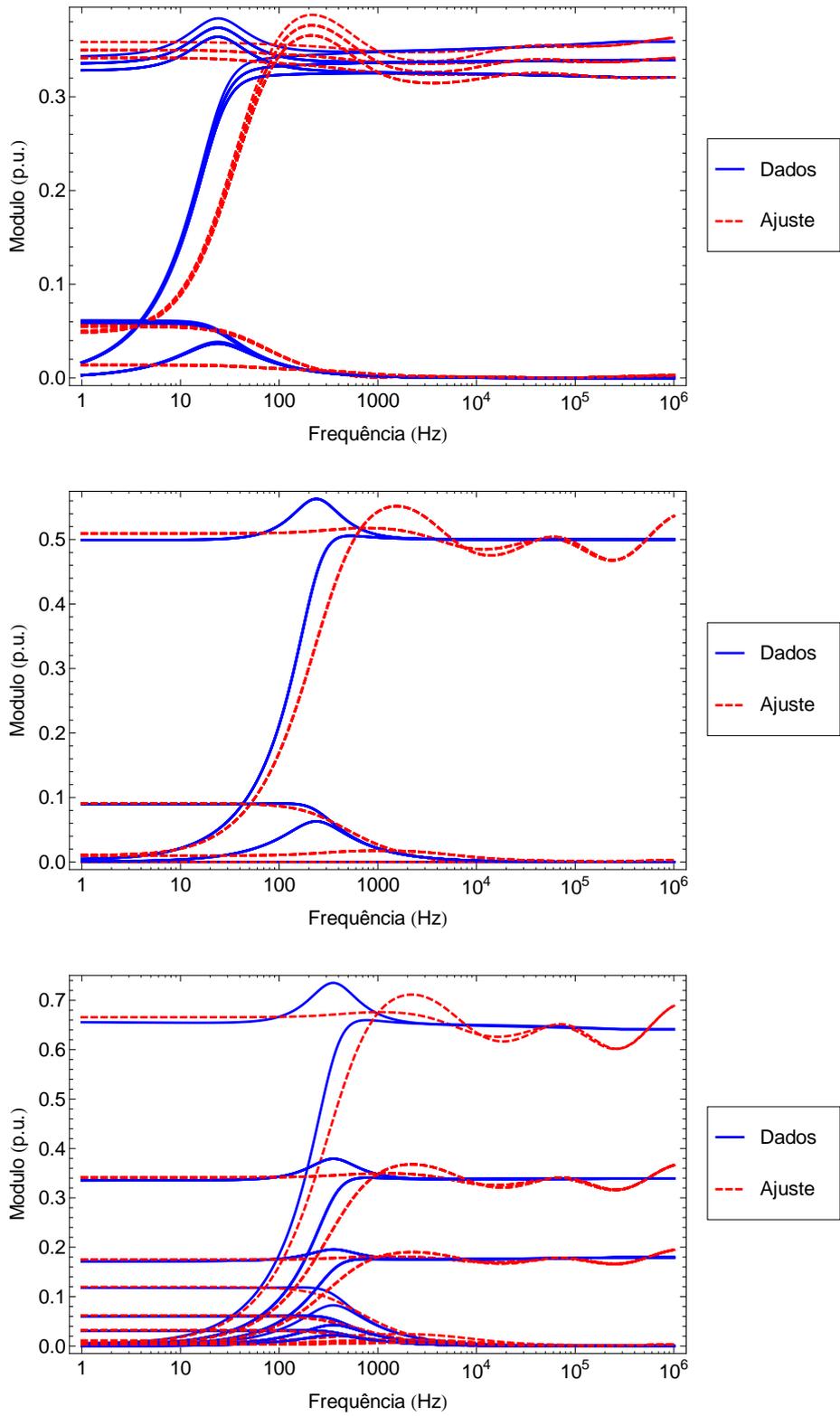


Figura 5.25: Ajuste do Modulo das Matrizes M_4 , M_5 e M_6

Cenário 2

Nesse cenário, o ajuste calculado para as Matrizes (\tilde{M}_i) apresentou severas imprecisões em toda a faixa de frequências, com menores desvios nas frequências acima de 100 kHz.

Nas Figuras 5.26 e 5.27 se apresentam os gráficos dos ajustes.

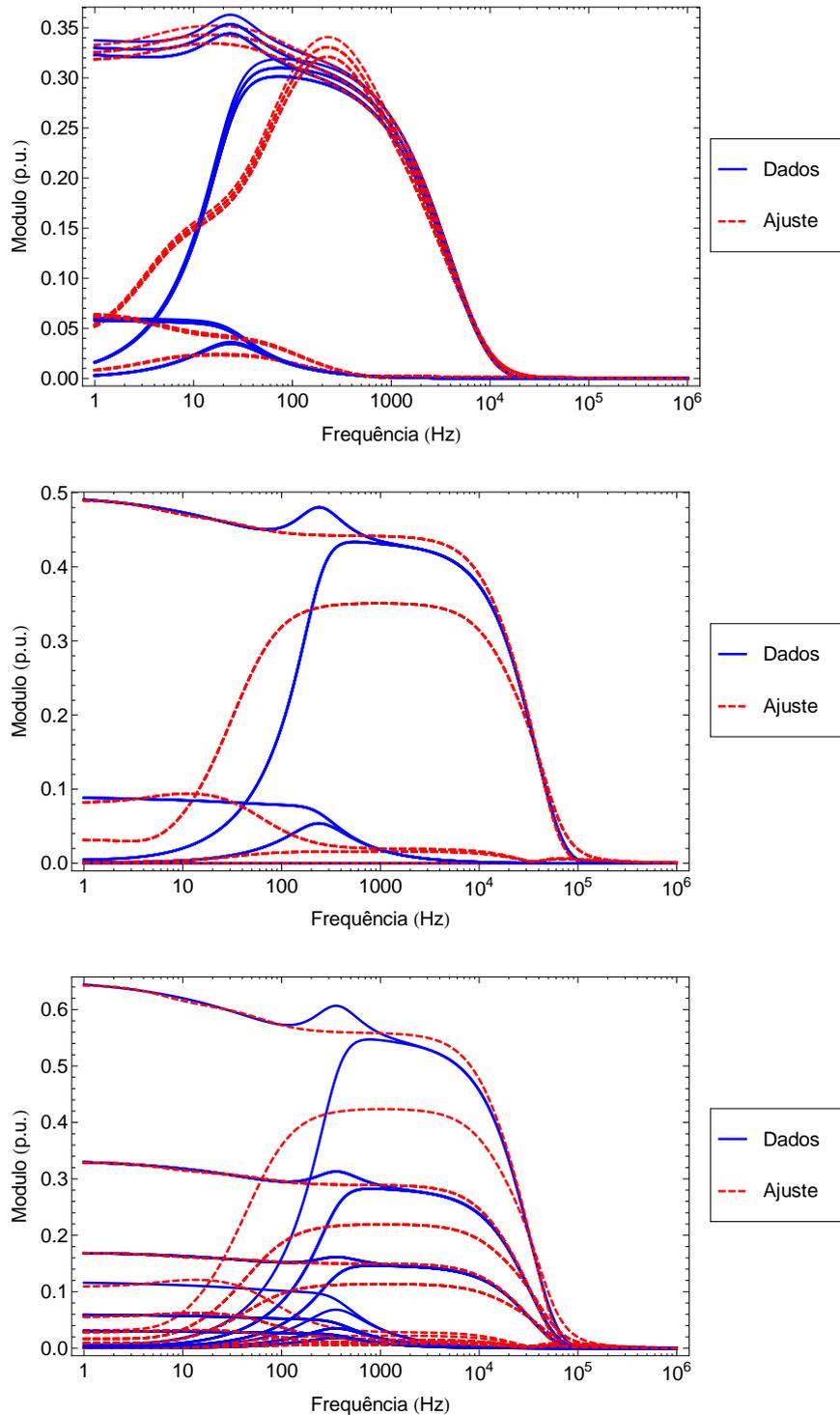


Figura 5.26: Ajuste do Modulo das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

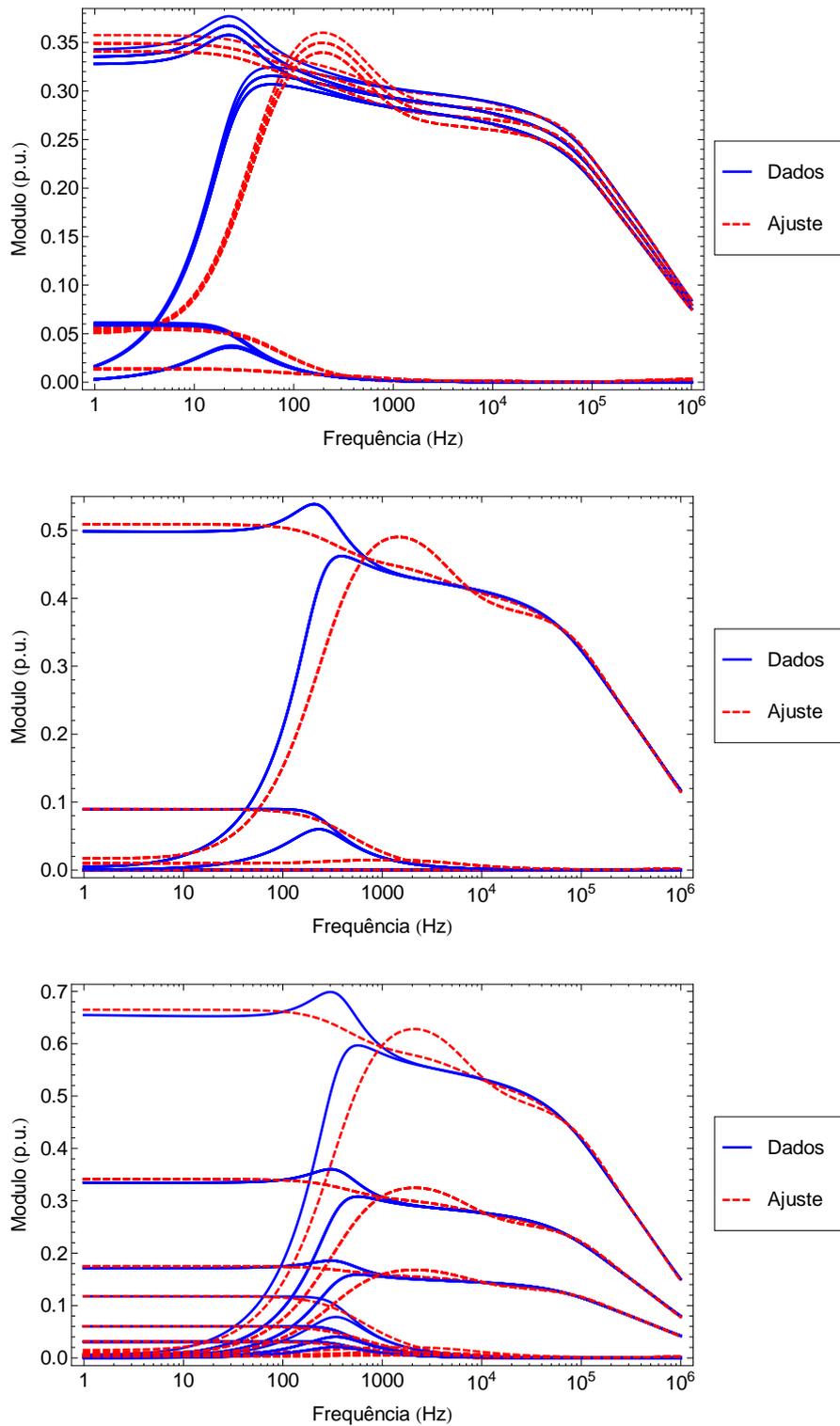


Figura 5.27: Ajuste do Modulo das Matrizes \tilde{M}_4 , \tilde{M}_5 e \tilde{M}_6

Cenário 3

Nesse cenário, todas as Matrizes (\tilde{M}_i) foram ajustadas satisfatoriamente.

Inicialmente foi escolhida uma ordem de 10 polos dando ajustes satisfatórios; contudo, a pouca precisão dos resultados no domínio do tempo mostraram a necessidade de usar uma ordem de 16 polos.

Nas Figuras 5.28, 5.29, 5.30 e 5.31 se apresentam os gráficos dos ajustes.

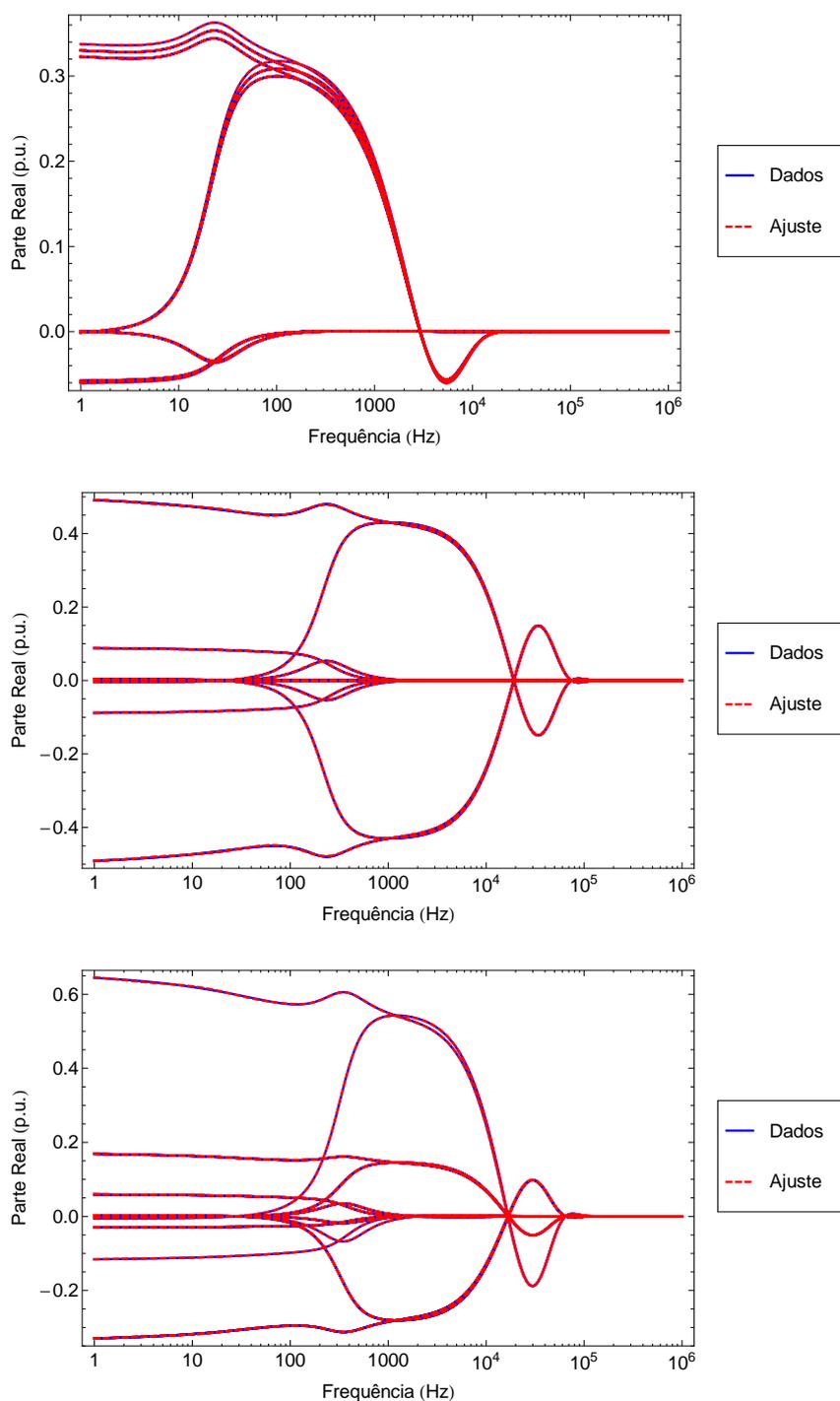


Figura 5.28: Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

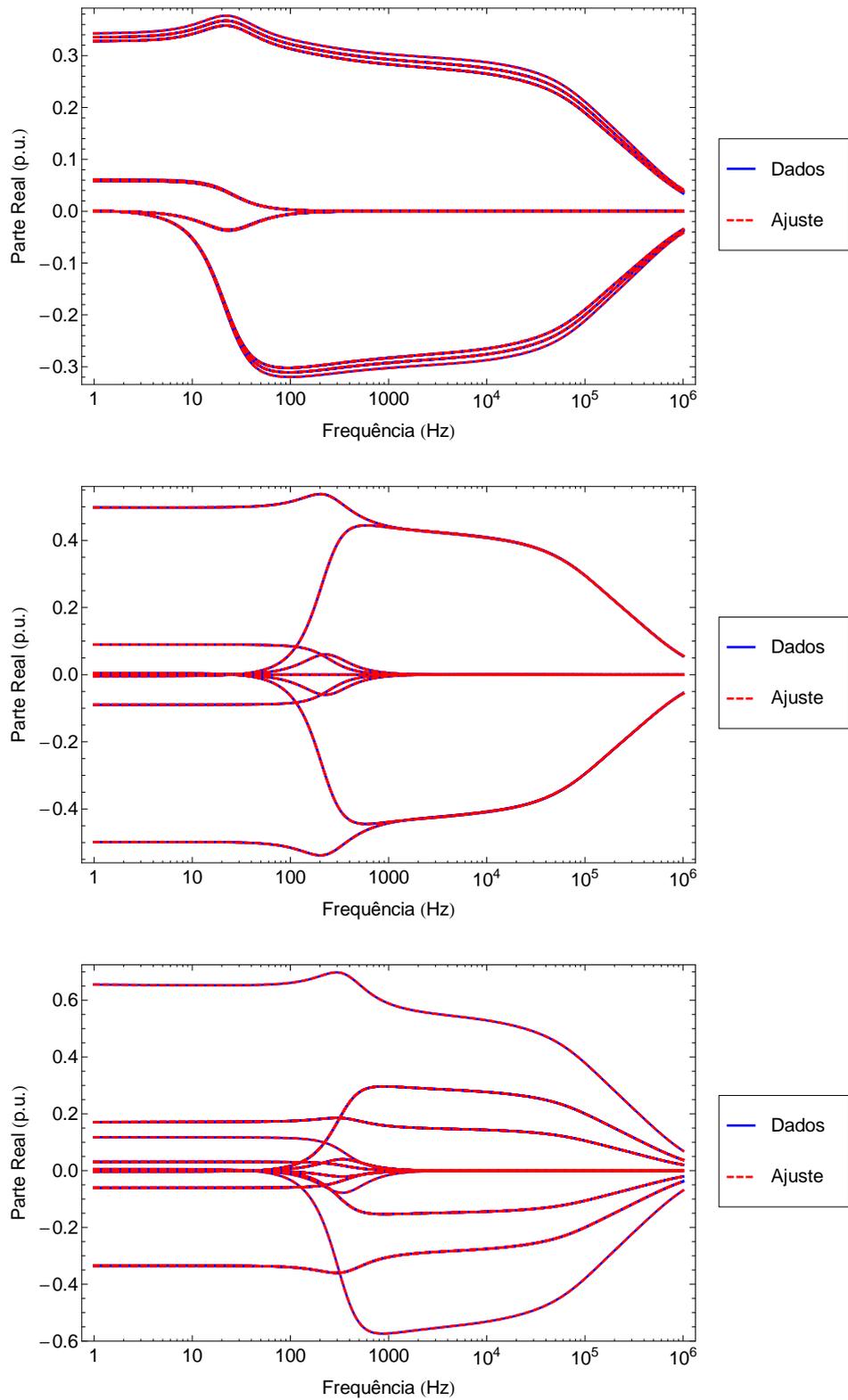


Figura 5.29: Ajuste da Parte Real das Matrizes \tilde{M}_4 , \tilde{M}_5 e \tilde{M}_6

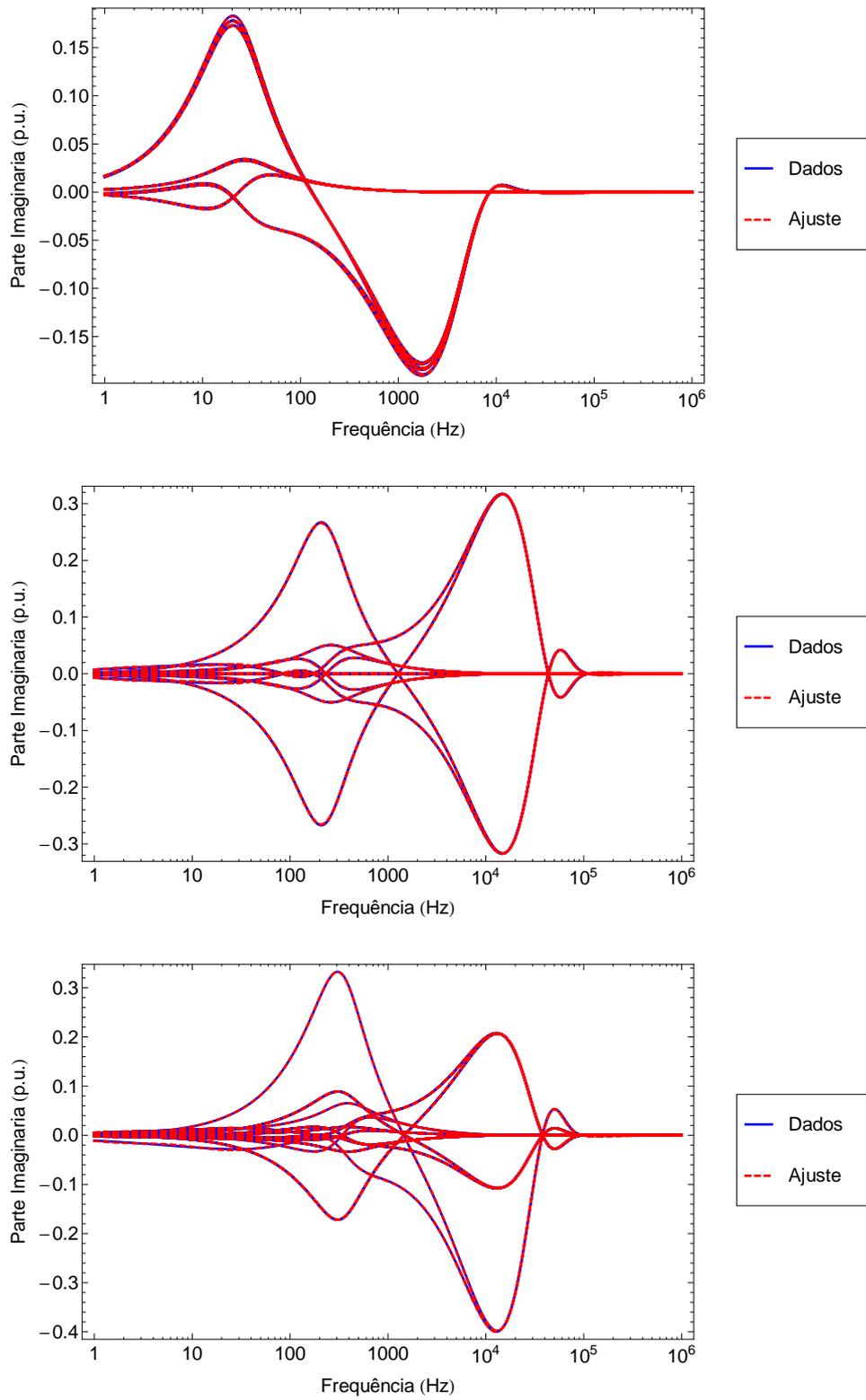


Figura 5.30: Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

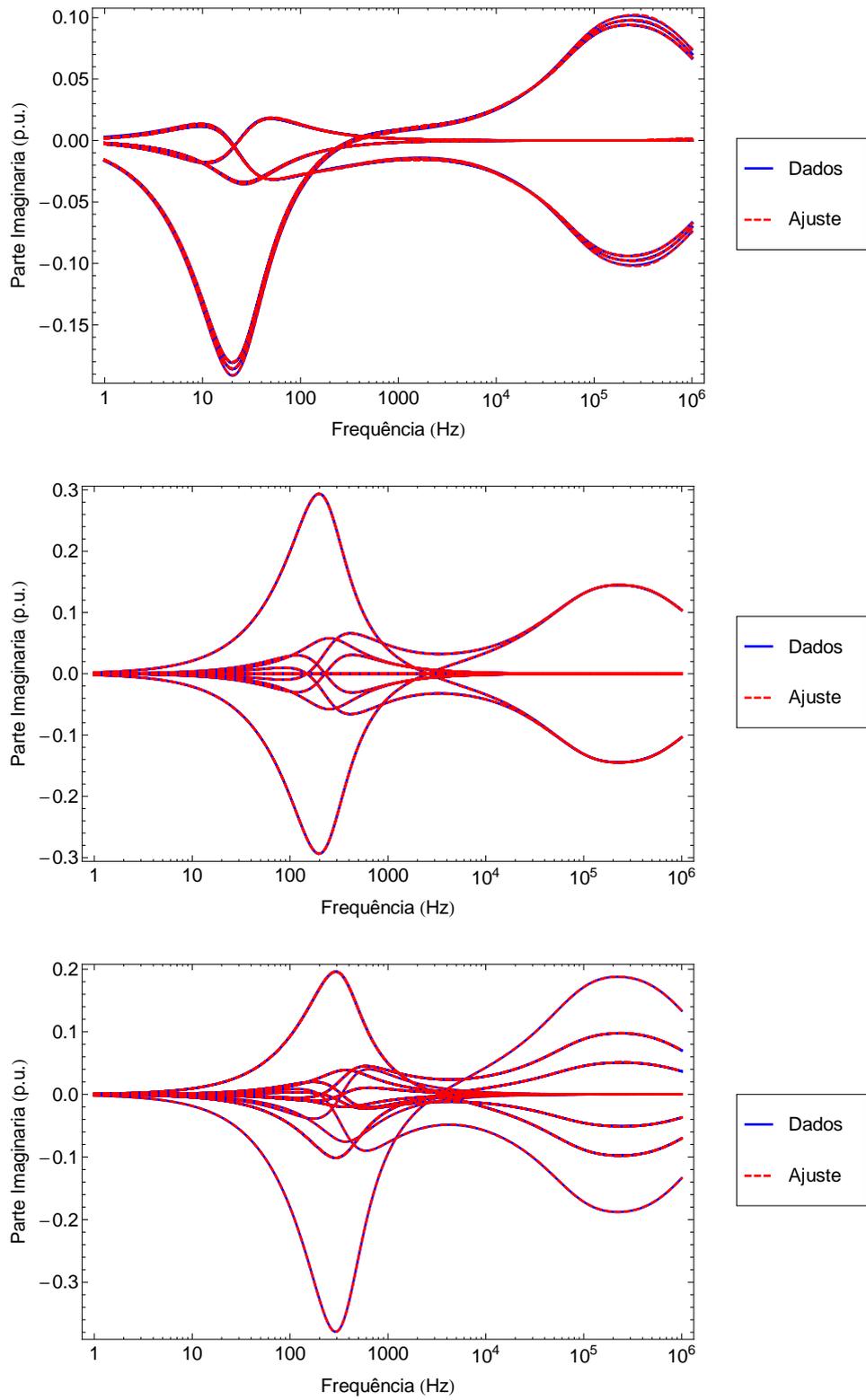


Figura 5.31: Ajuste da Parte Imaginária das Matrizes \tilde{M}_4 , \tilde{M}_5 e \tilde{M}_6

Nas Figuras 5.32 e 5.33 se apresenta o Erro-RMS em função da frequência.

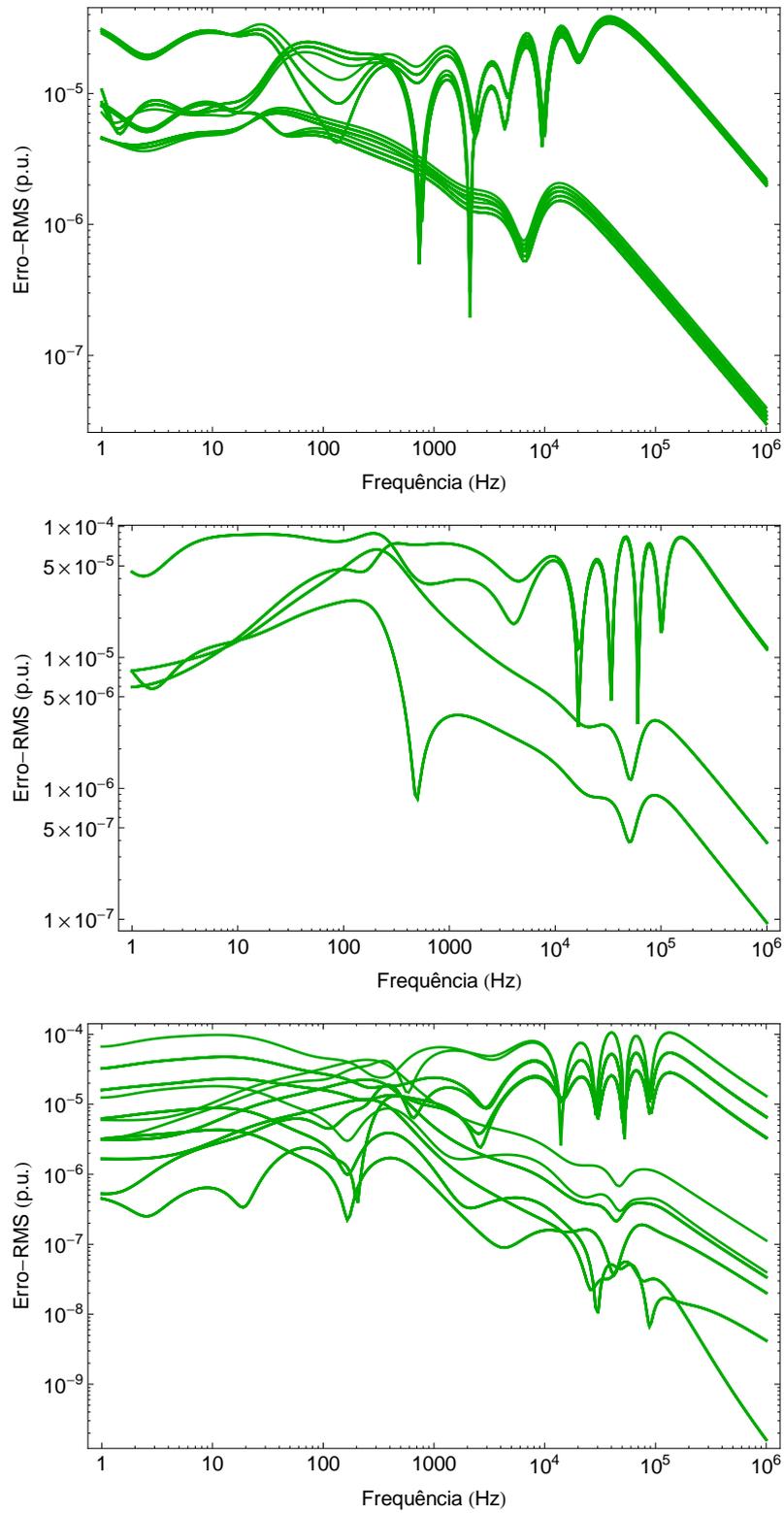


Figura 5.32: Erro de Ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 , \tilde{M}_2 e \tilde{M}_3

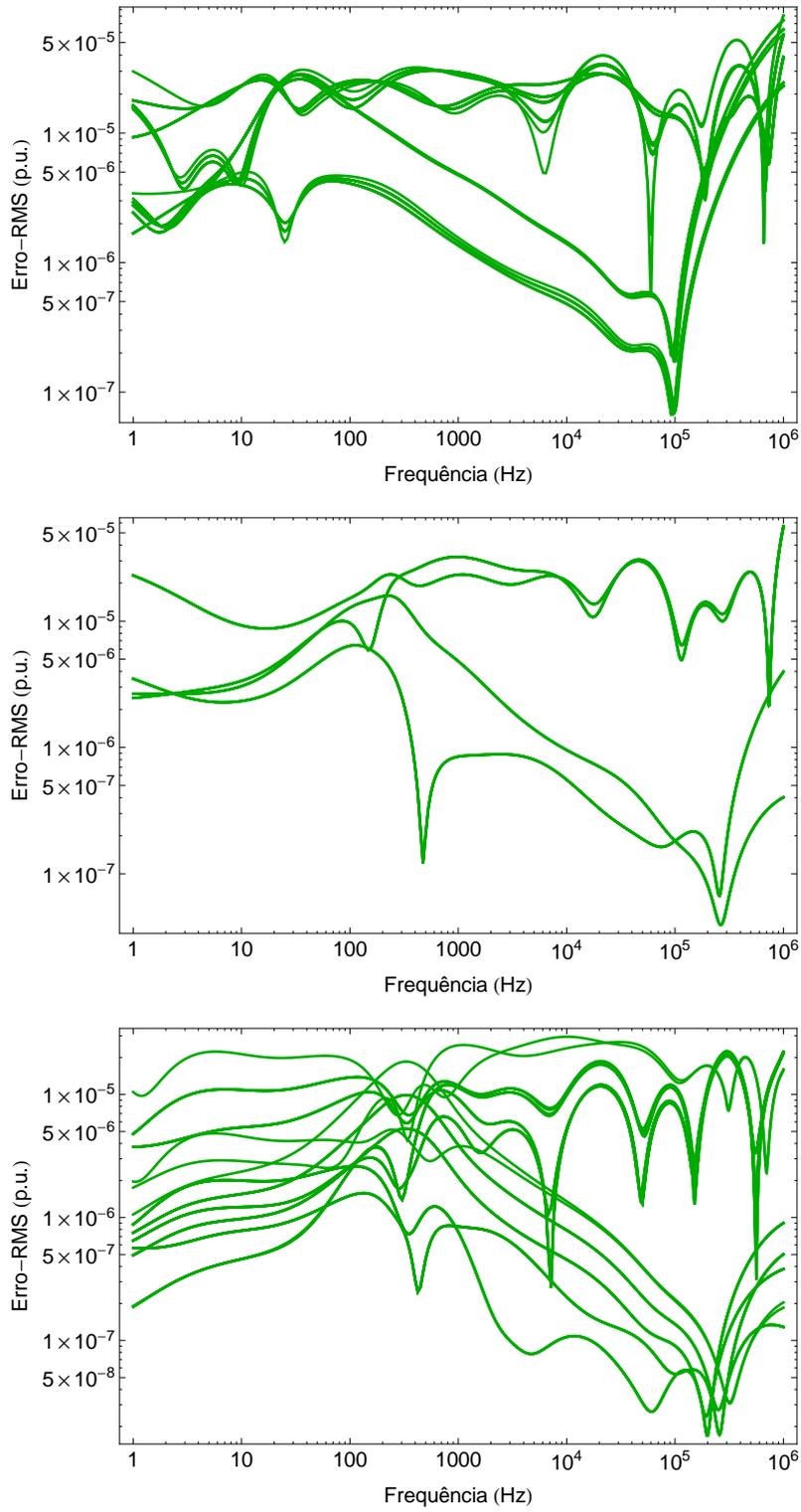


Figura 5.33: Erro de Ajuste das Matrizes \tilde{M}_4 , \tilde{M}_5 e \tilde{M}_6

Nas Tabelas 5.8 e 5.9 se apresentam os polos calculados para cada Matriz, assim como uma breve relação do Erro-RMS e Erro Máximo obtido nos ajustes.

Tabela 5.8: Conjunto de polos calculados para as Matrizes \tilde{M}_1 a \tilde{M}_6

\tilde{M}_1	\tilde{M}_2	\tilde{M}_3	\tilde{M}_4	\tilde{M}_5	\tilde{M}_6
-61358,1 $\pm j70579$	-261592 $\pm j424632$	-225664 $\pm j372531$	-115,36 $\pm j94,27$	$-8,2 \times 10^6$ $\pm j4,5 \times 10^7$	-2343,4 $\pm j759,5$
-41964,3 $\pm j23852$	-223104 $\pm j181514$	-193240 $\pm j159472$	$-5,1 \times 10^7$ $-2,79 \times 10^7$	-68285,5 $\pm j9,5 \times 10^6$	-1525,7 $\pm j1610,3$
-121,22 $\pm j91,23$	-1042,4 $\pm j1073,7$	-2303,15 $\pm j801,98$	$-6,3 \times 10^6$ $-2,6 \times 10^6$	-1033,4 $\pm j1069,8$	$-6,2 \times 10^7$ $-2,7 \times 10^7$
169440 -17224,4	-769206 -143877	-1476,62 $\pm j1653,97$	-737107 -253616	-1157,07 $\pm j178,98$	$-6,6 \times 10^6$ $-2,7 \times 10^6$
-6904,35	-45339	-657412	-71587	$-6,1 \times 10^6$	-813110
-6897,94	-41294	-124782	-17289,5	$-2,6 \times 10^6$	-432614
-2323,16	-6829,5	-40856	-3457	-754062	-142755
-602,04	-1420,7	-34894	-1033,1	-302280	-42128,4
-163,13	-328,67	-455,97	-182,83	-96661,6	-9638,43
-39,34	-73,08	-100,43	-137,52	-26571,2	-141,62
-8,17	-13,20	-17,79	-19,53	-5149	-14,63
-1,22	-1,70	-2,13	-1,97	-7,97	-1,35

Tabela 5.9: Erro RMS e Erro Máximo do ajuste das Matrizes \tilde{M}_1 a \tilde{M}_6

Conceito	\tilde{M}_1	\tilde{M}_2	\tilde{M}_3	\tilde{M}_4	\tilde{M}_5	\tilde{M}_6
Erro Máximo	4×10^{-5}	7×10^{-5}	9×10^{-5}	4×10^{-5}	2×10^{-4}	1×10^{-5}
Erro-RMS	3×10^{-4}	8×10^{-4}	1×10^{-3}	3×10^{-4}	8×10^{-4}	1×10^{-4}

5.6.4 Cálculo da Função de Propagação

Considerando a configuração apresentada no início da **Seção 5.6**, apresenta-se a seguir o cálculo da função de propagação H definido pela equação (5.7).

Já ajustadas as Matrizes (\tilde{M}_i) mediante funções racionais, adicionamos o atraso no tempo e usamos a equação (5.6) para calcular a Função de Propagação (H). Na Figura 5.34 se compara o valor de (H) com aquele calculado pelo Método das Matrizes Idempotentes.

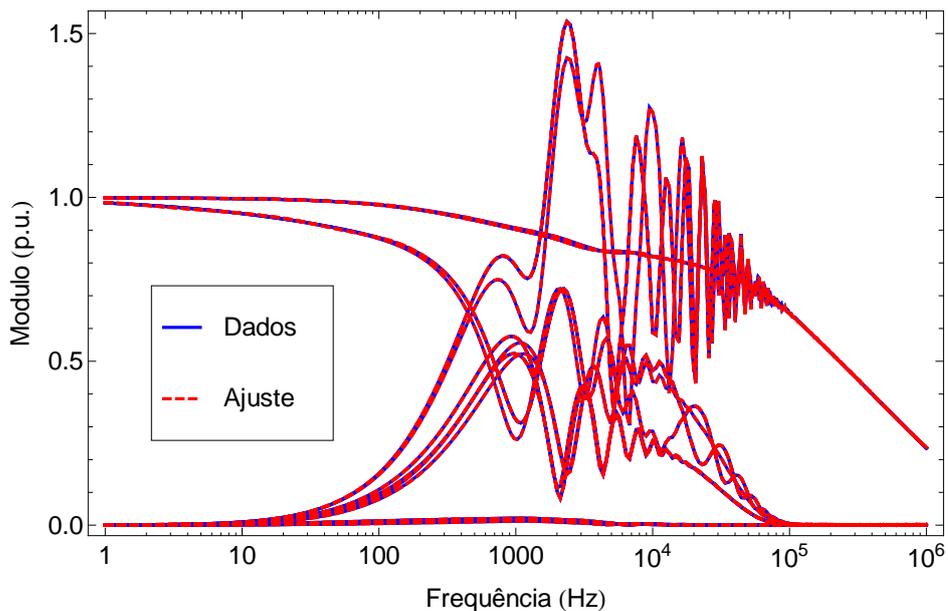


Figura 5.34: Cálculo de H por Matrizes Idempotentes

Na Figura 5.35 se apresenta o Erro-RMS em função da frequência.

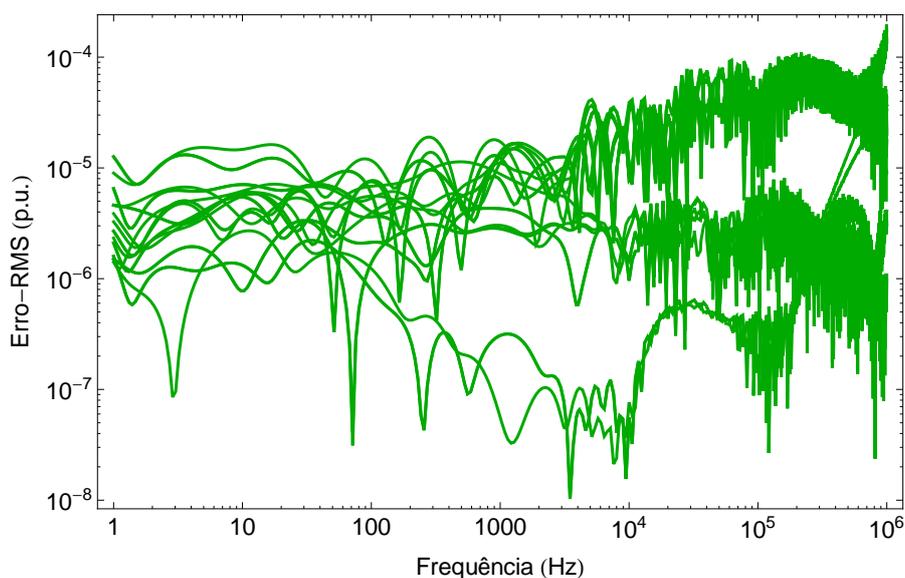


Figura 5.35: Erro de ajuste de H no cálculo por Matrizes Idempotentes

5.7 Simulação no domínio do tempo

Para validar os resultados do cálculo de (H) por Matrizes Idempotentes, se realizaram duas simulações de energização em vazio no Domínio do Tempo.

Para isso, foi calculada a Matriz de Admitância Nodal a partir da Função de Propagação e da Admitância Característica.

Finalmente, desenvolveu-se um sistema de equações lineares no Domínio da Frequência, cujo resultado se traslada ao domínio do tempo usando a Transformada Numérica de Laplace (TNL) [82–84].

5.7.1 Linha de Transmissão Trifásica

Antes de realizar a simulação no Domínio do Tempo, comparou-se a Matriz de Admitância Nodal calculada pelo Método das Características (MoC) com aquela calculada a partir das Matrizes (\tilde{M}_i).

Na Figura 5.36 se apresentam e comparam os resultados, tendo estes um ajuste bastante bom ao longo da banda de frequência.

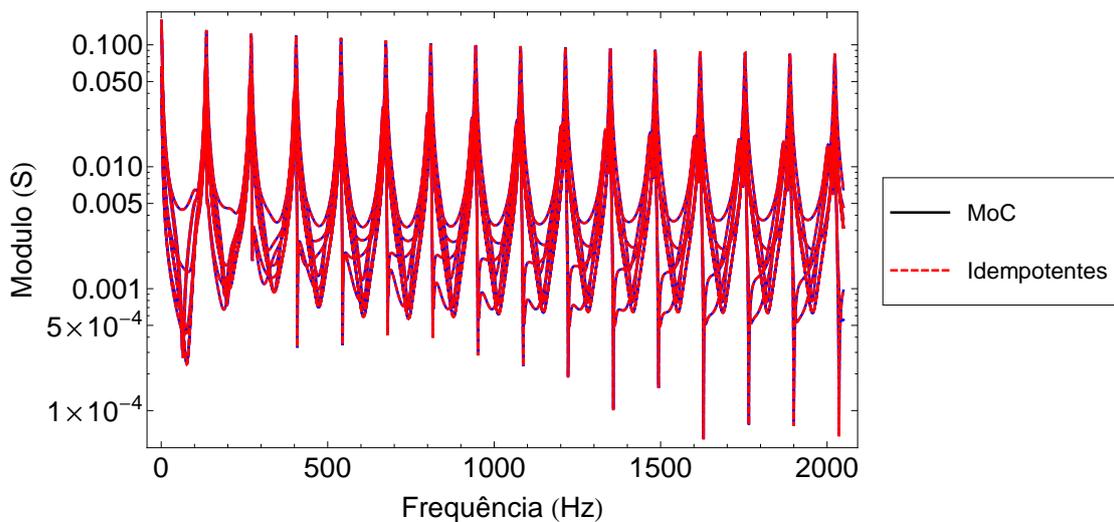


Figura 5.36: Admitância Nodal calculada vs. ajustada - Linha de Transmissão

A Tabela 5.10 abaixo indica a nomenclatura usada como referência no que segue do texto da configuração do circuito na energização da Linha Trifásica.

Tabela 5.10: Nomenclatura das Simulações na Linha de Transmissão Trifásica

Nomenclatura	Descrição
Caso 1	Fonte degrau unitário conectada ao nó 1 (fase) Nós restantes do lado da geração se encontram aterrados
Caso 2	Fonte degrau unitário conectada ao nó 1 (fase) Nós restantes se encontram em vazio

Caso 1

Na Figura 5.37 se apresenta o gráfico da energização do circuito de transmissão em vazio por fonte degrau unitário.

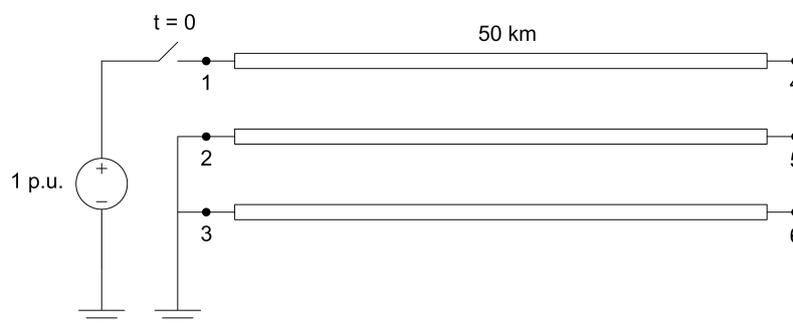


Figura 5.37: Circuito da energização da Linha de Transmissão Trifásica - Caso 1

Na Figura 5.38 se apresenta o gráfico das Tensões nos nós 4 e 6 no circuito de transmissão.

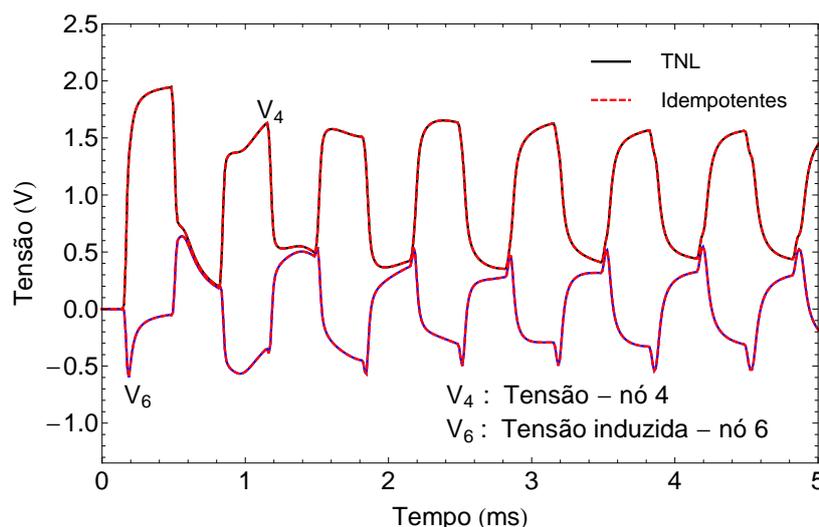


Figura 5.38: Tensões calculadas na Linha de Transmissão - Caso 1

Para os nós 4 e 6, as máximas diferenças obtidas no cálculo das tensões foram de 0,40 mV e 0,51 mV respectivamente, e erros percentuais de 0,01 % e 0,06 %.

Na Figura 5.39 se apresenta o gráfico das Correntes a terra calculadas nos nós 2 e 3 no circuito de transmissão.

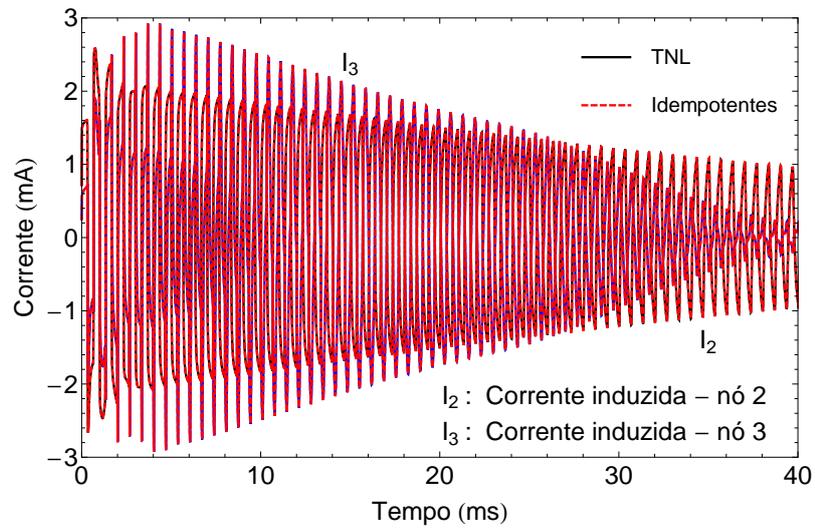


Figura 5.39: Correntes calculadas na Linha de Transmissão - Caso 1

Para os nós 2 e 3, as máximas diferenças obtidas no cálculo das correntes foram de $10,95 \mu A$ e $7,12 \mu A$ respectivamente, e erros percentuais de 0,36 % e 0,22 %.

Caso 2

Na Figura 5.40 se apresenta o gráfico da energização do circuito de transmissão em vazio por fonte degrau unitário.

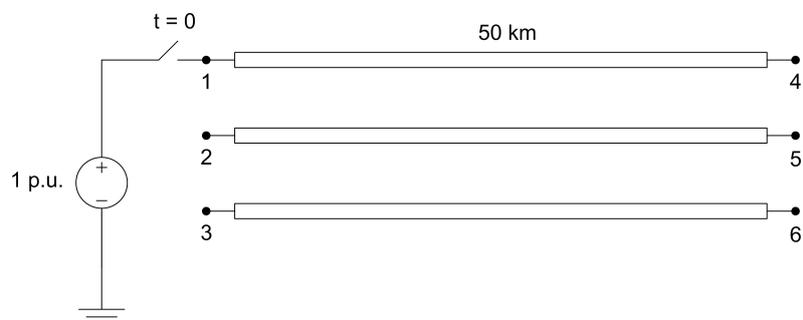


Figura 5.40: Circuito da energização da Linha de Transmissão Trifásica - Caso 2

Na Figura 5.41 se apresenta o gráfico das Tensões nos nós 4 e 6 no circuito de transmissão.

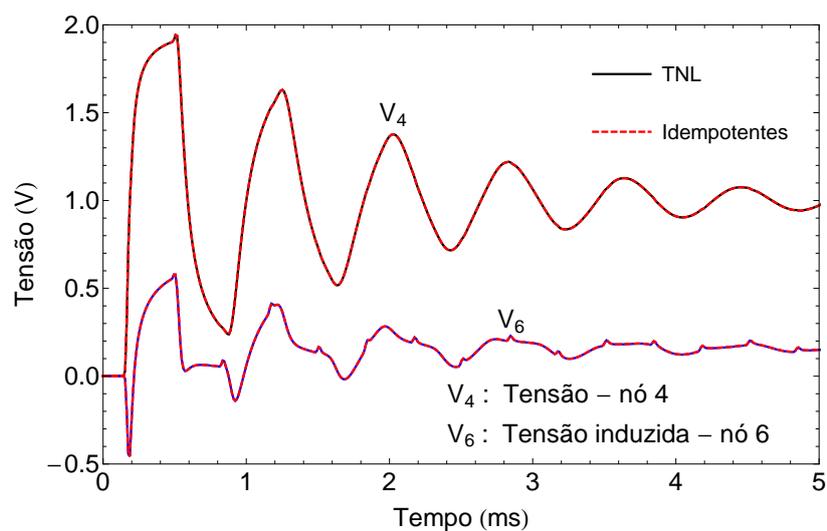


Figura 5.41: Tensões calculadas na Linha de Transmissão - Caso 2

Para os nós 4 e 6, as máximas diferenças obtidas no cálculo das tensões foram de 0,35 mV e 1,34 mV respectivamente, e erros percentuais de 0,01 % e 0,06 %.

5.7.2 Sistema de Cabos enterrado

Antes de realizar a simulação no Domínio do Tempo, comparou-se a Matriz de Admitância Nodal calculada pelo Método das Características (MoC) com aquela calculada a partir das Matrizes (\tilde{M}_i).

Na Figura 5.42 se apresentam e comparam os resultados

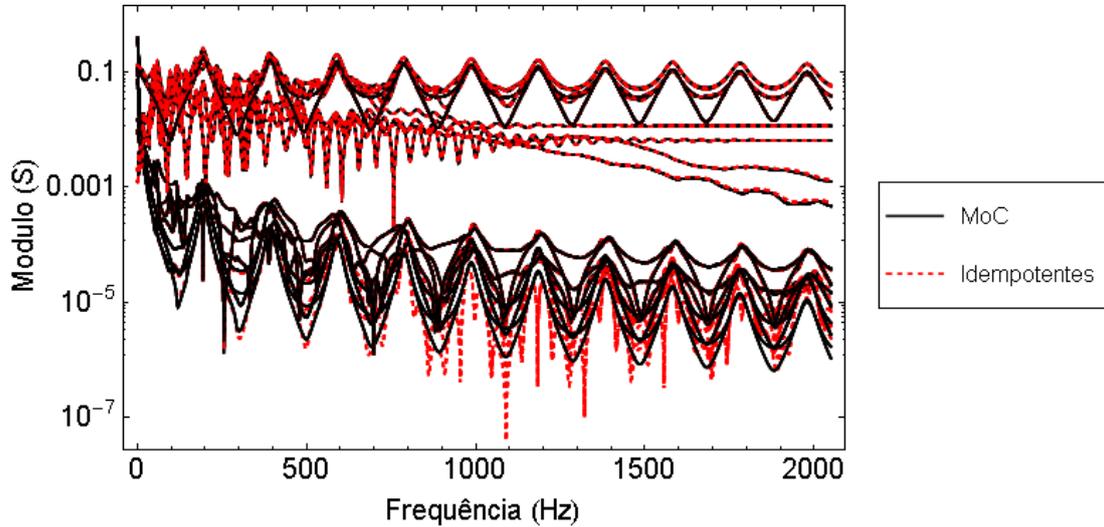


Figura 5.42: Admitância Nodal calculada vs. ajustada - Sistema de Cabos

Pode-se apreciar que o ajuste apresenta erros de precisão nos elementos com valores inferiores a 10^{-4} S ao longo da banda de frequência.

A Tabela 5.11 abaixo indica a nomenclatura usada como referência no que segue do texto da configuração do circuito na energização do Sistema de Cabos.

Tabela 5.11: Nomenclatura das Simulações no Sistema de Cabos

Nomenclatura	Descrição
Caso 1	Fonte degrau unitário conectada ao nó 2 (blindagem) Nós restantes do lado da geração se encontram aterrados
Caso 2	Fonte degrau unitário conectada ao nó 2 (blindagem) Nós restantes se encontram em vazio

Caso 1

Na Figura 5.43 se apresenta o gráfico da energização do circuito de transmissão em vazio por fonte degrau unitário.

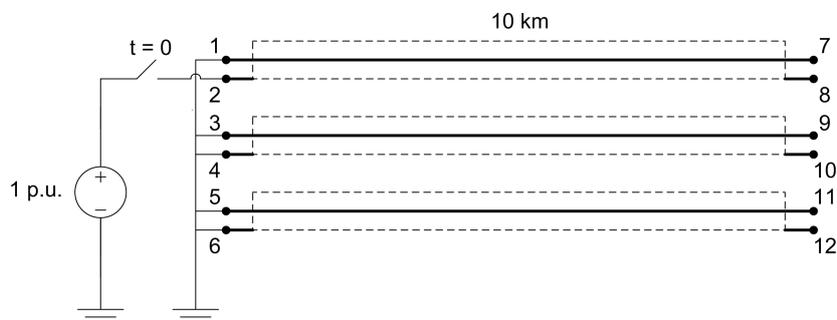


Figura 5.43: Circuito da energização do Sistema de Cabos - Caso 1

Na Figura 5.44 se apresenta o gráfico das Tensões nos nós 9 e 12 no circuito de transmissão.

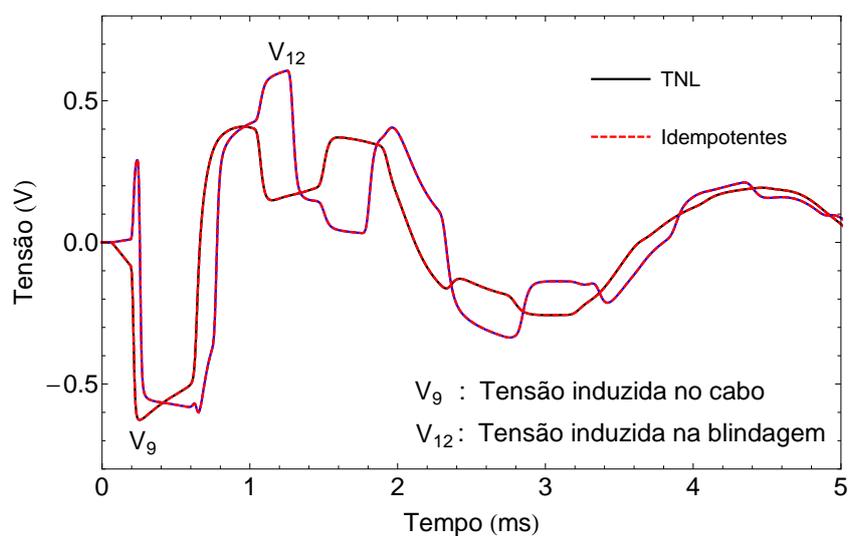


Figura 5.44: Tensões calculadas no Sistema de Cabos - Caso 1

Para os nós 9 e 12, as máximas diferenças obtidas no cálculo das tensões foram de 0,85 mV e 1,25 mV respectivamente, e erros percentuais de 0,15 % e 0,17 %.

Na Figura 5.45 se apresenta o gráfico das Correntes a terra calculadas nos nós 3 e 6 no circuito de transmissão.

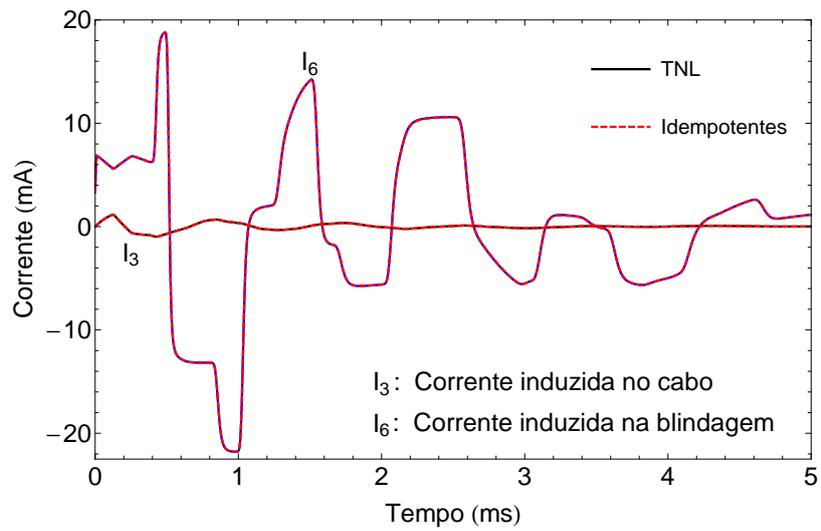


Figura 5.45: Correntes calculadas no Sistema de Cabos - Caso 1

Para os nós 3 e 6, as máximas diferenças obtidas no cálculo das correntes foram de $9,51 \mu A$ e $50,70 \mu A$ respectivamente, e erros percentuais de 0,79 % e 0,29 %.

Caso 2

Na Figura 5.46 se apresenta o gráfico da energização do circuito de transmissão em vazio por fonte degrau unitário.

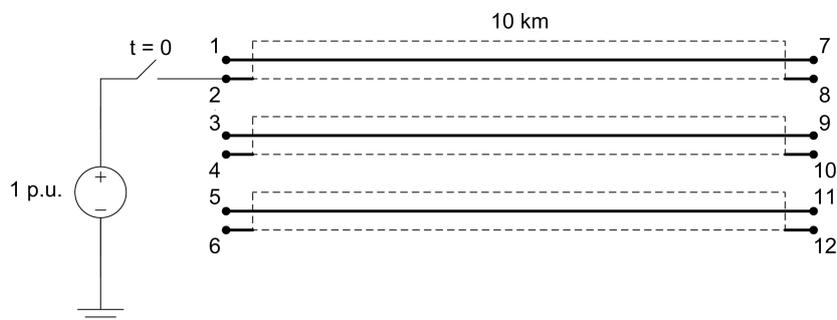


Figura 5.46: Circuito da energização do Sistema de Cabos - Caso 2

Na Figura 5.47 se apresenta o gráfico das Tensões nos nós 9 e 12 no circuito de transmissão.

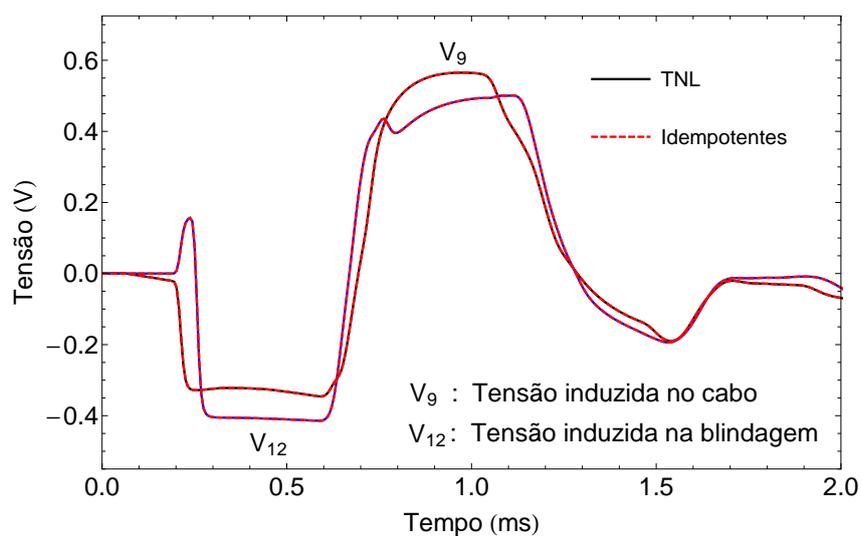


Figura 5.47: Tensões calculadas no Sistema de Cabos - Caso 2

Para os nós 9 e 12, as máximas diferenças obtidas no cálculo das tensões foram de 0,79 mV e 0,49 mV respectivamente, e erros percentuais de 0,11 % e 0,10 %.

5.8 Discussão

No presente capítulo conseguiu-se com êxito usar o método de ajuste vetorial relaxado (RVF) para ajustar as Matrizes Idempotentes com um conjunto próprio de polos da mesma ordem calculado para cada matriz.

As ordens escolhidas de 12 e 16 polos para o caso de Linha de Transmissão e Cabos Subterrâneos foram necessárias para garantir tanto um mínimo erro de ajuste como a precisão dos resultados na simulação no tempo.

Para o caso do Sistema de Cabos Subterrâneos, não foram investigadas as possíveis causas das diferenças nas simulações no domínio do tempo ao usar 10 polos ou 16 polos, nem a possibilidade de usar uma ordem de ajuste diferente para cada Matriz Idempotente.

No caso de linhas de transmissão trifásicas, ao não considerar nos cálculos o valor da condutância, apresentam-se ligeiros desvios no ajuste da parte imaginária dos elementos das Matrizes (\tilde{M}_i), obtendo-se um bom ajuste usando o valor recomendado em [6].

Para cabos subterrâneos, o Método das Matrizes Idempotentes mostrou um ajuste preciso sem maiores problemas.

As simulações no tempo desenvolvidas para a energização por fonte degrau unitário de uma fase de uma Linha de Transmissão como da blindagem de um Sistema de Cabos Subterrâneos apresentam mínimo erro.

Tanto no caso da Linha de Transmissão como no caso do Sistema de Cabos Subterrâneos, o ajuste das Matrizes Idempotentes mostrou ser sensível à precisão de cálculo dos valores dos tempos de atraso, podendo apresentar erros apreciáveis por pequenas diferenças nos mesmos.

Devido à limitação de tempo e à dificuldade de implementar modelos definidos pelo usuário no EMTP-ATP, a representação por decomposição em Matrizes Idempotentes não foi aplicada ao caso exemplo apresentado no Capítulo 2. Além disso, os ajustes foram feitos unicamente usando o método de ajuste vetorial relaxado (RVF).

Também não foram investigadas as possíveis causas do insucesso no ajuste das Matrizes Idempotentes utilizando apenas os polos dos modos, tema que será motivo de pesquisas futuras.

É possível que em futuras pesquisas sejam adotados programas de análise de transitórios eletromagnéticos de domínio comercial para a implementação da modelagem por Matrizes Idempotentes devido a sua maior flexibilidade para incluir modelos definidos pelo usuário.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 Conclusões Gerais

O presente documento apresenta uma análise da inclusão em simulações no domínio do tempo de componentes como linhas de transmissão, estruturas metálicas e sistemas de aterramento. Visando a implementação dos modelos obtidos em programas de transitórios eletromagnéticos, todos os modelos dos componentes acima mencionados, foram sintetizados por funções racionais no domínio da frequência.

Entre as quatro formulações existentes do método de ajuste vetorial ou “Vector Fitting”, a formulação de ajuste vetorial relaxado (RVF) mostrou ter mínimos desvios no ajuste dos picos de ressonância em Linhas de Transmissão, assim como uma maior estabilidade no processo de imposição da passividade, características fundamentais na sínteses e inclusão de elementos lineares em simulações no domínio do tempo.

A representação racional permite a inclusão dos modelos com componentes RLC facilmente empregáveis em programas do tipo EMTP como o EMTP-ATP e similares. Durante a avaliação da implementação do modelo de linha de transmissão em coordenadas de fase utilizando a modelagem racional da matriz de admitância nodal, foi identificado que a ordem das funções envolvidas no domínio s para uma linha de transmissão de 3 km, modelada na faixa de frequência de 1 Hz até 1 MHz, podia ser excessiva, tipicamente da ordem de 185 polos. A fim de superar essa limitação em linhas de comprimentos similares ou maiores, essa pesquisa apresenta a representação de linhas de transmissão empregando a decomposição idempotente.

A decomposição idempotente permite a inclusão de modelos de linha de transmissão através do Método das Características em programas como o EMTP-ATP, com ajustes de ordem significativamente inferior, entre 10 a 20 polos para as matrizes idempotentes e da ordem de 10 polos para a admitância característica.

Apresenta-se, a seguir, algumas das principais conclusões no que se refere ao

ajuste racional da matriz de admitância nodal dos componentes e da representação por idempotentes das linhas de transmissão.

Na modelagem do caso exemplo apresentado na **Sub-Seção 2.3**, foi conseguido com êxito o ajuste, imposição da passividade e inclusão nas simulações no EMTP-ATP dos trechos de Linha de Transmissão de 150 m, 300 m e 3000 m. O mesmo se deu com a representação via Admitância Nodal dos Aterramentos. Nas duas topologias foram considerados modelos variantes com a frequência.

No caso da Estrutura Metálica, apesar de apresentar ajustes com mínimo desvio RMS, há autovalores que não são positivos em toda a faixa de frequência avaliada. Tal fato acarreta que o processo de imposição da passividade acaba por perturbar a qualidade do ajuste. Como resultado, o modelo obtido não pode ser incluído em simulações no EMTP-ATP.

A Realização Idempotente mostrou ser uma alternativa viável para a representação de Linhas de Transmissão por funções racionais de baixa ordem nos casos cuja síntese em blocos de ramos RLC equivalentes requer de ordens de ajuste muito grandes, assim como para a representação de Cabos Subterrâneos.

O uso na Realização Idempotente em conjunto com o método de ajuste vetorial ou “Vector Fitting” na sua formulação de ajuste vetorial relaxado (RVF) mostrou bons resultados no ajuste de cada Matriz Idempotente mediante conjuntos de polos individuais.

Como principais contribuições deste trabalho, devem-se destacar:

- A comparação e documentação dos resultados da inclusão da Linha de Transmissão e dos Aterramentos como blocos de circuitos equivalentes em um caso exemplo originalmente desenvolvido no FDETP, cuja topologia é típica dos estudos de descargas atmosféricas em Linhas de Transmissão.
- A comparação de diferentes abordagens do método de ajuste vetorial.
- A realização por espaço de estados empregando o ajuste vetorial relaxado (RVF) para o emprego de Matrizes Idempotentes em Linhas de Transmissão e Cabos Subterrâneos.

6.2 Trabalhos Futuros

A modelagem de sistemas de transmissão é um tema abrangente e há diversas possibilidades para a continuação da presente pesquisa:

- Emprego de técnicas como Elementos Finitos para obtenção das funções no domínio da frequência referentes aos sistemas de aterramento e estruturas metálicas e consequente realização racional das mesmas.

- Implementação do processo de agrupamento de idempotentes de forma similar ao utilizado no modelo ULM (Universal Line Model).
- Implementação da modelagem de linhas de transmissão usando a decomposição idempotente no EMTP-ATP e comparação do desempenho computacional com aquele obtido em programas comerciais que dispõem do modelo ULM.
- Emprego da realização por funções racionais da admitância nodal de sistemas de cabos subterrâneos e/ou submarinos.
- Investigação da aplicação de outras técnicas de ajuste vetorial, como por exemplo, empregando funções ortonormais para a representação por admitância nodal e verificação do comportamento dentro e fora da faixa de frequência considerada no que se refere à passividade.

Referências Bibliográficas

- [1] WEDEPOHL, L. “Application of matrix methods to the solution of travelling-wave phenomena in polyphase systems”, *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, v. 110, n. 12, pp. 2200 –2212, december 1963. ISSN: 0020-3270. doi: 10.1049/piee.1963.0314.
- [2] DOMMEL, H. W. *ElectroMagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book)*. Branch of System Engineering - Bonneville Power Administration, 1995.
- [3] PRIKLER, L., HOIDALEN, H. K. *ATPDraw version 3.5 for Windows 9x/NT/2000/XP User’s Manual*. SINTEF Energy Research, October 2002.
- [4] HOIDALEN, H. K. “User manual supplements - New features in ATPDraw v5”. November 2007.
- [5] SEMLYEN, A., DABULEANU, A. “Fast and accurate switching transient calculations on transmission lines with ground return using recursive convolutions”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. 94, n. 2, pp. 561 – 571, mar 1975. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/T-PAS.1975.31884.
- [6] MARTI, J. “Accuarte Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. PAS-101, n. 1, pp. 147 –157, 1982. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1982.317332.
- [7] NODA, T., NAGAOKA, N., AMETANI, A. “Phase domain modeling of frequency-dependent transmission lines by means of an ARMA model”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 1, pp. 401 –411, jan 1996. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.484040.
- [8] GOMEZ, P. “Validation of ATP Transmission Line Models for a Monte Carlo Study of Switching Transients”. In: *Power Symposium, 2007. NAPS*

'07. *39th North American*, pp. 124 –129, 30 2007-oct. 2 2007. doi: 10.1109/NAPS.2007.4402298.

- [9] HEVIA, O. P. “Comparación de los modelos de línea del ATP”, *Revista Iberoamericana del ATP*, v. 1, n. 1, pp. 1 – 11, Marzo 1999.
- [10] SALARI, J. C. *Efeito das Descargas Atmosféricas no desempenho de Linhas de Transmissão - Modelagens nos Domínios do Tempo e da Frequência*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE/UFRJ, Dezembro 2006.
- [11] HOEFER, W. “The Transmission-Line Matrix Method—Theory and Applications”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 10, pp. 882 – 893, oct 1985. ISSN: 0018-9480. doi: 10.1109/TMTT.1985.1133146.
- [12] HERRING, J., CHRISTOPOULOS, C. “Multigrid transmission-line modeling method for solving electromagnetic field problems”, *Electronics Letters*, v. 27, n. 20, pp. 1794 –1795, sept. 1991. ISSN: 0013-5194. doi: 10.1049/el:19911115.
- [13] HERRING, J. L. *Developments in the Transmission-Line Modelling Method for Electromagnetic Compatibility Studies*. Tese de Doutorado, University of Nottingham, May 1993.
- [14] PORTELA, C. “Grounding requirements to assure people and equipment safety against lightning”. In: *Electromagnetic Compatibility, 2000. IEEE International Symposium on*, v. 2, pp. 969 –974 vol.2, 2000. doi: 10.1109/ISEMC.2000.874755.
- [15] FERNANDES, A. B., LIMA, A. C. S. “Modelagem de Transformadores para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos de Altas Frequências com Base em Medições de Campo”. In: *XII ERIAC*, Foz do Iguaçu, Brasil, Maio 2007.
- [16] VARGAS, M., RONDON, D., HERRERA, J., et al. “Grounding system modeling in EMTP/ATP based on its frequency response”. In: *Power Tech, 2005 IEEE Russia*, pp. 1 –5, june 2005. doi: 10.1109/PTC.2005.4524514.
- [17] RONDON, D., VARGAS, M., HERRERA, J., et al. “Influence of grounding system modeling on Transient analysis of transmission lines due to direct lightning strike”. In: *Power Tech, 2005 IEEE Russia*, pp. 1 –6, june 2005. doi: 10.1109/PTC.2005.4524515.

- [18] CHAPARRO, J. H. M. *Puestas a Tierra. Variación de los parámetros eléctricos del terreno con la frecuencia y software para el cálculo de potenciales transitorios*. Tese de Doutorado, Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería., 2006.
- [19] MARTINS, T. *Modelagem de Linhas de Transmissão a partir de Modos Exponenciais e Coeficientes Equivalentes*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ, 2010.
- [20] SANTOS JUNIOR, G. F. D. *Metodologia para Análise de Linhas de Transmissão incluindo modelos do Arco Secundário*. Tese de Doutorado, PEE/COPPE/UFRJ, Outubro 2009.
- [21] MORCHED, A., GUSTAVSEN, B., TARTIBI, M. “A universal model for accurate calculation of electromagnetic transients on overhead lines and underground cables”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 3, pp. 1032 –1038, jul 1999. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.772350.
- [22] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A. “Simulation of transmission line transients using vector fitting and modal decomposition”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 2, pp. 605 –614, abr. 1998. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.660941.
- [23] VELASCO, J. A. M. *Power System Transients Parameter Determination*. CRC Press, 2010.
- [24] MARCANO, F., MARTI, J. “Idempotent Line Model: Case Studies”. In: *Proceedings of IPST'97 - International Conference on Power Systems Transients*, pp. 67–72, 1997.
- [25] CASTELLANOS, F., MARTI, J., MARCANO, F. “Phase-Domain Multiphase Transmission Line Models”, *Electrical Power & Energy Systems*, v. 19, n. 4, pp. 241–248, 1997. Elsevier Science Ltd.
- [26] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A. “Calculation of transmission line transients using polar decomposition”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 3, pp. 855 –862, jul 1998. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.686984.
- [27] WAGNER, C. F., HILEMAN, A. R. “A New Approach to the Calculation or the Lightning Performance of Transmission Lines III-A Simplified Method: Stroke to Tower”, *Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 79, n. 3, pp. 589 –603, april 1960. ISSN: 0097-2460. doi: 10.1109/AIEEPAS.1960.4500810.

- [28] HARA, T., YAMAMOTO, O. “Modelling of a transmission tower for lightning-surge analysis”, *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 143, n. 3, pp. 283 –289, maio 1996. ISSN: 1350-2360. doi: 10.1049/ip-gtd:19960289.
- [29] MARTINEZ, J., CASTRO-ARANDA, F. “Tower modeling for lightning analysis of overhead transmission lines”. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*, pp. 1212 – 1217 Vol. 2, 2005. doi: 10.1109/PES.2005.1489355.
- [30] ITO, T., UEDA, T., WATANABE, H., et al. “Lightning flashovers on 77-kV systems: observed voltage bias effects and analysis”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 2, pp. 545 – 550, april 2003. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2003.809683.
- [31] ISHII, M., KAWAMURA, T., KOUNO, T., et al. “Multistory transmission tower model for lightning surge analysis”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 6, n. 3, pp. 1327 –1335, jul. 1991. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.85882.
- [32] VELAZQUEZ, R., MUKHEDKAR, D. “Analytical Modelling of Grounding Electrodes Transient Behavior”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. PAS-103, n. 6, pp. 1314 –1322, june 1984. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1984.318465.
- [33] PAPALEXOPOULOS, A. D., MELIOPOULOS, A. P. “Frequency Dependent Characteristics of Grounding Systems”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 2, n. 4, pp. 1073 –1081, oct. 1987. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.1987.4308223.
- [34] MENTRE, F., GRCEV, L. “EMTP-based model for grounding system analysis”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 9, n. 4, pp. 1838 –1849, oct 1994. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.329517.
- [35] HEIMBACH, M., GRCEV, L. “Grounding system analysis in transients programs applying electromagnetic field approach”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 12, n. 1, pp. 186 –193, jan 1997. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.568240.
- [36] GRCEV, L., DAWALIBI, F. “An electromagnetic model for transients in grounding systems”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 5, n. 4, pp. 1773 –1781, oct 1990. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.103673.

- [37] VISACRO, S. *Modelagem de Aterramentos Elétricos*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE/UFRJ, Julho 1992.
- [38] PORTELA, C. “Frequency and transient behavior of grounding systems. I. Physical and methodological aspects”. In: *Electromagnetic Compatibility, 1997. IEEE 1997 International Symposium on*, pp. 379 –384, aug 1997. doi: 10.1109/ISEMC.1997.667708.
- [39] PORTELA, C. “Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior”. In: *Electromagnetic Compatibility, 1999 IEEE International Symposium on*, v. 2, pp. 1004 –1009 vol.2, 1999. doi: 10.1109/ISEMC.1999.810203.
- [40] GUSTAVSEN, B. “Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 17, n. 4, pp. 1093 – 1098, oct 2002. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2002.803829.
- [41] SALARI, J. C., PORTELA, C., AZEVEDO, R. M. “An efficient modeling of transmission lines towers and Grounding systems for lightning propagation studies”. In: *IX International Symposium on Lightning Protection*, 2007.
- [42] SALARI, J. C., PORTELA, C. “Combining Grounding Systems Frequency Domain Modeling With EMTP-Type Programs”. In: *International Conference on Grounding and Earthing & 3rd International Conference on Lightning Physics and Effects*, 2008.
- [43] SALARI, J. C., PORTELA, C. “A Methodology for Electromagnetic Transients Calculation - An Application for the Calculation of Lightning Propagation in Transmission Lines”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 1, pp. 527 –536, 2007. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2006.887101.
- [44] TEIXEIRA, C., PINTO, J. “Back-flashover analysis of overhead transmission lines for different tower and lightning models”. In: *Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004. 39th International*, v. 1, pp. 238 – 241 Vol. 1, 2004. doi: 10.1109/UPEC.2004.192248.
- [45] BERGER, K., ANDERSON, R. “Parameters of Lightning Flashes”, *Electra*, v. 41, pp. 23 – 37, 1975.
- [46] DARVENIZA, M., POPOLANSKY, F., WHITEHEAD, E. R. “Lightning Protection of UHV Transmission Lines”, *Electra*, v. 41, pp. 39 – 69, July 1975.

- [47] PORTELA, C., TAVARES, M. “Modeling, simulation and optimization of transmission lines. Applicability and limitations of some used procedures”. In: *Transmission and Distribution Conference*, 2002. Invited paper.
- [48] DWIGHT, H. B. “Skin Effect in Tubular and Flat Conductors”, *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, v. XXXVII, n. 2, pp. 1379–1403, july 1918. ISSN: 0096-3860. doi: 10.1109/T-AIEE.1918.4765575.
- [49] ZHOU, Q.-B., DU, Y. “Using EMTP for evaluation of surge current distribution in metallic gridlike structures”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 41, n. 4, pp. 1113 – 1117, july-aug. 2005. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2005.851584.
- [50] AMETANI, A., KAWAMURA, T. “A method of a lightning surge analysis recommended in Japan using EMTP”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 2, pp. 867 – 875, 2005. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2004.839183.
- [51] OGATA, K. *Modern Control Engineering*. Aeeizh, 2002.
- [52] SOYSAL, A., SEMLYEN, A. “Practical transfer function estimation and its application to wide frequency range representation of transformers”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 3, pp. 1627 –1637, jul. 1993. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.252689.
- [53] NODA, T. “Identification of a multiphase network equivalent for electromagnetic transient calculations using partitioned frequency response”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 2, pp. 1134 – 1142, april 2005. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2004.834347.
- [54] GAO, R., MEKONNEN, Y., BEYENE, W., et al. “Black-box modeling of passive systems by rational function approximation”, *Advanced Packaging, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 2, pp. 209 – 215, may 2005. ISSN: 1521-3323. doi: 10.1109/TADV.2005.846928.
- [55] MORCHED, A., MARTI, L., OTTEVANGERS, J. “A high frequency transformer model for the EMTP”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 3, pp. 1615 –1626, july 1993. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.252688.
- [56] GOMES, S., MARTINS, N., PORTELA, C. “Sequential Computation of Transfer Function Dominant Poles of s-Domain System Models”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 2, pp. 776 –784, maio 2009. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/TPWRS.2008.2012179.

- [57] HENDRICKX, W., DHAENE, T. “A discussion of ”Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting””, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 1, pp. 441 – 443, 2006. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/TPWRS.2005.860905.
- [58] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A. “Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 3, pp. 1052 –1061, jul. 1999. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.772353.
- [59] GUSTAVSEN, B. “Improving the pole relocating properties of vector fitting”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 3, pp. 1587 –1592, 2006. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2005.860281.
- [60] GUSTAVSEN, B. “Relaxed Vector Fitting Algorithm for Rational Approximation of Frequency Domain Responses”. In: *Signal Propagation on Interconnects, 2006. IEEE Workshop on*, pp. 97 –100, maio 2006. doi: 10.1109/SPI.2006.289202.
- [61] DESCHRIJVER, D., HAEGEMAN, B., DHAENE, T. “Orthonormal Vector Fitting: A Robust Macromodeling Tool for Rational Approximation of Frequency Domain Responses”, *Advanced Packaging, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 2, pp. 216 –225, maio 2007. ISSN: 1521-3323. doi: 10.1109/TADVP.2006.879429.
- [62] DESCHRIJVER, D., GUSTAVSEN, B., DHAENE, T. “Advancements in Iterative Methods for Rational Approximation in the Frequency Domain”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 3, pp. 1633 –1642, 2007. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2007.899584.
- [63] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A. “Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 3, pp. 834 –842, jul 1998. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.686981.
- [64] SANATHANAN, C., KOERNER, J. “Transfer function synthesis as a ratio of two complex polynomials”, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 1, pp. 56 – 58, jan 1963. ISSN: 0018-9286. doi: 10.1109/TAC.1963.1105517.
- [65] DESCHRIJVER, D., DHAENE, T., DE ZUTTER, D. “Robust Parametric Macromodeling Using Multivariate Orthonormal Vector Fitting”, *Microwave*

Theory and Techniques, IEEE Transactions on, v. 56, n. 7, pp. 1661 – 1667, july 2008. ISSN: 0018-9480. doi: 10.1109/TMTT.2008.924346.

- [66] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A. “Enforcing passivity for admittance matrices approximated by rational functions”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 16, n. 1, pp. 97 –104, feb 2001. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/59.910786.
- [67] GUSTAVSEN, B. “Computer Code for Passivity Enforcement of Rational Macromodels by Residue Perturbation”, *Advanced Packaging, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 2, pp. 209 –215, may 2007. ISSN: 1521-3323. doi: 10.1109/TADVP.2007.896014.
- [68] GUSTAVSEN, B. “Fast Passivity Enforcement for Pole-Residue Models by Perturbation of Residue Matrix Eigenvalues”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 4, pp. 2278 –2285, oct. 2008. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2008.919027.
- [69] GER, K. H., LIU, T. H., MEYER, W. S. “Creative ATP Modeling”, *Canadian / American EMTP User Group*, v. 3, pp. 13–14, April 2002.
- [70] AMETANI, A. “Investigation of Impedance and Line Parameters of a Finite Length Multiconductor System”, *Electrical Engineering in Japan*, v. 114, pp. 83 – 91, 1994.
- [71] AMETANI, A. “Wave Propagation on a Nonuniform Line and its Impedance and Admittance”, *The Science and Engineering Review of Doshisha University*, v. 43, pp. 11 – 23, 2002.
- [72] NODA, T. “A double logarithmic approximation of Carson’s ground-return impedance”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 1, pp. 472 – 479, 2006. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2005.852307.
- [73] CARSON, J. R. “Ground Return Impedance: Underground Wire with Earth Return”, *Bell System Technical Journal*, v. 8, n. 1, pp. 94–98, 1929.
- [74] DERI, A., TEVAN, G., SEMLYEN, A., et al. “The Complex Ground Return Plane a Simplified Model for Homogeneous and Multi-Layer Earth Return”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. PAS-100, n. 8, pp. 3686 –3693, aug. 1981. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1981.317011.

- [75] CASTELLANOS, F., MARTI, J. “Phase-domain multiphase transmission line models”, *Proceeding of IPST’95 – International Conference on Power Systems Transients*, v. 1, pp. 17–22, September 1995. Lisbon.
- [76] WEDEPOHL, L. *The theory of Natural Modes in Multiconductor Transmission Systems*. Relatório técnico, The University of British Columbia, 1997.
- [77] GUSTAVSEN, B., IRWIN, G., MANGELROD, R., et al. “Transmission Line Models for the Simulation of Interaction Phenomena between parallel AC and DC overhead lines”. In: *IPST 99 - International Conference on Power System Transients*, 1999.
- [78] GUSTAVSEN, B., NORDSTROM, J. “Pole Identification for The Universal Line Model Based on Trace Fitting”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 1, pp. 472–479, jan. 2008. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2007.911186.
- [79] SEMLYEN, A. “Contributions to the Theory of Calculation of Electromagnetic Transients on Transmission Lines with Frequency Dependent Parameters”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. PAS-100, n. 2, pp. 848–856, feb. 1981. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1981.316943.
- [80] GUSTAVSEN, B. “Time delay identification for transmission line modeling”. In: *Signal Propagation on Interconnects, 2004. Proceedings. 8th IEEE Workshop on*, pp. 103–106, may 2004. doi: 10.1109/SPI.2004.1409018.
- [81] FERNANDES, A., NEVES, W., COSTA, E., et al. “Transmission line shunt conductance from measurements”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 2, pp. 722–728, april 2004. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2003.822526.
- [82] HO, C.-W., RUEHLI, A., BRENNAN, P. “The modified nodal approach to network analysis”, *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 6, pp. 504–509, jun 1975. ISSN: 0098-4094. doi: 10.1109/TCS.1975.1084079.
- [83] MAHSEREDJIAN, J., ALVARADO, F. “Creating an Electromagnetic Transients Program in MATLAB: MatEMTP”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 12, n. 1, pp. 380–388, jan 1997. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.568262.

- [84] URIBE, F. A., NAREDO, J. L., MORENO, P., et al. “Electromagnetic transients in underground transmission systems through the numerical Laplace transform”, *Elsevier Electrical Power & Energy Systems*, v. 24, pp. 215 – 221, 2002.
- [85] WEDEPOHL, L., NGUYEN, H., IRWIN, G. “Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using Newton-Raphson method”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 3, pp. 1538 –1546, aug 1996. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/59.535695.
- [86] STRATTON, J. A. *ElectroMagnetic Theory*. McGraw Hill Book Company, 1941.
- [87] SINGER, H., STEINBIGLER, H., WEISS, P. “A Charge Simulation Method for the Calculation of High Voltage Fields”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. PAS-93, n. 5, pp. 1660 –1668, sept. 1974. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1974.293898.
- [88] YIALIZIS, A., KUFFEL, E., ALEXANDER, P. H. “An Optimized Charge Simulation Method for the Calculation of High Voltage Fields”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. PAS-97, n. 6, pp. 2434 –2440, nov. 1978. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1978.354750.
- [89] HEPPE, A. “Computation of Potential at Surface Above an Energized Grid or Other Electrode, Allowing for Non-Uniform Current Distribution”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. PAS-98, n. 6, pp. 1978 –1989, nov. 1979. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1979.319377.
- [90] NAGAR, R., VELAZQUEZ, R., LOELOEIAN, M., et al. “Review Of Analytical Methods For Calculating The Performance Of Large Grounding Electrodes PART 1: Theoretical Considerations”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. PAS-104, n. 11, pp. 3123 –3133, nov. 1985. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1985.318821.
- [91] BENDITO, E., CARMONA, A., ENCINAS, A., et al. “The extremal charges method in grounding grid design”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 1, pp. 118 – 123, jan. 2004. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2003.820428.
- [92] SHAALAN, E., GHANIA, S., WARD, S. “Analysis of electric field inside HV substations using charge simulation method in three dimensional”. In: *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*,

2010 Annual Report Conference on, pp. 1 –5, oct. 2010. doi: 10.1109/CEIDP.2010.5724041.

- [93] DAWALIBI, F., MUKHEDKAR, D. “Optimum design of substation grounding in a two layer earth structure: Part I - Analytical study”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. 94, n. 2, pp. 252 – 261, mar 1975. ISSN: 0018-9510. doi: 10.1109/T-PAS.1975.31849.
- [94] SEEDHER, H. R., ARORA, J. K., THAPAR, B. “Finite Expressions for Computation of Potential in Two Layer Soil”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 2, n. 4, pp. 1098 –1102, oct. 1987. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.1987.4308226.
- [95] VILLAS, J., PORTELA, C. “Calculation of electric field and potential distributions into soil and air media for a ground electrode of a HVDC system”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 3, pp. 867 – 873, july 2003. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2003.809741.
- [96] FORTIN, S., YANG, Y., MA, J., et al. “Electromagnetic Fields of Energized Conductors in Multilayer Soils”. In: *Environmental Electromagnetics, The 2006 4th Asia-Pacific Conference on*, pp. 893 –899, aug. 2006. doi: 10.1109/CEEM.2006.258096.
- [97] DESCHRIJVER, D., MROZOWSKI, M., DHAENE, T., et al. “Macromodeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, v. 18, n. 6, pp. 383 –385, 2008. ISSN: 1531-1309. doi: 10.1109/LMWC.2008.922585.
- [98] MARTINS, T., LIMA, A., CARNEIRO, S. “Effect of approximate impedance formulae on the accuracy of transmission line modelling”, *Generation, Transmission Distribution, IET*, v. 1, n. 4, pp. 534 –539, july 2007. ISSN: 1751-8687. doi: 10.1049/iet-gtd:20060289.
- [99] MEYER, W. S., LIU, T. H. *ATP - Alternative Transient Program - Rule Book*. Herverlee, Belgium, Leuven EMTP Center, July 1987.
- [100] MORK, B., STENVIG, N., NELSON, R., et al. “Determination of high-frequency current distribution using EMTP-based transmission line models with resulting radiated electromagnetic fields”. In: *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 219 –224, march 2010. doi: 10.1109/ISPLC.2010.5479889.
- [101] HEVIA, O. P. “Compilacion del ATP al alcance del usuario.” *Revista Interamericana ATP*, v. 4, pp. 1–15, 2002.

Apêndice A

Modelagem da Linha de Transmissão por Admitância Nodal

A Admitância Nodal $Y_n(s)$ da Linha de Transmissão no domínio da frequência se representa na sua forma discreta de entrada-saída mediante a lei de Ohm expressa em forma nodal:

$$I(s) = Y_n(s) V(s) \quad (\text{A.1})$$

Sendo $I(s)$ e $V(s)$ os vetores de Correntes e Tensões no domínio da frequência injetadas nos terminais do elemento como função da frequência complexa $s = j\omega$.

Para uma Linha de Transmissão multifase, os vetores $V(s)$ e $I(s)$ são substituídos pelas tensões terminais (V_m, V_k) e pelas correntes terminais (I_m, I_k).

Na Figura A.1 apresenta-se uma linha multifase com suas tensões e correntes terminais respectivas.

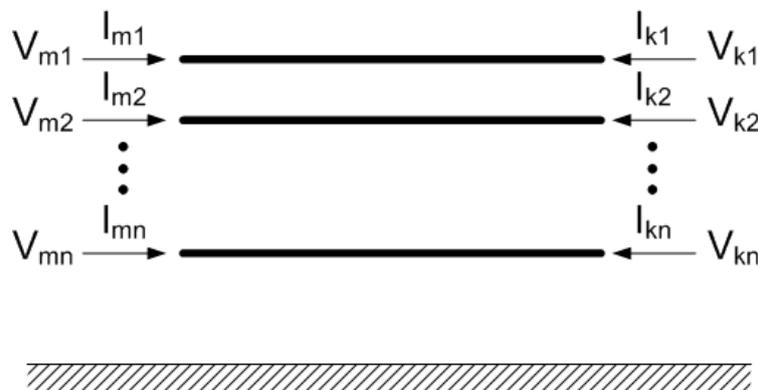


Figura A.1: Linha multifase com Tensões (V_m, V_k) e Correntes (I_m, I_k) terminais

Esta formulação permite obter um circuito- π equivalente, que relaciona os vetores

de tensões terminais (V_m, V_k) e vetores de correntes terminais (I_m, I_k) para uma frequência qualquer.

Na Figura A.2 apresenta-se a Linha de Transmissão multifase em sua forma de circuito π equivalente.

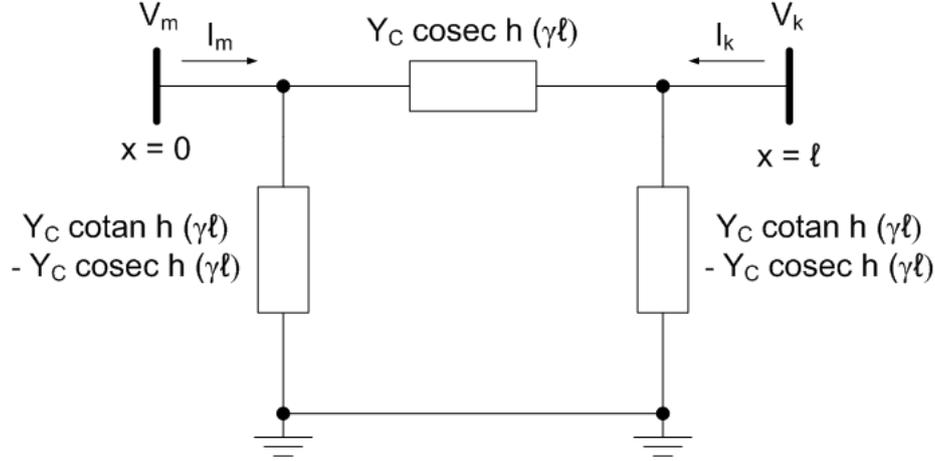


Figura A.2: Representação da Linha - Circuito π equivalente

Sua representação matricial vem dada pela equação (A.2):

$$\begin{bmatrix} I_m \\ I_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_C \coth(\gamma l) & -Y_C \operatorname{cosech}(\gamma l) \\ -Y_C \operatorname{cosech}(\gamma l) & Y_C \coth(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ V_k \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

onde a Constante de Propagação (γ) e Admitância Característica (Y_C) vem dadas pelas seguintes equações:

$$\gamma = \sqrt{(R'(\omega) + j\omega L'(\omega))(G' + j\omega C')} \quad (\text{A.3})$$

$$Y_C = \sqrt{\frac{(G' + j\omega C')}{(R'(\omega) + j\omega L'(\omega))}} \quad (\text{A.4})$$

sendo $R'(\omega)$ a Matriz de Resistências em (Ω/m), $L'(\omega)$ a Matriz de Indutâncias em (H/m), G' a Matriz Diagonal de Condutâncias em (S/m) e C' a Matriz de Capacitâncias em (F/m). O cálculo dessas grandezas se explica no **Apêndice F**.

Apêndice B

Modelagem pelo Método das Características

Baseando a análise em uma propagação de onda plana (TEM), um sistema de transmissão em coordenadas de fase pode ser representado por sua Matriz de Fator de Propagação H e matriz de Admitância Característica Y_C :

$$\begin{aligned} H &= \exp\left(-\ell\sqrt{YZ}\right) \\ Y_C &= Z^{-1}\sqrt{ZY} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

onde ℓ é o comprimento do sistema de transmissão, $Z = R + sL$ e $Y = G + sC$ são a matriz de impedância série em (Ω/km) e a matriz de admitância shunt por unidade de comprimento em (S/km) respectivamente. Para um sistema de n condutores, estas grandezas terão dimensão ($n \times n$).

As matrizes do Fator de Propagação H e Admitância Característica Y_C podem ser diagonalizadas aplicando as seguintes transformações modais em cada ponto de frequência:

$$\begin{aligned} H &= T H' T^{-1} \\ Y_C &= T Y'_C T^{-T} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

onde T se calcula a partir de:

$$YZ = T \lambda T^{-1} \quad (\text{B.3})$$

sendo T e λ , respectivamente, a matriz de autovetores direita e a matriz diagonal de autovalores do produto YZ . Esta transformação resulta na obtenção de matrizes H' e Y'_C diagonais, de dimensão ($n \times n$), com n diferentes “modos de propagação” variáveis na frequência.

No entanto, o cálculo da Matriz de Transformação T por métodos convencionais resulta no cruzamento dos autovalores e autovetores em determinadas frequências em função da assimetria do sistema de transmissão.

Para aproximar cada “modo” das matrizes H' e Y'_c a uma soma de frações parciais, requer-se que as colunas da matriz de transformação (i.e.: seus autovetores) sejam contínuas na frequência, garantindo sua realização por funções racionais de fase mínima com um método adequado e posterior processamento por convoluções recursivas ou integração trapezoidal.

Para superar esta limitação, os dois métodos mais conhecidos na literatura técnica são:

- Método de Comparação do Produto Interno (CPI): Baseia-se na verificação da ortogonalidade do Produto Interno de Matrizes de Transformação correlativas para detectar mudanças nas posições dos autovetores.
- Método de Newton-Raphson (NR): Calcula os autovalores e autovetores do primeiro ponto de frequência mediante um método convencional e resolve de forma iterativa os autovalores e autovetores dos seguintes pontos de frequência usando os valores do ponto anterior como solução aproximada.

No presente trabalho foi utilizado o Método de Newton-Raphson (NR) desenvolvido originalmente em [85] por seu melhor desempenho e maior robustez.

Apêndice C

Modelagem genérica por eletrodos cilíndricos

Este enfoque permite calcular o comportamento eletromagnético de um elemento tridimensional em uma ampla faixa de frequência.

Baseia-se na aplicação do princípio de sobreposição de ondas eletromagnéticas geradas ao passo da corrente elétrica para modelar as impedâncias próprias e mutuas, transversais e longitudinais entre condutores imersos em um meio linear, isotrópico e homogêneo, usando o conjunto completo de equações de Maxwell com um mínimo de simplificações.

Sua principal vantagem consiste em considerar a inclusão do acoplamento elétrico e magnético entre todos os elementos metálicos, assim como sua maior precisão ao ser comparada com outros métodos existentes [10].

Requer dividir o elemento a modelar (linha de transmissão, estrutura metálica, aterramento) em segmentos ou eletrodos cilíndricos de comprimentos suficientemente pequenos para considerar válidas as seguintes condições limite:

1. A variação do campo eletromagnético ao longo de cada segmento é desprezível ($|\gamma L_S \ll 1|$).
2. A corrente longitudinal i_L e a corrente transversal i_T podem ser assumidas uniformes ao longo do eletrodo.

Definimos o coeficiente de propagação do meio γ para magnitudes de frequência angular ω de um condutor cilíndrico único de comprimento L_S , permeabilidade magnética μ , permissividade dielétrica $\epsilon(\omega)$ e condutividade elétrica $\sigma(\omega)$ pela seguinte expressão:

$$\gamma = \sqrt{i\omega\mu(\sigma(\omega) + i\omega\epsilon(\omega))} = \alpha(\omega) + i\beta(\omega) \quad (\text{C.1})$$

onde $\alpha_{(\omega)}$ corresponde ao coeficiente de atenuação em (Np/m) e $\beta_{(\omega)}$ corresponde ao coeficiente de deslocamento de fase em (rad/m) . Dependendo do meio, tanto a condutividade elétrica σ como a permissividade dielétrica ϵ podem variar com a frequência.

Na Figura C.1 apresentam-se as correntes longitudinais e transversais no eletrodo emissor.

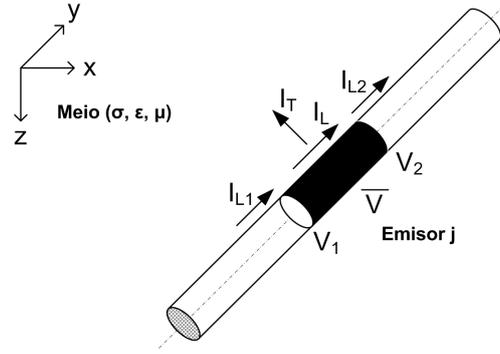


Figura C.1: Correntes longitudinais e transversais no eletrodo emissor j

Devido à injeção de uma corrente total I_E no elemento, em cada eletrodo cilíndrico se apresenta um potencial meio \bar{v} e flui uma corrente longitudinal i_L entre seus extremos e uma corrente transversal i_T que sai do condutor para o meio externo. Este potencial e correntes são dadas por:

$$\bar{v} = \bar{V}e^{i\omega t} \quad i_T = I_T e^{i\omega t} \quad i_L = I_L e^{i\omega t} \quad (C.2)$$

a solução do potencial meio \bar{V} e das correntes I_T e I_L sera dada por:

$$\bar{V} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad I_L = \frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} \quad I_T = I_{L1} - I_{L2} \quad (C.3)$$

A corrente longitudinal I_L induz uma diferença de potencial ΔV nos demais eletrodos. A relação entre a corrente I_L no eletrodo emissor j e a queda de tensão ΔV no eletrodo receptor i pode ser representada por uma impedância longitudinal $Z_{Lij} = \Delta V_{ij}/I_{Lj}$.

A corrente transversal I_T induz um potencial V nos demais eletrodos. A relação entre a corrente I_T no eletrodo emissor j e tensão V no eletrodo receptor i pode ser representada por uma impedância transversal $Z_{Tij} = V_{ij}/I_{Tj}$.

Na Figura C.2 apresentam-se os acoplamentos transversal e longitudinal entre eletrodos.

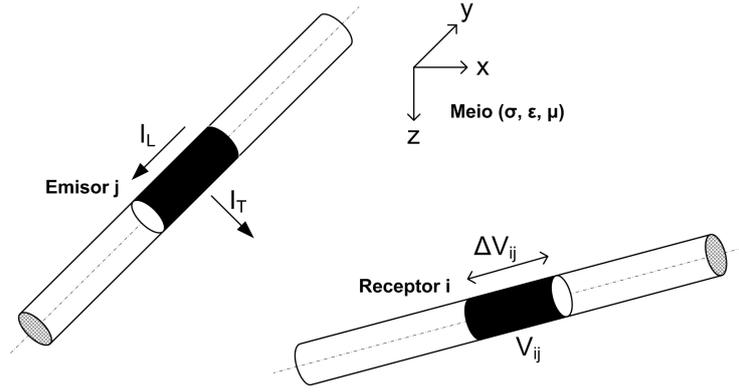


Figura C.2: Acoplamento transversal e longitudinal entre eletrodos

Desenvolvendo o conjunto de equações (C.3) a partir das leis de Kirchhoff para todos os eletrodos do elemento, se estabelece o seguinte sistema matricial de equações [38]:

$$\begin{cases} A \bullet U + \frac{1}{2} Z_L \bullet I_1 + \frac{1}{2} Z_L \bullet I_2 & = 0 \\ B \bullet U + Z_T \bullet I_1 - Z_T \bullet I_2 & = 0 \\ C \bullet I_1 + D \bullet I_2 = I_e & = 0 \end{cases} \quad (C.4)$$

sendo:

m - Número de eletrodos cilíndricos.

n - Número de nodos.

U - Vetor de Tensões Transversais de dimensão n .

I_E - Vetor de Correntes injetadas em cada nodo de dimensão n .

I_{L1} - Vetor de Correntes Longitudinais I_{L1} no segmento “ j ” de dimensão m .

I_{L2} - Vetor de Correntes Longitudinais I_{L2} no segmento “ j ” de dimensão m .

Z_T - Matriz de Impedâncias Transversais de dimensão $m \times m$.

Z_L - Matriz de Impedâncias Longitudinais de dimensão $m \times m$.

A - Matrizes de coeficientes de Kirchhoff de dimensão $(m \times n)$.

$$A(m,n) \begin{cases} A(j, k_{1(j)}) & = -1 \\ A(j, k_{2(j)}) & = 1 \\ \text{elementos restantes} & = 0 \end{cases}$$

B - Matrizes de coeficientes de Kirchhoff de dimensão $(m \times n)$.

$$B(m,n) \begin{cases} B(j,k_{1(j)}) & = -0.5 \\ B(j,k_{2(j)}) & = -0.5 \\ \text{elementos restantes} & = 0 \end{cases}$$

C - Matrizes de coeficientes de Kirchhoff de dimensão $(n \times m)$.

$$C(n,m) \begin{cases} C(k_{1(j)},j) & = 1 \\ \text{elementos restantes} & = 0 \end{cases}$$

D - Matrizes de coeficientes de Kirchhoff de dimensão $(n \times m)$.

$$D(n,m) \begin{cases} D(k_{2(j)},j) & = -1 \\ \text{elementos restantes} & = 0 \end{cases}$$

Rearrmando o conjunto de equações (C.4), a matriz de admitâncias próprias e mutuas do aterramento em função do ponto de injeção de corrente sera:

$$Z_g = \left\{ (D - C) \bullet \left(\frac{1}{2} (Z_T)^{-1} \bullet B - (D + C) \bullet ((Z_L)^{-1} \bullet A) \right) \right\}^{-1} \quad (C.5)$$

Onde os elementos das matrizes Z_T e Z_L são dados em sua forma integral genérica por:

$$Z_{T_{ij}} = \frac{V_{ij}}{I_{T_j}} = \frac{1}{4\pi (\sigma(\omega) + i\omega\epsilon(\omega)) L_j L_i} \int_0^{L_i} \int_0^{L_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dL_j dL_i \quad (C.6)$$

$$Z_{L_{ij}} = \frac{\Delta V_{ij}}{I_{L_j}} = i \frac{\omega\mu \cos(\phi)}{4\pi} \int_0^{L_i} \int_0^{L_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dL_j dL_i \quad (C.7)$$

Desenvolvendo o primeiro termo integral na integral dupla e substituindo a distancia r pela distancia entre os pontos médios dos eletrodos definida por r_{media} para comprimentos L_i e L_j inferiores a r , as novas expressões integrais serão dadas por:

$$Z_{T_{ij}} = \frac{V_{ij}}{I_{T_j}} = \frac{e^{-\gamma r_{media}}}{4\pi (\sigma(\omega) + i\omega\epsilon(\omega)) L_j L_i} \int_0^{L_i} L_n \left(\frac{R_1 + R_2 + L_S}{R_1 + R_2 - L_S} \right) dL_i \quad (C.8)$$

$$Z_{L_{ij}} = \frac{\Delta V_{ij}}{I_{L_j}} = i \frac{\omega\mu \cos(\phi) e^{-\gamma r_{media}}}{4\pi} \int_0^{L_i} L_n \left(\frac{R_1 + R_2 + L_S}{R_1 + R_2 - L_S} \right) dL_i \quad (C.9)$$

Na Figura C.3 apresenta-se um esquema simplificado da modelagem por eletrodos cilíndricos.

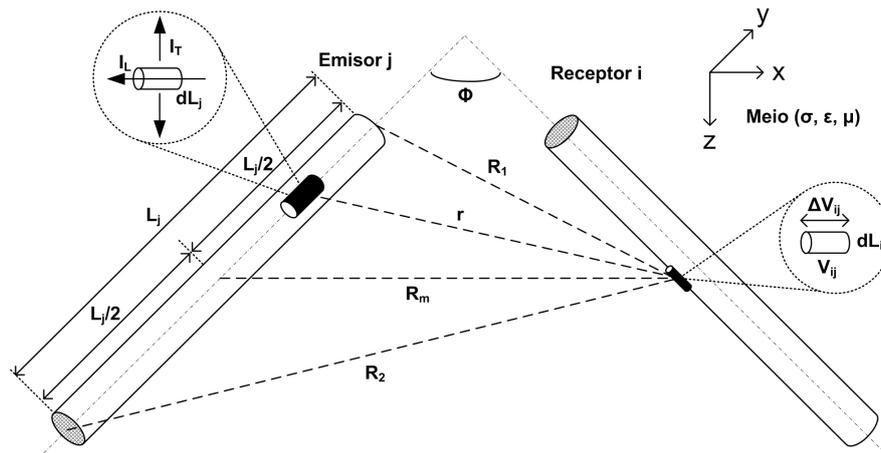


Figura C.3: Modelagem por eletrodos cilíndricos

Finalmente, a modelagem se efetua mediante series de fontes imagens, tanto para meios divididos por duas regiões homogêneas (i.e.: solo e ar) [43, 86–92] como para meios divididos em múltiplas regiões (i.e.: solo estratificado e ar) [86, 93–96].

Apêndice D

Ajuste de frações polinomiais usando Decomposição em Valores Singulares

Para uma Função de Transferência $G(s)$, a representação polinomial em sua forma estritamente própria, é dada por:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \simeq \frac{a_0 + a_1s^1 + \dots + a_{N-1}s^{N-1}}{1 + b_1s^1 + \dots + b_{N-1}s^{N-1} + b_Ns^N} \quad (\text{D.1})$$

Igualando as partes real e complexa de $G(s)$ com p_k y q_k e re-escrevendo-las em termos de sua frequência angular ω [52]:

$$G(s) = \frac{N_r(\omega_k) + jN_i(\omega_k)}{1 + D_r(\omega_k) + jD_i(\omega_k)} \simeq p_k + jq_k$$

$$N_r(\omega_k) = a_0 - a_2\omega_k^2 + a_4\omega_k^4 - \dots$$

$$N_i(\omega_k) = a_1\omega_k - a_3\omega_k^3 + a_5\omega_k^5 - \dots$$

$$D_r(\omega_k) = -b_2\omega_k^2 + b_4\omega_k^4 - b_6\omega_k^6 + \dots$$

$$D_i(\omega_k) = b_1\omega_k - b_3\omega_k^3 + b_5\omega_k^5 - \dots$$

Para resolver a equação (D.1), multiplicamos o denominador nos dois lados da função e extraímos as partes real e imaginária resultantes:

$$N_r(\omega_k) - p_k D_r(\omega_k) + q_k D_i(\omega_k) \simeq p_k$$

$$N_i(\omega_k) - q_k D_r(\omega_k) - p_k D_i(\omega_k) \simeq q_k$$

sendo m o número de dados nas frequências discretas e $n = 2N - 1$ o número de incógnitas, se obtém um sistema de equações sobredeterminado da forma $A_{(m \times n)}x_{(n \times 1)} = b_{(m \times 1)}$, onde para $k=1,2,\dots,m/2$:

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\omega_k^2 & 0 & \omega_k^4 & \cdots & q_k \omega_k & p_k \omega_k^2 & -q_k \omega_k^3 & -p_k \omega_k^4 & \cdots \\ 0 & \omega_k & 0 & -\omega_k^3 & 0 & \cdots & -p_k \omega_k & q_k \omega_k^2 & p_k \omega_k^3 & -q_k \omega_k^4 & \cdots \end{bmatrix}$$

$$x^T = \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & \cdots & a_{N-1} & b_1 & b_2 & \cdots & b_N \end{bmatrix}$$

$$b^T = \begin{bmatrix} p_1 & q_1 & p_2 & q_2 & \cdots & p_{m/2} & q_{m/2} \end{bmatrix}$$

este enfoque exige a minimização da norma euclidiana do residual $\|Ax - b\|$ mediante a resolução pelo método de mínimos quadrados de um sistema de equações tipo Vandermonde intrinsecamente mal condicionado.

Uma técnica usada para resolver esse problema consiste em fatorizar a matriz A por Decomposição em Valores Singulares:

$$\|Ax - b\|^2 = \|USV^T x - b\|^2 = \|SV^T x - U^T b\|^2 \quad (\text{D.2})$$

Definindo:

$$y = V^T x \quad g = U^T b \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}$$

Substituindo na equação (D.2):

$$\|Ax - b\|^2 = \|S_1 y - g_1\|^2 + \|g_2\|^2 \quad (\text{D.3})$$

O mínimo valor da equação (D.3) se logra quando:

$$y^* = S_1^{-1} g_1$$

Apêndice E

Ajuste Vetorial ou “Vector Fitting” (VF)

Para uma função $f(s)$ com valores tomados em pontos $s_n = j\omega_n$ onde $(1 \leq n \leq N_S)$, consideremos uma aproximação de $f(s)$ por uma função racional imprópria da forma:

$$f(s) = \sum_{k=1}^N \frac{c_k}{s - a_k} + d + s e \quad (\text{E.1})$$

onde N é o número de polos da aproximação (que como máximo pode ser igual ao número de pontos N_S), a_k são os polos, c_k são os resíduos, e opcionalmente d e e são números reais. Por serem os polos as incógnitas localizadas no denominador, este problema é intrinsecamente não-linear; para lineariza-lo, se eliminam os polos a_k como incógnitas, designando um conjunto de polos iniciais.

Multiplicando $f(s)$ na equação (E.1) por uma função de escalamento $\sigma(s)$ com sua própria aproximação racional, que atenda as seguintes condições:

$$\sigma(s) \cong \sum_{k=1}^N \frac{\tilde{c}_k}{s - a_k} + 1 \quad (\text{E.2})$$

$$\sigma(s) \cdot f(s) \cong \sum_{k=1}^N \frac{c_k}{s - a_k} + d + s e \quad (\text{E.3})$$

sendo \tilde{c}_k um conjunto de resíduos desconhecido. Como $\sigma(s)$ e $\sigma(s) \cdot f(s)$ compartilham o mesmo conjunto de polos iniciais, substituímos (E.2) em (E.3), obtendo-se a

seguinte equação:

$$\left(\sum_{k=1}^N \frac{c_k}{s - a_k} + d + s e \right) - \left(\sum_{k=1}^N \frac{\tilde{c}_k}{s - a_k} + 1 \right) f(s) \approx f(s) \quad (\text{E.4})$$

Sendo as incógnitas os valores de c_k , \tilde{c}_k , d , e e . A equação (E.4) é linear em suas incógnitas e pode ser resolvida para os m pontos $f(s)$ em cada frequência s_k mediante um sistema linear de m equações da forma $A \cdot x = b$:

$$A_n = \left[\begin{array}{cccccccc} \frac{1}{s_n - a_1} & \cdots & \frac{1}{s_n - a_N} & 1 & s_n & \frac{-f(s_n)}{s_n - a_1} & \cdots & \frac{-f(s_n)}{s_n - a_N} \end{array} \right] \quad (\text{E.5})$$

$$x = \left[c_1 \quad \cdots \quad c_N \quad d \quad e \quad \tilde{c}_1 \quad \cdots \quad \tilde{c}_N \right]^T \quad b_n = f(s_n)$$

onde A_n representa uma linha da matriz A , x o vetor das incógnitas e b_n representa um elemento do vetor coluna b .

Ao ser $N \leq N_S$, o número de equações do sistema é maior que o número de incógnitas, sendo um sistema sobredeterminado que deve-se resolver pelo método de mínimos quadrados.

Para pares conjugados de polos complexos da forma a_k e a_{k+1} , tal que $a_k^* = a_{k+1}$:

$$\begin{aligned} a_k &= a' + ja'' & a_{k+1} &= a' - ja'' \\ c_k &= c' + jc'' & c_{k+1} &= c' - jc'' \\ A_{n,k} &= \frac{1}{s_n - a_k} + \frac{1}{s_n - a_k^*} & A_{n,k+1} &= \frac{j}{s_n - a_k} - \frac{j}{s_n - a_k^*} \end{aligned}$$

Segura-se que as entradas do vetor x sejam valores reais dividindo cada equação em suas partes real e imaginária:

$$A = \left[\begin{array}{c} \Re(A) \\ \Im(A) \end{array} \right] \quad b = \left[\begin{array}{c} \Re(b) \\ \Im(b) \end{array} \right]$$

Já calculados os valores das incógnitas c_k , \tilde{c}_k , d , e e , devem-se calcular os valores do conjunto de polos melhorado.

Representando $\sigma(s) \cdot f(s)$ e $\sigma(s)$ na forma de frações parciais com polos e zeros:

$$\sigma(s) = \prod_{k=1}^N \frac{(s - \tilde{z}_k)}{(s - a_k)} \quad (\text{E.6})$$

$$\sigma(s) \cdot f(s) = \frac{\prod_{k=1}^{N+1} (s - z_k)}{\prod_{k=1}^N (s - a_k)} \quad (\text{E.7})$$

usando (E.7) em (E.6) se calcula $f(s)$:

$$f(s) = \frac{\prod_{k=1}^{N+1} (s - z_k)}{\prod_{k=1}^N (s - \tilde{z}_k)} \quad (\text{E.8})$$

Os polos de $f(s)$ são iguais aos zeros de $\sigma_{fit}(s)$; resolvendo um problema de autovalores, se calculam os zeros de $\sigma_{fit}(s)$ e obtemos um conjunto de polos melhorado \bar{a} para a função $f(s)$:

$$\{\bar{a}\} = \text{eig}(A - b\tilde{c}^T) \quad (\text{E.9})$$

para polos unicamente reais:

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_2 & \vdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_N \end{bmatrix}_{NxN} \quad b = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{Nx1} \quad c = \begin{bmatrix} \tilde{c}_1 \\ \tilde{c}_2 \\ \vdots \\ \tilde{c}_N \end{bmatrix}_{Nx1}$$

para os polos imaginários, trocamos cada polo real a_k , termos b e \tilde{c}_k pelas seguintes sub-matrizes:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} a' & a'' \\ -a'' & a' \end{bmatrix} \quad \hat{b} = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \hat{c} = \begin{bmatrix} \tilde{c}' & \tilde{c}'' \end{bmatrix}$$

Para reforçar que os polos identificados sejam estáveis, polos instáveis identificados com $\Re(a_k) > 0$ podem ser virados à metade esquerda do plano complexo “s”, o que equivale a mudar a fase do sistema mantendo sua magnitude constante.

Na implementação e execução do método, as seguintes considerações adicionais devem ser tomadas em conta:

- A solução é muito sensível ao método de resolução do sistema sobredeterminado e à distribuição inicial dos polos na banda de frequência. Sua precisão melhora realizando um escalamento de colunas e elementos das equações de mínimos quadrados.
- Uma implementação eficiente se logra usando Decomposição QR com transformações “Householder” e definindo os resíduos \tilde{c} como únicas incógnitas [97].
- Os polos iniciais se escolhem distribuídos uniformemente na faixa de frequência de interesse, tanto em escala linear (baixas frequências), como em escala logarítmica (altas frequências) para melhorar seu processo de relocação.

- É recomendável escolher polos iniciais com baixa atenuação para melhorar o condicionamento do sistema e acrescer sua velocidade de convergência, i.e.:
 $\Re(a_k) = 0.01 * \Im(a_k)$.

Depois de cada iteração se trocam os polos prescritos com os novos polos identificados; este processo é repetido iterativamente ate que a condição de convergência da função de mínimos quadrados é alcançada.

Finalmente, os resíduos são calculados resolvendo a equação (E.1) com os polos identificados ao resolver a equação (E.9).

Apêndice F

Cálculo de parâmetros distribuídos da linha (R' , L' , C' e G')

Para uma linha multifásica, o cálculo da matriz de impedância serie por unidade de comprimento $Z'(\omega) = R'(\omega) + j\omega L'(\omega)$ e da matriz de admitância shunt por unidade de comprimento $Y'(\omega) = G' + j\omega C'$ vem dado pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} Z'(\omega) &= Z'_{int}(\omega) + Z'_{ext}(\omega) + Z'_{solo}(\omega) \\ Y'(\omega) &= Y'_{ext}(\omega) \end{aligned} \quad (\text{F.1})$$

onde $Z'_{int}(\omega)$ é a matriz de impedância interna, $Z'_{ext}(\omega)$ é a matriz de impedância externa ou geométrica, $Z'_{solo}(\omega)$ é a matriz de impedância de retorno da corrente pelo solo e $Y'(\omega)$ é a matriz de admitância geométrica.

Para condutores tubulares de raio interno r_0 , raio externo r_1 , condutividade elétrica σ_c , Z'_{int} é uma matriz diagonal de valores:

$$Z'_{int\ ii}(\omega) = \frac{\eta_c}{2\pi r \sigma_c} \frac{I_0(\eta_c r_0) K_1(\eta_c r_1) + K_0(\eta_c r_0) I_1(\eta_c r_1)}{I_1(\eta_c r_1) K_1(\eta_c r_0) - I_1(\eta_c r_0) K_1(\eta_c r_1)} \quad (\text{F.2})$$

onde $\eta_c = \sqrt{j\omega\mu_c\sigma_c}$ e I_0 , I_1 , K_0 e K_1 são funções de Bessel modificadas de ordem 0 e 1, e μ_c é a permeabilidade magnética do condutor.

Para condutores cilíndricos sólidos de raio r , $Z'_{int\ ii}$ é uma matriz diagonal de valores:

$$Z'_{int\ ii}(\omega) = \frac{\eta_c}{2\pi r \sigma_c} \frac{I_0(\eta_c r)}{I_1(\eta_c r)} \quad (\text{F.3})$$

A impedância externa ou geométrica $Z'_{ext}(\omega)$ vem dada para seus elementos próprios

e mútuos segundo as equações (F.4) e (F.5)

$$Z'_{ext\ ii}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} L n \left(\frac{2h_i}{r} \right) \quad (F.4)$$

$$Z'_{ext\ ij}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} L n \left(\frac{D'_{ij}}{D_{ij}} \right) \quad (F.5)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo, h_i é a altura do condutor i , D_{ij} é a distancia entre os condutores i e j , D'_{ij} é a distancia entre o condutor i e a imagem do condutor j .

Na Figura F.1 apresenta-se a configuração geométrica dos condutores e suas imagens.

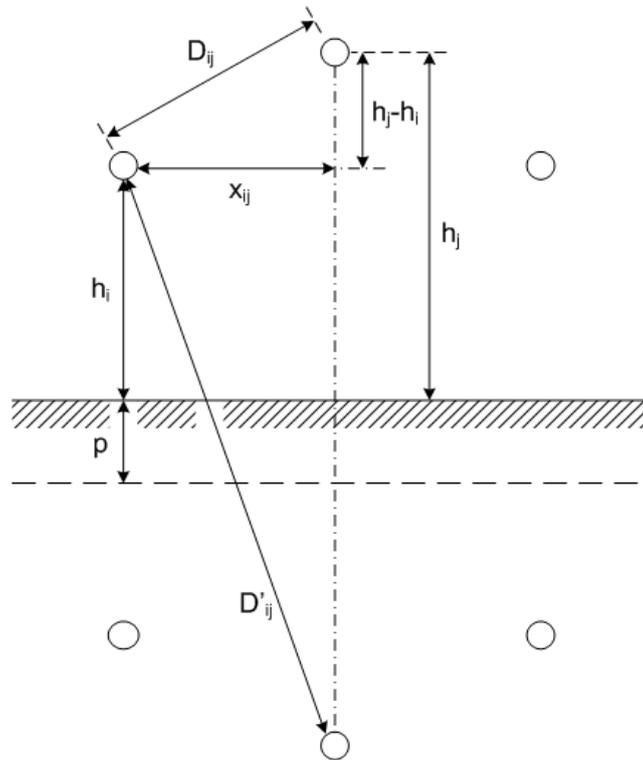


Figura F.1: Configuração geométrica dos condutores e suas imagens

A impedância de retorno pelo solo vem dada pelas equações (F.6) e (F.7), conhecidas como equações de Carson [73]:

$$Z'_{solo\ ii}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \eta_c^2}} d\lambda \quad (F.6)$$

$$Z'_{solo\ ij}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \eta_c^2}} \cos(D_{ij}\lambda) d\lambda \quad (F.7)$$

Devido à complexidade e exigência computacional das expressões anteriores, formas aproximadas fechadas válidas para um amplo rango de frequências tem sido desenvolvidas. Uma formulação alternativa é apresentada em [74], modificando as equações (F.4) e (F.5) ao incluir o efeito da impedância de retorno mediante uma profundidade complexa $p = 1/\sqrt{j\omega\mu_0\sigma_{solo}}$, sendo σ_{solo} a condutividade elétrica do solo.

$$Z'_{ext\ ii}(\omega) + Z'_{solo\ ii}(\omega) = j\frac{\omega\mu_0}{2\pi}Ln\left(\frac{2(h_i + p)}{r}\right) \quad (F.8)$$

$$Z'_{ext\ ij}(\omega) + Z'_{solo\ ij}(\omega) = j\frac{\omega\mu_0}{2\pi}Ln\left(\sqrt{\frac{x_{ij}^2 + (h_i + h_j + 2p)^2}{x_{ij}^2 + (h_i - h_j)^2}}\right) \quad (F.9)$$

A admitância geométrica $Y'_{ext}(\omega)$ se calcula a partir de uma matriz de coeficientes P , cujos termos próprios P_{ii} e mútuos P_{ij} são dados por:

$$P_{ii} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0}Ln\left(\frac{2h_i}{r}\right) \quad (F.10)$$

$$P_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0}Ln\left(\frac{D'_{ij}}{D_{ij}}\right) \quad (F.11)$$

onde σ_0 é a primitividade elétrica do vácuo. A capacitância de fase por unidade de comprimento sera $C' = P^{-1}$.

$$Y'_{ext} = G' + j\omega C' = G' + j\omega P^{-1} \quad (F.12)$$

Em [81] e [98], analisam-se e recomendam-se diferentes valores das perdas por condutância G' da linha, em função das características físicas do isolamento a partir de medições de campo e laboratório. Por motivos de comparação, para a implementação dos modelos externos ao EMTP-ATP, tomamos seu valor pré-definido no mesmo, que é $G' = 3 \cdot 10^{-11} S/m$ [2, 6].

Apêndice G

Eliminação de cruzamentos artificiais de autovetores

O Método de Newton-Raphson desenvolve uma solução iterativa do sistema de n equações não-lineares $(S - \lambda_k I)T_k$ a partir de valores iniciais próximos à solução. Ao ter $n + 1$ incógnitas, a equação adicional é obtida restringindo o valor da soma dos quadrados de seus elementos à unidade, o que limita a solução a autovetores de norma unitária.

Para uma matriz $S = ZY$ com autovetores v e autovalores λ , a função $f(v, \lambda)$ e sua matriz Jacobiana $J_f(v, \lambda)$ são dadas por:

$$f(v, \lambda) = \begin{bmatrix} S \cdot v - \lambda v \\ v^T v - 1 \end{bmatrix} \quad (\text{G.1})$$

$$J_f(v, \lambda) = \begin{bmatrix} S - I^n \lambda & -v \\ 2v^T & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{G.2})$$

O sistema de equações para a k -ésima iteração fica:

$$\begin{bmatrix} S - I^n \lambda & -v \\ 2v^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_k \\ \delta_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S \cdot v_k - \lambda_k v_k \\ v_k^T v_k - 1 \end{bmatrix} \quad (\text{G.3})$$

Os valores atualizados para a última iteração ficam:

$$\begin{bmatrix} v_{k+1} \\ \lambda_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_k \\ \lambda_k \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_k \\ \delta_k \end{bmatrix} \quad (\text{G.4})$$

A inicialização do Método de newton-Raphson requer partir de um valor inicial próximo à solução para garantir sua convergência, o que se consegue usando um método convencional para calcular os autovetores e autovalores no primeiro ponto

de frequência.

O número de iterações do método é otimizado minimizando a parte imaginária dos autovetores do primeiro ponto de frequência mediante um algoritmo de rotação de autovetores.

É recomendável resolver o sistema de equações da matriz Jacobiana pelo Método dos Mínimos Quadrados devido à sensibilidade que apresentam os resultados ao método de resolução utilizado.

Apêndice H

Aumento do tamanho das “Listas” do EMTP-ATP

Antes de se executar, o EMTP-ATP requer designar diferentes faixas de memória para processar cada tipo de componente do sistema elétrico a se modelar, podendo usar unicamente um número finito de elementos por tipo.

No arquivo LISTSIZE.BIG figura o número máximo de elementos por tipo, descrito em 4 cartões com 32 tabelas de dimensões de listas ou “List Sizes” independentes, com nomes como LBRNCH para o número de ramais RLC, LPAST para o número de pontos históricos, LMARTI para o número de linhas de modelo JMarti, e outros cujas descrições detalhadas se encontram em [99]. A partir de este arquivo se compila originalmente o executável “tpbig.exe” do EMTP-ATP.

Na Tabela H.1 apresenta-se uma relação das tabelas de dimensões de listas incluídas no arquivo listsize.big para o EMTP-ATP estândar.

C1234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789										
C	LBUS	LBRNCH	LDATA	LEXCT	LYMAT	LSWTCH	LSIZE7	LPAST	LNONL	LCHAR
	6000	10000	200000	900	420000	1200	15000	120000	2250	3800
C	LSMOUT	LSIZ12	LSIZ13	LBSTAC	LCTACS	LIMASS	LSYN	MAXPE	LTACST	LFSEM
	720	1200	72800	510	90000	800	90	254	120000	100000
C	LFD	LHIST	LSIZ23	NCOMP	LSPCUM	LSIZ26	LSIZ27	LRTACS	LSIZ29	LSIZ30
	3000	15000	192000	120	30000	160000	600	210000	300	60
	200	300								
C	LWORK	LMARTI								
	340000	742								

Tabela H.1: Conteúdo arquivo listsize.big - EMTP-ATP estândar

Na prática, circuitos sintetizados a partir da Admitância Nodal de linhas de transmissão aéreas podem consistir em miles de ramais RLC conectados em paralelo, e sua avaliação dentro da simulação pode requerer passos de tempo Δt inferiores a

1 μs , condições tais que excedem facilmente as dimensões das listas LBRNCH e LPAST. Se requer então usar um arquivo “tpbig.exe” especial, condicionado para processar um maior número de ramais e pontos históricos modais.

Uma alternativa consiste no uso de uma versão melhorada do arquivo “tpbig.exe” incluída em um pacote chamado “gigmingw”, disponível na internet no site de usuários registrados do EMTP-ATP; sua capacidade de cálculo de elementos por tipo é significativamente maior à do arquivo “tpbig.exe” estândar, tendo sido recentemente reportado seu uso para desenvolver pesquisas em temas afines [49, 100].

Na Tabela H.2 apresenta-se uma relação das tabelas de dimensões de listas incluídas no arquivo listsize.big para o EMTP-ATP ‘gigmingw’.

C	123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
C	LBUS LBRNCH LDATA LEXCT LYMAT LSWTCH LSIZE7 LPAST LNONL LCHAR
	100000 150000 192000 2000 5000000 6000 60000 500000 10000 16000
C	LSMOUT LSIZ12 LSIZ13 LBSTAC LCTACS LIMASS LSYN MAXPE LTACST LFSEM
	3000 12000 300000 2000 400000 3200 360 1016 500000 400000
C	LFD L HIST LSIZ23 NCOMP LSPCUM LSIZ26 LSIZ27 LRTACS LSIZ29 LSIZ30
	12000 60000 2000000 1000 120000 2000000 800 840000 1200 120
	800 1200
C	LWORK LMARTI
	99999999 2968

Tabela H.2: Conteúdo arquivo listsize.big - EMTP-ATP “gigmingw”

Outra alternativa acessível para usuários do EMTP-ATP que requerem usar uma quantidade ainda maior de elementos consiste em recompilar o arquivo “tpbig.exe” usando uma tabela LISTSIZE.BIG com valores definidos pelo usuário de acordo a seus requerimentos. Este procedimento requer de um compilador, um pacote de bibliotecas gráficas (DISLIN), um executável de redimensionamento de variáveis (VARDIM.EXE), um programa que acesse ao compilador (MAKE.EXE) e uma lista pre-definida de tarefas (MAKEFILE) [101]. A capacidade do arquivo recompilado está restringida à memória e velocidade do computador [49]

No presente trabalho só foi necessário usar a versão “gigmingw”; no entanto, o uso de uma maior quantidade de circuitos sintetizados ou sínteses de circuitos com uma grande quantidade de pólos pode requerer o uso de uma versão recompilada pelo usuário do EMTP-ATP.