

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA**

Este exemplar corresponde a redação final da tese	
defendida por	Maria Cristina Dias
Tavares	e aprovada pela Comissão
Julgada em	26 / 06 / 98
	(Assinatura) Orientador

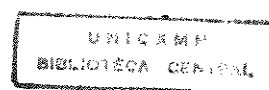
Modelo de Linha de Transmissão Polifásica utilizando Quase-Modos

Maria Cristina Dias Tavares

Orientador : Prof. Dr. José Pissolato Filho

Tese de Doutorado apresentada à
Faculdade de Engenharia Elétrica
da Universidade Estadual de
Campinas, como parte dos
requisitos para a obtenção do
título de **DOUTOR EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.**

Campinas / 1998



UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	
V.	
TIPO DE	39339
PREÇO	229,99
	☐ ☒
PREÇO	2811,00
DATA	29/10/99
N.º CPD	

CM-00136617-8

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

T197m Tavares, Maria Cristina Dias
Modelo de linha de transmissão polifásica utilizando
quase-modos / Maria Cristina Dias Tavares.--Campinas,
SP: [s.n.], 1998.

Orientador: José Pissolato Filho.
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Linhas de telecomunicação. 2. Transitórios
(Eletricidade). I. Pissolato Filho, José. II. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação. III. Título.

A minha família : Ricardo, Ana Carolina e Maria
Luísa, pelo tempo em que não pudemos passear.

A meus pais, Mario e Isa, pelo exemplo, apoio e
incentivo ao longo da vida.

Agradecimentos

Ao Professor José Pissolato Filho (UNICAMP), pela sua orientação e pelo incentivo durante toda a minha permanência na UNICAMP.

Ao Professor Carlos Portela (COPPE/UFRJ), co-orientador desta tese, por suas idéias, nossas longas conversas telefônicas, sua disponibilidade mesmo durante feriados, sua dedicação ao trabalho e pelo auxílio ao longo desta pesquisa.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos - USP, que me apoiaram e incentivaram durante a tese.

Ao meu esposo Ricardo Barz Sovat pelo incentivo no decorrer do trabalho.

Às minhas filhas Ana Carolina e Maria Luísa, que se comportaram para a mãe poder trabalhar à noite e durante alguns finais de semana.

Aos meus pais e D^a Zilda Barz pela ajuda recebida dentro e fora de casa.

Aos amigos do departamento, Mário, Patrícia, Artur, Guilherme, Marcelo, Renato e Lúcia, que não reclamaram muito das nossas ausências.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos - USP, que permitiu o uso dos laboratórios e equipamentos no decorrer deste trabalho.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP- pela bolsa concedida.

Índice

I. INTRODUÇÃO..... 1

II. REPRESENTAÇÃO DA LINHA DE TRANSMISSÃO ATRAVÉS DE MODOS E QUASE-MODOS 4

II.1 - INTRODUÇÃO 4

II.2 - MODELO PARA LINHA TRIFÁSICA SIMPLES..... 4

II.2.1 - *Linha Trifásica com os Cabos Pára-Raios Representados* 7

II.2.2 - *Modelando a Matriz de Transformação de uma Linha Trifásica Simples* 10

II.3 - MODELO PARA LINHA DE CORRENTE CONTÍNUA..... 11

II.3.1 - *Linha de Corrente Contínua com os Cabos Pára-Raios Representados*13

II.3.2 - *Modelando a Matriz de Transformação de uma linha de Corrente Contínua*15

II.4 - MODELO PARA LINHA TRIFÁSICA DUPLA.....15

II.5 - MODELO PARA LINHA HEXAFÁSICA [21].....18

III. APLICAÇÃO DO MODELO UTILIZANDO MATRIZ DE CLARKE24

III.1 - INTRODUÇÃO.....24

III.2 - DEFINIÇÃO DA LINHA ESTUDADA24

III.3 - CÁLCULO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS25

III.4 - ANÁLISE DA MATRIZ DE IMPEDÂNCIA DA LINHA NÃO TRANSPOSTA [12].....27

III.5 - AVALIAÇÃO DA IMPRECISÃO DE DESPREZAR O TERMO MÚTUO [12].....33

III.5.1 - *Contribuições dos Termos Próprios e Mútuos*35

III.5.2 - *Resistências, Indutâncias e Impedâncias Próprias e Mútuas*38

IV. SIMULAÇÃO DE TRANSITÓRIOS ELETROMAGNÉTICOS UTILIZANDO MODELO DA MATRIZ DE CLARKE.....44

IV.1 - INTRODUÇÃO.....44

IV.2 - COMPORTAMENTO DOS MODOS [12, 23, 24].....44

IV.2.1 - *Resultados*.....46

IV.2.2 - *Análise dos Resultados*54

IV.3 - RESPOSTA DOS MODELOS NA FREQUÊNCIA [12, 23].....55

IV.3.1 - *Definição do Caso Exato*.....55

IV.3.2 - *Resultados obtidos*.....56

IV.3.3 - *Análise dos Resultados*61

IV.4 - SIMULAÇÃO ESTATÍSTICA [13]61

IV.4.1 - *Resultados do caso estatístico*62

IV.4.2 - *Análise dos Resultados*66

IV.5 - ENERGIZAÇÃO DO PIOR CASO [13].....67

IV.5.1 - *Análise dos Resultados*71

IV.6 - PARÂMETROS UNITÁRIOS DOS MODELOS SEMLYEN E JMARTI.....72

IV.7 - ANÁLISE DOS MODELOS.....72

V. ANÁLISE DOS AUTOVALORES E AUTOVETORES DA LINHA NÃO TRANSPOSTA73

V.1 - INTRODUÇÃO.....73

V.2 - CÁLCULO DOS AUTOVETORES DA LINHA NÃO TRANSPOSTA.....73

V.2.1 - *Normalização dos Autovetores da Linha Não Transposta [19, 20]*.....76

V.3 - MATRIZ DOS AUTOVALORES DA LINHA EXEMPLO77

V.3.1 - *Matriz dos autovalores*77

V.3.1.1 - *Análise dos Resultados*81

V.3.2 - *Termos Mútuos*82

V.3.2.1 - *Termos Mútuos x Diagonais*83

V.3.2.2 - *Termos Mútuos x Resistividade do Solo*84

V.3.2.3 - *Análise dos Resultados*85

V.4 - CONSTATANTE DE PROPAGAÇÃO DA LINHA EXEMPLO.....86

V.4.1 - *Resultados de γ*86

V.4.2 - *Análise dos Resultados*88

V.5 - AUTOVETORES DA LINHA EXEMPLO [30, 31].....89

V.5.1 - *Análise dos Resultados*94

VI. CONCLUSÕES.....	95
VII. REFERÊNCIAS.....	100
A. REPRESENTAÇÃO DA MATRIZ DE TRANSFORMAÇÃO DE CLARKE NO ATP.....	103
A.1 - MODELO COM UM TRANSFORMADOR POR FASE [13, 14].....	103
A.2 - MODELO COM TRÊS TRANSFORMADORES POR FASE [13, 14]	108
B. CÁLCULO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DE LINHA DE TRANSMISSÃO.....	114
B.1 - PARÂMETROS LONGITUDINAIS.....	114
B.1.1 - Impedância externa (Z_{ext}).....	115
B.1.2 - Impedância Interna (Z_{int}).....	115
B.1.3 - Contribuição do solo (Z') - Obtidas das séries completas de Carson [36, 37].....	188
B.2 - CÁLCULO APROXIMADO	120
B.3 - PARÂMETROS TRANSVERSAIS	122
C. TERMO MÚTUO DA MATRIZ TRANSFORMADA COM CLARKE	124
C.1 - INTRODUÇÃO	124
C.2 - CONTRIBUIÇÕES DOS TERMOS PRÓPRIOS E MÚTUOS	124
C.2.1 - $\rho : 100 \Omega.m$	124
C.2.2 - $\rho : 10 \Omega.m$	126
C.3 - RESISTÊNCIAS, INDUTÂNCIAS E IMPEDÂNCIAS PRÓPRIAS E MÚTUAS.....	128
C.3.1 - $\rho : 100 \Omega.m$	128
C.3.2 - $\rho : 10 \Omega.m$	131
D. CIRCUITO SINTÉTICO DA DEPENDÊNCIA DOS PARÂMETROS DA LINHA COM A FREQUÊNCIA..	135
E. MODELANDO A LINHA ATRAVÉS DE CLARKE, SEMLYEN E JMARTI.....	139
E.1 - INTRODUÇÃO	139
E.2 - CÁLCULO DOS PARÂMETROS.....	139
E.2.1 - Quase-modos.....	139
E.2.2 - Semlyen.....	139
E.2.3 - JMarti	141
E.3 - SIMULAÇÃO DOS MODOS	144
E.3.1 - Listagens do ATP.....	144
E.3.1.1 - Quase-modos	144
E.3.1.2 - Semlyen.....	145
E.3.2 - Resultados do Comportamento dos Modos.....	146
E.3.2.1 - Aplicação de degrau suave	146
E.3.2.2 - Aplicação de degrau 90°	154
E.4 - PARÂMETROS UNITÁRIOS	166
E.4.1 - Parâmetros Unitários do Modelo Semlyen.....	166
E.4.1.1 - Análise dos Resultados	170
E.4.2 - Parâmetros Unitários do Modelo JMarti	171
E.4.2.1 - Análise dos Resultados	175
E.4.3 - Parâmetros Unitários Aproximados.....	176
F. SIMULAÇÃO DE FREQUENCY SCAN COM O MODELO DE LINHA DO SEMLYEN.....	178
F.1 - INTRODUÇÃO	178
F.2 - PREPARANDO OS DADOS COM A ROTINA SEMLYEN	178
F.2.1 - Dados para Rotina Semlyen.....	178
F.2.2 - Arquivo de Saída da Rotina Semlyen	179
F.3 - PROGRAMA PARA TRANSFORMAR A SAÍDA DO SEMLYEN EM ENTRADA PARA FREQUENCY SCAN	180
F.4 - TEXTO EXPLICATIVO SOBRE ROTINA SEMLYEN E FREQUENCY SCAN	188
F.5 - CASO BASE SOBRE GERAÇÃO DE DADOS DA ROTINA SEMLYEN (DC29.DAT).....	201
F.6 - CASO BASE SOBRE USO DO ELEMENTO 51, 52, 53 COM O FREQUENCY SCAN (DC11.DAT)	204

G. RESULTADOS DOS CÁLCULOS DOS AUTOVALORES E VETORES DA LINHA NÃO TRANSPONDA .209

G.1 - INTRODUÇÃO.....209

G.2 - AUTOVALOR γ^2 209

 G.2.1 - γ^2 para $\rho : 100 \Omega.m$209

 G.2.2 - γ^2 para $\rho : 10 \Omega.m$212

G.3 - TERMO MÚTUO DE γ^2 215

 G.3.1 - $\rho : 100 \Omega.m$215

 G.3.2 - $\rho : 10 \Omega.m$217

G.4 - CONSTATANTE DE PROPAGAÇÃO DA LINHA EXEMPLO.....219

 G.4.1 - γ para $\rho : 100 \Omega.m$219

 G.4.2 - γ para $\rho : 10 \Omega.m$221

H. ANÁLISE EXPLORATÓRIA DO COMPORTAMENTO DOS AUTOVALORES E VETORES DE UMA LINHA NÃO TRANSPONDA222

H.1 - INTRODUÇÃO.....222

H.2 - ANÁLISE DA MATRIZ DE AUTOVALORES.....222

 H.2.1 - *Variação da Resistividade do Solo*223

 H.2.1.1 - Autovalores224

 H.2.1.2 - Autovetores237

 H.2.1.3 - Análise dos Resultados241

 H.2.2 - *Variação da Resistividade do Solo, Resistência do Condutor e Resistência dos Cabos Para-Raios*242

 H.2.2.1 - Análise dos Resultados245

 H.2.3 - *Diferença para o valor assintótico X autovalor de $Z_{solo} + Z_{int}$ para a Linha Exemplo*245

 H.2.3.1 - Análise dos Resultados255

H.3 - CONCLUSÕES.....255

Índice de Figuras

Figura II.1 - Representação esquemática da linha de transmissão trifásica simples 4

Figura II.2 - Corrente nos condutores, para os componentes de Clarke, na forma racionalizada 5

Figura II.3 - Circuito π para um modo 7

Figura II.4 - Representação esquemática da linha trifásica com os cabos pára-raios 8

Figura II.5 - Representação esquemática do modelo de linha trifásica 10

Figura II.6 - Diagrama fase a fase da matriz de transformação - um transformador por fase 11

Figura II.7 - Representação esquemática da linha CC 11

Figura II.8 - Corrente nos condutores, para os componentes média/antimédia, na forma racionalizada 12

Figura II.9 - Representação esquemática de uma linha CC com os seus cabos pára-raios 13

Figura II.10 - Representação esquemática do modelo de linha CC 15

Figura II.11 - Diagrama fase a fase da matriz de transformação m/a 15

Figura II.12 - Representação esquemática de uma linha de transmissão trifásica dupla 16

Figura II.13 - Representação esquemática de uma linha de transmissão hexafásica 19

Figura II.14 - Representação esquemática do modelo de linha hexafásica 22

Figura II.15 - Diagrama fase a fase das matrizes de transformação m/a e Clarke 23

Figura III.1 - Silhueta da torre estudada - linha trifásica simples 24

Figura III.2 - Resistência da linha transposta X não transposta 26

Figura III.3 - Indutância da linha transposta X não transposta 26

Figura III.4 - Resistência da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 1000 \Omega.m$ 27

Figura III.5 - Indutância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 1000 \Omega.m$ 28

Figura III.6 - Módulo da impedância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 1000 \Omega.m$ 28

Figura III.7 - Resistência da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 100 \Omega.m$ 29

Figura III.8 - Indutância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 100 \Omega.m$ 29

Figura III.9 - Módulo da impedância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 100 \Omega.m$ 30

Figura III.10 - Resistência da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 10 \Omega.m$ 30

Figura III.11 - Indutância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 10 \Omega.m$ 31

Figura III.12 - Módulo da impedância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 10 \Omega.m$ 31

Figura III.13 - Posição dos cabos i e j na linha 34

Figura III.14 - Contribuição para a resistência própria - $\rho : 1000 \Omega.m$ 36

Figura III.15 - Contribuição para a resistência mútua - $\rho : 1000 \Omega.m$ 36

Figura III.16 - Contribuição da indutância própria - $\rho : 1000 \Omega.m$ 37

Figura III.17 - Contribuição para indutância mútua - $\rho : 1000 \Omega.m$ 37

Figura III.18 - Resistências próprias - $\rho : 1000 \Omega.m$ 38

Figura III.19 - Resistências mútuas - $\rho : 1000 \Omega.m$ 39

Figura III.20 - Indutâncias próprias - $\rho : 1000 \Omega.m$ 39

Figura III.21 - Indutâncias mútuas - $\rho : 1000 \Omega.m$ 40

Figura III.22 - Módulo das impedâncias - $\rho : 1000 \Omega.m$ 40

Figura IV.1 - Sistema simulado para análise dos modos 44

Figura IV.2 - Sinais injetados na geração 45

Figura IV.3 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 47

Figura IV.4 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 47

Figura IV.5 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - JMarti - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 48

Figura IV.6 - Aplicação de degrau suave no modo beta - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 48

Figura IV.7 - Aplicação de degrau suave no modo beta - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 49

Figura IV.8 - Aplicação de degrau suave no modo beta - JMarti - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 49

Figura IV.9 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 50

Figura IV.10 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 50

Figura IV.11 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - JMarti - Linha transposta X não transposta - Simulação completa	51
Figura IV.12 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Quase-modos x Semlyen x JMarti - Linha transposta - Simulação completa	51
Figura IV.13 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Quase-modo - Linha transposta - Simulação completa	52
Figura IV.14 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha transposta - Simulação completa	52
Figura IV.15 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - JMarti - Linha transposta - Simulação completa	53
Figura IV.16 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Quase-modos - Linha não transposta - Simulação completa	53
Figura IV.17 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha não transposta - Simulação completa	54
Figura IV.18 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - JMarti - Linha não transposta - Simulação completa	54
Figura IV.19 - Varredura na frequência da linha transposta - Sequência positiva - Módulo da tensão na recepção	57
Figura IV.20 - Varredura na frequência da linha transposta - Sequência positiva - Ângulo da tensão na recepção	57
Figura IV.21 - Varredura na frequência da linha transposta - Sequência zero - Módulo da tensão na recepção	58
Figura IV.22 - Varredura na frequência da linha transposta - Sequência zero - Ângulo da tensão na recepção	58
Figura IV.23 - Varredura na frequência da linha não transposta - Sequência positiva - Módulo da tensão na recepção	59
Figura IV.24 - Varredura na frequência da linha não transposta - Sequência positiva - Ângulo da tensão na recepção	59
Figura IV.25 - Varredura na frequência da linha não transposta - Sequência zero - Módulo da tensão na recepção	60
Figura IV.26 - Varredura na frequência da linha não transposta - Sequência zero - Ângulo da tensão na recepção	60
Figura IV.27 - Diagrama do sistema estudado	61
Figura IV.28 - Energização estatística para a linha transposta - Tensão na geração - Frequência acumulada - 500 energizações	63
Figura IV.29 - Energização estatística para a linha transposta - Tensão na geração - Frequência de ocorrência - 500 energizações	63
Figura IV.30 - Energização estatística para a linha transposta - Tensão na recepção - Frequência acumulada - 500 energizações	64
Figura IV.31 - Energização estatística para a linha transposta - Tensão na recepção - Frequência de ocorrência - 500 energizações	64
Figura IV.32 - Energização estatística para a linha não transposta - Tensão na geração - Frequência acumulada - 500 energizações	65
Figura IV.33 - Energização estatística para a linha não transposta - Tensão na geração - Frequência de ocorrência - 500 energizações	65
Figura IV.34 - Energização estatística para a linha não transposta - Tensão na recepção - Frequência acumulada - 500 energizações	66
Figura IV.35 - Energização estatística para a linha não transposta - Tensão na recepção - Frequência de ocorrência - 500 energizações	66
Figura IV.36 - Energização da linha transposta - Tensão na geração - Quase-modos x Semlyen	68
Figura IV.37 - Energização da linha transposta - Tensão na recepção - Quase-modos x Semlyen	68
Figura IV.38 - Energização da linha não transposta - Tensão na geração	69
Figura IV.39 - Energização da linha não transposta - Tensão na recepção	69
Figura IV.40 - Energização da linha transposta - Tensão na geração - Quase-modos x JMarti	70
Figura IV.41 - Energização da linha transposta - Tensão na recepção - Quase-modos x Semlyen	70
Figura IV.42 - Energização da linha não transposta - Tensão na geração - Quase-modos x JMarti	71
Figura IV.43 - Energização da linha não transposta - Tensão na recepção - Quase-modos x JMarti	71
Figura V.1 - γ^2 - Cálculo exato - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$	78
Figura V.2- Diferença entre autovalor e assíntota - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$	79
Figura V.3 - γ^2 - Cálculo exato - eixo imaginário - $\rho : 1000 \Omega.m$	79
Figura V.4 - Diferença entre autovalor e assíntota - eixo real - várias resistividades	80
Figura V.5 - Diferença entre autovalor e assíntota - eixo imaginário - várias resistividades	80
Figura V.6 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$	81

Figura V.7 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - $\rho : 1000 \Omega.m$ 81

Figura V.8 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - módulo - $\rho : 1000 \Omega.m$ 83

Figura V.9 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte real - $\rho : 1000 \Omega.m$ 83

Figura V.10 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte imaginária - $\rho : 1000 \Omega.m$ 84

Figura V.11 - Relação entre termos mútuos de γ^2 e diversas resistividades - módulo 84

Figura V.12 - Relação entre termos mútuos de γ^2 e diversas resistividades - parte real 85

Figura V.13 - Relação entre termos mútuos de γ^2 e diversas resistividades - parte imaginária 85

Figura V.14 - γ - Cálculo exato - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$ 87

Figura V.15 - γ - Cálculo exato - eixo imaginário - $\rho : 1000 \Omega.m$ 87

Figura V.16 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$ 88

Figura V.17 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - $\rho : 1000 \Omega.m$ 88

Figura V.18 - Autovetor beta - domínio da frequência 89

Figura V.19 - Autovetor “alfa” - domínio da frequência 90

Figura V.20 - Autovetor “homopolar” - domínio da frequência 90

Figura V.21 - Autovetor “alfa” - eixo real 91

Figura V.22 - Autovetor “alfa” - eixo imaginário 91

Figura V.23 - Autovetor “homopolar” - eixo real 92

Figura V.24 - Autovetor “homopolar” - eixo imaginário 92

Figura V.25 - Diferença entre autovetor “alfa” exato e Clarke - eixo real 93

Figura V.26 - Diferença entre autovetor “homopolar” exato e Clarke - eixo real 93

Figura A.1 - Diagrama fase a fase da matriz de transformação - um transformador por fase 104

Figura A.2 - Transformador da tensão da fase a associada as tensões em modo 105

Figura A.3 - Transformador da tensão da fase b associada as tensões em modo 105

Figura A.4 - Transformador da tensão da fase c associada as tensões em modo 106

Figura A.5 - Diagrama fase a fase da matriz de transformação - três transformadores por fase 109

Figura A.6 - Transformadores da corrente da fase a associadas as correntes em modo 110

Figura A.7 - Transformadores da corrente da fase b associadas as correntes em modo 110

Figura A.8 - Transformadores da corrente da fase c associadas as correntes em modo 111

Figura B.1- Posição dos cabos i e j na linha 115

Figura B.2- Posição dos cabos i e j na linha supondo o solo a uma distância complexa D' 122

Figura C.1 - Contribuição para a resistência própria - $\rho : 100 \Omega.m$ 124

Figura C.2 - Contribuição para a resistência mútua - $\rho : 100 \Omega.m$ 125

Figura C.3 - Contribuição da indutância própria - $\rho : 100 \Omega.m$ 125

Figura C.4 - Contribuição para indutância mútua - $\rho : 100 \Omega.m$ 126

Figura C.5 - Contribuição para a resistência própria - $\rho : 10 \Omega.m$ 126

Figura C.6 - Contribuição para a resistência mútua - $\rho : 10 \Omega.m$ 127

Figura C.7 - Contribuição da indutância própria - $\rho : 10 \Omega.m$ 127

Figura C.8 - Contribuição para indutância mútua - $\rho : 10 \Omega.m$ 128

Figura C.9 - Resistências próprias - $\rho : 100 \Omega.m$ 129

Figura C.10 - Resistências mútuas - $\rho : 100 \Omega.m$ 129

Figura C.11 - Indutâncias próprias - $\rho : 100 \Omega.m$ 130

Figura C.12 - Indutâncias mútuas - $\rho : 100 \Omega.m$ 130

Figura C.13 - Módulo das impedâncias - $\rho : 100 \Omega.m$ 131

Figura C.14 - Resistências próprias - $\rho : 10 \Omega.m$ 132

Figura C.15 - Resistências mútuas - $\rho : 100 \Omega.m$ 132

Figura C.16 - Indutâncias próprias - $\rho : 10 \Omega.m$ 133

Figura C.17 - Indutâncias mútuas - $\rho : 10 \Omega.m$ 133

Figura C.18 - Módulo das impedâncias - $\rho : 10 \Omega.m$ 134

Figura D.1 - Circuito sintético da dependência do modo com a frequência 135

Figura D.2 - Resistência de um modo em função da frequência 135

Figura D.3 - Resistência da linha transposta - circuito sintético x parâmetros exatos 136

Figura D.4 - Indutância da linha transposta - circuito sintético x parâmetros exatos 137

Figura D.5 - Resistência da linha não transposta - circuito sintético x parâmetros exatos 137

Figura D.6 - Indutância da linha transposta - circuito sintético x parâmetros exatos 138

Figura D.7 - Circuito π para um modo 138

Figura E.1 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 147

Figura E.2 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação..... 147

Figura E.3 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - JMarti - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação..... 148

Figura E.4 - Aplicação de degrau suave no modo beta - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 148

Figura E.5 - Aplicação de degrau suave no modo beta - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação..... 149

Figura E.6 - Aplicação de degrau suave no modo beta - JMarti - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação..... 149

Figura E.7 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 150

Figura E.8 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 150

Figura E.9 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - JMarti - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 151

Figura E.10 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Linha transposta - Quase-Modos X Semlyen x JMarti - Observando trecho da simulação..... 151

Figura E.11 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Quase-modo - Linha transposta - Observando trecho da simulação..... 152

Figura E.12 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha transposta - Observando trecho da simulação 152

Figura E.13 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - JMarti - Linha transposta - Observando trecho da simulação..... 153

Figura E.14 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Quase-modos - Linha não transposta - Observando trecho da simulação 153

Figura E.15 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha não transposta - Observando trecho da simulação..... 154

Figura E.16 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - JMarti - Linha não transposta - Observando trecho da simulação..... 154

Figura E.17 - Aplicação de degrau 90 ° no modo alfa - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 155

Figura E.18 - Aplicação de degrau 90 ° no modo alfa - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 155

Figura E.19 - Aplicação de degrau 90 ° no modo alfa - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 156

Figura E.20 - Aplicação de degrau 90 ° no modo alfa - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 156

Figura E.21 - Aplicação de degrau 90 ° no modo beta - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 157

Figura E.22 - Aplicação de degrau 90 ° no modo beta - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 157

Figura E.23 - Aplicação de degrau 90 ° no modo beta - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 158

Figura E.24 - Aplicação de degrau 90 ° no modo beta - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação..... 158

Figura E.25 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 159

Figura E.26 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 159

Figura E.27 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 160

Figura E.28 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação 160

Figura E.29 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Semlyen x Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa 161

Figura E.30 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação..... 161

Figura E.31 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Quase-modo - Linha transposta - Simulação completa 162

Figura E.32 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Quase-modo - Linha transposta - Observando trecho da simulação..... 162

Figura E.33 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha transposta - Simulação completa 163

Figura E.34 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha transposta - Observando trecho da simulação 163

Figura E.35 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Quase-modos - Linha não transposta - Simulação completa 164

Figura E.36 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Quase-modos - Linha não transposta - Observando trecho da simulação..... 164

Figura E.37 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha não transposta - Simulação completa 165

Figura E.38 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha não transposta - Observando trecho da simulação..... 165

Figura E.39 - Resistência Unitária - Semlyen x exato - Linha transposta 166

Figura E.40 - Indutância Unitária - Semlyen x exato - Linha transposta 167

Figura E.41 - Resistência Unitária - Semlyen x exato - Linha não transposta - Semlyen com matriz única 167

Figura E.42 - Indutância Unitária - Semlyen x exato - Linha não transposta - Semlyen com matriz única 168

Figura E.43 - Resistência Unitária - Semlyen x exato - Linha não transposta - Semlyen com matriz formada por autovetores exatos 168

Figura E.44 - Indutância Unitária - Semlyen x exato - Linha não transposta - Semlyen com matriz formada por autovetores exatos 169

Figura E.45 - Resistência Unitária - Semlyen - Linha transposta x não transposta 169

Figura E.46 - Indutância Unitária - Semlyen - Linha transposta x não transposta 170

Figura E.47 - Resistência Unitária - JMarti x exato - Linha transposta 171

Figura E.48 - Indutância Unitária - JMarti x exato - Linha transposta 171

Figura E.49 - Resistência Unitária - JMarti x exato x Semlyen - Linha transposta 172

Figura E.50 - Indutância Unitária - JMarti x exato x Semlyen - Linha transposta 172

Figura E.51 - Resistência Unitária - JMarti x exato - Linha não transposta..... 173

Figura E.52 - Indutância Unitária - JMarti x exato - Linha não transposta..... 173

Figura E.53 - Resistência Unitária - JMarti x exato x Semlyen - Linha não transposta..... 174

Figura E.54 - Indutância Unitária - JMarti x exato x Semlyen - Linha não transposta..... 174

Figura E.55 - Resistência Unitária - JMarti - Linha transposta x não transposta 175

Figura E.56 - Indutância Unitária - JMarti - Linha transposta x não transposta 175

Figura E.57 - Resistência Unitária - Cálculo exato e aproximado - Linha transposta..... 176

Figura E.58 - Indutância Unitária - Cálculo exato e aproximado - Linha transposta..... 177

Figura F.1- Circuito π equivalente gerado pela rotina Semlyen 181

Figura G.1 - γ^2 - Cálculo exato - eixo real - $\rho : 100 \Omega.m$ 209

Figura G.2 - Diferença entre autovalor e assíntota - eixo real - $\rho : 100 \Omega.m$ 210

Figura G.3 - γ^2 - Cálculo exato - eixo imaginário - $\rho : 100 \Omega.m$ 210

Figura G.4 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 100 \Omega.m$ 211

Figura G.5 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - $\rho : 100 \Omega.m$ 211

Figura G.6 - γ^2 - Cálculo exato - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$ 212

Figura G.7 - Diferença entre autovalor e assíntota - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$ 212

Figura G.8 - γ^2 - Cálculo exato - eixo imaginário - $\rho : 10 \Omega.m$ 213

Figura G.9 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$ 213

Figura G.10 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - $\rho : 10 \Omega.m$ 214

Figura G.11 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - módulo - ρ : 100 $\Omega.m$	215
Figura G.12 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte real - ρ : 100 $\Omega.m$	216
Figura G.13 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte imaginária - ρ : 100 $\Omega.m$	216
Figura G.14 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - módulo - ρ : 10 $\Omega.m$	217
Figura G.15 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte real - ρ : 10 $\Omega.m$	217
Figura G.16 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte imaginária - ρ : 10 $\Omega.m$	218
Figura G.17 - γ - Cálculo exato - eixo real - ρ : 100 $\Omega.m$	219
Figura G.18 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo real - ρ : 100 $\Omega.m$	219
Figura G.19 - γ - Cálculo exato - eixo imaginário - ρ : 100 $\Omega.m$	220
Figura G.20 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - ρ : 100 $\Omega.m$	220
Figura G.21 - γ - Cálculo exato - eixo real - ρ : 10 $\Omega.m$	221
Figura G.22 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo real - ρ : 10 $\Omega.m$	221
Figura G.23 - γ - Cálculo exato - eixo imaginário - ρ : 10 $\Omega.m$	222
Figura G.24 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - ρ : 10 $\Omega.m$	222
Figura H.1 - Autovalor α função da resistividade do solo - eixo real	224
Figura H.2 - Diferença do autovalor α para a assíntota - função da resistividade do solo - eixo real	224
Figura H.3 - Autovalor α função da resistividade do solo - eixo imaginário	225
Figura H.4 - Autovalor β função da resistividade do solo - eixo real	225
Figura H.5 - Diferença do autovalor β para a assíntota - função da resistividade do solo - eixo real	226
Figura H.6 - Autovalor β função da resistividade do solo - eixo imaginário	226
Figura H.7 - Autovalor homopolar função da resistividade do solo - eixo real	227
Figura H.8 - Diferença do autovalor homopolar para a assíntota - função da resistividade do solo - eixo real	227
Figura H.9 - Autovalor homopolar função da resistividade do solo - eixo imaginário	228
Figura H.10 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 100 Hz	228
Figura H.11 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 100 Hz	229
Figura H.12 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 100 Hz	229
Figura H.13 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 100 Hz	230
Figura H.14 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 100 Hz	230
Figura H.15 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 100 Hz	231
Figura H.16 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 1000 Hz	231
Figura H.17 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 1000 Hz	232
Figura H.18 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 1000 Hz	232
Figura H.19 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 1000 Hz	233
Figura H.20 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 1000 Hz	233
Figura H.21 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 1000 Hz	234
Figura H.22 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 10 kHz	234
Figura H.23 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 10 kHz	235
Figura H.24 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 10 kHz	235
Figura H.25 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 10 kHz	236
Figura H.26 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 10 kHz	236

Figura H.27 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 10 kHz	237
Figura H.28 - Autovetor β função da resistividade do solo - eixo real	237
Figura H.29 - Autovetor α função da resistividade do solo - eixo real	238
Figura H.30 - Diferença entre o autovetor α e Clarke - função da resistividade do solo - eixo real - frequências até 100 kHz	238
Figura H.31 - Diferença entre o autovetor α e Clarke - função da resistividade do solo - eixo real - frequências : 100 kHz e 1 MHz	239
Figura H.32 - Autovetor α função da resistividade do solo - eixo imaginário	239
Figura H.33 - Autovetor homopolar função da resistividade do solo - eixo real	240
Figura H.34 - Diferença entre o autovetor homopolar e Clarke - função da resistividade do solo - eixo real - frequências até 100 kHz	240
Figura H.35 - Diferença entre o autovetor homopolar e Clarke - função da resistividade do solo - eixo real - frequências : 100 kHz e 1 MHz	241
Figura H.36 - Autovetor homopolar função da resistividade do solo - eixo imaginário	241
Figura H.37 - Diferença do autovalor α para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo real	242
Figura H.38 - Diferença do autovalor α para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo imaginário	243
Figura H.39 - Diferença do autovalor β para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo real	243
Figura H.40 - Diferença do autovalor β para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo imaginário	244
Figura H.41 - Diferença do autovalor homopolar para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo real	244
Figura H.42 - Diferença do autovalor homopolar para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo imaginário	245
Figura H.43 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo real - ρ : 1000 $\Omega \cdot \text{m}$	246
Figura H.44 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo imaginário - ρ : 1000 $\Omega \cdot \text{m}$	246
Figura H.45 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo real - ρ : 1000 $\Omega \cdot \text{m}$	247
Figura H.46 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo imaginário - ρ : 1000 $\Omega \cdot \text{m}$	247
Figura H.47 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - eixo real - ρ : 1000 $\Omega \cdot \text{m}$	248
Figura H.48 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - eixo imaginário - ρ : 1000 $\Omega \cdot \text{m}$	248
Figura H.49 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo real - ρ : 100 $\Omega \cdot \text{m}$	249
Figura H.50 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo imaginário - ρ : 100 $\Omega \cdot \text{m}$	249
Figura H.51 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo real - ρ : 100 $\Omega \cdot \text{m}$	250
Figura H.52 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo imaginário - ρ : 100 $\Omega \cdot \text{m}$	250
Figura H.53 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - eixo real - ρ : 100 $\Omega \cdot \text{m}$	251
Figura H.54 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - eixo imaginário - ρ : 100 $\Omega \cdot \text{m}$	251
Figura H.55 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo real - ρ : 10 $\Omega \cdot \text{m}$	252
Figura H.56 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo imaginário - ρ : 10 $\Omega \cdot \text{m}$	252
Figura H.57 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo real - ρ : 10 $\Omega \cdot \text{m}$	253
Figura H.58 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo imaginário - ρ : 10 $\Omega \cdot \text{m}$	253
Figura H.59 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - eixo real - ρ : 10 $\Omega \cdot \text{m}$	254

Figura H.60 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - eixo imaginário - $\rho : 10 \, \Omega.m$	254
--	-----

Índice de Tabelas

Tabela III.1 - Resistência e Indutância do quase-modo homopolar X modo exato..... 32

Tabela III.2 - Resistência própria e mútua em componentes de fase 41

Tabela III.3 - Erro relativo da resistência (%)..... 41

Tabela III.4 - Indutância própria e mútua em componentes de fase 41

Tabela III.5 - Erro relativo da indutância (%)..... 41

Tabela III.6 - Módulo da impedância própria e mútua em componentes de fase 42

Tabela III.7 - Erro relativo do módulo da impedância (%)42

Tabela III.8 - Resistência dos quase-modos e da mútua depois de aplicar Clarke.....42

Tabela III.9 - Indutância dos quase-modos e da mútua depois de aplicar Clarke43

Tabela III.10 - Módulo da impedância dos quase-modos e da mútua depois de aplicar Clarke.....43

Tabela III.11 - Relação entre os módulos das impedâncias ‘alfa’ e ‘zero’ e das mútuas depois de aplicar Clarke.....43

Tabela IV.1 - Pulsos para representar os modos.....45

Tabela IV.2 - Instantes de tempos de fechamento dos disjuntores para os piores casos67

Tabela E.1 - Parâmetros obtidos com a aproximação da distância complexa 177

Tabela E.2 - Parâmetros obtidos com a formulação completa de Carson 178

Índice de Listagens

Listagem A.1 - Arquivo de dados do ATP para modelagem da matriz de transformação - um transformadores por fase 108

Listagem A.2 - Arquivo de dados do ATP para modelagem da matriz de transformação - três transformadores por fase 113

Listagem E.1 - Arquivo de dados do ATP para a rotina Semlyen..... 140

Listagem E.2 - Arquivo de saída da rotina Semlyen 140

Listagem E.3 - Arquivo de dados do ATP para a rotina JMarti - Linha não transposta 142

Listagem E.4 - Arquivo de saída da rotina JMarti - Linha não transposta..... 143

Listagem E.5 - Arquivo de dados do ATP para o modelo Quase-modos - degrau alfa 145

Listagem E.6 - Arquivo de dados do ATP para o modelo Semlyen - degrau beta 146

Listagem F.1 - Arquivo de dados da rotina Semlyen para geração do circuito π equivalente..... 179

Listagem F.2 - Arquivo de saída da rotina Semlyen com os circuitos π equivalentes para várias frequências..... 180

RESUMO

Este trabalho apresenta novos modelos para representar linhas de transmissão em estudos de transitórios eletromagnéticos, incluindo a dependência com a frequência dos parâmetros longitudinais. Os parâmetros são modelados no domínio dos modos através de cascata de circuitos π s.

A característica básica do modelo é aproveitar as propriedades geométricas das linhas e utilizar matrizes de transformação fase-modo reais, função da geometria das torres. Essas matrizes são utilizadas para todo o espectro de frequência dos fenômenos de manobras e chaveamentos típicos.

Os modelos são apresentados para a linha trifásica simples, trifásica circuito duplo, corrente contínua e hexafásica. Para a linha de corrente contínua com plano de simetria vertical a solução é exata, mas para as demais, caso haja transposição, as matrizes reais conduzem a modos exatos. Porém, se as linhas não forem transpostas, a transformação não desacopla totalmente os modos, produzindo quase-modos.

O modelo para a linha trifásica simples é aplicado a uma linha de 440 kV da CESP. Inicialmente é verificada a validade do modelo e quantificada a sua imprecisão. A seguir são efetuados algumas simulações com o ATP para o modelo proposto e dois modelos internos com dependência com a frequência com o intuito de comparação. Foi realizada também uma análise no domínio da frequência entre os autovetores exatos da linha e os vetores reais do modelo. Foi verificado que a matriz real do modelo representa um valor médio que apresenta melhor resposta do que o método utilizado normalmente, que consiste em obter uma matriz de transformação exata calculada para uma determinada frequência e utilizá-la para todo o espectro das simulações.

Palavras chaves : Linha de transmissão, modelagem de linha, dependência com a frequência, matriz transformação, transitórios eletromagnéticos, EMTP.

ABSTRACT

In the present work new models to represent transmission lines including the frequency dependency of longitudinal parameters are presented. The parameters are represented in the mode domain through a cascade of π circuits.

The model characteristic is to take advantage of the line geometric properties and use real phase-mode transformation matrices; the function of the tower geometry. These matrices are used for typical switching transients with large frequency spectrums.

The models are presented for single three-phase, double three-phase, dc and six-phase transmission lines. For dc lines with a vertical symmetry plane the solution is exact and for the others, if they are transposed, the real matrices lead to exact modes. However, if the lines are non-transposed, the real transformation does not completely uncouple the modes, creating quasi-modes.

The single three-phase model is applied to a 440 kV transmission line. Initially, the model validity is verified and its imprecision is quantified. Then some transient simulations are performed with ATP using the proposed model and two internal ATP frequency dependent models, called the Semlyen and JMarti models. An analysis in the frequency domain between the exact eigenvectors and the real model vectors is performed. It was verified that the use of the real matrix has a better result than the use of a single transformation matrix calculated for a single frequency chosen "a priori". This can be explained by the fact that the real transformation matrices conduct to good averages, avoiding the amplification of a particular frequency behavior.

Key words : Transmission line model, frequency dependence, mode domain, transformation matrix, EMTP.

I. Introdução

As linhas de transmissão e os cabos são os principais elementos de ligação num sistema de potência. A propagação e a distorção da onda ao longo das linhas e cabos afetam a forma das ondas que chegam aos equipamentos do sistema e as sobretensões associadas aos equipamentos. Apesar da sua importância, uma das maiores dificuldades quando se trabalha com estudos de simulação de transitórios eletromagnéticos em simuladores digitais é a correta representação das linhas de transmissão.

Os principais simuladores, como o EMTP (Electromagnetic Transient Program) [1] e o EMTDC, trabalham no domínio do tempo. No entanto, os parâmetros de linha de transmissão, ou mais precisamente, os parâmetros longitudinais da linha, variam com a distância e a frequência, o que dificulta a sua modelagem.

Para representar corretamente a variação dos parâmetros elétricos com a distância pode-se trabalhar com as funções hiperbólicas ou representar a linha através da cascata de circuitos π s, sendo que neste caso deve-se prestar atenção para o comprimento do π [2]. O número de elementos em cascata pode se tornar muito grande se a linha for muito longa.

Já a modelagem da dependência com a frequência é mais complexa, uma vez que a matriz de impedância longitudinal varia com a frequência, o que significa ter uma matriz cheia para cada frequência. A matriz de impedância é cheia devido ao acoplamento entre as fases (e os cabos pára-raios). Como os simuladores digitais trabalham no domínio do tempo, esta dependência não é um modelo direto [3].

Em alguns modelos presentes no ATP [4, 5] a linha é modelada em componentes de modo, tendo seus parâmetros longitudinais ajustados com um determinado número de pólos e zero no domínio da frequência. Para se mover do domínio da frequência para o tempo utiliza-se a convolução [4], que consome bastante tempo de computação, sendo que alguns autores trabalham com a otimização destes métodos. A matriz de transformação fase-modo utilizada nos modelos atuais é suposta constante e calculada para uma determinada frequência.

Mais recentemente surgiu a idéia de modelar a linha não mais em modos, mas em componentes de fase e efetuar o ajuste das matrizes de impedância em componentes de fase [6, 7, 8, 9]. Estas matrizes não são tão bem comportadas em fase e estes modelos ainda estão em desenvolvimento [10].

No presente trabalho é proposto representar as linhas não em componentes de fase, mas através dos seus modos naturais, e portanto manipular matrizes diagonais ao invés de matrizes cheias. No domínio dos modos não há acoplamento e a dependência da matriz de impedância com a frequência pode ser apropriadamente representada através de circuitos sintéticos. No entanto, a matriz de transformação que faz a ligação entre os domínios de fase e modo também varia com a frequência.

No modelo da tese é proposto utilizar matrizes de transformação reais como as únicas matrizes de transformação para toda a simulação [11, 12]. A matriz ser real significa ter todos os seus elementos reais, e portanto ela pode ser representada nos programas de simulação através de transformadores ideais. Isto foi implementado através das conexões apropriadas dos transformadores, das suas relações de transformação e polaridades [13, 14].

O modelo pode ser implementado em qualquer programa que tenha o componente de transformador ideal ou em um simulador analógico (TNA). Isto significa que é possível ter uma boa representação de uma linha polifásica mesmo se o simulador só tiver modelo de linha monofásica ou resistores, capacitores e indutores (que serão utilizados para montar o circuito π), e tiver o transformador ideal.

A aplicação do modelo é para linhas idealmente transposta, ou seja, transposta em distâncias curtas quando comparadas a um quarto do comprimento de onda, ou linhas não transposta que tenham um plano de simetria vertical. No primeiro caso a solução é exata e para linhas não transposta a aproximação é muito boa, conforme mostram os estudos realizados.

A teoria foi desenvolvida para linha trifásica simples, circuito duplo trifásico, linha de corrente contínua e linha hexafásica. No Capítulo 2 é apresentada a descrição do modelo para diversos tipos de linhas.

A representação da matriz de transformação através dos transformadores ideais é apresentada no Apêndice A.

A metodologia foi aplicada a uma linha de transmissão trifásica simples de 440 kV da CESP. Foram utilizados a título de ilustração dois modelos de linha com dependência com a frequência existentes no EMTP, o método de Semlyen [15] e o do JMarti.

No Capítulo 3 são calculados os parâmetros elétricos da linha trifásica com o modelo proposto e através dos autovetores e valores da linha, obtendo os parâmetros exatos, tanto para a linha transposta quanto para a não transposta. Os resultados mostram que o modelo implica num erro muito pequeno. No Apêndice B são apresentadas as formulações para obtenção dos parâmetros elétricos de uma linha de transmissão e no Apêndice C algumas simplificações do modelo são analisadas.

No Capítulo 4 são efetuadas algumas simulações transitórias com o programa ATP. A linha trifásica foi suposta transposta e não transposta. Inicialmente estudou-se o comportamento dos modos através da aplicação de um degrau de tensão, sendo injetado dois tipos de ondas, uma com subida a 90° , representando as altas frequências, e outra com subida um pouco mais inclinada, cobrindo uma faixa de frequência mais próxima dos fenômenos de manobra. Em seguida foi estudado o comportamento da linha no domínio da frequência através de uma varredura na frequência. Para encerrar foram efetuadas algumas simulações de transitórios, a energização da linha num disparo único e a energização estatística. Estas simulações foram feitas utilizando o modelo proposto, dos quase-modos e também utilizando dois modelos do ATP que representam a dependência dos parâmetros da linha com a frequência, o Semlyen e o JMarti. Para estes modelos foram obtidos também os seus parâmetros unitários no domínio da frequência. As respostas dos dois modelos apresentam incorreções, como mostrados nos resultados obtidos.

No Apêndice D é descrito como calcular o circuito sintético para representar a dependência com a frequência e são apresentadas algumas curvas comparativas dos parâmetros elétricos obtidos sinteticamente e os exatos. No Apêndice E é descrito como calcular os parâmetros para modelar a linha através do quase-modos e utilizando Semlyen e JMarti. São apresentados os resultados da análise do comportamento dos modos. No Apêndice F é descrito como utilizar o modelo Semlyen no caso de estudo de varredura na frequência.

A utilização da matriz de Clarke como a única matriz de transformação de uma linha trifásica em toda a faixa de frequência de um caso de simulação transitória foi a proposta do modelo. Para verificar a imprecisão do modelo foram realizadas algumas análises comparativas entre as matrizes de transformação exatas, obtidas através dos autovalores e autovetores associados às matrizes de impedância e admitância da linha de transmissão, e a matriz de Clarke. Esta análise é feita para uma faixa de frequência mais ampla do que a associada a um fenômeno transitório de manobra, de 10 Hz a 1 MHz, e para três valores de resistividade do solo (10 $\Omega.m$, 100 $\Omega.m$ e 1000 $\Omega.m$). Com isto foi possível identificar algumas propriedades da matriz de transformação. Estes resultados são apresentados no Capítulo 5 e Apêndice G.

Foi realizado também um estudo exploratório do comportamento dos autovalores em função do efeito do solo e do efeito pelicular, considerando a variação da frequência. Algumas características importantes dos autovalores foram obtidas, como a análise do comportamento através da observação de pequenas diferenças para valores dominantes. Este estudo é apresentado no Apêndice H.

Analizando os resultados pode-se dizer que o modelo proposto apresenta uma resposta muito boa para simulação de transitórios para uma linha trifásica simples, tendo sido obtidos resultados melhores do que quando se trabalha com uma única matriz de transformação calculada para uma única frequência escolhida “a priori”. No Capítulo 6 as principais conclusões do trabalho são apresentadas.

II. Representação da Linha de Transmissão através de Modos e Quase-Modos

II.1 - Introdução

Uma vez que os parâmetros elétricos (longitudinais e transversais) foram apropriadamente calculados no domínio da fase, a linha pode ser representada para começar as simulações. É proposto, então, trabalhar em componentes de modo.

Para se trabalhar em componentes de modo é necessário efetuar uma transformação do domínio de fase para o domínio dos modos. Isto é realizado calculando-se a matriz de transformação fase/modo formada pelos autovetores associados à matriz produto impedância por admitância. Porém a matriz de impedância varia com a frequência e, portanto, a matriz de transformação também varia com a frequência.

Isto parece resultar numa modelagem por modo muito complexa. É usual, no entanto fazer algumas simplificações, como assumir uma única matriz de transformação calculada para uma determinada frequência e usá-la para toda a faixa de frequência da simulação. Muitas vezes esta simplificação não é apropriada.

Neste capítulo apresenta-se o modelo para representação de linha de transmissão, quando é utilizada uma matriz de transformação real como a única matriz de transformação para toda a faixa de frequência estudada. Esta matriz é obtida a partir de características geométricas da linha, e não é a matriz exata para uma determinada frequência. A matriz ser real significa ter todos os seus elementos reais, e portanto ela pode ser representada nos programas de simulação através de transformadores ideais. Este modelo pode ser aplicado a linhas idealmente transposta, ou seja, transposta em distâncias curtas quando comparadas a um quarto do comprimento de onda, ou a linhas não transposta que tenham um plano de simetria vertical. No primeiro caso a solução é exata e para linhas não transposta a aproximação é muito boa, conforme mostram os estudos já realizados. Mesmo se não houver este plano de simetria o modelo dará uma boa aproximação.

A teoria foi desenvolvida para linha trifásica simples, linha trifásica com circuito duplo, linha de corrente contínua e linha hexafásica [11, 12].

II.2 - Modelo para Linha Trifásica Simples

Suponha a linha de transmissão trifásica simples apresentada esquematicamente na Fig. II.1, com os cabos pára-raios considerados implicitamente. O modelo é aplicado a linha com plano de simetria vertical.

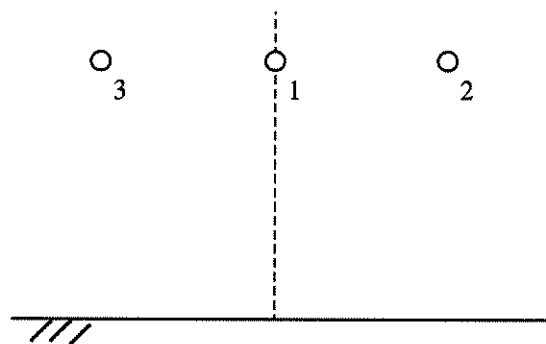


Figura II.1 - Representação esquemática da linha de transmissão trifásica simples

As equações de onda da linha para tensão e corrente podem ser descritas por :

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = Z \cdot i \quad (\text{II.1})$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = Y \cdot u \quad (\text{II.2})$$

A matriz de impedância, em componentes de fase pode ser descrita literalmente, para esta linha com plano de simetria vertical, por :

$$Z = \begin{bmatrix} A & D & D \\ D & B & F \\ D & F & B \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

A matriz de admitância tem a mesma forma.

Devido ao plano de simetria a transformação de Clarke [16,17] pode ser aplicada e as correntes nos condutores podem ser decompostas como mostradas na Fig. II.2, para cada componente :

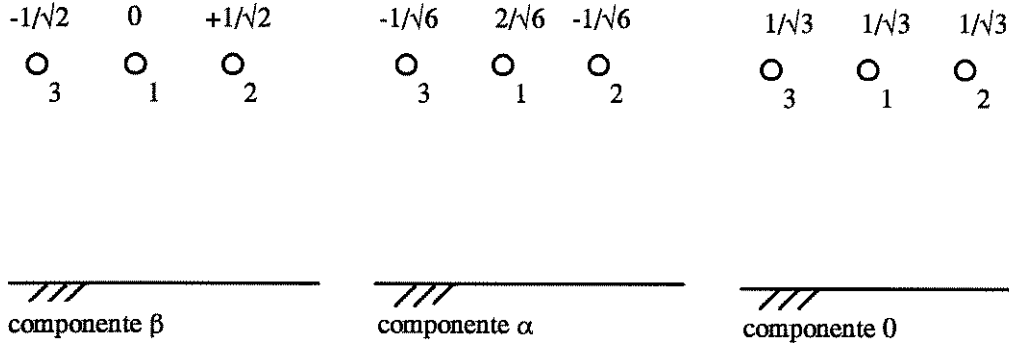


Figura II.2 - Corrente nos condutores, para os componentes de Clarke, na forma racionalizada

A matriz de transformação de Clarke e sua inversa são :

$$T_{Cl} = \begin{bmatrix} 2/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$T_{Cl}^{-1} = \begin{bmatrix} 2/\sqrt{6} & 0 & 1/\sqrt{3} \\ -1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{3} \\ -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Aplicando esta matriz para a corrente em fase temos a corrente em componentes de modo :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = T_{Cl} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

e

$$i_{abc} = T_{Cl}^{-1} \cdot i_{\alpha\beta 0} \quad (\text{II.7})$$

Usando estas equações em (II.1)

$$-\frac{\partial}{\partial x}(T_{Cl}^{-1} \cdot u_{\alpha\beta 0}) = Z \cdot T_{Cl}^{-1} \cdot i_{\alpha\beta 0} \quad (\text{II.8})$$

$$-\frac{\partial}{\partial x} u_{\alpha\beta 0} = T_{Cl} \cdot Z \cdot T_{Cl}^{-1} \cdot i_{\alpha\beta 0} \quad (\text{II.9})$$

que fazem

$$Z_{\alpha\beta 0} = T_{Cl} \cdot Z \cdot T_{Cl}^{-1} \quad (\text{II.10})$$

e a matriz de admitância resulta, em componentes de modo em :

$$Y_{\alpha\beta 0} = T_{Cl} \cdot Y \cdot T_{Cl}^{-1} \quad (\text{II.11})$$

Aplicando (II.10) em (II.3) temos :

$$Z_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} z_{\alpha} & 0 & z_{\alpha 0} \\ 0 & z_{\beta} & 0 \\ z_{0\alpha} & 0 & z_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

onde

$$z_{\alpha} = \frac{1}{3}(2A + B - 4D + F) \quad (\text{II.13})$$

$$z_{\beta} = B - F \quad (\text{II.14})$$

$$z_{\alpha 0} = z_{0\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{3}(A - B + D - F) \quad (\text{II.15})$$

$$z_0 = \frac{1}{3}(A + 2B + 4D + 2F) \quad (\text{II.16})$$

O componente β é um modo exato, o que pode ser verificado pelo fato de não haver acoplamento entre ele e os demais componentes. O mesmo não é verdadeiro para os componentes α e zero. No entanto, o termo mútuo ($z_{\alpha 0} = z_{0\alpha}$) é formado pela soma da diferença entre os termos próprios da matriz de impedância com a diferença entre os termos mútuos da matriz de impedância.

Para a linha não transposta os termos próprios da matriz de impedância são praticamente idênticos. Os termos mútuos da matriz de impedância, apesar de diferentes, são também semelhantes, e a diferença é pequena na faixa de frequência para estudos de transitórios. Portanto, o termo de acoplamento ($z_{\alpha 0}$) pode ser desprezado e os componentes α e zero podem ser tratados como modos, ou melhor, quase-modos, para linhas não transposta com a restrição do plano de simetria vertical. No próximo capítulo uma análise mais detalhada sobre a aproximação aceita ao desprezar o termo mútuo é apresentada.

Caso o plano de simetria vertical não exista a modelagem será ainda uma boa aproximação.

Se a linha for idealmente transposta, com trechos de transposição pequenos quando comparados a um quarto do comprimento de onda, então existirá somente um termo próprio e um único termo mútuo, o que resulta em nenhum acoplamento entre os componentes α e zero, que neste caso são modos exatos. Para a linha transposta idealmente existem somente dois modos distintos, α igual a β , e zero. Qualquer combinação linear dos modos α - β é também modo, como os componentes de sequência positiva e negativa [18].

A matriz de impedância é descrita por :

$$Z_f = \begin{bmatrix} Z_p & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_p & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_p \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

e

$$Z_p - \text{média dos termos próprios, } z_p = \frac{(A + 2B)}{3}$$

$$Z_m - \text{média dos termos mútuos, } z_m = \frac{(F + 2D)}{3}$$

$$Z_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} Z_p - Z_m & 0 & 0 \\ 0 & Z_p - Z_m & 0 \\ 0 & 0 & Z_p + 2Z_m \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

A equação referente ao quase-modo homopolar (II.16) pode ser reescrita da seguinte forma :

$$z_0 = \frac{(A + 2B)}{3} + 2 \cdot \frac{(F + 2D)}{3} \quad (\text{II.19})$$

ou

$$z_0 = z_p + 2z_m \quad (\text{II.20})$$

ou seja, a impedância do quase-modo de sequência zero (linha não transposta) é igual a impedância de sequência zero da linha transposta. Esta igualdade resulta da simplificação do modelo de utilizar Clarke como a matriz de transformação da linha.

A linha de transmissão pode, então, ser modelada através de cascata de circuitos π , um para cada modo. A dependência dos parâmetros longitudinais com a frequência pode ser sintetizada através de resistores e indutores série e paralelo, como mostra a Fig. II.3 [19]. O modelo utilizado para obtenção do circuito sintético é apresentado no Apêndice D.

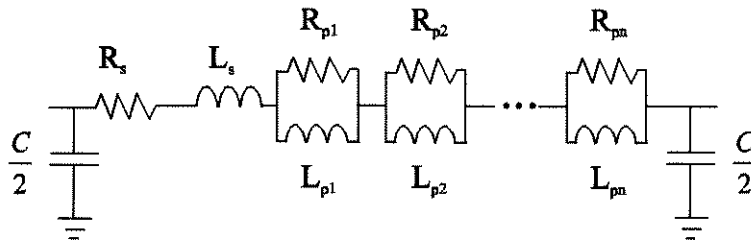


Figura II.3 - Circuito π para um modo

II.2.1 - Linha Trifásica com os Cabos Pára-Raios Representados

Pode-se utilizar a mesma metodologia de aplicar uma matriz real e única para desacoplar os cabos pára-raios dos condutores de fase numa linha trifásica simples. Suponha a linha de transmissão trifásica com os cabos pára-raios representados conforme o desenho da Fig. II.4.

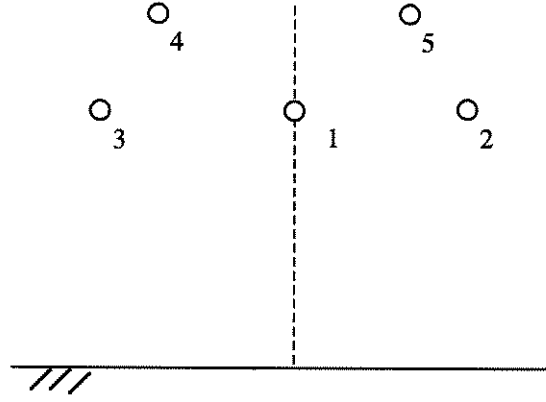


Figura II.4 - Representação esquemática da linha trifásica com os cabos pára-raios

Novamente existe um plano de simetria vertical. Os cabos pára-raios são representados explicitamente. Neste caso a matriz de transformação utilizada para desacoplar os condutores de fase dos cabos também é real e constante. Ela é descrita pela soma e diferença (média/antimédia) das correntes que fluem nos condutores. Tem-se então :

$$i_{m1} = i_1 \quad (\text{II.21})$$

$$i_{m2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_2 + i_3) \quad (\text{II.22})$$

$$i_{m3} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_4 + i_5) \quad (\text{II.23})$$

$$i_{a1} = 0 \quad (\text{II.24})$$

$$i_{a2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_2 - i_3) \quad (\text{II.25})$$

$$i_{a3} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_4 - i_5) \quad (\text{II.26})$$

A matriz de transformação T é :

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

e

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & -1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

A corrente em componente de modo e fase pode ser escrita como :

$$i_{ma} = T \cdot i \quad (\text{II.29})$$

$$i = T \cdot i_{ma} \quad (\text{II.30})$$

e

$$-\frac{\partial}{\partial x}(T^{-1} \cdot u_{ma}) = Z \cdot T^{-1} \cdot i_{ma} \quad (\text{II.31})$$

$$-\frac{\partial}{\partial x}(u_{ma}) = T \cdot Z \cdot T^{-1} \cdot i_{ma} \quad (\text{II.32})$$

$$Z_{ma} = T \cdot Z \cdot T^{-1} \quad (\text{II.33})$$

A matriz de impedância, para esta linha com plano de simetria vertical, é :

$$Z = \left[\begin{array}{ccc|cc} A & D & D & F & F \\ D & B & E & G & H \\ D & E & B & H & G \\ \hline F & G & H & C & I \\ F & H & G & I & C \end{array} \right] \quad (\text{II.34})$$

e

$$Z_{ma} = \left[\begin{array}{ccccc} A & \sqrt{2}D & \sqrt{2}F & 0 & 0 \\ \sqrt{2}D & B+E & G+H & 0 & 0 \\ \sqrt{2}F & G+H & C+I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B-E & G-H \\ 0 & 0 & 0 & G-H & C-I \end{array} \right] \quad (\text{II.35})$$

A matriz pode ser escrita como :

$$Z_{ma} = \left[\begin{array}{ccccc} A & D' & D'' & 0 & 0 \\ D' & B' & E' & 0 & 0 \\ D'' & E' & B'' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C' & I' \\ 0 & 0 & 0 & I' & C'' \end{array} \right] \quad (\text{II.36})$$

onde

$$\begin{bmatrix} B' & E' \\ E' & B'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & G \\ G & C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E & H \\ H & I \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

e

$$\begin{bmatrix} C' & I' \\ I' & C'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & G \\ G & C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E & H \\ H & I \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

A matriz de impedância completa da linha, com os cabos pára-raios explicitados é de ordem 5, tendo sido transformada em duas matrizes desacopladas, de ordem 3 (fase) e 2 (pára-raios), através de manipulação de matrizes. Não foi feita nenhuma simplificação e esta metodologia também pode ser implementada através da representação da matriz de transformação real por transformadores ideais, como mostrado para a linha trifásica simples.

II.2.2 - Modelando a Matriz de Transformação de uma Linha Trifásica Simples

O sistema elétrico representado num estudo de simulação transitória é geralmente descrito em componentes de fase, como no caso dos equivalentes da geração, dos disjuntores, dos pára-raios, das cargas e dos transformadores, dentre outros. Para utilizar o modelo de linha de transmissão, representada por componentes de modo, existirão elementos de fase e de modo ligados pela matriz de transformação, como mostra a Fig. II.5.

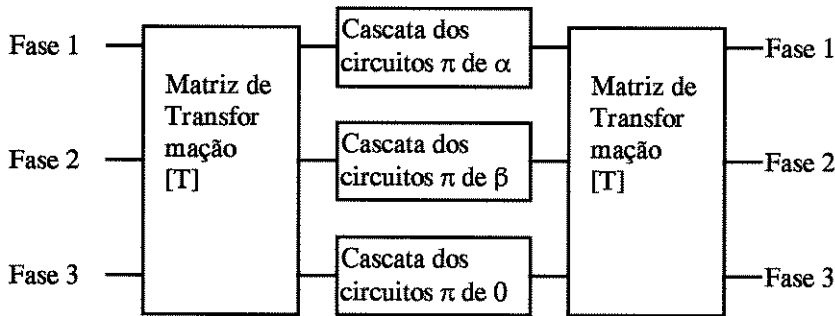


Figura II.5 - Representação esquemática do modelo de linha trifásica

A matriz de transformação usada no modelo é a de Clarke. Esta matriz é real, ou seja, todos os seus elementos são reais, como descrito anteriormente. Para modelá-la é utilizado um grupo de transformadores ideais. Eles são conectados de modo a reproduzir as relações entre as correntes e tensões de fase e modo, como apresentado na Fig. II.6. Como a matriz é composta somente por elementos reais, eles podem ser representados pelas relações de transformação e polaridade dos transformadores ideais.

A descrição mais detalhada da representação da matriz de Clarke através dos transformadores, assim como as equações que descrevem o modelo, encontram-se no Apêndice A.

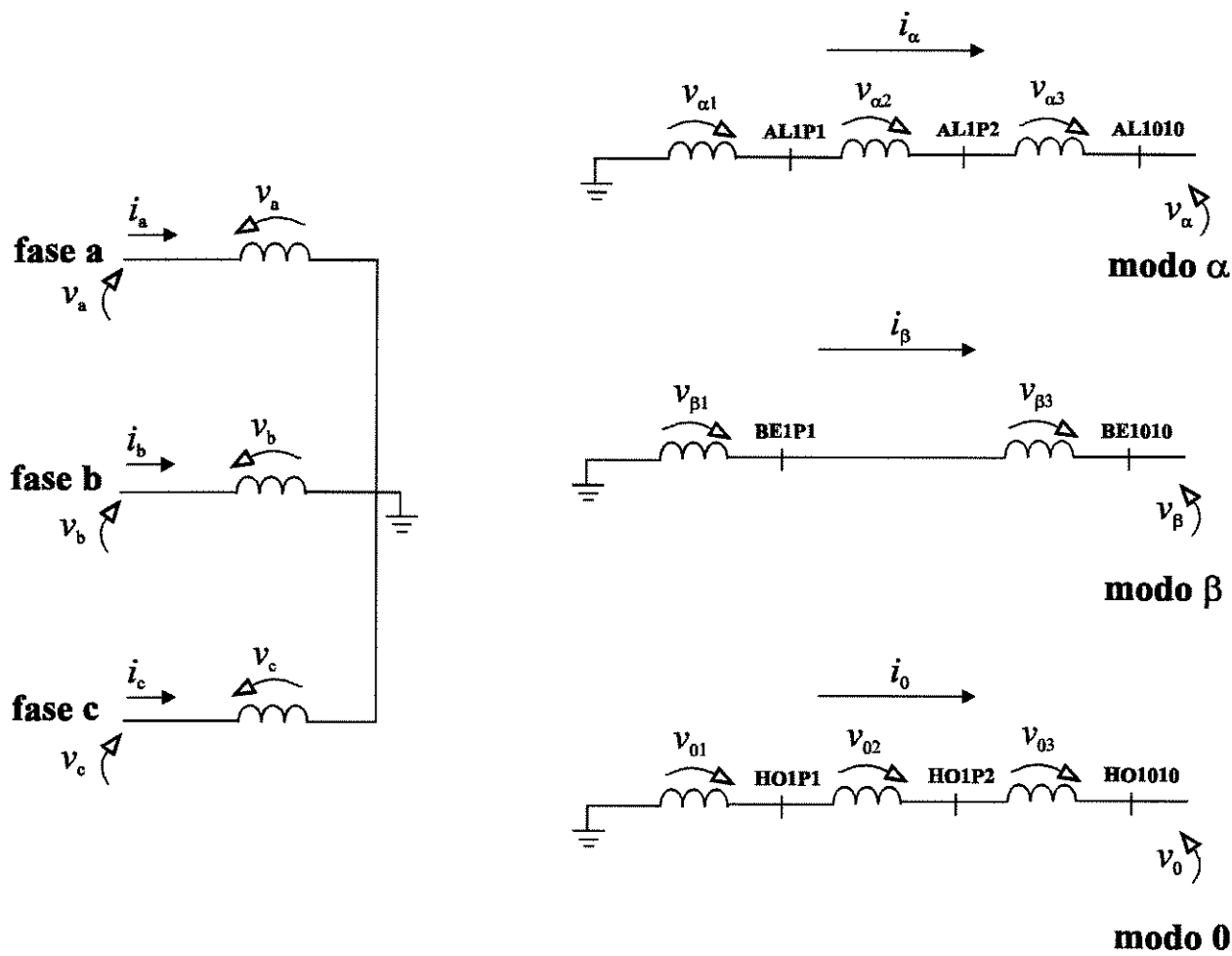


Figura II.6 - Diagrama fase a fase da matriz de transformação - um transformador por fase

II.3 - Modelo para Linha de Corrente Contínua

A linha de corrente contínua também pode ser representada através de modos exatos no programa de transitórios utilizando, sem simplificações no caso de uma linha com plano de simetria vertical, uma única matriz, real, para toda a faixa de frequência estudada.

Suponha a linha CC com os cabos pára-raios reduzidos, como mostrado na Fig. II.7.

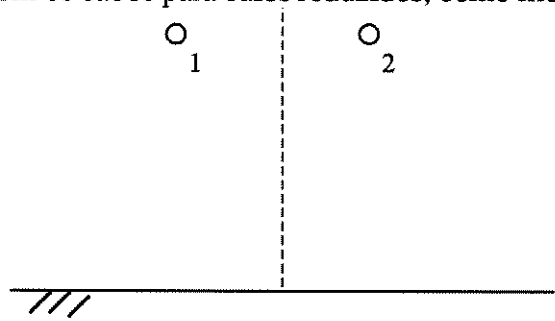


Figura II.7 - Representação esquemática da linha CC

As equações de onda da linha para tensão e corrente podem ser descritas por :

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = Z \cdot i$$

(II.39)

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = Y \cdot u \quad (\text{II.40})$$

A matriz de impedância, em componentes de fase pode ser descrita literalmente, para esta linha com plano de simetria vertical, por :

$$Z = \begin{bmatrix} A & D \\ D & A \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

A matriz de admitância tem a mesma forma.

Para a linha CC somente a transformação média/antimédia (m/a), formada pela soma e diferença, é necessária para diagonalizar a matriz de impedância. As correntes nos condutores podem ser decompostas como mostrado na Fig. II.8, para cada componente :

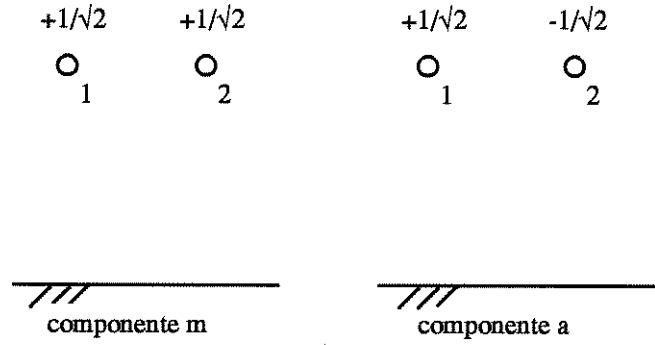


Figura II.8 - Corrente nos condutores, para os componentes média/antimédia, na forma racionalizada

As correntes em componentes m/a podem ser descritas por :

$$i_m = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_1 + i_2) \quad (\text{II.42})$$

$$i_a = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_1 - i_2) \quad (\text{II.43})$$

$$i_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_m + i_a) \quad (\text{II.44})$$

$$i_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_m - i_a) \quad (\text{II.45})$$

A matriz de transformação $T_{m/a}$ é :

$$\begin{bmatrix} i_m \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad T_{ma} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

e sua inversa, $T_{m/a}^{-1}$ é :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_m \\ i_a \end{bmatrix}, \quad T_{ma}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Usando estas equações em (II.36)

$$-\frac{\partial}{\partial x} (T_{ma}^{-1} \cdot u_{ma}) = Z \cdot T_{ma}^{-1} \cdot i_{ma} \quad (\text{II.48})$$

$$-\frac{\partial}{\partial x} u_{ma} = T_{ma} \cdot Z \cdot T_{ma}^{-1} \cdot i_{ma} \quad (\text{II.49})$$

que fazem

$$Z_{ma} = T_{ma} \cdot Z \cdot T_{ma}^{-1} \quad (\text{II.50})$$

e o mesmo para a matriz de admitância resulta em :

$$Y_{ma} = T_{ma} \cdot Y \cdot T_{ma}^{-1} \quad (\text{II.51})$$

Aplicando (II.46 e 47) em (II.50) temos :

$$Z_{ma} = \begin{bmatrix} A + D & 0 \\ 0 & A - D \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

A impedância no domínio m/a é :

$$z_m = A + D \quad (\text{II.53})$$

$$z_a = A - D \quad (\text{II.54})$$

Note que as matrizes de impedância/admitância são diagonais. É possível representar os parâmetros elétricos no domínio do modo incluindo a dependência com a frequência dos parâmetros longitudinais, como mostrado para a linha trifásica. Nenhuma simplificação foi realizada neste desenvolvimento.

II.3.1 - Linha de Corrente Contínua com os Cabos Pára-Raios Representados

Na Fig. II.9 é apresentado o esquema de torre da linha de corrente contínua com os seus cabos pára-raios. Neste caso, as matrizes de admitância e impedância cheias, 4 x 4, podem ser transformada em duas matrizes desacopladas 2 x 2 no domínio média/anti-média, como mostrado.

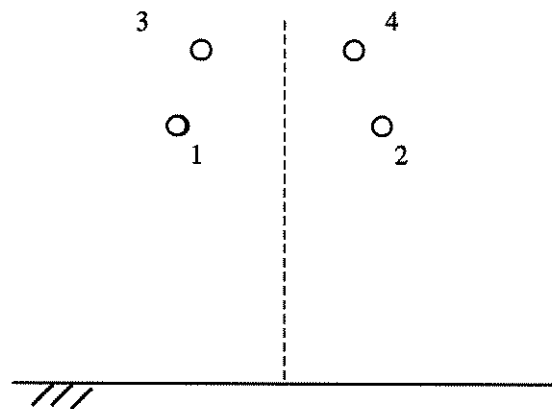


Figura II.9 - Representação esquemática de uma linha CC com os seus cabos pára-raios

Novamente existe um plano de simetria vertical. Os cabos pára-raios são representados explicitamente. Neste caso a matriz de transformação utilizada para desacoplar os condutores de fase dos cabos também é real e constante. Ela é descrita pela soma e diferença (média/antimédia) das correntes que fluem nos condutores. Tem-se então :

As novas correntes nos modos m/a são :

$$i_{m1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_1 + i_2) \quad (\text{II.55})$$

$$i_{m2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_3 + i_4) \quad (\text{II.56})$$

$$i_{a1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_1 - i_2) \quad (\text{II.57})$$

$$i_{a2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_3 - i_4) \quad (\text{II.58})$$

A matriz de admitância em componentes de fase é :

$$Z = \begin{bmatrix} A & D & F & G \\ D & A & G & F \\ F & G & C & H \\ G & F & H & C \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

e no domínio dos modos m/a é :

$$Z_{ma} = \begin{bmatrix} A' & D' & 0 & 0 \\ D' & B' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C' & H' \\ 0 & 0 & H' & E' \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

onde :

$$\begin{bmatrix} A' & D' \\ D' & B' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & F \\ F & C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D & G \\ G & H \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

e

$$\begin{bmatrix} C' & H' \\ H' & E' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & F \\ F & C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} D & G \\ G & H \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

A matriz de transformação T, é

$$\begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{a1} \\ i_{a2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

e a sua inversa, T^{-1} , é

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{a1} \\ i_{a2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

A matriz de impedância completa da linha de corrente contínua, com os cabos pára-raios explicitados é de ordem 4, tendo sido transformada em duas matrizes desacopladas de ordem 2, fase e pára-raios, através de manipulação de matrizes. Não foi feita nenhuma simplificação e esta metodologia também pode ser implementada através da representação da matriz de transformação real por transformadores ideais, como mostrado para a linha trifásica simples.

II.3.2 - Modelando a Matriz de Transformação de uma linha de Corrente Contínua

Novamente existem elementos de fase e modo no circuito elétrico. A ligação entre o domínio das fase e dos modos é feito pela matriz de transformação representada pelos transformadores ideais (Fig. II.10). A rede é simulada no domínio de fase, representando da maneira usual os pára-raios, disjuntores, fontes, dentre outros, enquanto a linha de transmissão é representada no domínio dos modos, com a cascata de circuitos π para cada modo. Os modos são desacoplados e pode-se sintetizar a dependência com a frequência através de resistores e indutores série e paralelo, como mostrado na Fig. II.3.

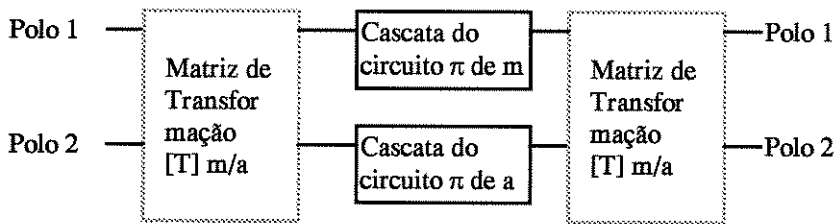


Figura II.10 - Representação esquemática do modelo de linha CC

A matriz de transformação é composta por transformadores ideais que reproduzem a relação entre as correntes e tensões de fase e modo, como apresentado na Fig. II.11.

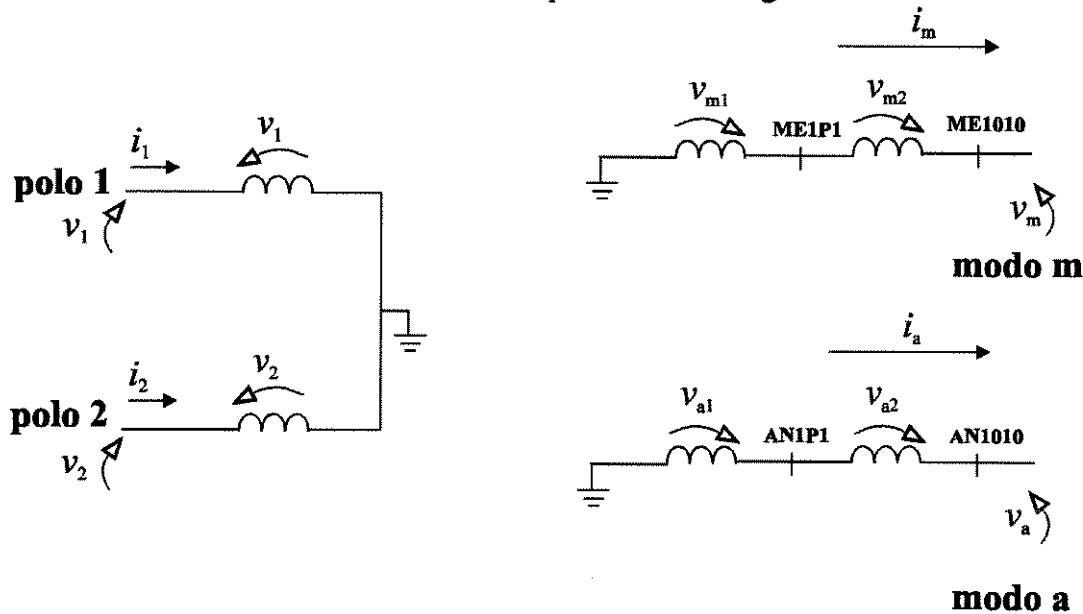


Figura II.11 - Diagrama fase a fase da matriz de transformação m/a

II.4 - Modelo para Linha Trifásica Dupla

Na Fig. II.12 é apresentada a representação esquemática de uma linha de transmissão trifásica dupla, com os seus cabos pára-raios. Uma linha é formada pelos condutores 2 3 4 e a outra pelos condutores 1 6 5. Novamente o modelo é aplicado a uma linha com plano de simetria vertical.

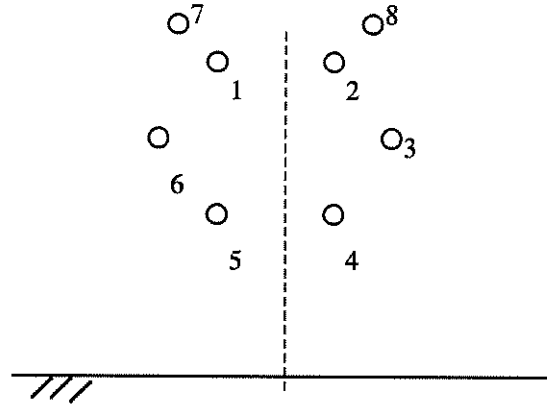


Figura II.12 - Representação esquemática de uma linha de transmissão trifásica dupla

Se existir este plano de simetria é possível aplicar a transformação média/antimédia na linha e obteremos duas novas “linhas” desacopladas, como mostrado a seguir. Nesta etapa os cabos pára-raios são considerados implicitamente.

$$i_{m1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_1 + i_2) \quad (\text{II.65})$$

$$i_{m2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_3 + i_6) \quad (\text{II.66})$$

$$i_{m3} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_5 + i_4) \quad (\text{II.67})$$

$$i_{a1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_1 - i_2) \quad (\text{II.68})$$

$$i_{a2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_3 - i_6) \quad (\text{II.69})$$

$$i_{a3} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_5 - i_4) \quad (\text{II.70})$$

Note que as novas correntes são formadas pela soma e diferença das correntes nos condutores opostos. A matriz de impedância, em componentes de fase para a linha não transposta, pode ser descrita como :

$$Z = \begin{bmatrix} A & D & E & C & G & H \\ D & A & H & G & C & E \\ E & H & B & J & L & M \\ C & G & J & I & N & L \\ G & C & L & N & I & J \\ H & E & M & L & J & B \end{bmatrix} \quad (\text{II.71})$$

A matriz de transformação m/a para fase é :

$$T = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.72})$$

e

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.73})$$

Aplicando a matriz de transformação m/a na matriz de impedância temos em componentes m/a :

$$Z_{ma} = \begin{bmatrix} Z_m & [0] \\ [0] & Z_a \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

onde

$$Z_m = \begin{bmatrix} A+D & E+H & G+C \\ E+H & B+M & L+J \\ G+C & L+J & I+N \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$

$$Z_a = \begin{bmatrix} A-D & E-H & G-C \\ E-H & B-M & L-J \\ G-C & L-J & I-N \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

A linha de transmissão trifásica dupla foi separada em duas linhas trifásicas desacopladas, a linha “média” e a linha “antimédia” [20]. Note que até agora não foi feita nenhuma aproximação. Qualquer programa de sistema de potência poderia representar a linha dupla (matriz de ordem 6) por duas linhas trifásicas desacopladas, somente representando a transformação média/antimédia através de transformadores ideais que irão somar e fazer diferença das correntes e tensões.

Num caso teórico, se a linha fosse completamente transposta, de modo que só existisse um termo próprio (A) e um termo mútuo (D), a transformação m/a resultaria em :

$$Z_m = \begin{bmatrix} A+D & 2D & 2D \\ 2D & A+D & 2D \\ 2D & 2D & A+D \end{bmatrix} \quad (\text{II.77})$$

$$Z_a = \begin{bmatrix} A-D & 0 & 0 \\ 0 & A-D & 0 \\ 0 & 0 & A-D \end{bmatrix} \quad (\text{II.78})$$

Para a “linha” antimédia não haveria necessidade de aplicar outra transformação, enquanto para a “linha” média a transformação de Clarke poderia ser aplicada para obter os modos exatos, como mostrado a seguir :

$$Zm_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} A-D & 0 & 0 \\ 0 & A-D & 0 \\ 0 & 0 & A+5D \end{bmatrix} \quad (II.79)$$

Observe que para a linha completamente transposta a transformação seria exata, obtendo-se os modos exatos da linha, uma vez que não haveria acoplamento.

Se for analisado agora uma transposição real, se a linha dupla for transposta de modo que cada circuito seja idealmente transposto, mas exista uma mútua entre os circuitos, então a transformação de Clarke pode ser aplicada aos componentes m/a. A matriz de impedância em componentes de fase é :

$$Z = \begin{bmatrix} A & D & D & D & H & H \\ D & A & H & H & D & D \\ D & H & A & H & D & D \\ D & H & H & A & D & D \\ H & D & D & D & A & H \\ H & D & D & D & H & A \end{bmatrix} \quad (II.80)$$

Aplicando ambas transformações, m/a e Clarke, as novas matrizes de impedâncias são :

$$Zm_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} A-H & 0 & 0 \\ 0 & A-H & 0 \\ 0 & 0 & A+3D+2H \end{bmatrix} \quad (II.81)$$

$$Za_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \frac{3A-8D+5H}{3} & 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3}(D-H) \\ 0 & A-H & 0 \\ \frac{2\sqrt{2}}{3}(D-H) & 0 & \frac{3A-D-2H}{3} \end{bmatrix} \quad (II.82)$$

Para a “linha” média os modos são exatos, enquanto que para a “linha” antimédia existe um termo mútuo entre os componentes “ α ” e “0”, indicando a existência de quase-modos, como no caso da linha trifásica não transposta.

A representação da matriz de transformação completa (m/a e Clarke) é modelada através de transformadores ideais, como apresentado para a linha trifásica e contínua.

II.5 - Modelo para Linha Hexafásica [21]

Na Fig. II.13 é apresentada a representação esquemática de uma linha de transmissão hexafásica, com os seus cabos pára-raios. Novamente existe um plano de simetria vertical.

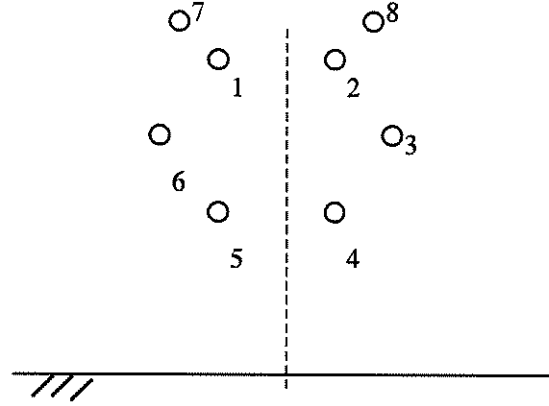


Figura II.13 - Representação esquemática de uma linha de transmissão hexafásica

Se existir este plano de simetria é possível aplicar a transformação média/antimédia na linha e obter duas novas “linhas” desacopladas, como mostrado a seguir. Os cabos pára-raios foram considerados implicitamente.

$$i_{m1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_1 + i_2) \quad (\text{II.83})$$

$$i_{m2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_3 + i_6) \quad (\text{II.84})$$

$$i_{m3} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_5 + i_4) \quad (\text{II.85})$$

$$i_{a1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_1 - i_2) \quad (\text{II.86})$$

$$i_{a2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_3 - i_6) \quad (\text{II.87})$$

$$i_{a3} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_5 - i_4) \quad (\text{II.88})$$

Note que as novas correntes são formadas pela soma e diferença das correntes nos condutores opostos. A matriz de impedância, em componentes de fase para a linha não transposta, pode ser descrita como :

$$Z = \begin{bmatrix} A & D & E & C & G & H \\ D & A & H & G & C & E \\ E & H & B & J & L & M \\ C & G & J & I & N & L \\ G & C & L & N & I & J \\ H & E & M & L & J & B \end{bmatrix} \quad (\text{II.89})$$

A matriz de transformação m/a para fase é :

$$T = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.90})$$

e

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.91})$$

Aplicando a matriz de transformação m/a na matriz de impedância temos em componentes m/a :

$$Z_{ma} = \begin{bmatrix} Z_m & [0] \\ [0] & Z_a \end{bmatrix} \quad (\text{II.92})$$

onde

$$Z_m = \begin{bmatrix} A + D & E + H & G + C \\ E + H & B + M & L + J \\ G + C & L + J & I + N \end{bmatrix} \quad (\text{II.93})$$

$$Z_a = \begin{bmatrix} A - D & E - H & G - C \\ E - H & B - M & L - J \\ G - C & L - J & I - N \end{bmatrix} \quad (\text{II.94})$$

A linha de transmissão hexafásica foi separada em duas linhas trifásicas desacopladas, a linha “média” e a linha “antimédia”. Note que até agora não foi feita nenhuma aproximação. Qualquer programa de sistema de potência poderia representar a linha hexafásica (matriz de ordem 6) por duas linhas trifásicas desacopladas, somente representando a transformação média/antimédia através de transformadores ideais que irão somar e fazer diferença das correntes e tensões, como apresentado anteriormente.

Se a linha hexafásica for transposta idealmente, lembrando que a transposição de uma linha hexafásica é por rotação, uma vez que os condutores devem manter sempre a mesma posição relativa, a matriz de impedância em componentes de fase apresenta a forma [20, 22] :

$$Z_f = \begin{bmatrix} Z_p & Z_{m1} & Z_{m2} & Z_{m3} & Z_{m2} & Z_{m1} \\ Z_{m1} & Z_p & Z_{m1} & Z_{m2} & Z_{m3} & Z_{m2} \\ Z_{m2} & Z_{m1} & Z_p & Z_{m1} & Z_{m2} & Z_{m3} \\ Z_{m3} & Z_{m2} & Z_{m1} & Z_p & Z_{m1} & Z_{m2} \\ Z_{m2} & Z_{m3} & Z_{m2} & Z_{m1} & Z_p & Z_{m1} \\ Z_{m1} & Z_{m2} & Z_{m3} & Z_{m2} & Z_{m1} & Z_p \end{bmatrix} \quad (\text{II.95})$$

onde

Z_p - impedância própria

Z_{m1} - impedância das fases adjacentes

Z_{m2} - impedância das fases alternadas

Z_{m3} - impedância das fases opostas

Aplicando-se a matriz de transformação m/a e a seguir a transformação de Clarke temos :

$$Z_{m\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} z_{m\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & z_{m\beta} & 0 \\ 0 & 0 & z_{m0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.96})$$

e

$$Z_{a\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} z_{a\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & z_{a\beta} & 0 \\ 0 & 0 & z_{a0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.97})$$

onde

$$Z_{m\alpha} = Z_{a\beta} = Z_p - Z_{m1} - Z_{m2} + Z_{m3} \quad (\text{II.98})$$

$$Z_{m\beta} = Z_{a\alpha} = Z_p + Z_{m1} - Z_{m2} - Z_{m3} \quad (\text{II.99})$$

$$Z_{m0} = Z_p + 2Z_{m1} + 2Z_{m2} + Z_{m3} \quad (\text{II.100})$$

$$Z_{a0} = Z_p - 2Z_{m1} + 2Z_{m2} - Z_{m3} \quad (\text{II.101})$$

Observe que existem dois pares de modos iguais, mas cada modo pertence a uma “linha”, o que facilita a sua determinação. Qualquer combinação linear dos modos também resulta num modo, como por exemplo [21] :

- as coordenadas hexafásicas diretas e inversa são modos exatos, correspondendo aos modos $a\alpha$ e $m\beta$.
- as coordenadas trifásicas duplas diretas e inversas também são modos exatos, correspondendo aos modos $m\alpha$ e $a\beta$.

Como somente matrizes de transformação reais foram utilizadas, a linha pode ser representada através de transformadores ideais. Teremos elementos em componente de fase e a linha de transmissão em componentes de modo, com uma representação bastante precisa da dependência com a frequência. Na Fig. II.14 é apresentado um esquema de como ficaria a representação da matriz de transformação para a linha hexafásica.

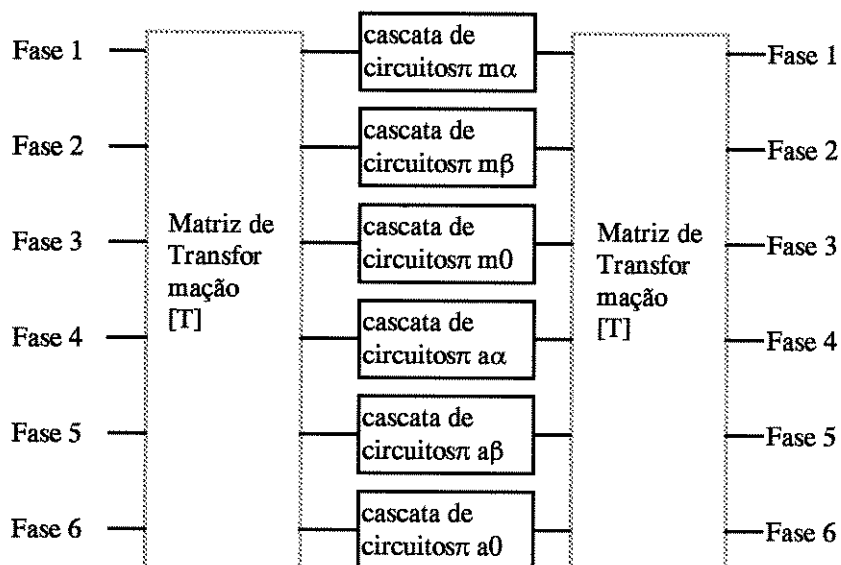


Figura II.14 - Representação esquemática do modelo de linha hexafásica

A matriz de transformação é composta por transformadores ideais que reproduzem a relação entre as correntes de fase e modo, como apresentado na Fig. II.15.

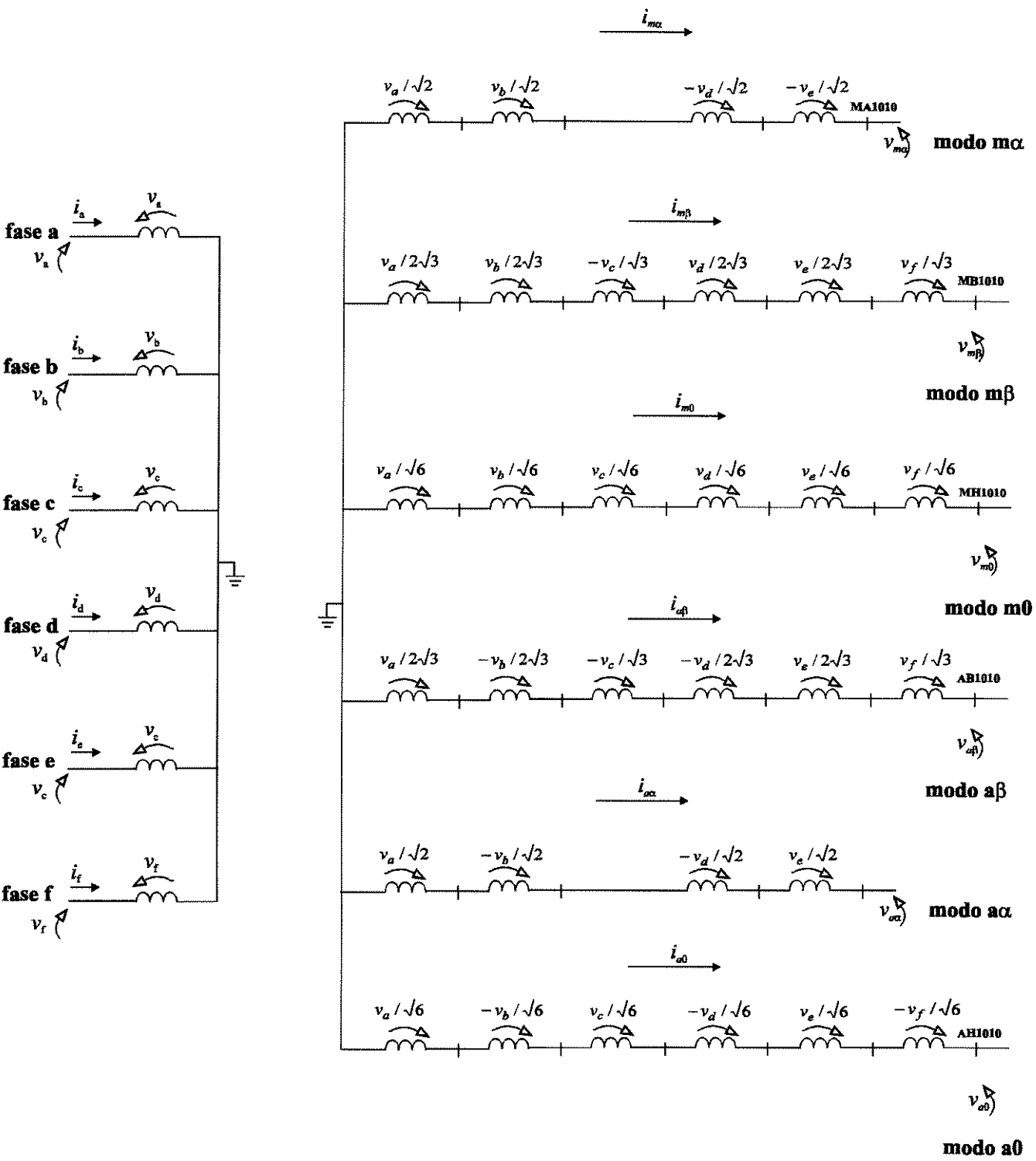


Figura II.15 - Diagrama fase a fase das matrizes de transformação m/a e Clarke

III. Aplicação Do Modelo Utilizando Matriz De Clarke

III.1 - Introdução

No capítulo anterior foi definido o modelo dos quase-modos, onde somente matrizes reais são aplicadas às linhas para representá-las no domínio dos modos. Este modelo é exato para linhas transpostas e implica numa aproximação pequena para linhas com um plano de simetria vertical.

O modelo foi aplicado a uma linha de transmissão de 440 kV trifásica simples típica da CESP.

III.2 - Definição da linha estudada

A linha de transmissão estudada foi uma linha típica da CESP de 440 kV apresentada na Fig. III.1.

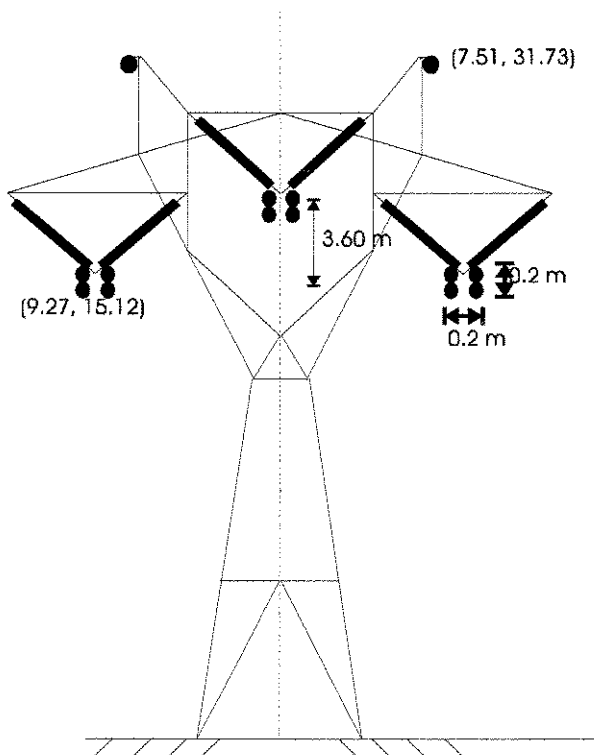


Figura III.1 - Silhueta da torre estudada - linha trifásica simples

Esta linha corresponde ao trecho de Araraquara - Baurú; Jupiá - Ilha Solteira. Seus dados são :

- tensão base de 440 kV
- condutor de fase : cabo Grosbeak
 - * raio externo : 12,57 mm
 - * raio interno : 4,635 mm
 - * resistência CC : 0,089898 Ω/km
- cabos pára-raios : EHS 3/8"
 - * raio externo : 4,572 mm
 - * resistência CC : 4,188 Ω/km

- resistividade do solo : 1000 $\Omega.m$
- comprimento da linha : 400 km
- flecha a meio vão
 - * fase : 13,43 m
 - * pára-raios : 6,4 m
- permissividade do cabos pára-raios : 70

III.3 - Cálculo dos Parâmetros Elétricos

Os parâmetros da linha foram calculados utilizando as formulações completas de Carson apresentadas no Apêndice B. Foram obtidas, então as matrizes de impedância longitudinais e transversais para a linha em componentes de fase. As matrizes de impedância longitudinal foram calculadas na faixa de 10 Hz a 1 MHz para se poder analisar o seu comportamento com a frequência.

Uma vez obtidas as matrizes de impedância pode-se representar a linha como transposta ou não transposta. No primeiro caso, linha transposta, supõe-se que a linha seja transposta em trechos pequenos quando comparados a um quarto do seu comprimento de onda. Com isto a matriz de impedância pode ser representada por um único termo próprio (média dos termos diagonais da matriz original) e um único termo mútuo (média dos termos fora da diagonal). A transformação da matriz de componentes de fase em componentes de modo através da aplicação da matriz de Clarke é uma transformação exata, não implicando em nenhuma simplificação.

Para a linha não transposta, no entanto, como visto, existe uma simplificação, uma vez que a matriz de Clarke não diagonaliza a matriz de impedância (e admitância) original. A matriz de Clarke separa a matriz de modos em dois grupos : o modo exato (beta) e dois quase-modos (“alfa” e “zero”), uma vez que após a sua aplicação ainda existem termos mútuos ($Z_{\alpha 0} = Z_{0\alpha}$) que são desprezados.

Nas Figs. III.2 e III.3 são apresentados os gráficos da resistência e indutância no domínio da frequência para as linhas transposta e não transposta.

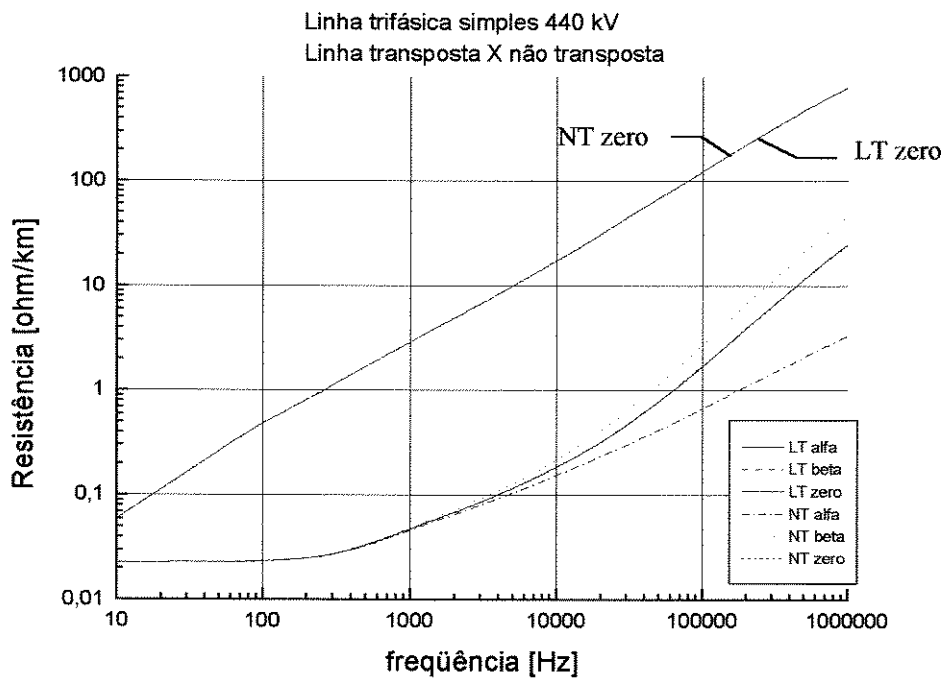


Figura III.2 - Resistência da linha transposta X não transposta

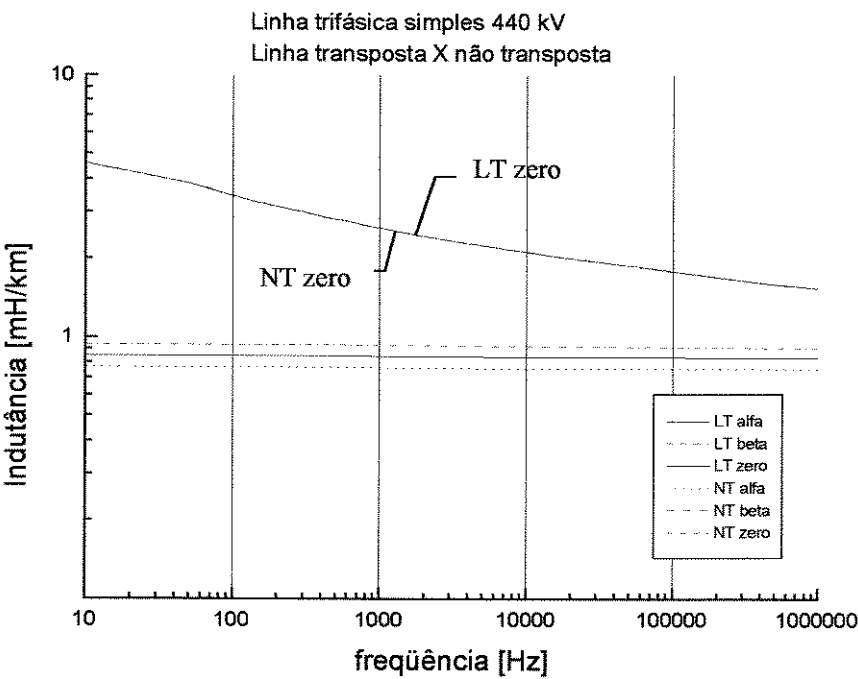


Figura III.3 - Indutância da linha transposta X não transposta

Como foi explicado, a impedância de seqüência zero é igual para as duas linhas, o que consiste numa simplificação do modelo. Já a impedância da linha transposta, $\alpha = \beta$, tem um valor intermediário em relação às impedâncias α e β da linha não transposta para a faixa de freqüência até 10 kHz, que corresponde a faixa de interesse para fenômenos transitórios para qual o modelo é aplicável.

III.4 - Análise da Matriz de Impedância da Linha Não Transposta [12]

Para se poder avaliar a simplificação inerente do modelo, foram efetuados alguns cálculos para a linha não transposta, variando a resistividade do solo. Foram utilizados os seguintes valores :

- $\rho = 10 \, \Omega.m$
- $\rho = 100 \, \Omega.m$
- $\rho = 1000 \, \Omega.m$

Pretendeu-se observar a influência do efeito do solo nas simplificações do modelo. Foram calculadas as impedâncias da linha obtidas aplicando-se a matriz de transformação de Clarke (quase-modos) e as impedâncias exatas da linha não transposta, obtidas através dos autovetores da linha que foram calculados para cada valor de frequência.

Nas Figs. III.4 a III.12 são apresentados a resistência, a indutância e o módulo da impedância em quase-modos e modos exatos e do termo mútuo. Nos gráficos a resistência do termo mútuo $R_{\alpha 0}$ é apresentada em módulo, por ficar negativa após o ponto de inflexão.

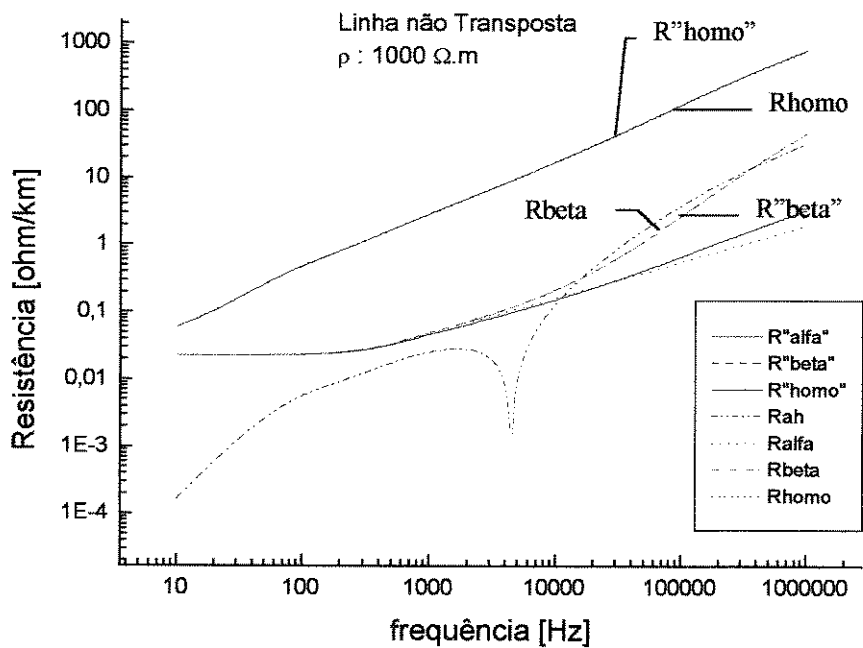


Figura III.4 - Resistência da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 1000 \, \Omega.m$

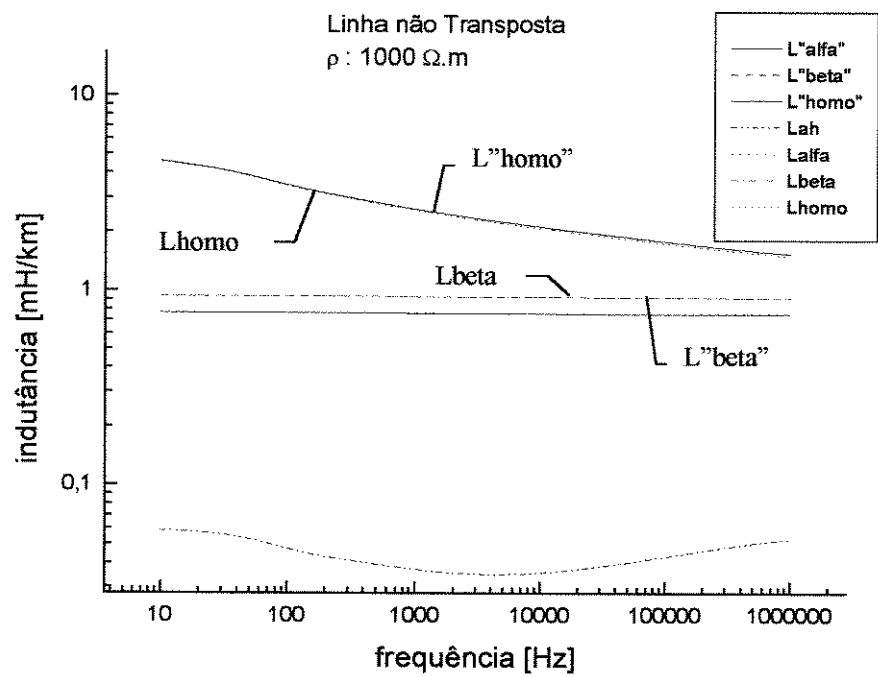


Figura III.5 - Indutância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 1000 \Omega.m$

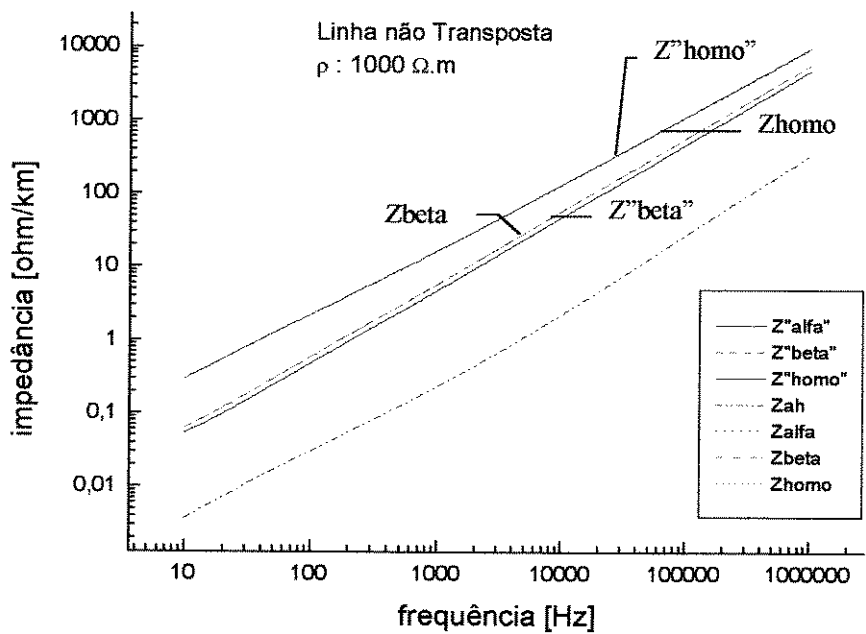


Figura III.6 - Módulo da impedância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 1000 \Omega.m$

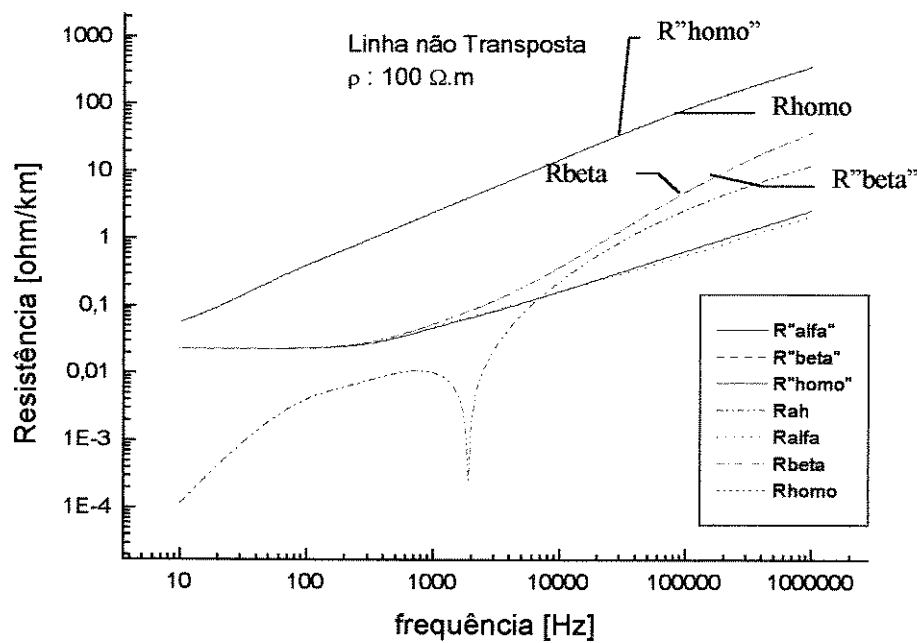


Figura III.7 - Resistência da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 100 \Omega.m$

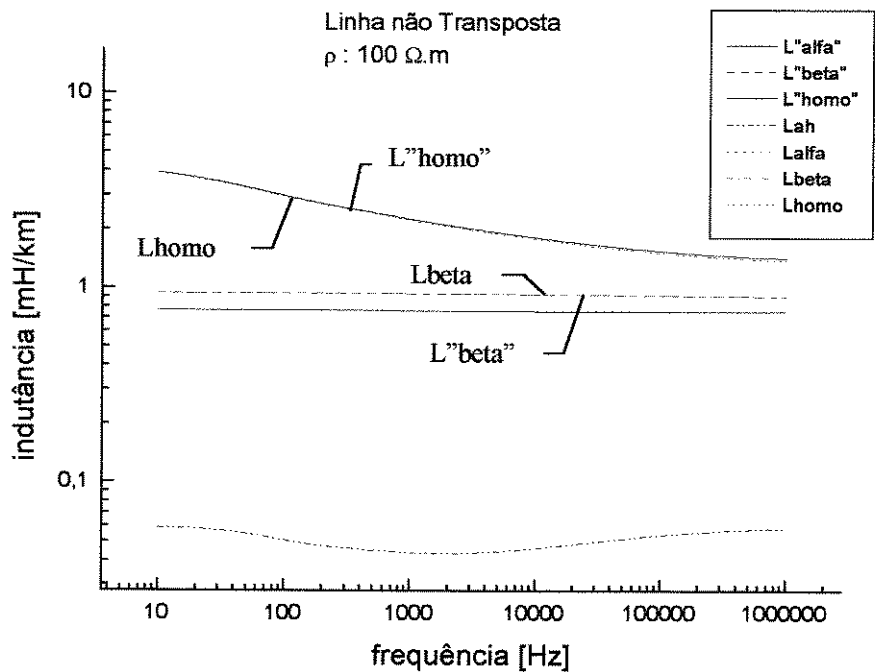


Figura III.8 - Indutância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 100 \Omega.m$

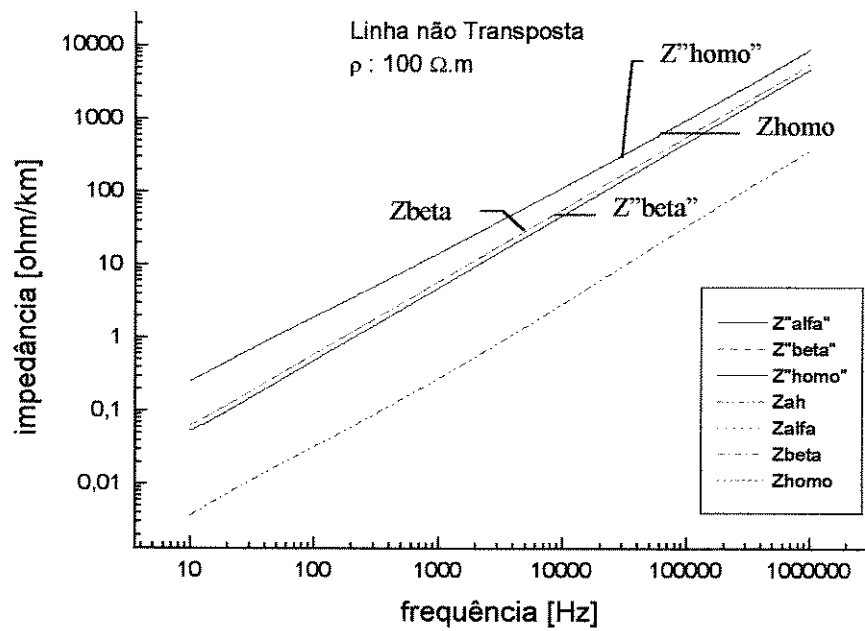


Figura III.9 - Módulo da impedância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 100 \Omega.m$

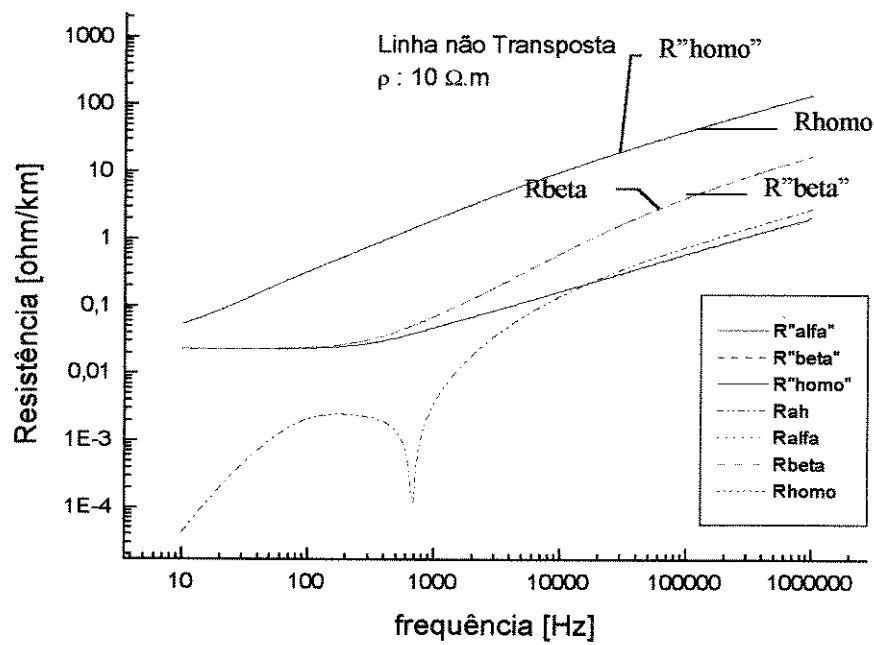


Figura III.10 - Resistência da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 10 \Omega.m$

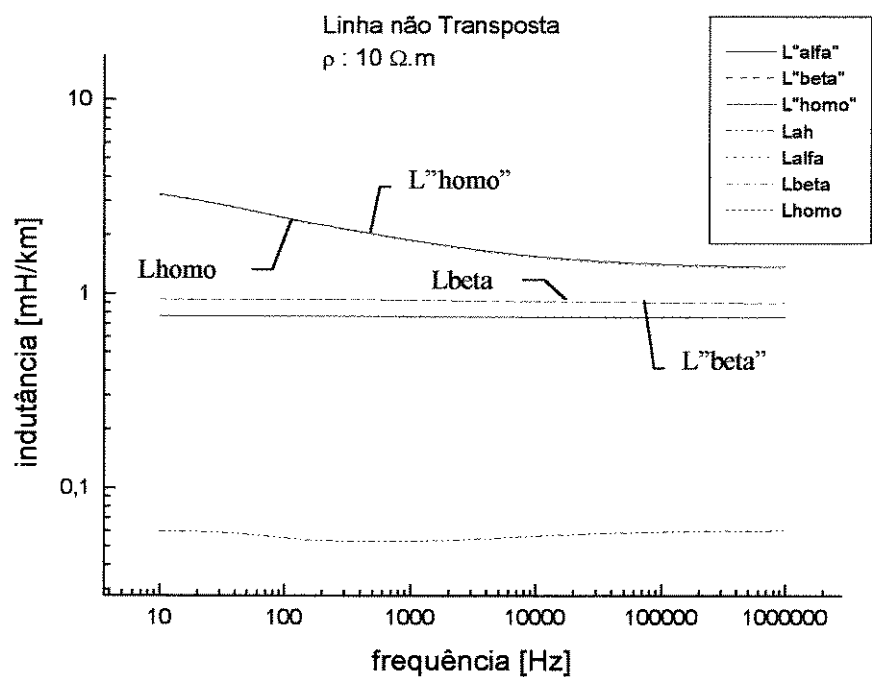


Figura III.11 - Indutância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 10 \Omega.m$

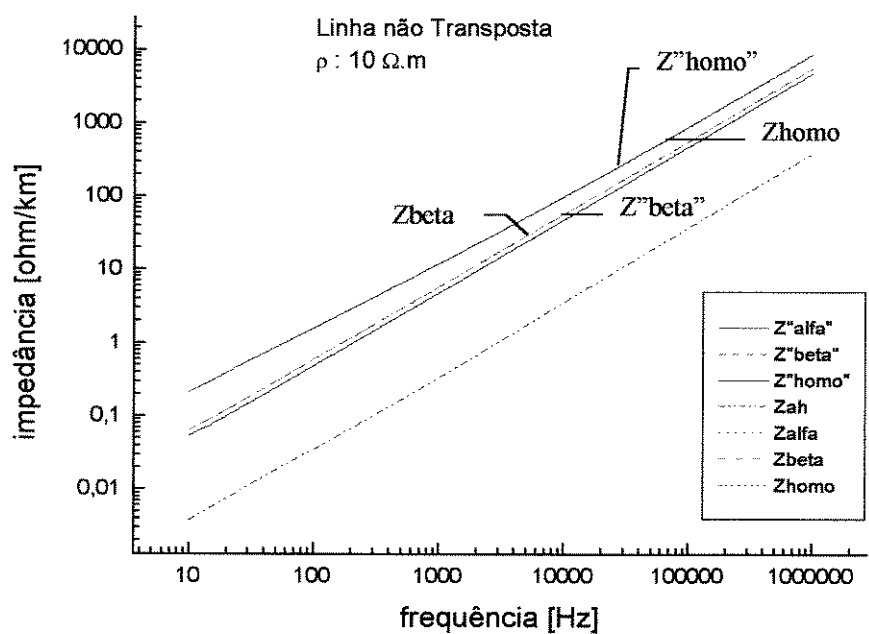


Figura III.12 - Módulo da impedância da linha não transposta - Quase-modos x Exato - $\rho : 10 \Omega.m$

Analisando-se os gráficos pode-se afirmar que :

- O erro de se trabalhar com o quase-modo homopolar no lugar do modo homopolar exato é desprezável. A diferença entre eles não pode ser detectada num gráfico. Na Tab. III.1 são apresentados os valores dos quase-modos e modo exato para o modo homopolar no caso com $\rho : 1000 \Omega.m$.

Tabela III.1 - Resistência e Indutância do quase-modo homopolar X modo exato

freq (Hz)	$R_{\text{quasi}} [\Omega/\text{km}]$	$L_{\text{quasi}} [\text{mH}/\text{km}]$	$ Z _{\text{quasi}} [\Omega/\text{km}]$	$R_{\text{exato}} [\Omega/\text{km}]$	$L_{\text{exato}} [\text{mH}/\text{km}]$	$ Z _{\text{exato}} [\Omega/\text{km}]$
10	0,0590147	4,54186	0,291411	0,0593091	4,57910	0,293762
60	0,308164	3,72031	1,44182	0,310884	3,75149	1,45394
602	1,92639	2,73091	10,5171	1,95164	2,76101	10,6338
1000	2,85414	2,57569	16,4333	2,89437	2,60625	16,6293
6025	11,3764	2,16390	82,7112	11,5617	2,19715	83,9837
10.000	17,10450	2,07573	131,538	17,3817	2,10971	133,692
60.256	79,29846	1,81088	690,170	80,4088	1,84632	703,627
100 k	123,282	1,74486	1103,24	124,913	1,78036	1125,58
602 k	538,860	1,54527	5875,16	544,914	1,57987	6006,17
1.0 M	784,070	1,50186	9468,99	792,649	1,53599	9683,46

- O modo beta calculado pelo quase-modo é idêntico ao obtido pelo autovetor exato da linha.

• O quase-modo alfa é próximo do modo alfa, sendo que a partir de uma frequência que varia com a resistividade do solo, surge uma pequena diferença na resistência. Esta diferença varia com ρ , sendo tanto menor quanto menor a resistividade do solo.

- Para $\rho = 1000 \Omega.m$ o erro começa a aparecer acima de 10 kHz, sendo maior acima de 100 kHz, alcançando 30 % em 1 MHz.

- Para $\rho = 100 \Omega.m$ existe um erro pequeno acima de 10 kHz.

- Para $\rho = 10 \Omega.m$ não é possível identificar as diferenças entre o quase-modo e o modo exato.

• A indutância do quase-modo alfa e, por conseguinte, o módulo da impedância são praticamente coincidentes, para todos a faixa da resistividade analisada.

• O termo mútuo também é influenciado pela resistividade do solo e é tão mais próximo dos modos alfa e beta quanto maior a resistividade do solo. Pode-se observar que :

- a resistência do termo mútuo aproxima-se dos modos alfa e beta até uma frequência onde este termo torna-se negativo.

- Para $\rho = 1000 \Omega.m$ o módulo da resistência fica da ordem de grandeza do modo β .

- Para $\rho = 100 \Omega.m$ o módulo do termo mútuo fica próximo de β , porém com valores entre α e β .

- Para $\rho = 10 \Omega.m$ a resistência está duas ordens de grandeza abaixo dos demais modos, na sua parte positiva, enquanto que ao mudar de sinal seu módulo aproxima-se do modo α exato. Isto pode ser explicado pelo fato de o efeito terra para esta resistividade ser menor, o que resultaria numa pequena influência da mútua homopolar no termo α .

- a indutância do termo mútuo é uma ordem de grandeza menor do que os modos, sendo, portanto, desprezível. O mesmo ocorre para com o módulo da impedância.

- A frequência de inflexão do termo mútuo reduz com a resistividade do solo.

- Tanto a indutância quanto o módulo da impedância separam claramente os quase-modos do termo mútuo, indicando que a simplificação de desprezar este termo é aceitável.

- Para estudos de manobra, cujas frequências máximas situam-se na faixa de 10 kHz, a transformação de Clarke apresenta resultados “exatos”.

- Para estudos de largo espectro, com predominância das altas frequências, é preciso fazer uma alteração na matriz de transformação. Em princípio a alternativa das assíntotas deve ser satisfatória, que corresponderia a utilizar uma matriz baseada em Clarke, com uma pequena alteração.

- O ponto de inflexão dos modelos, quando a assíntota passa a $\sqrt{\omega}$, varia com a resistividade do solo, sendo :

- para $\rho = 1000 \Omega.m$: 1 MHz

- para $\rho = 10 \Omega.m$: 100 kHz (isto não implica que o erro de α vai ser significativo para frequências menores porque também o efeito terra passa a ser menor)

III.5 - Avaliação da Imprecisão de Desprezar o Termo Mútuo [12]

A utilização da matriz de Clarke como a matriz de transformação da linha de transmissão não transposta com um plano de simetria vertical tem uma aproximação básica que consiste em desprezar o termo mútuo entre os componentes α e 0, passando a tratar os componentes como quase-modos.

Na Equação (III.1) apresenta-se o termo mútuo

$$z_{\alpha 0} = z_{0\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{3}((A - B) + (D - F)) \quad (\text{III.1})$$

onde a matriz de impedância em componentes de fase é :

$$Z_f = \begin{bmatrix} A & D & D \\ D & B & F \\ D & F & B \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

A seguir é mostrado que para linhas não transposta :

- os termos próprios são praticamente idênticos
- os termos mútuos são bastante próximos

Como apresentado no Apêndice B os parâmetros longitudinais no domínio de fase podem ser descritos por :

$$Z_{ij} = Z_{ij}^0 + Z'_{ij} \quad (\text{III.3})$$

onde :

Z_{ij} - elemento da matriz de impedância longitudinal

Z^0 - valor de impedância longitudinal supondo a terra com condutividade infinita

Z' - valor da contribuição da terra para Z , supondo as permeabilidades magnéticas do ar e da terra iguais à do vácuo

e

$$Z^0 = Z_{\text{int}} + Z_{\text{ext}} \quad (\text{III.4})$$

onde

Z_{int} - impedância interna do condutor

Z_{ext} - impedância externa do condutor

As distâncias horizontais e as alturas aparecem na fórmula da impedância externa do condutor e da contribuição da terra, como apresentado a seguir :

$$Z_{\text{ext}} = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n \quad (\text{III.5})$$

onde

n - número total de condutores

ω - frequência angular [rad/s]

μ_0 - permeabilidade magnética do vácuo ($4 \times 10^{-7} \pi$ H/m)

e D_{ij} e d_{ij} são definidos na Fig.III.13.

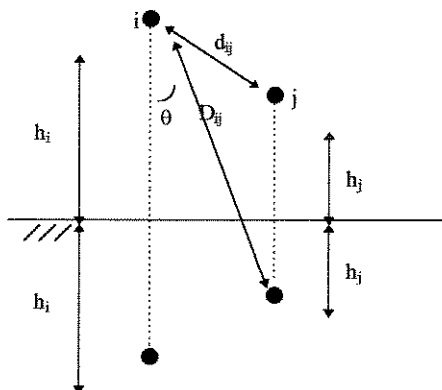


Figura III.13 - Posição dos cabos i e j na linha

Para os termos próprios ($i = j$)

$$D_{ij} = 2h_i \quad (\text{III.6})$$

$$d_{ij} = r_i \quad (\text{III.7})$$

E a contribuição do solo

$$Z' = \frac{\omega \mu_0}{\pi} (P + jQ) \quad (\text{III.8})$$

onde

$$P = P(\delta, \theta) \quad (\text{III.9})$$

$$Q = Q(\delta, \theta) \quad (\text{III.10})$$

e

$$\delta = \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{\rho}} \cdot D_{ij} \quad (\text{III.11})$$

sendo

ρ - resistividade do solo [$\Omega.m$]

θ - distância angular, descrita na Fig. III.13

para os termos próprios ($i = j$)

$$D_{ij} = 2h_i \quad (\text{III.12})$$

$$\theta_{ij} = 0 \quad (\text{III.13})$$

A contribuição da impedância interna é função da geometria física dos condutores e é a mesma para os termos próprios e não contribui para os termos mútuos.

Analisando ambas contribuições (III.5) e (III.8) para os termos próprios, pode-se dizer que :

- As alturas dos condutores de fase são semelhantes, logo os termos próprios não devem variar muito.

- Isto ocorre para ambas as contribuições, a impedância externa e o efeito do solo.

Para os termos mútuos, a mesma análise pode ser feita, e :

- Novamente as alturas não variam muito, mas a distância horizontal, que contribui para os termos D , d e θ , variará aproximadamente de 2 : 1.

- Para a impedância externa teremos uma diferença de 2 : 1.

- Para o efeito do solo, o principal parâmetro é a resistividade do solo e portanto os termos mútuos devem ser parecidos.

- A impedância é formada pela sua soma, e para a faixa de frequência da análise transitória a contribuição do solo é muito maior do que a impedância externa, logo as impedâncias mútuas são diferentes, mas numa taxa bem menor do que 2 : 1.

III.5.1 - Contribuições dos Termos Próprios e Mútuos

A seguir apresentamos alguns resultados para a linha utilizada no estudo.

Nas Figs. III.14 a III.17 são apresentadas as contribuições dos termos próprios e mútuos da resistência e indutância, para uma resistividade do solo de 1000 $\Omega.m$. Também foram processados os casos para resistividade 100 $\Omega.m$ e 10 $\Omega.m$, cujos gráficos encontram-se no Apêndice C.

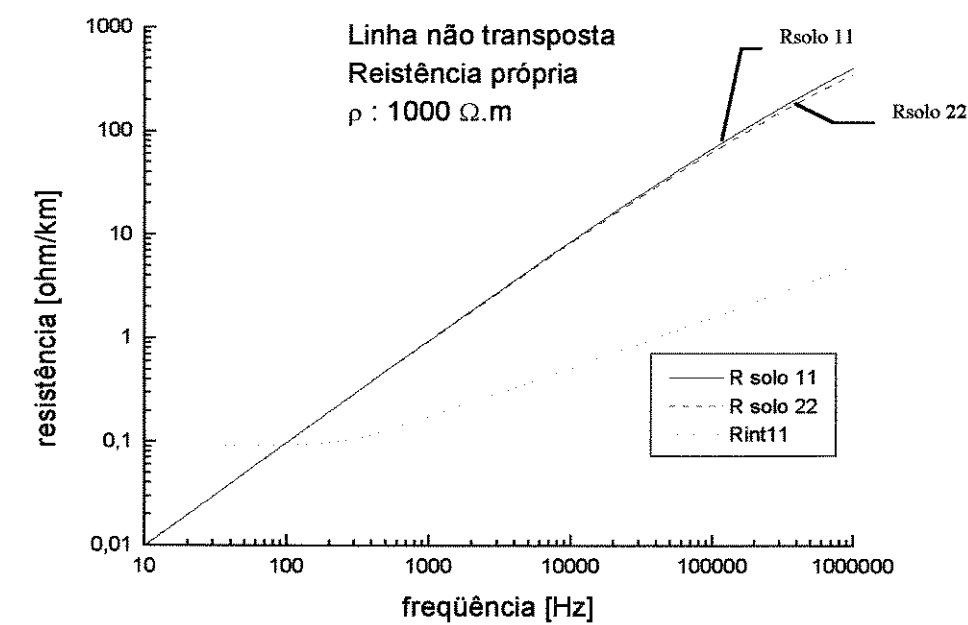


Figura III.14 - Contribuição para a resistência própria - $\rho : 1000 \Omega.m$

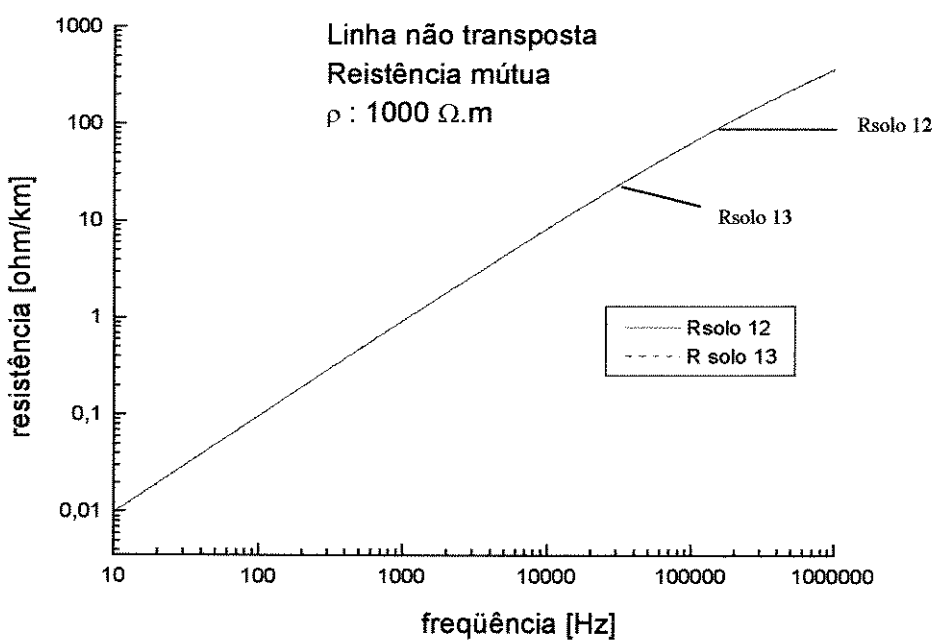


Figura III.15- Contribuição para a resistência mútua - $\rho : 1000 \Omega.m$

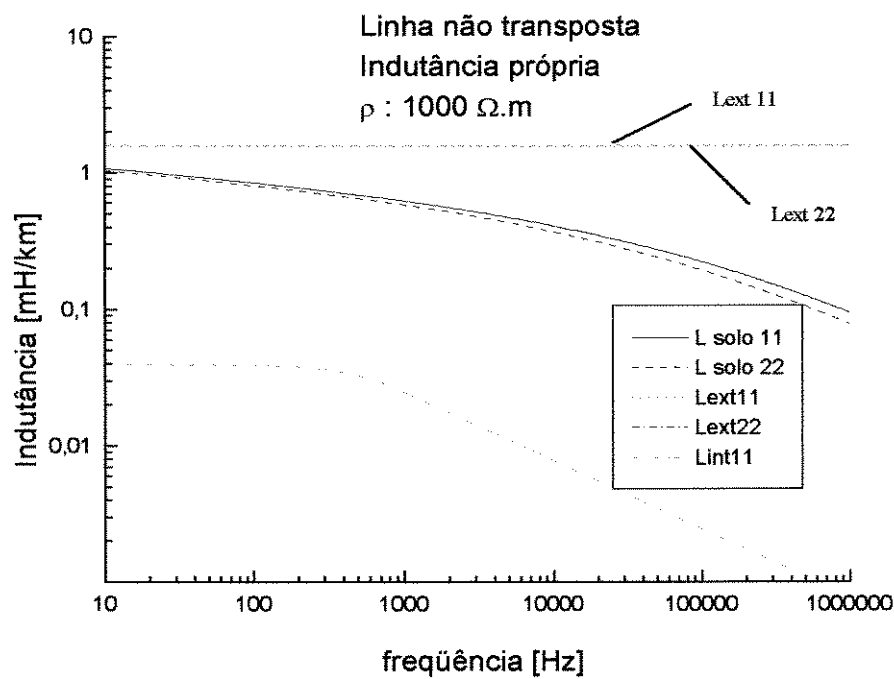


Figura III.16 - Contribuição da indutância própria - $\rho : 1000 \Omega.m$

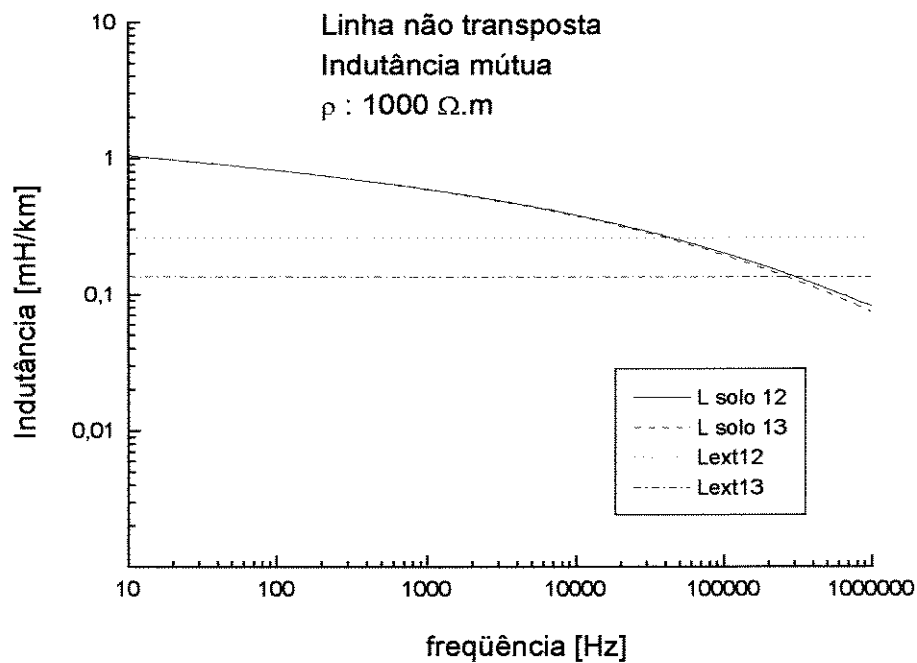


Figura III.17 - Contribuição para indutância mútua - $\rho : 1000 \Omega.m$

Os gráficos confirmam as previsões efetuadas através das equações, que foram :

- termos próprios próximos
- contribuição do solo para os termos mútuos próxima e dominante.

O comportamento se repete para as demais resistividades do solo, sendo que as diferenças entre os termos aumenta quanto menor a resistividade.

III.5.2 - Resistências, Indutâncias e Impedâncias Próprias e Mútuas

Nas Figs. III.18 a III.22 são apresentadas as resistências, indutâncias e impedâncias (módulo) próprias e mútuas para $\rho : 1000 \, \Omega.m$. Os demais casos encontram-se no Apêndice C.

Novamente pode ser verificado que os termos próprios são semelhantes, praticamente iguais. Os termos mútuos não são os mesmos, mas também são semelhantes, e não variam na relação 2 : 1. Eles ficam mais afastados a medida que a frequência aumenta, uma vez que a contribuição do solo diminui. Na faixa de frequência até 10 kHz os termos mútuos podem ser considerados iguais, com um pequeno erro, para $\rho : 1000 \, \Omega.m$.

As diferenças aumentam quando a resistividade do solo diminui, mas o erro continua sendo pequeno.

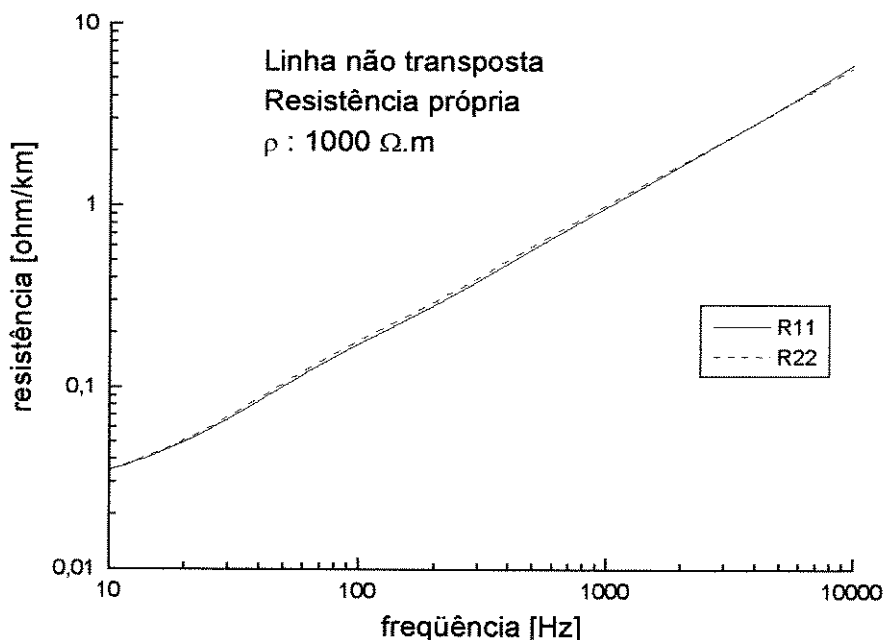


Figura III.18 - Resistências próprias - $\rho : 1000 \, \Omega.m$

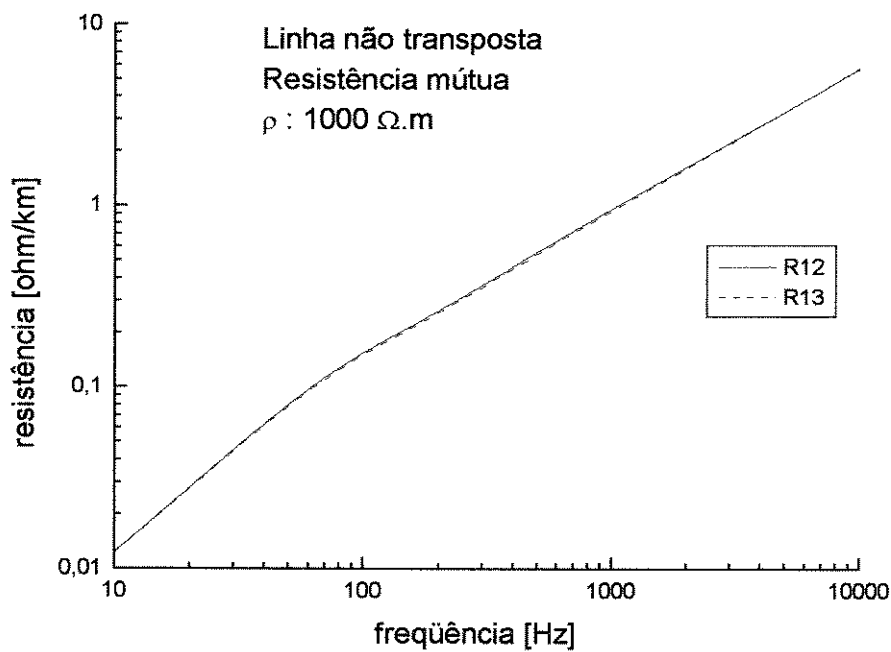


Figura III.19 - Resistências mútuas - $\rho : 1000 \, \Omega.m$

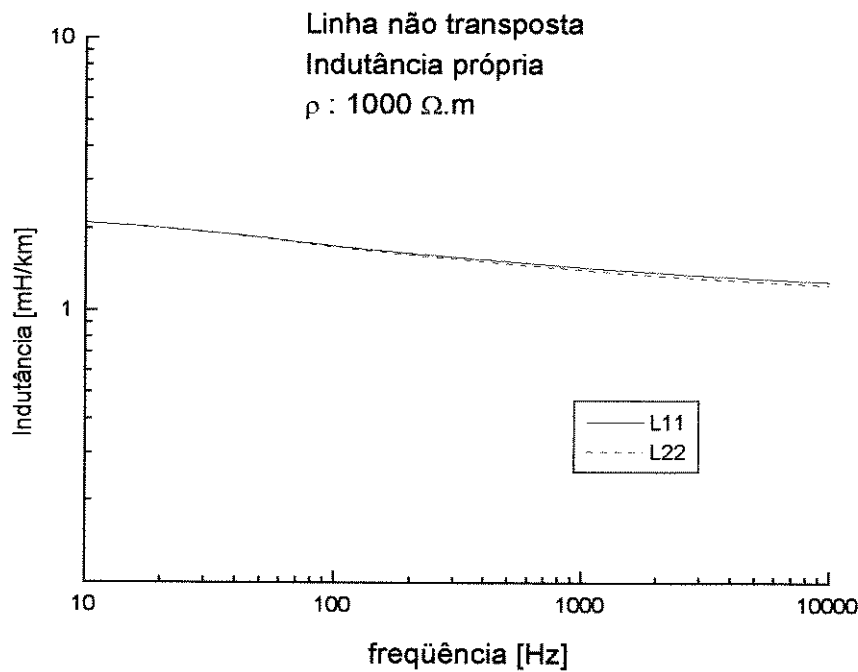


Figura III.20 - Indutâncias próprias - $\rho : 1000 \, \Omega.m$

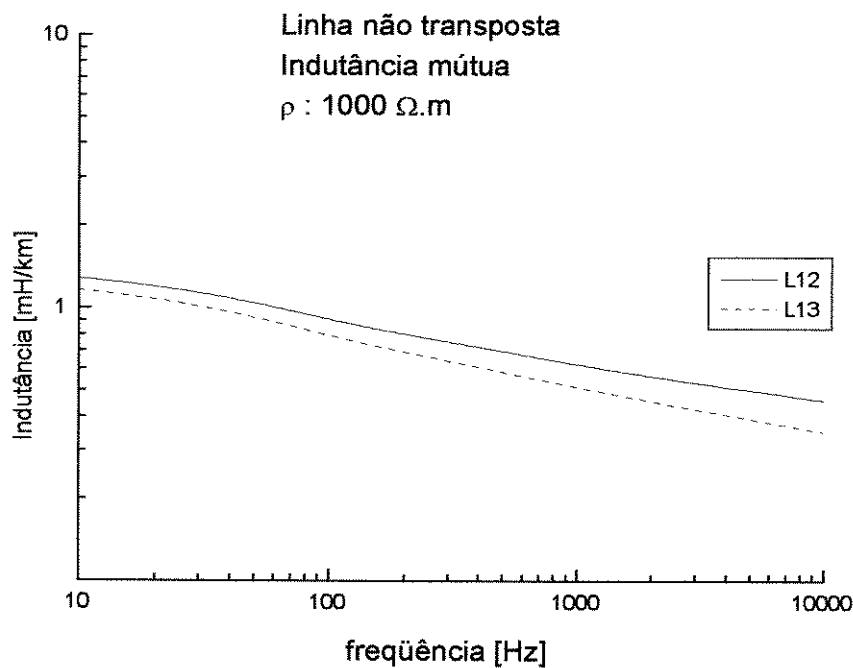


Figura III.21 - Indutâncias mútuas - $\rho : 1000 \Omega.m$

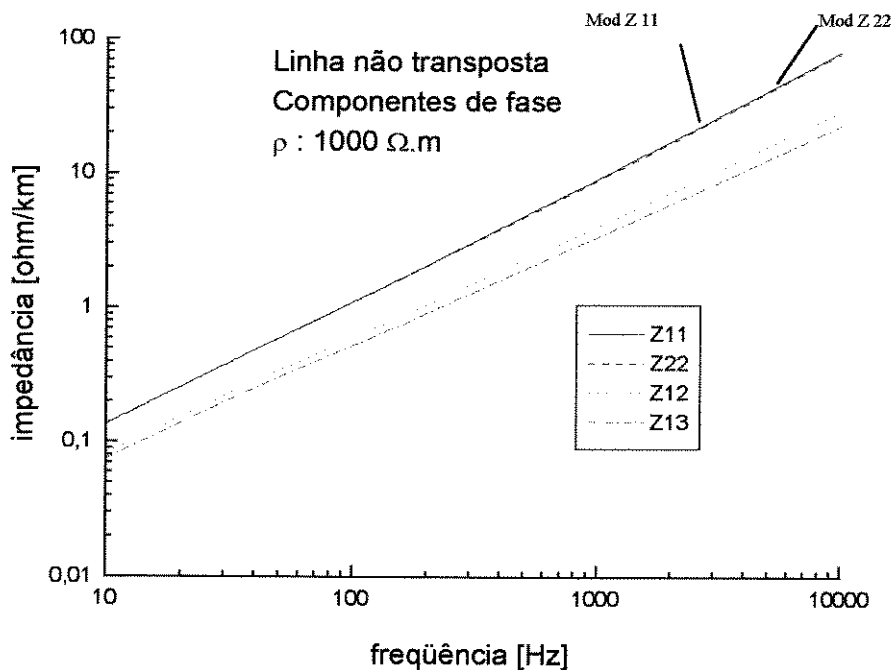


Figura III.22 - Módulo das impedâncias - $\rho : 1000 \Omega.m$

Nas Tabs. III.2 a III.7 são apresentados os valores de resistência, indutância e módulo da impedância, assim como a diferença relativa entre os termos próprios e mútuos de 10 Hz a 10 kHz, para $\rho : 1000 \Omega.m$.

Tabela III.2 - Resistência própria e mútua em componentes de fase

frequência [Hz]	R_{11} [Ω /km]	R_{22} [Ω /km]	R_{12} [Ω /km]	R_{13} [Ω /km]
10	0,034684	0,034914	0,012313	0,012195
60	0,11727	0,12190	0,096819	0,094467
100	0,17299	0,18085	0,15374	0,14973
603	0,66572	0,69287	0,64331	0,62867
1000	0,98507	1,0195	0,95535	0,93601
6026	3,9603	3,9024	3,8082	3,8146
10.000	5,9897	5,7712	5,7114	5,7743

Tabela III.3 - Erro relativo da resistência (%)

frequência [Hz]	$\text{abs}(R_{11}-R_{22})/R_{11}$	$\text{abs}(R_{12}-R_{13})/R_{12}$
10	0,66	0,96
60	3,95	2,43
100	4,54	2,61
603	4,08	2,28
1000	3,50	2,02
6026	1,46	0,17
10.000	3,65	1,10

Tabela III.4 - Indutância própria e mútua em componentes de fase

frequência [Hz]	L_{11} [mH/km]	L_{22} [mH/km]	L_{12} [mH/km]	L_{13} [mH/km]
10	2,0930	2,0922	1,2845	1,1603
60	1,8201	1,8099	1,0071	0,88777
100	1,7258	1,7098	0,91019	0,79370
603	1,4941	1,4659	0,67484	0,56468
1000	1,4422	1,4117	0,62341	0,51449
6026	1,3037	1,2707	0,48794	0,38071
10.000	1,2737	1,2416	0,45916	0,35164

Tabela III.5 - Erro relativo da indutância (%)

frequência [Hz]	$\text{abs}(L_{11}-L_{22})/L_{11}$	$\text{abs}(L_{12}-L_{13})/L_{12}$
10	0,04	9,67
60	0,56	11,86
100	0,93	12,80
603	1,89	16,32
1000	2,11	17,47
6026	2,53	21,98
10.000	2,52	23,42

Tabela III.6 - Módulo da impedância própria e mútua em componentes de fase

frequência [Hz]	Z_{11} [Ω /km]	Z_{22} [Ω /km]	Z_{12} [Ω /km]	Z_{13} [Ω /km]
10	0,13600	0,13601	0,081644	0,073921
60	0,69901	0,69599	0,39341	0,34913
100	1,0980	1,0894	0,59220	0,52069
603	5,6959	5,5932	2,6347	2,2284
1000	9,1150	8,9284	4,0318	3,3654
6026	49,518	48,268	18,862	14,910
10.000	80,257	78,229	29,410	22,836

Tabela III.7 - Erro relativo do módulo da impedância (%)

frequência [Hz]	$\text{abs}(Z_{11}-Z_{22})/Z_{11}$	$\text{abs}(Z_{12}-Z_{13})/Z_{12}$
10	0,01	9,46
60	0,43	11,26
100	0,79	12,08
603	1,80	15,42
1000	2,05	16,53
6026	2,52	20,95
10.000	2,53	22,35

Para os termos próprios a diferença é pequena, sendo o maior valor 2,5 % para 10 kHz. Para os termos mútuos a diferença varia de 10 % a 22 %, sendo o máximo para 10 kHz. Isto é muito menor do que a relação original 2 : 1 observada da geometria da linha.

É possível, então, usar a transformação de Clarke para toda a faixa de frequência, assumindo um erro pequeno. Nas Tabs. III.8 a III.10 são apresentados as resistências, indutâncias e os módulos da impedância dos termos da diagonal assim como os fora da diagonal da matriz de impedância após aplicar a transformada de Clarke. Na Tab. III.11 são apresentadas as relações entre os termos mútuos e diagonais (‘alfa’ e ‘zero’). A relação é praticamente constante para ‘alfa’ e menor do que 4 % para ‘zero’.

Tabela III.8 - Resistência dos quase-modos e da mútua depois de aplicar Clarke

frequência [Hz]	$R_{\alpha\alpha}$ [Ω /km]	$R_{\beta\beta}$ [Ω /km]	R_{00} [Ω /km]	$R_{\alpha 0}$ [Ω /km]
10	0,022485	0,022498	0,053345	4,1793E-05
60	0,022778	0,023036	0,21478	0,0012936
100	0,023212	0,023815	0,32316	0,0020747
603	0,036550	0,046978	1,3168	0,0030934
1000	0,048004	0,070203	1,9466	0,0036082
6026	0,12474	0,37130	7,1241	0,084131
10.000	0,16502	0,60736	9,9982	0,14077

Tabela III.9 - Indutância dos quase-modos e da mútua depois de aplicar Clarke

freqüência [Hz]	$L_{\alpha\alpha}$ [mH/km]	$L_{\beta\beta}$ [mH/km]	L_{00} [mH/km]	$L_{\alpha0}$ [mH/km]
10	0,76657	0,93261	3,2431	0,059494
60	0,76634	0,93209	2,6375	0,056948
100	0,76614	0,93172	2,4613	0,055094
603	0,76357	0,92756	1,9947	0,052945
1000	0,76184	0,92491	1,8901	0,053044
6026	0,75733	0,91441	1,6154	0,055449
10.000	0,75656	0,91118	1,5622	0,056347

Tabela III.10 - Módulo da impedância dos quase-modos e da mútua depois de aplicar Clarke

freqüência [Hz]	$Z_{\alpha\alpha}$ [Ω /km]	$Z_{\beta\beta}$ [Ω /km]	Z_{00} [Ω /km]	$Z_{\alpha0}$ [Ω /km]
10	0,053155	0,062768	0,21064	0,0037383
60	0,29103	0,35364	1,0214	0,021599
100	0,48194	0,58590	1,5799	0,034679
603	2,8911	3,5120	7,6661	0,20045
1000	4,7870	5,8118	12,034	0,33330
6026	28,673	34,621	61,576	2,1010
10.000	47,536	57,254	98,668	3,5432

Tabela III.11 - Relação entre os módulos das impedâncias ‘alfa’ e ‘zero’ e das mútuas depois de aplicar Clarke

freqüência [Hz]	$Z_{\alpha0}/Z_{\alpha\alpha}$ [%]	$Z_{\alpha0}/Z_{00}$ [%]
10	7,03	1,77
60	7,42	2,11
100	7,20	2,20
603	6,93	2,61
1000	6,96	2,77
6026	7,33	3,41
10.000	7,45	3,59

Pode-se, portanto afirmar que é possível desprezar o termo mútuo para a linha não transposta com plano de simetria vertical.

IV. Simulação de Transitórios Eletromagnéticos Utilizando Modelo da Matriz de Clarke

IV.1 - Introdução

No capítulo anterior foi apresentado o modelo inicial proposto para representação de uma linha de transmissão trifásica simples para simulação de fenômenos transitórios, utilizando como única matriz de transformação a matriz de Clarke. Este modelo é exato para linhas transpostas e implica numa aproximação pequena para linhas que tenham um plano de simetria vertical.

Neste capítulo foram realizadas algumas simulações de transitórios eletromagnéticos no ATP-EMTP, tanto com o modelo proposto, quanto com dois modelos que representam a dependência com a frequência dos parâmetros da linha existentes no ATP, o Semlyen e o JMarti. A linha estudada foi a apresentada no capítulo anterior. A linha foi suposta transposta e não transposta. Inicialmente estudou-se o comportamento dos modos, em seguida foram feitas algumas simulações de transitórios, a energização estatística e a energização da linha num fechamento único. Foi feita também uma varredura no domínio da frequência. Para concluir foram obtidos os parâmetros unitários dos modelos internos do ATP. As diferenças entre os modelos foram muito significativas, tendo o modelo proposto apresentado resultados mais coerentes e corretos.

A resistividade do solo utilizada foi de 1000 Ω .m.

IV.2 - Comportamento dos modos [12, 23, 24]

O primeiro teste realizado com o modelo proposto foi verificar o comportamento dos modos naturais de propagação para a linha trifásica, supondo a linha transposta idealmente e não transposta. Para isto foram feitas simulações com o modelo de quase-modos e os modelos existentes no EMTP, o Semlyen e o Jmarti.

A simulação consistiu em aplicar um degrau com 1 ms de duração para verificar-se a resposta do modelo para transitórios com frentes de ondas com frequências na faixa de sobretensões de manobras e defeitos. Foram injetados dois tipos de degraus :

- com subida um pouco inclinada, para representar fenômenos com espectro de frequências mais baixo;
- com subida a 90 °, representando na faixa de frequências superior.

Na Fig. IV.1 é apresentado o diagrama do sistema simulado.

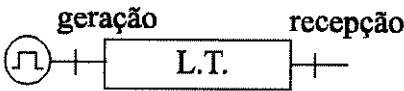


Figura IV.1 - Sistema simulado para análise dos modos

Para representar os diversos modos foram injetados pulsos 1 V de duração de 1 ms em cada fase, conforme descrito na Tab. IV.1. O terminal da recepção foi mantido aberto.

Tabela IV.1 - Pulsos para representar os modos

modo	fase	tensão (V)
alfa	a	- 0,5
	b (central)	1,0
	c	- 0,5
beta	a	1,0
	b	0
	c	- 1,0
zero	a	1,0
	b	1,0
	c	1,0

Os sinais de entrada são apresentados na Fig. IV.2.

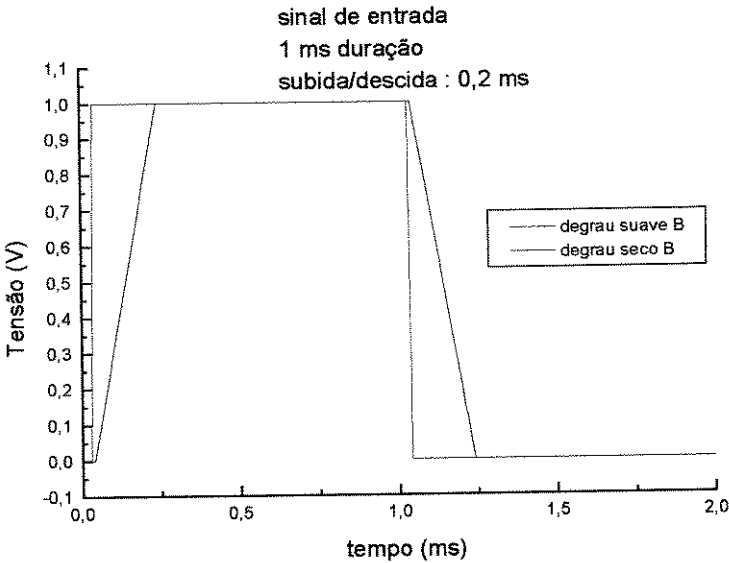


Figura IV.2 - Sinais injetados na geração

Foram simulados os seguintes casos :

- linha transposta
- linha não transposta
- representação da linha através de :
 - quase-modos
 - Semlyen
 - JMarti

Para representar a linha através de quase-modos são necessários realizar os seguintes passos :

- calcular os parâmetros da linha utilizando as fórmulas apresentadas no Apêndice B.

• obter as impedâncias em componentes de Clarke. Como visto anteriormente, esta solução é exata para a linha transposta e implica numa simplificação para a linha não transposta. Para a linha não transposta as matrizes são inicialmente calculadas em fase e em seguida é aplicada a matriz de transformação de Clarke para obtenção dos quase-modos. A matriz resultante não é uma matriz diagonal, uma vez que existe um termo mútuo $\alpha/0$, que é desprezado. As impedâncias α e 0 não são

modos exatos, e a impedância 0 tem o mesmo valor para a linha transposta e não transposta, como explicado nos capítulos anteriores.

- calcular o circuito equivalente R, L para representar a dependência dos parâmetros longitudinais com a frequência. No caso da linha não transposta os valores ditos “exatos” são na verdade quase-modos. No Apêndice D é descrito como calcular os circuitos sintéticos e são apresentados os gráficos da resistência e indutância no domínio da frequência para as linhas transposta e não transposta (modos exatos e quase-modos x circuitos sintéticos).

- montar a linha com a cascata dos circuitos π no ATP.

Para representar a linha através do modelo Semlyen é necessário rodar a rotina Semlyen, com sua entrada de dados própria, e depois inserir o resultado no ATP.

Para representar a linha através do JMarti é necessário rodar a rotina JMarti, com sua entrada de dados própria, e depois inserir os resultados no ATP.

No Apêndice E as entradas de dados e algumas listagens são apresentadas.

IV.2.1 - Resultados

O comportamento dos modos deve ser coerente com a análise efetuada no Capítulo II, quando foi apresentada a simplificação intrínseca do modelo dos quase-modos ao se trabalhar com a matriz de Clarke como a única matriz de transformação fase-modo para toda a gama de frequência dos fenômenos estudados.

De acordo com a teoria apresentada no item II.2, observando as equações (II.13) a (II.17), pode-se afirmar que :

- o comportamento dos três modos (alfa, beta e zero) devem ser próximos para as linhas transposta e não transposta.

- o modo homopolar (seqüência zero) é idêntico para as duas linhas no modelo dos quase-modos devido ao método de cálculo utilizado para obtenção dos parâmetros de seqüência zero para a linha não transposta.

- o comportamento dos modos alfa e beta devem ser iguais para a linha transposta.

- o comportamento dos modos alfa e beta devem ser próximos para a linha não transposta.

A seguir são apresentados alguns resultados obtidos com as simulações. Alguns gráficos relativos ao degrau inclinado foram mantidos neste capítulo, sendo que os relativos ao degrau 90 ° foram transferidos para o Apêndice E.

Pode-se observar o fenômeno de Gibbs no resultado da aplicação do degrau 90 ° para o modelo do quase-modos devido a resposta do circuito π ao degrau, como deveria ocorrer.

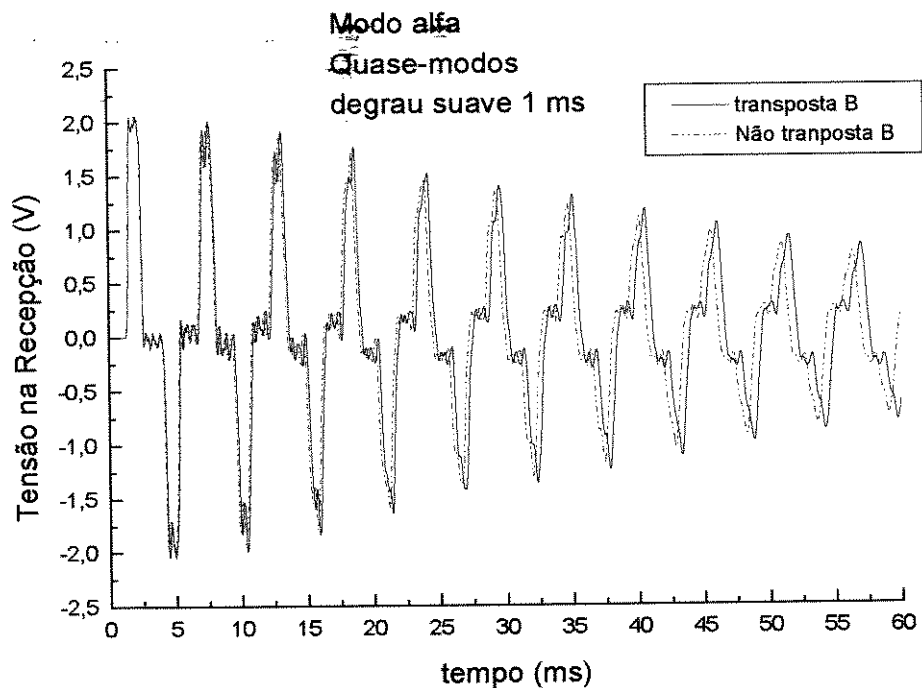


Figura IV.3 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

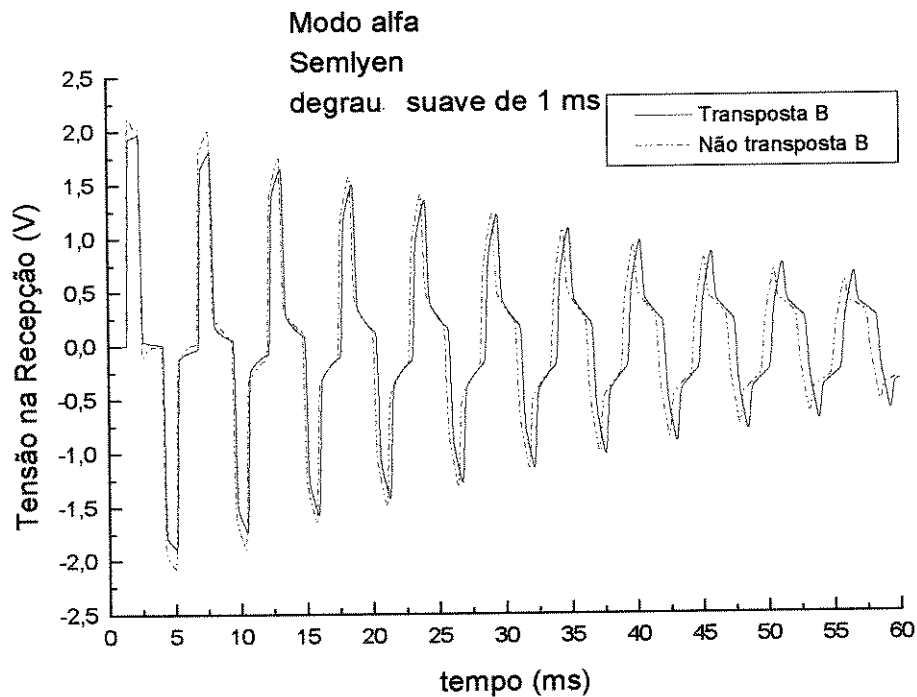


Figura IV.4 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

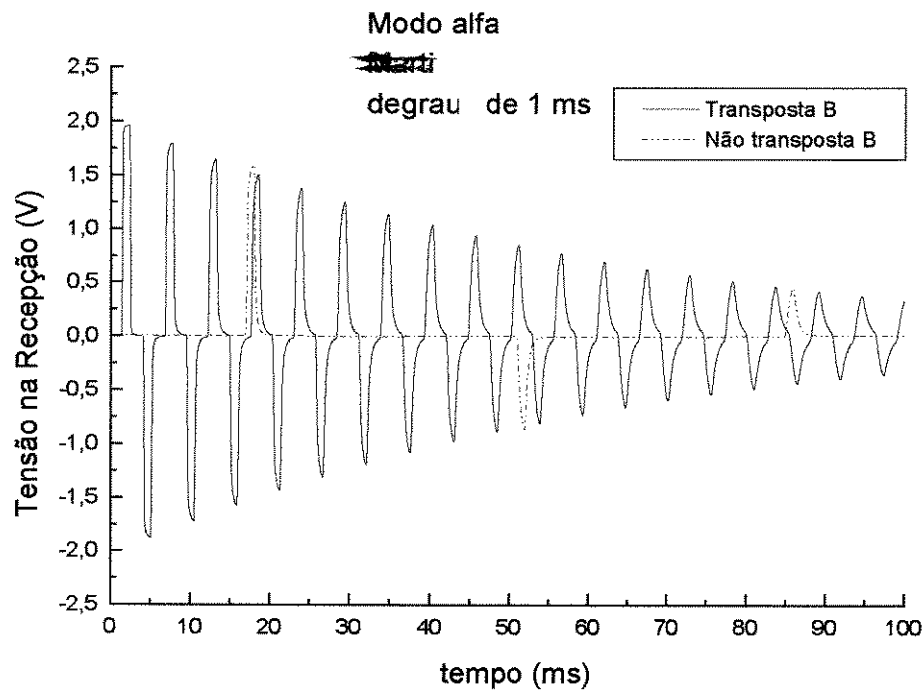


Figura IV.5 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - JMarti - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

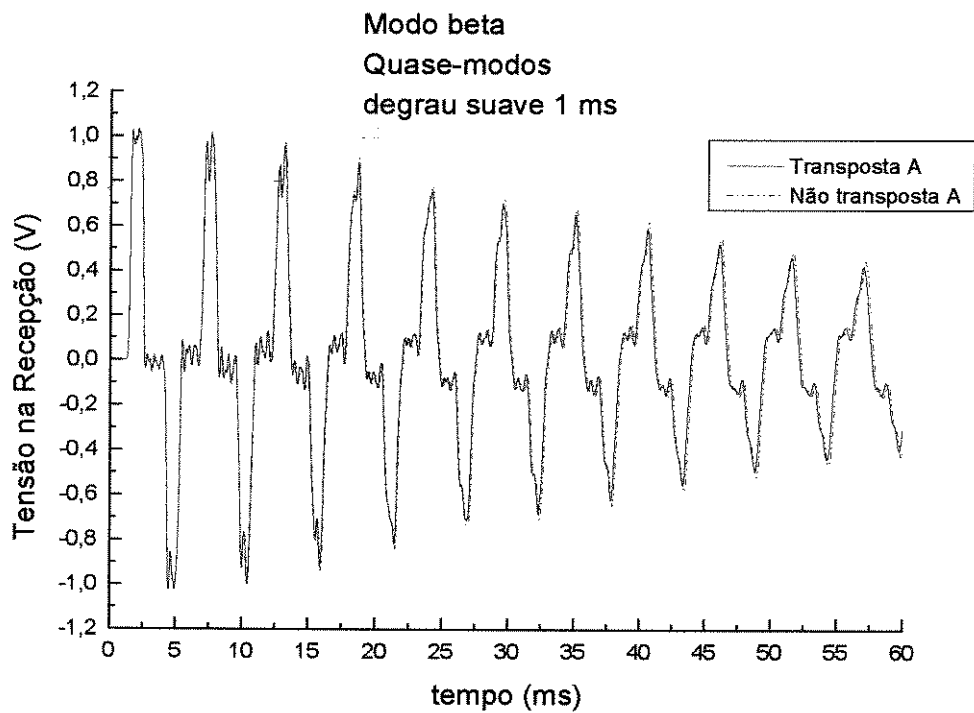


Figura IV.6 - Aplicação de degrau suave no modo beta - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

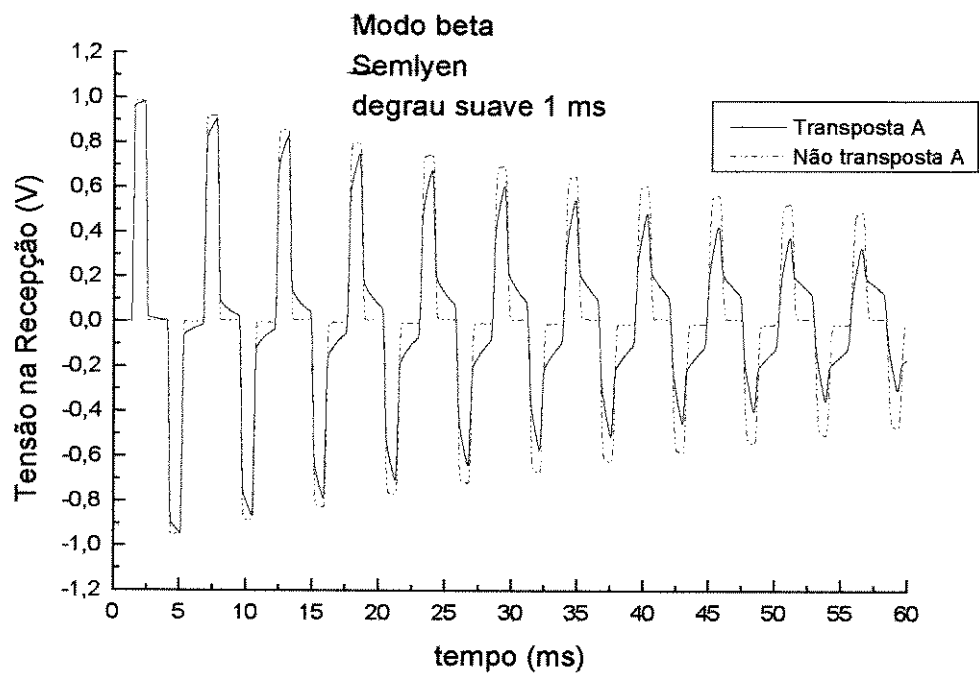


Figura IV.7 - Aplicação de degrau suave no modo beta - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

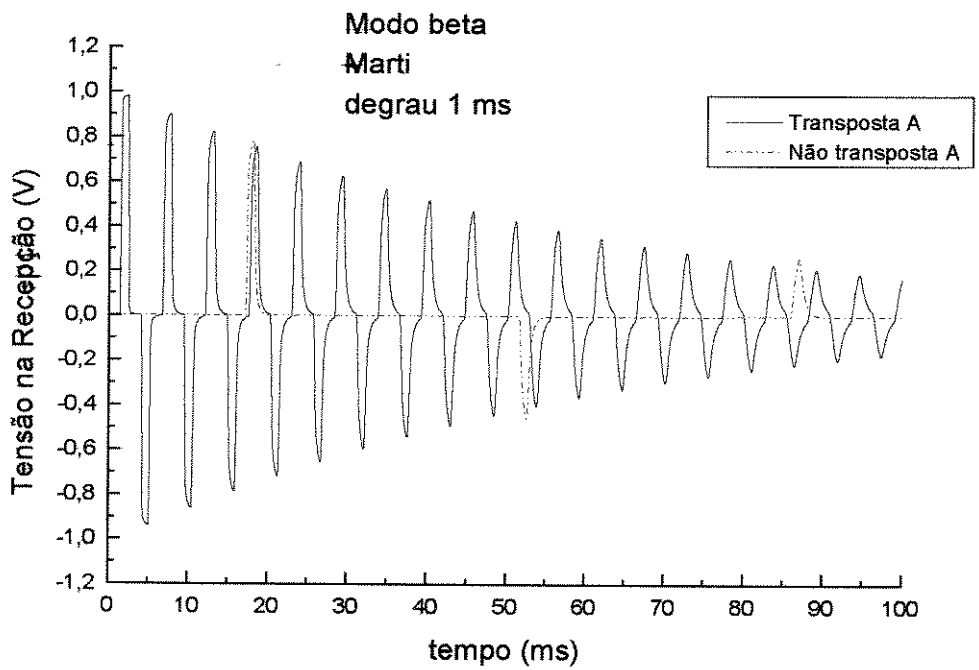


Figura IV.8 - Aplicação de degrau suave no modo beta - JMarti - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

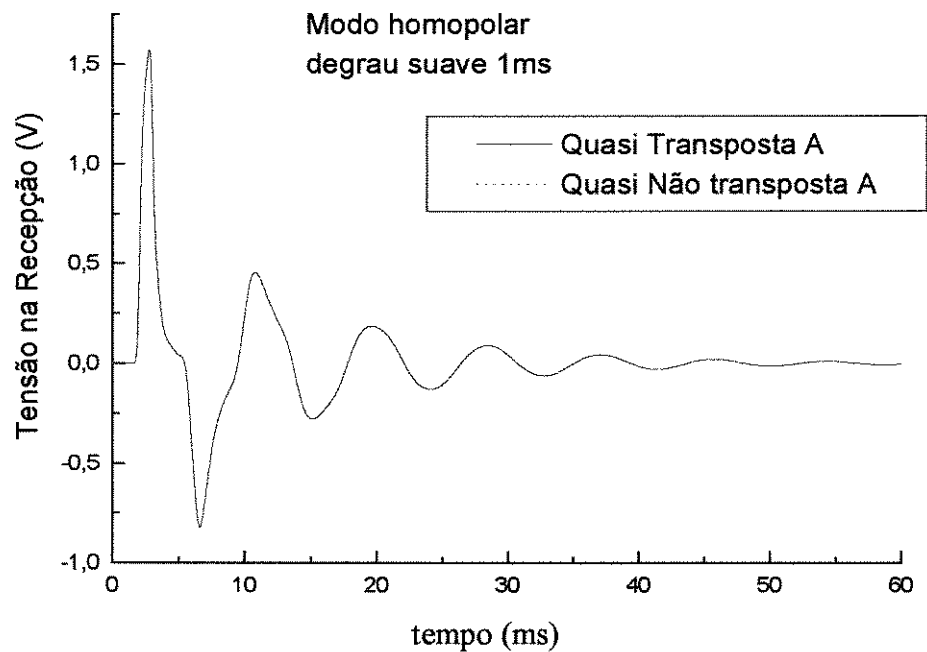


Figura IV.9 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

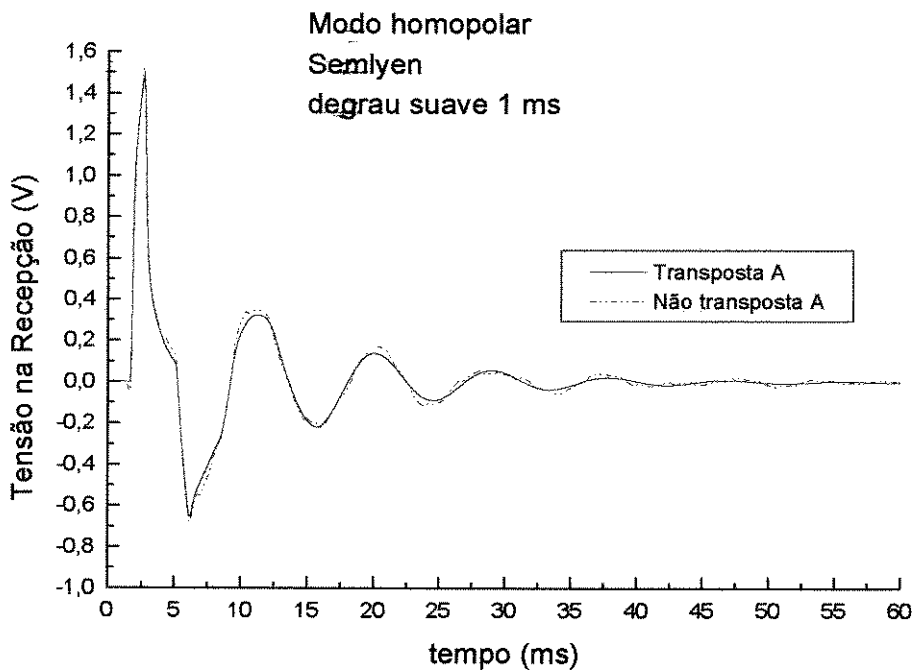


Figura IV.10 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

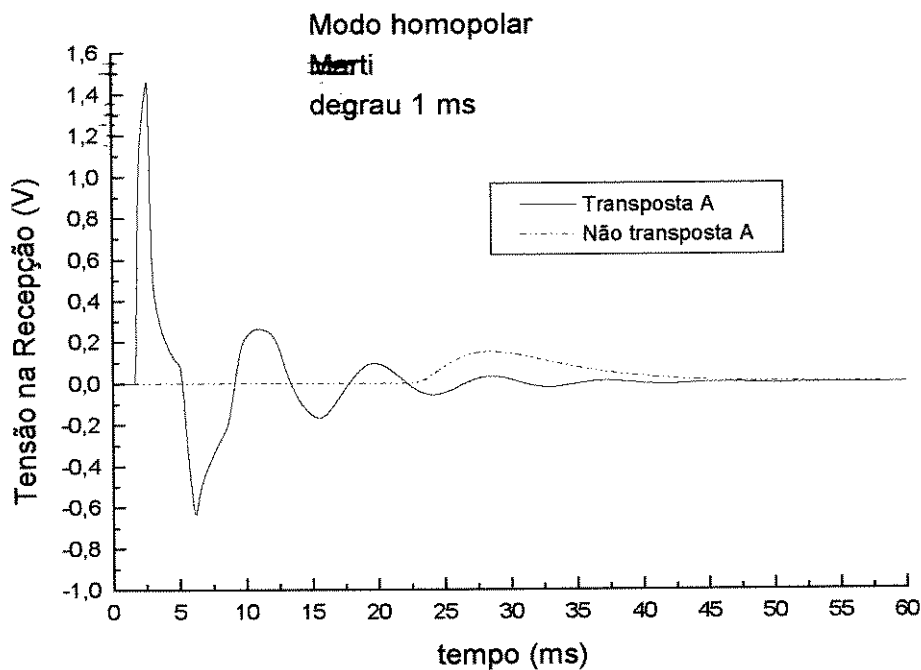


Figura IV.11 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - JMarti - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

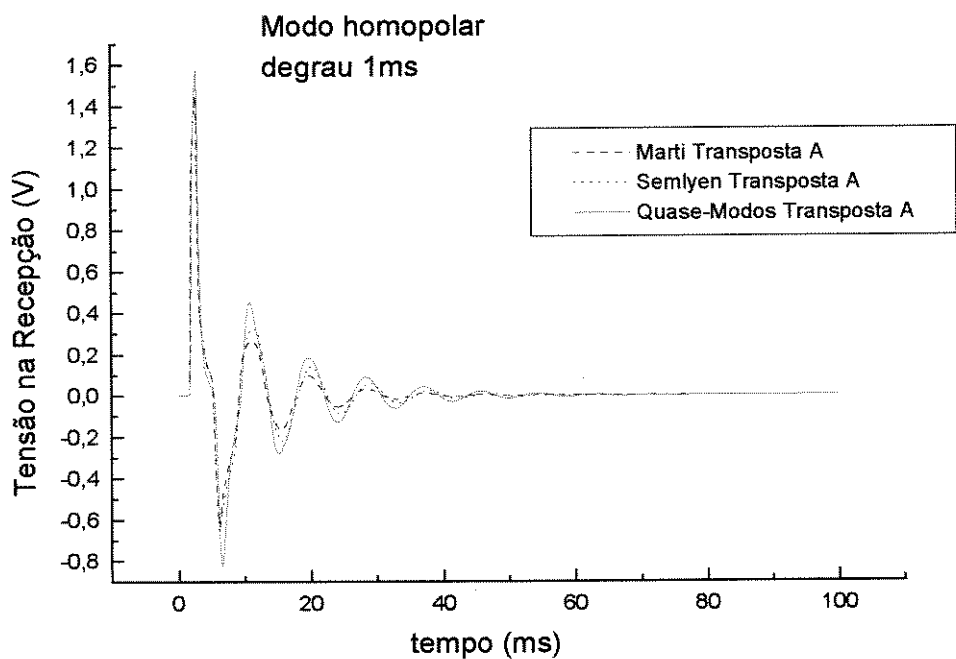


Figura IV.12 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Quase-modos x Semlyen x JMarti - Linha transposta - Simulação completa

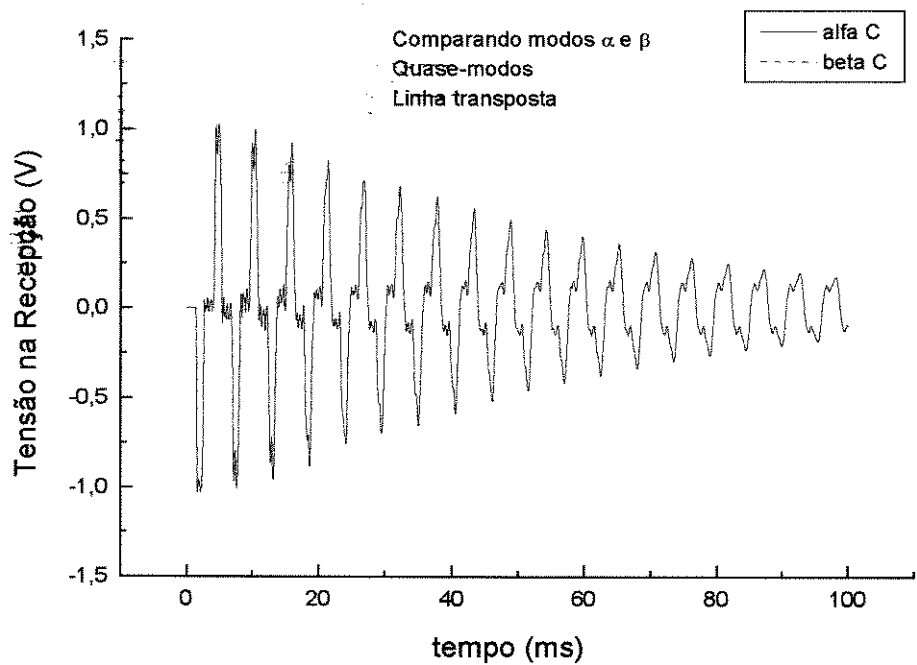


Figura IV.13 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Quase-modo - Linha transposta - Simulação completa

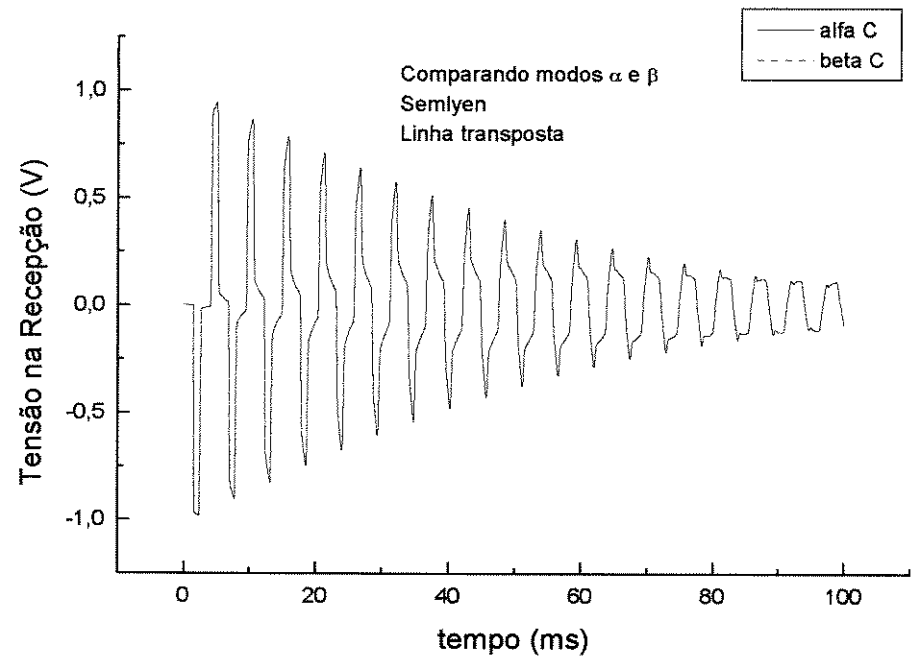


Figura IV.14 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha transposta - Simulação completa

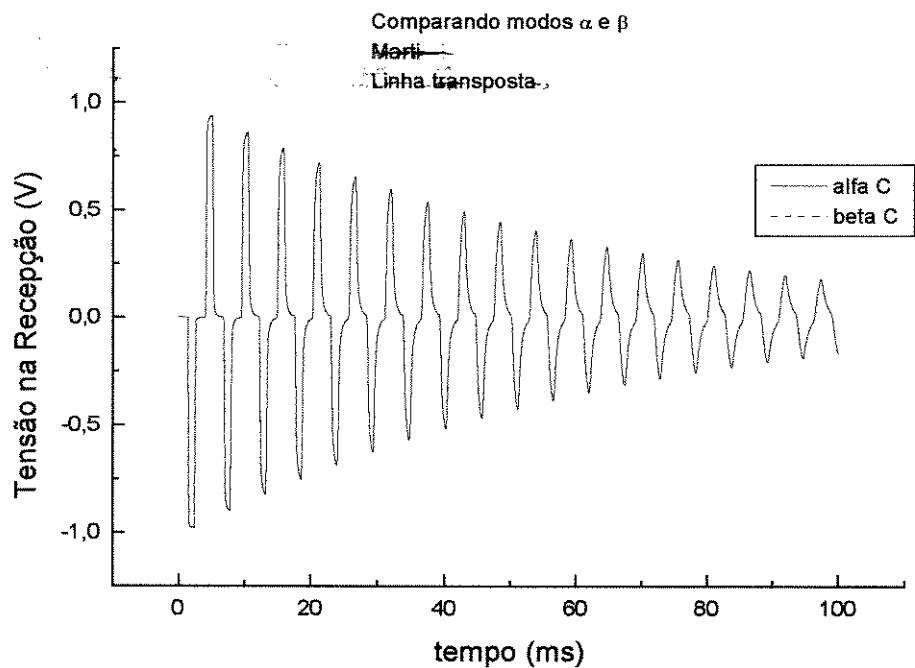


Figura IV.15 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - JMartí - Linha transposta - Simulação completa

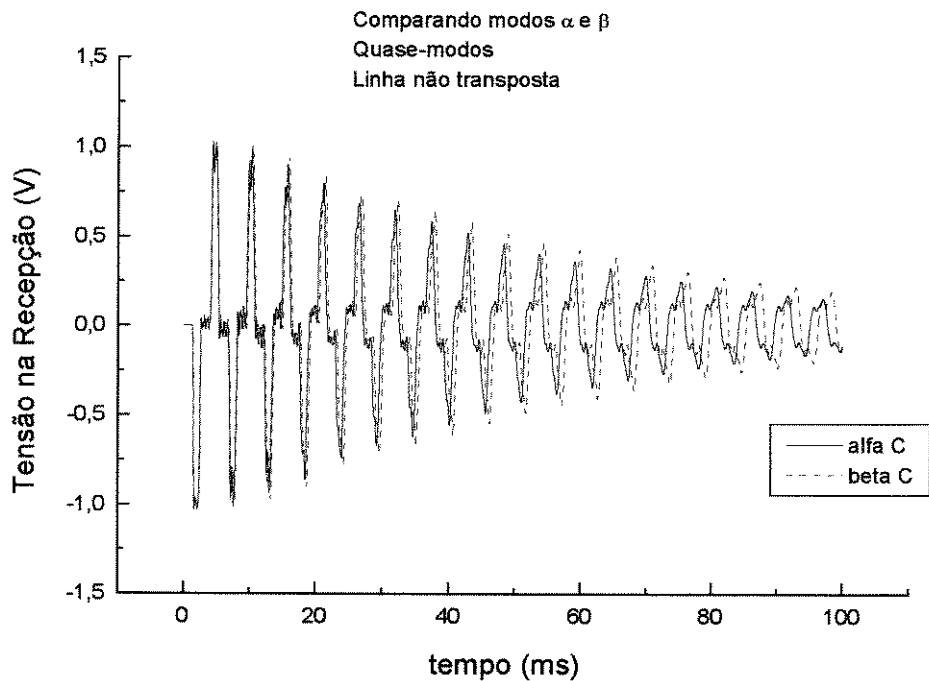


Figura IV.16 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Quase-modos - Linha não transposta - Simulação completa

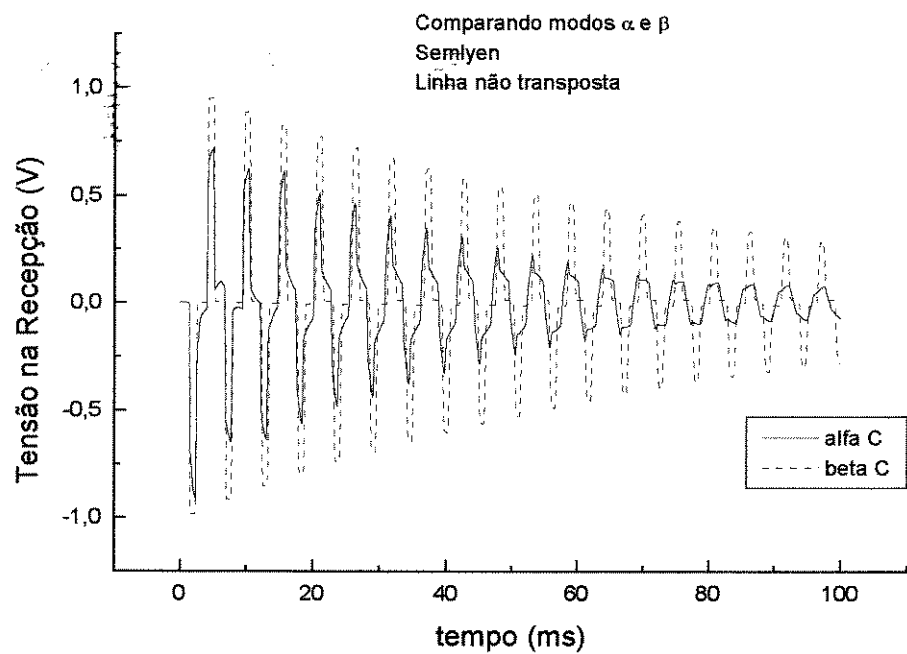


Figura IV.17 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha não transposta - Simulação completa

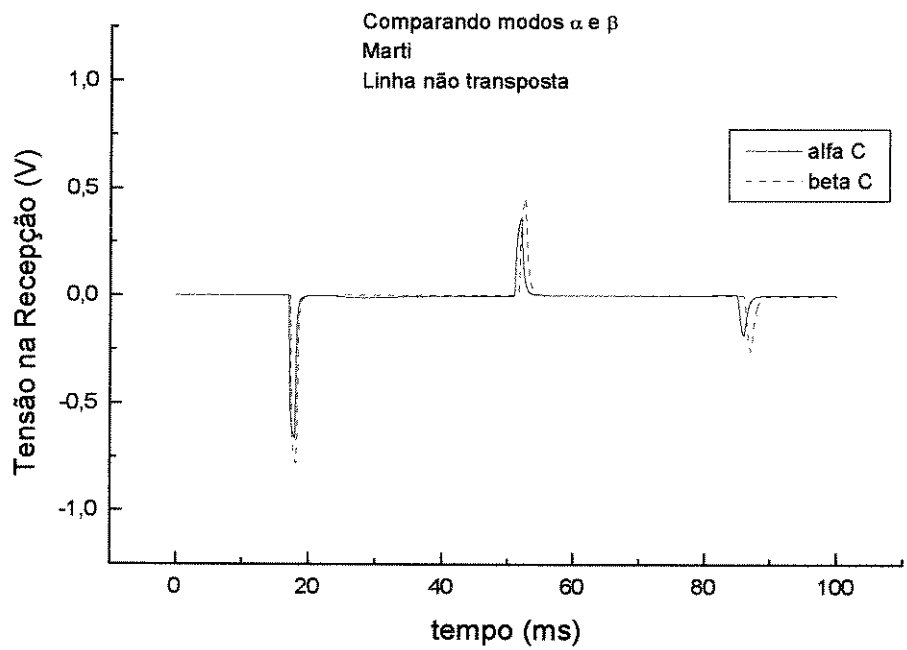


Figura IV.18 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - JMarti - Linha não transposta - Simulação completa

IV.2.2 - Análise dos Resultados

Analisando os resultados pode-se observar que o modelo quase-modos teve um comportamento bastante coerente com a teoria, como detalhado a seguir :

- os modos alfa e beta têm comportamento próximos nas linhas transposta e não transposta.
- o modo homopolar (seqüência zero) tem comportamento igual devido ao cálculo do quase-modo.
- comparando os modos alfa e beta de uma mesma linha, para a linha transposta o comportamento é idêntico e para a linha não transposta o comportamento é próximo.
- A resposta para o degrau 90° apresentou o fenômeno de Gibbs, como deveria e além disto o comportamento dos modos foi correto.

O comportamento do modelo do Semlyen apresentou as seguintes características :

- o modo alfa tem comportamento próximo nas linhas transposta e não transposta.
- o modo beta apresenta diferenças para as frequências mais altas entre as duas linhas, o que pode ser visto nas frentes de onda.
- o modo homopolar (zero) tem comportamento próximo mas não idêntico, o que é coerente com o modelo utilizado pelo ATP.
- comparando os modos alfa e beta de uma mesma linha, para a linha transposta o comportamento é idêntico, como deveria. Para a linha não transposta o comportamento é bastante diferente, o que indica uma imprecisão no modelo.

O comportamento do modelo do JMarti apresentou as seguintes características :

- a resposta da linha transposta não apresentou incoerências para as simulações efetuadas.
- a resposta da linha não transposta não representou os fenômenos simulados.

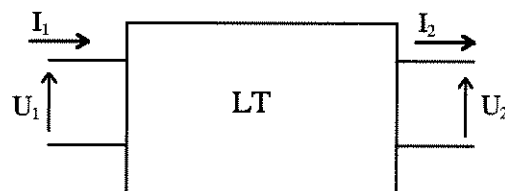
IV.3 - Resposta dos Modelos na Frequência [12, 23]

Foi realizada uma análise no domínio da frequência para os três modelos (quase-modos, Semlyen e JMarti). Para poder ter uma base de comparação também foi processado um caso dito exato.

Para os modelos foi simulada a resposta em frequência do ATP (*frequency scan*) para a seqüência positiva e zero. O uso da varredura na frequência para o modelo do Semlyen não é direta, sendo necessário obter como saída da rotina Semlyen matrizes de admitância para cada valor de frequência e depois transformar estas matrizes num modelo específico do ATP. Todo este procedimento está detalhado no Apêndice F, assim como a descrição do programa intermediário que gera a entrada de dados para o *frequency scan*.

IV.3.1 - Definição do Caso Exato

O caso exato foi obtido calculando as relações de tensão e corrente entre os terminais da linha, conforme apresentado no quadripolo a seguir :



As relações entre as tensões e correntes nos terminais da linha podem ser descritas por :

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

onde

$$A = D = \frac{1}{\cosh(\gamma \Delta x)} \quad (\text{IV.2})$$

$$B = -Z_c \frac{\sinh(\gamma \Delta x)}{\cosh(\gamma \Delta x)} \quad (\text{IV.3})$$

$$C = \frac{1}{Z_c} \frac{\sinh(\gamma \Delta x)}{\cosh(\gamma \Delta x)} \quad (\text{IV.4})$$

e

$$\gamma = \sqrt{Z \cdot Y} \quad (\text{IV.5})$$

$$Z_c = \sqrt{Z/Y} \quad (\text{IV.6})$$

sendo

γ - constante de propagação da linha

Z_c - impedância característica da linha

Como a linha representada é trifásica todos os termos das equações são, na verdade, matrizes e vetores de ordem 3, o que dificulta sua manipulação. Foram obtidos, então, os autovetores e autovalores exatos da linha para que a análise na frequência pudesse ser realizada.

As restrições de contorno são :

$$U_1 = U_1(f), \text{ onde } f \text{ é a frequência}$$

$$I_2 = 0 \text{ (terminal no receptor aberto)}$$

É importante ter um número de pontos elevados perto das ressonâncias para ter precisão nos resultados.

IV.3.2 - Resultados obtidos

A seguir são apresentados os resultados obtidos para a linha representada com quase-modos, com o Semlyen, com o JMarti e o resultado exato, este último obtido com os autovalores/vetores da linha.

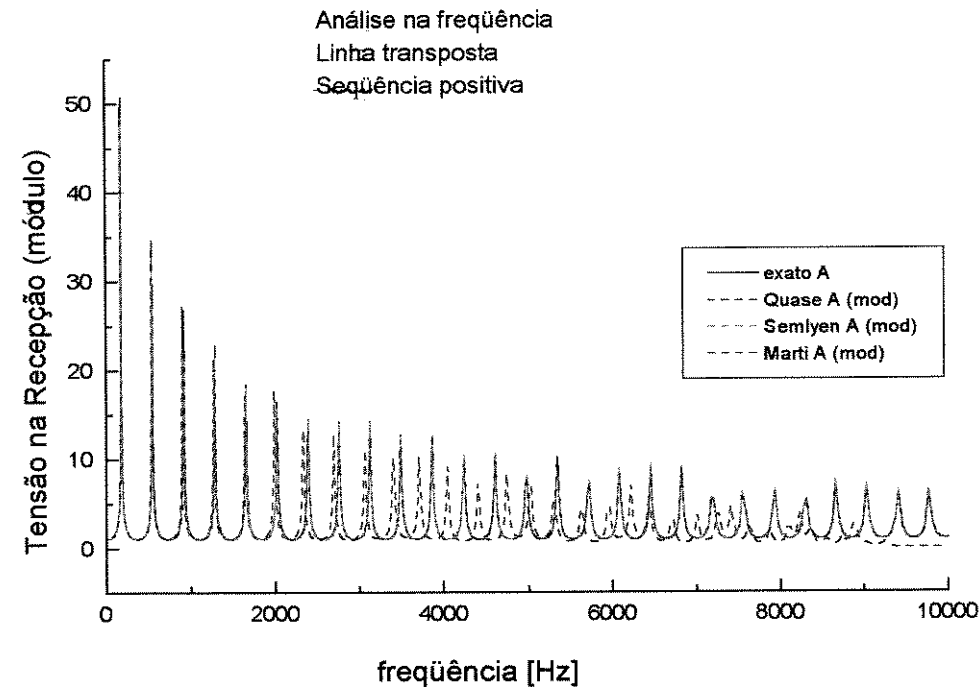


Figura IV.19 - Varredura na frequência da linha transposta - Seqüência positiva - Módulo da tensão na recepção

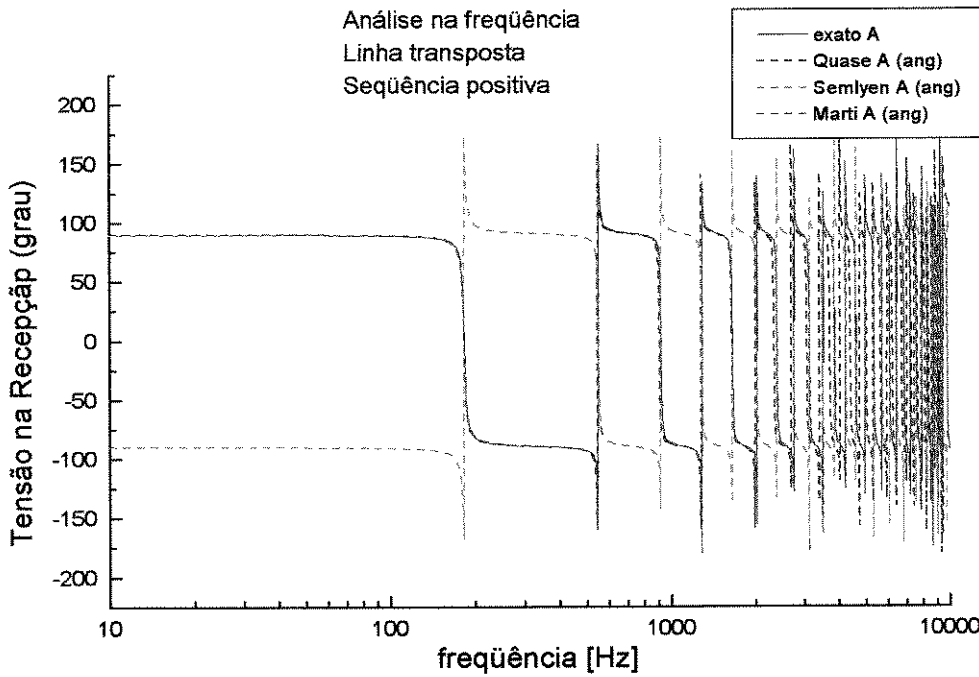


Figura IV.20 - Varredura na frequência da linha transposta - Seqüência positiva - Ângulo da tensão na recepção

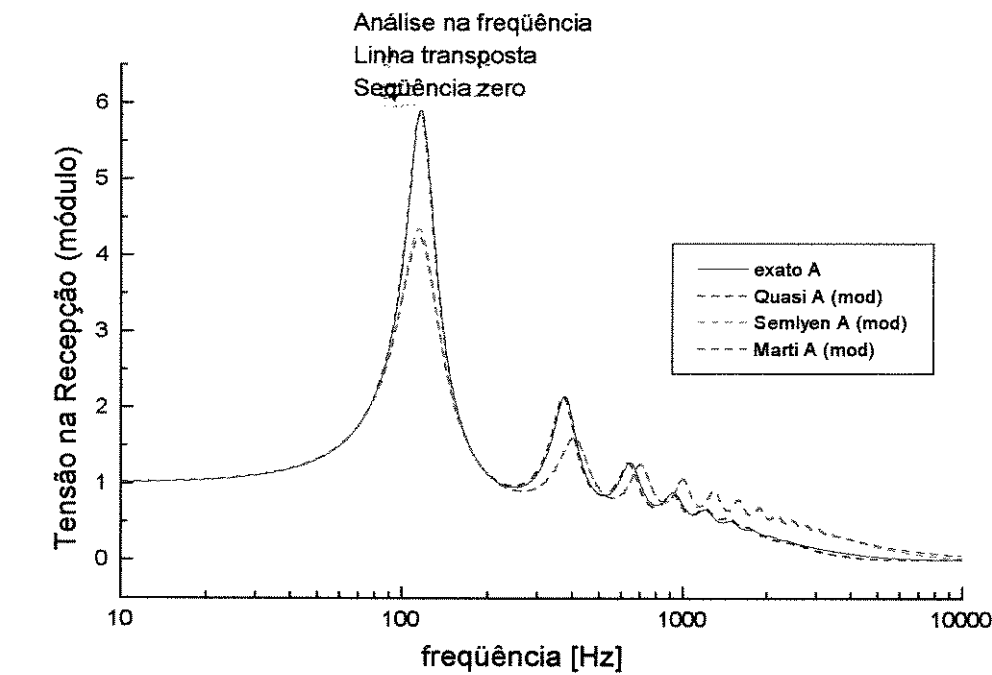


Figura IV.21 - Varredura na frequência da linha transposta - Seqüência zero - Módulo da tensão na recepção

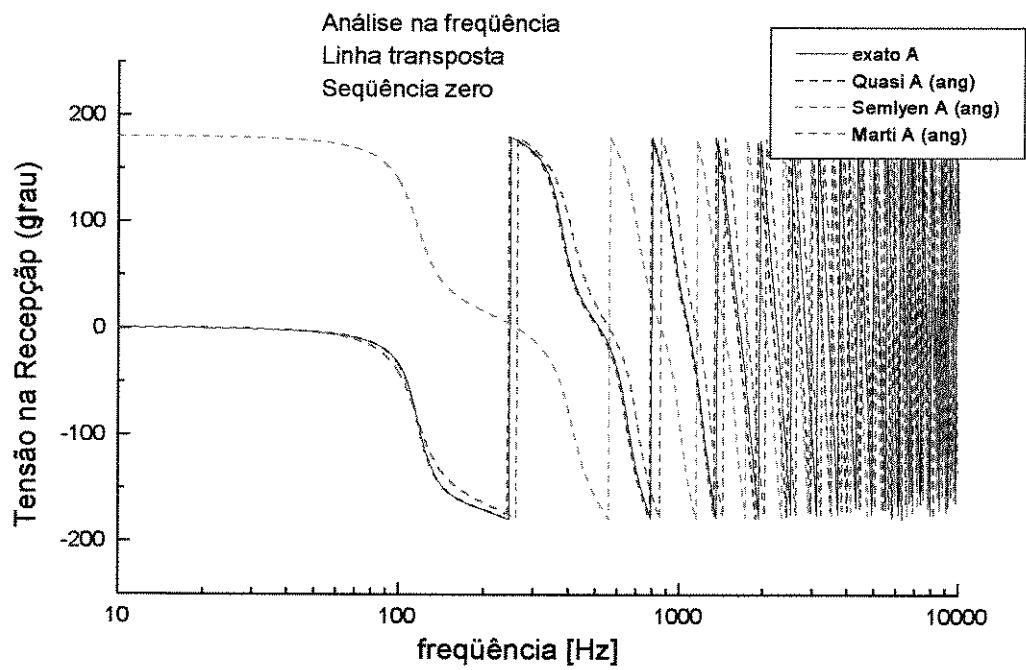


Figura IV.22 - Varredura na frequência da linha transposta - Seqüência zero - Ângulo da tensão na recepção

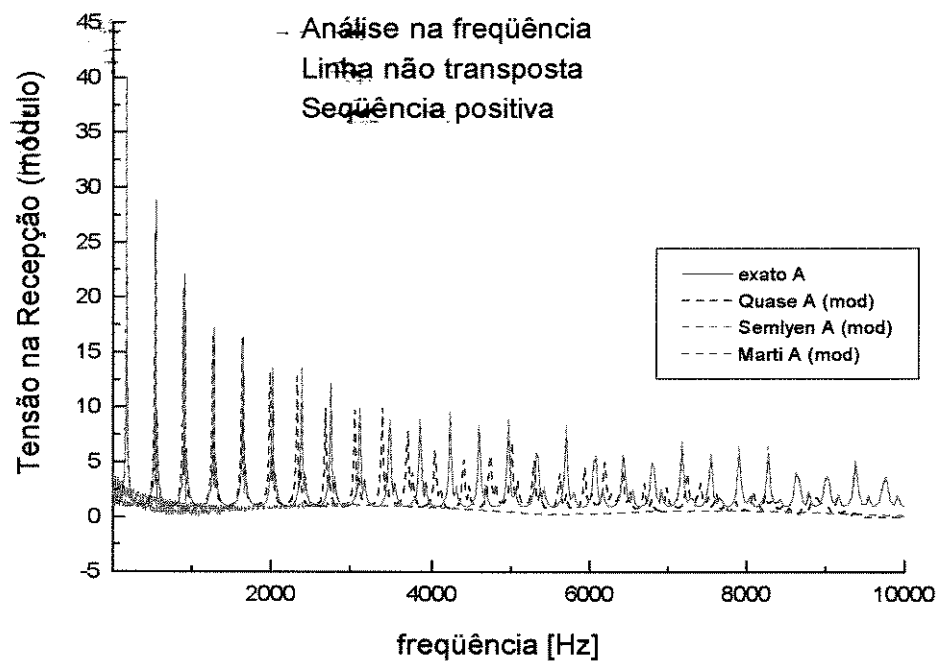


Figura IV.23 - Varredura na frequência da linha não transposta - Seqüência positiva - Módulo da tensão na recepção

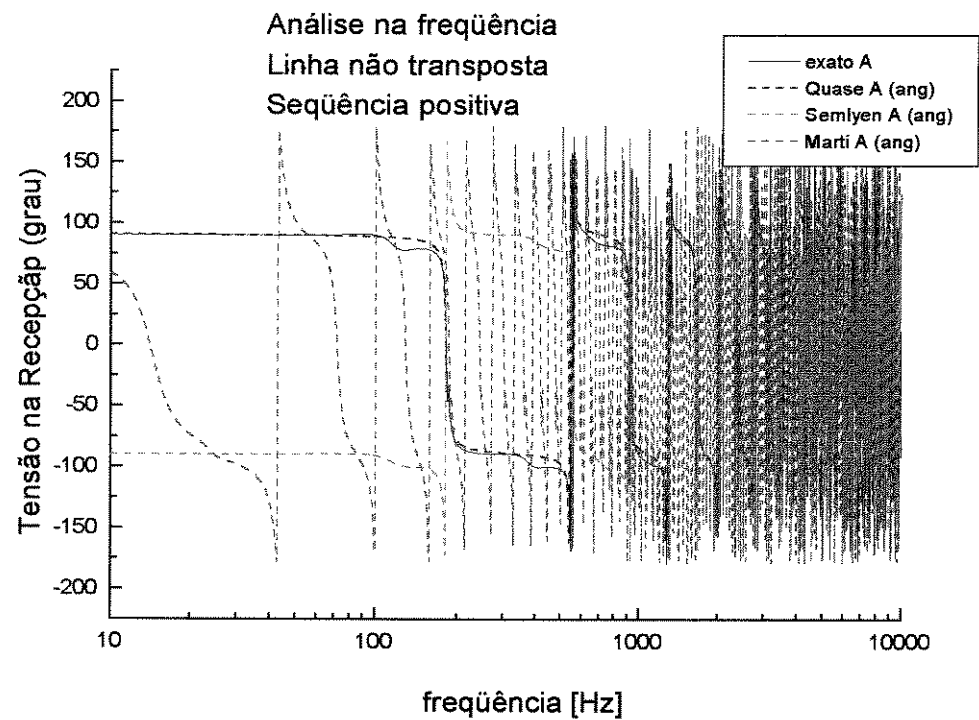


Figura IV.24 - Varredura na frequência da linha não transposta - Seqüência positiva - Ângulo da tensão na recepção

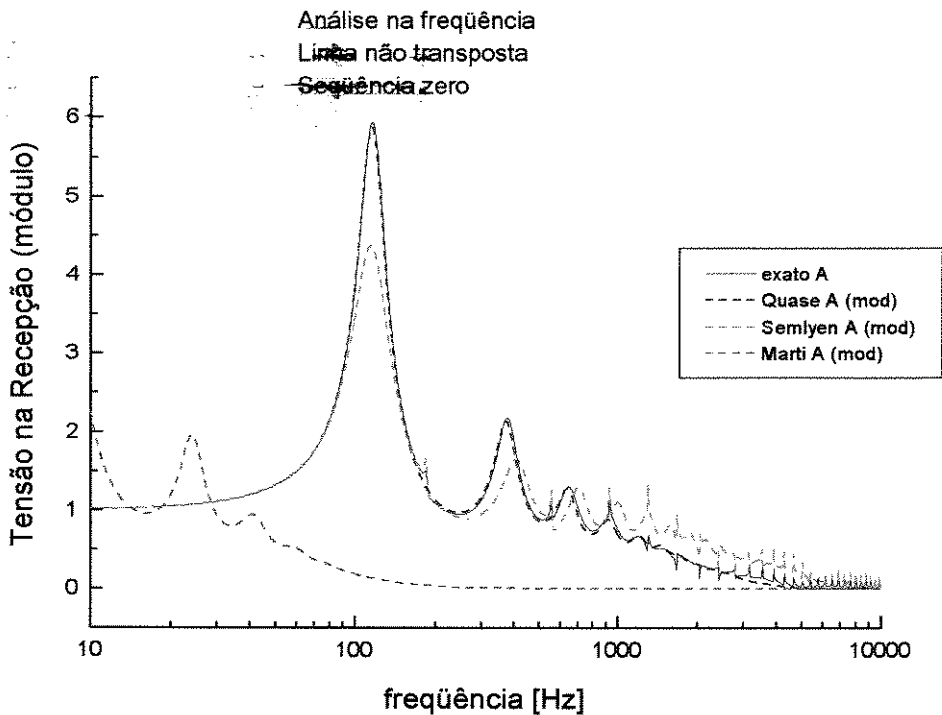


Figura IV.25 - Varredura na frequência da linha não transposta - Sequência zero - Módulo da tensão na recepção

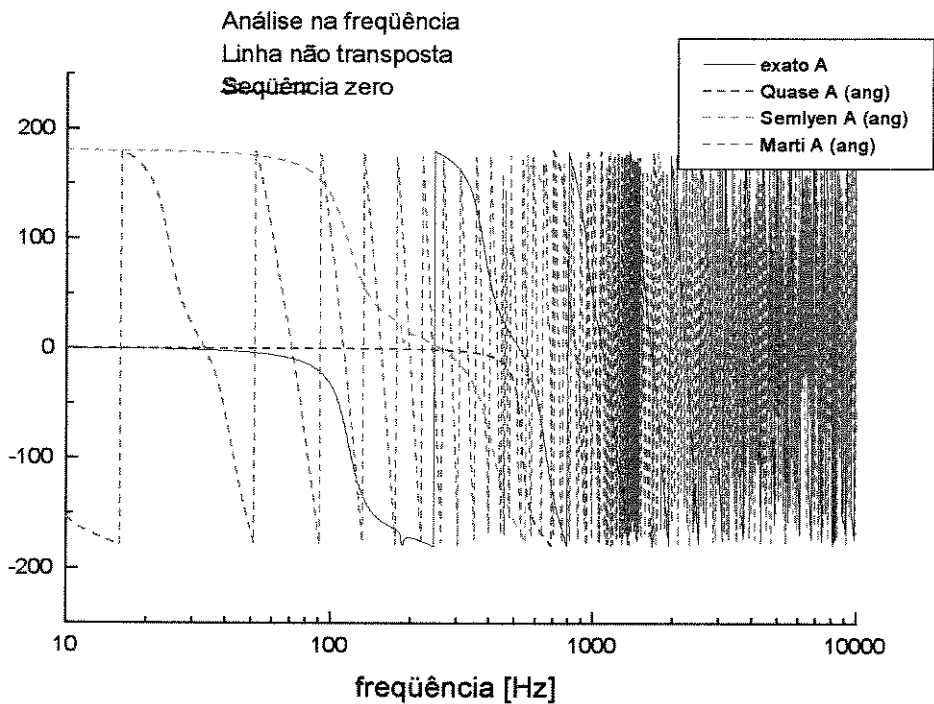


Figura IV.26 - Varredura na frequência da linha não transposta - Sequência zero - Ângulo da tensão na recepção

IV.3.3 - Análise dos Resultados

Pode-se separar as respostas dos modelos em dois grupos : a da resposta exata, quase-modos e Semlyen num grupo e a JMarti no outro.

Das respostas dos três primeiros modelos pode-se dizer :

- a resposta para a sequência positiva foi próxima para os dois modelos e o caso exato, sendo que o quase-modo teve uma resposta amortecida para frequências elevadas (acima de 5 kHz).
- a resposta da sequência zero para o modelo dos quase-modos foi praticamente coincidente com a do caso exato, enquanto que a do Semlyen foi bastante amortecida.

A resposta do JMarti para a linha transposta foi próxima à do Semlyen para a linha transposta, inclusive com a sequência zero mais amortecida para baixas frequências e acima do exato para frequências mais altas. Já para a linha não transposta o modelo não responde nem para a sequência positiva nem para a sequência zero.

IV.4 - Simulação Estatística [13]

Para verificar o desempenho do modelo para um fenômeno transitório foi realizado inicialmente um estudo de energização estatística e em seguida foi reproduzida a energização da linha para um único instante de tempo, com explicado no próximo item. O objetivo destas simulações estatísticas foi o de verificar o desempenho do modelo para simulações reais, não tendo, no entanto, sido explorado o modelo para fenômenos com frequência dominante no limite superior da espectro característico de manobras e defeitos.

A seguir é descrita a simulação estatística que foi implementada com 500 chaveamentos supondo a linha transposta e não transposta, e utilizando os modelos dos quase-modos, Semlyen e JMarti. Para todos os casos a semente que gera os instantes randômicos de fechamento das chaves foi a mesma, o que implicou em repetir os mesmos instantes de chaveamento para todos os casos.

A configuração do sistema foi :

- linha aberta na recepção;
- equivalente de geração utilizado :
 - potência base : 170 MVA;
 - tensão na geração : 0,95 pu;
 - X (gerador + transformador) : 0,3618 pu;
 - X/R : 11,4 ;
 - resistor de pré-inserção : 300 Ω
- impedância característica : 392 Ω

A configuração do sistema simulado é apresentada na Fig.IV.20.

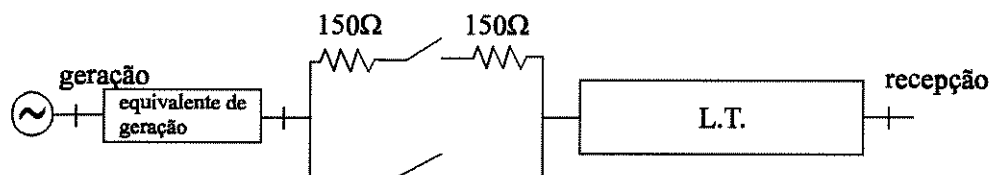


Figura IV.27 - Diagrama do sistema estudado

A modelagem da energização estatística foi feita no ATP através da chave estatística, que apresenta a seguinte característica :

- A fase A do resistor de pré-inserção foi a chave mestre do controle estatístico, ou seja, a chave referência para os demais disparos. O fechamento teve uma distribuição gaussiana, com as seguintes características :

- tempo médio : $\bar{t}_{\text{fechamento}} = 11,30 \text{ ms}$
- desvio padrão da distribuição $\sigma = 2,45 \text{ ms}$
- truncamento da gaussiana : 2σ .

- As demais fases do resistor de pré-inserção foram escravas, ou seja, foi calculado um tempo a ser acrescido no instante de fechamento do polo da fase A, sendo :

- instante de fechamento das fase B,C : $t_{\text{fechaB,C}} = t_{\text{fechaA}} + t_{\text{randomicoB,C}}$
- tipo de fechamento : distribuição uniforme, $\sigma = 3 \text{ ms}$,

- As chaves que curto-circuitam o resistor de pré-inserção foram escravas também da fase A do resistor de pré-inserção tendo as seguintes características de fechamento :

- instante de fechamento : $t_{\text{fecha}} = t_{\text{fechaA}} + t_{\text{randomico}}$
- onde o $t_{\text{randomico}}$ tem uma distribuição uniforme, com :
 - tempo médio de fechamento a ser acrescido ao tempo da chave mestre de $\bar{t}_{\text{fechamento}} = 8 \text{ ms}$
 - desvio padrão de $\sigma = 2 \text{ ms}$.

Foram simulados casos com os três modelos e para a linha suposta idealmente transposta e não transposta.

O esperado pela análise já efetuada é que os resultados para a linha transposta sejam semelhantes, enquanto que para a linha não transposta, devido a diferença encontrada na análise na frequência e no comportamento dos modos, não sejam tão próximos.

IV.4.1 - Resultados do caso estatístico

A seguir são apresentados os resultados obtidos.

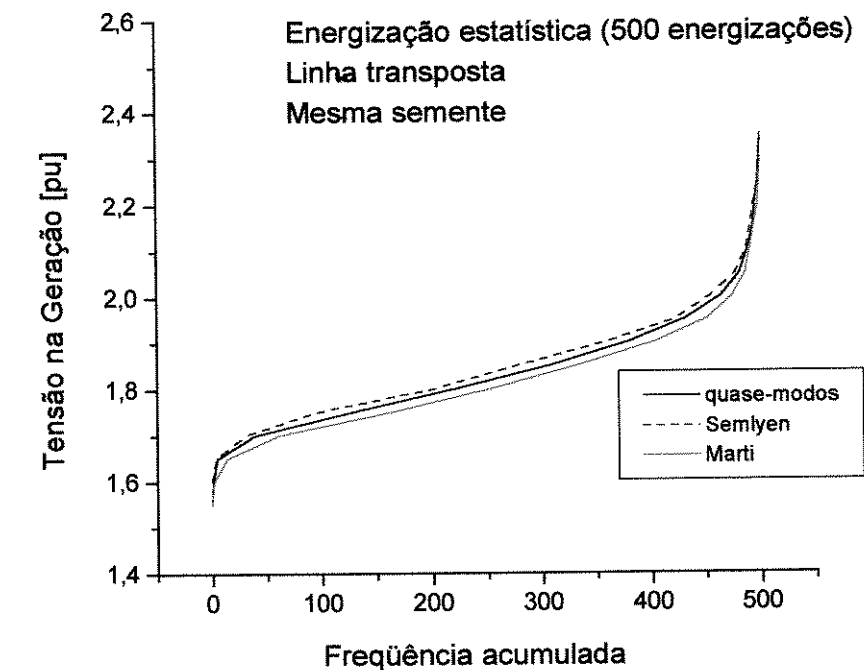


Figura IV.28 - Energização estatística para a linha transposta - Tensão na geração - Freqüência acumulada - 500 energizações

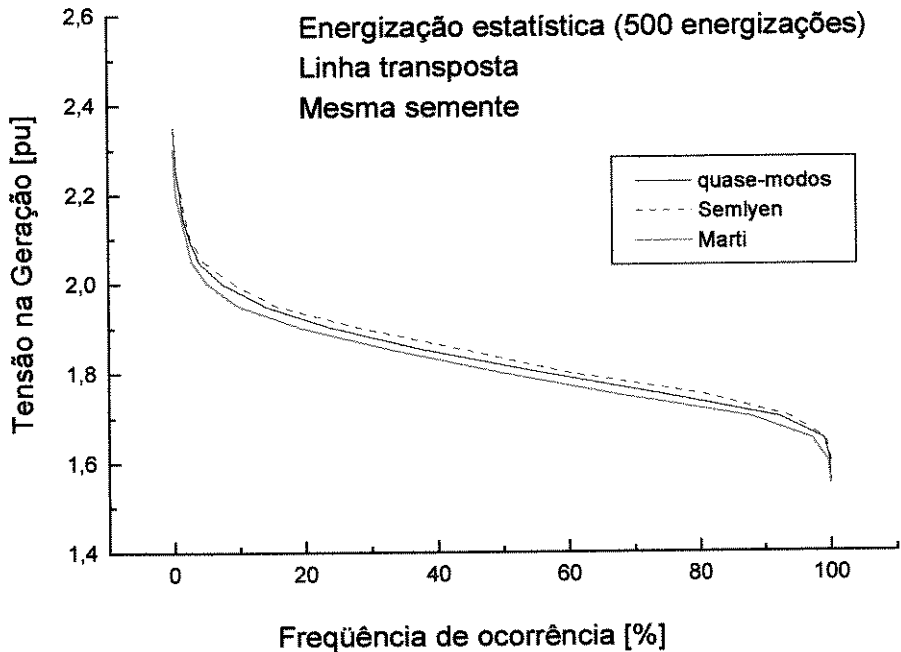


Figura IV.29 - Energização estatística para a linha transposta - Tensão na geração - Freqüência de ocorrência - 500 energizações

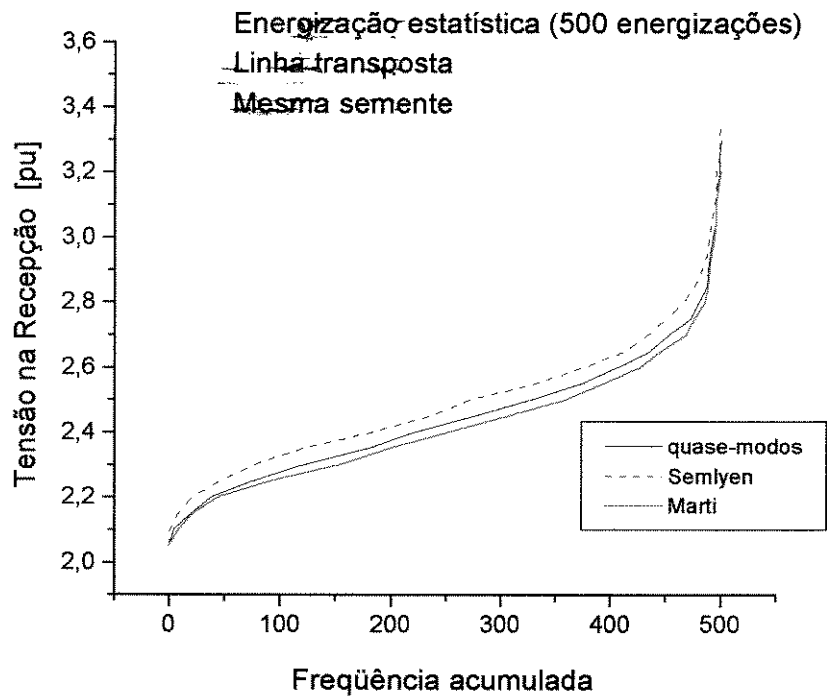


Figura IV.30 - Energização estatística para a linha transposta - Tensão na recepção - Frequência acumulada - 500 energizações

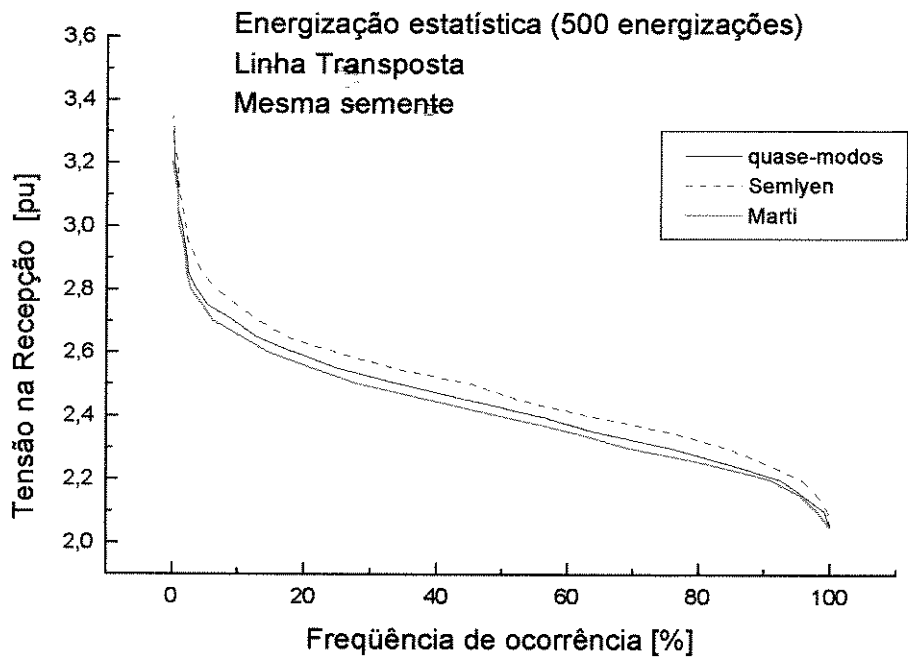


Figura IV.31 - Energização estatística para a linha transposta - Tensão na recepção - Frequência de ocorrência - 500 energizações

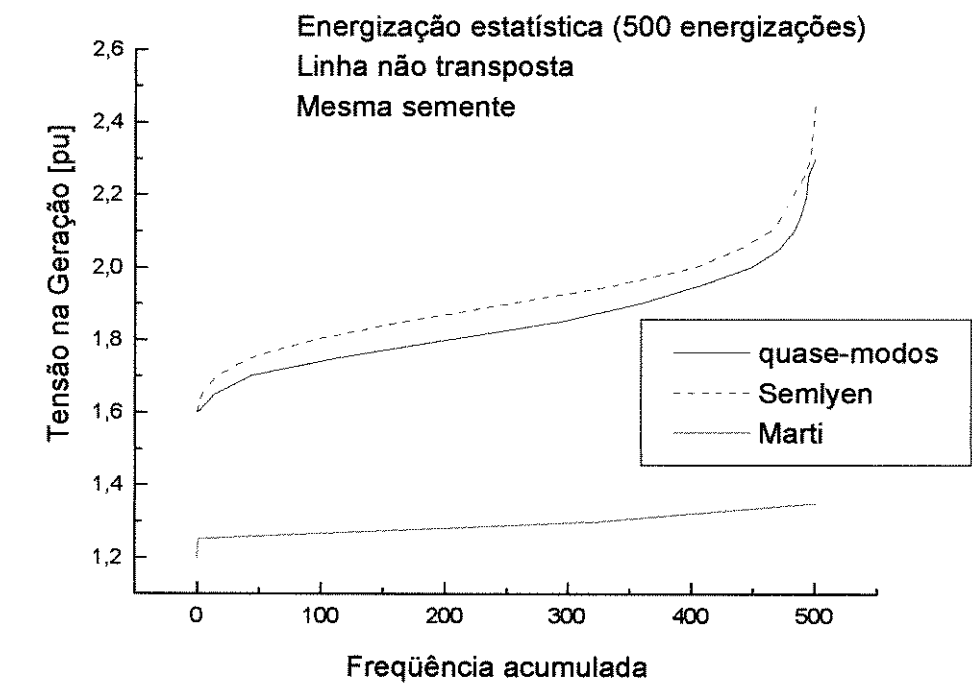


Figura IV.32 - Energização estatística para a linha não transposta - Tensão na geração - Frequência acumulada - 500 energizações

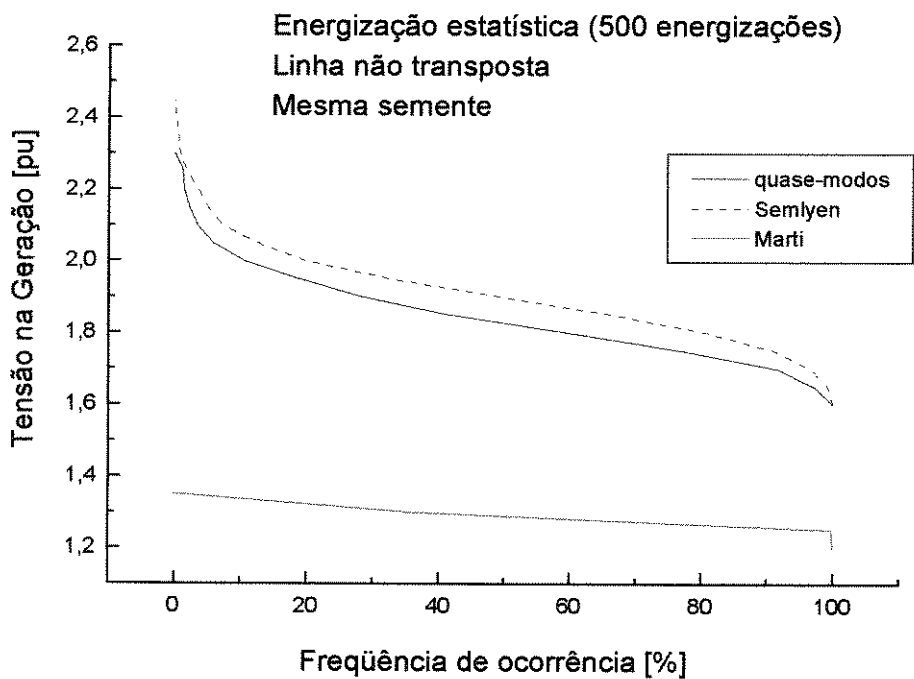


Figura IV.33 - Energização estatística para a linha não transposta - Tensão na geração - Frequência de ocorrência - 500 energizações

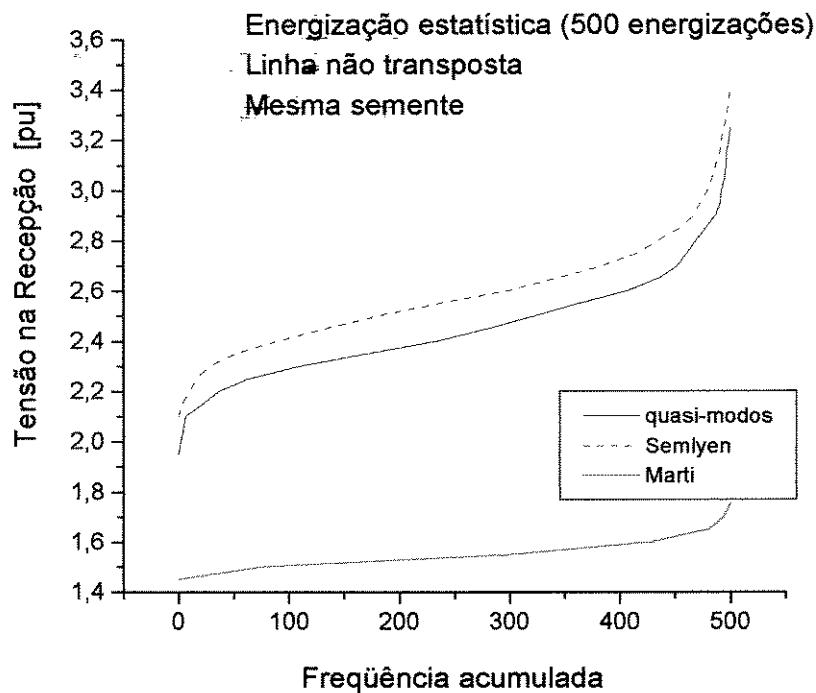


Figura IV.34 - Energização estatística para a linha não transposta - Tensão na recepção - Frequência acumulada - 500 energizações

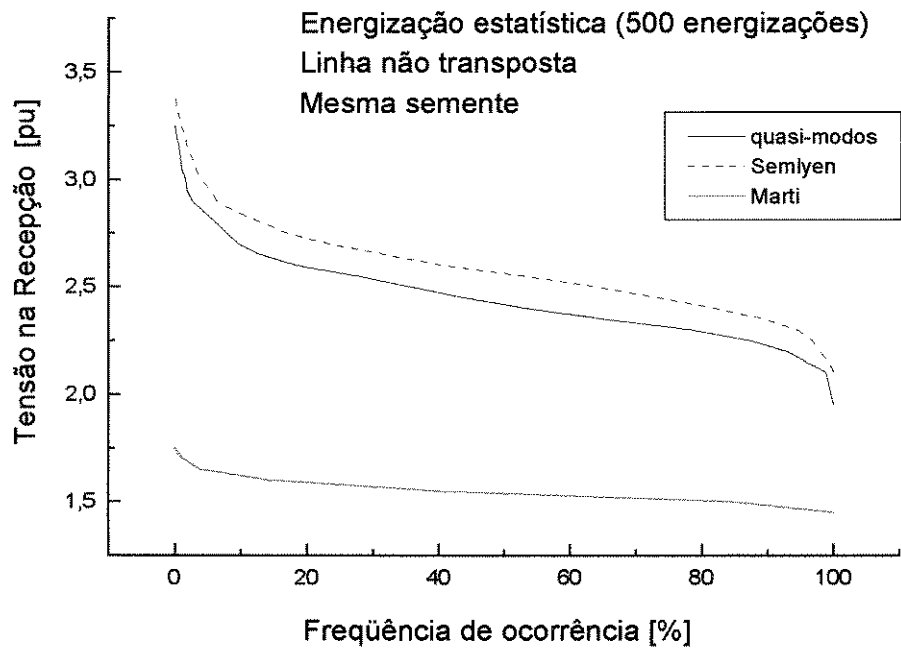


Figura IV.35 - Energização estatística para a linha não transposta - Tensão na recepção - Frequência de ocorrência - 500 energizações

IV.4.2 - Análise dos Resultados

Mais uma vez o modelo dos Quase-modos e Semlyen apresentaram respostas semelhantes, muito diferentes do JMarti.

Para os dois primeiros modelos observa-se para ambas as linhas resultados diferentes para cada modelo, sendo que para a linha não transposta as diferenças são mais acentuadas. Para a linha transposta existe uma diferença da ordem de 0,1 pu para as sobretensões encontradas, tendo o resultado com o modelo dos quase-modos apresentado valores menores. A linha não transposta também apresentou resultados menores com o modelo dos quase-modos, porém a ordem da diferença foi de 0,2 pu, o que é bastante significativo, principalmente durante a otimização do projeto da linha. Esta diferença já era esperada devido aos resultados obtidos nas seções anteriores (análise do comportamento dos modos e análise dos modelos na frequência).

O modelo do JMarti apresenta resultados próximos para a linha transposta, porém, com valores um pouco inferiores. Já para a linha não transposta a sua resposta não pode ser considerada.

IV.5 - Energização do Pior Caso [13]

Neste item são apresentados algumas simulações da energização das linha para os três modelos. A partir dos resultados obtidos na energização estatística, foram simulados os piores casos, ou seja, o que resultaram nas sobretensões máximas, tanto para a linha transposta quanto para a linha não transposta, com os três modelos de linha.

Os instantes de fechamento dos disjuntores são apresentados na Tab. IV.2.

Tabela IV.2 - Instantes de tempos de fechamento dos disjuntores para os piores casos

linha	pólos resistor pré-inserção (ms)			pólos disjuntor principal (ms)		
	ϕA	ϕB	ϕC	ϕA	ϕB	ϕC
transposta	13,3	19,15	14,36	20,19	24,81	20,13
não transposta	12,95	16,61	15,82	19,07	18,2	22,5

Os resultados para os modelos são apresentados a seguir, tendo sido sempre comparados com o modelo dos quase-modos.

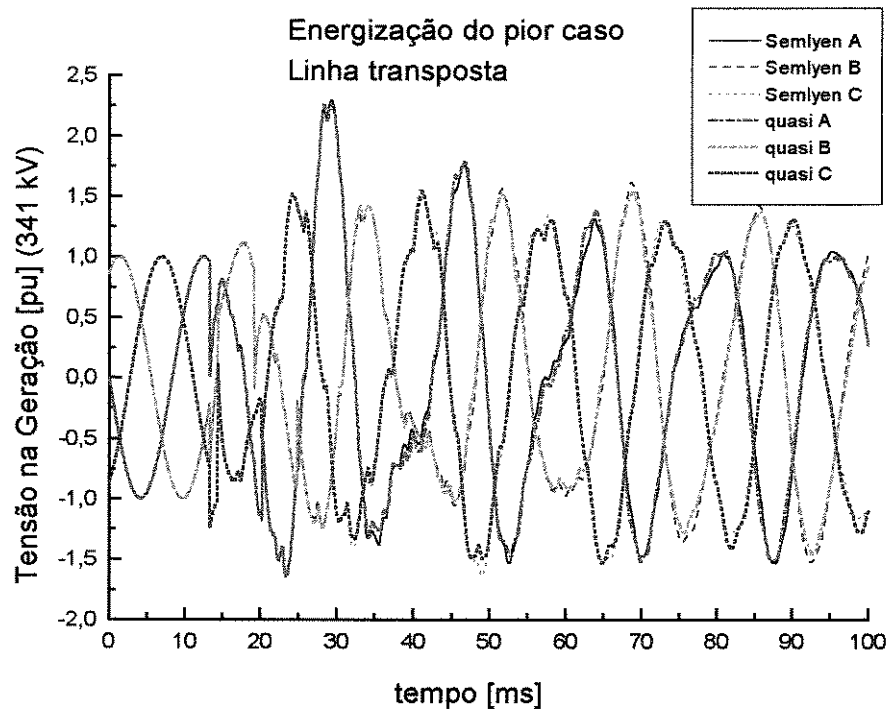


Figura IV.36 - Energização da linha transposta - Tensão na geração - Quase-modos x Semlyen

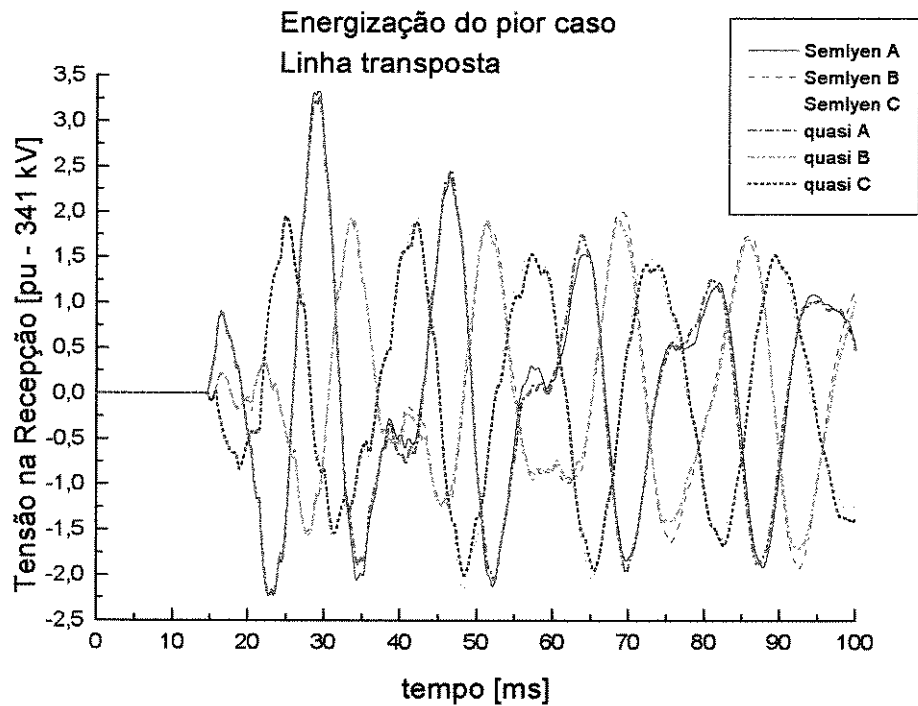


Figura IV.37 - Energização da linha transposta - Tensão na recepção - Quase-modos x Semlyen

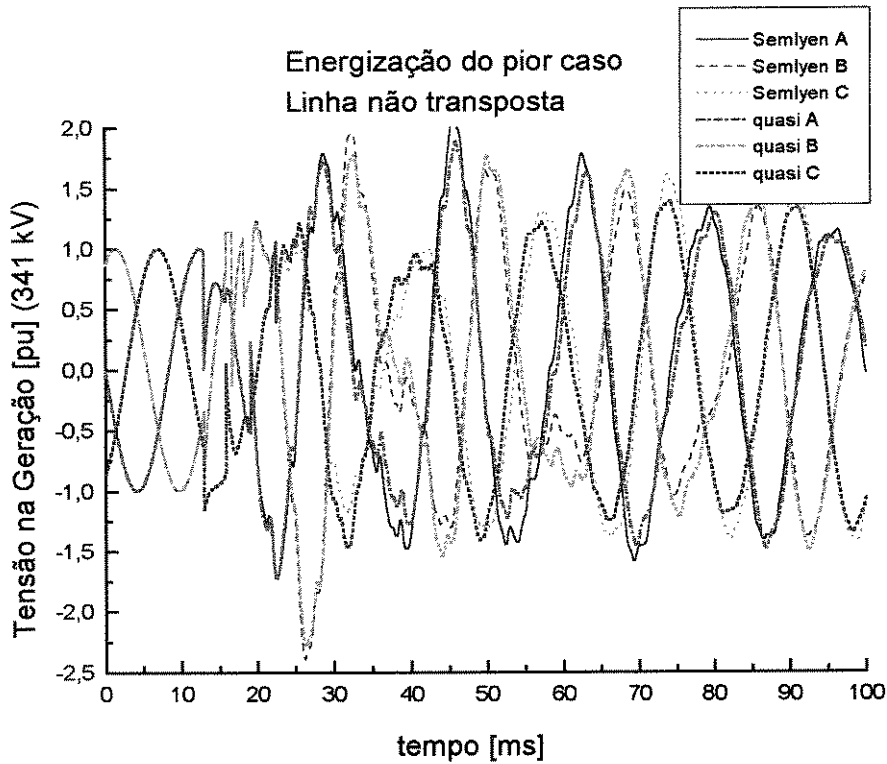


Figura IV.38 - Energização da linha não transposta - Tensão na geração

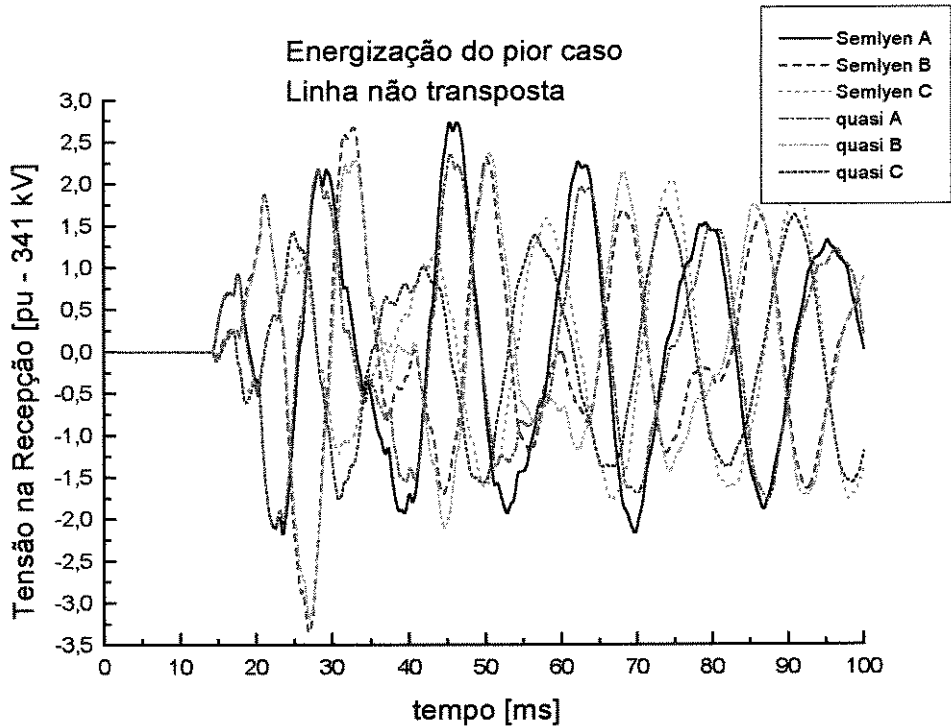


Figura IV.39 - Energização da linha não transposta - Tensão na recepção

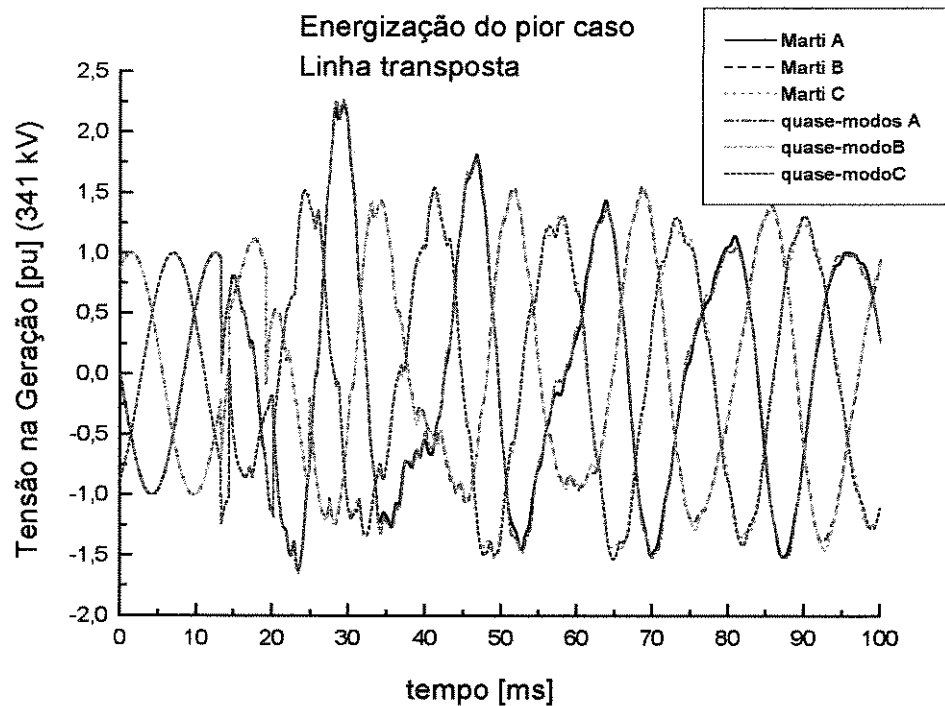


Figura IV.40 - Energização da linha transposta - Tensão na geração - Quase-modos x JMarti

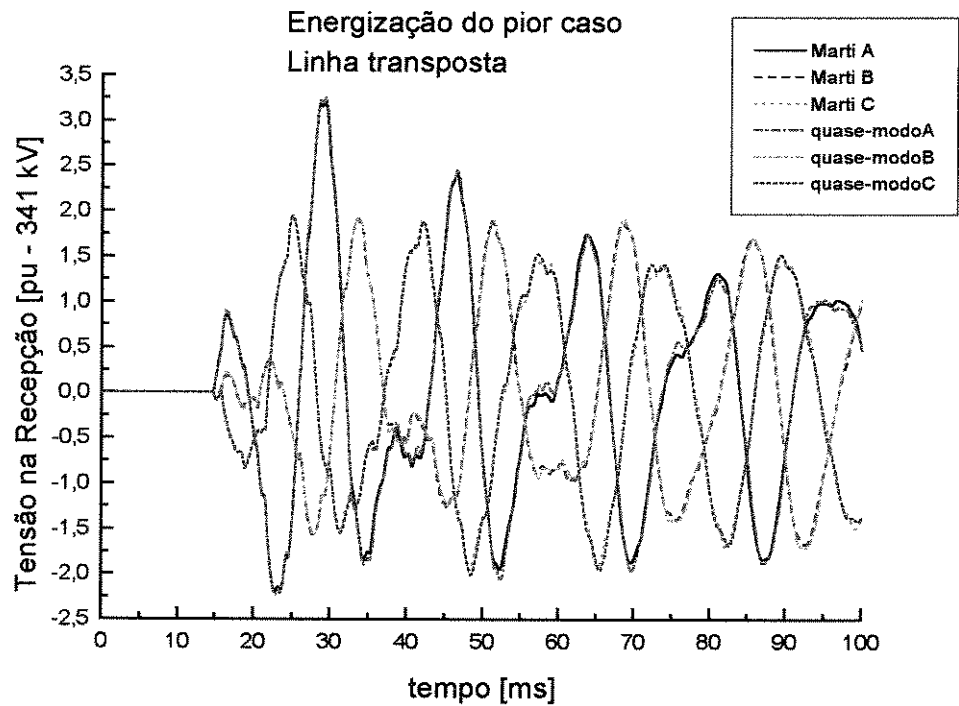


Figura IV.41 - Energização da linha transposta - Tensão na recepção - Quase-modos x Semlyen

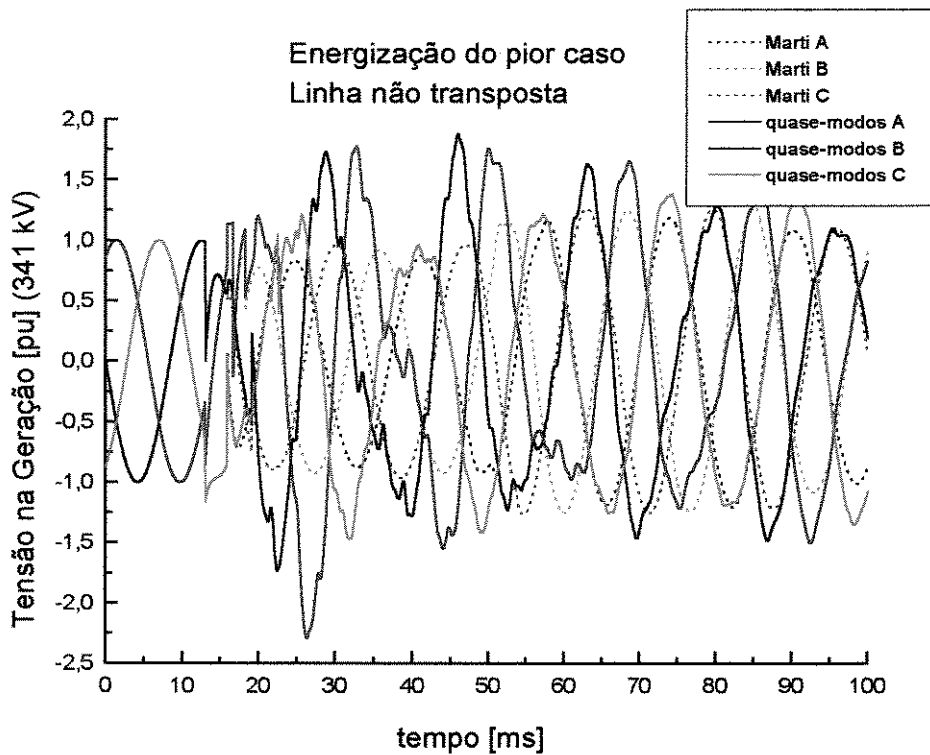


Figura IV.42 - Energização da linha não transposta - Tensão na geração - Quase-modos x JMarti

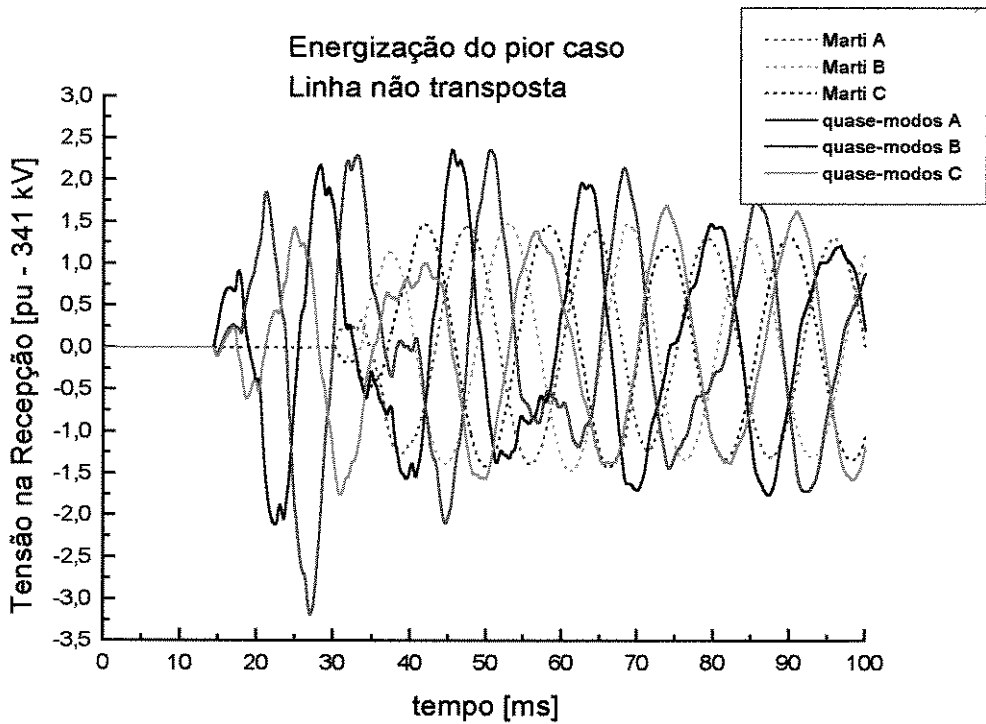


Figura IV.43 - Energização da linha não transposta - Tensão na recepção - Quase-modos x JMarti

IV.5.1 - Análise dos Resultados

As formas de onda são semelhantes para os modelos dos quase-modos e Semlyen, mas o modelo com Clarke apresenta resultados menores para ambas as linhas. No caso da linha não transposta a diferença é mais acentuada.

Já o modelo JMarti apresenta resultados semelhantes para a linha transposta e não responde corretamente para a linha não transposta.

IV.6 - Parâmetros Unitários dos Modelos Semlyen e JMarti

Para poder concluir foram obtidos os parâmetros unitários das linhas transposta e não transposta para os modelos Semlyen e JMarti. Os resultados estão apresentados no apêndice E.

IV.7 - Análise dos Modelos

A partir dos resultados obtidos pode-se afirmar que :

- O modelo dos quase-modos respondeu corretamente para os fenômenos simulados, sendo coerente com a teoria descrita nos capítulos anteriores.
- O modelo do Semlyen apresenta uma imprecisão que pode ser observada pelo comportamento dos modos $\alpha \times \beta$ e zero para a linha não transposta e a resposta amortecida da sequência zero no domínio da frequência.
- O modelo do JMarti apresenta uma resposta razoável para a linha transposta, mas não pode ser utilizado para a linha não transposta. Devido às aproximações do método é preciso efetuar outras verificações antes de se poder afirmar que ele é adequado para ser utilizado para a linha transposta.

V. Análise dos Autovalores e Autovetores da Linha Não Transposta

V.1 - Introdução

Nos capítulos anteriores foi apresentado um modelo para representar a linha de transmissão com dependência com a frequência através de circuitos π s, que modelariam a dependência com a frequência dos parâmetros longitudinais, e de matrizes de transformação reais, representadas através de transformadores ideais. No caso da linha trifásica simples a única matriz de transformação utilizada foi a matriz de Clarke. Para a linha idealmente transposta o modelo é exato, são obtidos os modos naturais de propagação da linha. No entanto, no caso da linha não ser transposta a aplicação de uma única matriz de transformação, Clarke, conduz a uma boa aproximação, como pode ser visto através dos resultados apresentados nos capítulos anteriores para o exemplo da linha de 440 kV da CESP.

As matrizes de transformação reais utilizadas nos diversos modelos apresentados no Capítulo II foram escolhidas devido às características geométricas das linhas. No caso da de Clarke o plano de simetria vertical existente indica que a matriz exata seria próxima a de Clarke.

A matriz de transformação exata é formada pelos autovetores da linha calculada a partir dos autovalores associados às matrizes de impedância e admitância da linha. Como a matriz de impedância varia com a frequência, e a matriz de admitância, na faixa de frequência dos fenômenos estudados, de 10 Hz a 1 MHz, é suposta constante, a matriz de transformação varia com a frequência. Foi suposto, no entanto, que a matriz de Clarke seria próxima da matriz exata, a ponto de poder ser substituída por esta, como implementado neste trabalho.

Neste capítulo é apresentada uma comparação entre a matriz de transformação exata da linha não transposta exemplo e a matriz de Clarke para a faixa de frequência de 10 Hz a 1 MHz. Como a resistividade do solo é um parâmetro importante na dependência com a frequência, o estudo foi realizado para três valores de resistividade do solo : 10 Hz, 100 Hz e 1000 Hz, com o intuito de se detectar uma tendência de comportamento.

Foi realizado também um estudo preliminar da influência dos diversos parâmetros da linha nos modos naturais de propagação através do estudo dos autovalores. Esta parte do trabalho é apresentada no Apêndice H.

V.2 - Cálculo dos Autovetores da Linha Não Transposta

A matriz de transformação, que faz a ligação entre os componentes de fase e os modos naturais da linha é função das matrizes de impedância e admitância da linha, sendo que a primeira varia com a frequência, implicando que a matriz de transformação varie com a frequência. Além disto, a matriz de transformação, formada pelos autovetores, não é única, existe uma família de matrizes que diagonalizam as matrizes de impedância e admitância. De acordo com o tipo de normalização, imposto no cálculo dos autovetores, obtém-se um determinado valor de impedância e admitância em modo associado.

Para se obter a matriz formada pelos autovetores da linha não transposta é necessário trabalhar com as matrizes de impedância e admitância da linha, como apresentado a seguir.

As equações de onda da linha para tensão e corrente podem ser descritas por :

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -Z \cdot i \quad (V.1)$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -Y \cdot u \quad (\text{V.2})$$

e derivando-se (V.1) e (V.2) em função de x , tem-se :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = -Z \cdot \frac{\partial i}{\partial x} = Z \cdot Y \cdot u \quad (\text{V.3})$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = -Y \cdot \frac{\partial u}{\partial x} = Y \cdot Z \cdot i \quad (\text{V.4})$$

logo

$$\left(Z \cdot Y - \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right) u = 0 \quad (\text{V.5})$$

$$\left(Y \cdot Z - \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right) i = 0 \quad (\text{V.6})$$

Como

$$u = \text{Re} \left[\bar{u} e^{\gamma x} e^{j\omega t} \right] \quad (\text{V.7})$$

onde

γ - constante de propagação da linha

e

$$u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (\text{V.8})$$

tem-se

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \text{Re} \left[\gamma \bar{u} e^{\gamma x} e^{j\omega t} \right] = \Gamma \cdot u \quad (\text{V.9})$$

onde

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_2 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_3 \end{bmatrix} \quad (\text{V.10})$$

e

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \text{Re} \left[\gamma^2 \bar{u} e^{\gamma x} e^{j\omega t} \right] = \Gamma^2 \cdot u \quad (\text{V.11})$$

sendo

$$\Gamma^2 = \begin{bmatrix} \gamma_1^2 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_2^2 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_3^2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.12})$$

Substituindo-se (V.11) em (V.5), tem-se :

$$(Z \cdot Y - \Gamma^2) \cdot u = 0 \quad (\text{V.13})$$

$$(Y \cdot Z - \Gamma^2) \cdot i = 0 \quad (\text{V.14})$$

Os autovalores associados às matrizes (V.3) e (V.4) serão iguais a γ^2 , sendo γ a constante de propagação de cada modo da linha. Os autovetores associados são :

$$T_v \cdot (Z \cdot Y) \cdot T_v^{-1} = \Gamma^2 \quad (\text{V.15})$$

$$T_i \cdot (Y \cdot Z) \cdot T_i^{-1} = \Gamma^2 \quad (\text{V.16})$$

onde

Γ^2 - matriz diagonal formada pelos autovalores γ^2

T_v - matriz formada pelos autovetores do produto $Z \cdot Y$, que transforma a matriz de componentes de fase em seus modos naturais; esta matriz é associada à tensão e é função da frequência.

T_i - matriz formada pelos autovetores do produto $Y \cdot Z$, que transforma a matriz de componentes de fase em seus modos naturais; esta matriz é associada à corrente e é função da frequência.

Como a linha é não transposta, os produtos $Z \cdot Y$ e $Y \cdot Z$ não são iguais nem simétricos, o que significa que existem duas matrizes de transformação distintas, uma associada à tensão e outra associada à corrente [18, 19], porém essas matrizes guardam entre si a seguinte relação :

transpondo (V.15)

$$T_v^{-1t} \cdot (Y \cdot Z) \cdot T_v^t = \gamma^2 \quad (\text{V.17})$$

Comparando (V.15) a (V.16) obtém-se :

$$T_v = T_i^{-1t}, \quad T_v^{-1} = T_i^t \quad (\text{V.18})$$

Pode-se, portanto, calcular somente uma matriz de transformação (a de corrente, por exemplo) e obter a outra através de manipulações das matrizes.

Os parâmetros da linha em componentes de modo são calculados da seguinte forma :

$$u_f = Z_f \cdot i_f \quad (\text{V.19})$$

$$i_f = Y_f \cdot u_f \quad (\text{V.20})$$

e

$$u_m = T_v \cdot u_f \quad (\text{V.21})$$

$$i_m = T_i \cdot i_f \quad (\text{V.22})$$

ou

$$u_f = T_v^{-1} \cdot u_m \quad (\text{V.23})$$

$$i_f = T_i^{-1} \cdot i_m \quad (\text{V.24})$$

onde os índices **f** e **m** correspondem a fase e modo, respectivamente.

Substituindo (V.21) a (V.24) em (V.19) e (V.20) tem-se :

$$u_m = (T_v \cdot Z_f \cdot T_i^{-1}) \cdot i_m \quad (\text{V.25})$$

$$i_m = (T_i \cdot Y_f \cdot T_v^{-1}) \cdot u_m \quad (\text{V.26})$$

logo

$$Z_m = T_v \cdot Z_f \cdot T_i^{-1} \quad (\text{V.27})$$

$$Y_m = T_i \cdot Y_f \cdot T_v^{-1} \quad (\text{V.28})$$

Em uma linha não transposta os autovalores (associados à constante de propagação) são únicos. Contudo os autovetores são determinados a menos de uma constante, que pode ser um número complexo. Dependendo da forma como o autovetor é normalizado obtém-se diferentes valores dos parâmetros **Z** e **Y** em componentes de modo. Como os cálculos em componentes de modo são transformados para componentes de fase através da matriz de autovetor escolhida, há liberdade para se normalizar a matriz de transformação da forma que mais for conveniente para o tipo de cálculo a ser realizado. Alguns autores sugerem que o primeiro termo dos autovetores seja igual à unidade [25], o que pode ser eliminar suas variações naturais de comportamento [26]. Como foi verificado no presente estudo, existe a possibilidade de a normalização resultar em resistência negativa e condutância positiva [27, 28], que apesar de representar corretamente o modo, não é prático para se modelar. Foi desenvolvida então uma normalização que anulasse a condutância da linha e, automaticamente, resultasse em resistência, em componentes de modo, positiva. Esta metodologia é apresentada no próximo item.

V.2.1 - Normalização dos Autovetores da Linha Não Transposta [19, 20]

Na determinação dos autovetores associados às matrizes de tensão e corrente, o autovalor é único, mas existe uma família de autovetores a ele associada. Inicialmente foi calculado o autovetor correspondente a transformação de corrente. Este vetor foi normalizado para que o seu módulo fosse igual à unidade. Porém, ainda existia um grau de liberdade, pois o vetor poderia ser multiplicado por um número complexo ($e^{j\alpha}$) e ainda assim teria módulo unitário.

Foi desenvolvida uma metodologia que anulasse a condutância em modo, o que implica automaticamente em resistência modal positiva. Para tal foi imposto que os termos próprios da potência aparente da linha em modo fossem iguais à unidade. Observa-se que em uma linha transposta pode-se normalizar a matriz de transformação (igual para tensão e corrente) para que a potência (**S**) se mantenha constante, seja ela expressa em componentes de fase ou de modo. Isto significa que :

$$S = U_f^t \cdot I_f^* = U_m^t \cdot I_m^* \quad (\text{V.29})$$

ou

$$S = U_a \cdot I_a^* + U_b \cdot I_b^* + U_c \cdot I_c^* = U_{m1} \cdot I_{m1}^* + U_{m2} \cdot I_{m2}^* + U_{m3} \cdot I_{m3}^* \quad (\text{V.30})$$

Observa-se que a potência em componentes de modo é composta somente por produtos entre os mesmos modos ($U_{mi} \cdot I_{mi}^*$), ditos termos próprios.

A potência da linha não transposta pode ser obtida por :

$$S = U_f^t \cdot I_f^* = (T_v^{-1} \cdot U_m)^t \cdot (T_i^{-1} I_m)^* \quad (\text{V.31})$$

$$S = U_m \cdot T_v^{-1t} \cdot T_i^{-1*} \cdot I_m^* \quad (\text{V.32})$$

Como existe um grau de liberdade nas matrizes de transformação pode-se arbitrar que :

$$T_i^{-1} = b \cdot T_{i_1}^{-1} \quad (\text{V.33})$$

onde **b** corresponde a uma matriz diagonal formada por $e^{j\alpha}$, sendo cada elemento associado a um vetor. Logo :

$$T_i^{-1*} = b^* \cdot T_{i_1}^{-1*} \quad (\text{V.34})$$

Pode-se impor, por exemplo, que os termos próprios do produto $T_v^{-1t} \cdot T_i^{-1*}$ sejam iguais à unidade. Deste modo a matriz **b**, única, é determinada. Esta normalização resulta em condutância unitária nula e resistência por unidade de comprimento positiva e foi implementada no cálculo dos autovetores. Este método também é utilizado em [26].

V.3 - Matriz dos Autovalores da Linha Exemplo

Os autovalores da linha exemplo foram calculados no domínio da frequência. Neste item é descrito como eles foram calculados e quais as suas principais características. Os autovalores são comparados também com uma matriz obtida substituindo-se a matriz de transformação exata pela matriz de Clarke na equação (V.16). A matriz resultante é próxima da matriz dos autovalores, porém apresenta termos mútuos associados aos modos α e homopolar. É feita uma análise no domínio da frequência e para três valores de resistividade do solo.

No Apêndice H é apresentado um estudo preliminar teórico sobre o comportamento dos autovalores/vetores em função do efeito do solo e da impedância interna para vários valores de frequência.

Para se determinar os autovalores foi desenvolvido um programa que utiliza o método de Newton-Raphson. O valor inicial do autovalor utilizado corresponde ao autovalor da linha se ela fosse transposta. Deste modo não houve mistura dos modos, ou seja, as curvas dos autovalores não se encontraram, o que implicaria também em autovetores trocados para algumas frequências, e não se poderia trabalhar com os modos. Este é um problema citado em diversas referências [6, 26, 29].

Os autovalores da linha tendem para uma assíntota definida por $(j\omega)^2 \cdot \mu_0 \cdot \epsilon_0$, e para a faixa superior da frequência, no limite, ficariam todos iguais. Neste caso os autovetores a eles associados ficariam indeterminados. Nos resultados apresentados a seguir são apresentados os autovalores e também a diferença destes com relação à assíntota.

V.3.1 - Matriz dos autovalores

Foram obtidas, para a linha exemplo, as curvas dos autovalores em função da frequência para os três valores de resistividade do solo. Inicialmente foram calculados os autovalores exatos, e a seguir

aplicou-se a matriz de Clarke à matriz produto impedância por admitância para se obter uma matriz próxima a dos autovalores, sendo que com elementos fora da diagonal, as mútuas $\gamma_{\alpha 0}^2$ e $\gamma_{0\alpha}^2$.

São apresentados a seguir as curvas de γ^2 para a resistividade do solo de 1000 $\Omega.m$, para o cálculo exato e aplicando-se a matriz de Clarke. Os resultados para as demais resistividades foram transferidos para o Apêndice G.

Nos gráficos os modos β , α e homopolar foram chamados pelos índices da matriz, 1,1, 2,2 e 3,3, respectivamente, para não causar confusão com a constante de atenuação (α) e constante de fase (β).

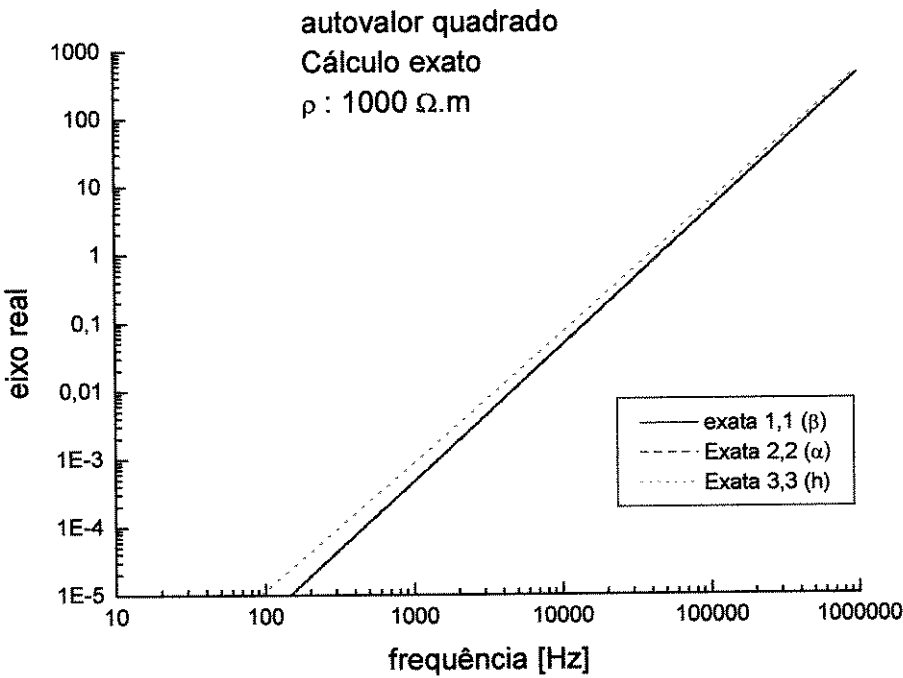


Figura V.1 - γ^2 - Cálculo exato - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$

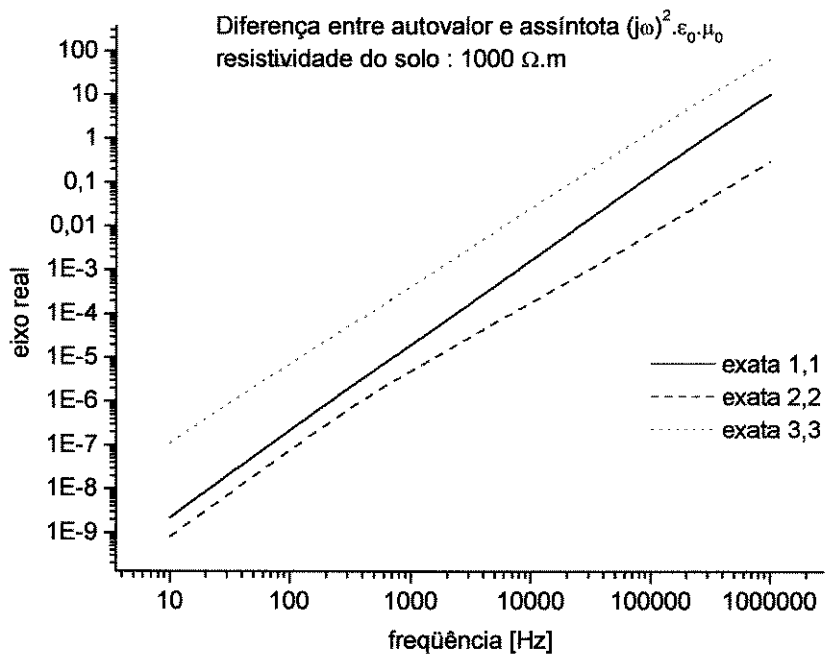


Figura V.2- Diferença entre autovalor e assíntota - eixo real - ρ : 1000 $\Omega \cdot m$

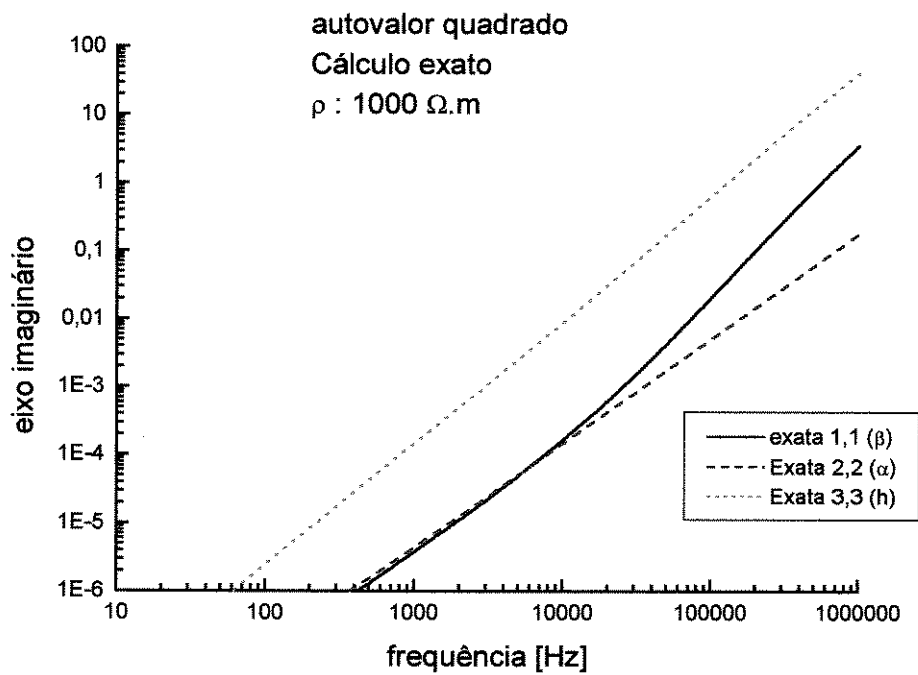


Figura V.3 - γ^2 - Cálculo exato - eixo imaginário - ρ : 1000 $\Omega \cdot m$

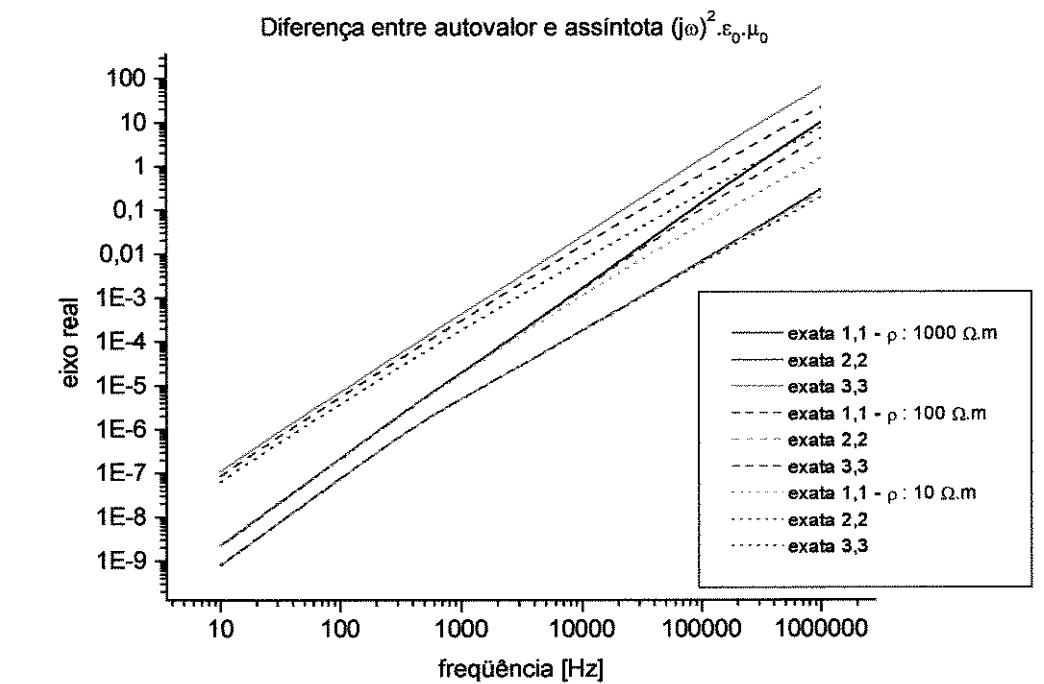


Figura V.4 - Diferença entre autovalor e assíntota - eixo real - várias resistividades

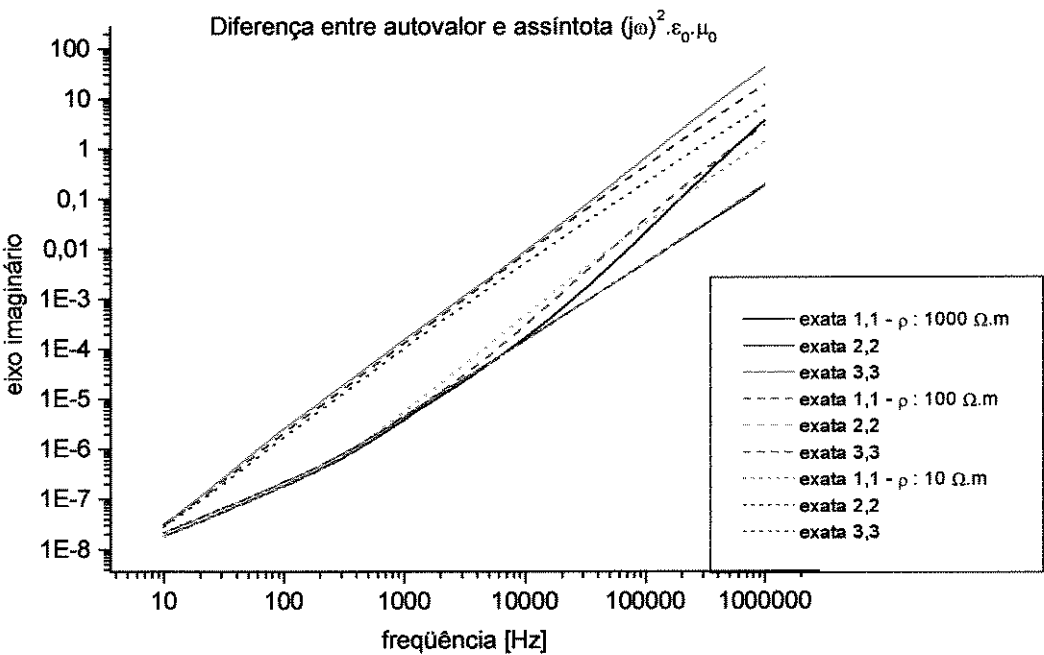


Figura V.5 - Diferença entre autovalor e assíntota - eixo imaginário - várias resistividades

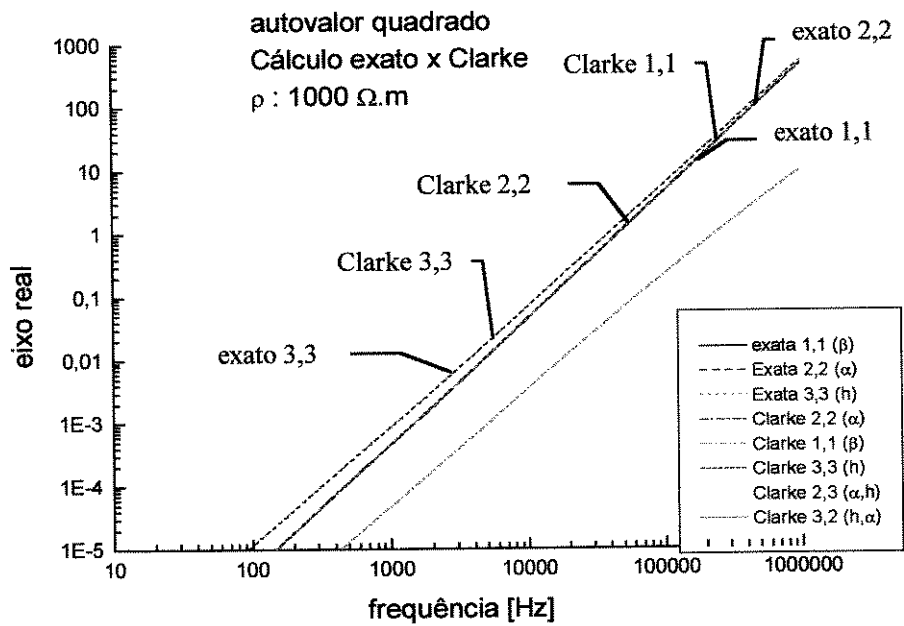


Figura V.6 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$

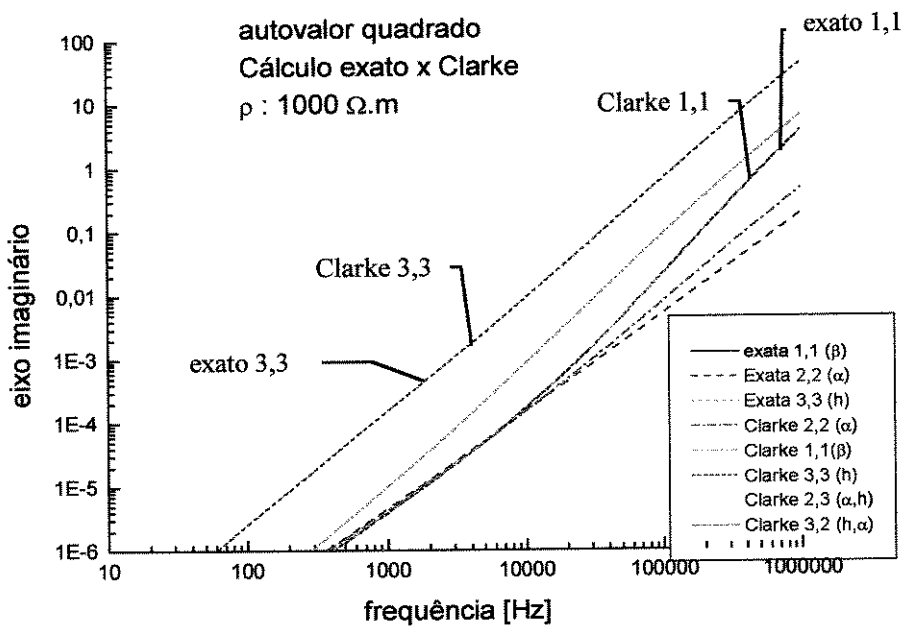


Figura V.7 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - $\rho : 1000 \Omega.m$

V.3.1.1 - Análise dos Resultados

As seguintes conclusões podem ser tiradas dos resultados obtidos :

- Os autovalores tendem para a assíntota $(j\omega)^2 \cdot \mu_0 \cdot \epsilon_0$, sendo difícil identificá-los, principalmente na faixa superior da frequência. Já a diferença entre a assíntota e os autovalores é bem

definida, tanto a parte real quanto a parte imaginária distinguem bem os modos. Esta parcela pode ser utilizada para determinar os autovetores, como sugerido no Apêndice H.

- A resistividade do solo tem importância distinta nos três modos.
 - o modo β (1,1) varia com a resistividade do solo, sendo que a sua influência é sentida a partir dos 1000 Hz.
 - o modo α (2,2) não é muito sensível a resistividade do solo.
 - o modo homopolar (3,3) varia com a resistividade do solo, sendo que para as altas frequências a diferença entre os autovalores é maior.

• Existe um erro com relação aos valores das diagonais (quase modos) tão maior quanto maior a resistividade do solo. Pode-se observar que :

- Com relação a parte real de γ^2 , não é possível identificar visualmente diferenças entre os valores obtidos com o cálculo exato e aplicando-se a matriz de Clarke para as resistividades do solo analisadas. As mútuas estão algumas ordens de grandeza abaixo, podendo ser desprezadas. Os autovalores obtidos com a matriz de Clarke podem ser utilizados como valor inicial para a determinação dos autovalores, o que pode ajudar na faixa de frequência em que os modos ficam misturados.
- Com relação a parte imaginária de γ^2 , para os modos beta e homopolar não é possível também identificar diferenças entre o cálculo exato e o obtido através da matriz de Clarke. Para o modo alfa a diferença é maior, diminuindo com a resistividade do solo. A parte imaginária da mútua do modo homopolar é desprezável, enquanto que a do modo alfa é da mesma ordem de grandeza do modo.

V.3.2 - Termos Mútuos

Foram obtidos também os gráficos das relações entre os termos mútuos e os termos próprios mostrados a seguir. As seguintes variáveis foram analisadas :

$$\left. \begin{array}{l} \left| \gamma_{h\alpha}^2 \right| \\ \left| \gamma_{\alpha h}^2 \right| \end{array} \right\} \begin{array}{l} \propto \sqrt{\gamma_{\alpha,\alpha}^2 \cdot \gamma_{h,h}^2} \\ \propto \gamma_{\alpha}^2 \\ \propto \gamma_h^2 \end{array} \quad (V.35)$$

Existe uma relação entre as mútuas e a média das diagonais α e h e também uma função com a resistividade, que parece variar com $\sqrt{\rho}$.

Os gráficos obtidos são apresentados a seguir, para $\rho : 1000 \Omega.m$. Os demais encontram-se no Apêndice G.

V.3.2.1 - Termos Mútuos x Diagonais

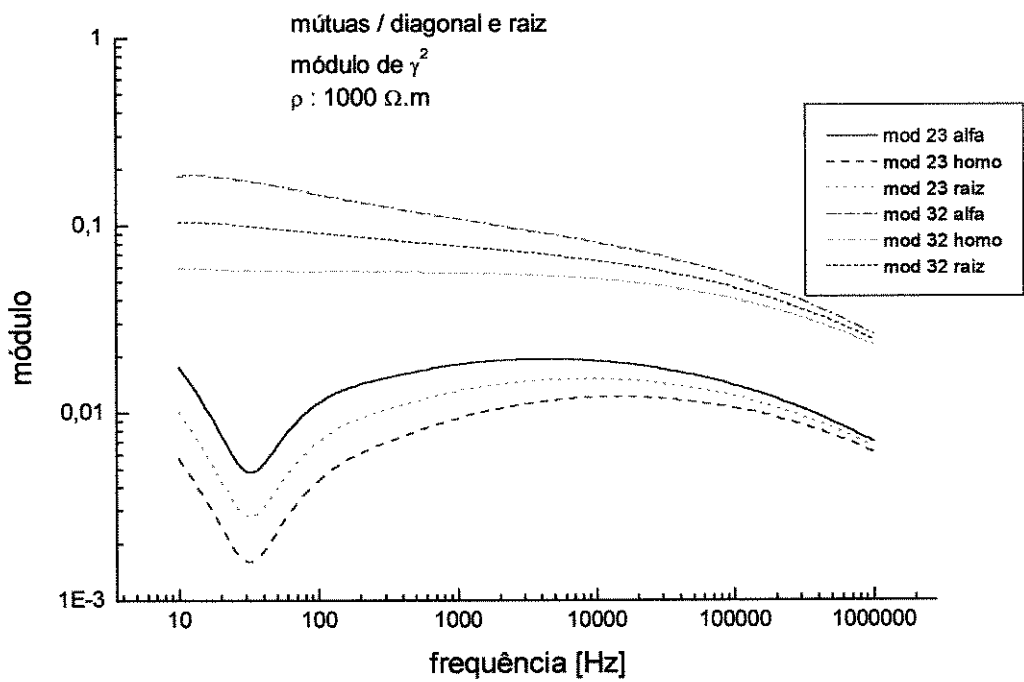


Figura V.8 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - módulo - $\rho : 1000 \, \Omega.m$

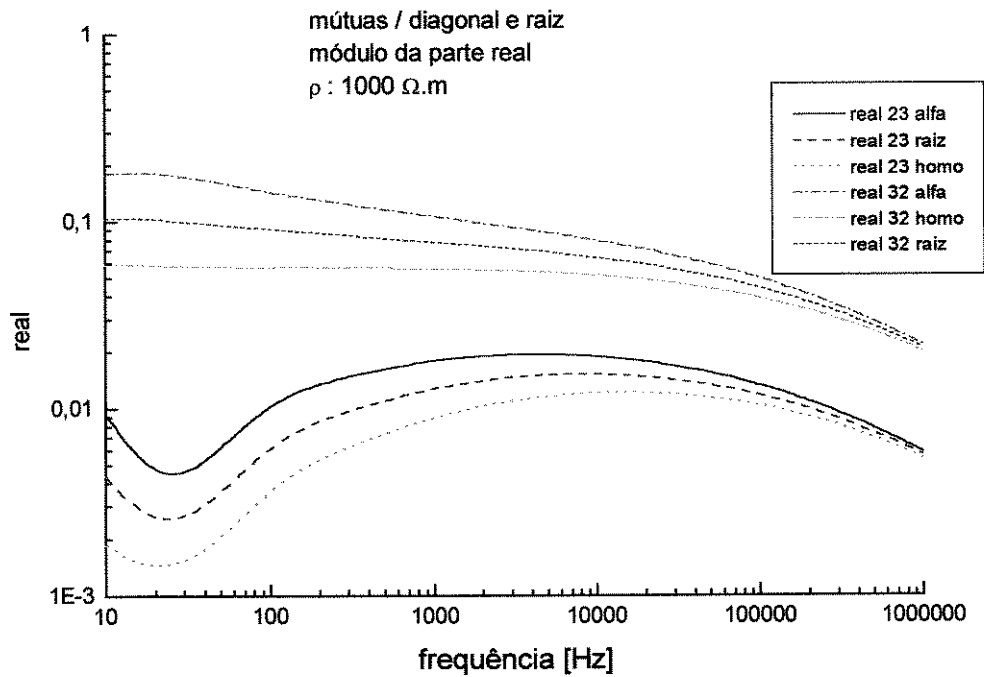


Figura V.9 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte real - $\rho : 1000 \, \Omega.m$

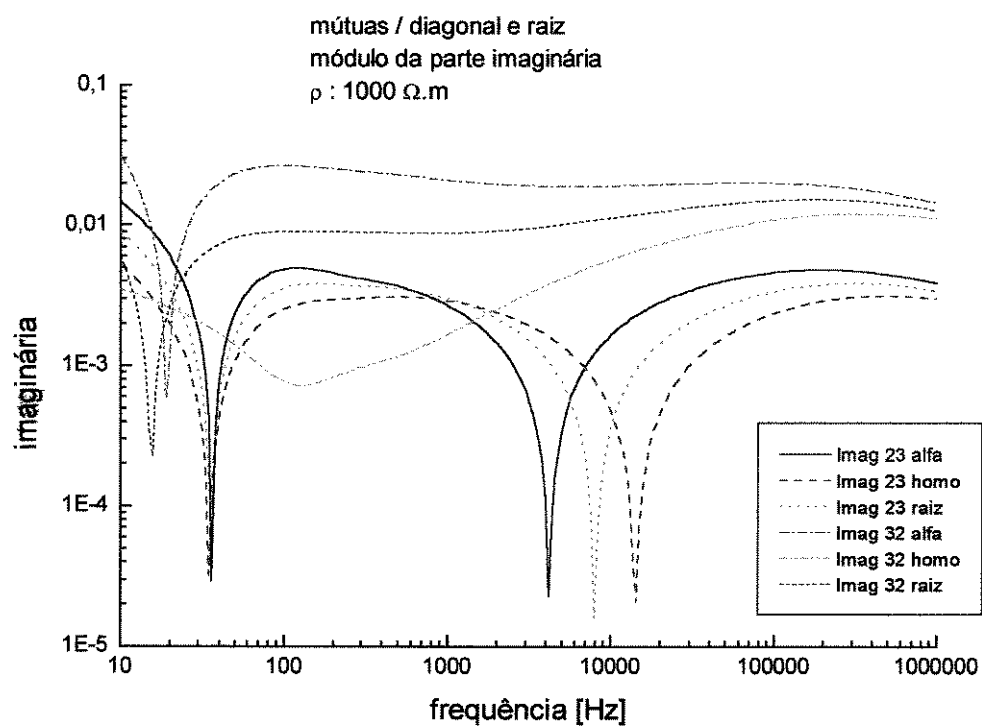


Figura V.10 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte imaginária - $\rho : 1000 \Omega.m$

V.3.2.2 - Termos Mútuos x Resistividade do Solo

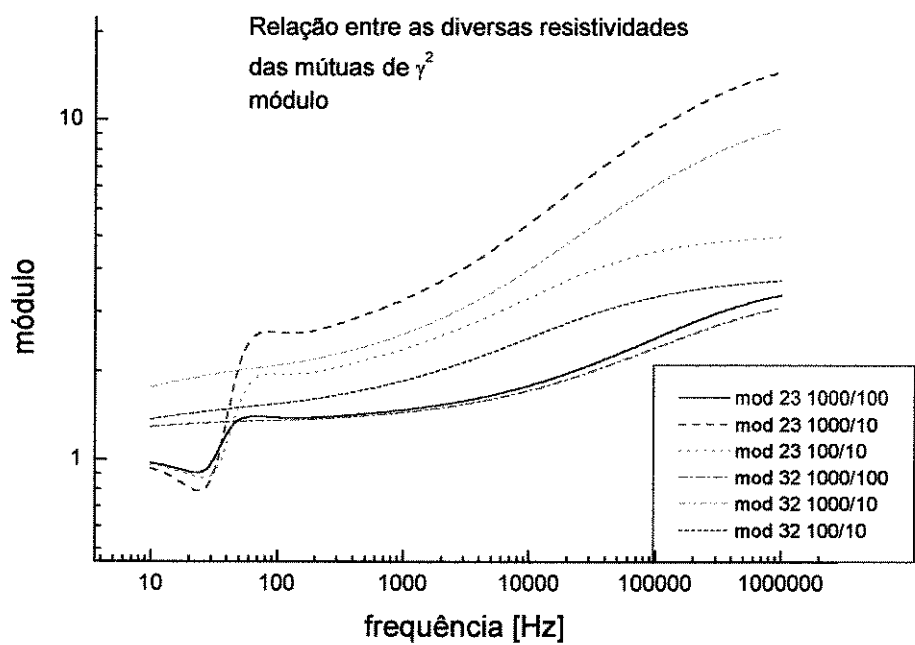


Figura V.11 - Relação entre termos mútuos de γ^2 e diversas resistividades - módulo

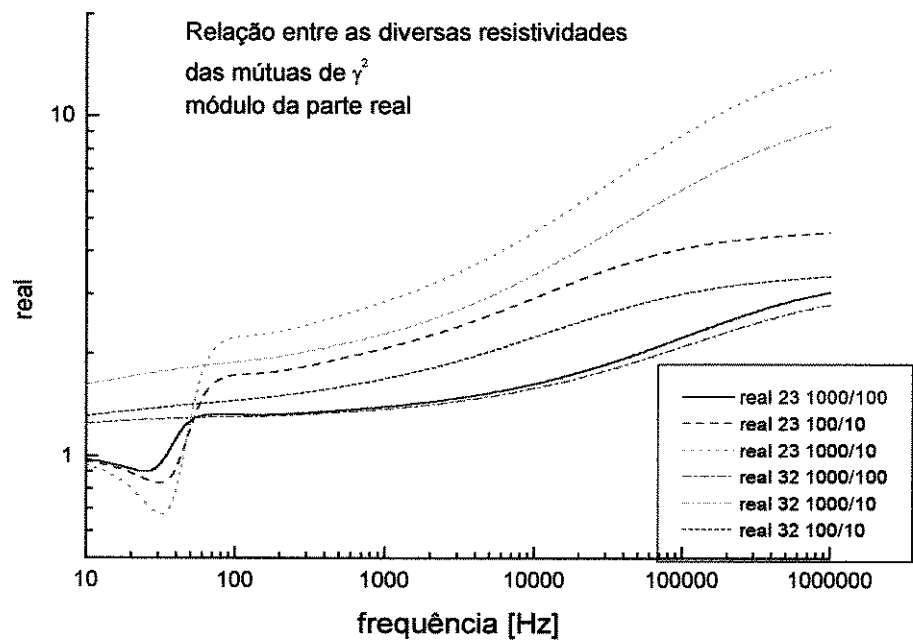


Figura V.12 - Relação entre termos mútuos de γ^2 e diversas resistividades - parte real

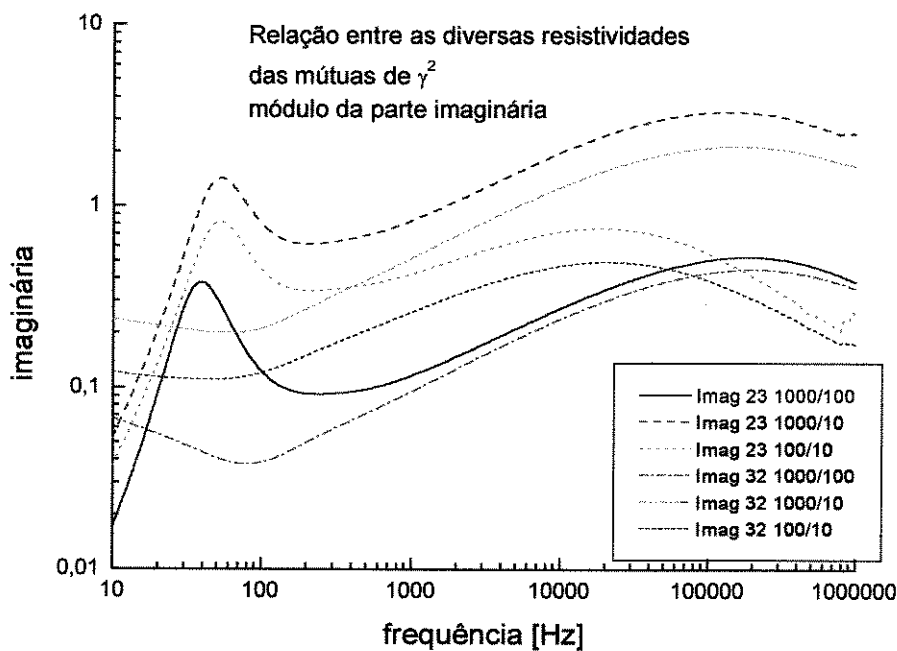
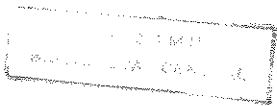


Figura V.13 - Relação entre termos mútuos de γ^2 e diversas resistividades - parte imaginária

V.3.2.3 - Análise dos Resultados

- Analisando as mútuas em função dos termos próprios observa-se que a função φ descrita por

$$\varphi = \frac{\gamma^2}{\sqrt{\gamma_\alpha^2 \cdot \gamma_h^2}}$$
 apresenta as seguintes características (Figs. V.8 a V.10 e Apêndice G):



- existe uma translação da abscissa (freq) de 1 década dos gráficos para as diversas resistividades para φ_{31} :

$$\varphi(1000, 10 \text{ kHz}) \cong \varphi(100, 1 \text{ kHz}) \cong \varphi(10, 100 \text{ Hz}) \quad \text{só foi verificada a translação da frequência}$$

- a curva φ_{13} não é monotônica, tem um ponto de mínimo para baixas frequências, um ponto de máximo para frequências intermediárias, decrescendo para frequências altas. A parte do mínimo ocorre até 100 Hz, sendo :

$$\varphi(1000) \cong \varphi(100), \quad \varphi(10, 100 \text{ Hz}) \cong \varphi(100, 80 \text{ Hz}) \quad \text{ocorreu um deslocamento em Y e X}$$

- para altas frequências

$$\varphi(1000, 100 \text{ kHz}) \cong \varphi(100, 10 \text{ kHz}), \quad \varphi(10, 10 \text{ kHz}) \cong \varphi(100, 100 \text{ kHz}) \quad \text{ocorreu um deslocamento em Y e X}$$

- Analisando as relações das mútuas de γ^2 em função das resistividades pode-se verificar que (Figs. V.11 a V.13):

- a parte real apresenta uma função bem definida que tende, para as frequências elevadas, a $\sqrt{\rho}$. A parte imaginária também apresenta uma função definida, diferente da parte real e que não tende a $\sqrt{\rho}$.

V.4 - Constante de Propagação da Linha Exemplo

Como visto nos itens anteriores os autovalores, que são únicos para um par de matrizes impedância/admitância, correspondem a γ^2 , onde γ é a constante de propagação de cada modo exato da linha. Uma vez calculados os autovalores é possível obter γ para cada modo. As características observadas com relação ao autovalor são válidas também para γ , sendo duais com relação às partes imaginária e real.

V.4.1 - Resultados de γ

São apresentados a seguir as curvas de γ para a resistividade do solo de 1000 $\Omega.m$, para o cálculo exato e aplicando-se a matriz de Clarke. Os resultados para as demais resistividades foram transferidos para o Apêndice G.

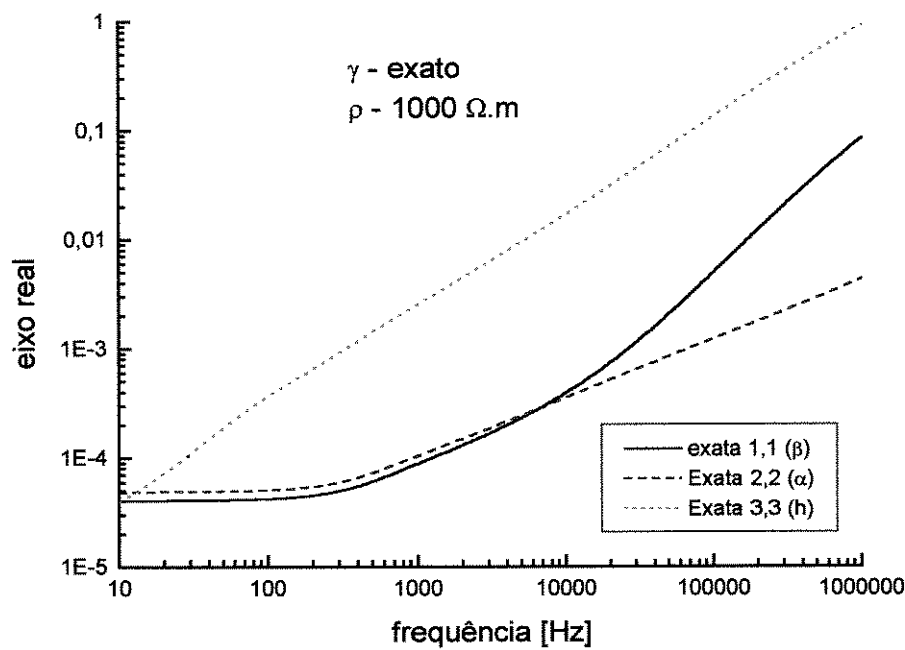


Figura V.14 - γ - Cálculo exato - eixo real - ρ : 1000 $\Omega.m$

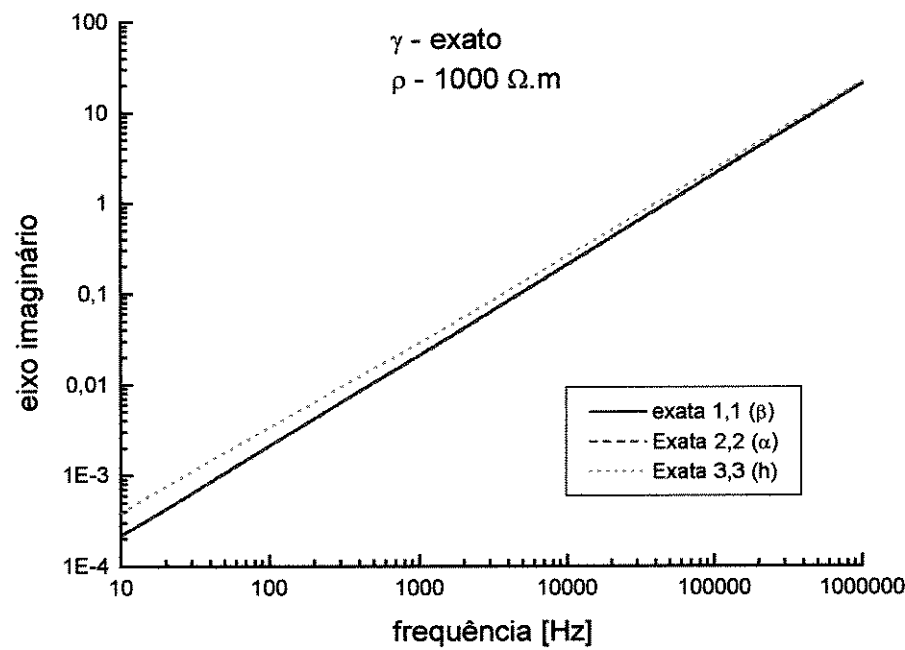


Figura V.15 - γ - Cálculo exato - eixo imaginário - ρ : 1000 $\Omega.m$

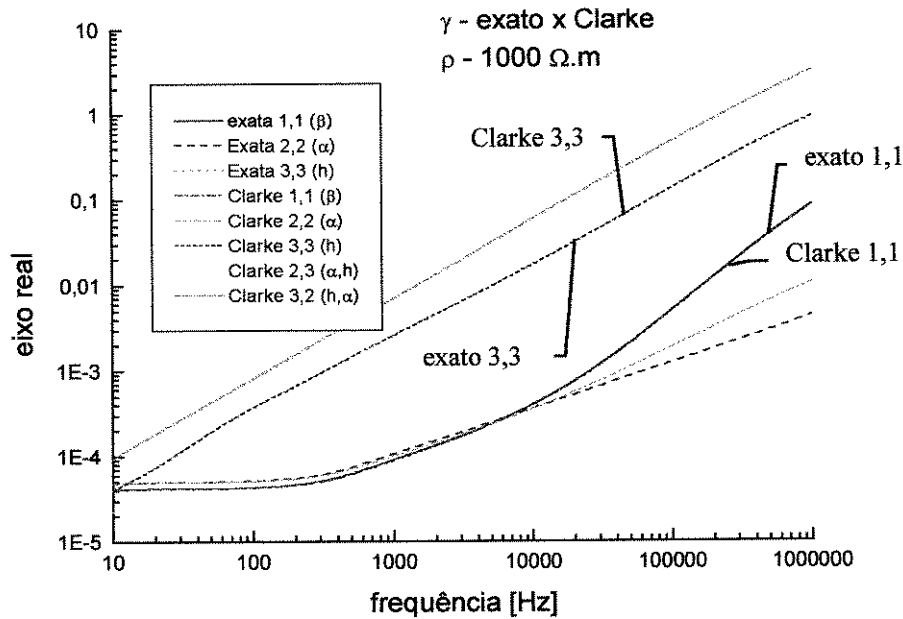


Figura V.16 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 1000 \, \Omega.m$

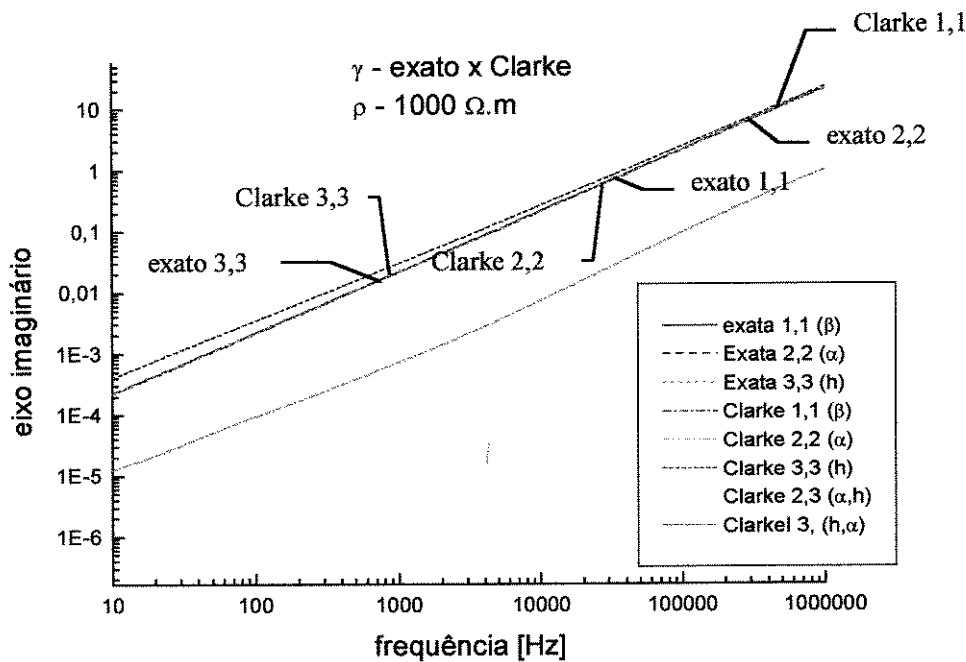


Figura V.17 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - $\rho : 1000 \, \Omega.m$

V.4.2 - Análise dos Resultados

Como dito anteriormente, as características das constantes de propagação, tanto as exatas quanto as obtidas através da aplicação da matriz de Clarke, são semelhantes às características dos autovalores.

Existe uma dualidade entre parte real e imaginária, mas as formas das curvas em função da frequência são semelhantes. Esta dualidade é descrita por :

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

(V.36)

e

$$\gamma^2 = (\alpha^2 - \beta^2) + j2\alpha\beta \tag{V.37}$$

como $\alpha < \beta$, e para altas frequências $\alpha \ll \beta$,

$$\begin{aligned} freq &\rightarrow \infty \\ \gamma &\rightarrow j\beta \\ \gamma^2 &\rightarrow -\beta^2 \end{aligned} \tag{V.38}$$

O que ocorre com a parte real de γ^2 ocorre com a parte imaginária de γ .

V.5 - Autovetores da Linha Exemplo [30, 31]

Os autovetores exatos da linha exemplo foram obtidos a partir dos autovalores calculados anteriormente. Foi também aplicada a metodologia de normalização apresentada.

Inicialmente foram calculados os autovetores exatos da linha e em seguida eles foram comparados aos vetores de Clarke.

Os seguintes resultados devem ser obtidos :

- o autovetor “beta” exato deve ser idêntico ao autovetor de Clarke.
- tanto o autovetor “α” quanto o “homopolar” exatos devem ser próximos aos autovetores de Clarke, porém deve existir um termo adicional representando uma mútua entre eles.

São apresentadas, a seguir, as curvas dos autovetores para as resistividades do solo analisadas : 10, 100 e 1000 Ω.m, para o cálculo exato e comparando-se com a matriz de Clarke.

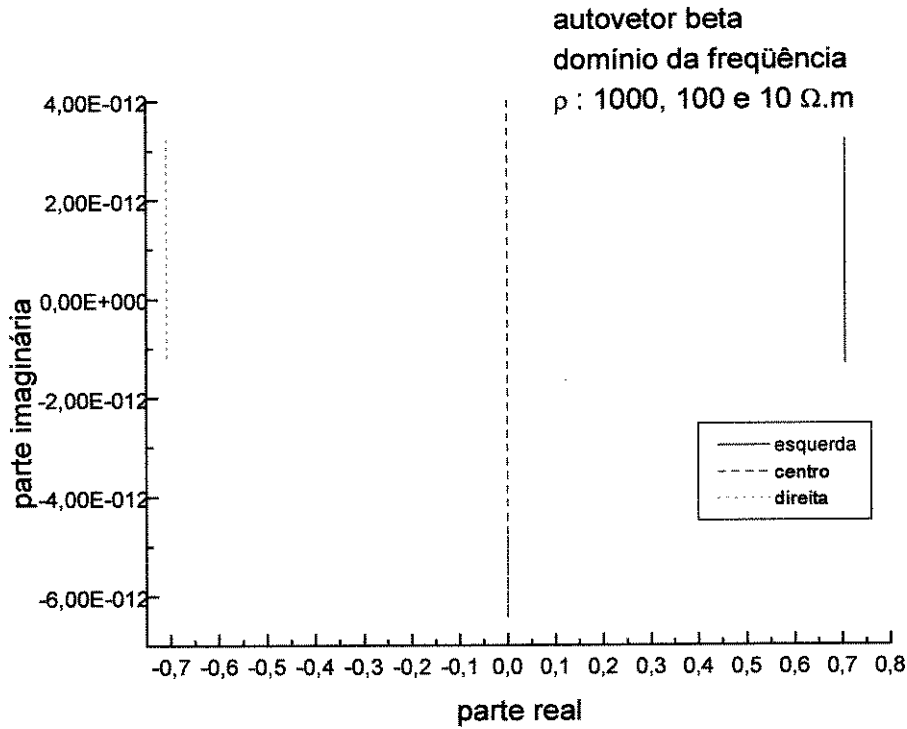


Figura V.18 - Autovetor beta - domínio da frequência

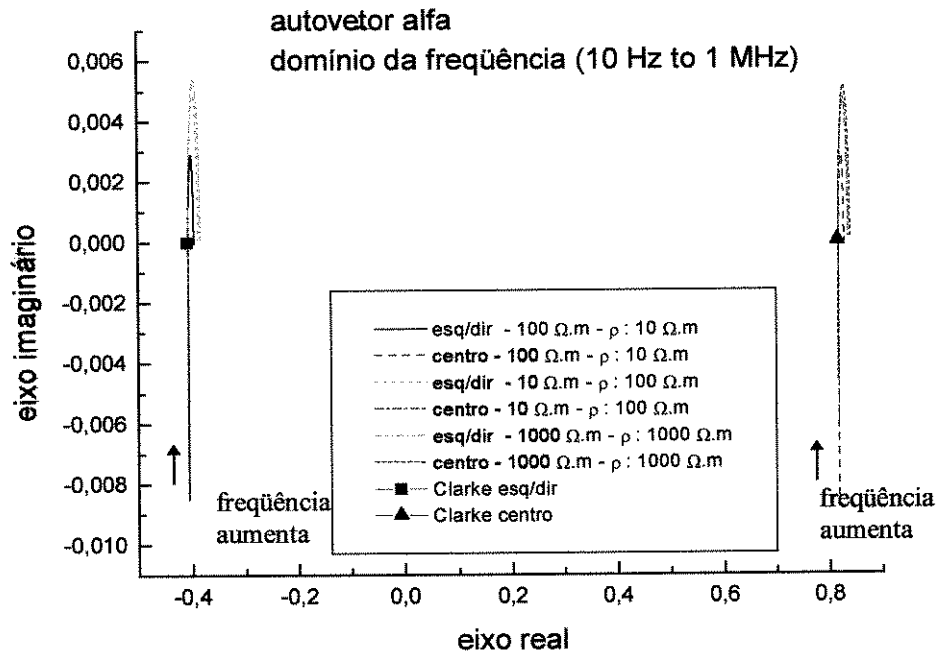


Figura V.19 - Autovetor “alfa” - domínio da frequência

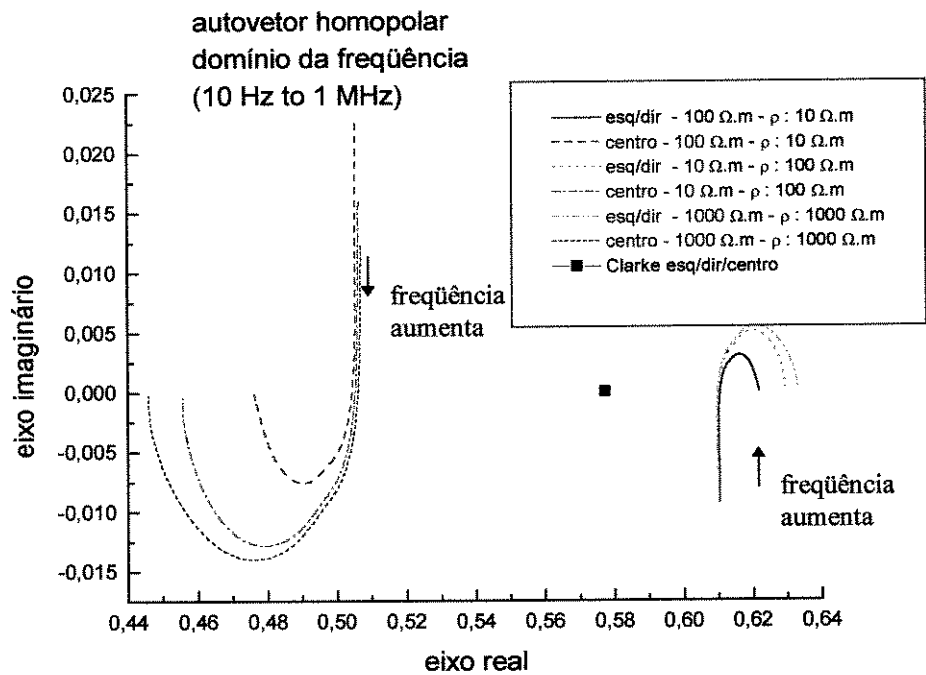


Figura V.20 - Autovetor “homopolar” - domínio da frequência

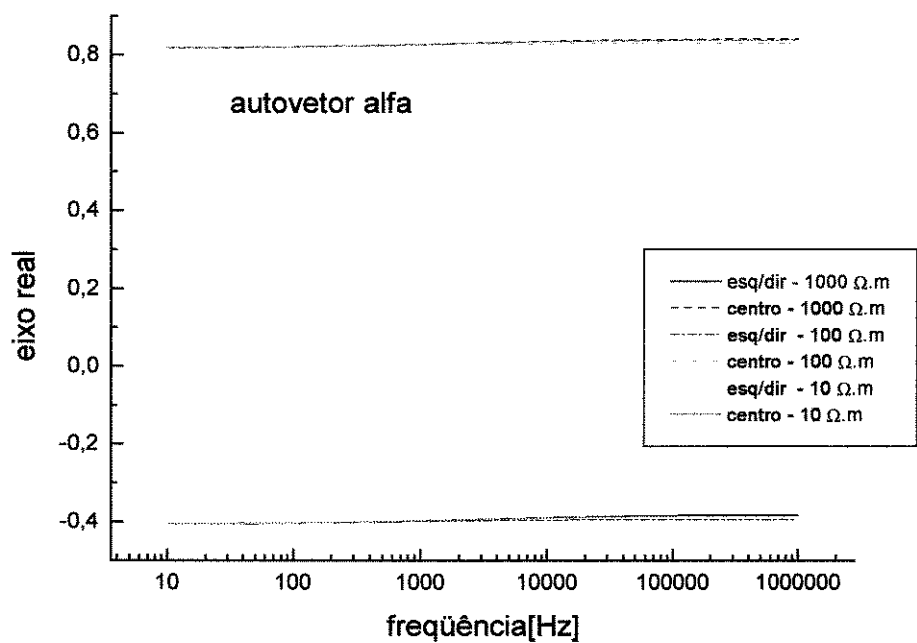


Figura V.21 - Autovetor “alfa” - eixo real

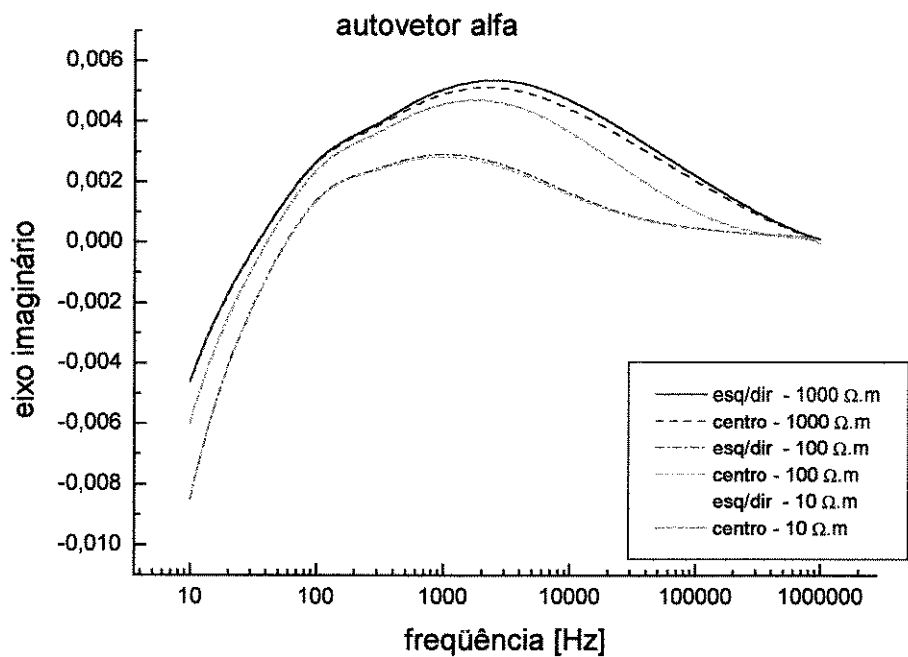


Figura V.22 - Autovetor “alfa” - eixo imaginário

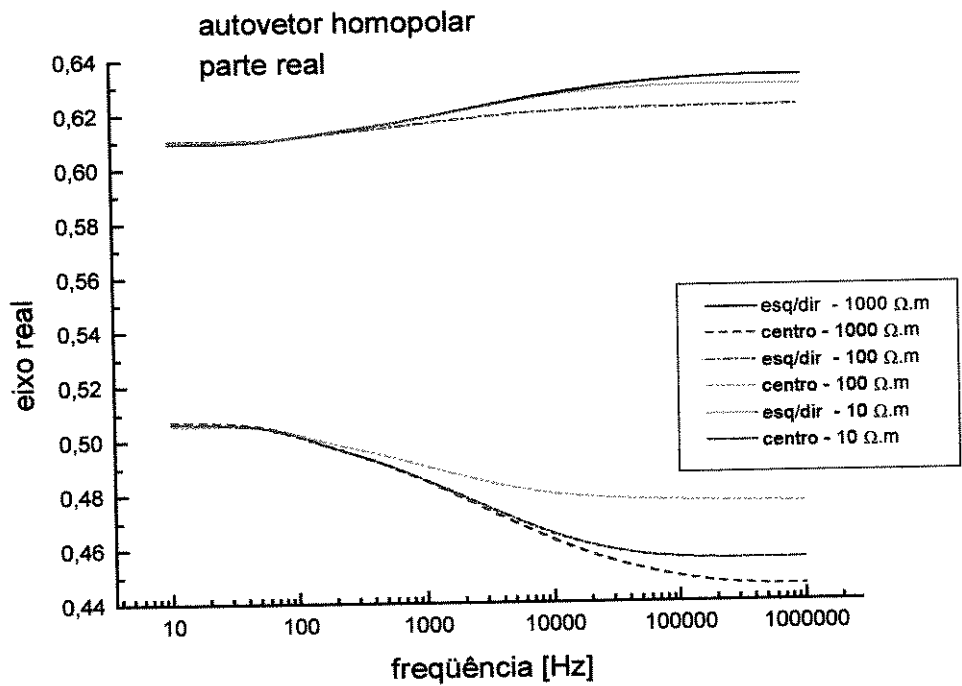


Figura V.23 - Autovetor “homopolar” - eixo real

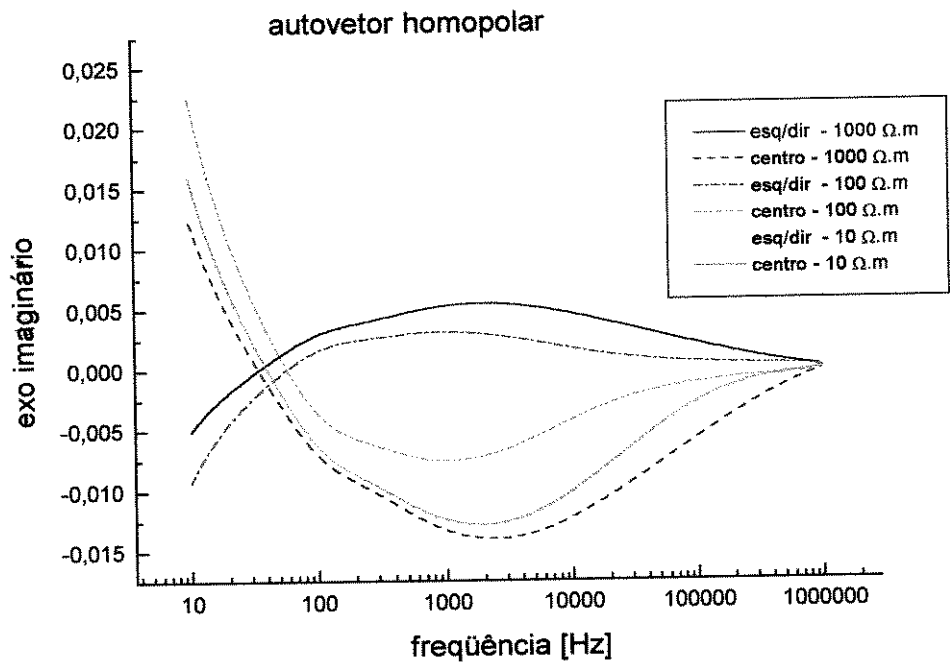


Figura V.24 - Autovetor “homopolar” - eixo imaginário

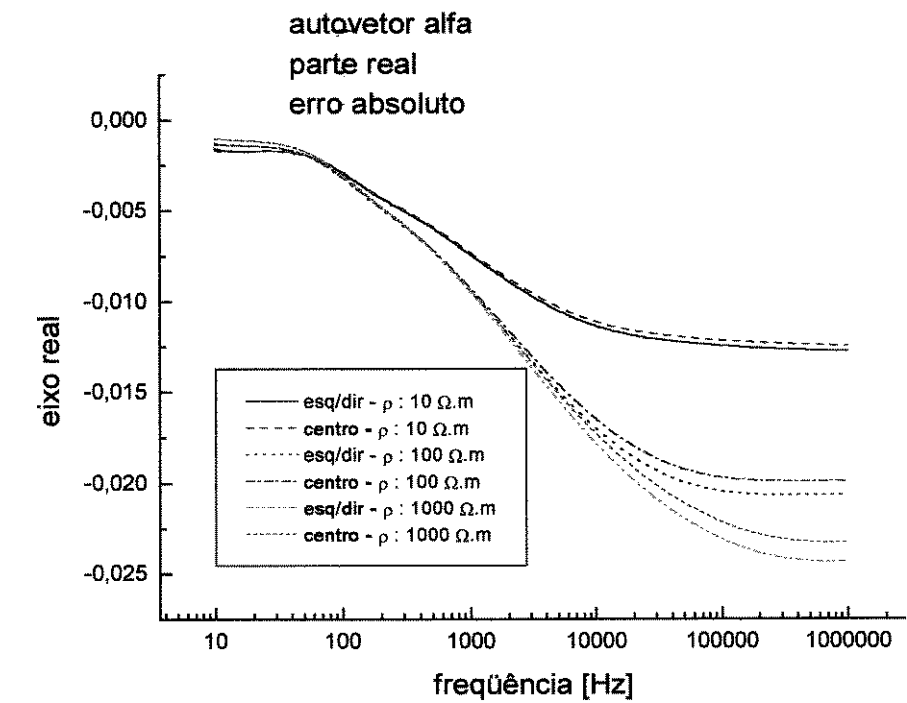


Figura V.25 - Diferença entre autovetor “alfa” exato e Clarke - eixo real

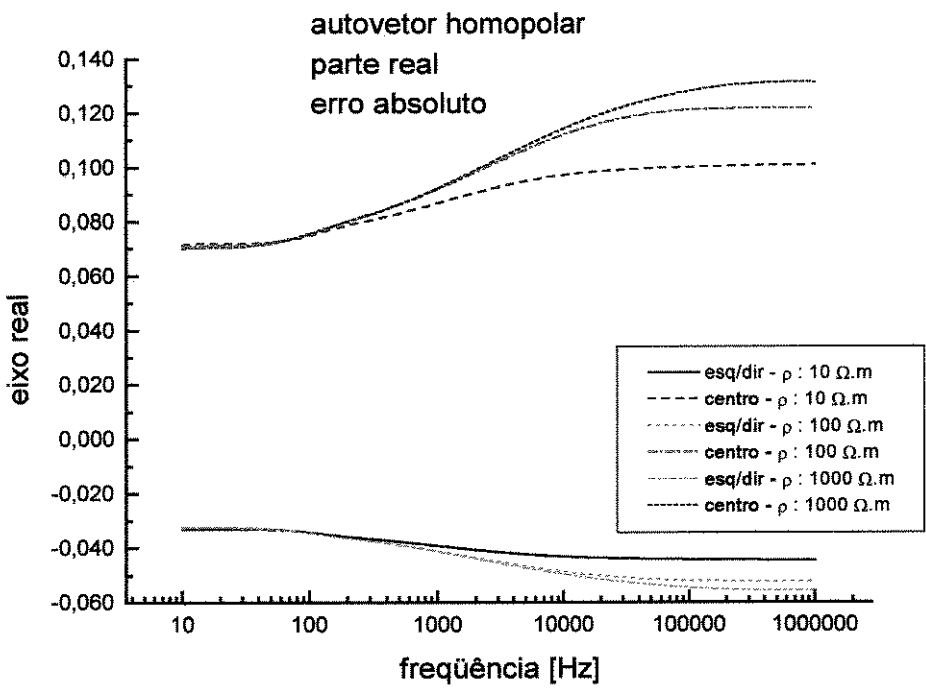


Figura V.26 - Diferença entre autovetor “homopolar” exato e Clarke - eixo real

V.5.1 - Análise dos Resultados

a) autovetor β

• o modo β é um modo exato, sendo o autovetor da linha não transposta igual ao vetor β da matriz de Clarke.

b) autovetor α

• o autovetor correspondente ao vetor α de Clarke, " α ", apresenta valores próximos ao vetor α_{Cl} .

• a diferença entre " α " e α_{Cl} tem um comportamento homopolar (termos praticamente iguais nas três fases, a mútua pode ser chamada de homopolar) [4, 32], o autovetor pode ser descrito por :

$$" \alpha " = \alpha_{Cl} + k_{\alpha h} h_{Cl} \quad (V.39)$$

• os autovetores variam com a resistividade do solo, enquanto que o autovalor α praticamente não variava.

• a parte imaginária varia com a frequência, de positiva para negativa, não sendo possível fazer uma correção simples, esta correção deveria ser função da frequência.

• a parte real tem sempre um mesmo sentido, variando com a frequência de 1 a 15. Não é possível também aplicar uma correção de um único valor, deveria ser uma correção na frequência.

c) autovetor homopolar

• o autovetor correspondente ao vetor h de Clarke, " h ", apresenta valores próximos ao vetor h_{Cl} .

• de forma semelhante a diferença do autovetor " α ", a do autovetor " h " poderia ser descrita como uma mútua entre os termos α e h de Clarke. A sua formação corresponde à do vetor $\underline{\alpha}$ $\left(-\frac{1}{2}, 1, -\frac{1}{2}\right)$ [4, 32].

$$" h " = h_{Cl} + k_{h\alpha} \alpha_{Cl} \quad (V.40)$$

• os autovetores variam com a resistividade do solo.

• tanto a parte imaginária quanto a real variam com a frequência.

• a parte imaginária varia de valores negativos a positivos, não sendo possível fazer uma correção simples, constante na frequência.

• a parte real tem um único sentido e um valor mínimo que pode ser usado para efetuar uma correção simples, independente da frequência.

VI. Conclusões

No presente trabalho é apresentado um novo modelo para representação de linhas de transmissão para estudos de transitórios eletromagnéticos, incluindo a dependência com a frequência dos parâmetros longitudinais. O modelo utiliza modos exatos da linha para linhas transposta e quase-modos para linha não transposta com plano de simetria vertical.

A impedância longitudinal é representada no domínio dos modos através de circuitos sintéticos, e a dependência com a frequência pode ser modelada com bastante precisão. A linha é representada através de cascata de circuitos π s, uma para cada modo.

A matriz de transformação utilizada para as diversas linhas é real, podendo ser modelada nos programas usuais de simulação ou em simuladores analógicos através de transformadores ideais. Estas matrizes aproveitam propriedades geométricas das linhas, como um plano de simetria.

O modelo é descrito para linha trifásica simples, trifásica dupla, corrente contínua e linha hexafásica.

Para a linha trifásica simples somente uma matriz de transformação é utilizada, a transformação de Clarke. Para a linha de corrente contínua a transformação fase-modo consiste na soma e diferença das correntes e tensão nos condutores, chamada de transformação média/anti-média. Para a linha trifásica circuito duplo e a hexafásica duas transformações são aplicadas, primeiro a média/anti-média, que separa linha em duas linhas trifásicas desacopladas, e em seguida é aplicada a transformação de Clarke.

Em todos os modelos as matrizes de transformação utilizadas foram reais e constantes. Isto implica que a imprecisão do modelo resulta na aproximação de se considerar a matriz de transformação única para toda a gama de frequência dos fenômenos estudados, uma vez que a matriz de transformação varia com a frequência. Já a dependência dos parâmetros longitudinais com a frequência é corretamente representada através dos circuitos sintéticos obtidos, como atestam os resultados apresentados.

O modelo da linha trifásica simples é aplicado a uma linha real de 440 kV da CESP.

Inicialmente os parâmetros elétricos da linha foram obtidos e o circuito sintético foi determinado. Alguns resultados com relação às hipóteses básicas do modelo foram analisados, podendo ser resumidos :

- a resposta do circuito sintético comparada à dos parâmetros longitudinais exatos da linha foi muito semelhante, podendo-se afirmar que esta parte do modelo não implica em imprecisão considerável.
- a simplificação de se trabalhar com quase-modos para a linha não transposta, uma vez que com a aplicação da matriz de Clarke não são obtidos os seus modos exatos, foi verificada através da análise dos termos mútuos existentes ao se diagonalizar as matrizes de impedância e admitância. Os erros desta simplificação são pequenos, não acarretando grandes imprecisões nos resultados.

Com relação à resposta do modelo para simulações de fenômenos transitórios, foram efetuadas algumas simulações com o ATP para o modelo proposto e dois outros modelos que representam a dependência com a frequência existentes no ATP, o Semlyen e o JMarti. Os principais resultados foram:

- análise do comportamento dos modos

- o modelo dos quase-modos apresentou a resposta teórica esperada do comportamento dos modos
- o Semlyen apresentou uma incoerência comparando a resposta da linha transposta com a não transposta.
- já o modelo JMarti apresentou uma resposta correta da análise do comportamento dos modos para a linha transposta, para as simulações realizadas, enquanto que a linha não transposta não pode ser corretamente representada com este modelo.
- na análise da resposta na frequência dos modelos, os três modelos foram confrontados com uma resposta dita exata, obtida através dos autovetores exatos da linha.
 - a resposta do quase-modos foi exata para a sequência zero, enquanto estava ligeiramente amortecida para a sequência positiva, para ambas as linhas transposta e não transposta.
 - a resposta do Semlyen estava muito próxima da exata para a sequência positiva e um pouco amortecida para a sequência zero, para ambas as linhas.
 - a resposta do JMarti foi parecida à do Semlyen para a linha transposta, porém para a linha não transposta não representou o fenômeno simulado.
- energização estatística
 - a resposta do quase-modos e do Semlyen são próximas, apresentando uma diferença de 0,1 pu para a linha transposta e 0,2 pu para a linha não transposta, menor para o quase-modos, devido ao amortecimento da sequência zero.
 - a resposta do JMarti é próxima para a linha transposta, mas não corresponde à simulação no caso da linha não transposta.
- energização do pior caso
 - as formas de onda são semelhantes para os modelos do Semlyen e Quase-modos, sendo um pouco menores para o modelo quase-modos.
 - para o JMarti a resposta da linha não transposta não representa uma energização, enquanto que a da linha transposta representa.
- análise dos parâmetros unitários dos modelos Semlyen e JMarti
 - os parâmetros unitários do modo homopolar (zero) da linha transposta não estão bem representados, não tendo sido suficiente trabalhar com duas exponenciais para ajuste da curva no modelo Semlyen.
 - Os parâmetros da linha não transposta não foram corretamente calculados, ou a aplicação do método do Semlyen não foi implementada corretamente.
 - Há erro no cálculo dos parâmetros de linha da rotina JMarti. O efeito pelicular, nos modos alfa e beta, não foi corretamente calculado.
 - O modo homopolar difere bastante do exato, além do ajuste das exponenciais não ter sido satisfatório para o JMarti.
 - As respostas das linhas transposta e não transposta do modelo do Semlyen são mais próximas do exato do que a do JMarti.

A partir dos resultados obtidos pode-se afirmar que :

- O modelo dos quase-modos respondeu corretamente para os fenômenos simulados, sendo coerente com a teoria descrita.
- O modelo do Semlyen apresenta uma imprecisão que pode ser observada pelo comportamento dos modos para a linha não transposta e a resposta amortecida da sequência zero no domínio da frequência.
- O modelo do JMarti apresenta uma resposta razoável para a linha transposta, mas não pode ser utilizado para a linha não transposta. Devido às aproximações do método é preciso efetuar outras verificações antes de se poder afirmar que ele é adequado para ser utilizado para a linha transposta.

No presente trabalho foi analisado também o comportamento dos autovalores e autovetores da linha não transposta exemplo. Os principais resultados com relação aos autovalores podem ser resumidos :

- a resistividade do solo tem importância distinta nos três modos.
- o modo β varia com a resistividade do solo, sendo que a sua influência é sentida a partir dos 1000 Hz.
- o modo α não é muito sensível a resistividade do solo.
- o modo homopolar varia com a resistividade do solo, sendo que para as altas frequências, a diferença entre os autovalores de diferentes resistividades do solo é maior.
- Com relação a parte real de γ^2 , não é possível identificar visualmente diferenças entre os valores obtidos com o cálculo exato e aplicando-se a matriz de Clarke para as resistividades do solo analisadas. As mútuas estão algumas ordens de grandeza abaixo, podendo ser desprezadas. Os autovalores obtidos com a matriz de Clarke podem ser utilizados como semente para a determinação dos autovalores, o que pode ajudar na faixa de frequência em que os modos ficam misturados.
- Com relação a parte imaginária de γ^2 , para os modos beta e homopolar não é possível também identificar diferenças entre o cálculo exato e o obtido através da matriz de Clarke. Para o modo alfa a diferença é maior, diminuindo com a resistividade do solo. A parte imaginária da mútua do modo homopolar é desprezável, enquanto que a do modo alfa é da mesma ordem de grandeza do modo.

Os principais resultados com relação aos autovetores são apresentados a seguir :

- o modo β é um modo exato, sendo o autovetor da linha não transposta igual ao vetor β da matriz de Clarke.
- o autovetor correspondente ao vetor α de Clarke, " α ", apresenta valores próximos ao vetor α_{Cl} , apresentando, contudo, uma diferença entre " α " e α_{Cl} que tem um comportamento homopolar (termos praticamente iguais nas três fases, a mútua pode ser chamada de homopolar)
- os autovetores α variam com a resistividade do solo, enquanto que o autovalor α praticamente não variava.

- o autovetor correspondente ao vetor h de Clarke, “ h ”, apresenta valores próximos ao vetor h_{Cl} , apresentando também uma diferença entre o autovetor “ h ” e h_{Cl} que poderia ser descrita como uma mútua tipo α .
- os autovetores homopolar variam com a resistividade do solo.
- tanto a parte imaginária quanto a real do autovetor homopolar variam com a frequência.

Foi efetuado também um estudo preliminar exploratório do comportamento dos autovalores e autovetores de uma linha não transposta. Foi possível concluir que :

- é possível analisar o comportamento dos autovalores através da sua diferença para a assíntota, uma vez que, como o termo dominante do autovalor é muito maior do que o outro termo, fica difícil efetuar uma análise através do comportamento dos valores absolutos. As propriedades aparecem quando se analisam o comportamento das diferenças.
- o comportamento dos autovalores da matriz composta pelo efeito do solo e efeito pelicular é semelhante ao da diferença do autovalor para a assíntota, podendo ser utilizado também para efetuar a análise.
- a resistividade do solo é um parâmetro importante para o autovalor homopolar e β , não tendo muita influência para o modo α .
- já o efeito pelicular tem importância maior para o modo α .

Pode ser observado que deve ser possível expressar os autovetores não em função dos autovalores, mas em função da diferença destes para a assíntota, o que evitaria o cruzamento dos modos e permitiria o seu cálculo para frequências muito elevadas, uma vez que esta diferença é bem distinta para cada modo. Este é um trabalho que deveria ser continuado em estudos futuros.

Pode-se afirmar que para linhas de transmissão não transposta com plano de simetria vertical, para manobras típicas com largo espectro de frequência, na maioria dos casos, o uso da matriz de transformação de Clarke apresenta resultados melhores do que o uso de uma única matriz de transformação calculada para uma determinada frequência escolhida “a priori”. Isto pode ser explicado pelo fato da matriz de Clarke conduzir a boas médias, evitando amplificações que podem ocorrer com a matriz de uma determinada frequência.

VII. Referências

- [1] H.W. Dommel, "Electromagnetic Transients Program - Rule Book", Oregon, 1984.
- [2] M.C. Tavares e C.A.S. Neto, "Verificação do número de PI's ótimos para simulação de uma linha, estando ela submetida a transitórios devido a surtos de manobra e falhas do sistema". *Projeto Final de Curso*, UFRJ, 1984.
- [3] D.E. Hedman, "Theoretical Evaluation of Multiphase Propagation", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 90, Nº 6, novembro/dezembro 1971, págs. 2460-2471.
- [4] A. Semlyen e A. Dabuleanu, "Fast and Accurate Switching Transient Calculations on Transmission Lines with Ground Return using Recursive Convolution", *IEEE Trans. PAS*, Vol. 94, nº 2, págs. 561-571, março-abril 1975.
- [5] J.R. Marti, "Accurate Modeling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transients Simulations", *IEEE Trans. PAS*, vol. 101, nº 1, jan. 1982.
- [6] T.Noda, N. Nagaoka e A. Ametani, "Phase Domain Modeling of Frequency-Dependent Transmission Lines by means of an ARMA Model", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 11, nº 1, págs. 401-411, janeiro 1996.
- [7] H.V. Nguyen, H.W. Dommel e J.R. Martí, "Direct Phase-Domain Modeling of Frequency-Dependent Overhead Transmission Lines", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, Nº 3, págs. 1335-1342, julho 1997.
- [8] F. Castellanos, J.R. Marti e F. Marcano, "Phase-Domain Multiphase Transmission Line Models", *Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 19, Nº 4, págs. 241-248, 1997.
- [9] A. Morched, B. Gustavsen, M. Tartibi, "A Universal Model for Accurate Calculation of Electromagnetic Transients on Overhead Lines and Underground Cables", *IEEE Summer Meeting*, 1997.
- [10] T.Noda, N. Nagaoka e A. Ametani, "Further Improvements to a Phase-Domain ARMA Line Model in Terms of Convolution, Steady-State Initialization and Stability", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 12, nº 3, págs. 1327-1334, julho 1997.
- [11] M.C. Tavares, J. Pissolato e C.M. Portela, "Quasi-Modes Multiphase Transmission Line Model", *Proceedings 1997 International Power Systems Transient Conference (IPST'97)*, Seattle, WA, E.U.A., 1997.
- [12] M.C. Tavares, J. Pissolato e C.M. Portela, "Mode Domain Multiphase Transmission Line - Use in Transient Studies" - *IEEE Transactions on Power Delivery*, 98WM430, a ser publicado.
- [13] M.C. Tavares, J. Pissolato e C.M. Portela, "New Mode-Domain Representation of Transmission Line for Power Systems Studies" - *Proceedings 1998 IEEE International Symposium On Circuits And Systems (ISCAS'98)*, Monterey, EUA, 1998.
- [14] M.C. Tavares, J. Pissolato e C.M. Portela, "New Mode Domain Multiphase Transmission Line Model - Transformation Matrix Modeling" - *Proceedings 1998 International Conference on Power System Technology (POWERCON'98)*, Beijing, China, 1998.
- [15] A. Semlyen e M.H. Abdel-Rahman, "State Equation Modeling of Non Transposed Three Phase Lines", *IEEE Transactions on PAS*, Vol. 103, Nº 11, Novembro 1984, págs. 3402-3408.
- [16] E. Clarke, "Circuit Analysis of AC Power Systems", Volume I, Wiley, Nova Iorque, 1950.
- [17] J. A. Brandão Faria e J. Briceño Mendez, "On the Modal Analysis of Asymmetrical Three-Phase Transmission Lines using Standard Transformation Matrices", artigo 97WMIEEE-PES, *IEEE Winter Meeting*, 1997.
- [18] A. Semlyen, Discussão do artigo "Component Transformations - Eigenvalue Analysis Succintly Defines their Relationships"- R. L. Wilson e D. Gelopulos, *IEEE Trans. PAS*, Vol. PAS-101, Nº 10, Outubro 1982, págs. 4055-4063.

- [19] M.C. Tavares, "Linha de Transmissão Hexafásica - Característica de Propagação e Comportamento da Linha a Frequência Industrial e Transitórios Eletromagnéticos", *Tese M. Sc.*, UFRJ/COPPE, Brasil, 820 páginas, 1991.
- [20] C.M. Portela e M.C. Tavares, "Six Phase Transmission Line - Propagation Characteristics and New Three-Phase Representation", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, No 3, Julho 1993, págs. 1470-1483.
- [21] C.M. Portela, M.C. Tavares e R.M. Azevedo, "A New Line Representation for Transient Studies - Application to a Six Phase Transmission Line", *Proceedings 8th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH)*, Yokohama, Japão, 1993, págs. 245-248.
- [22] C.M. Portela e M.C. Tavares, "Comportamento e Otimização de um Sistema Hexafásico de Transmissão para Operação Normal e Fenômenos Transitórios" - *Anais do XI SNPTEE*, Grupo IV, Rio de Janeiro, RJ, 1991.
- [23] M.C. Tavares, J. Pissolato e C.M. Portela, "New Mode Domain Multiphase Transmission Line Model Applied to Transient Studies" - *POWERCON'98*, Beijing, China, 1998.
- [24] M.C. Tavares, J. Pissolato e C.M. Portela, "Modelo de Linha de Transmissão Polifásica Utilizando Quase-modos" - *Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática (XII CBA)*, Uberlândia, MG, Brasil, 1998.
- [25] S. Cristina e M. D'Amore, "Propagation on Polyphase Lossy Power Lines : A New Parameter Sensitivity Model", *IEEE Trans. PAS*, Vol. PAS-98, N° 1, janeiro/fevereiro 1979, págs. 35-44.
- [26] L.M. Wedepohl, H.V. Nguyen e G.D. Irwin, "Frequency-Dependent Transformation Matrices for Untransposed Transmission Lines using Newton-Raphson Method", *IEEE Trans. PAS*, Vol. 11, n° 3, págs. 1538-1546, agosto 1996.
- [27] J. Arrilaga, D. A. Bradley e P. S. Bodger - "Power Systems Harmonics", Nova Iorque, *John Wiley and Sons Ltd.*, 1985, Capítulo 9.
- [28] H. W. Dommel, "Electromagnetic Transients Program - Reference Manual (EMTP Theory Book)", Oregon, 1986, Capítulo 4.
- [29] H. Nakanishi e A. Ametani, "Transient Calculation of a Transmission Line using Superposition Law", *IEE Proceedings -C*, Vol. 133, n° 5, págs. 263-269, 1986.
- [30] M.C. Tavares, J. Pissolato e C.M. Portela, "New Mode-Domain Representation of Transmission Line - Clarke Transformation Analysis" - *ISCAS'98*, Monterey, EUA, 1998.
- [31] M.C. Tavares, J. Pissolato e C.M. Portela, "New Mode Domain Multiphase Transmission Line Model - Clarke Transformation Evaluation" - *POWERCON'98*, Beijing, China, 1998.
- [32] J. A. Brandão Faria e J. Briceño Mendez, "Modal Analysis of Untransposed Bilateral Three-Phase Lines - A Perturbation Approach", artigo 96SM438-2PWRD, *IEEE Summer Meeting*, Denver, E.U.A., julho, 1996.
- [33] C.M. Portela, Regimes Transitórios, Rio de Janeiro, Edição COPPE/UFRJ e ELETROBRÁS, 1984, Volume II.
- [34] H. Jeffreys, "Asymptotic Approximations", Oxford, Oxford University Press, 2ª edição, 1968, pág. 89.
- [35] M. Abramowitz e A. Stegun, "Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs and Mathematical Tables", Nova Iorque, Dover Publications, 1967, seções 9.9 a 9.11.
- [36] J.R. Carson, "Wave Propagation in Overhead Wires with Ground Return", *Bell Syst. Journal*, vol. 5, págs. 539-554, 1926.
- [37] N. Santiago, "Linhas aéreas de Transmissão", Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica / UFRJ, 1983.
- [38] A. Semlyen, discussão do artigo J.R. Marti "Accurate Modeling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transients Simulations", *IEEE Trans. PAS*, vol. 101, n° 1, jan. 1982.

-
- [39] A. Deri, G. Tevan, A. Semlyen e A. Castanheira, "The Complex Ground Return Plane, a Simplified Model for Homogeneous and Multi-layer Earth Return", *IEEE Trans. PAS*, vol. 100, nº 8, págs. 3686-3693, 1981.
 - [40] C. Dubanton, "Calcul Approche des Paramètres Primaires et Secondaires d'une ligne de transport. Valeurs homopolaires", *EDF Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches*, série B, págs. 52-62, 1969.
 - [41] C. Portela, "Frequency and Transient Behavior of Grounding Systems - I Physical and Methodological Aspects", *Proceedings 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Austin, Texas, E.U.A., agosto 1997.
 - [42] C. Portela, "Frequency and Transient Behavior of Grounding Systems - II Practical Application Examples", *Proceedings 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Austin, Texas, E.U.A., agosto 1997.
 - [43] M. Kizilcay, "Utilizing the Frequency Scan Feature of ATP-EMTP", *European EMTP Meeting*, Abril 18-20, 1994, DTU, Lyngby

A. Representação Da Matriz De Transformação De Clarke No ATP

A matriz de transformação de Clarke, por ser real, foi representada no ATP utilizando-se transformadores ideais. Com isto foi possível representar parte do circuito elétrico em componentes de fase e parte em componentes de modo. Esta metodologia pode ser aplicada a qualquer programa que tenha um modelo de transformador ideal, ou em um simulador analógico (TNA).

A representação da matriz de transformação de Clarke é realizada conectando-se os transformadores ideais de forma a modelarem as relações de tensão e corrente entre fase e modo. Para isto os transformadores são conectados com os enrolamentos com polaridade positiva no caso do elemento da matriz ser positivo ou polaridade inversa se o elemento tiver polaridade negativa. As relações de transformação reproduzem o valor do elemento da matriz. Pode-se trabalhar com dois tipos básicos de modelo :

- um enrolamento no primário (fase) e três enrolamentos para modo, tendo o transformador quatro enrolamentos;
- três transformadores com um enrolamento na fase e um no lado do modo.

Estes modelos são descritos com detalhes a seguir e conduzem ao mesmo resultado. A diferença entre eles está no número de transformadores utilizados e no modo de conectá-los. No primeiro caso são usados três transformadores, cada um com três (dois para o modo beta) enrolamentos. No segundo caso são oito transformadores, cada um com dois enrolamentos.

A.1 - Modelo com um transformador por fase [13, 14]

Na Fig. A.1 é apresentado o diagrama fase a fase dos transformadores que modelam a matriz de transformação através de um transformador por fase. Neste caso cada fase tem um transformador com um enrolamento primário e três (ou dois no caso do modo beta) enrolamentos para os modos. No enrolamento primário tem-se a tensão e a corrente de cada fase e os enrolamentos no lado do modo são conectados em série, compondo a tensão e a corrente em modo.

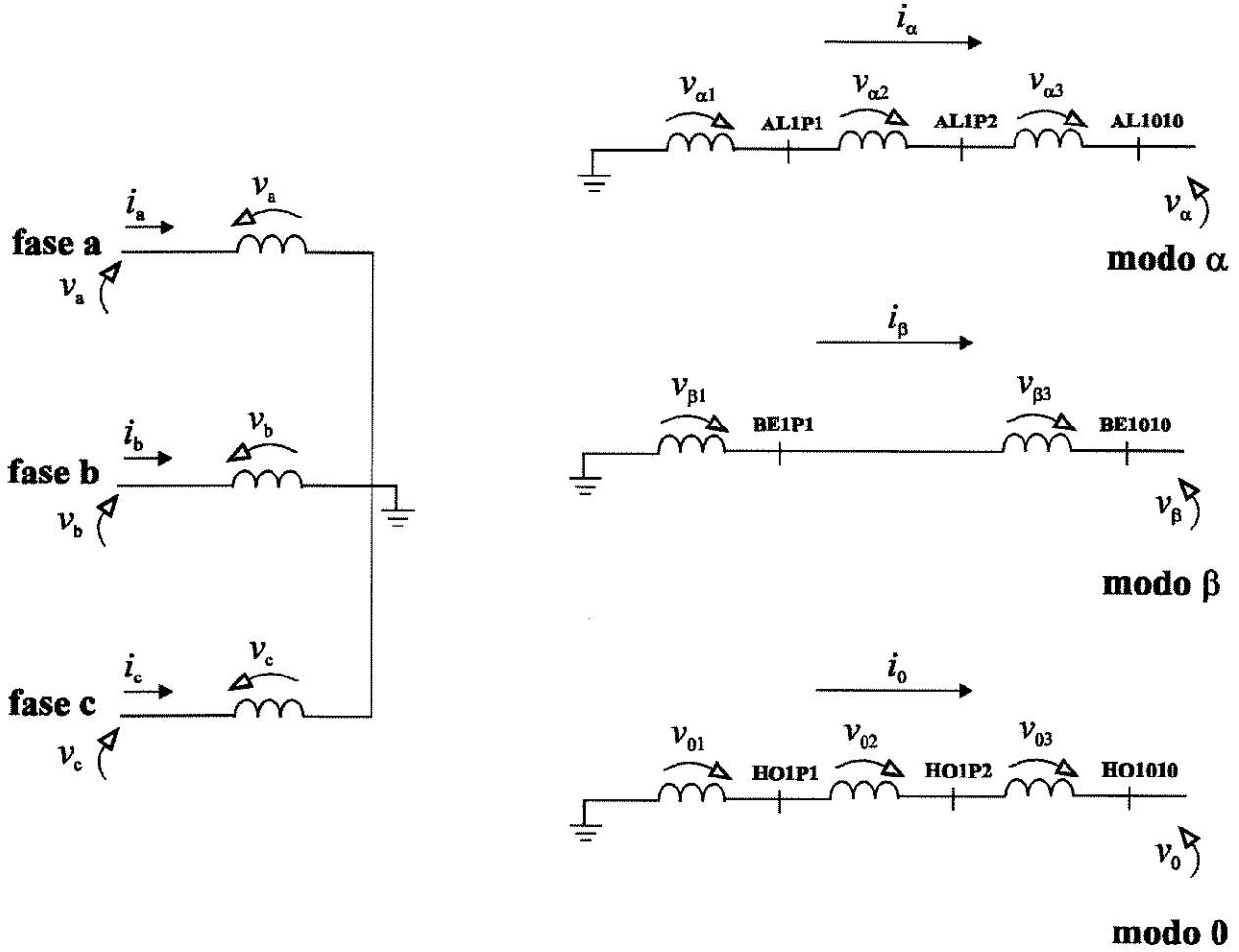


Figura A.1 - Diagrama fase a fase da matriz de transformação - um transformador por fase

As equações que descrevem o circuito são :

- tensão nos modos :

$$v_{\alpha} = v_{\alpha 1} + v_{\alpha 2} + v_{\alpha 3} \quad (\text{A.1})$$

$$v_{\beta} = v_{\beta 1} + v_{\beta 3} \quad (\text{A.2})$$

$$v_0 = v_{01} + v_{02} + v_{03} \quad (\text{A.3})$$

- corrente nas fases :

$$i_a = i_{a1} + i_{a2} + i_{a3} \quad (\text{A.4})$$

$$i_b = i_{b1} + i_{b3} \quad (\text{A.5})$$

$$i_c = i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} \quad (\text{A.6})$$

O detalhe das ligações dos transformadores é apresentado nas Figs. A.2 a A.4. Observe que o enrolamento primário tem o número de espiras igual à unidade, enquanto nos demais enrolamentos se colocou o valor dos elementos da matriz de transformação. No total precisa-se de tantas relações de transformação $\frac{N_1}{N_2}$ quantos forem os elementos da matriz de transformação. A corrente no enrolamento primário é composta a partir da soma das correntes transformadas dos enrolamentos dos modos.

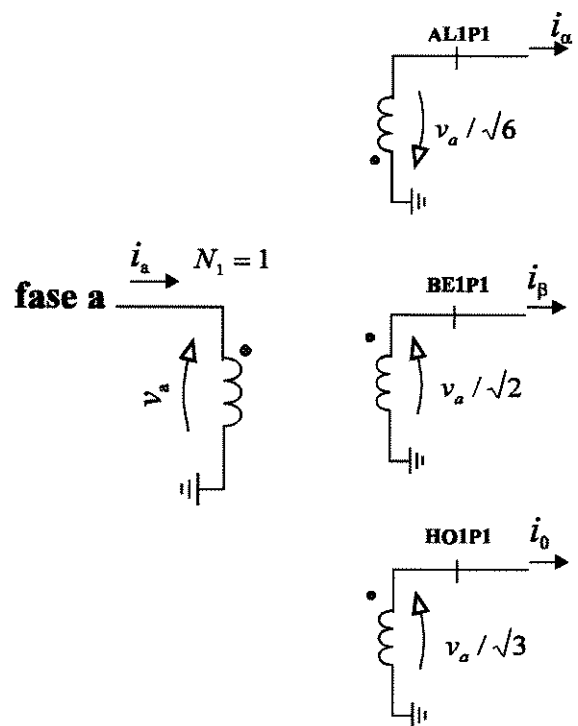


Figura A.2 - Transformador da tensão da fase a associada as tensões em modo

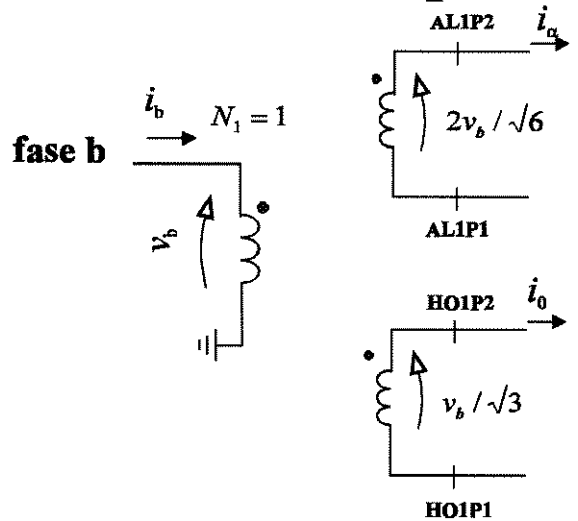


Figura A.3 - Transformador da tensão da fase b associada as tensões em modo

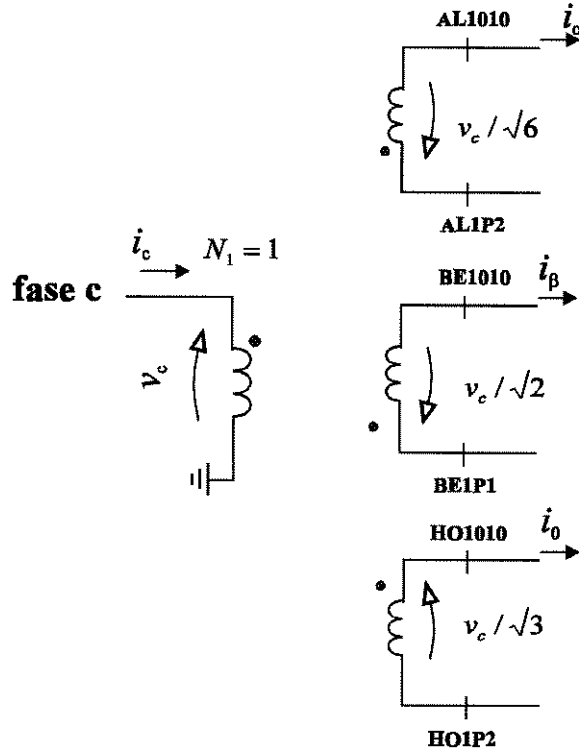


Figura A.4 - Transformador da tensão da fase c associada às tensões em modo

As equações que descrevem as conexões são :

• fase a

$$v_{\alpha 1} = -\frac{v_a}{\sqrt{6}} \quad \text{e} \quad i_{\alpha 1} = -\frac{i_\alpha}{\sqrt{6}} \quad (\text{A.7})$$

$$v_{\beta 1} = \frac{v_a}{\sqrt{2}} \quad \text{e} \quad i_{\alpha 2} = \frac{i_\beta}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.8})$$

$$v_{01} = \frac{v_a}{\sqrt{3}} \quad \text{e} \quad i_{\alpha 3} = \frac{i_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.9})$$

• fase b

$$v_{\alpha 2} = \frac{2v_b}{\sqrt{6}} \quad \text{e} \quad i_{b1} = \frac{2i_\alpha}{\sqrt{6}} \quad (\text{A.10})$$

$$v_{02} = \frac{v_b}{\sqrt{3}} \quad \text{e} \quad i_{b3} = \frac{i_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.11})$$

• fase c

$$v_{\alpha 3} = -\frac{v_c}{\sqrt{6}} \quad \text{e} \quad i_{c1} = -\frac{i_\alpha}{\sqrt{6}} \quad (\text{A.12})$$

$$v_{\beta 3} = -\frac{v_c}{\sqrt{2}} \quad \text{e} \quad i_{c2} = -\frac{i_\beta}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.13})$$

$$v_{03} = \frac{v_c}{\sqrt{3}} \quad \text{e} \quad i_{c3} = \frac{i_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.14})$$

Substituindo as equações das parcelas das tensões em modo nas equações A.1 a A.3 e as equações das parcelas das correntes das fases nas equações A.4 a A.6 temos :

• tensão nos modos :

$$v_\alpha = -\frac{v_a}{\sqrt{6}} + \frac{2v_b}{\sqrt{6}} - \frac{v_c}{\sqrt{6}} \quad (\text{A.15})$$

$$v_\beta = \frac{v_a}{\sqrt{2}} - \frac{v_c}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.16})$$

$$v_0 = \frac{v_a}{\sqrt{3}} + \frac{v_b}{\sqrt{3}} + \frac{v_c}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.17})$$

• corrente nas fases :

$$i_a = -\frac{i_\alpha}{\sqrt{6}} + \frac{i_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{i_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.18})$$

$$i_b = \frac{2i_\alpha}{\sqrt{6}} + \frac{i_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.19})$$

$$i_c = -\frac{i_\alpha}{\sqrt{6}} - \frac{i_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{i_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.20})$$

Deste modo temos representada a matriz de transformação de Clarke T_{Cl} , apresentada a seguir :

$$T_{Cl} = \begin{bmatrix} 2/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

e sua inversa T_{Cl}^{-1}

$$T_{Cl}^{-1} = \begin{bmatrix} 2/\sqrt{6} & 0 & 1/\sqrt{3} \\ -1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{3} \\ -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Aplicando a matriz de Clarke para a tensão em fase temos :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = T_{Cl} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

e aplicando a sua inversa à corrente nos modos :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{Cl}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$$

(A.24)

Na Listagem A.1 é apresentado o arquivo ATP com os transformadores ideais.

Listagem A.1 - Arquivo de dados do ATP para modelagem da matriz de transformação - um transformadores por fase

```
C  trafo de tensao entre fase A e modos
TRANSFORMER          AV1    1.00+6          0
      9999
1JAGA          .001    1.0000          0
2  AL1P1          .001    .40825
3BE1P1          .001    .70711
4HO1P1          .001    .57735
C
C  trafo de tensao entre fase B e modos
TRANSFORMER          BV1    1.00+6          0
      9999
1JAGB          .001    1.0000          0
2AL1P2 AL1P1          .001    .81650
3HO1P2 HO1P1          .001    .57735
C
C  trafo de tensao entre fase C e modos
TRANSFORMER AV1          CV1    1.00+6          0
1JAGC
2AL1P2 AL1010
3BE1P1 BE1010
4HO1010HO1P2
C
```

A.2 - Modelo com três transformadores por fase [13, 14]

Este modelo é semelhante ao anterior e a seguir são resumidas as principais diferenças entre os dois.

- neste modelo são utilizados três transformadores independentes nas fases para modelar a matriz de transformação, enquanto que no modelo anterior existia somente um transformador por fase.
- cada transformador tem um enrolamento primário (lado da fase) e um secundário (modo), ao invés de três enrolamentos no lado do modo do primeiro modelo.
- os enrolamentos primários (na fase) são conectados em série e os enrolamentos secundários dos diversos transformadores associados ao mesmo modo são ligados em paralelo. No caso anterior os secundários eram ligados em série.

Na Fig. A.5 é apresentado o diagrama fase a fase dos transformadores que modelam a matriz de transformação através de três transformadores por fase.

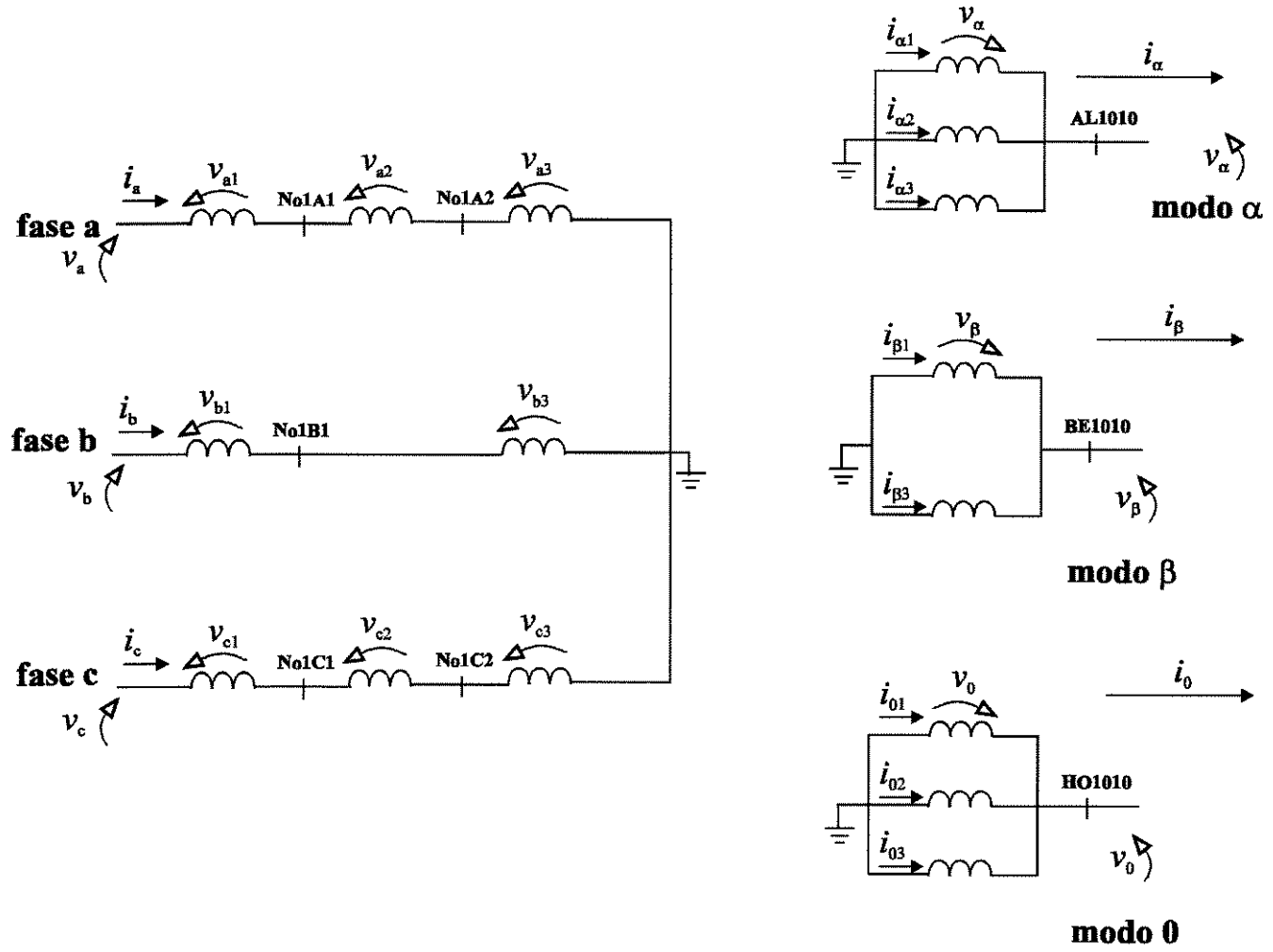


Figura A.5 - Diagrama fase a fase da matriz de transformação - três transformadores por fase

As equações que descrevem o circuito são :

- tensão nas fases :

$$v_a = v_{a1} + v_{a2} + v_{a3} \quad (\text{A.25})$$

$$v_b = v_{b1} + v_{b3} \quad (\text{A.26})$$

$$v_c = v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} \quad (\text{A.27})$$

- corrente nos modos :

$$i_\alpha = i_{\alpha1} + i_{\alpha2} + i_{\alpha3} \quad (\text{A.28})$$

$$i_\beta = i_{\beta1} + i_{\beta3} \quad (\text{A.29})$$

$$i_0 = i_{01} + i_{02} + i_{03} \quad (\text{A.30})$$

O detalhe das ligações dos transformadores é apresentado nas Figs. A.6 a A.8. Observe que o enrolamento primário tem o número de espiras igual ao valor do elemento da matriz de transformação, enquanto que o enrolamento secundário tem enrolamento unitário, de modo que as relações entre as correntes sejam corretas. No total precisamos de tantas relações de transformação $\frac{N_1}{N_2}$ quantos forem os elementos da matriz de transformação, portanto oito transformadores de dois enrolamentos.

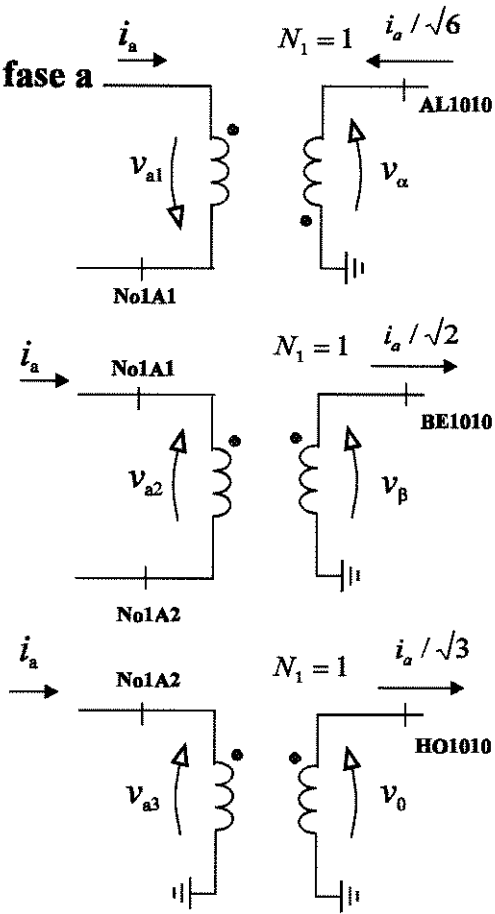


Figura A.6 - Transformadores da corrente da fase **a** associadas as correntes em modo

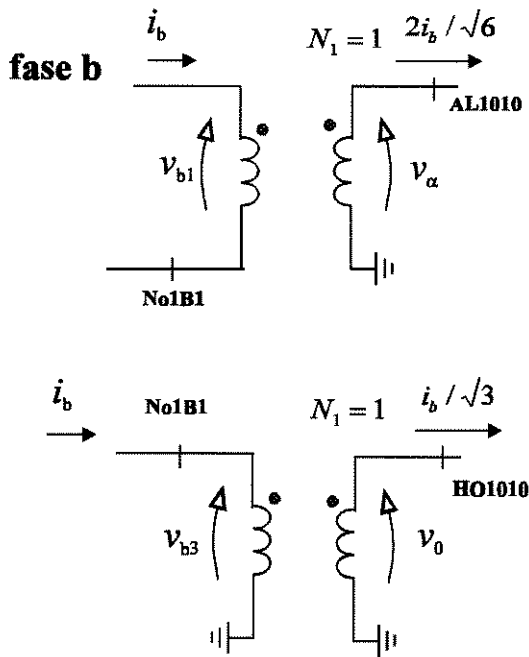


Figura A.7 - Transformadores da corrente da fase **b** associadas as correntes em modo

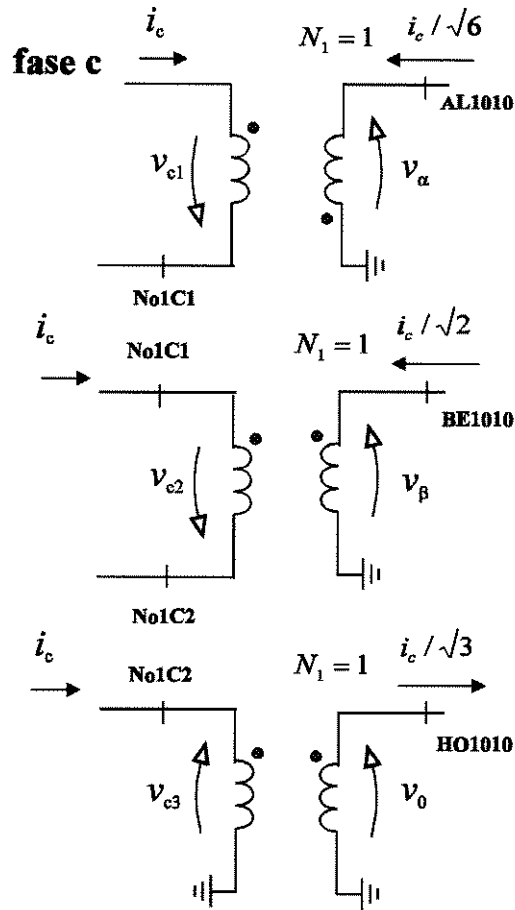


Figura A.8 - Transformadores da corrente da fase c associadas as correntes em modo
As equações que descrevem as conexões são :

• fase a

$$i_{\alpha 1} = \frac{-i_a}{\sqrt{6}} \quad \text{e} \quad v_{\alpha 1} = \frac{-v_\alpha}{\sqrt{6}} \quad (\text{A.31})$$

$$i_{\alpha 2} = \frac{2i_b}{\sqrt{6}} \quad \text{e} \quad v_{\beta 1} = \frac{2}{\sqrt{6}} v_\alpha \quad (\text{A.32})$$

$$i_{\alpha 3} = \frac{-i_c}{\sqrt{6}} \quad \text{e} \quad v_{c1} = \frac{-v_\alpha}{\sqrt{6}} \quad (\text{A.33})$$

• fase b

$$i_{\beta 1} = \frac{i_a}{\sqrt{2}} \quad \text{e} \quad v_{\alpha 2} = \frac{v_\beta}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.34})$$

$$i_{\beta 3} = \frac{-i_c}{\sqrt{2}} \quad \text{e} \quad v_{c2} = \frac{-v_\beta}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.35})$$

• fase c

$$i_{01} = \frac{i_a}{\sqrt{3}} \quad \text{e} \quad v_{a3} = \frac{v_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.36})$$

$$i_{02} = \frac{i_b}{\sqrt{3}} \quad \text{e} \quad v_{b3} = \frac{v_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.37})$$

$$i_{03} = \frac{i_c}{\sqrt{3}} \quad \text{e} \quad v_{c3} = \frac{v_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.38})$$

Substituindo as equações das parcelas das tensões nas fases nas equações A.25 a A.27 e as equações das parcelas das correntes em modo nas equações A.28 a A.30 temos :

- tensão nas fases :

$$v_a = -\frac{v_\alpha}{\sqrt{6}} + \frac{v_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{v_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.39})$$

$$v_b = \frac{2v_\alpha}{\sqrt{6}} + \frac{v_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.40})$$

$$v_c = -\frac{v_\alpha}{\sqrt{6}} - \frac{v_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{v_0}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.41})$$

- corrente nos modos :

$$i_\alpha = -\frac{i_a}{\sqrt{6}} + \frac{2i_b}{\sqrt{6}} - \frac{i_c}{\sqrt{6}} \quad (\text{A.42})$$

$$i_\beta = \frac{i_a}{\sqrt{2}} - \frac{i_c}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.43})$$

$$i_0 = \frac{i_a}{\sqrt{3}} + \frac{i_b}{\sqrt{3}} + \frac{i_c}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.44})$$

Deste modo temos novamente representada a matriz de transformação de Clarke e sua inversa.

Na Listagem A.2 é apresentado o arquivo ATP com os transformadores ideais.

Listagem A.2 - Arquivo de dados do ATP para modelagem da matriz de transformação - três transformadores por fase

C	trafo de corrente entre fase A e modo alfa				
	TRANSFORMER		AALI1	1.00+6	0
	9999				
1	JAGA NO1A1	.001		.40825	
2	AL1010	.001		1.0000	
C	trafo de corrente entre fase A e modo beta				
	TRANSFORMER		ABEI1	1.00+6	0
	9999				
1	NO1A1 NO1A2	.001		.70711	0
2	BE1010	.001		1.0000	
C	trafo de corrente entre fase A e modo homopolar				
	TRANSFORMER		AHOI1	1.00+6	0
	9999				
1	NO1A2	.001		.57735	0
2	HO1010	.001		1.0000	
C	trafo de corrente entre fase B e modo alfa				
	TRANSFORMER		BALI1	1.00+6	0
	9999				
1	JAGB NO1B1	.001		.81650	0
2	AL1010	.001		1.0000	
C	trafo de corrente entre fase B e modo homopolar				
	TRANSFORMER	AHOI1		BHOI1 1.00+6	0
	1NO1B1				
	2HO1010				
C	trafo de corrente entre fase C e modo alfa				
	TRANSFORMER	AALI1		CALI1 1.00+6	0
	1JAGC NO1C1				
	2AL1010				
C	trafo de corrente entre fase C e modo beta				
	TRANSFORMER	ABEI1		CBEI1 1.00+6	0
	1NO1C1 NO1C2				
	2BE1010				
C	trafo de corrente entre fase C e modo homopolar				
	TRANSFORMER	AHOI1		CHOI1 1.00+6	0
	1NO1C2				
	2HO1010				
C					

B. Cálculo dos Parâmetros Elétricos de Linha de Transmissão

A análise dos fenômenos de propagação de ondas eletromagnéticas em linhas de transmissão é bastante complexa, uma vez que :

- o solo ao longo de toda a extensão da linha não é nem plano nem homogêneo e, em geral, suas características não são conhecidas com precisão;
- a configuração geométrica exata da linha é relativamente complexa, para efeitos de definição do campo eletromagnético correspondente.
- os fenômenos de efeito coroa são não lineares e dependentes dos valores anteriores das grandezas.
- no caso de cabos pára-raios de aço deve-se considerar a não linearidade das características magnéticas respectivas.

No entanto, em geral admite-se uma série de hipóteses simplificativas que podem acarretar em erros significativos para alguns efeitos. As hipóteses que foram utilizadas neste trabalho são :

- o solo é plano nas vizinhança da linha;
- o solo é homogêneo, com condutividade e constante dielétrica independentes da frequência e constantes ao longo de toda a extensão da linha;
- os condutores são paralelos entre si e ao solo, sendo seus raios muito inferiores às distâncias envolvidas;
- os efeitos terminais da linha e das estruturas são desprezados na determinação do campo eletromagnético;
- os cabos pára-raios de aço da linha têm permeabilidade magnética constante;
- os cabos de fase, compostos por fios encordoados com alma de aço, são representados por um condutor com seção reta com a forma de coroa circular, onde a corrente na alma de aço é desprezada.

Apesar destas hipóteses simplificativas, a determinação exata do campo eletromagnético é bastante complexa, sendo necessário efetuar outras simplificações com relação ao campo eletromagnético [33].

A seguir são apresentadas as hipóteses e as fórmulas utilizadas para se determinar os parâmetros longitudinais e transversais da linha de transmissão.

B.1 - Parâmetros longitudinais

A matriz de parâmetros longitudinais de uma linha de transmissão é formada pelos seguintes elementos :

$$Z_{ij} = Z_{ij}^0 + Z'_{ij}, i, j = 1, 2, \dots, n \quad (\text{B.1})$$

onde :

Z_{ij} - elemento da matriz de impedância longitudinal complexa por unidade de comprimento;

Z^0 - valor de impedância longitudinal supondo o solo com condutividade infinita;

Z' - contribuição do solo para o valor de Z , supondo as permeabilidades magnéticas do ar e da terra iguais à do vácuo, μ_0 ;

n - número total de condutores

e

$$Z^0 = Z_{int} + Z_{ext}$$

(B.2)

onde

Z_{int} - “impedância interna” do condutor

Z_{ext} - “impedância externa” do condutor

B.1.1 - Impedância externa (Z_{ext})

$$Z_{ext} = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n$$

(B.3)

onde

ω - frequência angular [rad/s]

μ_0 - permeabilidade magnética do vácuo ($4 \times 10^{-7} \pi$ H/m)

e D_{ij} e d_{ij} são definidos na Fig. B.1.

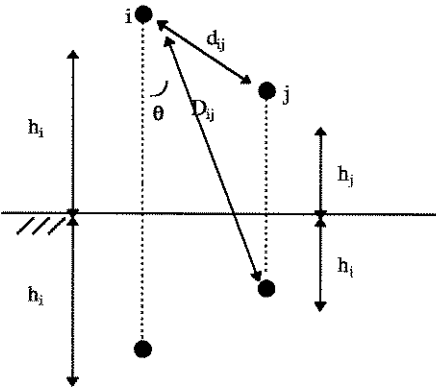


Figura B.1- Posição dos cabos i e j na linha

Para os termos próprios ($i = j$)

$$D_{ij} = 2h_i$$

(B.4)

$$d_{ij} = r_i$$

(B.5)

B.1.2 - Impedância Interna (Z_{int})

$$Z_{int} = R_{int} + jX_{int} \quad (B.6)$$

onde

R_{int} - resistência interna do condutor

X_{int} - reatância indutiva interna do condutor

e

$$Z_{int} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} \frac{1}{2\pi R_1} \frac{I_0(\rho_1)K_1(\rho_0) + K_0(\rho_1)I_1(\rho_0)}{I_1(\rho_1)K_1(\rho_0) - I_1(\rho_0)K_1(\rho_1)} \quad (B.7)$$

onde :

I_0, I_1, K_0, K_1 são funções modificadas de Bessel

μ - permeabilidade magnética do condutor

σ - condutividade do condutor

R_1 - raio externo do condutor

e

$$\rho_0 = R_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \rho_0' \sqrt{j} \quad (B.8)$$

$$\rho_1 = R_1 \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \rho_1' \sqrt{j} \quad (B.9)$$

sendo

R_0 - raio interno do condutor

Para $|\rho| > 8$, as funções de Bessel podem ser definidas satisfatoriamente pelas seguintes séries assintóticas [34] :

$$I_0(\rho) \cong \frac{e^\rho}{\sqrt{2\pi\rho}} \left\{ 1 + \frac{1}{8\rho} + \frac{9}{2!(8\rho)^2} + \frac{9 \cdot 25}{3!(8\rho)^3} \right\} \quad (B.10)$$

$$I_1(\rho) \cong \frac{e^\rho}{\sqrt{2\pi\rho}} \left\{ 1 - \frac{3}{8\rho} - \frac{15}{2!(8\rho)^2} - \frac{15 \cdot 21}{3!(8\rho)^3} \right\} \quad (B.11)$$

$$K_0(\rho) \cong \sqrt{\frac{2}{\pi\rho}} e^{-\rho} \left\{ 1 - \frac{1}{8\rho} + \frac{9}{2!(8\rho)^2} + \frac{9 \cdot 25}{3!(8\rho)^3} \right\} \quad (B.12)$$

$$K_1(\rho) \cong \sqrt{\frac{2}{\pi\rho}} e^{-\rho} \left\{ 1 + \frac{3}{8\rho} - \frac{15}{2!(8\rho)^2} + \frac{15 \cdot 21}{3!(8\rho)^3} \right\} \quad (B.13)$$

Para $|\rho| \leq 8$, as funções I_0, I_1, K_0, K_1 podem ser expressas pelas equações de Kelvin :

$$I_0(\rho) = ber_0(\rho') + jbei_0(\rho') \quad (B.14)$$

$$I_1(\rho) = bei_1(\rho') - jber_1(\rho') \quad (\text{B.15})$$

$$K_0(\rho) = ker_0(\rho') + jkei_0(\rho') \quad (\text{B.16})$$

$$K_1(\rho) = -kei_1(\rho') + jker_1(\rho') \quad (\text{B.17})$$

onde

$$\rho = \rho' \sqrt{j} \quad (\text{B.18})$$

As funções ber_0 , bei_0 , ber_1 , bei_1 , ker_0 , kei_0 , ker_1 e kei_1 são reais e podem ser representadas pelos polinômios apresentados a seguir [35] :

Para $-8 \leq x \leq 8$

$$\begin{aligned} ber_0(x) = & 1 - 64\left(\frac{x}{8}\right)^4 + 113,77777774\left(\frac{x}{8}\right)^6 - 32,36345652\left(\frac{x}{8}\right)^{12} + 2,64191397\left(\frac{x}{8}\right)^{16} - \\ & - 0,08349609\left(\frac{x}{8}\right)^{20} + 0,00122552\left(\frac{x}{8}\right)^{24} - 0,00000901\left(\frac{x}{8}\right)^{28} + \varepsilon; \\ & |\varepsilon| < 1 \cdot 10^{-9} \end{aligned} \quad (\text{B.19})$$

$$\begin{aligned} bei_0(x) = & 16\left(\frac{x}{8}\right)^2 - 113,77777774\left(\frac{x}{8}\right)^6 + 72,81777742\left(\frac{x}{8}\right)^{10} - 10,56765779\left(\frac{x}{8}\right)^{14} - \\ & + 0,52185615\left(\frac{x}{8}\right)^{18} - 0,01103667\left(\frac{x}{8}\right)^{22} + 0,00011346\left(\frac{x}{8}\right)^{26} + \varepsilon; \\ & |\varepsilon| < 6 \cdot 10^{-9} \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

Para $0 < x \leq 8$

$$\begin{aligned} ker_0(x) = & -\ln\left(\frac{1}{2}x\right)ber_0(x) + \frac{\pi}{4}bei_0(x) - 0,57721566 - 59,05819744\left(\frac{x}{8}\right)^4 + \\ & + 171,36272133\left(\frac{x}{8}\right)^8 - 60,60977451\left(\frac{x}{8}\right)^{12} + 5,65539121\left(\frac{x}{8}\right)^{16} - \\ & - 0,19636347\left(\frac{x}{8}\right)^{20} + 0,00309699\left(\frac{x}{8}\right)^{24} - 0,00002458\left(\frac{x}{8}\right)^{28} + \varepsilon; \\ & |\varepsilon| < 1 \cdot 10^{-8} \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

$$\begin{aligned} kei_0(x) = & -\ln\left(\frac{1}{2}x\right)bei_0(x) - \frac{\pi}{4}ber_0(x) + 6,76454936\left(\frac{x}{8}\right)^2 - 142,91827687\left(\frac{x}{8}\right)^6 + \\ & + 124,23569650\left(\frac{x}{8}\right)^{10} - 21,30060904\left(\frac{x}{8}\right)^{14} + 1,17509064\left(\frac{x}{8}\right)^{18} - \\ & - 0,02695875\left(\frac{x}{8}\right)^{22} + 0,00029532\left(\frac{x}{8}\right)^{26} + \varepsilon; \quad |\varepsilon| < 3 \cdot 10^{-9} \end{aligned} \quad (\text{B.22})$$

Definindo as funções de Kelvin de ordem 1 como

$$ber_1(x) = \frac{\sqrt{2}}{2}(ber'(x) - bei'(x)) \quad (B.23)$$

$$bei_1(x) = \frac{\sqrt{2}}{2}(ber'(x) + bei'(x)) \quad (B.24)$$

$$ker_1(x) = \frac{\sqrt{2}}{2}(ker'(x) - kei'(x)) \quad (B.25)$$

$$kei_1(x) = \frac{\sqrt{2}}{2}(ker'(x) + kei'(x)) \quad (B.26)$$

As funções ber' , bei' , ker' e kei' também são reais e podem ser representadas, com excelente aproximação, pelos polinômios dados abaixo, retirados de expressões gerais.

Para $-8 \leq x \leq 8$

$$\begin{aligned} ber'(x) = & x \left\{ -4 \left(\frac{x}{8} \right)^2 + 14,22222222 \left(\frac{x}{8} \right)^6 - 6,06814810 \left(\frac{x}{8} \right)^{10} + 0,66047849 \left(\frac{x}{8} \right)^{14} - \right. \\ & \left. - 0,02609253 \left(\frac{x}{8} \right)^{18} + 0,00045957 \left(\frac{x}{8} \right)^{22} - 0,00000394 \left(\frac{x}{8} \right)^{26} \right\} + \varepsilon; \\ & |\varepsilon| < 2,1 \cdot 10^{-8} \end{aligned} \quad (B.27)$$

$$\begin{aligned} bei'(x) = & x \left\{ \frac{1}{2} - 10,66666666 \left(\frac{x}{8} \right)^4 + 11,37777772 \left(\frac{x}{8} \right)^8 - 2,31167514 \left(\frac{x}{8} \right)^{12} + \right. \\ & \left. + 0,14677204 \left(\frac{x}{8} \right)^{16} - 0,00379386 \left(\frac{x}{8} \right)^{20} + 0,00004609 \left(\frac{x}{8} \right)^{24} \right\} + \varepsilon; \\ & |\varepsilon| < 7 \cdot 10^{-8} \end{aligned} \quad (B.28)$$

Para $0 < x \leq 8$

$$\begin{aligned} ker'(x) = & -\ln\left(\frac{1}{2}x\right)ber'(x) - \frac{1}{x}ber_o(x) + \frac{\pi}{4}bei'(x) + x \left\{ -3,69113734 \left(\frac{x}{8} \right)^2 + \right. \\ & \left. + 21,42034017 \left(\frac{x}{8} \right)^6 - 11,36433272 \left(\frac{x}{8} \right)^{10} + 1,41384780 \left(\frac{x}{8} \right)^{14} - \right. \\ & \left. - 0,06136358 \left(\frac{x}{8} \right)^{18} + 0,00116137 \left(\frac{x}{8} \right)^{22} - 0,00001075 \left(\frac{x}{8} \right)^{26} \right\} + \varepsilon; \\ & |\varepsilon| < 8 \cdot 10^{-8} \end{aligned} \quad (B.29)$$

$$\begin{aligned}
kei'(x) = & -\ln\left(\frac{1}{2}x\right)bei'(x) - \frac{1}{x}bei_o(x) - \frac{\pi}{4}ber'(x) + x\{0,21139217 - \\
& -13,39858846\left(\frac{x}{8}\right)^4 + 19,41182758\left(\frac{x}{8}\right)^8 - 4,65950823\left(\frac{x}{8}\right)^{12} + \\
& + 0,33049424\left(\frac{x}{8}\right)^{16} - 0,00926707\left(\frac{x}{8}\right)^{20} + 0,00011997\left(\frac{x}{8}\right)^{24}\} + \varepsilon; \\
& |\varepsilon| < 7 \cdot 10^{-8}
\end{aligned}
\tag{B.30}$$

B.1.3 - Contribuição do solo (Z') - Obtidas das séries completas de Carson [36, 37]

$$Z' = \frac{\omega\mu_0}{\pi} (P + jQ) \tag{B.31}$$

onde P_{ij} e Q_{ij} são definidos para intervalos do parâmetro adimensional

$$\delta_{ij} = \sqrt{\frac{\mu_0\omega}{\rho}} \cdot D_{ij} \tag{B.32}$$

sendo

ρ - resistividade do solo [$\Omega.m$]

θ_{ij} - distância angular, descrita na Fig. B.1

D_{ij} - distância entre condutor i e imagem do condutor j , descrita na Fig. B.1

Para $i = j$ temos :

$$D_{ij} = 2h_i$$

$$\theta_{ij} = 0$$

Para $\delta_{ij} \leq 7$

$$P_{ij} = \frac{\pi}{8}(1 - S_4) + \frac{1}{2}\left(\ln \frac{2}{\delta_{ij}} - \gamma\right)S_2 + \frac{1}{2}\theta_{ij}S_2' - \frac{\sigma_1}{\sqrt{2}} + \frac{\sigma_2}{2} + \frac{\sigma_3}{\sqrt{2}} \tag{B.33}$$

$$Q_{ij} = \frac{1}{4} + \frac{1}{2}\left(\ln \frac{2}{\delta_{ij}} - \gamma\right)(1 - S_4) - \frac{1}{2}\theta_{ij}S_4' + \frac{\sigma_1}{\sqrt{2}} - \frac{\pi}{8}S_2 + \frac{\sigma_3}{\sqrt{2}} - \frac{\sigma_4}{2} \tag{B.34}$$

onde

$$\gamma \cong 0,577215566490153286 \text{ (constante de Euler)}$$

$$S_2 = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos[(4n+2)\theta] \tag{B.35}$$

$$S_2' = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \sin[(4n+2)\theta] \tag{B.36}$$

$$S_4 = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \cos[(4n+4)\theta] \quad (\text{B.37})$$

$$S_4' = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \sin[(4n+4)\theta] \quad (\text{B.38})$$

$$\sigma_1 = \sum_{n=0}^{\infty} e_n \cos[(4n+1)\theta] \quad (\text{B.39})$$

$$\sigma_2 = \sum_{n=0}^{\infty} g_n (S_2)_n \quad (\text{B.40})$$

$$(S_2)_n = a_n \cos[(4n+2)\theta] \quad (\text{B.41})$$

$$\sigma_3 = \sum_{n=0}^{\infty} f_n \cos[(4n+3)\theta] \quad (\text{B.42})$$

$$\sigma_4 = \sum_{n=0}^{\infty} h_n (S_4)_n \quad (\text{B.43})$$

$$(S_4)_n = c_n \cos[(4n+4)\theta] \quad (\text{B.44})$$

$$a_n = \frac{-a_{n-1}}{2n(2n+1)^2(2n+2)} \left(\frac{\delta}{2}\right)^4; \quad a_0 = \frac{\delta^2}{8} \quad (\text{B.45})$$

$$c_n = \frac{-c_{n-1}}{(2n+1)(2n+2)^2(2n+3)} \left(\frac{\delta}{2}\right)^4; \quad c_0 = \frac{\delta^4}{192} \quad (\text{B.46})$$

$$e_n = \frac{-e_{n-1}}{(4n-1)(4n+1)^2(4n+3)} \delta^4; \quad e_0 = \frac{\delta}{3} \quad (\text{B.47})$$

$$f_n = \frac{-f_{n-1}}{(4n+1)(4n+3)^2(4n+5)} \delta^4; \quad f_0 = \frac{\delta^3}{45} \quad (\text{B.48})$$

$$g_n = g_{n-1} + \frac{1}{4n} + \frac{1}{2n+1} + \frac{1}{2n+2} - \frac{1}{4n+4}; \quad g_0 = \frac{5}{4} \quad (\text{B.49})$$

$$h_n = h_{n-1} + \frac{1}{4n+2} + \frac{1}{2n+2} + \frac{1}{2n+3} - \frac{1}{4n+6}; \quad h_0 = \frac{5}{3} \quad (\text{B.50})$$

Cumprer ressaltar que os índices i, j foram obtidos de algumas expressões por facilidade de notação.

Para $\delta_{ij} > 7$

foram utilizadas as seguintes expressões

$$P_{ij} = \frac{\cos\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}} - \frac{\cos 2\theta_{ij}}{\delta_{ij}^2} + \frac{\cos 3\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}^3} + \frac{3\cos 5\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}^5} + \frac{5\cos 7\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}^7} \quad (\text{B.51})$$

$$Q_{ij} = \frac{\cos\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}} - \frac{\cos 3\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}^3} + \frac{3\cos 5\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}^5} - \frac{5\cos 7\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}^7} \quad (\text{B.52})$$

Para $\delta_{ij} > 10$

as expressões

$$P_{ij} = \frac{\cos\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}} - \frac{\cos 2\theta_{ij}}{\delta_{ij}^2} \quad (\text{B.53})$$

$$Q_{ij} = \frac{\cos\theta_{ij}}{\sqrt{2}\delta_{ij}} \quad (\text{B.54})$$

B.2 - Cálculo Aproximado

Os parâmetros longitudinais podem ser calculados, com um pequeno erro, não se utilizando as fórmulas de Carson, mas incluindo o efeito do solo no cálculo da indutância externa [38, 39], apresentado inicialmente em [40]. Os resultados são muito próximos dos obtidos com as formulações completas de Carson [26]. Os erros máximos são de somente algumas porcentagens na faixa do kHz. As fórmulas são apresentadas a seguir :

A matriz de parâmetros longitudinais de uma linha de transmissão seria formada somente por Z^0 , e :

$$Z_{ij} = Z_{ij}^0, i, j = 1, 2, \dots, n \quad (\text{B.55})$$

onde :

Z_{ij} - elemento da matriz de impedância longitudinal complexa por unidade de comprimento;

n - número total de condutores

e

$$Z^0 = Z_{\text{int}} + Z_{\text{ext}} \quad (\text{B.56})$$

onde

Z_{int} - “impedância interna” do condutor

Z_{ext} - “impedância externa” do condutor

e

$$Z_{\text{ext}} = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}}, i, j = 1, 2, \dots, n \quad (\text{B.57})$$

onde

ω - frequência angular [rad/s]

μ_0 - permeabilidade magnética do vácuo ($4 \times 10^{-7} \pi$ H/m)

e D_{ij} e d_{ij} são definidos na Fig. B.2.

ϵ_0 - permissividade do ar ($8,85 \times 10^{-12}$ F/m)

Note que os elementos da matriz $|A|$ são função somente da geometria da linha e, portanto, não são dependentes da frequência para a faixa de frequência estudada. Para a presente análise, onde o fenômeno estudado apresenta uma frequência dominante diferente, a faixa estudada é de 10 Hz a 10 kHz.

A condição de carga estudada assume que o cabo de fase está a 75 °C (cabo pára-raios a 45 °C). A altura média dos condutores é calculada pela diferença entre a altura na torre e 2/3 da altura a meio do vão.

Para calcular os parâmetros elétricos no domínio da fase foram utilizadas as fórmulas clássicas de Carson. Deve-se ressaltar que o método proposto permite considerar outras formulações importantes para os parâmetros da linha, como a permissividade elétrica do solo, a condutividade do solo e a dependência da permissividade com a frequência de um solo não uniforme, por exemplo, com camadas com diferentes parâmetros elétricos [41, 42].

C. Termo Mútuo Da Matriz Transformada Com Clarke

C.1 - Introdução

Neste Apêndice são apresentados os gráficos dos casos processados para observação da influência de desprezar-se o termo mútuo $Z_{\alpha 0}$ na obtenção dos quase modos para resistividades do solo 100 $\Omega.m$ e 10 $\Omega.m$. Os resultados para 1000 $\Omega.m$ encontram-se no Capítulo III.

C.2 - Contribuições dos Termos Próprios e Mútuos

C.2.1 - $\rho : 100 \Omega.m$

Nas Figs. C.1 a C.4 são apresentadas as contribuições dos termos próprios e mútuos da resistência e indutância, para uma resistividade do solo de 100 $\Omega.m$.

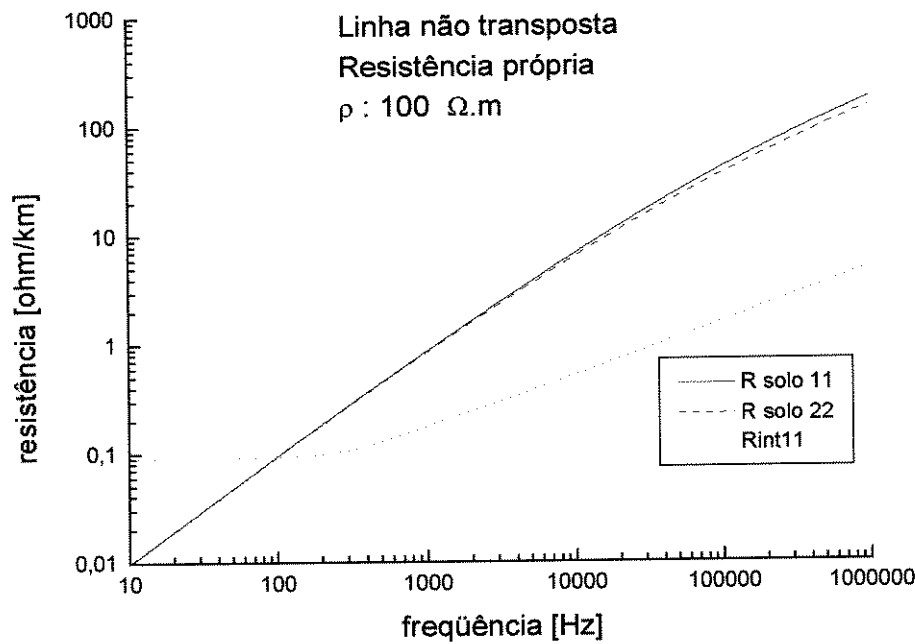


Figura C.1 - Contribuição para a resistência própria - $\rho : 100 \Omega.m$

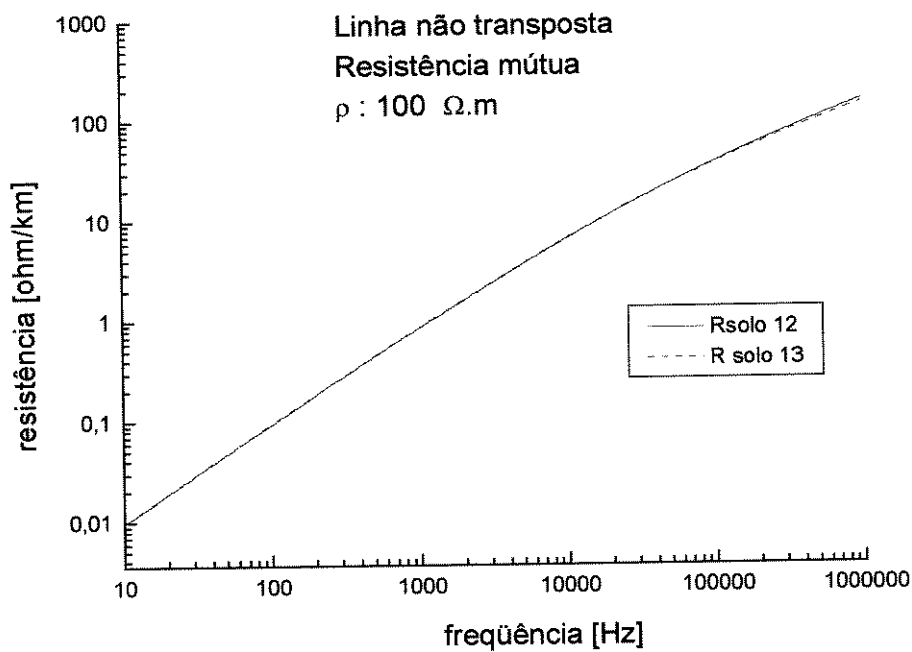


Figura C.2 - Contribuição para a resistência mútua - $\rho : 100 \text{ } \Omega.m$

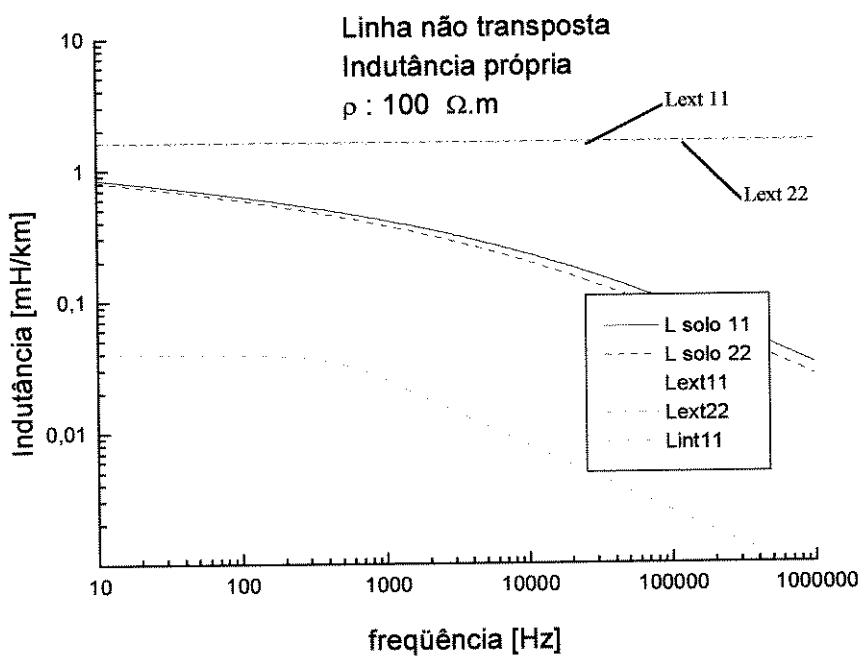


Figura C.3 - Contribuição da indutância própria - $\rho : 100 \text{ } \Omega.m$

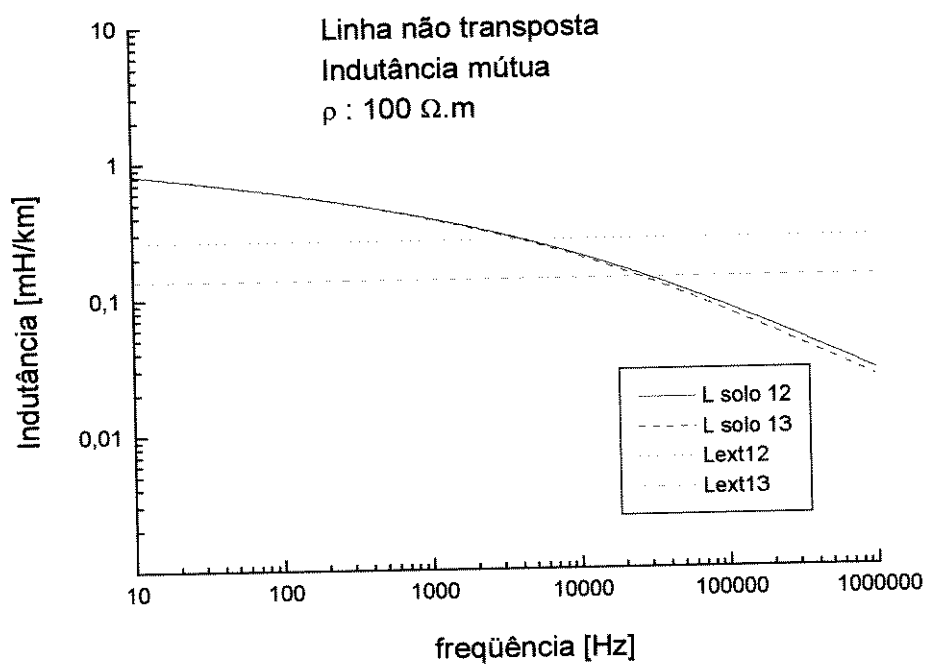


Figura C.4 - Contribuição para indutância mútua - $\rho : 100 \Omega.m$

C.2.2 - $\rho : 10 \Omega.m$

Nas Figs. C.5 a C.8 são apresentadas as contribuições dos termos próprios e mútuos da resistência e indutância, para uma resistividade do solo de $10 \Omega.m$.

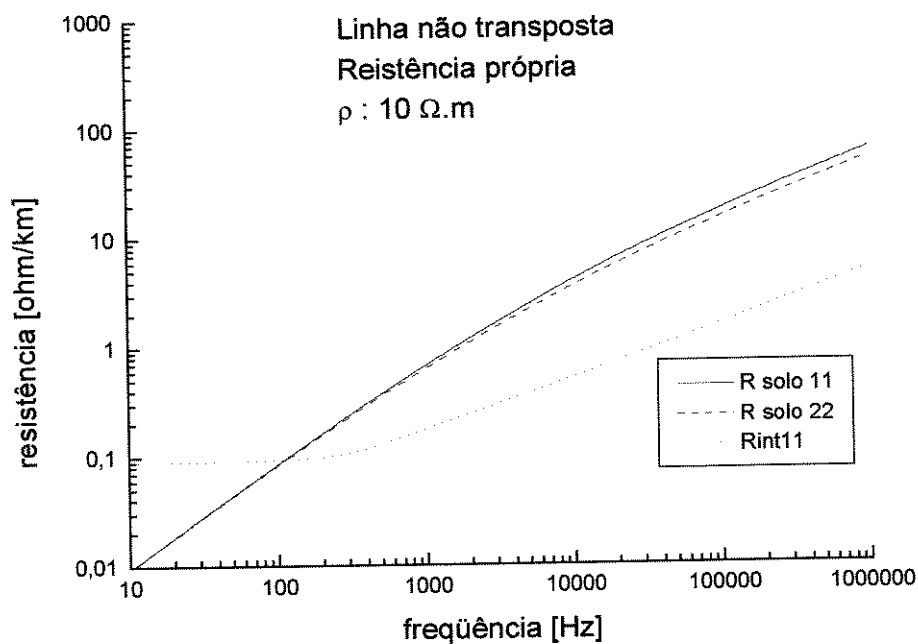


Figura C.5 - Contribuição para a resistência própria - $\rho : 10 \Omega.m$

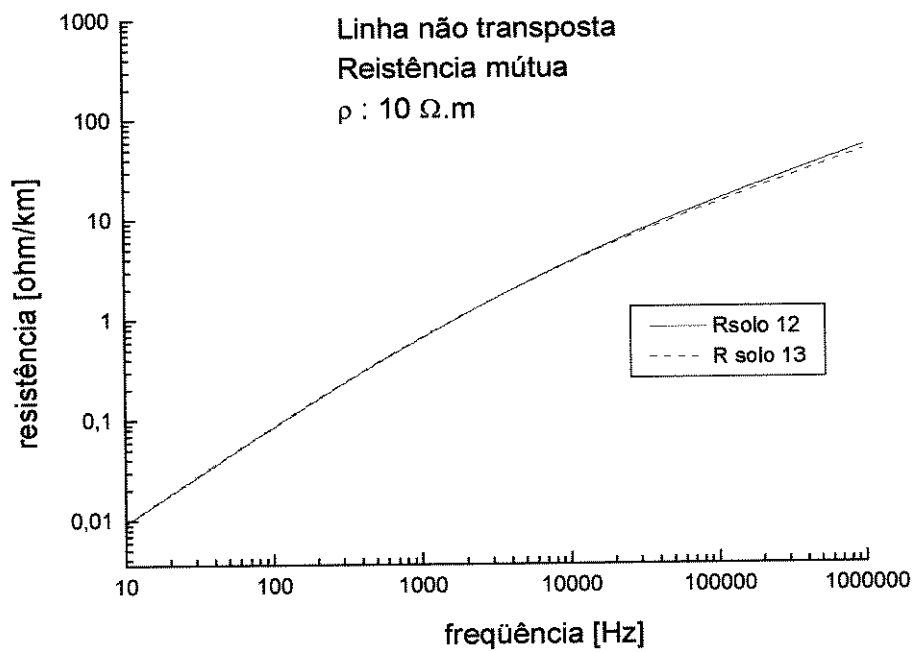


Figura C.6 - Contribuição para a resistência mútua - $\rho : 10 \Omega.m$

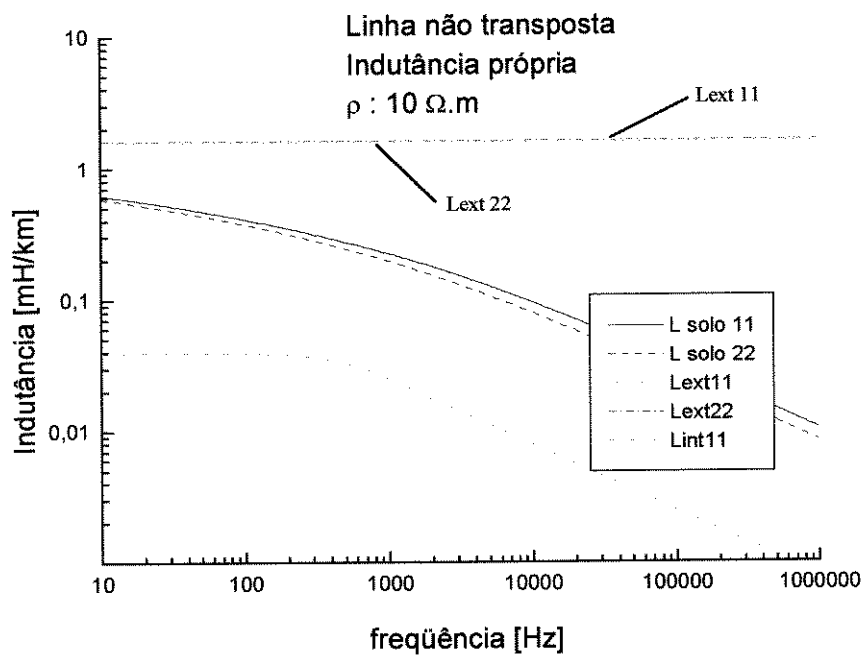


Figura C.7 - Contribuição da indutância própria - $\rho : 10 \Omega.m$

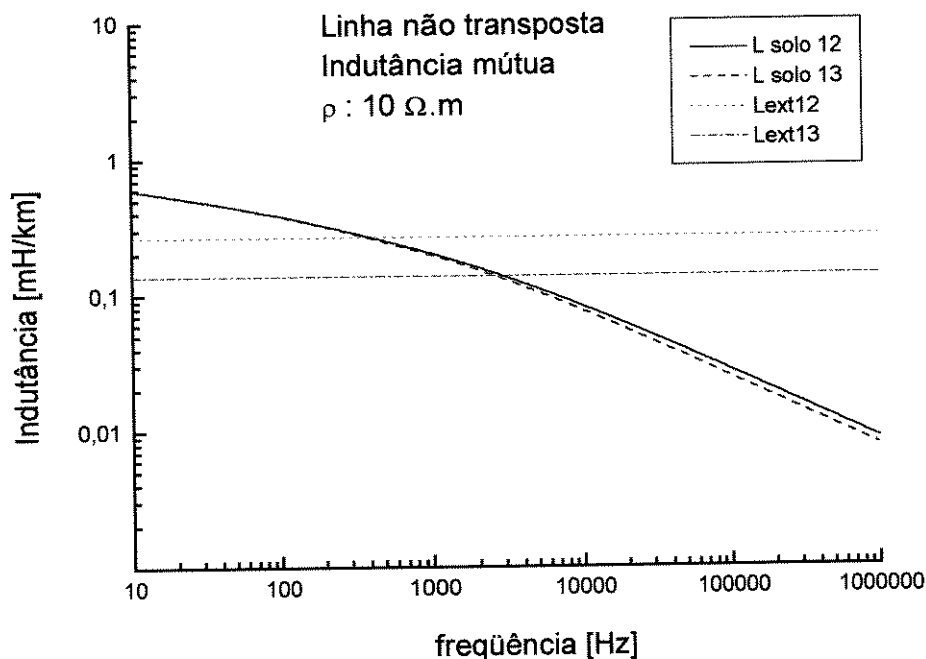


Figura C.8 - Contribuição para indutância mútua - $\rho : 10 \Omega.m$

C.3 - Resistências, Indutâncias e Impedâncias Próprias e Mútuas

C.3.1 - $\rho : 100 \Omega.m$

Nas Figs. C.9 a C.13 são apresentadas as resistências, indutâncias e impedâncias (módulo) próprias e mútuas. Novamente pode ser verificado que os termos próprios são semelhantes, praticamente iguais. Os termos mútuos não são os mesmos, mas também são semelhantes, e não variam na relação 2 : 1. Eles ficam mais afastados a medida que a frequência aumenta, uma vez que a contribuição do solo diminui e a impedância externa domina. Na faixa de frequência até 10 kHz os termos mútuos podem ser considerados iguais, com um pequeno erro.

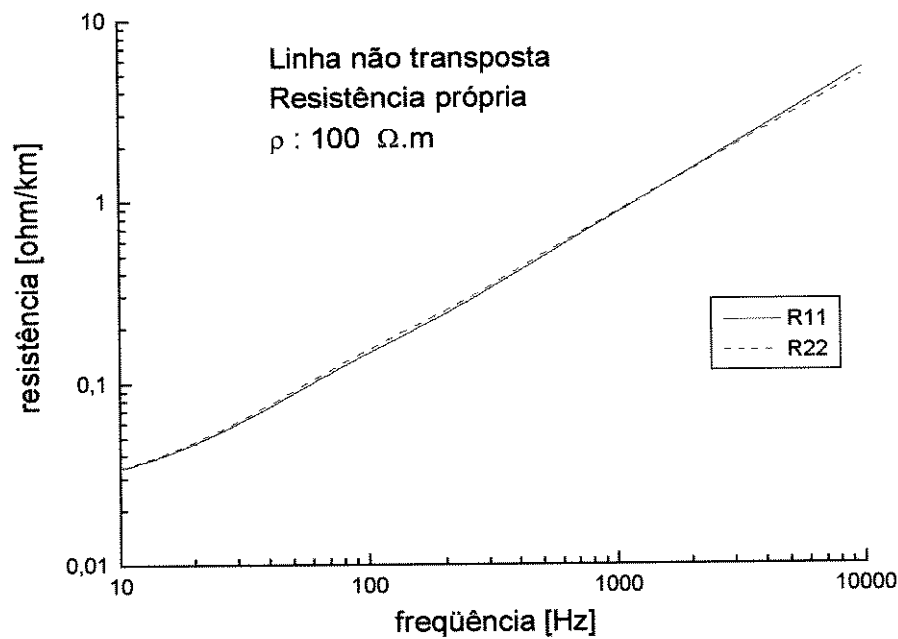


Figura C.9 - Resistências próprias - $\rho : 100 \text{ } \Omega.m$

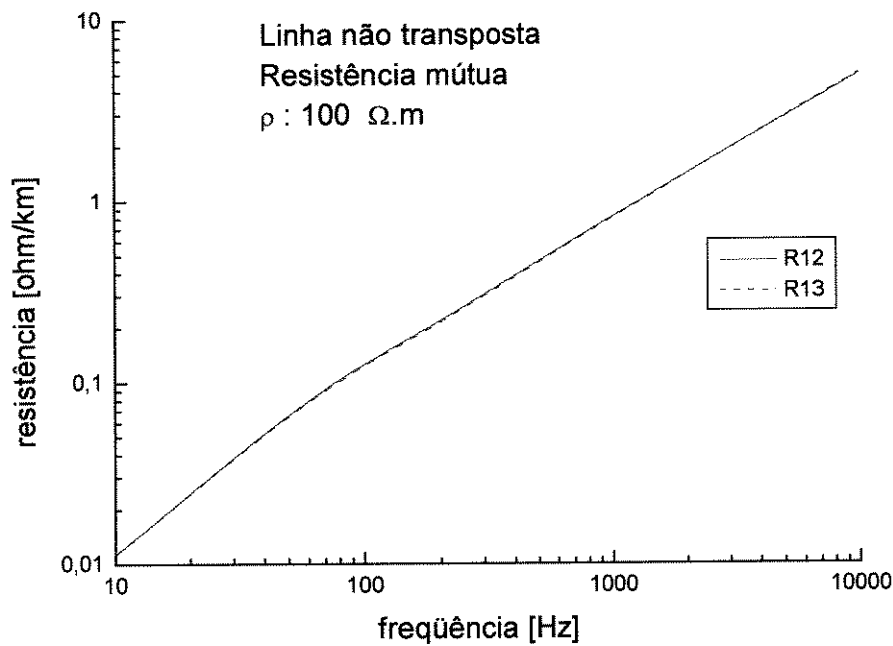


Figura C.10 - Resistências mútuas - $\rho : 100 \text{ } \Omega.m$

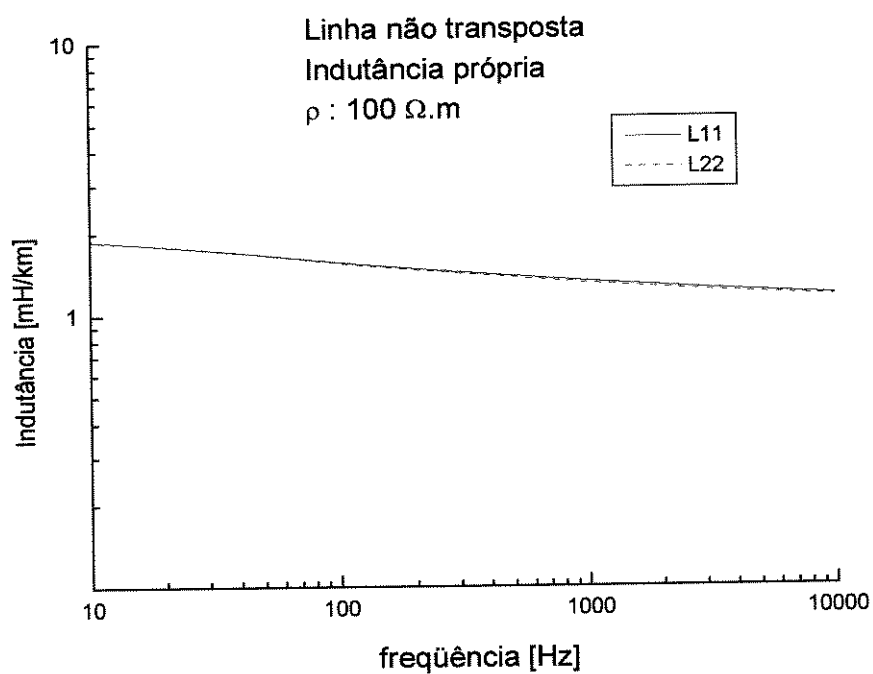


Figura C.11 - Indutâncias próprias - $\rho : 100 \, \Omega.m$

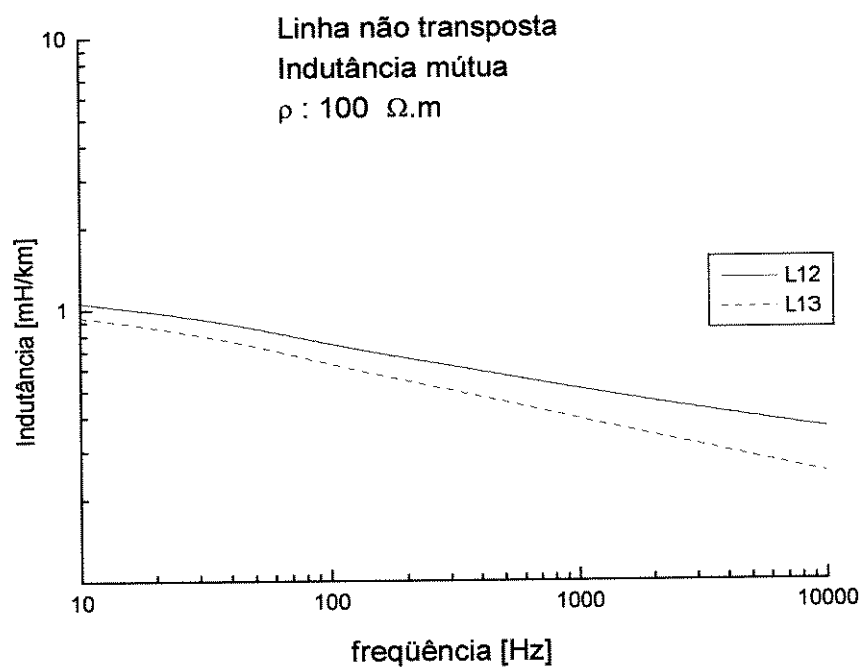


Figura C.12 - Indutâncias mútuas - $\rho : 100 \, \Omega.m$

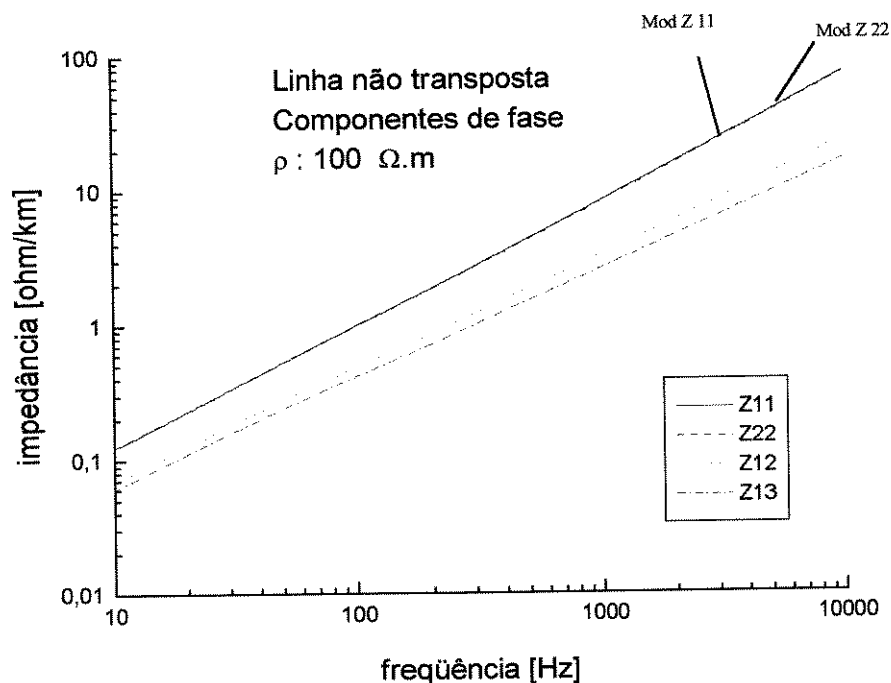


Figura C.13 - Módulo das impedâncias - $\rho : 100 \, \Omega \cdot \text{m}$

C.3.2 - $\rho : 10 \, \Omega \cdot \text{m}$

Nas Figs. C.14 a C.18 são apresentadas as resistências, indutâncias e impedâncias (módulo) próprias e mútuas. Novamente pode ser verificado que os termos próprios são semelhantes, praticamente iguais. Os termos mútuos não são os mesmos, mas também são semelhantes, e não variam na relação 2 : 1. Eles ficam mais afastados a medida que a freqüência aumenta, uma vez que a contribuição do solo diminui e a impedância externa domina. Na faixa de freqüência até 10 kHz os termos mútuos podem ser considerados iguais, com um pequeno erro.

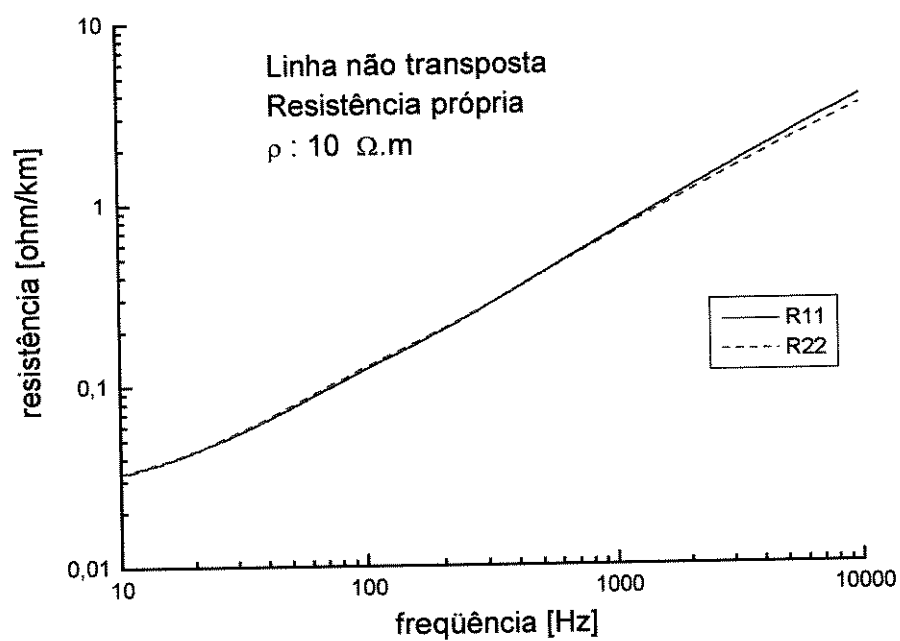


Figura C.14 - Resistências próprias - $\rho : 10 \text{ } \Omega.m$

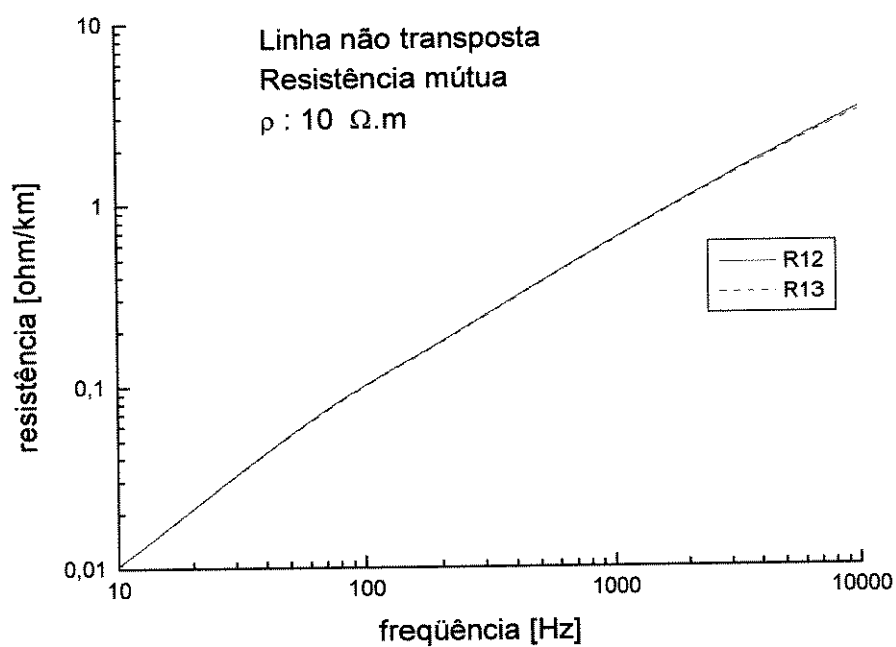


Figura C.15 - Resistências mútuas - $\rho : 100 \text{ } \Omega.m$

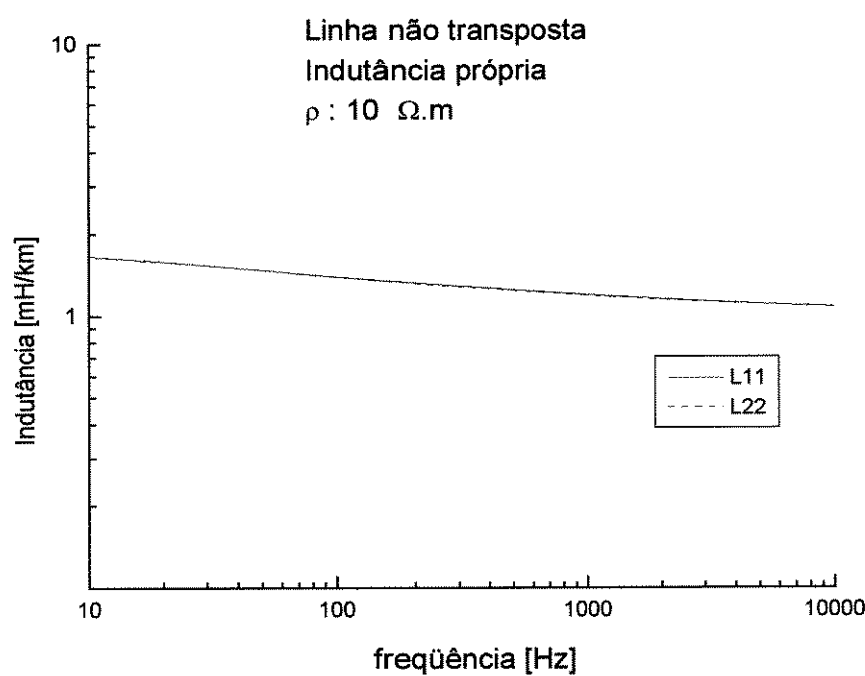


Figura C.16 - Indutâncias próprias - $\rho : 10 \ \Omega.m$

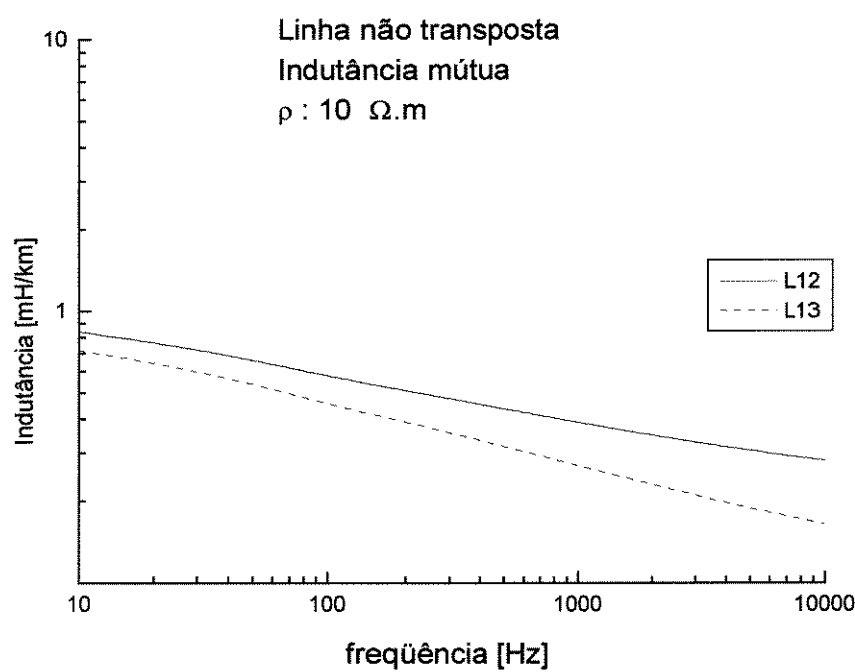


Figura C.17 - Indutâncias mútuas - $\rho : 10 \ \Omega.m$

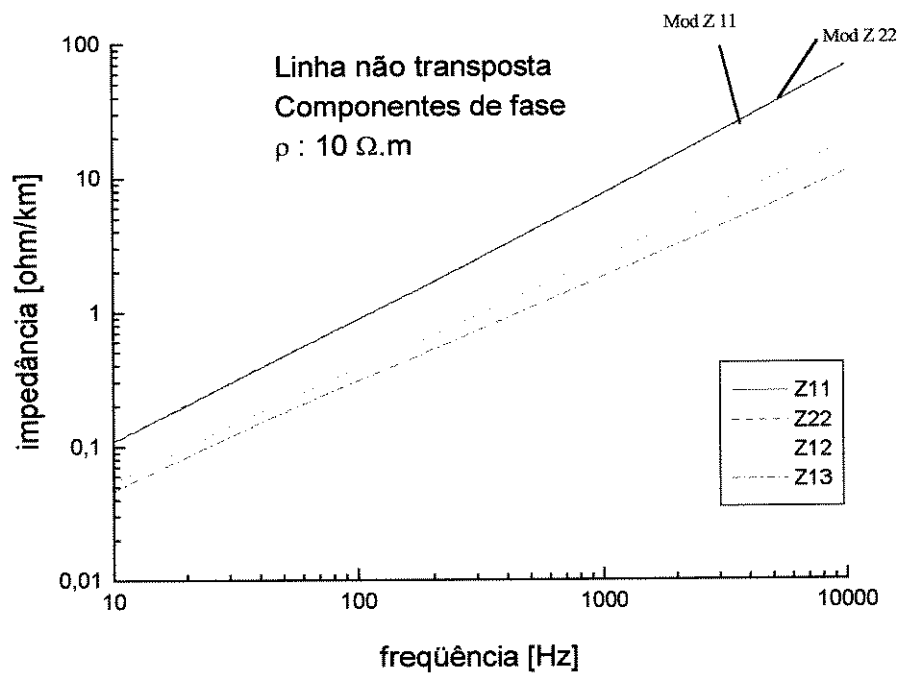


Figura C.18 - Módulo das impedâncias - $\rho : 10 \Omega.m$

D. Circuito Sintético Da Dependência Dos Parâmetros Da Linha Com A Frequência

A dependência dos parâmetros longitudinais da linha com a frequência foi representada através de circuitos sintéticos formados por resistores e indutores em série e paralelo. O circuito equivalente consiste num circuito do tipo apresentado na Fig. D.1, formado por um circuito RL série e vários circuitos RL paralelos. Os circuitos paralelos são tantos quantos forem necessários para representar a variação dos parâmetros em cada década de interesse [19].

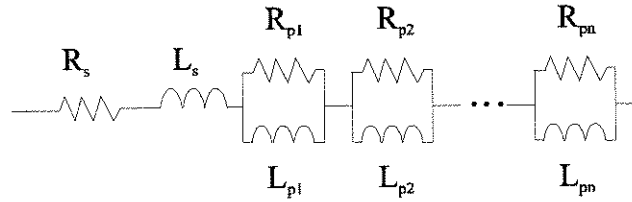


Figura D.1 - Circuito sintético da dependência do modo com a frequência

Seja a resistência de um modo em função da frequência descrita pela Fig. D.2. A década foi dividida em três partes logaritmicamente iguais, logo serão necessários três circuitos paralelos para representá-la. O primeiro circuito é calculado da seguinte forma :

$$R_{p1} = R_2 - R_1 \quad (D.1)$$

ou seja, a resistência em paralelo corresponde ao acréscimo de resistência em cada intervalo de frequência. A indutância é obtida por :

$$f_{p1} = \sqrt{f_2 \cdot f_1} \quad (D.2)$$

$$\omega_{p1} \cdot L_{p1} = R_{p1} \quad (D.3)$$

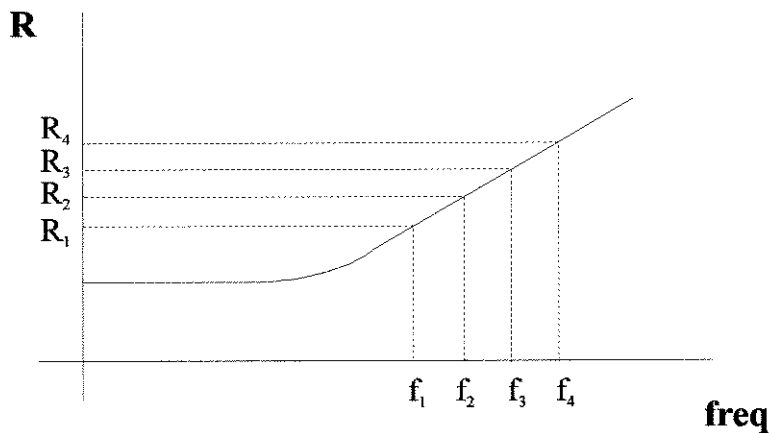


Figura D.2 - Resistência de um modo em função da frequência

Isto significa que a indutância paralela corresponde àquela associada a ressonância do circuito para uma frequência que seria a média geométrica das frequências que definem o intervalo f_1 - f_2 . Os demais circuitos paralelos são calculados de forma análoga.

O circuito série corresponde ao acréscimo de impedância necessária para igualar o circuito sintético numa determinada frequência à impedância exata daquela frequência.

Os circuitos equivalentes dos modos da linha trifásica simples estudada foram calculados conforme descrito. A faixa de frequência de interesse foi de 10 Hz a 10 kHz. Para o modo zero, por ter uma variação mais acentuada com a frequência, foram utilizados 3 circuitos paralelos por década para toda a gama de interesse. Para os demais modos utilizaram-se somente 2 circuitos por década, para a faixa de 100 Hz a 10 kHz. Nas Figs. D.3 a D.6 são apresentadas a resposta em frequência dos circuitos sintéticos e dos parâmetros longitudinais das linhas transposta e não transposta, para os diversos modos.

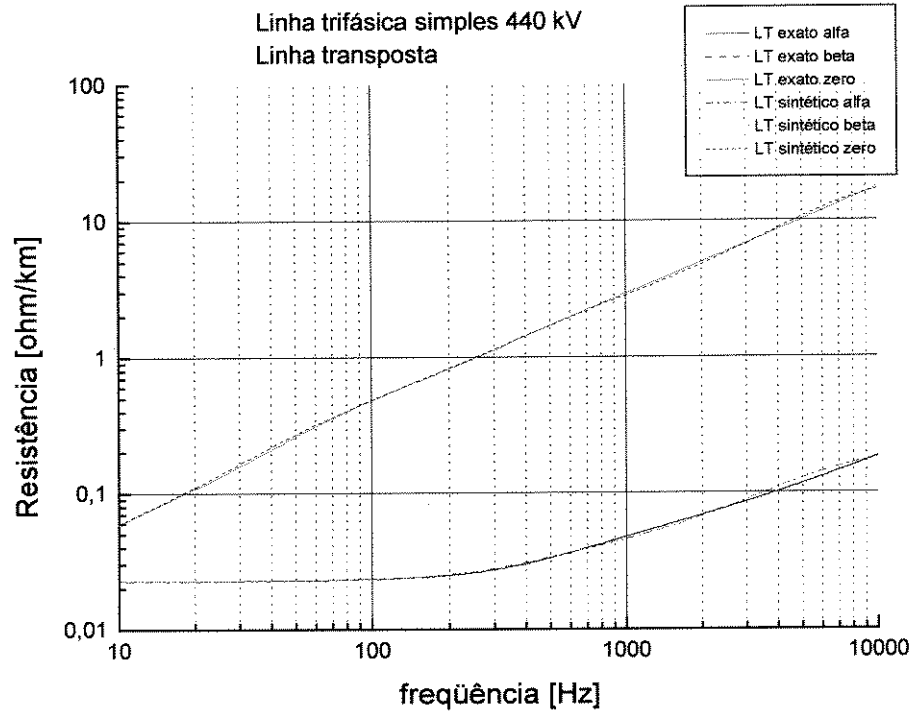


Figura D.3 - Resistência da linha transposta - circuito sintético x parâmetros exatos

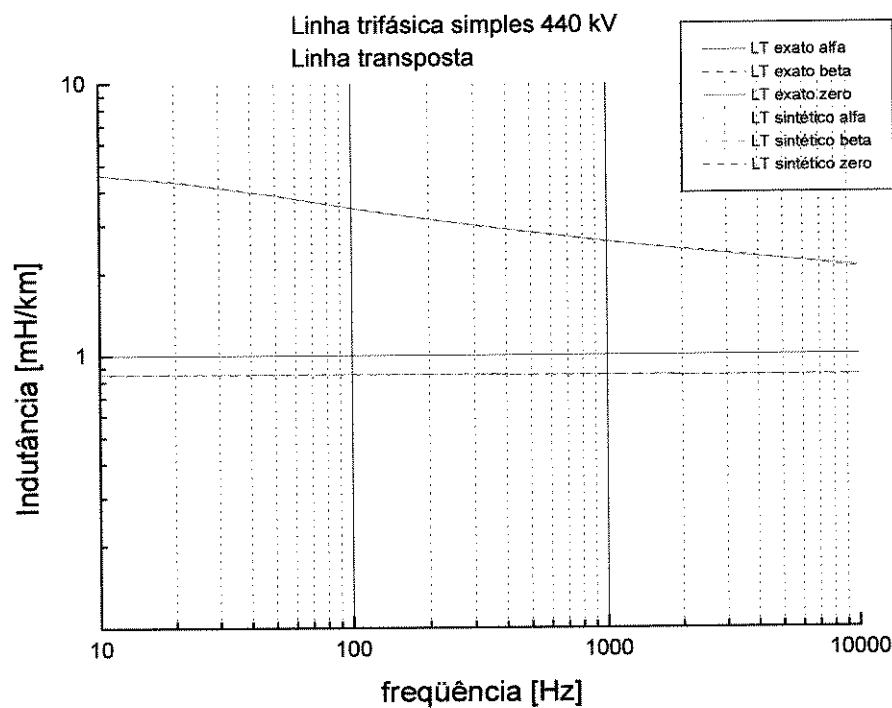


Figura D.4 - Indutância da linha transposta - circuito sintético x parâmetros exatos

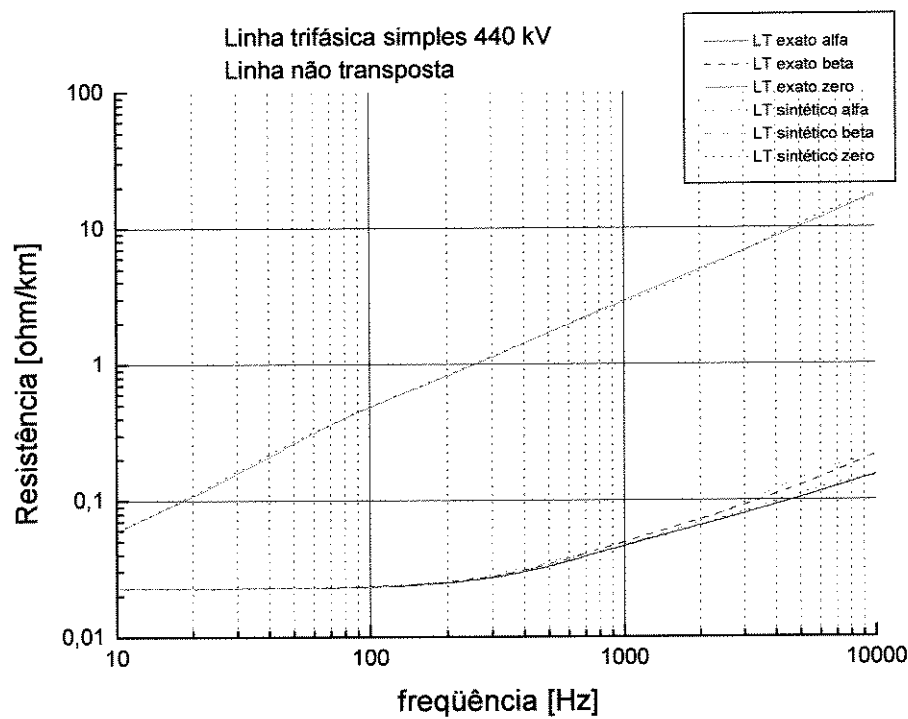


Figura D.5 - Resistência da linha não transposta - circuito sintético x parâmetros exatos

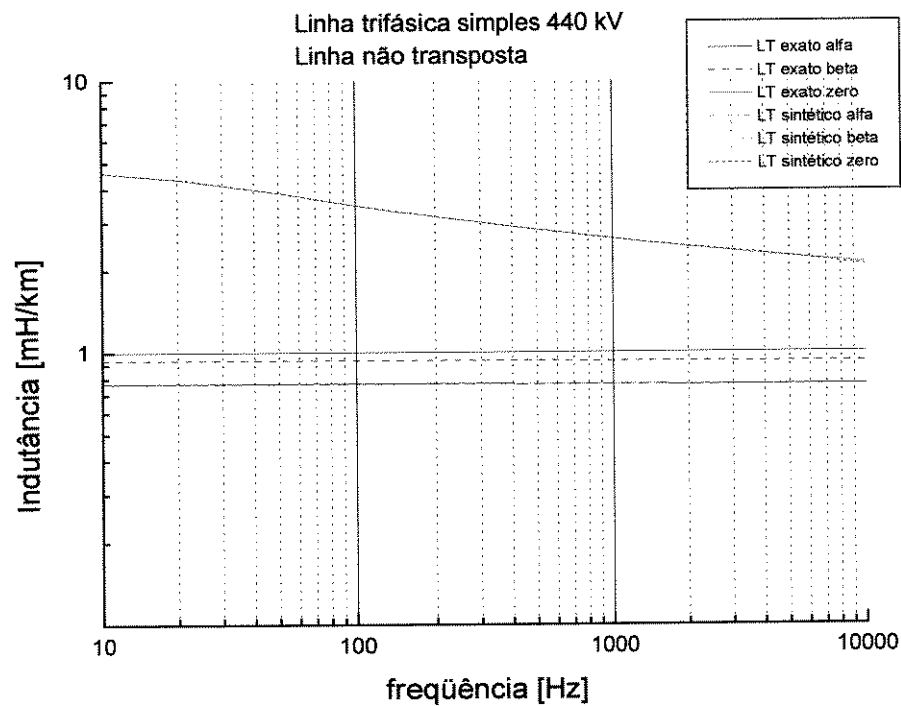


Figura D.6 - Indutância da linha transposta - circuito sintético x parâmetros exatos

O circuito π unitário terá a forma apresentada na Fig. D.7, onde C é a capacitância unitária do modo.

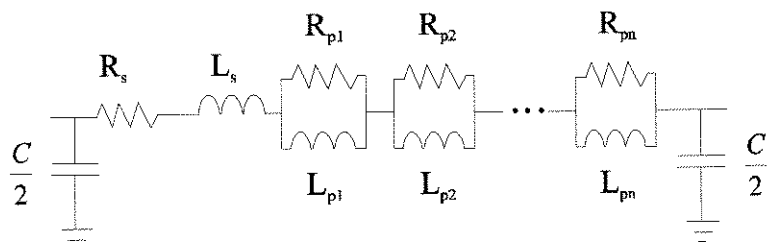


Figura D.7 - Circuito π para um modo

Para se representar a resposta hiperbólica da linha (função da distância) foi considerado suficiente que cada π correspondesse a um trecho de 10 km de linha.

E. Modelando a Linha através de Clarke, Semlyen e JMarti

E.1 - Introdução

Neste Apêndice estão apresentados os resultados obtidos nas diversas simulações realizadas com o modelo de linha trifásica simples proposto, utilizando somente a matriz de transformação de Clarke, e com os modelos com dependência com a frequência do ATP, o Semlyen e o JMarti, descritos a seguir.

E.2 - Cálculo dos Parâmetros

E.2.1 - Quase-modos

Os dados da silhueta de torre são fornecidos para um programa desenvolvido para cálculo de parâmetros de linha utilizando as equações completas de Carson, para uma gama de frequência na faixa de 10 Hz a 10 kHz. Em seguida os parâmetros longitudinais são utilizados para geração do circuito sintético e o arquivo com os circuitos π s são gerados no formato de entrada do ATP. No Apêndice D foram apresentados os resultados dos circuitos sintéticos versus as respostas exatas da linha para a faixa de frequência analisada para a linha transposta e não transposta. Observa-se que a dependência com a frequência dos parâmetros longitudinais foi bem representada, tanto para a linha transposta quanto para a não transposta.

E.2.2 - Semlyen

O modelo Semlyen pode representar tanto linhas aéreas de transmissão quanto cabos através de dois modelos :

- ondas trafegantes
- matrizes de π -equivalentes em coordenadas de fase (admitância).

No modelo de ondas trafegantes tanto a resposta de propagação quanto a resposta das admitâncias são obtidas utilizando característica modal, calculada numa faixa de frequência definida pelo usuário, supondo a matriz de transformação fase-modo constante. Em seguida, tanto a resposta da propagação quanto a resposta da admitância são aproximadas no domínio do tempo, utilizando somente duas exponenciais, permitindo assim o uso do método de convolução no domínio do tempo. O resultado da rotina pode ser utilizado diretamente nas simulações do ATP.

Para permitir que o programa calcule as características modais necessárias para o sistema de condutores em análise, o código do Semlyen inclui a rotina do Line Constant ou Cable Constant interna do ATP.

A frequência para qual a matriz de transformação foi calculada foi a sugerida no manual : 5000 Hz.

Para representar a linha utilizando o modelo do Semlyen é preciso primeiro processar a rotina Semlyen do ATP para obter o modelo da linha já em formato do ATP. Em seguida o arquivo gerado pela rotina deve ser incluído no arquivo ATP a ser simulado. A seguir são apresentadas as Listagens com os arquivos de entrada da rotina Semlyen e de saída.

Listagem E.1 - Arquivo de dados do ATP para a rotina Semlyen

```
BEGIN NEW DATA CASE
C      linha de 440 kV CESP      jupia'- Ilha Solteira / Araraquara - Bauru
C
SEMLYEN SETUP
$ERASE
BRANCH  JAGA  TAQA  JAGB  TAQB  JAGC  TAQC
        200  150  110  230   1    7  7777   0    { Semlyen miscellaneous data
LINE CONSTANTS
METRIC
C      1      2      3      4      5
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
  1 .368 .08989  4      2.515 -9.07  15.32
  1 .368 .08989  4      2.515 -9.07  14.92
  1 .368 .08989  4      2.515 -9.47  15.32
  1 .368 .08989  4      2.515 -9.47  14.92
  2 .368 .08989  4      2.515 -0.20  18.92
  2 .368 .08989  4      2.515 -0.20  18.52
  2 .368 .08989  4      2.515  0.20  18.92
  2 .368 .08989  4      2.515  0.20  18.52
  3 .368 .08989  4      2.515  9.07  15.32
  3 .368 .08989  4      2.515  9.07  14.92
  3 .368 .08989  4      2.515  9.47  15.32
  3 .368 .08989  4      2.515  9.47  14.92
  0 .5   4.1880  4      .9144 -7.51  31.73
  0 .5   4.1880  4      .9144  7.51  31.73
BLANK card ending conductor cards within "LINE CONSTANTS" data
C      1      2      3      4      5      6      7
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
  1000.      60.00      400.    { Phasor solution frequency
  1000.      6.0      400.      5 30
BLANK card ending frequency cards of "LINE CONSTANTS" data
BLANK card ending "LINE CONSTANTS" data cases
$PUNCH
BLANK card ending "SEMLYEN SETUP" data cases
```

Listagem E.2 - Arquivo de saída da rotina Semlyen

```
C <++++++> Cards punched by support routine on 25-Oct-96 14.33.23 <++++++>
C L= 248.5 miles, rho= 1000.0, ss freq= 60.00, NSS=1, KFIT=10, KPS=2, KYC=30
-1JAGA TAQA      2.28483E-03 1.62622E-03      1 1 2 2 3
  1.30719718E+02 6.21386511E+02-5.26887949E-05 1.15927510E-03 6.00000000E+01
  0.000000E+00 9.47141E+03 4.53000E-01 0.000000E+00 8.29415E+02 5.47000E-01
  0.000000E+00 5.82784E+05-3.53188E-04 0.000000E+00 1.30832E+03-6.39590E-04
-1JAGB TAQB      4.05104E-03 1.34932E-03      2 2 2 2 3
  3.96804648E+00 1.31399623E+02-2.09298824E-05 2.09291068E-03 6.00000000E+01
  0.000000E+00 1.69700E+05 9.60255E-01 0.000000E+00 9.50648E+02 3.97447E-02
  0.000000E+00 7.26899E+03-5.04686E-05 0.000000E+00 5.51619E+01-5.41448E-04
-1JAGC TAQC      4.05104E-03 1.34932E-03      3 3 2 2 3
  3.96804648E+00 1.31399623E+02-2.09298824E-05 2.09291068E-03 6.00000000E+01
  0.000000E+00 1.69700E+05 9.60255E-01 0.000000E+00 9.50648E+02 3.97447E-02
  0.000000E+00 7.26899E+03-5.04686E-05 0.000000E+00 5.51619E+01-5.41448E-04
  5.77350E-01 0.000000E+00 7.07107E-01 0.000000E+00 4.08248E-01 0.000000E+00
  5.77350E-01 0.000000E+00-7.07107E-01 0.000000E+00 4.08248E-01 0.000000E+00
  5.77350E-01 0.000000E+00 0.000000E+00 0.000000E+00-8.16497E-01 0.000000E+00
  5.77350E-01 0.000000E+00 7.07107E-01 0.000000E+00 4.08248E-01 0.000000E+00
  5.77350E-01 0.000000E+00-7.07107E-01 0.000000E+00 4.08248E-01 0.000000E+00
  5.77350E-01 0.000000E+00 0.000000E+00 0.000000E+00-8.16497E-01 0.000000E+00
```

E.2.3 - JMarti

O modelo JMarti representa somente linhas aéreas convencionais de transmissão e utiliza o modelo de ondas viajantes.

No modelo de ondas viajantes, tanto a impedância característica Z_c quanto a função de propagação A_1 são obtidas utilizando características modais, calculadas para a faixa de frequência definida, assumindo uma matriz de transformação constante (transformação fase-modo). O modelo JMarti precisa que a matriz de transformação seja real, então a matriz é calculada para uma determinada frequência e multiplicada por um vetor unitário com um ângulo tal que resulte numa parte imaginária muito pequena, podendo ser desprezada.

Ambos Z_c e A_1 passam por uma função de aproximação racional de alta ordem. No domínio do tempo, este ajuste é representado pela soma de exponenciais reais, permitindo assim o uso de métodos recursivos de convolução no domínio do tempo. A ordem do ajuste não é mais igual a dois. Valores típicos seriam da ordem de 5 a 10.

Um arquivo de saída é gerado automaticamente após o processamento da rotina JMarti e pode ser incluído no arquivo ATP comum.

Para o programa calcular as características modais necessárias para o sistema de condutor em análise, a rotina JMarti inclui o código do Line Constants.

A frequência para qual a matriz de transformação foi calculada foi a sugerida no manual : 5000 Hz.

A seguir são apresentadas as Listagens com os arquivos de entrada da rotina JMarti e de saída.

Listagem E.1 - Arquivo de dados do ATP para a rotina JMarti - Linha não transposta

```

BEGIN NEW DATA CASE
C   linha de 440 kV CESP      jupia'- Ilha Solteira / Araraquara - Bauru
C
C   BENCHMARK DCNEW-3
C   Test of "JMARTI SETUP" using BPA's 138-mile, single-circuit, 500-kV
C   overhead line that connects "John Day" with "Lower Monumental." Each
C   phase consists of a two-conductor bundle, and there are two ground wires.
C   For usage of the punched cards, see DCNEW-4 (single line to ground fault).
C   1st of 4 JMARTI SETUP data cases that are stacked together in one file.
C   Discontinuity of April, 1992: the default conductance to ground was made
C   smaller, which changes the answers. To reproduce the previous answers
C   (we do not want to change these, for historical reasons), we have replaced
C   the previously-blank columns 33-40 of the Marti fitting card by 0.48D-7.
C   If erased, the smaller current default value of 0.32D-8 would be used.
C   Generally, users are advised to use the new default value. The old one
C   was found to be poorer (less stable) at preserving trapped charge, which
C   had a tendency to either decay or grow, or both. See July, 92, newsletter
JMARTI SETUP, 1.0,      { Note use of PDT0 = 1 to allow reduction of order
$ERASE
BRANCH JAGA TAQA JAGB TAQB JAGC TAQC
LINE CONSTANTS
METRIC
C      1      2      3      4      5
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
1 .368 .08989 4      2.515 -9.07 15.32
1 .368 .08989 4      2.515 -9.07 14.92
1 .368 .08989 4      2.515 -9.47 15.32
1 .368 .08989 4      2.515 -9.47 14.92
2 .368 .08989 4      2.515 -0.20 18.92
2 .368 .08989 4      2.515 -0.20 18.52
2 .368 .08989 4      2.515 0.20 18.92
2 .368 .08989 4      2.515 0.20 18.52
3 .368 .08989 4      2.515 9.07 15.32
3 .368 .08989 4      2.515 9.07 14.92
3 .368 .08989 4      2.515 9.47 15.32
3 .368 .08989 4      2.515 9.47 14.92
0 .5 4.1880 4      .9144 -7.51 31.73
0 .5 4.1880 4      .9144 7.51 31.73
BLANK card ending conductor cards within "LINE CONSTANTS" data
C      1      2      3      4      5      6      7
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
1000.      60.00      5000.      1
1000.      60.00      400.      1
1000.      1.0      400.      5 30 1
BLANK card ending frequency cards of "LINE CONSTANTS" data
BLANK card ending "LINE CONSTANTS" data cases
C      1      2      3      4      5      6      7
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
1      .48D-7
.30      30      0      0      0      1      0
.30      30      0      0      0      1      0      .0
$PUNCH
BLANK card ending "JMARTI" data cases
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK CARD terminating all cases

```

Listagem E.2 - Arquivo de saída da rotina JMarti - Linha não transposta

```
C <++++++> Cards punched by support routine on 10-May-98 11.18.50 <++++++>
C ***** UNTRANPOSED JMARTI line segment *****
C JMARTI SETUP, 1.0, { Note use of PDT0 = 1 to allow reduction of ord
C $ERASE
C BRANCH JAGA TAQA JAGB TAQB JAGC TAQC
C LINE CONSTANTS
C METRIC
C C 1 2 3 4 5
C C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678
C 1 .368 .08989 4 2.515 -9.07 15.32
C 1 .368 .08989 4 2.515 -9.07 14.92
C 1 .368 .08989 4 2.515 -9.47 15.32
C 1 .368 .08989 4 2.515 -9.47 14.92
C 2 .368 .08989 4 2.515 -0.20 18.92
C 2 .368 .08989 4 2.515 -0.20 18.52
C 2 .368 .08989 4 2.515 0.20 18.92
C 2 .368 .08989 4 2.515 0.20 18.52
C 3 .368 .08989 4 2.515 9.07 15.32
C 3 .368 .08989 4 2.515 9.07 14.92
C 3 .368 .08989 4 2.515 9.47 15.32
C 3 .368 .08989 4 2.515 9.47 14.92
C 0 .5 4.1880 4 .9144 -7.51 31.73
C 0 .5 4.1880 4 .9144 7.51 31.73
C BLANK card ending conductor cards within "LINE CONSTANTS" data
C C 1 2 3 4 5 6 7
C C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678
C 1000. 60.00 5000. 1
C 1000. 60.00 400. 1
C 1000. 1.0 400. 5 30 1
C BLANK card ending frequency cards of "LINE CONSTANTS" data
C BLANK card ending "LINE CONSTANTS" data cases
C C 1 2 3 4 5 6 7
C C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678
C 1 .48D-7
C .30 30 0 0 1 0
-1JAGA TAQA 2. 1.00 -2 3
11 0.45989488429494218700E+03
0.971589293879344269E+03 0.702974744967524544E+03 0.280920513895435807E+04
0.225588848534155768E+05 0.668539684425088636E+05 0.300825843328864212E+05
0.610524307059541243E+05 0.500807008335874998E+05 0.508597945893087250E+06
0.246608812027636823E+07 0.422252065211079456E+07
0.153852195231148930E+02 0.271370533205843288E+02 0.101790519664430861E+03
0.399903871875689334E+03 0.958489169127234391E+03 0.112407307205994744E+04
0.181728269054078601E+04 0.314243174607597394E+04 0.273641327551607829E+05
0.133437394452600246E+06 0.255167919696167316E+06
7 0.21967644656724176500E-01
0.250716452412441357E+03 0.616904646161986876E+03 -0.762871849281181199E+03
0.756495533675887828E+03 0.183670588327792325E+08 -0.371135579093635306E+08
0.187456378318013438E+08
0.167675808539010007E+03 0.291052635451163667E+03 0.263515588418409880E+04
0.263779104006828130E+04 0.444900998787396077E+03 0.445345899786183566E+03
0.445791245685969728E+03
-2JAGB TAQB 2. 1.00 -2 3
13 0.27076198737782425500E+03
0.856838678827063450E+04 0.390061934169858319E+03 -0.647360947705772833E+04
0.523245567061104069E+02 0.149559297644069404E+03 0.166557723628145511E+03
0.773574871573812289E+02 0.691165890168472430E+02 0.927207061060524041E+02
0.125637093555440444E+03 0.360954190801389632E+04 0.508903082195772186E+04
0.115486714530546684E+06
0.121288027808086519E+02 0.140453924043244367E+02 0.130010525037947069E+02
0.147966070184824155E+02 0.257649437963808588E+02 0.416720708041169843E+02
0.669182997564853679E+02 0.112331948814358058E+03 0.151099717332368841E+03
```

0.196884592958664797E+03	0.523553119629642970E+04	0.751722231006214134E+04
0.169904622040724528E+06		
13	0.17151979384892296300E-01	
0.465020102238242306E+00	0.171112861885644868E+00	0.455561989747557614E-01
0.804568537910349408E-01	0.103997887710641182E+00	0.250912170009532210E+01
0.893188007225278114E+02	0.919700031278311344E+02	0.588257642490941294E+03
0.366309018380634780E+04	0.815068766860889155E+05	0.430744913608395160E+08
-0.431604342494209707E+08		
0.145062362773412695E+02	0.131498658883588995E+02	0.229277586921147503E+02
0.387482333654734746E+02	0.509032452954548163E+02	0.999819482204986457E+03
0.247479491299774828E+04	0.403242636363672637E+04	0.315308827133943487E+04
0.126171590387715842E+05	0.781547431837026234E+05	0.546262930876187966E+05
0.546809193807064440E+05		
-3JAGC TAQC	2. 1.00	-2 3
8	0.22623552504819102200E+03	
0.198091743891341976E+05	-0.171607032760914299E+05	-0.358993106278152894E+02
0.155566968922108999E+03	0.175530432185612029E+03	0.149965178417613601E+03
0.138992223254705636E+03	0.210806092158715547E+05	
0.125403755748623329E+02	0.128862291526474469E+02	0.160018763780442655E+02
0.284444703832224022E+02	0.463694476876763986E+02	0.714037299643582629E+02
0.121274008068029631E+03	0.160539754053093293E+05	
23	0.16939302643413766500E-01	
-0.102394124850028357E+00	0.102755964934197675E+01	-0.869859312029987869E-02
0.107898656211915384E+00	0.783256737504853251E-01	0.110885024817415454E+00
0.146583545108809555E+00	0.100803598865580280E+01	0.117347019809586640E+01
0.206448517280554223E+01	0.136003653520159578E+02	0.480577192926577297E+02
0.154175179900496830E+03	0.741015552614277113E+03	0.773726755289807671E+03
0.171403173226492095E+04	0.662386395131904738E+04	0.167383429844423918E+05
-0.728267246800696376E+04	0.136034044932161953E+06	-0.134312386800022913E+06
0.360131017752007675E+07	-0.362256158357587038E+07	
0.151343861485083089E+02	0.148508888974195604E+02	0.157398204521615277E+02
0.278529066338236895E+02	0.405302098595418415E+02	0.576250772696490188E+02
0.744075438919733756E+02	0.460380395933014768E+03	0.551659241697012363E+03
0.852595221652334204E+03	0.132739709792292343E+04	0.208615855391085643E+04
0.305424775560377157E+04	0.457895988410976407E+04	0.752381067705130318E+04
0.145309086842660945E+05	0.279193975246487899E+05	0.545068812449998878E+05
0.711010076220084011E+05	0.548527947418689030E+06	0.549076475366107305E+06
0.116855969040937140E+06	0.116972825009978013E+06	
0.60974036	-0.70710678	-0.40687494
0.00000000	0.00000000	0.00000000
0.50639252	0.00000000	0.81786647
0.00000000	0.00000000	0.00000000
0.60974036	0.70710678	-0.40687494
0.00000000	0.00000000	0.00000000

E.3 - Simulação dos Modos

E.3.1 - Listagens do ATP

E.3.1.1 - Quase-modos

A seguir é apresentado um arquivo ATP com a simulação do degrau em alfa utilizando Quase-modos.

Listagem E.3 - Arquivo de dados do ATP para o modelo Quase-modos - degrau alfa

```
BEGIN NEW DATA CASE
1.0000-5.1000000060.0000060.00000
      3      1      1      1      1      1
$DISABLE

APLICACAO DE DEGRAU COM 1 ms
alfa 1 V
modelo modos
linha transposta

$ENABLE
$VINTAGE, 1
  TAQA      1.000000000E+06 0.000000000E+00 0.000000000E+00 0
  TAQB      1.000000000E+06 0.000000000E+00 0.000000000E+00 0
  TAQC      1.000000000E+06 0.000000000E+00 0.000000000E+00 0
$VINTAGE, 0
$LISTOFF
$INCLUDE, c:\temp\440LT.atp
$INCLUDE, c:\temp\trfGer.dat
$INCLUDE, c:\temp\trfRec.dat
$LISTON
BLANK card terminating network
BLANK card terminating switches
11JAGA  0 -0.50E+00      4.000E-05 1.040E-03
11JAGE  0 1.000E+00      4.000E-05 1.040E-03
11JAGC  0 -0.50E+00      4.000E-05 1.040E-03
BLANK card terminating sources
  JAGA JAGB JAGC TAQA TAQB TAQC
BLANK card terminating outputs
BLANK card terminating plots
BEGIN NEW DATA CASE
```

E.3.1.2 - Semlyen

A seguir é apresentado um arquivo ATP com a simulação do degrau em beta utilizando Semlyen.

Listagem E.4 - Arquivo de dados do ATP para o modelo Semlyen - degrau beta

```
BEGIN NEW DATA CASE
2.0000-5.100000060.0000060.00000
  1      1      1      1      1      1
$DISABLE

APLICACAO DE DEGRAU COM 1 ms
beta AMPL. 1 V
modelo semlyen
linha transposta      440 kV

$ENABLE
$VINTAGE, 1
  JAGB      1.000000000E+06 0.000000000E+00 0.000000000E+00      0
  TAQA      1.000000000E+06 0.000000000E+00 0.000000000E+00      0
  TAQB      1.000000000E+06 0.000000000E+00 0.000000000E+00      0
  TAQC      1.000000000E+06 0.000000000E+00 0.000000000E+00      0
$VINTAGE, 0
$INCLUDE, c:\temp\x010.pch
BLANK card terminating network
BLANK card terminating switches
11JAGA  0 0.500E+00      4.000E-05 1.040E-03
11JAGC  0 -0.50E+00      4.000E-05 1.040E-03
BLANK card terminating sources
  JAGA JAGB JAGC TAQA TAQB TAQC
BLANK card terminating outputs
BLANK card terminating plots
BEGIN NEW DATA CASE
```

E.3.2 - Resultados do Comportamento dos Modos

Foram simulados casos para aplicação de um sinal tipo degrau com uma suave inclinação na subida e descida para filtrar as altas frequências e também a aplicação de um degrau 90°. Para este último, o modelo dos quase-modos, por ter circuitos π s, apresenta o fenômeno de Gibbs superposto à resposta do modelo.

O sinal foi aplicado para os modos alfa, beta e zero, tanto para a linha transposta quanto para a não transposta. Alguns resultados estão apresentados neste Apêndice e os demais no Capítulo IV.

E.3.2.1 - Aplicação de degrau suave

E.3.2.1.1 - Modo Alfa

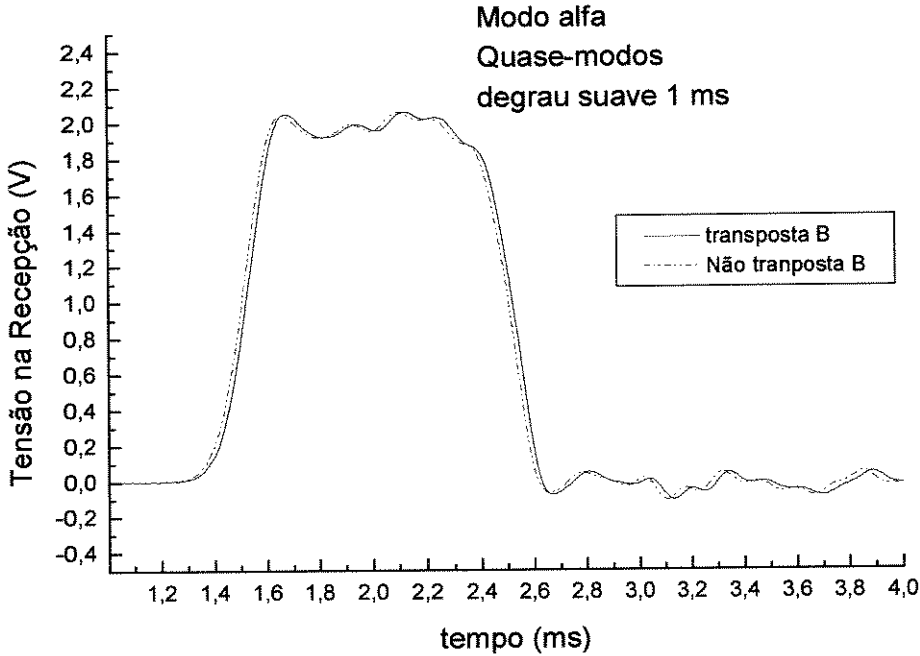


Figura E.1 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

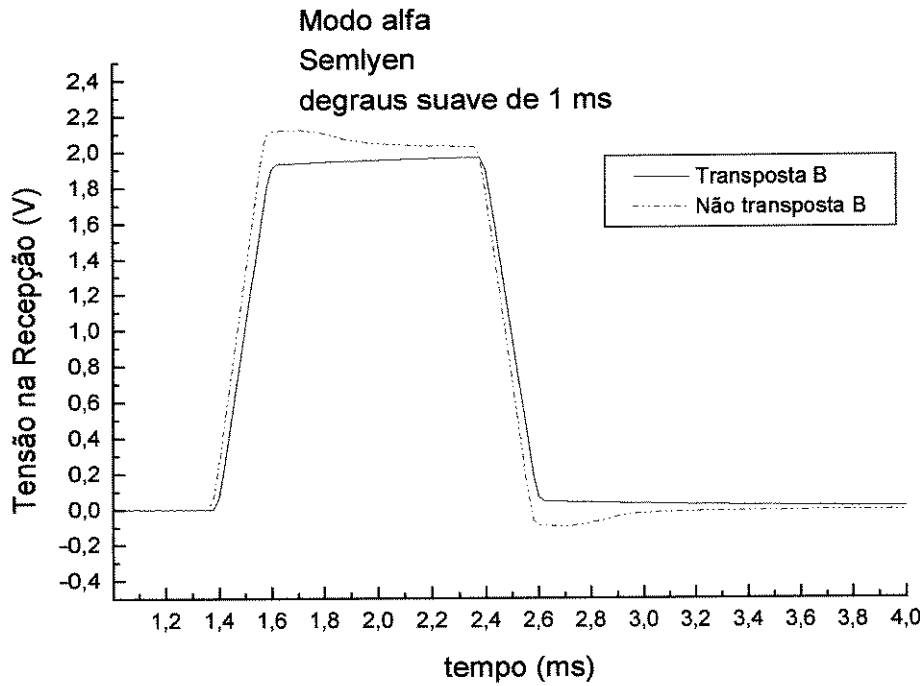


Figura E.2 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

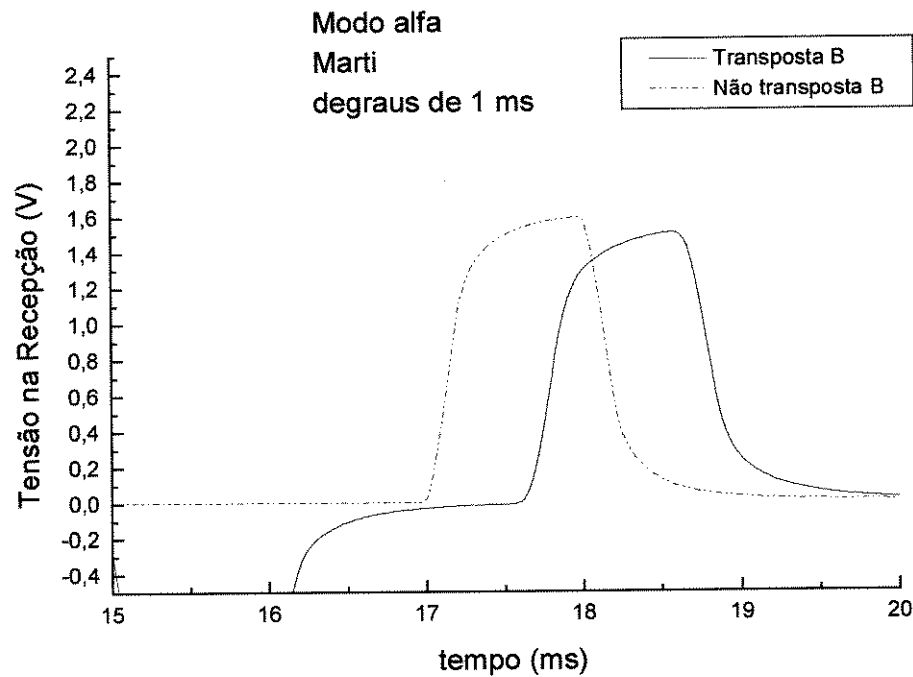


Figura E.3 - Aplicação de degrau suave no modo alfa - JMarti - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

E.3.2.1.2 - Modo Beta

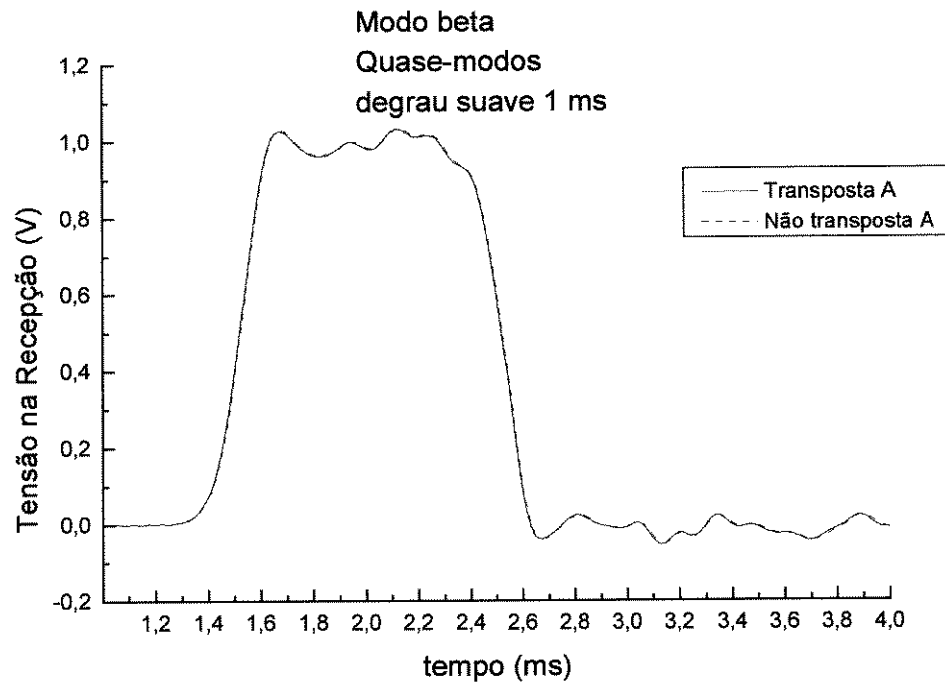


Figura E.4 - Aplicação de degrau suave no modo beta - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

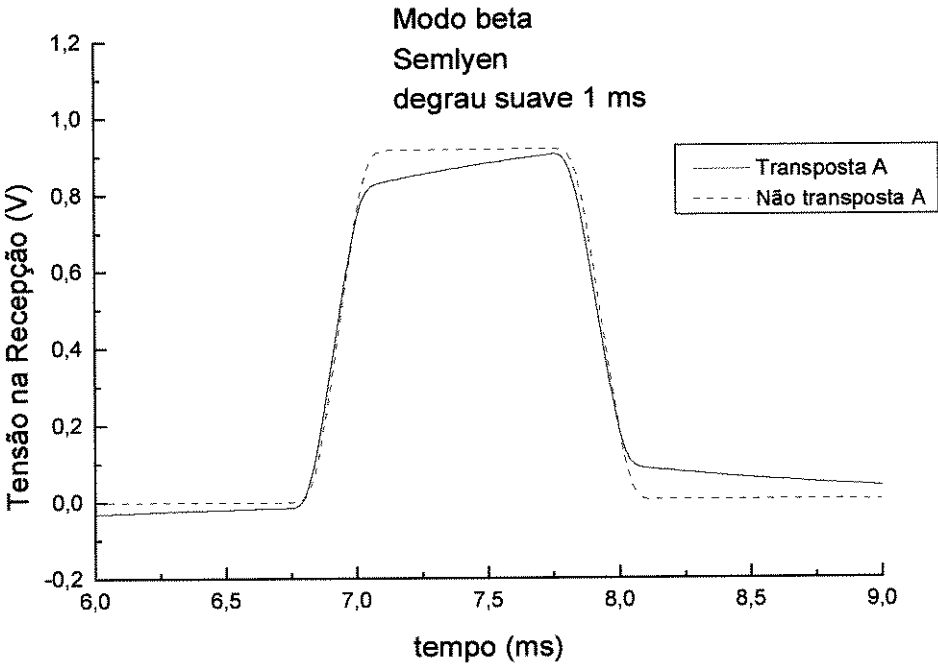


Figura E.5 - Aplicação de degrau suave no modo beta - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

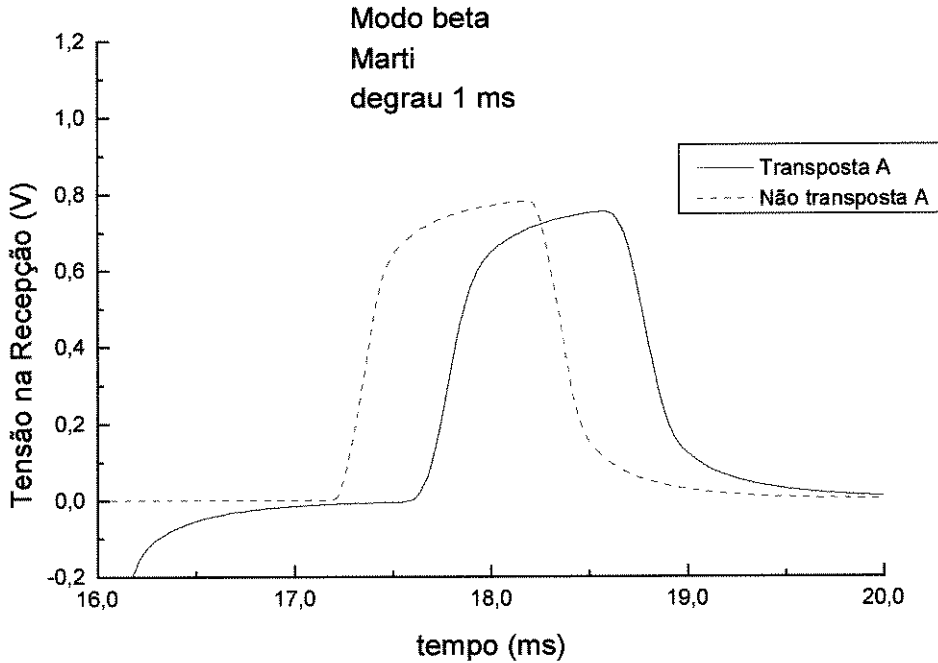


Figura E.6 - Aplicação de degrau suave no modo beta - JMarti - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

E.3.2.1.3 - Modo Homopolar

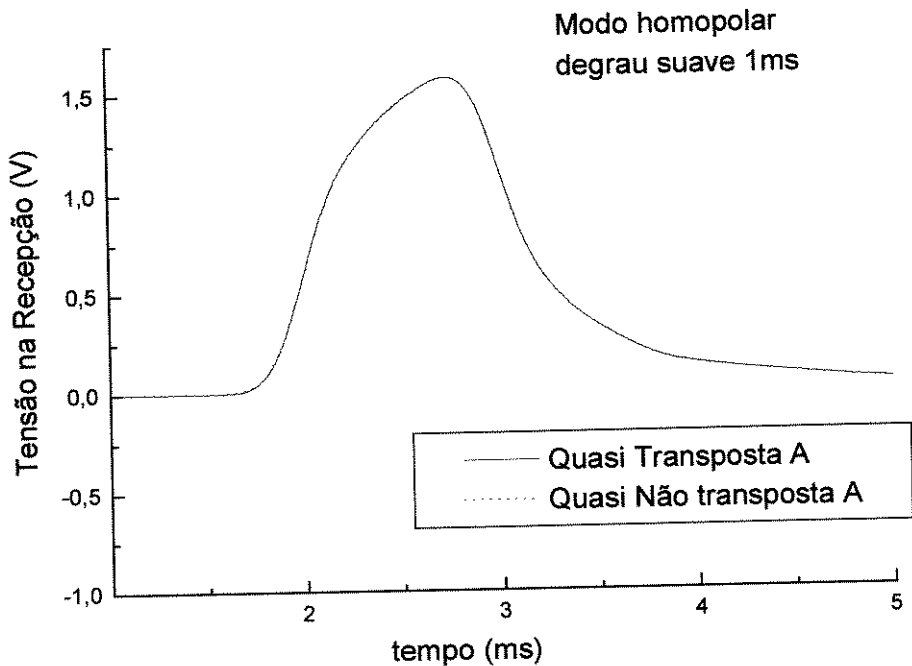


Figura E.7 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

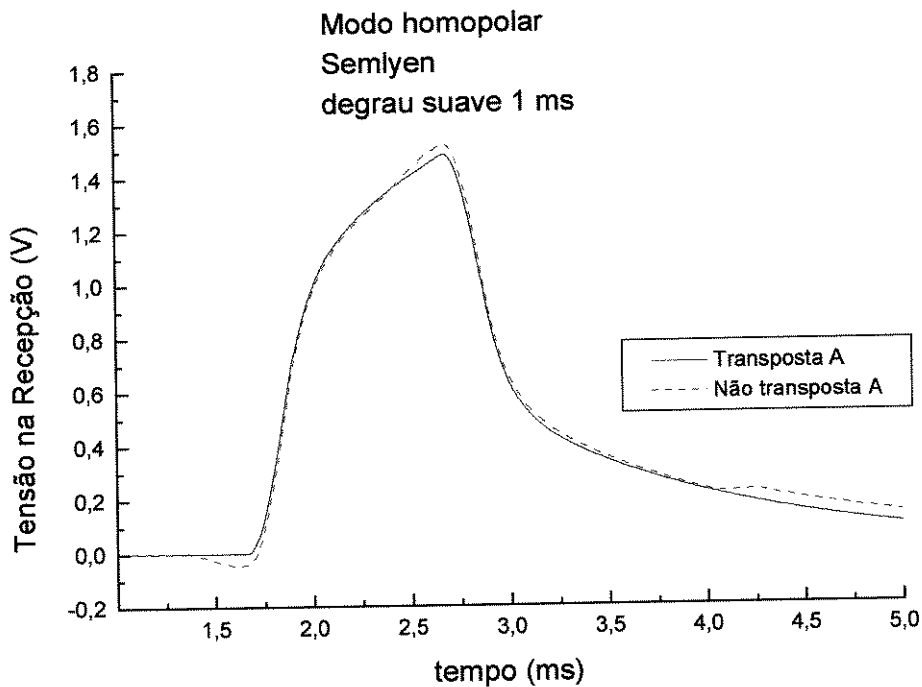


Figura E.8 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

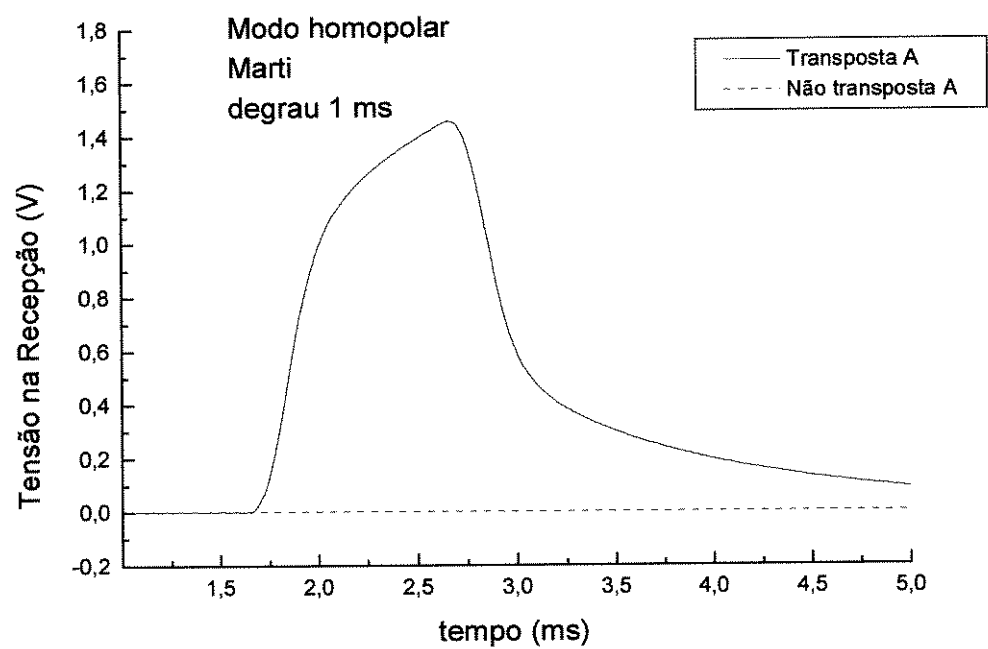


Figura E.9 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - JMarti - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

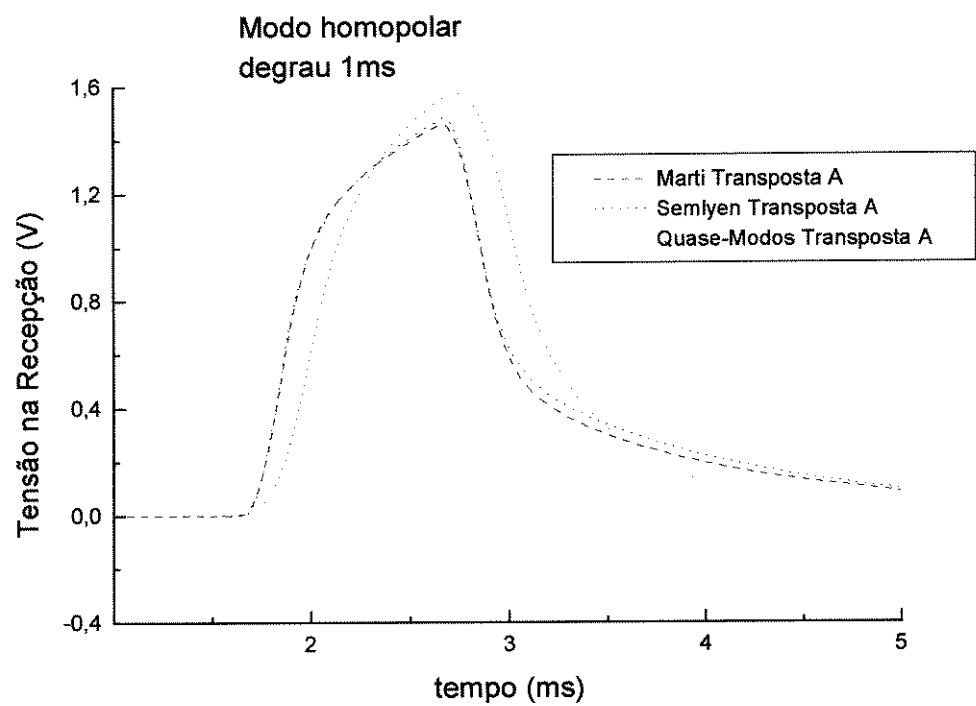


Figura E.10 - Aplicação de degrau suave no modo homopolar - Linha transposta - Quase-Modos X Semlyen x JMarti - Observando trecho da simulação

E.3.2.1.4 - Modos Alfa X Beta

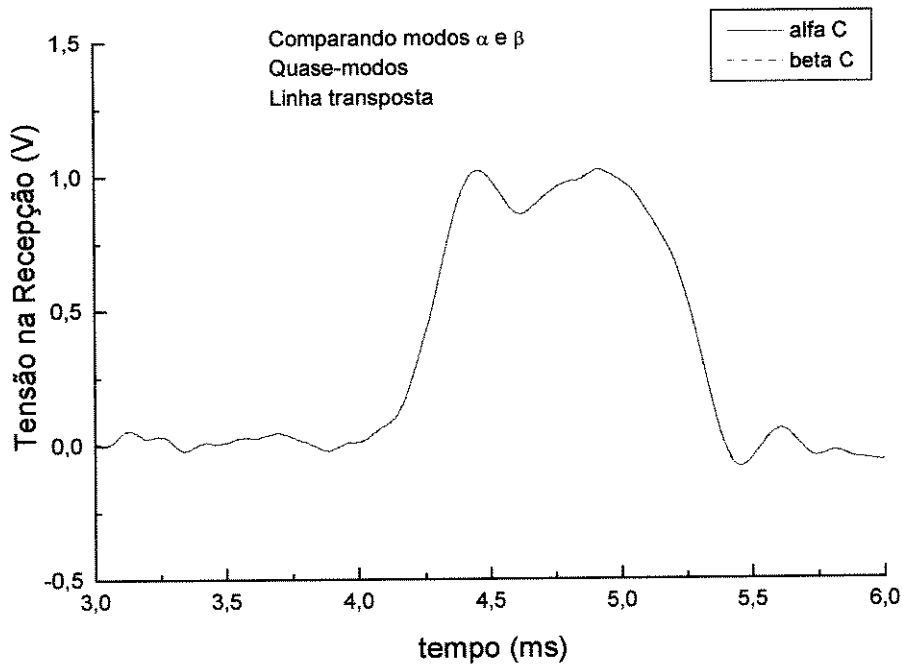


Figura E.11 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Quase-modo - Linha transposta - Observando trecho da simulação

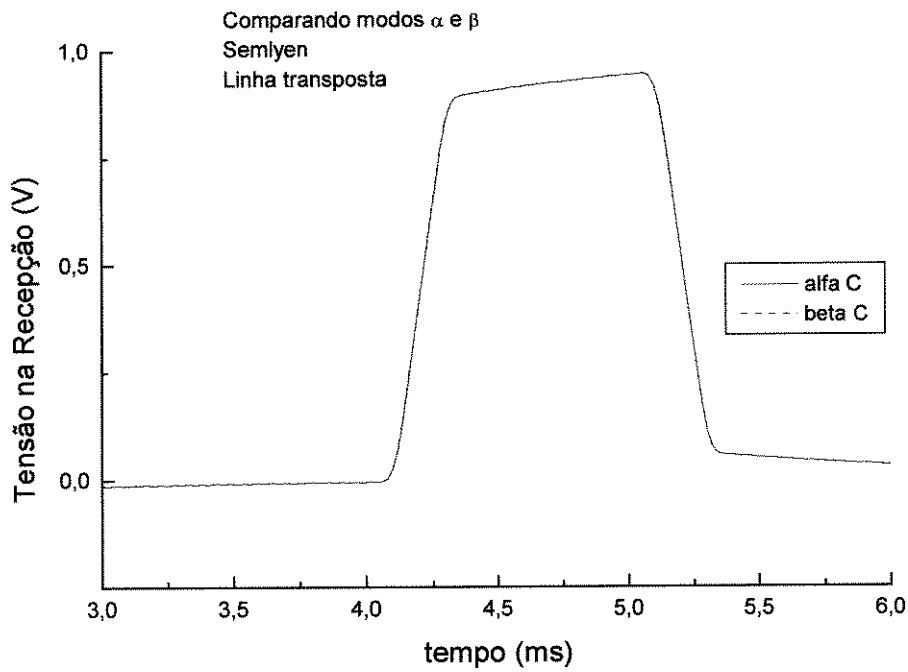


Figura E.12 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha transposta - Observando trecho da simulação

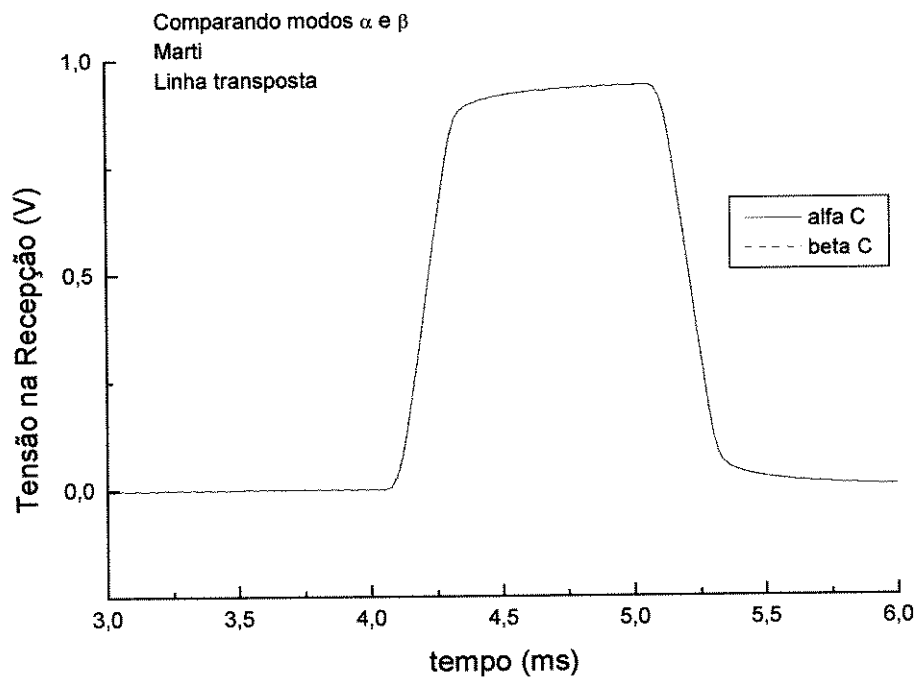


Figura E.13 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - JMarti - Linha transposta - Observando trecho da simulação

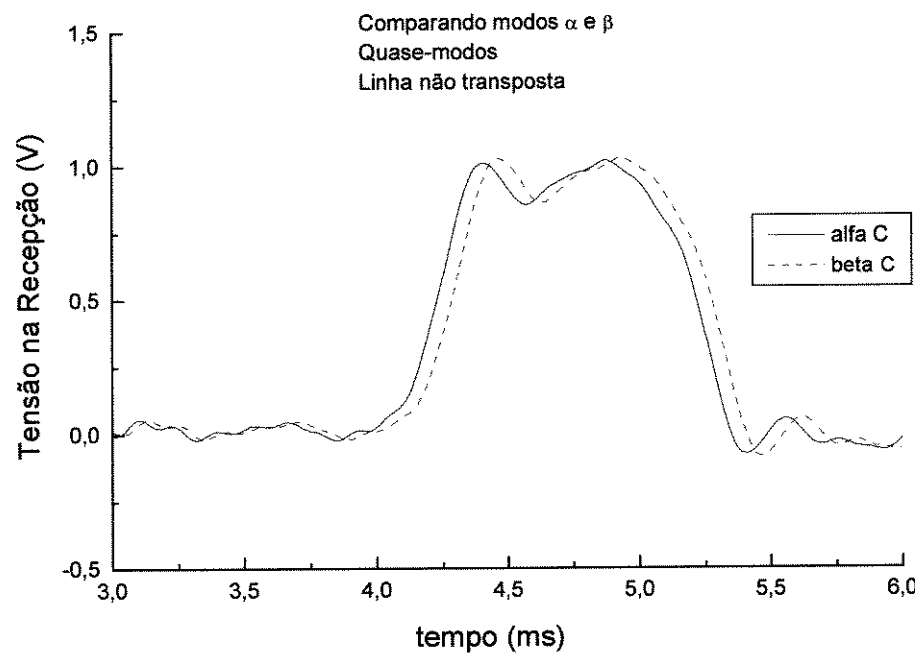


Figura E.14 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Quase-modos - Linha não transposta - Observando trecho da simulação

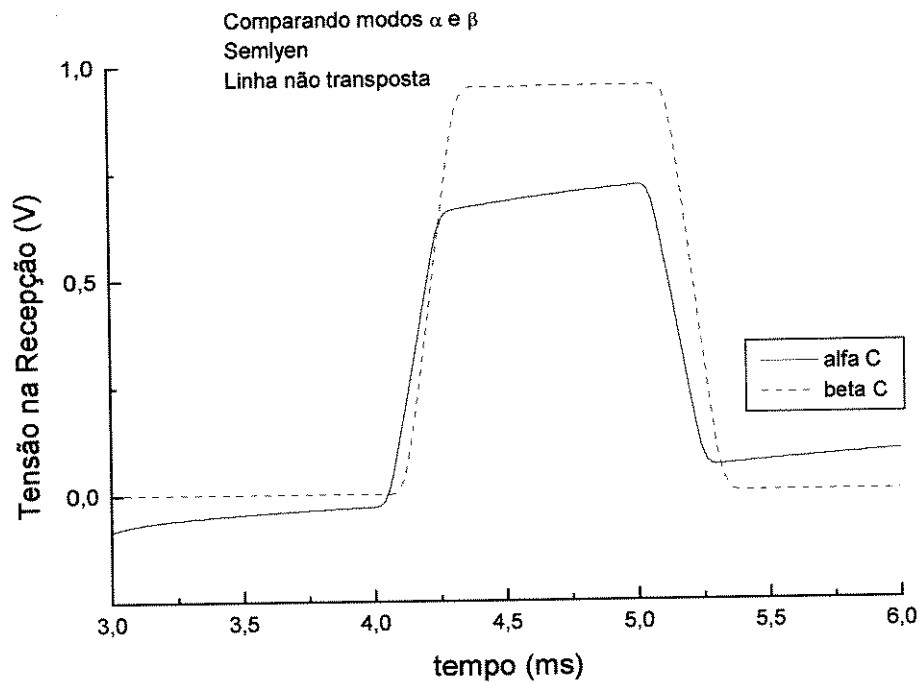


Figura E.15 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha não transposta - Observando trecho da simulação

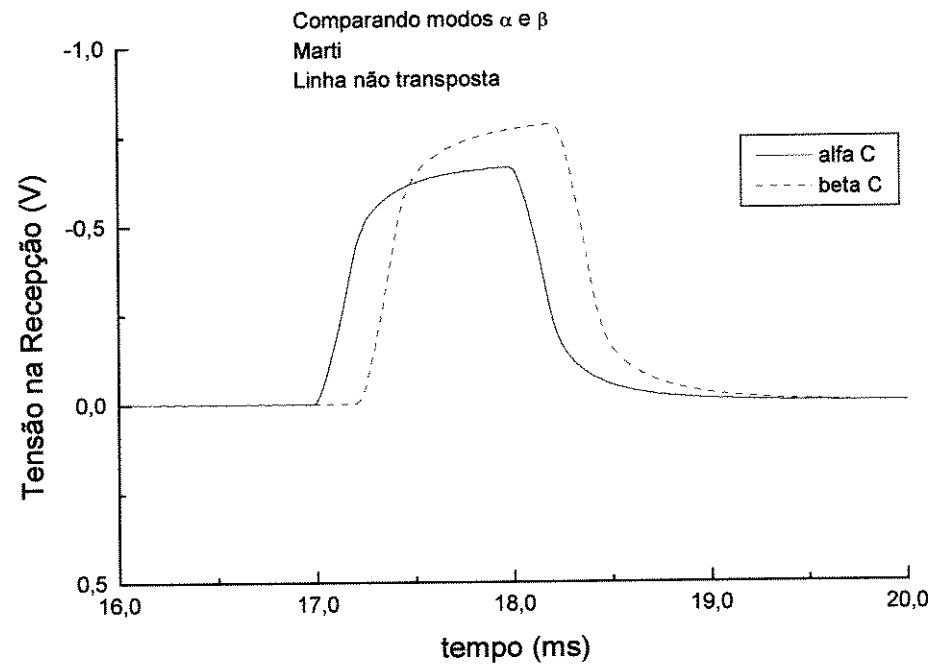


Figura E.16 - Aplicação de degrau suave nos modos alfa e beta - JMarti - Linha não transposta - Observando trecho da simulação

E.3.2.2 - Aplicação de degrau 90 °

E.3.2.2.1 - Modo Alfa

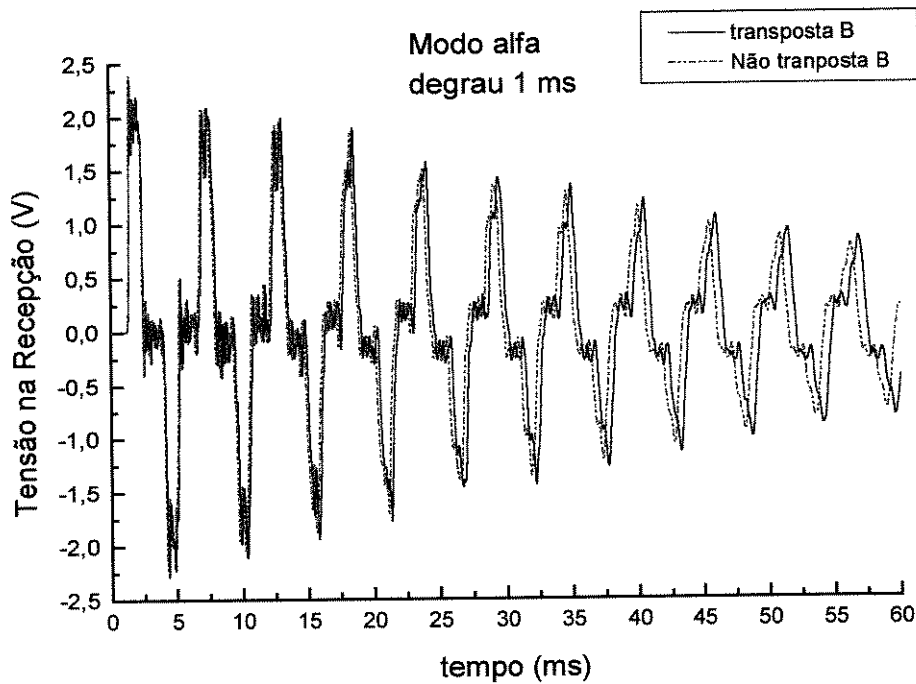


Figura E.17 - Aplicação de degrau 90 ° no modo alfa - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

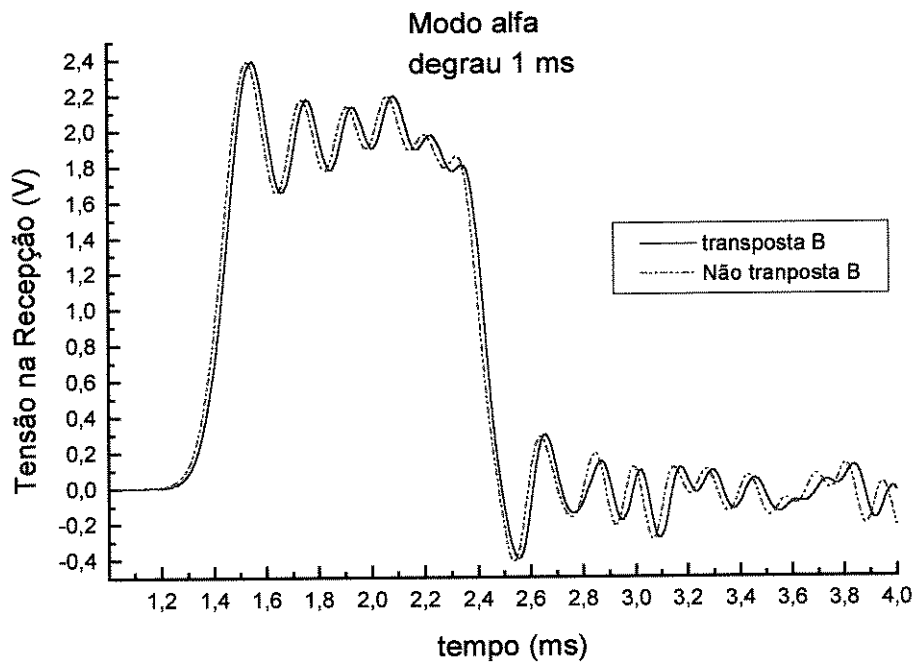


Figura E.18 - Aplicação de degrau 90 ° no modo alfa - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

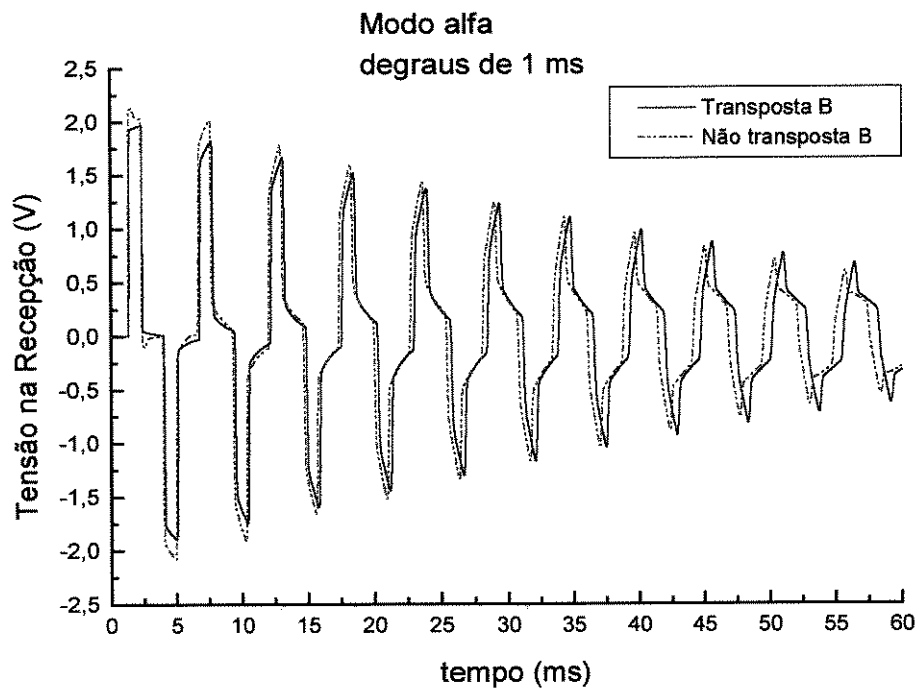


Figura E.19 - Aplicação de degrau 90 ° no modo alfa - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

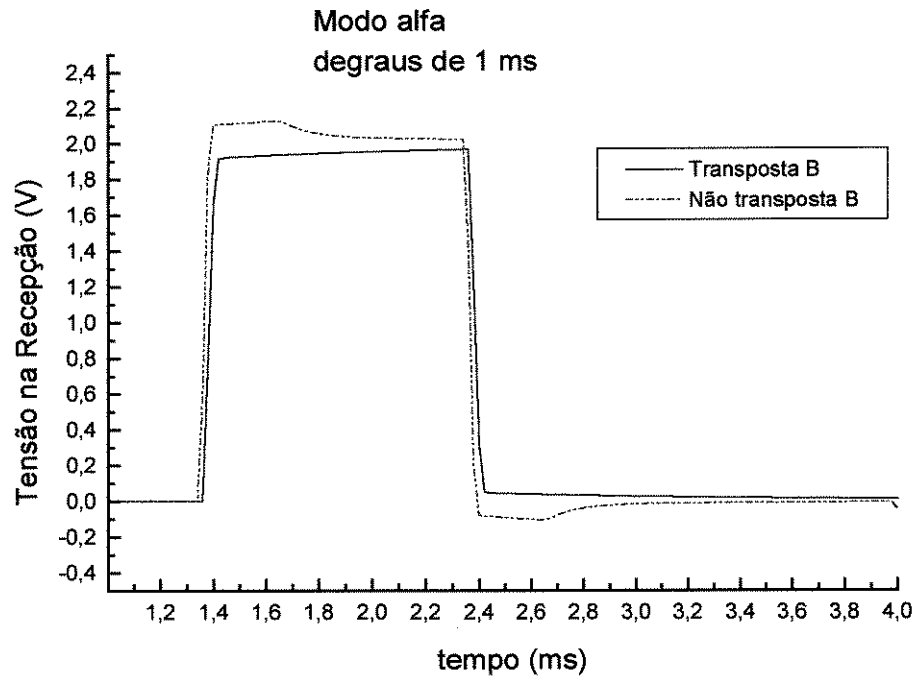


Figura E.20 - Aplicação de degrau 90 ° no modo alfa - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

E.3.2.2.2 - Modo Beta

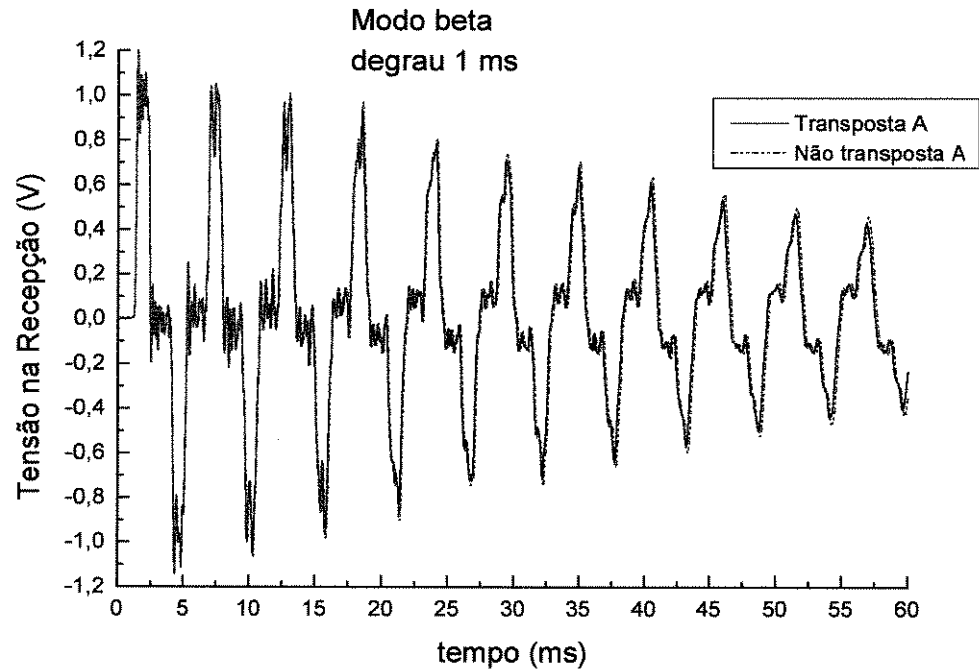


Figura E.21 - Aplicação de degrau 90 ° no modo beta - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

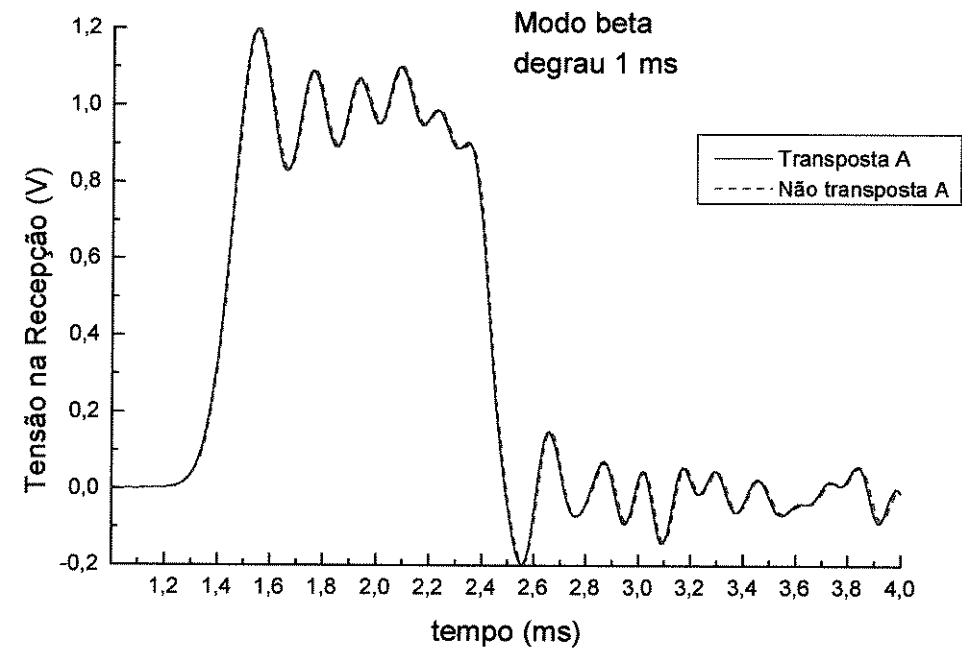


Figura E.22 - Aplicação de degrau 90 ° no modo beta - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

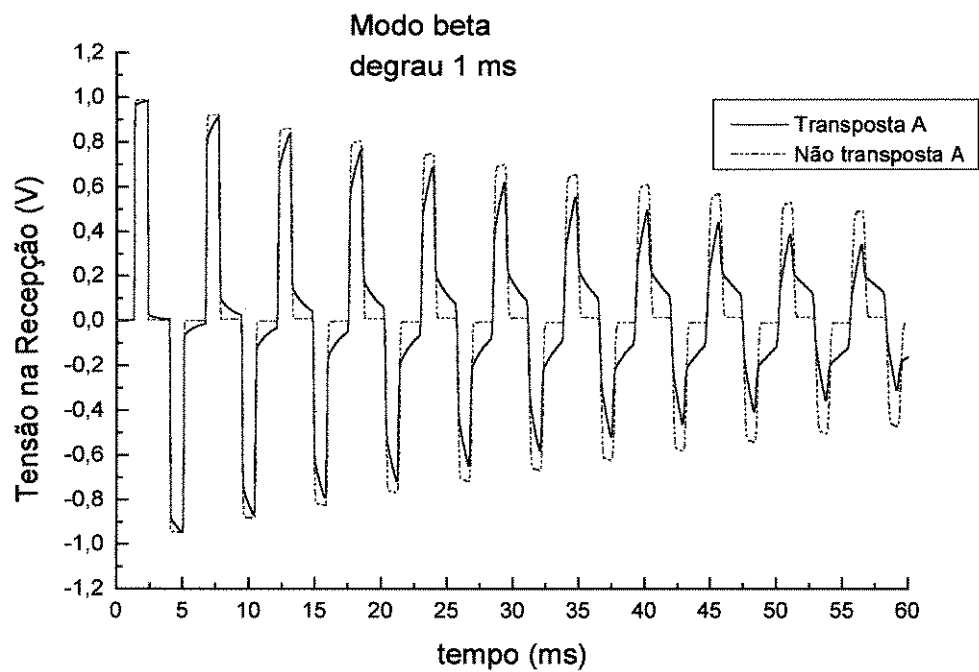


Figura E.23 - Aplicação de degrau 90 ° no modo beta - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

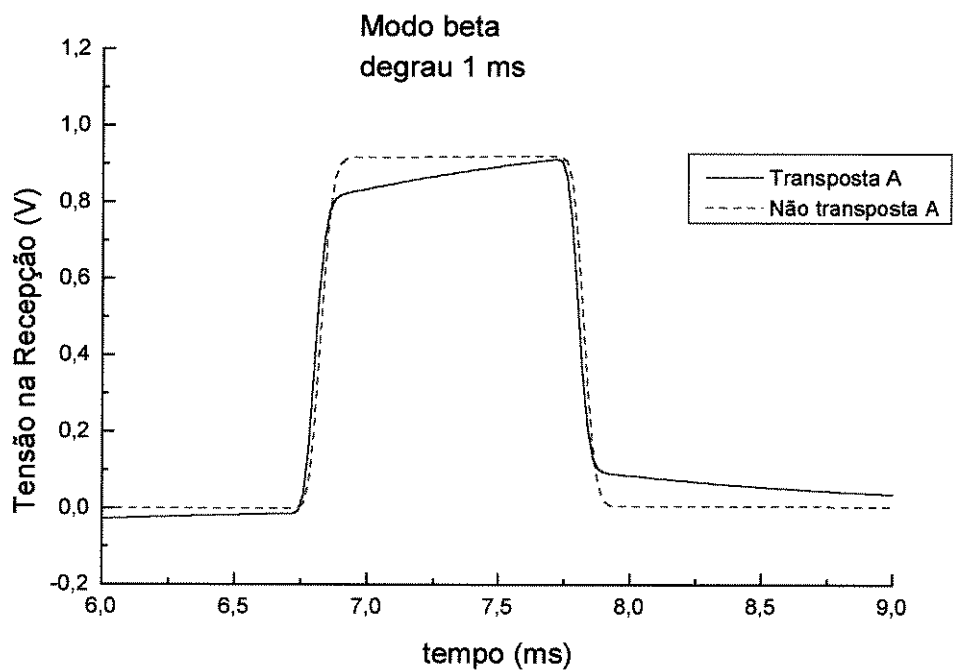


Figura E.24 - Aplicação de degrau 90 ° no modo beta - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

E.3.2.2.3 - Modo Homopolar

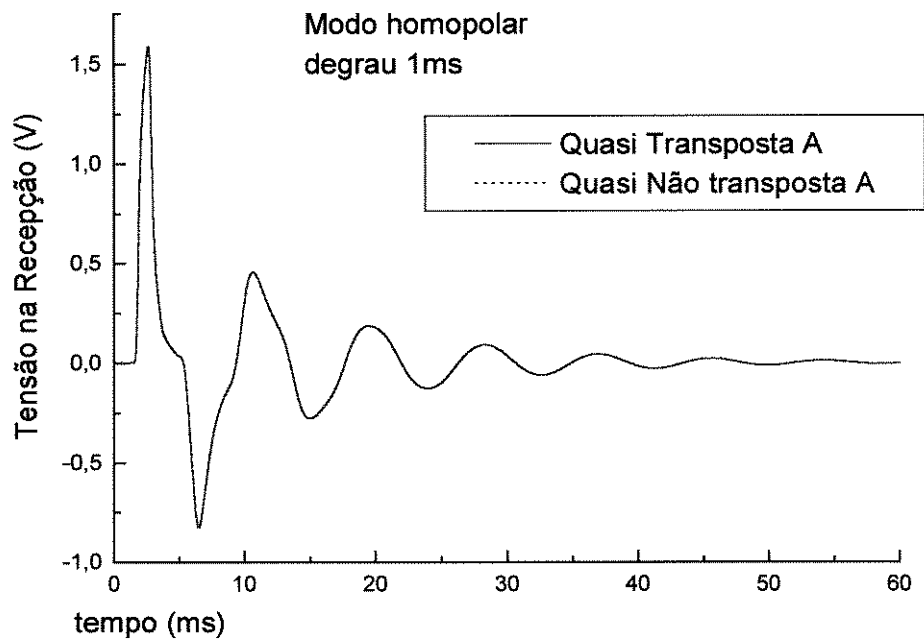


Figura E.25 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

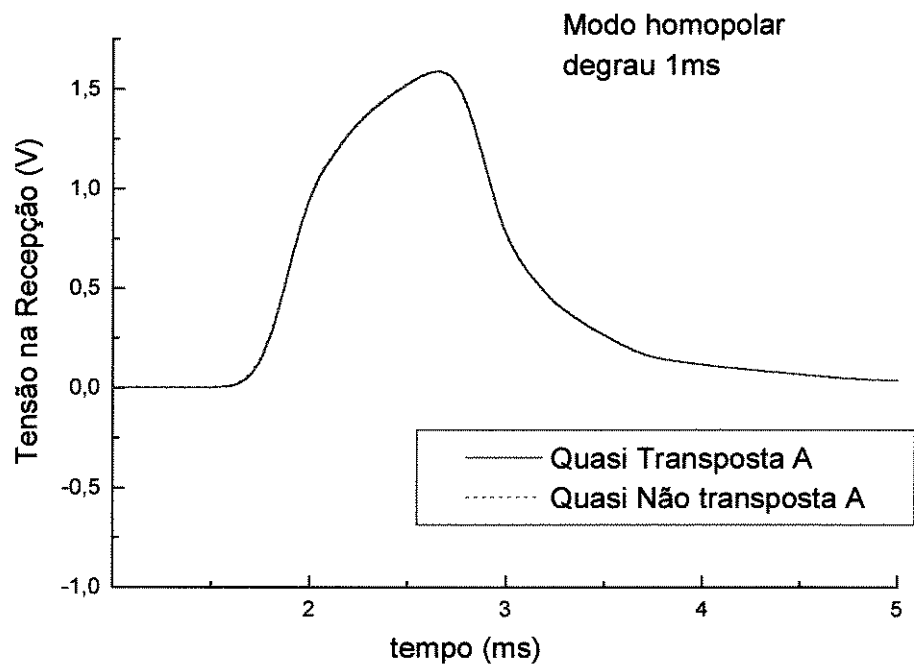


Figura E.26 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

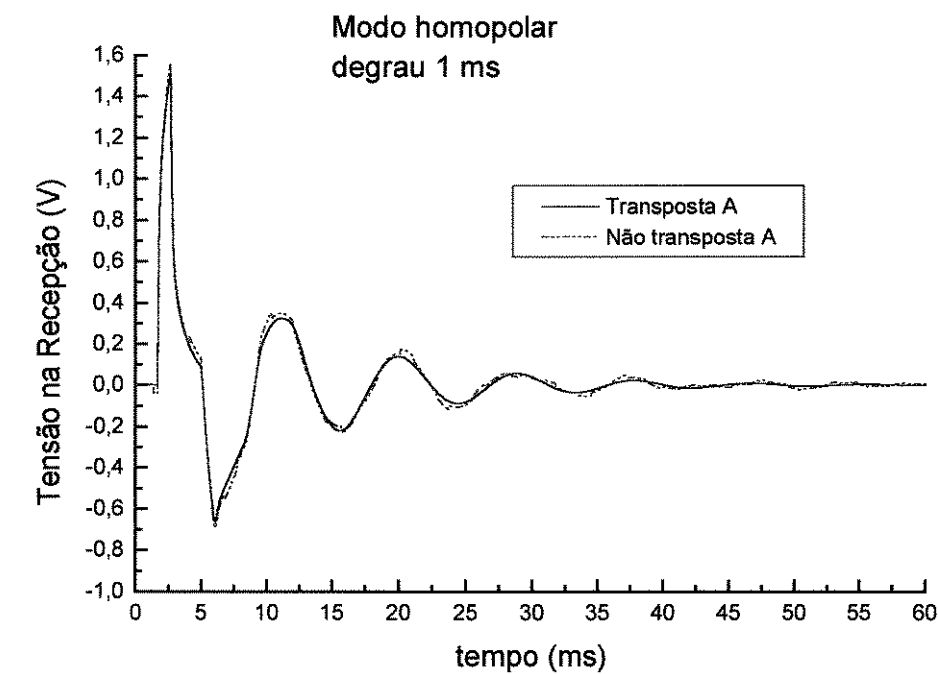


Figura E.27 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

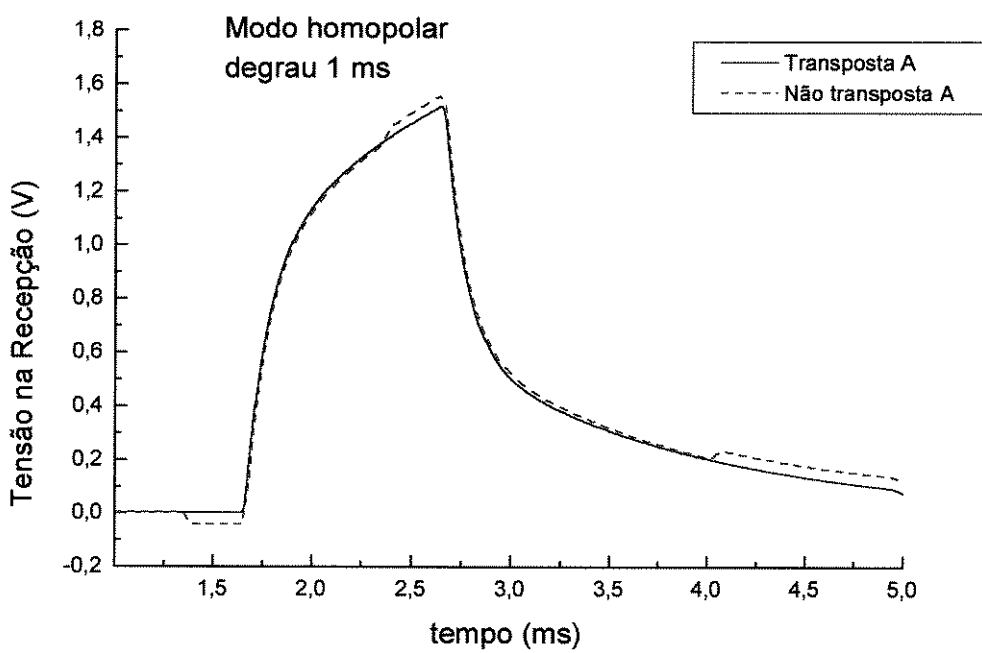


Figura E.28 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Semlyen - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

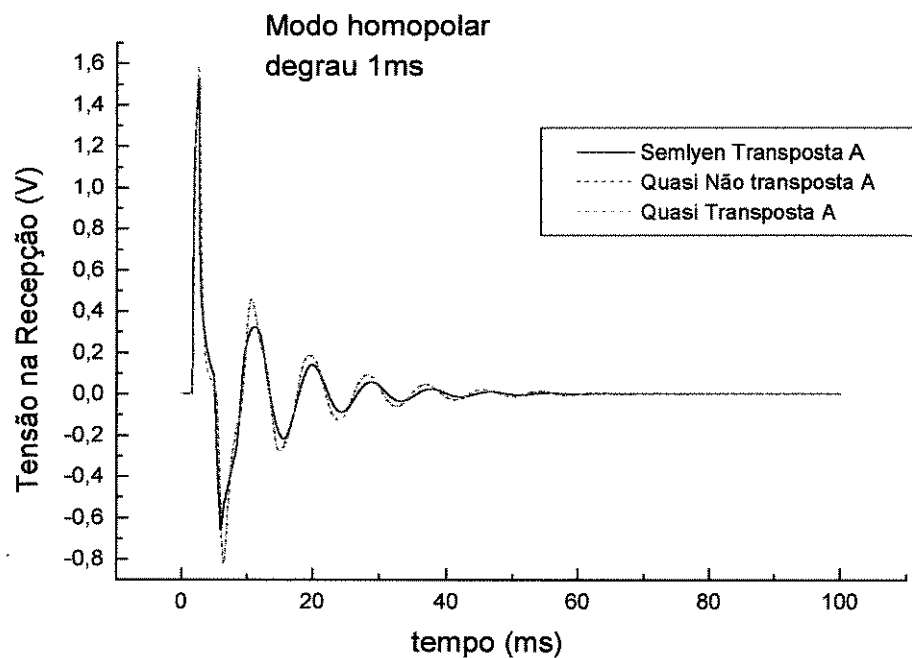


Figura E.29 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Semlyen x Quase-modos - Linha transposta X não transposta - Simulação completa

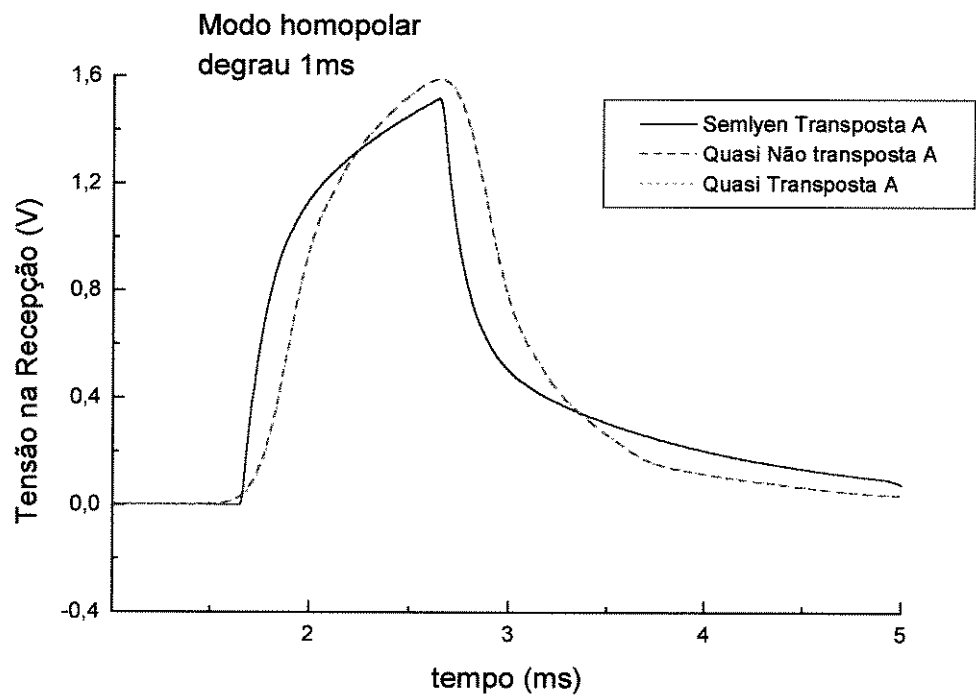


Figura E.30 - Aplicação de degrau 90 ° no modo homopolar - Linha transposta X não transposta - Observando trecho da simulação

E.3.2.2.4 - Modos Alfa X Beta

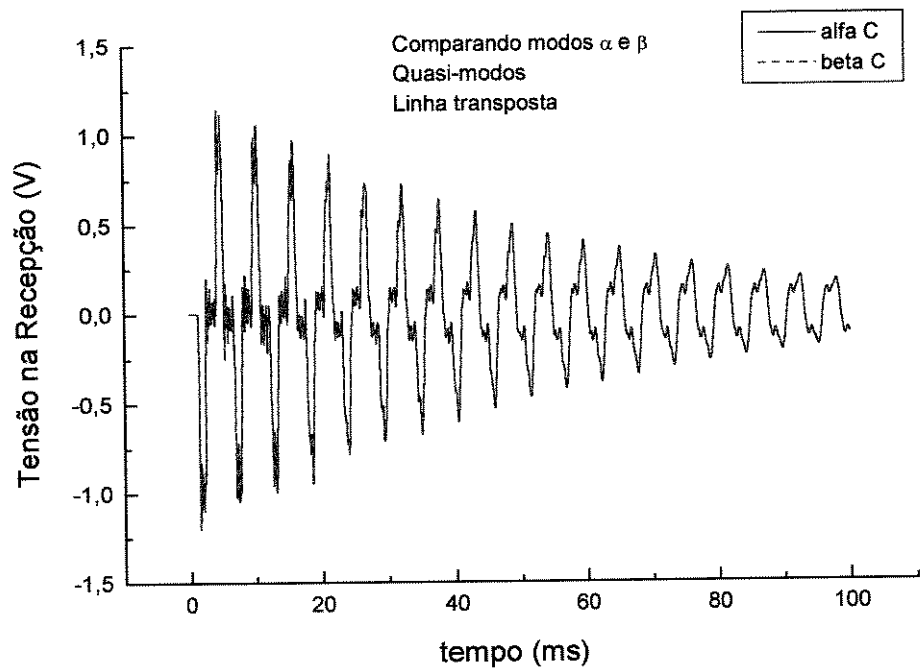


Figura E.31 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Quase-modo - Linha transposta - Simulação completa

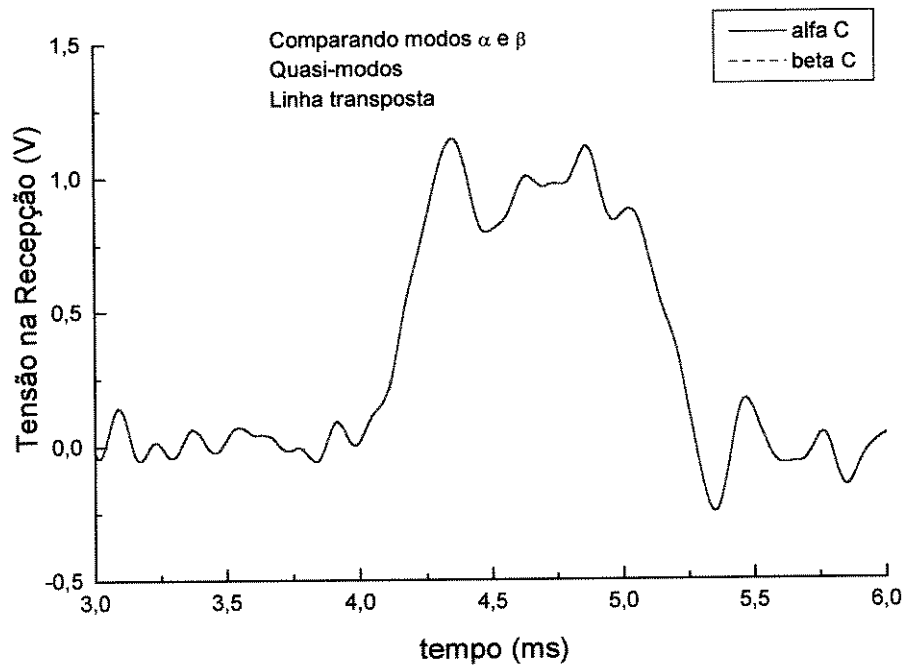


Figura E.32 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Quase-modo - Linha transposta - Observando trecho da simulação

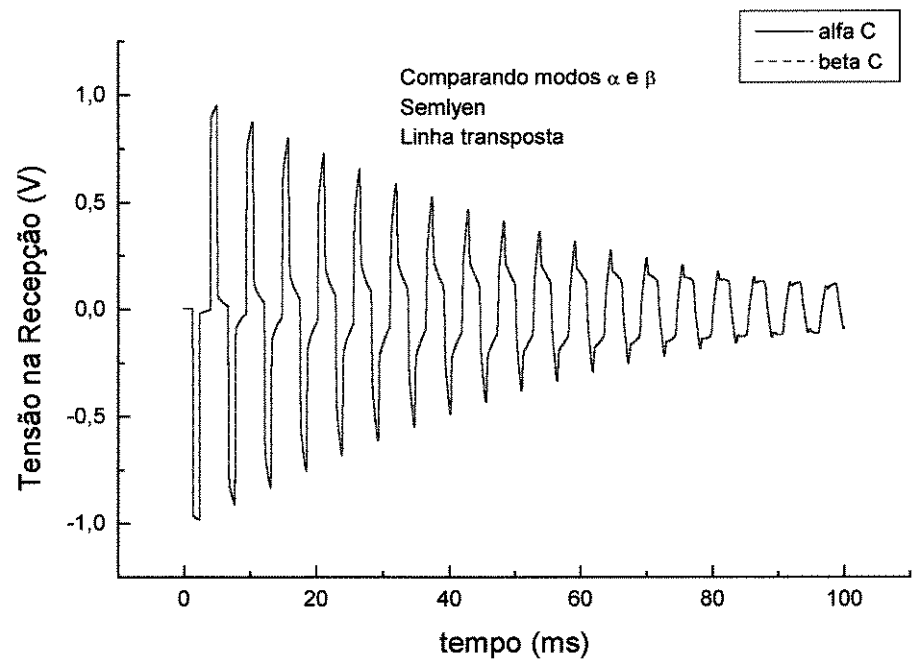


Figura E.33 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha transposta - Simulação completa

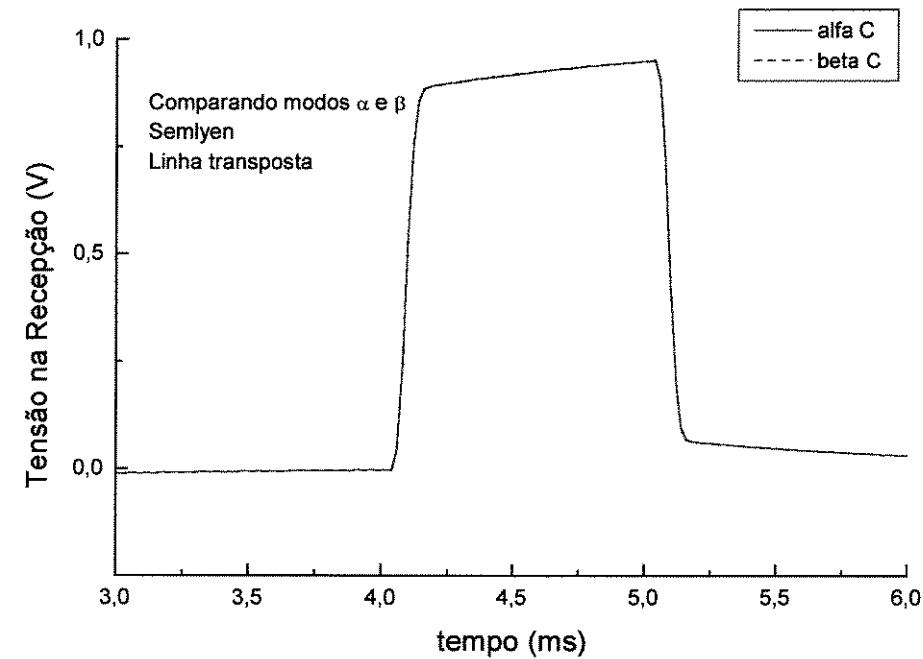


Figura E.34 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha transposta - Observando trecho da simulação

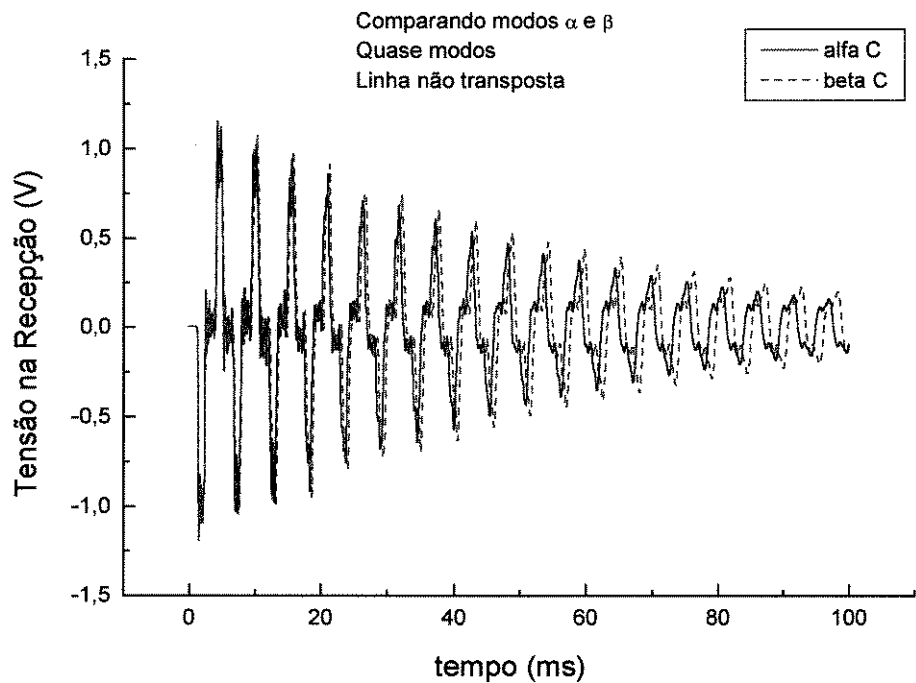


Figura E.35 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Quase-modos - Linha não transposta - Simulação completa

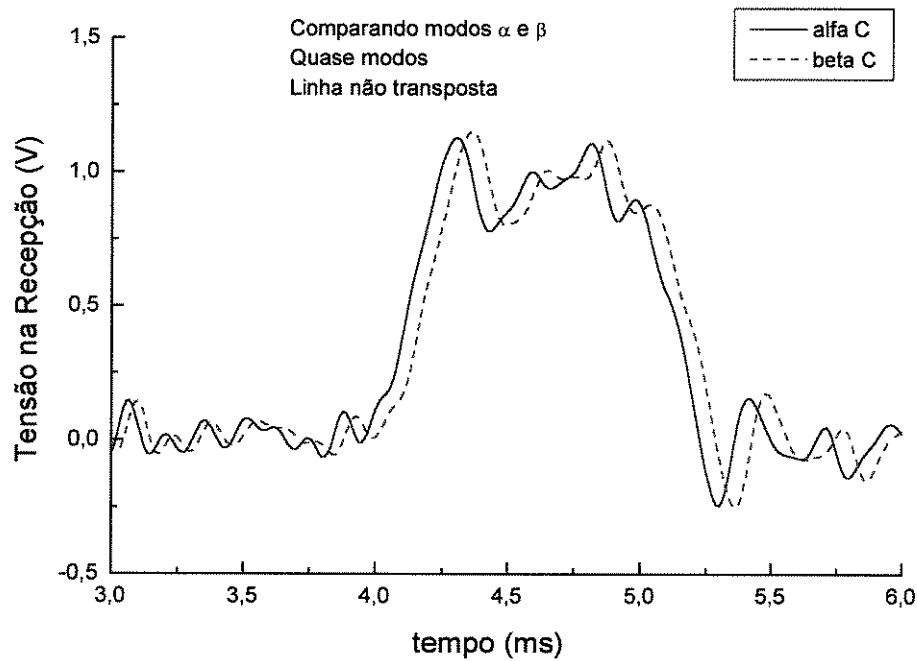


Figura E.36 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Quase-modos - Linha não transposta - Observando trecho da simulação

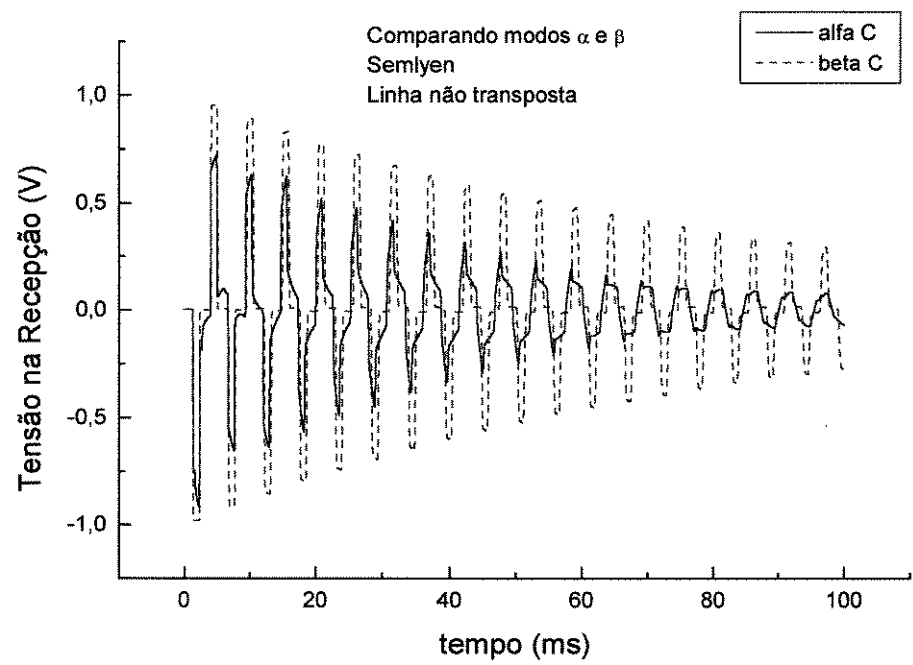


Figura E.37 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha não transposta - Simulação completa

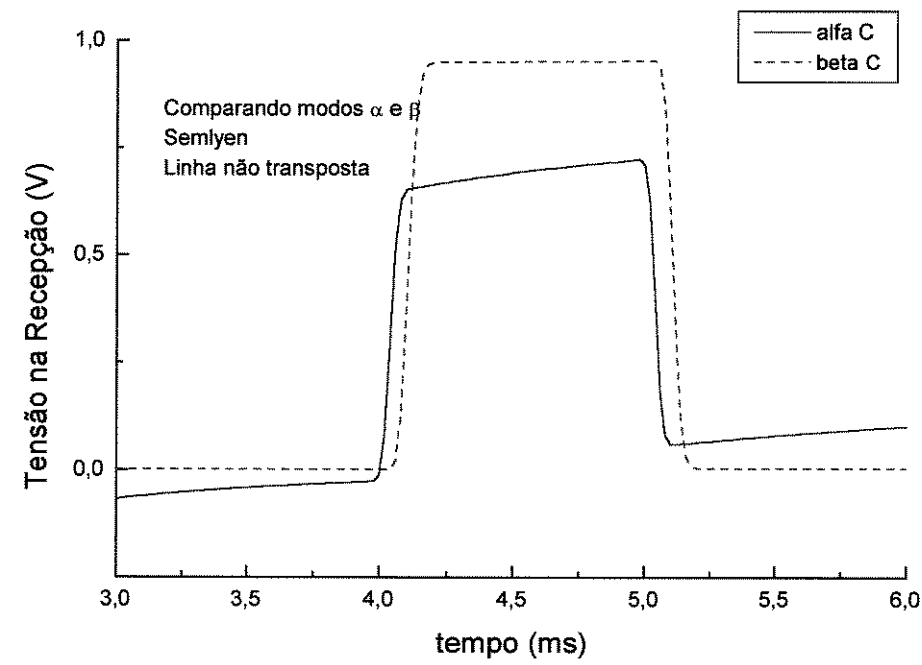


Figura E.38 - Aplicação de degrau 90 ° nos modos alfa e beta - Semlyen - Linha não transposta - Observando trecho da simulação

E.4 - Parâmetros Unitários

Para encerrar a análise dos modelos com dependência com a frequência internos do ATP, foram obtidas algumas curvas dos parâmetros longitudinais da linha, tanto para a linha transposta quanto para a linha não transposta, para os modelos do Semlyen e JMarti e comparadas com a resposta exata da linha. A resposta exata da linha foi calculada através das equações completas de Carson, apresentadas no Apêndice B, e para verificar esses resultados os parâmetros elétricos foram calculados também através de formulações aproximadas apresentadas no mesmo apêndice.

E.4.1 - Parâmetros Unitários do Modelo Semlyen

A rotina do Semlyen foi utilizada para obtenção dos parâmetros unitários da linha. Ela permite que, para a linha não transposta, o cálculo seja efetuado supondo uma única matriz de transformação, como utilizado nos cálculos de transitórios, ou com a matriz de transformação formada pelos autovetores da linha. As duas soluções foram obtidas e estão apresentadas a seguir.

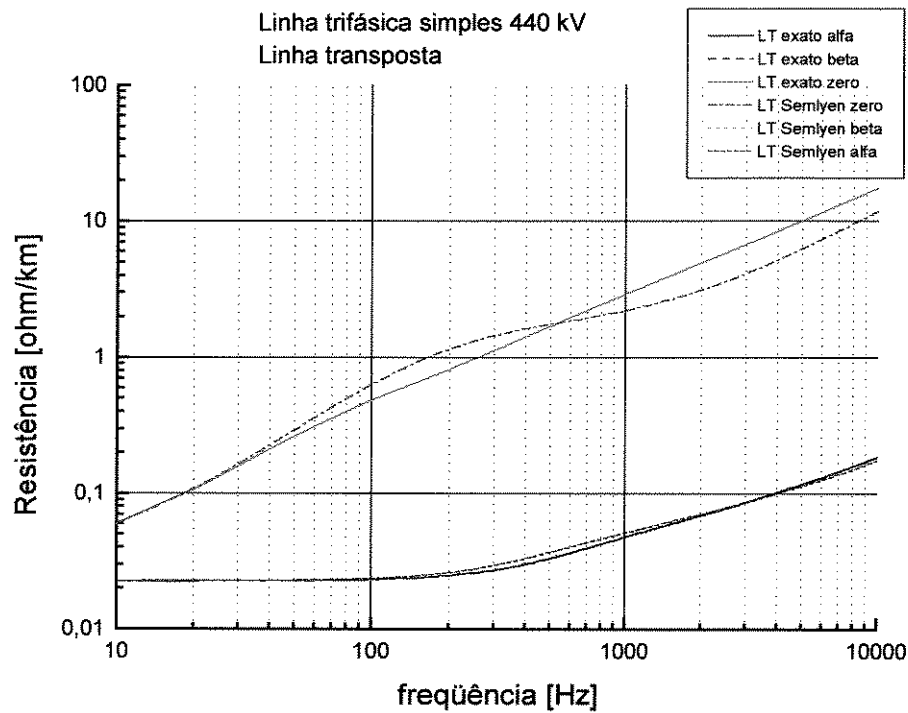


Figura E.39 - Resistência Unitária - Semlyen x exato - Linha transposta

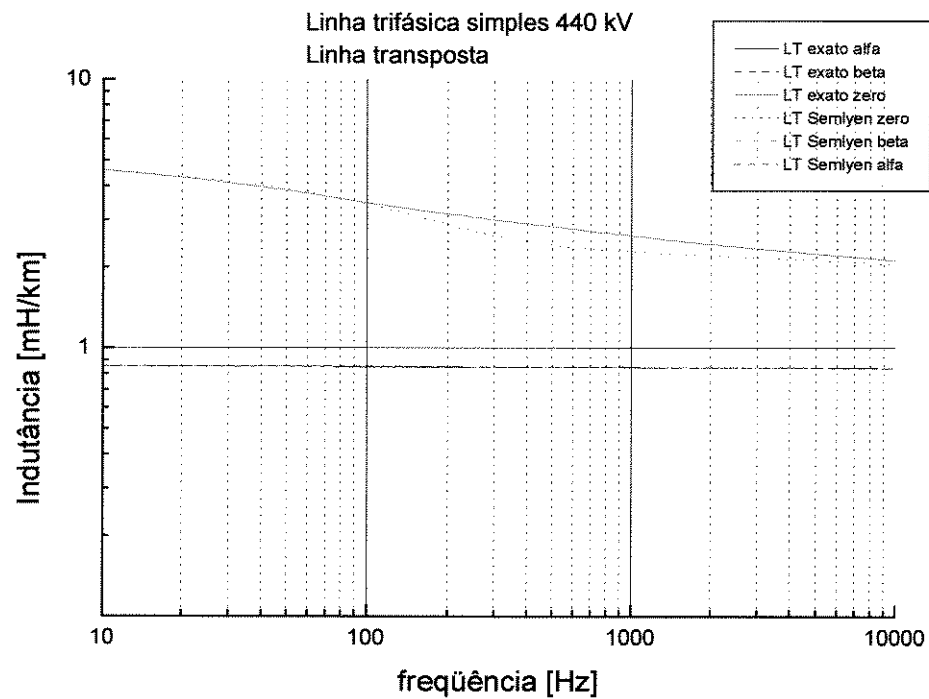


Figura E.40 - Indutância Unitária - Semlyen x exato - Linha transposta

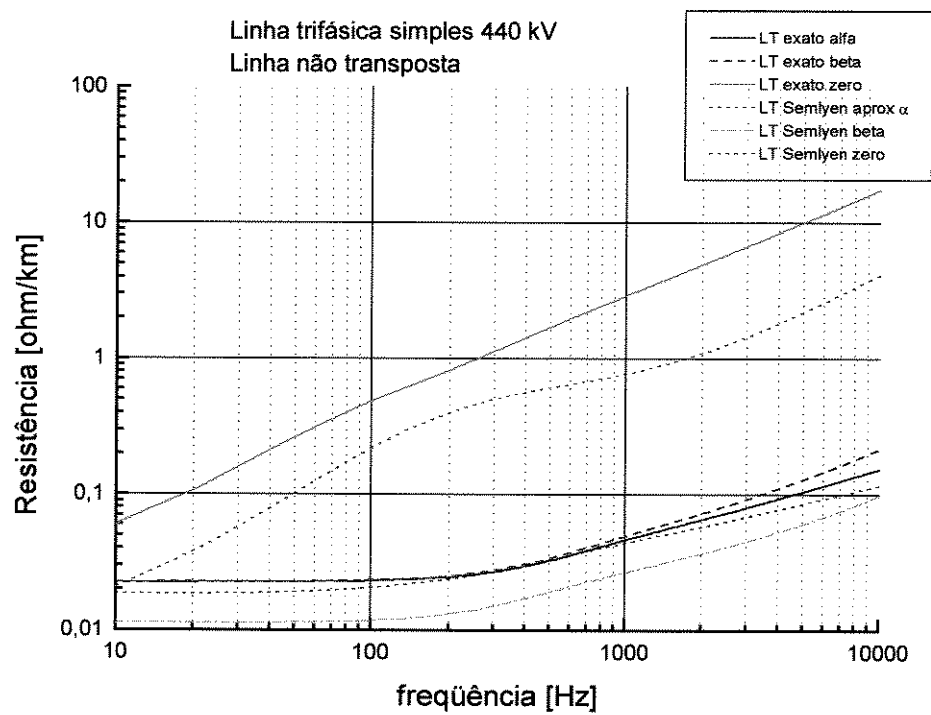


Figura E.41 - Resistência Unitária - Semlyen x exato - Linha não transposta - Semlyen com matriz única

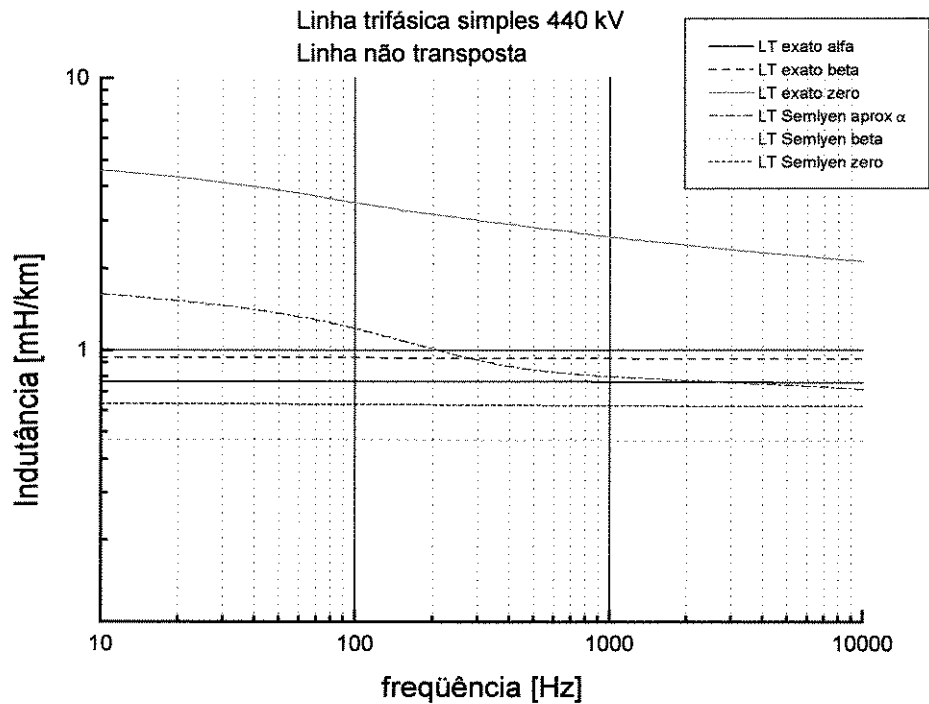


Figura E.42 - Indutância Unitária - Semlyen x exato - Linha não transposta - Semlyen com matriz única

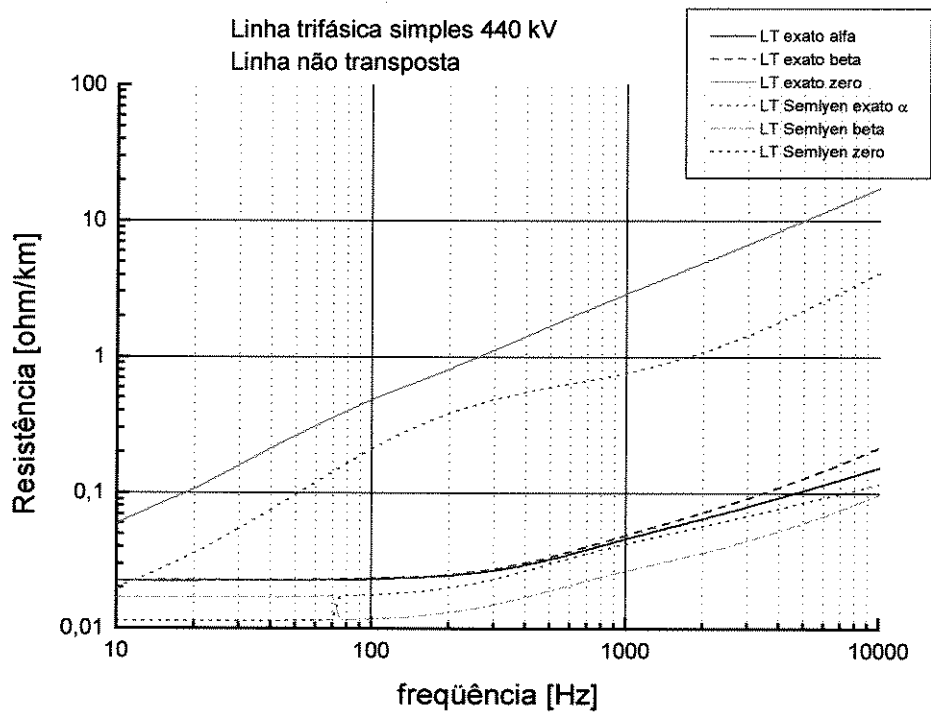


Figura E.43 - Resistência Unitária - Semlyen x exato - Linha não transposta - Semlyen com matriz formada por autovetores exatos

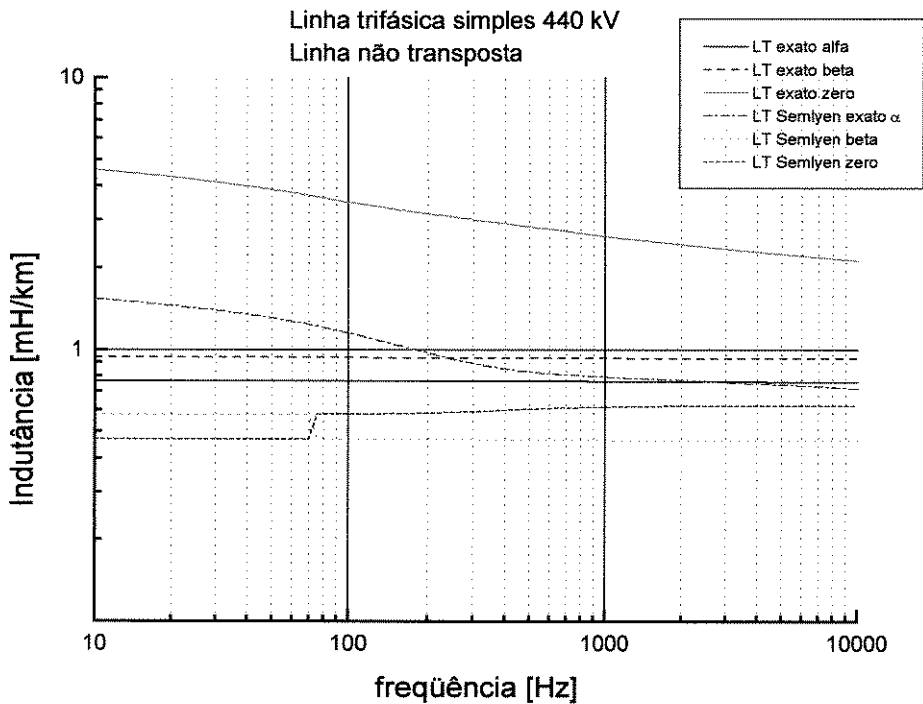


Figura E.44 - Indutância Unitária - Semlyen x exato - Linha não transposta - Semlyen com matriz formada por autovetores exatos

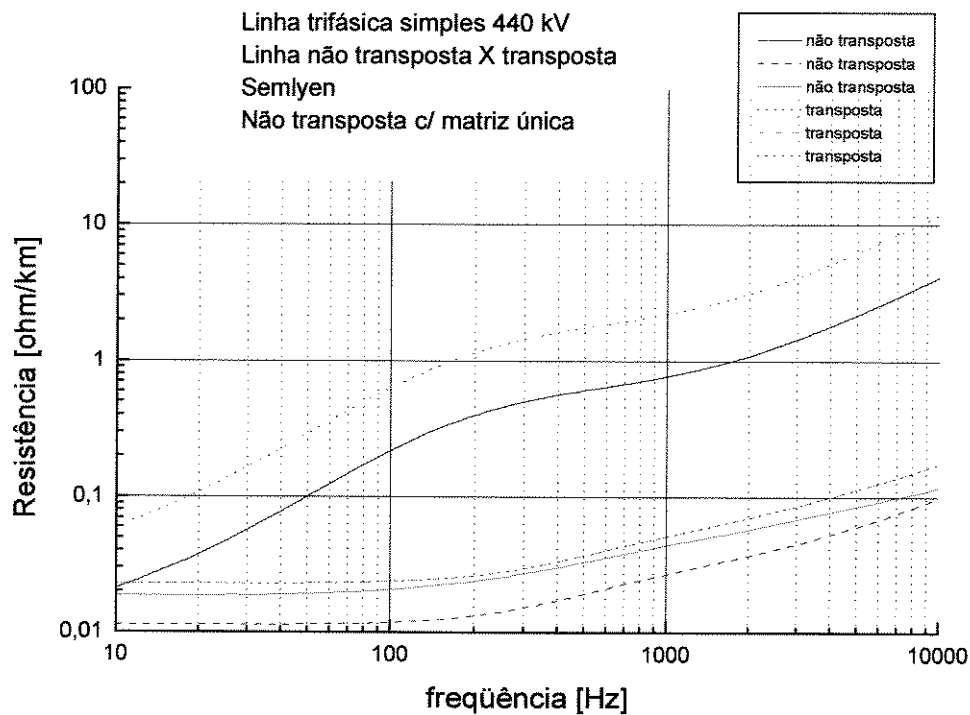


Figura E.45 - Resistência Unitária - Semlyen - Linha transposta x não transposta

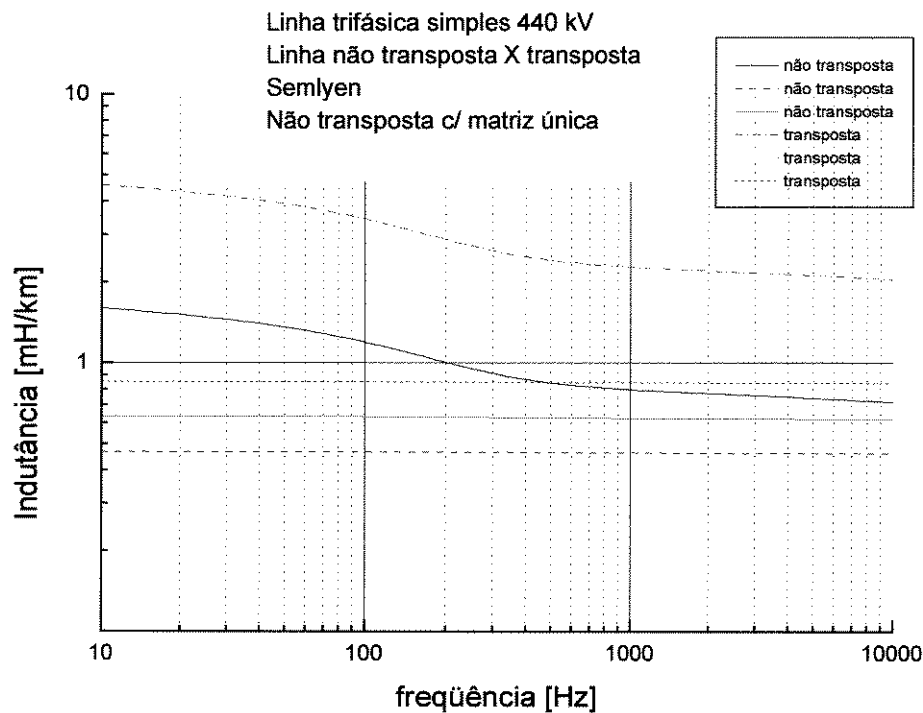


Figura E.46 - Indutância Unitária - Semlyen - Linha transposta x não transposta

E.4.1.1 - Análise dos Resultados

Os resultados apresentados confirmam as principais conclusões obtidas com as simulações realizadas anteriormente e apresentados neste Apêndice e no Capítulo IV, resumidas a seguir :

- Os parâmetros unitários do modo homopolar (seqüência zero) da linha transposta não estão bem representados, não tendo sido suficiente trabalhar com duas exponenciais para ajuste da curva.
- Os parâmetros da linha não transposta não foram corretamente calculados, ou a aplicação do método do Semlyen não foi implementada corretamente, pois :
 - as curvas das linhas transposta e não transposta não são próximas como deveriam, nem a do modo homopolar nem as dos modos alfa e beta;
 - as curvas dos modos alfa e beta deveriam ser próximas entre si, o que não ocorre, e isto explica o resultado encontrado na análise do comportamento dos modos.

E.4.2 - Parâmetros Unitários do Modelo JMarti

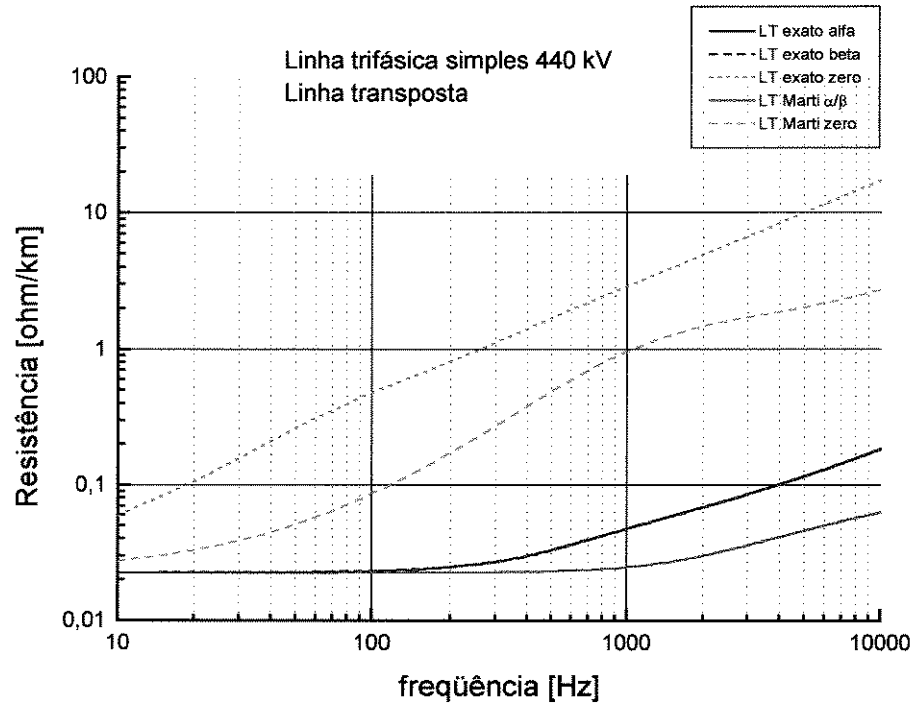


Figura E.47 - Resistência Unitária - JMarti x exato - Linha transposta

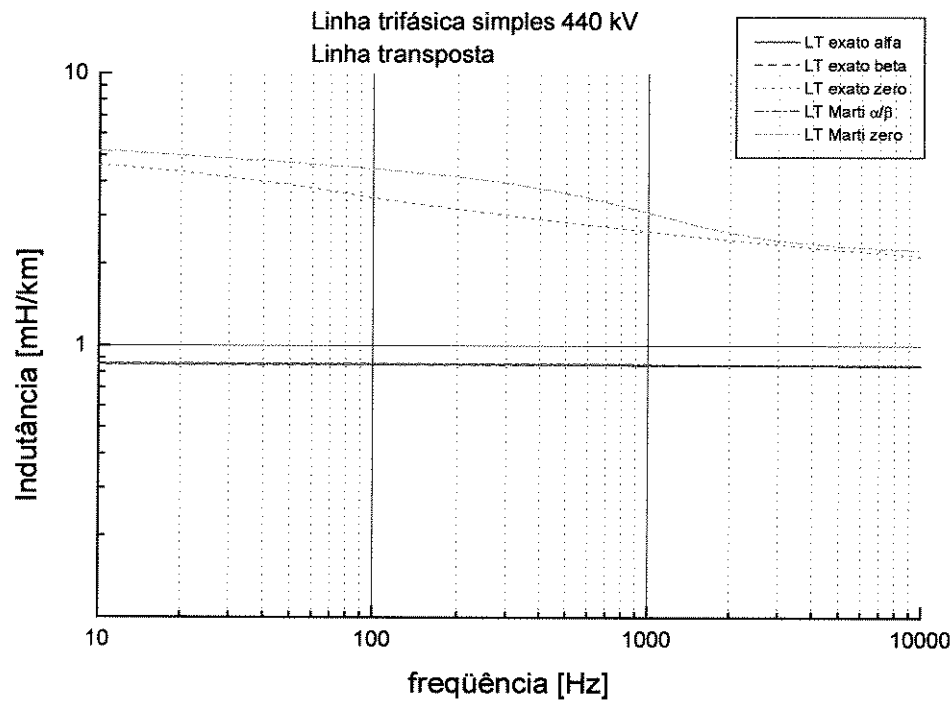


Figura E.48 - Indutância Unitária - JMarti x exato - Linha transposta

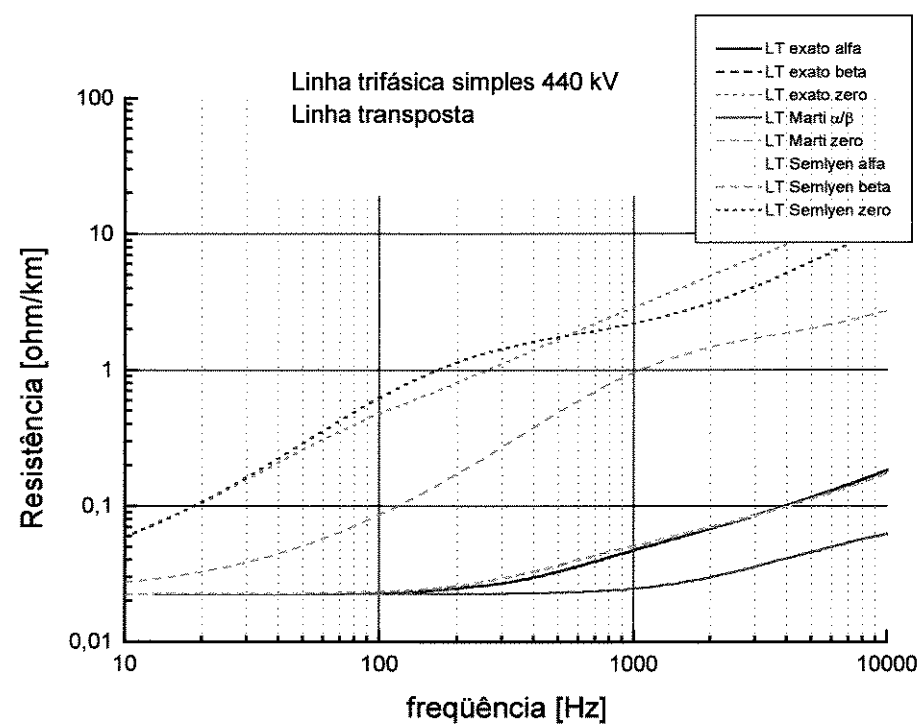


Figura E.49 - Resistência Unitária - JMarti x exato x Semlyen - Linha transposta

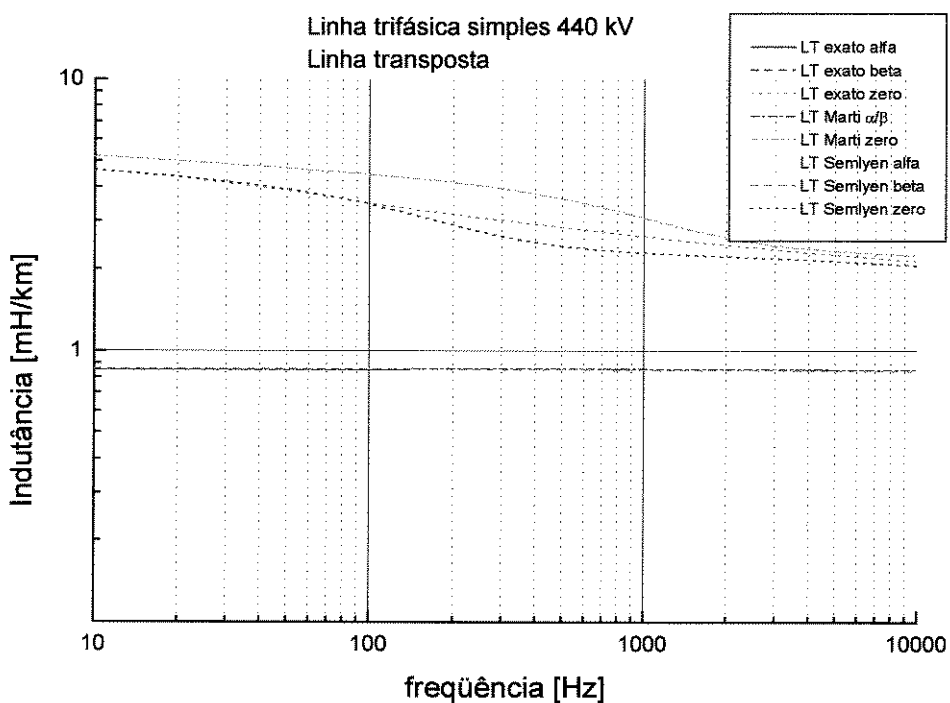


Figura E.50 - Indutância Unitária - JMarti x exato x Semlyen - Linha transposta

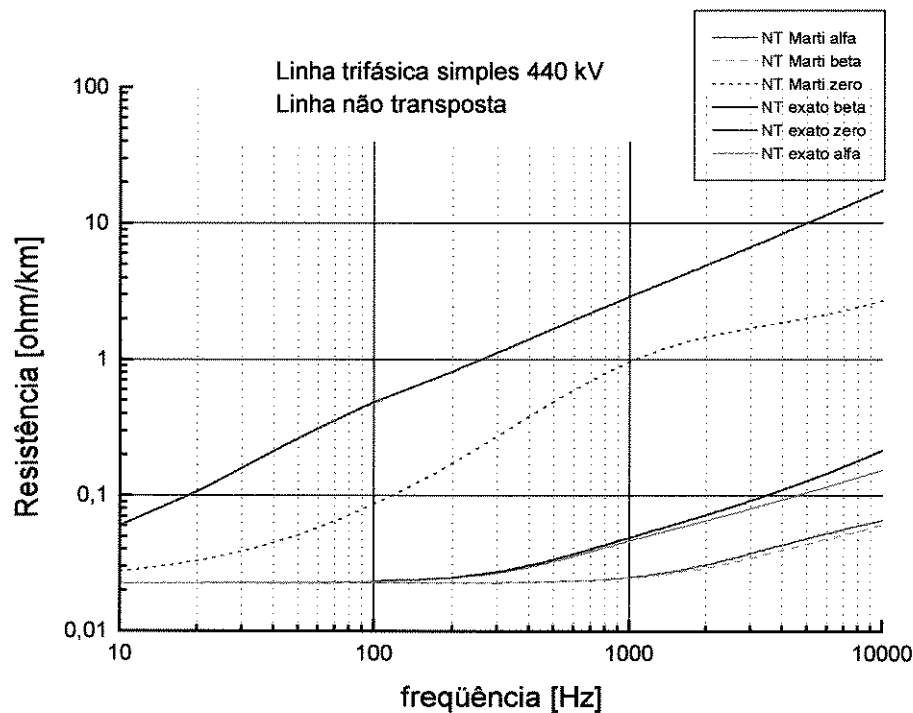


Figura E.51 - Resistência Unitária - JMarti x exato - Linha não transposta

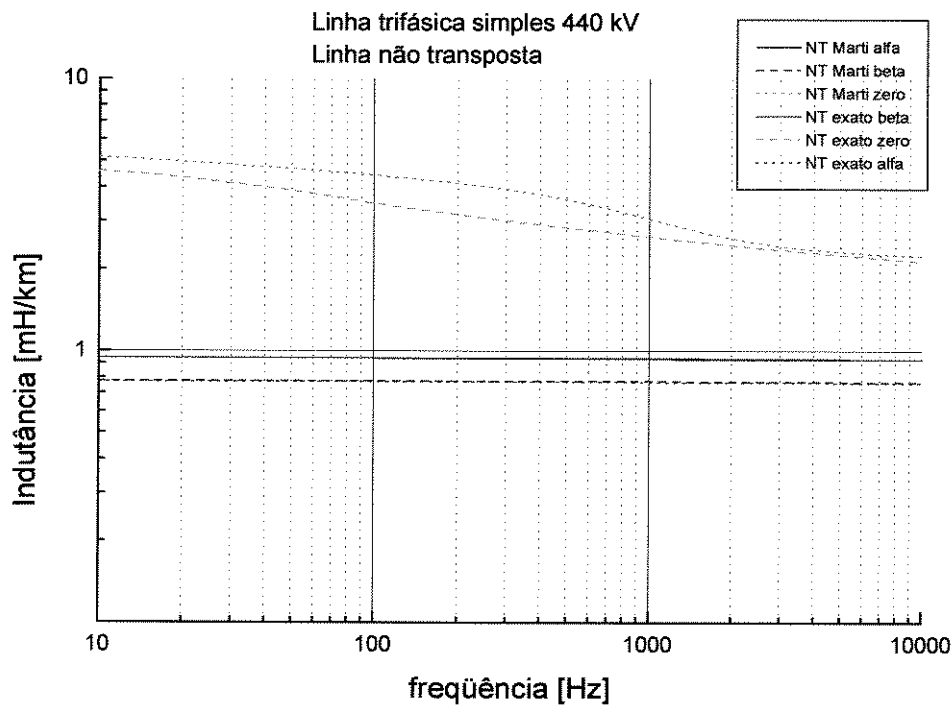


Figura E.52 - Indutância Unitária - JMarti x exato - Linha não transposta

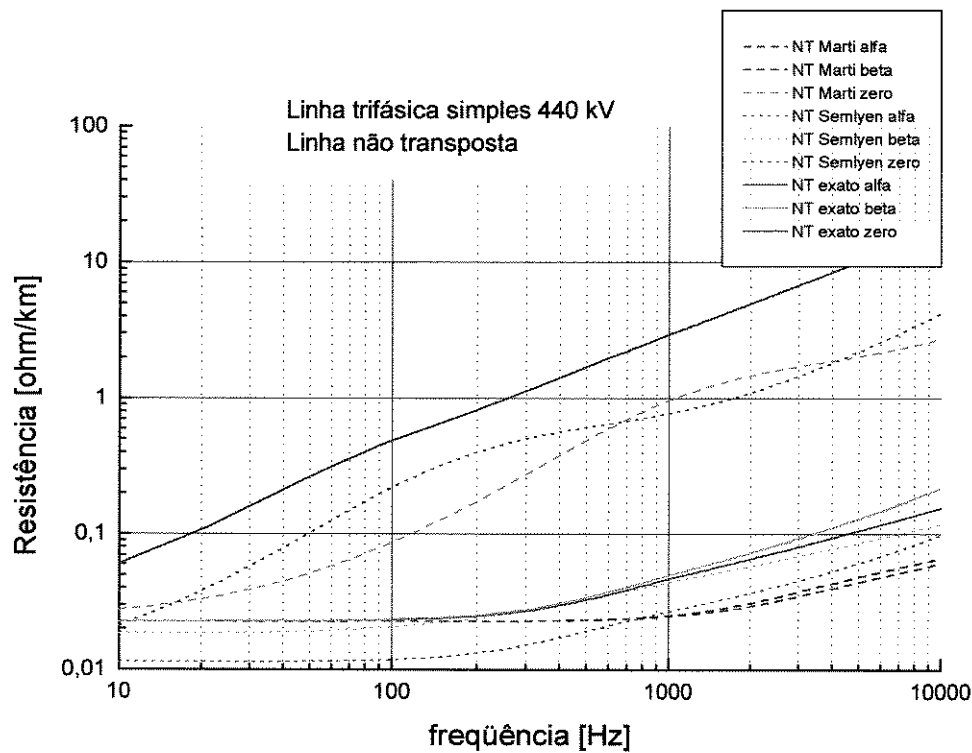


Figura E.53 - Resistência Unitária - JMarti x exato x Semlyen - Linha não transposta

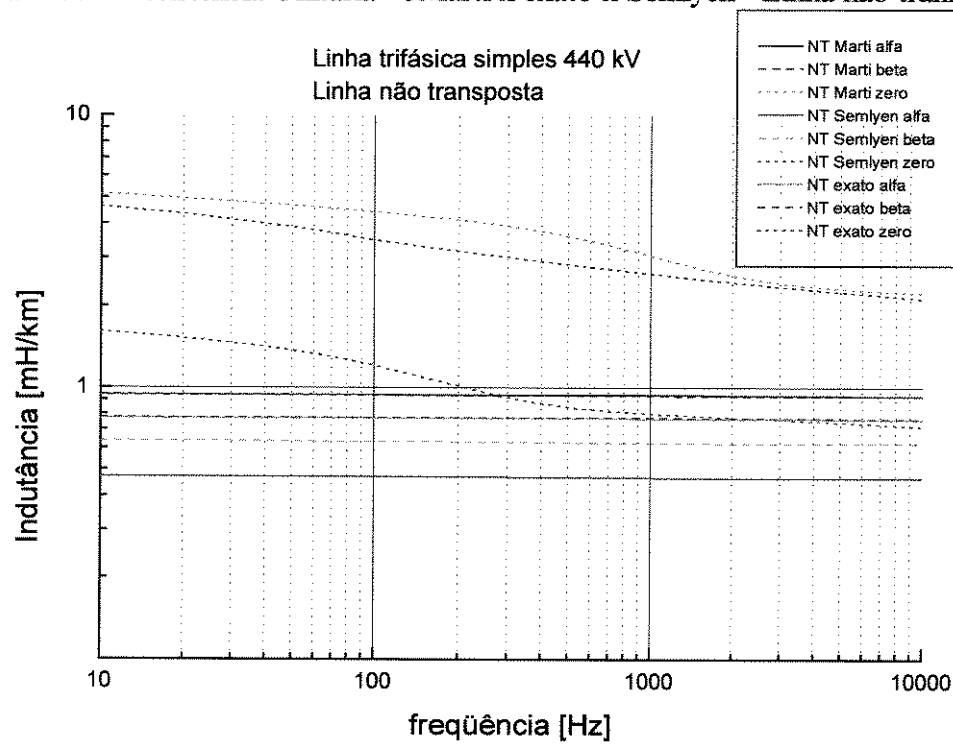


Figura E.54 - Indutância Unitária - JMarti x exato x Semlyen - Linha não transposta

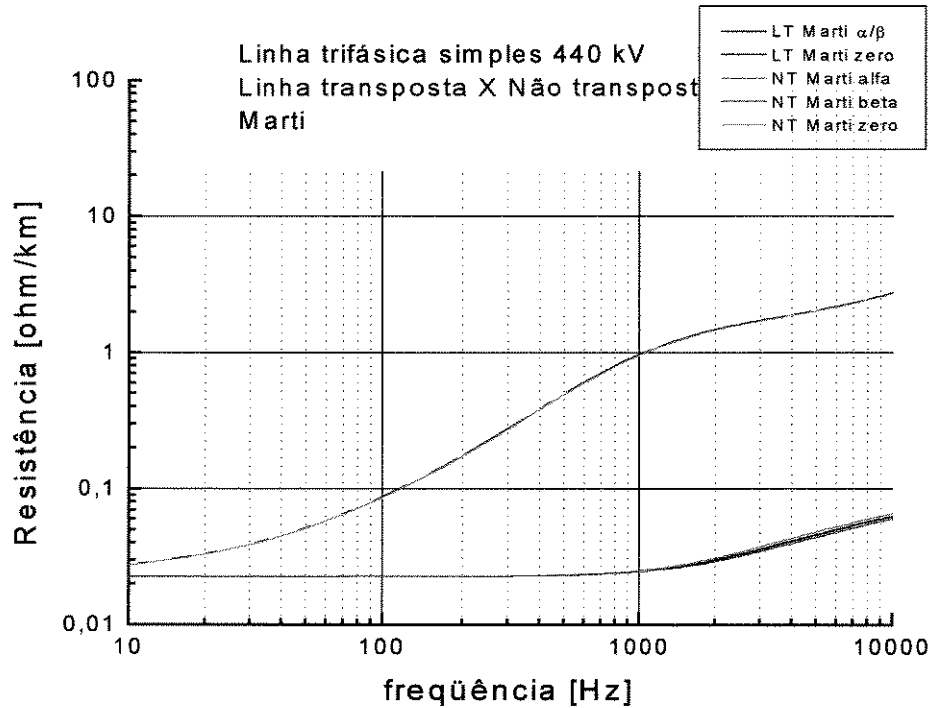


Figura E.55 - Resistência Unitária - JMarti - Linha transposta x não transposta

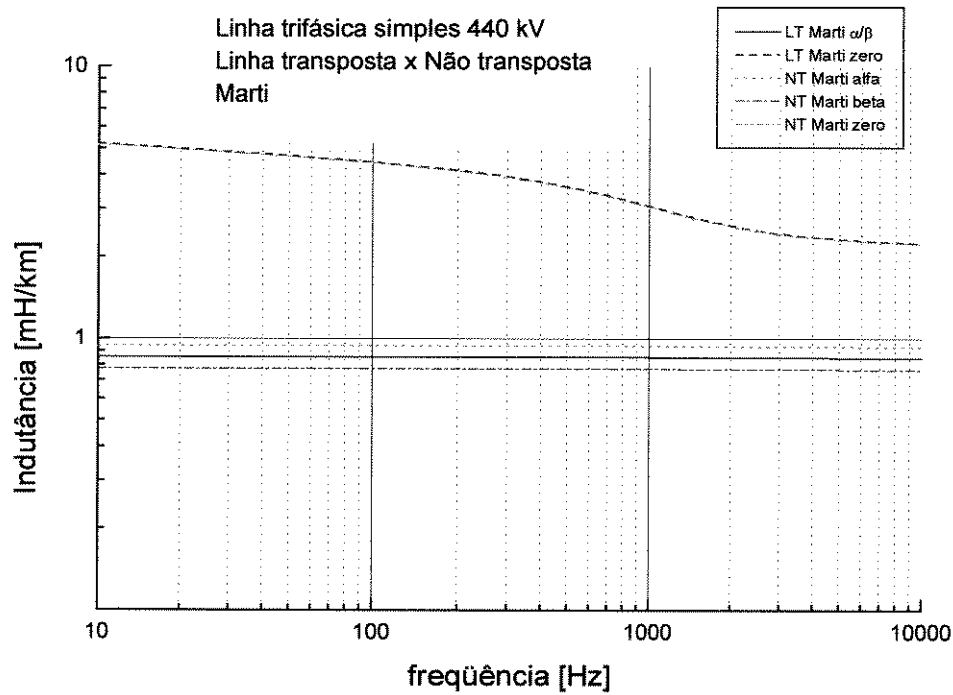


Figura E.56 - Indutância Unitária - JMarti - Linha transposta x não transposta

E.4.2.1 - Análise dos Resultados

Os resultados apresentados confirmam as principais conclusões obtidas com as simulações realizadas anteriormente e apresentados neste Apêndice e no Capítulo IV, resumidas a seguir :

- Há erro no cálculo dos parâmetros da rotina.

- O modo homopolar difere bastante do exato, além do ajuste das exponenciais não ter sido satisfatório.
- O efeito pelicular nos modos alfa e beta não foi corretamente calculado, pois as curvas de resistência estão praticamente constantes até a faixa de frequência de 1000 Hz, quando deveriam mudar em torno de 100 Hz.
- As respostas das linhas transposta e não transposta do modelo do Semlyen são mais próximas do exato do que a do JMarti, como pode ser visto nas Figs. E.49-E.50 e E.53-E.54.
- Os parâmetros das linhas transposta e não transposta são muito próximas entre si, apesar de diferentes do cálculo exato.

Estes resultados confirmam os resultados obtidos anteriormente.

E.4.3 - Parâmetros Unitários Aproximados

Os parâmetros da linha foram calculados também através do método aproximado descrito no Apêndice B. Os resultados obtidos estão apresentados a seguir.

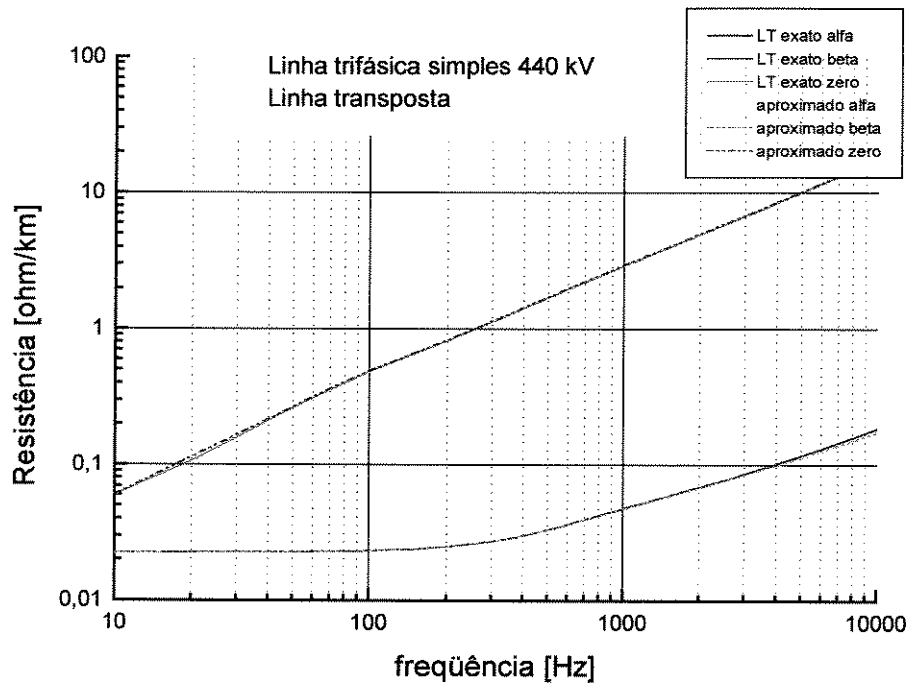


Figura E.57 - Resistência Unitária - Cálculo exato e aproximado - Linha transposta

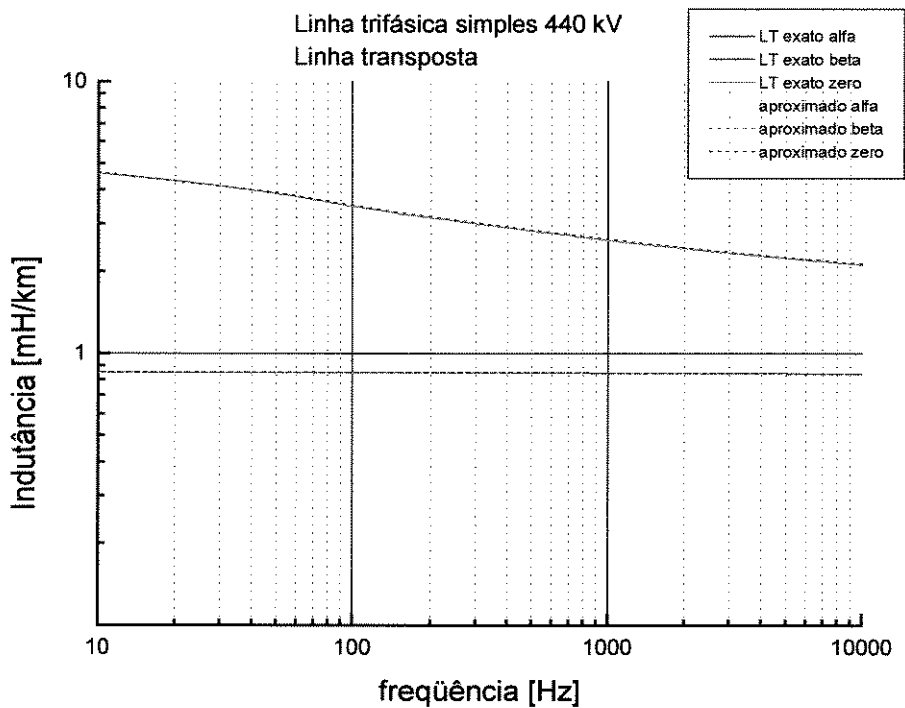


Figura E.58 - Indutância Unitária - Cálculo exato e aproximado - Linha transposta

Os resultados são próximos, como esperado, apresentando uma pequena diferença que não pode ser visualizada num gráfico. Alguns valores foram, então, reproduzidos nas tabelas abaixo para dar uma ordem de grandeza do erro da simplificação. Os erros máximos ficariam em torno de 10%.

Com estes resultados pode-se concluir que os cálculos realizados para obtenção dos parâmetros da linha estão corretos.

Tabela E.1 - Parâmetros obtidos com a aproximação da distância complexa

freqüência(Hz)	$R_a(\Omega/\text{km})$	$L_a(\text{mH}/\text{km})$	$R_b(\Omega/\text{km})$	$L_b(\text{mH}/\text{km})$	$R_0(\Omega/\text{km})$	$L_0(\text{mH}/\text{km})$
10	0,02249	0,849512	0,02249	0,849512	0,05954	0,00462
60	0,02277	0,849253	0,02277	0,849253	0,31347	0,00379
100	0,02320	0,849056	0,02320	0,849056	0,48657	0,00349
640	0,03735	0,846359	0,03735	0,846359	2,07224	0,00276
1000	0,04732	0,844862	0,04732	0,844862	2,92637	0,00263
1500	0,05836	0,843567	0,05836	0,843567	3,99100	0,00252
2000	0,06757	0,842783	0,06757	0,842783	4,97078	0,00244
6085	0,12599	0,840544	0,12599	0,840544	11,78763	0,00221
9000	0,16158	0,839962	0,16158	0,839962	16,15900	0,00214
10.000	0,17344	0,839819	0,17344	0,839819	17,61503	0,00213

Tabela E.2 - Parâmetros obtidos com a formulação completa de Carson

frequência(Hz)	$R_{\alpha}(\Omega/\text{km})$	$L_{\alpha}(\text{mH}/\text{km})$	$R_{\sigma}(\Omega/\text{km})$	$L_{\sigma}(\text{mH}/\text{km})$	$R_0(\Omega/\text{km})$	$L_0(\text{mH}/\text{km})$
10	0.02249	0.849511	0.02249	0.849511	0.05931	0.00458
60	0.02278	0.849252	0.02278	0.849252	0.30966	0.00375
100	0.02321	0.849054	0.02321	0.849054	0.48043	0.00346
640	0.03751	0.846341	0.03751	0.846341	2.04884	0.00274
1000	0.04764	0.844835	0.04764	0.844835	2.89437	0.00261
1500	0.05899	0.843528	0.05899	0.843528	3.94849	0.00250
2000	0.06857	0.842733	0.06857	0.842733	4.91847	0.00243
6085	0.13149	0.840424	0.13149	0.840424	11.65207	0.00220
9000	0.17118	0.839801	0.17118	0.839801	15.95234	0.00213
10.000	0.18454	0.839645	0.18454	0.839645	17.38169	0.00211

F. Simulação de Frequency Scan com o Modelo de Linha do Semlyen

F.1 - Introdução

A inclusão de uma linha representada através do modelo com dependência com a frequência do Semlyen para simulação do Frequency Scan não é um procedimento direto. É preciso pedir uma saída especial para a rotina Semlyen e depois tratar os dados para incluir no arquivo ATP. Este procedimento foi detalhado na referência [43] que encontra-se incluída no seu original (em inglês) por ser um material disponível na área pública do servidor do ATP.

F.2 - Preparando os Dados com a Rotina Semlyen

A função do ATP que calcula a varredura na frequência para um sistema elétrico, chamada Frequency Scan, não aceita que se represente a linha através do modelo de saída da rotina Semlyen. É necessário obter como resultado da rotina Semlyen matrizes admitâncias para gerar um circuito π equivalente da linha para cada frequência. Estes circuitos π s devem ser transformados em matrizes Y através de um programa externo ao ATP, apresentado no item F.4, e incluídas como elementos 51, 52, 53 no caso de Frequency Scan.

F.2.1 - Dados para Rotina Semlyen

A rotina do Semlyen permite diversos formatos de saída, sendo um deles apropriado para geração de circuito π equivalente. O arquivo de dados utilizado é apresentado na Listagem F.1.

Primeiro é necessário informar que um arquivo extra de saída será gerado, como apresentado a seguir :

```
$OPEN, UNIT=8 FILE=c:\temp\x011out.lis STATUS=UNKNOWN FORM=FORMATTED
{ Pi-equivalents will go here
```

O parâmetro ipun deve ser colocado com valor 3 que indica pedido de matriz admitância de transferência em coordenada de fase do circuito π equivalente e matriz triangular superior da admitância em derivação do π equivalente para cada frequência será escrito no arquivo da unidade 8. As matrizes do π equivalente em coordenadas de fase devem ser pedidas através de *ioss* e *iofl* (valor típico 4100), como mostrado a seguir :

```
200 150 110 230 3 1      7 4100 4100      { Semlyen miscellaneous data
```

Listagem F.1 - Arquivo de dados da rotina Semlyen para geração do circuito π equivalente

```

BEGIN NEW DATA CASE
C      linha de 440 kV CESP      jupia'- Ilha Solteira / Araraquara - Bauru
C
DIAGNOSTIC { Somehow needed to erase overlay-25 diagnostic.  ??? 9 July 1989
SEMLYEN SETUP
$OPEN, UNIT=8 FILE=c:\temp\x011out.lis STATUS=UNKNOWN FORM=FORMATTED { Pi-
equivalents will go here
$ERASE
BRANCH JAGA TAQA JAGB TAQB JAGC TAQC
      200 150 110 230 3 1      7 4100 4100 { Semlyen miscellaneous data
LINE CONSTANTS
METRIC
C      1      2      3      4      5
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
1 .368 .08989 4      2.515 -9.07 15.32
1 .368 .08989 4      2.515 -9.07 14.92
1 .368 .08989 4      2.515 -9.47 15.32
1 .368 .08989 4      2.515 -9.47 14.92
2 .368 .08989 4      2.515 -0.20 18.92
2 .368 .08989 4      2.515 -0.20 18.52
2 .368 .08989 4      2.515 0.20 18.92
2 .368 .08989 4      2.515 0.20 18.52
3 .368 .08989 4      2.515 9.07 15.32
3 .368 .08989 4      2.515 9.07 14.92
3 .368 .08989 4      2.515 9.47 15.32
3 .368 .08989 4      2.515 9.47 14.92
0 .5 4.1880 4      .9144 -7.51 31.73
0 .5 4.1880 4      .9144 7.51 31.73
BLANK card ending conductor cards within "LINE CONSTANTS" data
C      1      2      3      4      5      6      7
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
1000. 60.00      400. { Phasor solution frequency
1000. 6.0      400. 5 30
BLANK card ending frequency cards of "LINE CONSTANTS" data
BLANK card ending "LINE CONSTANTS" data cases
$CLOSE, UNIT=8 STATUS=KEEP { Disconnect file now containing Pi-equivalents
BLANK card ending "SEMLYEN SETUP" data cases
BLANK { Note this extra blank will terminate execution, to avoid 3rd subcase
BLANK { 14 Dec 94, we add more, to make 5 even when comments are destroyed
BLANK { 14 Dec 94, we add more, to make 5 even when comments are destroyed
BLANK { 14 Dec 94, we add more, to make 5 even when comments are destroyed

```

F.2.2 - Arquivo de Saída da Rotina Semlyen

A saída da rotina Semlyen calcula um circuito π equivalente para cada frequência pedida. Um trecho do arquivo de saída é apresentado na Listagem F.2.

O primeiro circuito π corresponde à frequência fundamental e precisa ser eliminado. No caso da linha não transposta o programa calcula duas vezes o circuito para a primeira frequência, sendo necessário efetuar a eliminação do circuito π extra.

Listagem F.2 - Arquivo de saída da rotina Semlyen com os circuitos π equivalentes para várias frequências

```

C Transfer [Y] of equivalent Pi for F = 6.0000E+01 Hz. 27-Dec-96 04.44.36
5.029618244768E-04 -6.031907691873E-03 -4.919352395761E-05 2.079252066595E-03
-4.919352395761E-05 2.079252066595E-03 -4.919352395761E-05 2.079252066595E-03
5.029618244768E-04 -6.031907691873E-03 -4.919352395761E-05 2.079252066595E-03
-4.919352395761E-05 2.079252066595E-03 -4.919352395761E-05 2.079252066595E-03
5.029618244768E-04 -6.031907691873E-03

C Shunt [Y] of equivalent Pi for F = 6.0000E+01 Hz.
4.710999562748E-06 9.240170388349E-04 3.003084453271E-06 -1.299300310288E-04
3.003084453271E-06 -1.299300310288E-04 3.003084453271E-06 -1.299300310288E-04
4.710999562748E-06 9.240170388349E-04 3.003084453271E-06 -1.299300310288E-04
3.003084453271E-06 -1.299300310288E-04 3.003084453271E-06 -1.299300310288E-04
4.710999562748E-06 9.240170388349E-04

C Transfer [Y] of equivalent Pi for F = 1.0000E+01 Hz. 27-Dec-96 04.44.36
1.171510884629E-02 -2.931347135301E-02 -4.998637198057E-03 1.047872974838E-02
-4.998637198057E-03 1.047872974838E-02 -4.998637198057E-03 1.047872974838E-02
1.171510884629E-02 -2.931347135301E-02 -4.998637198057E-03 1.047872974838E-02
-4.998637198057E-03 1.047872974838E-02 -4.998637198057E-03 1.047872974838E-02
1.171510884629E-02 -2.931347135301E-02

C Shunt [Y] of equivalent Pi for F = 1.0000E+01 Hz.
4.391372457948E-08 1.493395563514E-04 -3.823994203489E-10 -2.253664326805E-05
-3.823994203493E-10 -2.253664326805E-05 -3.823994203489E-10 -2.253664326805E-05
4.391372457948E-08 1.493395563514E-04 -3.823994203493E-10 -2.253664326805E-05
-3.823994203494E-10 -2.253664326805E-05 -3.823994203494E-10 -2.253664326805E-05
4.391372457948E-08 1.493395563514E-04

C Transfer [Y] of equivalent Pi for F = 1.0046E+01 Hz. 27-Dec-96 04.44.36
1.162531575312E-02 -2.921675994425E-02 -4.958123986226E-03 1.044767345815E-02
-4.958123986226E-03 1.044767345815E-02 -4.958123986226E-03 1.044767345815E-02
1.162531575312E-02 -2.921675994425E-02 -4.958123986226E-03 1.044767345815E-02
-4.958123986226E-03 1.044767345815E-02 -4.958123986226E-03 1.044767345815E-02
1.162531575312E-02 -2.921675994425E-02

C Shunt [Y] of equivalent Pi for F = 1.0046E+01 Hz.
4.436968956921E-08 1.500301522196E-04 -3.371503251380E-10 -2.264037064613E-05
-3.371503251359E-10 -2.264037064613E-05 -3.371503251380E-10 -2.264037064613E-05
4.436968956921E-08 1.500301522196E-04 -3.371503251359E-10 -2.264037064613E-05
-3.371503251359E-10 -2.264037064613E-05 -3.371503251359E-10 -2.264037064613E-05
4.436968956921E-08 1.500301522196E-04

```

F.3 - Programa para Transformar a Saída do Semlyen em Entrada para Frequency Scan

As matrizes admitância de transferência e de derivação precisam ser transformadas em matrizes nodais através de um programa externo ao ATP. As seguintes relações precisam ser respeitadas :

$$[Y_{11}] = [Y_{22}] = [Y_{\pi, tr}] + [Y_{\pi, sh}] \quad (F.1)$$

$$[Y_{12}] = [Y_{21}] = [Y_{\pi, tr}] \quad (F.2)$$

onde

$[Y_{\pi, tr}]$ - matriz admitância de transferência gerada pela rotina Semlyen

$[Y_{\pi, sh}]$ - matriz admitância *shunt* (derivação) gerada pela rotina Semlyen, mostradas na

Fig F.1.

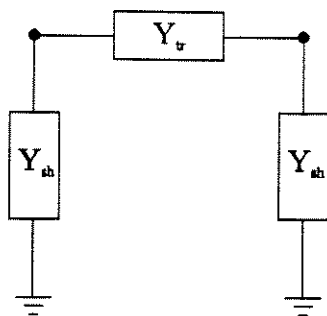


Figura F.1- Circuito π equivalente gerado pela rotina Semlyen

Este procedimento precisa ser efetuado para cada valor de frequência. Em seguida as matrizes nodais são fornecidas ao ATP através do elemento 51,52,53.

O programa desenvolvido para geração das matrizes nodais é apresentado a seguir.

```

program DadosSemlyen;
uses
  crt,
  complexos,
  DOS;

{
  _____

  PROGRAMA PARA gerar matrizes do Semlyen para o Frequency Scan

  DESENVOLVIDO POR:

  Eng. Maria Cristina Dias Tavares

  _____
}

type
  string10 = string [10];
  string20 = string [20];
  cmat3    = array [1..3,1..3] of complexo;
  cmat6    = array [1..6,1..6] of complexo;

const
  branco : string = ' ';

var
  NomeDados, NomeSaida, NomeSaida2      : string20;
  RodaDeNovo                           : boolean;
  entrada, saida, saida2                : text;
  Nfase                                 : integer;

function expon (aa,bb : real ) : real ;
begin
  expon := exp (bb * ln (aa) ) ;
end;

Procedure ErroSemDados;
begin
  gotoXY (35,9);
  write ('*** ERRO ***');

```

```
gotoXY (26,13);
write ('ARQUIVO DE DADOS INEXISTENTE');
halt;
end;

Procedure TrataNome (var nome : string20);

var
  i   : word;
  a   : string;

begin
  i := pos ('.', Nome);
  if i = 0
  then
    begin
      if length(Nome) > 8
      then
        Nome := copy (Nome, 1, 8);
        insert ('.PL4', Nome, length(Nome)+1);
      end
    else
      if i = length (Nome)
      then
        begin
          if i > 9
          then
            begin
              Nome := copy (Nome, 1, 8);
              insert ('.PL4', Nome, length(Nome)+1);
            end
          else
            insert ('PL4', Nome, length(Nome)+1);
          end
        end
      else
        if i > 9
        then
          begin
            a := copy (Nome, i, 4);
            Nome := copy (Nome, 1, 8);
            insert (a, Nome, length(Nome)+1);
          end;
        end;
      end;
    end;

end;

Procedure CriaJanela;

const
  X1 = 2;
  Y1 = 2;
  X2 = 78;
  Y2 = 24;
  AltoEsq = #201;
  BarrHor  = #205;
  AltoDir  = #187;
  BarrVer  = #186;
  BaixEsq  = #200;
  BaixDir  = #188;

var
  i   : integer;
```

```

begin
Window (1,1,80,25);
Clrscr;
gotoXY (X1-1, Y1-1);
write (Altoesq);
for i := X1 to X2 do
begin
gotoXY (i, Y1-1);
write (BarrHor);
end;
gotoXY (X2+1,Y1-1);
write (AltoDir);
i := (X2 - X1) div 2 + X1 - 15;
gotoXY (i, Y1-1);
write ('      FLECHA DOS CONDUTORES      ');
for i := Y1 to Y2 do
begin
gotoXY (X1-1, i);
write (BarrVer);
gotoXY (X2+1, i);
write (BarrVer);
end;
gotoXY (X1-1, Y2+1);
write (BaixEsq);
for i := X1 to X2 do
begin
gotoXY (i, Y2+1);
write (BarrHor);
end;
gotoXY (X2+1, Y2+1);
write (BaixDir);
window (X1,Y1, X2,Y2);

end;

procedure CalculaNodal (var Yt, Ys: cmat3; var Yn : cmat6);
var i, j : byte;
begin
for i := 1 to Nfase do
for j := 1 to Nfase do
begin
soma(Yt[i,j], Ys[i,j], Yn[i,j]);
soma(Yt[i,j], Ys[i,j], Yn[i+Nfase,j+Nfase]);
Yn[i,j+Nfase].r := Yt[i,j].r;
Yn[i,j+Nfase].i := Yt[i,j].i;
Yn[i+Nfase,j].r := Yt[i,j].r;
Yn[i+Nfase,j].i := Yt[i,j].i;
end;
end;

Procedure EntradaDeDados;

var
Comentario,
strFinicial : string;
data, tempo : string[10];
NFases,
Ndec,
Npontos,
freq,
NumeroDeColunas,
i, j, k,
linhal : integer;

```

```

Aant,
A      : real;
Ytr, Ysh : cmat3;
Ynodal : cmat6;

function EscreveNumero (num : real; tamanho : byte) : string;
var
    aux, aux1,
    aux2,
    strnumero : string;
begin
    str (num, strnumero);
    aux := copy (strnumero, 1, pos(strnumero, '.')+tamanho-4);
    aux1 := copy (strnumero, length(strnumero)-5, 2);
    aux2 := copy (strnumero, length(strnumero)-1, 2);
    EscreveNumero := aux+aux1+aux2;
end;

Function ArquivoExiste : boolean;
var
    f : text;
begin
    {$I-}
    assign (f, NomeDados);
    reset (f);
    close (f);
    {$I+}
    ArquivoExiste := (IOResult = 0);

end;

begin
    gotoXY (4, 4);
    write ('Nome do arquivo de dados <.LIS> :');
    i := 0;
    repeat
        gotoXY (38, 4);
        readln (NomeDados);
        TrataNome (NomeDados);
        inc (i);
        if not (ArquivoExiste)
            then
                if i = 3
                    then ErroSemDados
                    else
                        begin
                            gotoXY (4, 22);
                            write ('Arquivo inexistente forneça outro nome');
                            gotoXY (38, 4);
                            write (' ');
                        end
                    until ArquivoExiste;

    if i <> 0
        then
            begin
                gotoXY (4, 22);
                write (' ');
            end;
    NomeSaida := copy (NomeDados, 1, pos('.', NomeDados)-1);
    insert ('.SAI', NomeSaida, length(NomeSaida)+1);
    gotoXY (4, 9);
    write ('Arquivos de saida : '+NomeSaida);

```

```

NomeSaida2 := copy (NomeDados, 1, pos('.',NomeDados)-1);
insert ('.INC', NomeSaida2, length(NomeSaida2)+1);
gotoXY (4, 13);
write ('Arquivos de saida : '+NomeSaida2);

gotoXY (4, 14);
write ('Lendo Dados ...');
assign (entrada, NomeDados);

gotoXY (4, 26);
write ('Numero de Fases :');
i := 0;
gotoXY (18,24);
readln (Nfase);

gotoXY (4, 26);
write ('Numero de decadas :');
i := 0;
gotoXY (18,24);
readln (Ndec);

gotoXY (4, 26);
write ('Numero de pontos/decada :');
i := 0;
gotoXY (18,24);
readln (Npontos);

reset (entrada);
assign (saida, NomeSaida);
rewrite (saida);
assign (saida2, NomeSaida2);
rewrite (saida2);
k := 0;
freq := 0;
repeat
  readln (entrada);
  k := 0;
  for i := 1 to Nfase do
    for j := 1 to Nfase do
      begin
        read (entrada, Ytr[i,j].r, Ytr[i,j].i);
        inc (k);
        if (k mod 2) = 0
          THEN readln (entrada);
      end;
  if (k mod 2) <> 0
    THEN readln (entrada);
  readln (entrada, comentario); { Y SH}
  k := 0;
  for i := 1 to Nfase do
    for j := 1 to Nfase do
      begin
        read (entrada, Ysh[i,j].r, Ysh[i,j].i);
        inc (k);
        if (k mod 2) = 0
          THEN readln (entrada);
      end;
  if (k mod 2) <> 0
    THEN readln (entrada);
  CalculaNodal (Ytr, Ysh, Ynodal);
  inc(freq);
  if freq > 1
    THEN

```

```

begin
  writeln (saida, comentario);
  for i := 1 to 2*nfase do
    begin
      k := 0;
      for j := 1 to i do
        begin
          write (saida, ' ', Ynodal[i,j].r:18, ' ', Ynodal[i,j].i:18);
          inc (k);
          if (k mod 2) = 0
            THEN writeln (saida);
          end;
          if (k mod 2) <> 0
            THEN writeln (saida);
          end;
        end;
      if freq = 2
        THEN
          begin
            writeln (saida2, comentario);
            for i := 1 to 2*nfase do
              for j := 1 to i do
                begin
                  if j = 1
                    then
                      begin
                        write (saida2, '5', i:1);
                        for k := 1 to 24 do
                          write (saida2, ' ');
                          writeln (saida2, escreveNumero(Ynodal[i,j].r, 16):16,
                                escreveNumero(Ynodal[i,j].i, 16):16,
                                ' { row ', i:1, ' of 6x6 [Y] in mhos');
                        end
                      end;
                    else
                      begin
                        for k := 1 to 26 do
                          write (saida2, ' ');
                          writeln (saida2, escreveNumero(Ynodal[i,j].r, 16):16,
                                escreveNumero(Ynodal[i,j].i, 16):16);
                        end;
                      end;
                end;
              end;
            end;
          end;
        until eof(entrada);
      {until (eof(entrada) or (freq = succ(ndec*Npontos)))};
    close (entrada);
    close (saida);
    close (saida2);
  end;

```

Procedure RemoveJanela;

```

var
  i : integer;

begin
  Window (1,1,80,25);
  Clrscr;
end;

```

Procedure MaisCaso;

```
var
    resposta : string20;

begin

resposta := '';
gotoXY (4, 20);
write ('Voc'+#136+' quer rodar outro caso ? (Sim, N'+#132+'o)');
while (resposta <> 'S') and (resposta <> 'N') do
    begin

        gotoXY (46,20);
        readln (resposta);
        resposta := UpCase(resposta[1]);
        if resposta = 'N'
            then RodaDeNovo := false
            else if resposta = 'S'
                then RodaDeNovo := true;

    end;

end;

begin

    RodaDeNovo := true;

    CriaJanela;

    while RodaDeNovo do
        begin

            clrscr;

            EntradaDeDados;

            MaisCaso;

        end;

    RemoveJanela;

end
```

F.4 - Texto Explicativo sobre Rotina Semlyen e Frequency Scan

UTILIZING THE FREQUENCY SCAN FEATURE OF ATP-EMTP

Mustafa Kizilcay
Lahmeyer International GmbH
Niederrad - Lyoner Str. 22
D-60528 Frankfurt(Main), Germany

Keywords

frequency response, frequency scan, frequency-dependence, port-immittance, MODELS, JMARTI, SEMLYEN SETUP.

Abstract

The FREQUENCY SCAN feature of ATP-EMTP enables not only to compute the frequency response of a linear network with lumped elements but also any system component with frequency-dependent and/or distributed parameters can be included in the electrical network. Especially, the frequency-dependence of transmission line parameters has a significant impact on the frequency response of network immittances and should be considered in the Frequency Scan computation. This paper summarizes already existing, but not well-known and new additional features of Frequency Scan, that have been implemented in the ATP-EMTP in cooperation with the program developers in Portland recently.

1 Introduction

The FREQUENCY SCAN feature of ATP-EMTP is not an actual frequency response computation program for network port immittances. It allows for the repetition of the steady-state solution as the frequency of sinusoidal sources is automatically incremented from the beginning to ending frequency. The frequency increment between successive solutions can be uniform (linear) or logarithmic. Except full branch output and injection printout of the phasor solution (miscellaneous data parameter KSSOUT = 1), only node voltage is available as FREQUENCY SCAN output. Node voltage is outputted as an complex phasor in both polar (magnitude and angle) and in rectangular (real and imaginary part) forms.

However, the FREQUENCY SCAN of ATP-EMTP can be utilized to produce frequency response of port immittances (e.g. driving-point impedance) of a power network including the frequency-dependence of desired system components like lines, transformers or loads. There are modelling capabilities for transmission lines within FREQUENCY SCAN, that take into consideration the frequency-dependence and the feature of homogenous distribution of line parameters.

Using recently implemented interface of MODELS to FREQUENCY SCAN by the author Laurent Dubé of MODELS [1], not only the complex node voltages determined as the only output of FREQUENCY SCAN, but also switch currents can be processed further in a routine created

using MODELS to produce, for example, Bode diagrams with magnitude in decibel or to obtain port admittances in a convenient way without adding current measuring ideal transformers to the network.

2. Incorporation of the Frequency-Dependent Admittance Matrices into FREQUENCY SCAN Computation

A not well-documented feature of FREQUENCY SCAN allows to merge nodal admittance submatrices of any system component or group of components over the desired frequency range into the frequency scan computation (see Section II-A-16 of [2]). This way, the frequency dependence of desired components like transmission lines, transformers can be taken into account during FREQUENCY SCAN computations. Since such data ($[Y]$ matrices) can be generated outside of EMTP, the user is flexible to input frequency dependent data either measured or computed using any other program. The only restriction is the $[Y]$ matrix must be symmetric, i.e. only the lower triangle is inputted. The procedure is outlined in Fig. 1

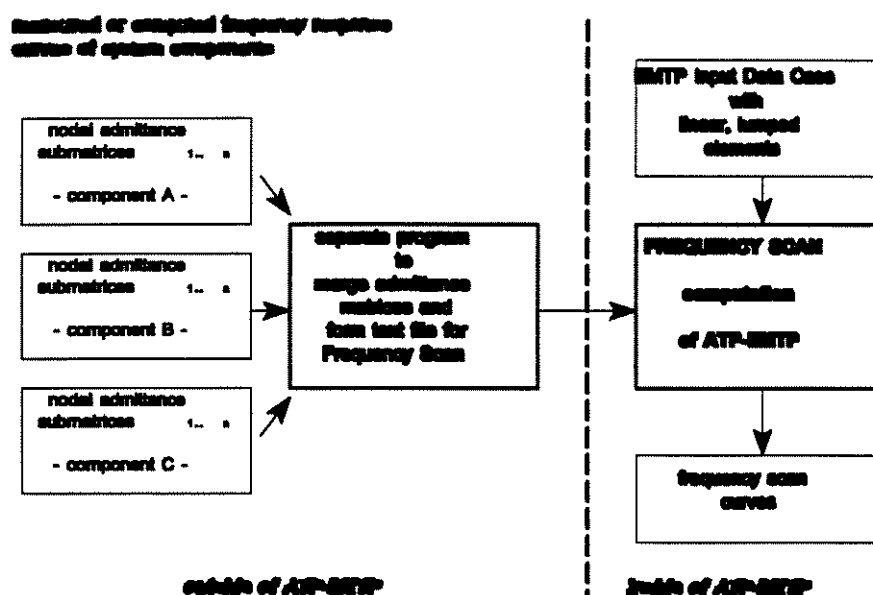


Fig.1 Incorporation of externally produced frequency response curves into Frequency Scan computation

2.1 Input Data Format

The nodal admittance matrices $[Y(f_i)]$ over a given frequency range ($f_{\min} \leq f_i \leq f_{\max}$) are to be provided for EMTP as a text file (FORMATTED), that will be connected using \$OPEN. Additionally, the nodal admittance matrix (or a group of submatrices for different elements) at $f = f_{\min}$ must be entered as type-51 elements. Unlike coupled RL-branches that are defined by node name pairs on each type-51 card, only half of the node name fields is needed to be entered, leaving the remaining fields blank (see EMTP benchmark DC-11, first subcase).

Following rules should be followed:

1. Connect the file of [Y] matrices to I/O channel LUNIT8 using \$OPEN
\$OPEN, UNIT=8 FILE=<filename> FORM=FORMATTED STATUS=OLD
This card must precede FREQUENCY SCAN request card.
2. To ensure no frequency scaling of [Y] (unit mho), two \$UNITS cards are inserted before and after entering type-51 cards for $f = f_{min}$:

\$UNITS, .1591549431, 0.0,

causes that the scaling factor of [L] becomes unity. Instead of a frequency value, $1/(2\pi)$ must be entered. Miscellaneous data parameter COPT is not used for the [Y] data input mode.

\$UNITS, 50., 0.0,

this card follows type-51 data cards to restore original frequency values.

3. The file containing admittance matrices, that are ordered with increasing frequency, is a text file (FORMATTED). There must be one set of $[Y(f_i)]$ data for each frequency starting from $f = f_{min}$. Note that, nodal admittance matrix at $f = f_{min}$ must be entered twice, i.e. additionally on type-51 cards in the EMTP data case. Each data set consists of a single, arbitrary comment line followed by $[Y(f_i)]$.
4. As [Y] data, either single nodal admittance matrix for each frequency can be supplied or several admittance submatrices form a [Y] data set.
5. Since [Y] is symmetric, only the lower-triangle is inputted. Each matrix element is entered as a (G, B) pair. Each data line contains max. 2 matrix elements with format 4E20.0. No node names are used, since they are already known by type-51 cards. Data are inputted by rows of the lower-triangle up to and including the diagonal element. Each row starts on a new data line.
6. The frequency increment (linear or logarithmic) used to create [Y] data set must be the same of FREQUENCY SCAN computation.

2.2 Application

The frequency dependent nodal admittance matrices of a 20-kV/0.4-kV distribution transformer were created using a separate program for the positive-sequence system in the frequency range from 50 Hz up to 100 kHz. [Y] data are stored in a text file called NQ_YTR.MAT using format 4E20.0. Following transformer data were available:

Rated power: 250 kVA
 Rated voltage (HV/LV): 20 kV / 0.4 kV
 Impedance voltage: 3.81 %
 Resistive part of imp. voltage: 1.31 %
 No-load losses: 570 W
 No-load current: 0.36 % of rated current

Equivalent winding capacitances (measured values):

HV winding - ground: 0.35 nF
 LV winding - ground: 5.80 nF
 HV winding - LV winding: 0.64 nF

The frequency dependence of winding resistances is taken into account by a empirical formula [3]:

$$R(f) = R_{fbase} \left[1 + a \left(\frac{f}{f_{base}} - 1 \right)^b \right] \quad (1)$$

where

$a = 0.2$
 $b = 1.5$
 $f_{base} = 50 \text{ Hz.}$

Fig. 2 shows the positive-sequence short-circuit impedance seen from the HV-side of the transformer obtained by FREQUENCY SCAN computation. The measured impedance (only magnitude) is taken from [4]. The list of EMTP data case is given in Appendix 1.

3 Distributed-Parameter Transmission Lines

Following two important features of transmission lines (overhead lines and cables) should be considered in the frequency response computations of network immittances:

- homogenous distribution of line parameters;
- frequency-dependence of line parameters due to skin effect in conductors and in the ground.

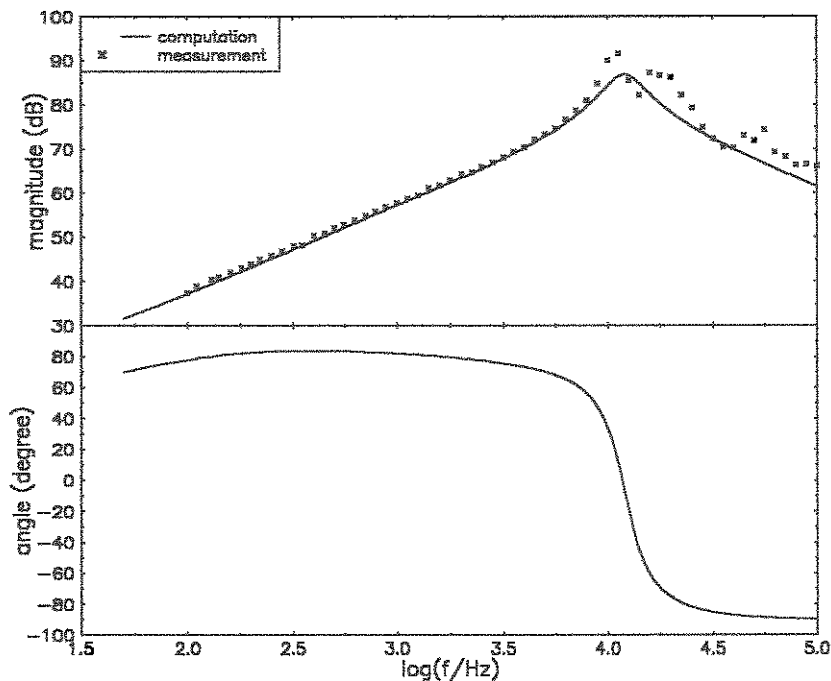


Fig. 2 Positive-sequence impedance of a 20-kV/0.4-kV transformer seen from HV-side (LV terminals short-circuited)

The first feature of lines implies that there are infinite number of resonant frequencies, whereas the second feature states that the damping of line resonances grows with increasing frequency.

As far as known to the author, there are three different modelling facilities for lines with different capabilities to be considered in the FREQUENCY SCAN computations.

3.1 EXACT PHASOR EQUIVALENT Request for Constant-Parameter Distributed Line Model

The special request EXACT PHASOR EQUIVALENT (Section II-A-53 of [2]) activates well-known long-line formulas for the phasor solution:

$$\begin{bmatrix} [I_1] \\ [I_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_{11}(\omega_i)] & -[Y_{12}(\omega_i)] \\ -[Y_{21}(\omega_i)] & [Y_{22}(\omega_i)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [V_1] \\ [V_2] \end{bmatrix} \tag{2}$$

where

$$\begin{aligned} [Y_{11}(\omega_i)] &= [Y_c(\omega_i)][T_v(\omega_i)][\coth(\gamma_m(\omega_i)l)][T_v(\omega_i)]^{-1} \\ [Y_{12}(\omega_i)] &= [Y_c(\omega_i)][T_v(\omega_i)][\operatorname{cosech}(\gamma_m(\omega_i)l)][T_v(\omega_i)]^{-1} \\ [Y_{22}(\omega_i)] &= [Y_{11}(\omega_i)] \end{aligned}$$

- $[Y_c(\omega_i)]$ characteristic admittance matrix in phase-coordinates
- $[T_v(\omega_i)]$ transformation matrix for voltages
- $\gamma_m(\omega_i)$ modal propagation coefficient ($= \alpha_m + j\beta_m$)
- l line length

In general, all the elements of $[Y_c]$, $[T_v]$, $[\coth(\gamma_m l)]$ and $[\operatorname{cosech}(\gamma_m l)]$ are frequency dependent, whereas for balanced transmission lines $[T_v]$ is constant over the whole frequency range.

EXACT PHASOR EQUIVALENT does not take into consideration the frequency-dependence of line parameters, i.e. they are calculated at one certain frequency (power frequency) . This line representation is suitable therefore for Frequency Scan computation of positive-sequence immittances in a frequency range up to 10 kHz, e.g. for harmonic studies.

Fig. 3 shows the frequency response curve of the driving-point, positive- and zero-sequence impedances seen from the sending end of a 110-kV overhead line (length 42 km) with receiving end short-circuited. The EMTP data case is given in Appendix 2.

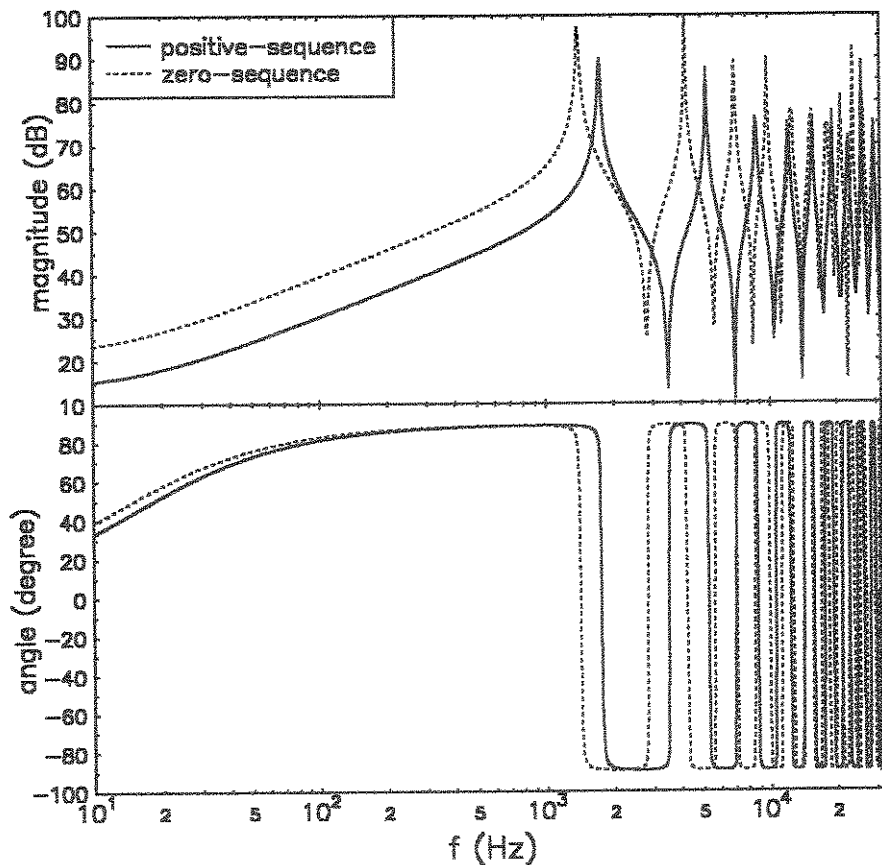


Fig. 3 Positive- and zero-sequence, driving-point impedance of a 110-kV overhead line represented by constant-parameter, distributed line model

3.2 JMARTI Frequency-Dependent Line Model

The model data created by JMARTI SETUP can be used in Frequency Scan computation, that take into consideration the frequency-dependence of distributed line parameters. JMARTI line model is not exact in a mathematical sense, because the model data are obtained from the line parameters in frequency domain by means of an approximation method [5]. Further, the transformation matrix (Eq. (2)) selected at one frequency is assumed to be constant over the whole frequency range, which is not necessarily applicable for unbalanced lines.

Although JMARTI SETUP can be applied theoretically also for cables, it was originally developed to produce frequency-dependent model of overhead lines. Consequently, the approximation method is suitable for fitting overhead line parameters.

3.3 Utilization of Admittance Matrices Created by SEMLYEN SETUP Routine

Required parameters of transmission lines given in Eq. (2) to build the nodal admittance matrix are computed from the geometrical and electrical data of conductors using supporting EMTP routines LINE CONSTANTS (Chapter XXI of [2]) and CABLE CONSTANTS (Chapter XXIII of [2]). SEMLYEN SETUP supporting routine (Chapter XXII of [2]), that generates actually data for the corresponding frequency-dependent line model in EMTP, is used to output transfer admittance matrix $[Y_{\pi, tr}]$ and shunt admittance matrix $[Y_{\pi, sh}]$ of the π -circuit representation in a given frequency range. The main advantage of choosing SEMLYEN SETUP routine is its interface to both LINE CONSTANTS and CABLE CONSTANTS, i.e. frequency-dependent admittance matrices of overhead lines as well as of cables can be computed.

A separate program can be used to build from the matrices $[Y_{\pi, tr}]$ and $[Y_{\pi, sh}]$ generated by SEMLYEN SETUP the nodal admittance matrix in the given frequency range at discrete frequency points according to the following relations

$$\begin{aligned} [Y_{11}] &= [Y_{22}] = [Y_{\pi, tr}] + [Y_{\pi, sh}] \\ [Y_{12}] &= [Y_{21}] = [Y_{\pi, tr}] \end{aligned}$$

The resultant admittance submatrices can be incorporated into ATP-EMTP as explained in Section 2. The line representation through this method is exact including unbalanced lines, since the admittance matrices are calculated directly in phasor coordinates at each frequency.

The steps of creating nodal admittance submatrices of lines for Frequency Scan computation are outlined in Fig. 4.

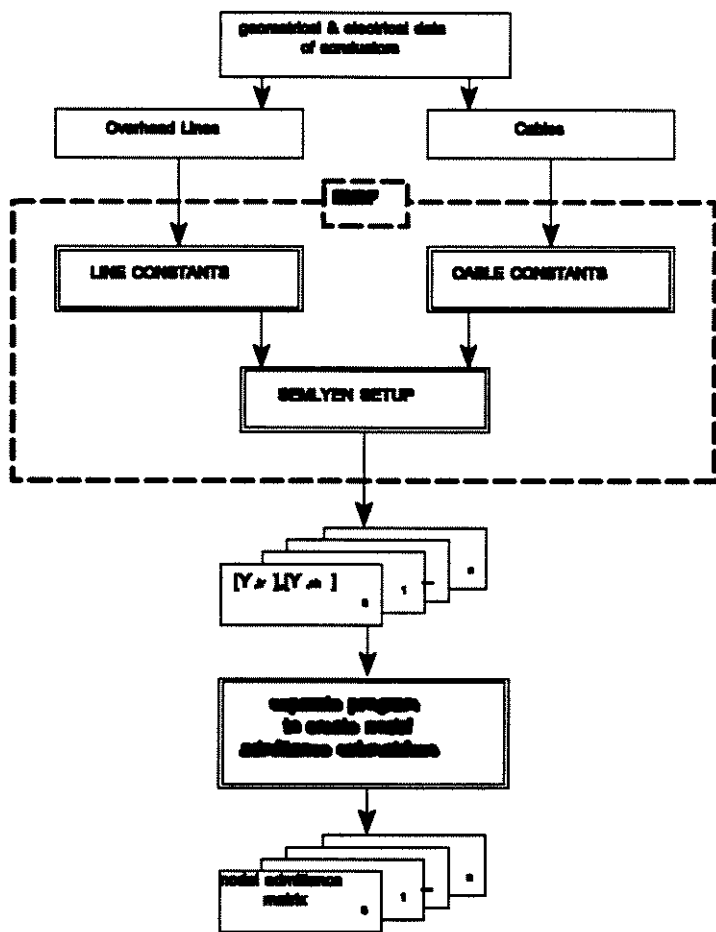


Fig. 4 Creation of nodal admittance matrices for transmission lines using SEMLYEN SETUP

For comparison purpose (see Fig. 3), the driving-point impedance of the 110-kV balanced overhead line with frequency-dependent parameters is given in Fig. 5.

4. MODELS Interface to FREQUENCY SCAN

Recently implemented interface [6] of MODELS to FREQUENCY SCAN allows to process the results of Frequency Scan computation. The node voltages and switch currents as complex quantities can be passed to MODELS as INPUT variables.

When MODELS is used during Frequency Scan of EMTP, the MODELS variable *t* is used to carry the value of the present frequency used in EMTP's Frequency Scan. All variables and functions of MODELS making explicit or implicit references to time are automatically transformed to make the same references to frequency.

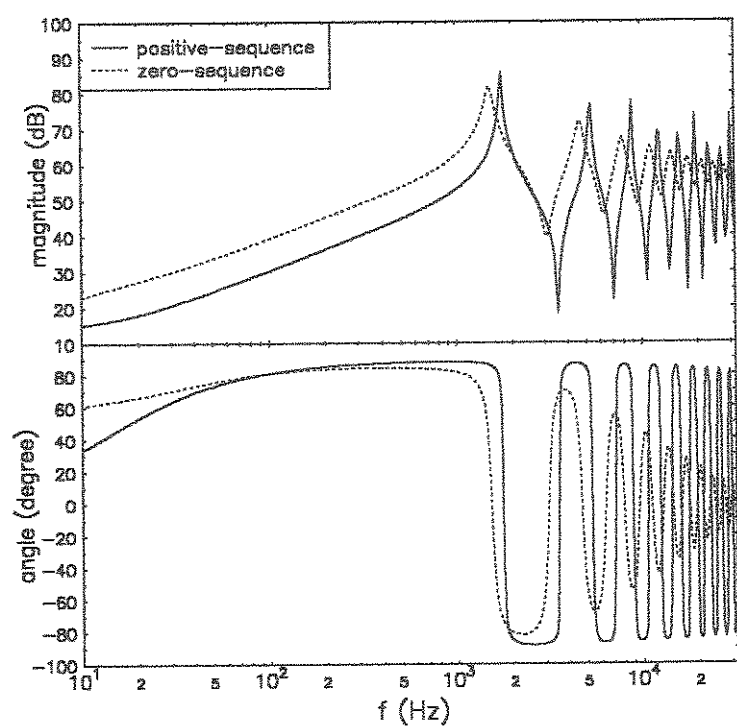


Fig. 5 Positive- and zero-sequence, driving-point impedance of a 110-kV overhead line with frequency-dependent parameters

Examples:
timestep holds the frequency increment between the previous frequency (*prevtime*) and the present frequency (*t* or *simtime*);
deriv(y) calculates the derivative of *y* with respect to frequency
integral(y) calculates the integral of *y* with respect to frequency
prevval(y) returns the value of *y* at the previous frequency
predval(y,a) returns the predicted value of *y* at frequency *a*
etc...

diffeq(a0|D0+a1|D1+...)|y:=x calculates the value of *y* from a differential equation expressed in terms of frequency, i.e.

$$a_0 y + a_1 \frac{dy}{df} + a_2 \frac{d^2 y}{df^2} + \dots = x$$

The EMTP data case given in Appendix 2 shows the usage of MODELS in a Frequency Scan computation.

At this stage, MODELS output goes through *write1* and/or *write2* only into text files MODEL.1 and/or MODEL.2. MODELS variables cannot be included in the plot file (.PL4) of ATP.

5. Future Outlook

It is proposed that the separate program required at present to build the nodal admittance matrices in the given frequency from the matrices $[Y_{\pi,lr}]$ and $[Y_{\pi,sh}]$ generated by SEMLYEN SETUP in the desired input format for Frequency Scan should be integrated in SEMLYEN SETUP. This will be a significant improvement of ATP-EMTP, since it enables the frequency-dependent representation of overhead lines and cables in Frequency Scan computations.

The intention for the established interface of MODELS to Frequency Scan of ATP-EMTP is to include in future an approximation method via external Fortran model to produce model data for reduced-order network equivalents.

Further, it is proposed that MODELS variables should be included in the plot data of Frequency Scan through *record* statement as in the case of time-domain simulations, so that they can be also plotted using TPLOT or PCPLOT.

6. References

- [1] L. Dubé, I. Bonfanti, "MODELS: A New Simulation Tool in the EMTP", ETEP (European Transactions on Electrical Power Engineering), vol. 2, no. 1, pp. 45-50, 1992.
- [2] ATP-Rule Book, Can/Am EMTP User Group, Portland, Oregon, USA, 1994.
- [3] G. Funk, T. Hantel, "Frequency Dependence of Power System Components", etzArchiv, vol. 9, no. 11, pp. 349-356, 1987 (in German).
- [4] T. Hantel, "Frequency-Dependent Equivalents of System Components of HV power networks, Ph.D. thesis, University of Hannover, 1985 (in German).
- [5] J. Marti, "Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations", IEEE Trans. on Power App. and Systems, vol. PAS-101, pp. 147-157, 1982.
- [6] Private correspondence with L. Dubé via E-mail dated August 19, 1993.

Appendix 1

EMTP data case showing the incorporation of nodal admittance submatrices of a 20-kV/0.4-kV transformer produced by a separate program.

```

.....
BEGIN NEW DATA CASE
C
C  Advanced EMTP Summer Course 1993 (Kizilcay)
C
C  FREQUENCY SCAN computation of the positive-sequence, driving-point
C  impedance of a 20-kV/0.4-kV distribution transformer seen from the
C  HV side. The LV winding is short-circuited at the terminals.
C  Frequency dependent [Y] data were created using a separate program.
C
$OPEN, UNIT=8 FILE=nq_ytr.mat FORM=FORMATTED STATUS=OLD
FREQUENCY SCAN, 50., 0.0, 100000., 50.,
  0.2   -1.0   50.   0.
      1       1       1       0                               1
$UNITS, .159154943, 0.,
$VINTAGE, 1
51HV-W LV-W          0.9024370E-02  -0.2464602E-01
52                  0.1006936E+01  -0.8415833E+00
                   0.2256674E+02  -0.6162223E+02
$VINTAGE, 0
$UNITS, 50., 0.,
C LV side is short-circuited using a small resistance (1.E-5  $\Omega$ )
  LV-W          .00001
BLANK end of branches
BLANK end of switches
C A sinusoidal current source of 1 Ampere is applied to HV-winding
14HV-W -1       1.       50.       0.                               -1.
BLANK end of sources
C Node voltage of HV winding is at the same time transformer impedance
  HV-W
BLANK end of output request
BLANK end of plot request
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK end of EMTP data case
.....

```

Excerpt from the File NQ_YTR.MAT Containing [Y]-Data

```

C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C  real part  >< imaginary part ><  real part  >< imaginary part >
C      1      50.0000000000  -- Comment line for each frequency --
9.024370461702E-03 -2.464601956308E-02
1.006936311722E+00 -8.415832519531E-01  2.256673812866E+01 -6.162223052979E+01
      2      52.3564274025
8.370772004128E-03 -2.374093048275E-02
9.560084342957E-01 -8.187347054482E-01  2.093238830566E+01 -5.935950469971E+01
      3      54.8239098072
7.762122899294E-03 -2.285474725068E-02
9.074985980988E-01 -7.955815792084E-01  1.941037559509E+01 -5.714403533936E+01
      .
      .
      .
      164      90985.0429305
7.426468073390E-06  7.603227859363E-04
3.062583273277E-04  2.930844129878E-05  1.856880448759E-02 -1.081378292292E-02
      165      95273.0358982
7.048894985928E-06  7.968404097483E-04

```

```

2.720658376347E-04  4.214915679768E-05  1.762471161783E-02  -9.611198678613E-03
      166          99763.1157484
6.687218046864E-06  8.350320858881E-04
2.389025175944E-04  5.439199958346E-05  1.672040298581E-02  -8.470062166452E-03
      167          104464.806543
6.341016160150E-06  8.749790140428E-04
2.066925226245E-04  6.610623677261E-05  1.585480012000E-02  -7.385942153633E-03

```

Appendix 2**EMTP data case showing the usage of EXACT PHASOR EQUIVALENT and MODELS interface to FREQUENCY SCAN.**

```

=====
BEGIN NEW DATA CASE

```

```

C
C   European EMTP Meeting, DTU, Lyngby 1994 (Kizilcay)
C
C   Frequency scan of the zero-sequence, dp-impedance of a 110-kV overhead
C   line represented by distributed, constant parameter line model.
C   Line parameters determined at f=50 Hz are used. The special request
C   EXACT PHASOR EQUIVALENT activates the application of long-line
C   formulas in a matrix form.
C   Transmission line is short-circuited at the far end.
C   Frequency range: 10 Hz .. 100 kHz
C

```

```

EXACT PHASOR EQUIVALENT

```

```

FREQUENCY SCAN, 10., 0.0, 100000., 150.,
      1.E-5 -1.0      50.      50.
      1          1          1          0          2

```

```

C =====

```

```

MODELS

```

```

INPUT v_Re_AA      {v(AA_R)}      -- real part of voltage at node AA-R
      v_Im_AA      {imssv(AA_R)}  -- imag part of voltage at node AA-R

```

```

MODEL bode -----

```

```

VAR pass          -- count number of frequency points
  Zmag_db         -- Magnitude of the impedance in dB
  Zphase         -- Phase angle of the impedance in degree
  freq           -- Frequency, value of 't'
INPUT Z_Re       {dflt: 0}      -- to verify that all types of inputs are
  Z_Im          {dflt: 0}      -- accessed correctly

```

```

INIT

```

```

  pass:=0

```

```

ENDINIT

```

```

EXEC

```

```

  pass:=pass+1

```

```

  IF pass = 1 THEN

```

```

    WRITE1('ZERO-SEQUENCE, DRIVING-POINT IMPEDANCE OF A 110-kV OHTL')

```

```

    WRITE1('          *** processed by MODELS ***')

```

```

    WRITE1(' ')

```

```

    WRITE1('frequency (Hz)      Z-mag (decibel)      Z-angle (degree)')

```

```

    WRITE1('-----')
  ENDIF

```

```

  Zmag_db := 20 * LOG10( SQRT(Z_Re**2 + Z_Im**2) )
  Zphase  := ATAN( Z_Im / Z_Re ) * 180 / PI

```

```

  freq    := t

```

```

  WRITE1( freq, '          ', Zmag_db, '          ', Zphase )

```

```

ENDEXEC

```

```

ENDMODEL

```

```

USE bode as bode

```

```

  INPUT  Z_Re := v_Re_AA
        Z_Im := v_Im_AA

```

```

ENDUSE

```

```

ENDMODELS

```

```

C =====

```

```

C

```

```

C -- Distributed-parameter 110-kV overhead line (l=42 km) --
C -- Positive- and zero-sequence data at f=50 Hz
C   R'zero = 0.278 ohm/km   R'pos = 0.116 ohm/km
C   X'zero = 1.123 ohm/km   X'pos = 0.384 ohm/km
C   B'zero = 1.566 μmho/km B'pos = 2.959 μmho/km
-1AA_R BB_R      .278 1.123 1.566 42. 0 0 0
-2AA_S BB_S      .116 0.384 2.959 42. 0 0 0
-3AA_T BB_T
C
  BB_R      .00001
  BB_S      .00001
  BB_T      .00001
BLANK card ending branches
BLANK card ending switches
C -- Homopolar symmetric sinusoidal current sources --
14AA_R -1      1.      50.      0.      -1.
14AA_S -1      1.      50.      0.      -1.
14AA_T -1      1.      50.      0.      -1.
BLANK card ending sources
  AA_R AA_S AA_T
BLANK card ending node voltage output requests
BLANK card ending plot cards
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK card ending data case * * * * *

```

Excerpt from the output file MODELS.1 created by MODELS.

ZERO-SEQUENCE, DRIVING-POINT IMPEDANCE OF A 110-KV OHTL
 *** PROCESSED BY MODELS ***

FREQUENCY (HZ)	Z-MAG (DECIBEL)	Z-ANGLE (DEGREE)
10	23.52825	38.932261
10.15469	23.58141	39.362837
10.311773	23.635554	39.794706
10.471285	23.690689	40.227773
10.633266	23.746819	40.661943
10.797752	23.80395	41.097118
10.964782	23.862086	41.533199
11.134396	23.92123	41.970088
11.306634	23.981387	42.407684
11.481536	24.042559	42.845886
11.659144	24.104749	43.284592
11.839499	24.16796	43.723699
12.022644	24.232192	44.163105
12.208623	24.297447	44.602707
12.397478	24.363726	45.042401
12.589254	24.431029	45.482082
12.783997	24.499355	45.921649
12.981753	24.568704	46.360997
13.182567	24.639075	46.800022
13.386488	24.710465	47.238623
13.593564	24.782873	47.676697
13.803843	24.856297	48.114142
14.017374	24.930732	48.550857
14.234209	25.006175	48.986742
14.454398	25.082623	49.421698
14.677993	25.16007	49.855627
14.905046	25.238513	50.288431
15.135612	25.317945	50.720015
15.369745	25.398361	51.150285
15.6075	25.479754	51.579148
15.848932	25.562119	52.006513
...	...	...

F.5 - Caso Base sobre Geração de Dados da Rotina Semlyen (DC29.dat)

```

BEGIN NEW DATA CASE
C   BENCHMARK DC-29
C   Test of "SEMLYEN SETUP" for 138-mile, single-circuit, 500-kV overhead
C   line that connects "John Day" with "Lower Monumental" (BPA substations).
C   There are 2 ground wires (both eliminated), and each phase consists of a
C   bundle of 2 conductors. Punched LUNIT7 branch cards contribute to DC-31.
C   1st of 3 subcases. 2nd is for Pi-equiv. output (fast). 3rd is bypassed.
C   Solution changed on 23 Oct 1990 due to Mustafa Kizilcay's modifications
C   (preceding commented data has been copied to bottom for preservation).
SEMLYEN SETUP
$ERASE
BRANCH JDA LMA JDB LMB JDC LMC
TOLERANCES 10 5000. { Illustration only; value of FMED actually unchanged
C 345678901234567890123456789012345678901234567890
C 60 80 230 1 7 7777 0 { Semlyen miscellaneous data
C 60 80 1 230 1 7 7777 0 { Semlyen miscellaneous data
C Guido: whenever n4=0(col 26), n1 (col 21) should be 1 !! avoid kill=152
C 200 150 10 230 1 7 7777 0 { Semlyen miscellaneous data
C Guido: overhead lines; rule of thumb: NOO=100-300, NPOINT=150
C Note: Guido modifies Semlyen misc. data card above on 23 Oct 1990 following
C the addition of Mustafa Kizilcay's latest changes. The old one gave
C an early KILL code. Later (November 7th), WSM and THL convert the
C "1 " of columns 21-22 to "10" to make it universal. Although the
C VAX had no trouble reading 10 from the original as I2 information,
C Sun (which agreed with Apollo, so Apollo most likely also was wrong)
C erroneously read unity! Sun seems to ignore blanks in "I" FORMATS.
LINE CONSTANTS
1.3636 .05215 4 1.602 -20.75 50. 50.
1.3636 .05215 4 1.602 -19.25 50. 50.
2.3636 .05215 4 1.602 - 0.75 77.5 77.5
2.3636 .05215 4 1.602 0.75 77.5 77.5
3.3636 .05215 4 1.602 19.25 50. 50.
3.3636 .05215 4 1.602 20.75 50. 50.
0.5 2.61 4 0.386 -12.9 98.5 98.5
0.5 2.61 4 0.386 12.9 98.5 98.5
BLANK card ending conductor cards within "LINE CONSTANTS" data
C 27. 5000. 1 138. { Transient frequency
C 27. 60.00 1 138. { Phasor solution frequency
C 27. 6.00 1 138. 6 20 { log looping
27. 5000. 138. { Transient frequency
27. 60.00 138. { Phasor solution frequency
27. 6.00 138. 6 20 { log looping
BLANK card ending frequency cards of "LINE CONSTANTS" data
C Frequency = 5.00000000E+03
C -----
C Impedance matrix Admittance matrix
C (ohm/mile) (mho/mile)
C 3.2463317E+00 0.0000000E+00 0.0000000E+00 0.0000000E+00
C 6.3079678E+01 5.2869139E-04 -8.2803449E-05 -6.2048083E-05
C 2.3065452E+00 2.0246396E+00 0.0000000E+00 0.0000000E+00
C 1.4273670E+01 5.9110509E+01 5.3917160E-04 -8.2803449E-05
C 2.9595110E+00 2.3065452E+00 3.2463317E+00 0.0000000E+00
C 1.4114577E+01 1.4273670E+01 6.3079678E+01 5.2869139E-04
BLANK card ending "LINE CONSTANTS" data cases
C The following values are computed on the basis of exact diagonalization of the
C Mode to phase voltage Mode to phase current
C transformation matrix transformation matrix
C

```

```
C 1.000000 -1.000000 -0.266985 0.420272 -0.500000 -0.299082
C 0.000000 0.000000 0.019744 0.007566 0.000000 0.006219
C
C 0.711142 0.000000 1.000000 0.224711 0.000000 0.840545
C -0.027600 0.000000 0.000000 -0.012556 0.000000 0.015131
C
C 1.000000 1.000000 -0.266985 0.420272 0.500000 -0.299082
C 0.000000 0.000000 0.019744 0.007566 0.000000 0.006219
C
C Alpha Beta Attenuation
C Mode (neper/mi) (radians/mi) (db/mi)
C 1 0.8245225702687424E-02 0.1861008889722703E+00 0.7161712049448019E-01
C 2 0.4981192766022477E-03 0.1700760589248700E+00 0.4326609063159914E-02
C 3 0.4573686287515477E-03 0.1691150685564419E+00 0.3972653433249082E-02
C Number of frequencies = 121 Starting and ending Hz = 6.0000E+00 6.000E+06
C Fitting of the propagation step response for mode number 1 :
C Iteration Amplitude X(1) X(2) X(3) Error
C 1 7.26461134E-1 1.32035374E+1 1.17295449E+0 2.21313604E-2 7.35218983E-04
C 1 7.13648369E-1 1.45238912E+1 1.17295449E+0 2.21313604E-2 1.23450128E-03
C 1 7.02961062E-1 1.58442449E01 1.17295449E+0 2.21313604E-2 1.78841949E-03
C < < Etc. until final (23-rd) such entries, which is:
C 3 7.67204181E-1 1.05695813E+1 1.17465822E+0 2.53215686E-2 3.72675596E-05
C Successful convergence .... SUBROUTINE TDFIT. Tolerance EPS = 5.00000000E-05
C +++ Warning! TDFIT can not adjust time-domain step response to fit exactly
C Instead, the initial fitting will be used.
C Amplitude 1 Time const. 1 Amplitude 2 Time const. 2 Delay time
C 7.6720418E-01 7.0400012E-05 2.3279582E-01 6.3345970E-04 7.7782236E-04
C Mode 1, time step = 3.72049322E-06 Symbols : "." = Semlyen approximation
C Error Time 0.0 8.93193367E-01
C .1.....1.....1.....1.....1.....1.....1..
C 0.000000E+00 7.62701E-04 .*
C 0.000000E+00 7.66422E-04 ..0
C 0.000000E+00 7.70142E-04 ..0
C 0.000000E+00 7.73863E-04 .. 0
C 0.000000E+00 7.77583E-04 .. 0
C -2.07761E-02 7.81304E-04 . . 0
C -4.84345E-03 7.85024E-04 . *
C 6.50870E-03 7.88745E-04 . 0.
C 1.41364E-02 7.92465E-04 . 0.
C 1.88276E-02 7.96186E-04 . 0.
C 2.12721E-02 7.99906E-04 . 0
C 2.20463E-02 8.03627E-04 . 0
C 2.16177E-02 8.07347E-04 . 0
C 2.03607E-02 8.11068E-04 . 0
C 1.85647E-02 8.14788E-04 . 0
C 1.64473E-02 8.18509E-04 . 0
C 1.41747E-02 8.22229E-04 . 0
C 1.18700E-02 8.25949E-04 . 0
C 9.61526E-03 8.29670E-04 . 0
C 7.46654E-03 8.33390E-04 . 0
$PUNCH
C -1JDA LMA 5.72862E-03 7.77822E-04 1 1 2 2 3
C 1.76406006E+01 9.04231135E+01-1.97906661E-04 1.44978522E-03 6.00000000E+01
C 0.00000E+00 1.42045E+04 7.67204E-01 0.00000E+00 1.57863E+03 2.32796E-01
C 0.00000E+00 1.70053E+05-7.75536E-04 0.00000E+00 5.92740E+02-1.43454E-03
C -1JDB LMB 7.00175E-03 7.40982E-04 2 2 2 2 3
C 5.19844042E-01 4.16341654E+01-1.59314154E-05 1.96071950E-03 6.00000000E+01
C 0.00000E+00 1.82512E+05 9.69335E-01 0.00000E+00 2.58428E+03 3.06652E-02
C 0.00000E+00 9.60136E+03-1.29672E-04 0.00000E+00 5.91248E+01-4.28783E-04
C -1JDC LMC 4.11495E-03 7.40975E-04 3 3 2 2 3
C 2.42272029E+00 7.27673245E+01-1.71561794E-05 1.15316857E-03 6.00000000E+01
C 0.00000E+00 4.30709E+05 9.63717E-01 0.00000E+00 1.32518E+03 3.62828E-02
C 0.00000E+00 2.12922E+03-1.21998E-04 0.00000E+00 8.97571E+01-3.32339E-04
C 1.00000E+00 0.00000E+00 1.00000E+00 0.00000E+00-2.66985E-01 0.00000E+00
```

```

C 7.11142E-01 0.00000E+00-1.02636E-14 0.00000E+00 1.00000E+00 0.00000E+00
C 1.00000E+00 0.00000E+00-1.00000E+00 0.00000E+00-2.66985E-01 0.00000E+00
C 4.20272E-01 0.00000E+00 5.00000E-01 0.00000E+00-2.99082E-01 0.00000E+00
C 2.24711E-01 0.00000E+00-5.36721E-15 0.00000E+00 8.40545E-01 0.00000E+00
C 4.20272E-01 0.00000E+00-5.00000E-01 0.00000E+00-2.99082E-01 0.00000E+00
BLANK card ending "SEMLYEN SETUP" data cases
BEGIN NEW DATA CASE
C BENCHMARK DC-29
C 2nd of 3 subcases illustrates punching of Pi-equivalents on LUNIT8.
C Feature added by Mustafa Kizilcay of University of Hannover, Oct 88.
C There is no rational function fitting, so execution is fast. Also,
C the time spent in LINE CONSTANTS is minimal: 2 decades, 1 pt/dec.
C { Running interactively ("SPY DC29.") gave debug on second subcase:
DIAGNOSTIC { Somehow needed to erase overlay-25 diagnostic. ??? 9 July 1989
SEMLYEN SETUP
$OPEN, UNIT=8 FILE=dc29out.lis STATUS=UNKNOWN FORM=FORMATTED { Pi-equivalents
will go here
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
60 80 230 3 1 7 4100 4100 { Semlyen miscellaneous data
LINE CONSTANTS
1.3636 .05215 4 1.602 -20.75 50. 50.
1.3636 .05215 4 1.602 -19.25 50. 50.
2.3636 .05215 4 1.602 - 0.75 77.5 77.5
2.3636 .05215 4 1.602 0.75 77.5 77.5
3.3636 .05215 4 1.602 19.25 50. 50.
3.3636 .05215 4 1.602 20.75 50. 50.
0.5 2.61 4 0.386 -12.9 98.5 98.5
0.5 2.61 4 0.386 12.9 98.5 98.5
BLANK card ending conductor cards within "LINE CONSTANTS" data
27. 5000. 138. { Transient frequency
27. 50.00 138. { Phasor solution frequency
27. 6.00 138. 2 1 { log looping
BLANK card ending frequency cards of "LINE CONSTANTS" data
BLANK card ending "LINE CONSTANTS" data cases
$CLOSE, UNIT=8 STATUS=KEEP { Disconnect file now containing Pi-equivalents
BLANK card ending "SEMLYEN SETUP" data cases
BLANK { Note this extra blank will terminate execution, to avoid 3rd subcase
BLANK { 14 Dec 94, we add more, to make 5 even when comments are destroyed
BLANK { 14 Dec 94, we add more, to make 5 even when comments are destroyed
BLANK { 14 Dec 94, we add more, to make 5 even when comments are destroyed
BLANK { 14 Dec 94, we add more, to make 5 even when comments are destroyed
BLANK { 14 Dec 94, we add more, to make 5 even when comments are destroyed
C Transfer [Y] of equivalent Pi for F = 5.0000E+01 Hz. 23-Oct-90 19.45.28
C 1.151519555275E-3 -1.137441619542E-02 -1.060634758717E-04 3.491463556430E-03
C 3.537076770591E-4 3.210624087768E-03 -1.060634758717E-04 3.491463556430E-03
C 2.050900981651E-3 -1.162860843144E-02 -1.060634758717E-04 3.491463556430E-03
C 3.537076770591E-4 3.210624087768E-03 -1.060634758717E-04 3.491463556430E-03
C 1.151519555275E-3 -1.137441619542E-02
C Shunt [Y] of equivalent Pi for F = 5.0000E+01 Hz.
C -8.541869714622E-6 3.665747845891E-04 6.607667284137E-06 -5.660142619185E-05
C -8.648581530269E-6 -4.295696271522E-05 6.607667284137E-06 -5.660142619185E-05
C -2.342599469890E-5 3.722080025785E-04 6.607667284137E-06 -5.660142619185E-05
C -8.648581530269E-6 -4.295696271522E-05 6.607667284137E-06 -5.660142619185E-05
C -8.541869714623E-6 3.665747845891E-04
C Transfer [Y] of equivalent Pi for F = 6.0000E+00 Hz. 23-Oct-90 19.45.28
C 3.262709023195E-2 -7.809118174262E-02 -1.341276675346E-02 2.522775392732E-02
C -1.150007192882E-2 2.343312809664E-02 -1.341276675346E-02 2.522775392732E-02
C 3.436831351543E-2 -7.888248987903E-02 -1.341276675347E-02 2.522775392732E-02
C -1.150007192882E-2 2.343312809664E-02 -1.341276675347E-02 2.522775392732E-02
C 3.262709023195E-2 -7.809118174262E-02
C Shunt [Y] of equivalent Pi for F = 6.0000E+00 Hz.
C -3.427096070385E-8 4.377964661972E-05 2.594787689802E-08 -6.855484667815E-06
C -3.570745329639E-8 -5.136885722574E-06 2.594787689802E-08 -6.855484667815E-06
C -9.461439943596E-8 4.464722732424E-05 2.594787689809E-08 -6.855484667815E-06

```

```

C -3.570745329639E-8 -5.136885722574E-06 2.594787689809E-08 -6.855484667815E-06
C -3.427096070393E-8 4.377964661972E-05
C Transfer [Y] of equivalent Pi for F = 6.0000E+01 Hz. 23-Oct-90 19.45.28
C 9.441668531285E-4 -9.566451344743E-03 -7.083376044220E-05 2.864853469711E-03
C 3.766916044259E-4 2.651337447173E-03 -7.083376044220E-05 2.864853469711E-03
C 1.809395347023E-3 -9.800403930488E-03 -7.083376044219E-05 2.864853469711E-03
C 3.766916044259E-4 2.651337447173E-03 -7.083376044219E-05 2.864853469711E-03
C 9.441668531284E-4 -9.566451344743E-03
C Shunt [Y] of equivalent Pi for F = 6.0000E+01 Hz.
C -1.202671448681E-5 4.408181056666E-04 9.416194169739E-06 -6.772347154278E-05
C -1.218469464166E-5 -5.164200772177E-05 9.416194169739E-06 -6.772347154278E-05
C -3.311677630903E-5 4.467905957272E-04 9.416194169739E-06 -6.772347154278E-05
C -1.218469464166E-5 -5.164200772177E-05 9.416194169739E-06 -6.772347154278E-05
C -1.202671448681E-5 4.408181056666E-04
C Transfer [Y] of equivalent Pi for F = 6.0000E+02 Hz. 23-Oct-90 19.45.28
C -3.712845487162E-3 -5.603787237254E-03 -1.561079196979E-03 4.482090715102E-03
C -3.184914860379E-3 5.584231439014E-03 -1.561079196979E-03 4.482090715102E-03
C -4.822417739649E-4 -7.822757815584E-03 -1.561079196979E-03 4.482090715102E-03
C -3.184914860379E-3 5.584231439014E-03 -1.561079196979E-03 4.482090715102E-03
C -3.712845487162E-3 -5.603787237254E-03
C Shunt [Y] of equivalent Pi for F = 6.0000E+02 Hz.
C 7.516929477229E-3 1.093259393216E-02 3.157367799464E-03 -8.756571161718E-03
C 6.427094062687E-3 -1.089709886987E-02 3.157367799464E-03 -8.756571161718E-03
C 1.100477005468E-3 1.520008342172E-02 3.157367799464E-03 -8.756571161718E-03
C 6.427094062687E-3 -1.089709886987E-02 3.157367799464E-03 -8.756571161718E-03
C 7.516929477229E-3 1.093259393216E-02
BEGIN NEW DATA CASE
C 3rd of 3 subcases, not normally executed, is Rule Book example of XXII-D.
SEMLYEN SETUP
$ERASE
BRANCH SORCA LINEA SORCB LINEB SORCC LINEC
60 80 2 1 7 7777 1637
LINE CONSTANTS
1.3159 .192 4 .858 -10.67 31.5 31.5
2.3159 .192 4 .858 0.00 31.5 31.5
3.3159 .192 4 .858 10.67 31.5 31.5
0.5 9.48 4 0.313 -5.33 40.5 40.5
0.5 9.48 4 0.313 5.33 40.5 40.5
BLANK card ending conductor cards within "LINE CONSTANTS" data
1000. 5000. 18.65 { Transient frequency
1000. 60.00 18.65 { Phasor solution frequency
1000. 60.00 18.65 4 21 { log looping
BLANK card ending frequency cards of "LINE CONSTANTS" data
BLANK card ending "LINE CONSTANTS" data cases
$PUNCH
BLANK card ending "SEMLYEN SETUP" data cases
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

F.6 - Caso Base sobre uso do Elemento 51, 52, 53 com o Frequency Scan (DC11.dat)

```

BEGIN NEW DATA CASE
C BENCHMARK DC-11
C Illustration of data input using [Y]. Matrix comes from DC-9 (or
C more precisely, DCPRINT-25, since DIAGNOSTIC is needed to see it).
C Solution is close to DC-9 (remember limited input [Y] precision).
C Note two $UNITS cards. The 2nd, returning to original XOPT and
C COPT, does nothing, since all data input is completed. But the 1st
C is mandatory whenever [Y] input is used, so input [Y] in mhos will
C be loaded into List-3 tables TR and TX without any scaling. COPT is
C not used, so it can be anything (zero is used below). But XOPT must
C equal the reciprocal of 2 * Pi, since the scaling factor for [L] is
C 2 * Pi times this frequency (.1591549431) in Hz --- which is unity.

```

```

0.0      0.0      60.      { Note XOPT = 60 here --- never actually used
1      1
C New XOPT, COPT = 1.59154943E-01 0.00000000E+00 |$UNITS, .1591549431, 0.0,
C 1st of coupled R-L. 4.80000E-09 1.22811E-04 |51RA1 GA1 4
C -1.000E-07-2.242E-05 9.440E-03-2.574E-02 9.440E-03|52RB1 GB1 -
C 4.300E-08-1.463E-05-8.500E-03 1.673E-02 1.660E-02|53RC1 GC1 4
C -1.000E-07-9.426E-06 1.871E-02-5.030E-02-1.450E-02|54 -
C 4.631E-02-1.156E-02 3.250E-03-8.199E-02 4.631E-02| .
C 1.500E-06 6.459E-06-1.680E-02 5.972E-02 1.897E-02|55 1
C -3.270E-02 3.048E-02 3.607E-02-6.062E-02 3.607E-02| -
C 1.200E-06 4.486E-06 2.090E-03-2.063E-02-2.200E-03|56 1
C 3.660E-03-6.532E-02-2.000E-05 2.742E-02 4.850E-03| .
C New XOPT, COPT = 6.00000000E+01 0.00000000E+00 |$UNITS, 60., 0.0, { Restore
$UNITS, .1591549431, 0.0, { Ensures no scaling of [Y] in mhos. XOPT = 1/(2*Pi)
51RA1 GA1 4.8E-9 1.22811E-04 { 1st row of 6x6 [Y] in mhos
52RB1 GB1 -1.E-7-2.24227E-05.00944-2.57399E-02
53RC1 GC1 4.3E-8-1.46254E-05-.0085 1.67291E-02.01660-4.74760E-02
54 -1.E-7-9.42642E-06.01871-5.03015E-02-.0145 2.40976E-02
.04631-1.15612E-02
55 1.5E-6 6.45897E-06-.0168 5.97172E-02.01897-4.24556E-02
-.0327 3.04757E-02.03607-6.06204E-02
56 1.2E-6 4.48565E-06.00209-2.06269E-02-.0022 3.68953E-02
.00366-6.53239E-02-2.E-5 2.74250E-02.00485 9.93931E-03
$UNITS, 60., 0.0, { Restore original values; "CIMAGE" ends scaling XUNITS = 1.
BLANK card ending branch cards
BLANK card ending non-existent switch cards
14GA1 424.35 60. 0.0 -.1
14RA1 424.35 60. 10.0 -.1
14GB1 424.35 60. -120.0 -.1
14RB1 424.35 60. -110.0 -.1
14GC1 424.35 60. 120.0 -.1
14RC1 424.35 60. 130.0 -.1
C -----
C From bus name | Names of all adjacent busses.
C -----
C RA1 |GA1 *
C GA1 |RA1 *
C RB1 |GB1 *
C GB1 |RB1 *
C RC1 |GC1 *
C GC1 |RC1 *
C -----
BLANK card ending source cards
C Total network loss P-loss by summing injections = 9.326316227367E+03
C End injection: -12.96755041034 44.410354381177 -6429.033843309 9422.7669408263
C End injection: -42.47495983067 -106.9773628 -6888.835943954 -0.6822873
-5RA1 GA1 RB1 GB1 { Mar, 95. Illustrate 2 phasor branch voltage outputs
BLANK card ending output requests
PRINTER PLOT
BLANK card ending non-existent plot cards
BEGIN NEW DATA CASE
C 2nd of 3 subcases will illustrate the request for an exact Pi-equivalent
C to represent constant-parameter distributed lines in the phasor solution.
C Data is from BENCHMARK DCPRI-1, from which the permanently-closed switch
C was removed to simplify. The solution is just a little different. To see
C this, look at generator inject (compare with following lumped-R solution):
C SEND 100. 100. 1.1985672173179 1.9672525544427
C 0.0 0.0 -1.559974114699 -52.4640241
C Acknowledgement: Bob Meredith of New York Power Authority inspired the
C work of this feature by his studies involving phasor
C solutions at high frequencies (200 KHz) for power system
C carrier relaying. Bob found that using lumped R modeling
C gave quite erroneous results. WSM. March 25, 1989
EXACT PHASOR EQUIVALENT { Switch from lumped-R to exact Pi-equiv. of distributed

```

```

PRINTED NUMBER WIDTH, 13, 2, { Request maximum precision (for 8 output columns)
.000100 .020 60. 60.
      1      1      1      1      1      -1
      2      1      5      5      20      20
REC      .001 { Near short at receiving end to ground } 3
-1SEND REC      0.3 0.4 12.6 100. { 1-phase distributed line
BLANK card ending branch cards
BLANK card ending switch cards
14SEND      100. 60. { 60-Hz phasor solution } -1.
BLANK card ending source cards
C SEND      100. 100. 1.2001187442482 1.966491078825
C      0.0 0.0 -1.557819682377 -52.3899333
C REC .00119991725341 .00201685894214 -1.199917253405 2.0168589421448
C      -.001621085617 -53.4913908 1.6210856169526 126.5086092
C Total network loss P-loss by summing injections = 6.000593721241E+01
C Solution at nodes with known voltage. Nodes that are shorted together by swi
C SEND      100. 100. 1.2001187442482 1.966491078825
C      0.0 0.0 -1.557819682377 -52.3899333
C      Step      Time      REC      REC      SEND      REC
C      TERRA      TERRA
C      0      0.0 .0011999173 .0011999173 100. 1.199917253
C      1      .1E-3 .0012601784 .0012601784 99.92894726 1.260178379
C      2      .2E-3 .0013186574 .0013186574 99.71589003 1.318657447
C      3      .3E-3 .0013752626 .0013752626 99.36113105 1.375262631
1 { Request the output of all (here, only two) node voltages
C      200 .02 .0019139029 .0019139029 30.90169944 1.913902913
C Variable maxima : .0020181823 .0020181823 100. 2.018182282
C Times of maxima : .0025 .0025 0.0 .0025
C Variable minima : -.002017382 -.002017382 -99.9921044 -2.01738187
C Times of minima : .0108 .0108 .0083 .0108
PRINTER PLOT
C If lumped R, the extrema change just a little: (-2.017, 2.017)
194 4. 0.0 20. REC { Axis limits : (-2.017, 2.018)
$WIDTH, 80, { To compact the case-summary tables, switch to narrow output
BLANK card ending plot cards
BEGIN NEW DATA CASE
$WIDTH, 132, { More than 80 columns are needed to see the 3-phase fault table
C 3rd of 3 subcases is unrelated to the preceding two. It will illustrate
C the use of EMTP to perform both single-phase and 3-phase faults to ground.
C The network is copied from DC-3. Usage began the 1st week of March, 1993.
FAULTS TO GROUND { Declaration of intention to run a phasor fault study
M-A M-B M-C { 1st fault is 3-phase; we will short these nodes to ground
1-A 1-B 1-C { 2nd fault is 3-phase. Etc. FORMAT is (2X, 13A6) with
2-A 2-B 2-C { blank field ignored (names are on left only to look nice).
4-A 4-B 4-C { There is one line per fault, which can involve a maximum
7-A 7-B 7-C { of 13 nodes.
11-A 11-B 11-C 2-A { 6th fault is 4-phase, to illustrate no limit < 14
18-A 18-B 18-C { 7th fault is 3-phase
18-A { 8th fault is single-line-to-ground (node 18-A is shorted).
18-B { 9th fault is single-line-to-ground (node 18-B is shorted).
18-C { 10 fault is single-line-to-ground (node 18-A is shorted).
BLANK card ends list of faults (more accurately, nodes to be faulted to ground)
.000050 .010 3000. { DELTAT and TMAX of this card will be ignored
      1      1      1      1      1 { All these integers will be ignored
1M-A 1-A 34.372457.68.15781
2M-B 1-B 35.735164.43-.031538.002451.79.16587
3M-C 1-C 35.735164.43-.031537.455151.72-.021938.002451.79.16587
11-A 2-A M-A 1-A { Sections 2 through 18 are copies of the first
21-B 2-B { which has just been inputted.
31-C 2-C
C The following $LISTOFF and $LISTON are used to illustrate operation of
C this valuable feature within fault studies. One 3-phase Pi-circuit, from
C node 2 to node 3, will be missing in the output.
$LISTOFF

```

```

12-A  3-A  M-A  1-A
22-B  3-B
32-C  3-C
$LISTON
13-A  4-A  M-A  1-A
23-B  4-B
33-C  4-C
14-A  5-A  M-A  1-A
24-B  5-B
34-C  5-C
15-A  6-A  M-A  1-A
25-B  6-B
35-C  6-C
16-C  7-C  M-A  1-A      { Note transposition: /C/A/B/ rather than /A/B/C
26-A  7-A
36-B  7-B
17-C  8-C  M-A  1-A
27-A  8-A
37-B  8-B
18-C  9-C  M-A  1-A
28-A  9-A
38-B  9-B
19-C  10-C M-A  1-A
29-A  10-A
39-B  10-B
110-C 11-C M-A  1-A
210-A 11-A
310-B 11-B
111-C 12-C M-A  1-A
211-A 12-A
311-B 12-B
112-B 13-B M-A  1-A { Note 2nd transposition: /B/C/A/ rather than /C/A/B
212-C 13-C
312-A 13-A
113-B 14-B M-A  1-A
213-C 14-C
313-A 14-A
114-B 15-B M-A  1-A
214-C 15-C
314-A 15-A
115-B 16-B M-A  1-A
215-C 16-C
315-A 16-A
116-B 17-B M-A  1-A
216-C 17-C
316-A 17-A
117-B 18-B M-A  1-A
217-C 18-C
317-A 18-A
OPOLE-AM-A          15.0
OPOLE-BM-B          15.0
OPOLE-CM-C          15.0
BLANK card ending branch cards
E-A  POLE-A      -1.  20.0      { 1st of 3 closed switches merely illustrate
E-B  POLE-B      -1.  20.0      { that such switches can coexist with this
E-C  POLE-C      -1.  20.0      { special usage of FAULTS TO GROUND.
17-A          0.00998 20.0      { 1st of 3 open switches could be omitted
17-B          0.013998 20.0      { without any change to solution. These
17-C          0.013998 20.0      { illustrate a 2nd type of coexistence.
BLANK card ending switches
14E-A      -1.0      60.0      -90.0 { Note we make T-start < 0 } -1.
14E-B      -1.0      60.0      -210.0 { The fault study is driven} -1.
14E-C      -1.0      60.0      30.0  { by such phasor sources. } -1.
C          << Current in 1st Phase of Fault      << Current in 2nd Phase of Fault

```

C Fault C Number	Node Name	Current Magnitude	Angle in Degrees	Node Name	Current Magnitude	Angle in Degrees
C 1	M-A	.066666666667	90.	M-B	.066666666667	-30.
C 2	1-A	.061791533893	69.31714304	1-B	.060227312052	-50.5641964
C 3	2-A	.052082196188	53.62523447	2-B	.050159966952	-66.4921925
C 4	4-A	.03592866388	35.32657231	4-B	.034111003217	-84.6521844
C 5	7-A	.023021458418	23.41165559	7-B	.021873915158	-96.3255496
C 6	11-A	.013415660587	.0112132448	11-B	.014375969943	-100.647409
C 7	2-A	.011213244825	88.26381507			
C 8	18-A	.009467907323	12.03744642	18-B	.009471959669	-107.725894
C 9	18-A	.001762464179	99.26050076			
C 9	18-B	.001780937809	-19.2144677			
C 10	18-C	.001747614655	-140.302677			
BLANK card ending sources						
Note: the preceding card is the last one of the subcase that actually will be read and used. When the fault study is complete, the program will skip to the BEGIN NEW DATA CASE card below for any possible following subcase (none for this illustration). So, we show output:						
Current in 1st Phase of Fault				Current in 2nd Phase of Fault		
Current in 3rd Phase of Fault						
Fault Node Number Name	Node Name	Current Magnitude Degrees	Angle in Degrees	Node Name	Current Magnitude Degrees	Angle in Degrees
1	M-A	.066666666667	90.	M-B	.066666666667	-
30.	M-C	.066666666667	-150.			
2	1-A	.061791533893	69.31714304	1-B	.060227312052	-
50.5641964	1-C	.059412753649	-171.215847			
3	2-A	.052082196188	53.62523447	2-B	.050159966952	-
66.4921925	2-C	.04949163745	173.4660183			
4	4-A	.03592866388	35.32657231	4-B	.034111003217	-
84.6521844	4-C	.033933341975	155.903119			
5	7-A	.023021458418	23.41165559	7-B	.021873915158	-
96.3255496	7-C	.022066825316	144.3138124			
6	11-A	.013415660587	.0112132448	11-B	.014375969943	-
100.647409	11-C	.014852908806	136.1686199			
	2-A	.011213244825	88.26381507			
7	18-A	.009467907323	12.03744642	18-B	.009471959669	-
107.725894	18-C	.009439775441	132.1805708			
8	18-A	.001762464179	99.26050076			
9	18-B	.001780937809	-19.2144677			
10	18-C	.001747614655	-140.302677			
BEGIN NEW DATA CASE						
BLANK						

G. Resultados dos Cálculos dos Autovalores e Vetores da Linha Não Transposta

G.1 - Introdução

Neste Apêndice são apresentados os gráficos obtidos na determinação dos autovalores e autovetores associados às matrizes de impedância e admitância da linha exemplo, suposta não transposta. Estes cálculos foram realizados para três valores de resistividade do solo, sendo apresentados no Capítulo V para 1000 Ω.m, e neste apêndice para 100 Ω.m e 10 Ω.m.

G.2 - Autovalor γ^2

G.2.1 - γ^2 para $\rho : 100 \text{ } \Omega.m$

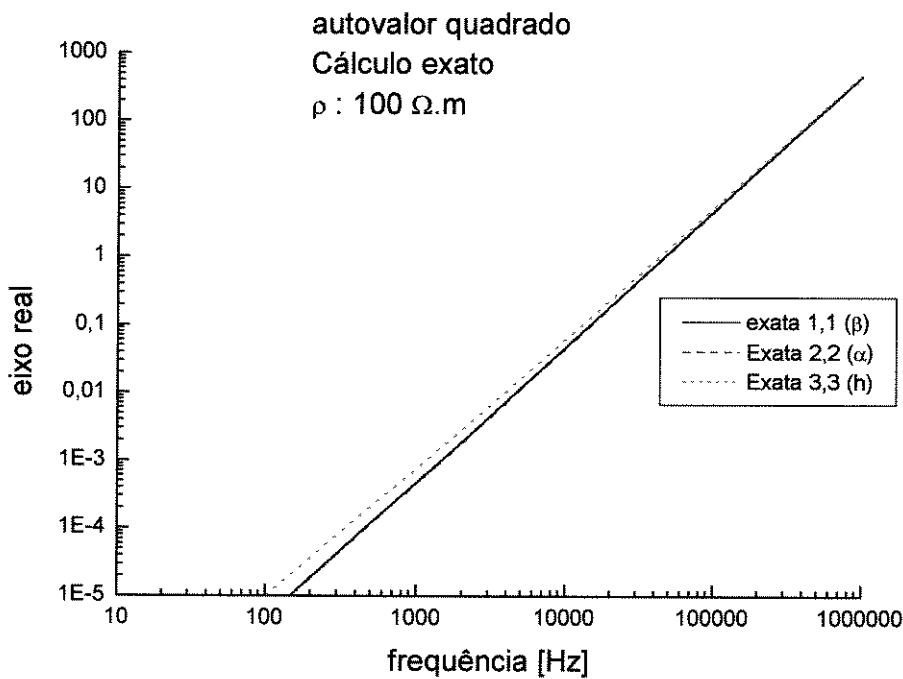


Figura G.1 - γ^2 - Cálculo exato - eixo real - $\rho : 100 \text{ } \Omega.m$

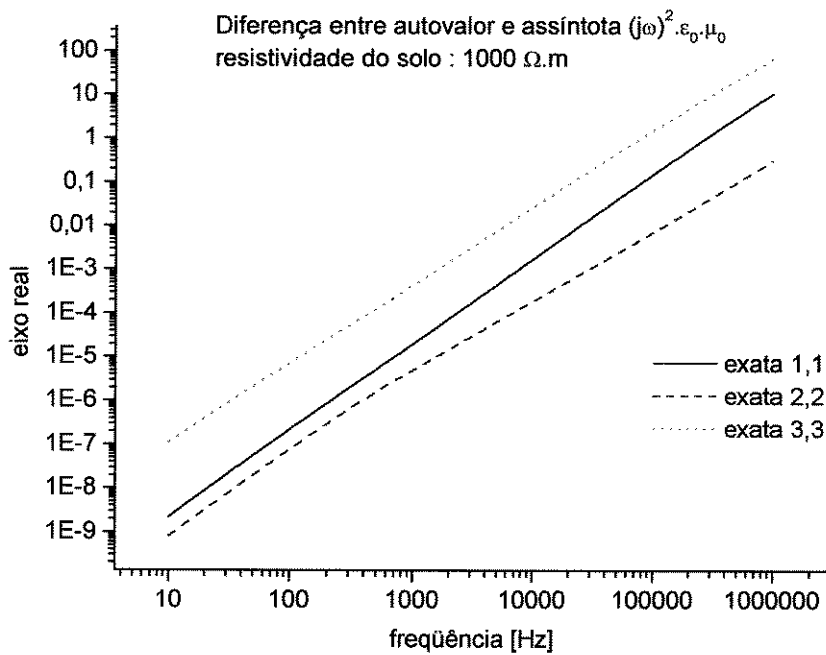


Figura G.2 - Diferença entre autovalor e assíntota - eixo real - ρ : 100 $\Omega.m$

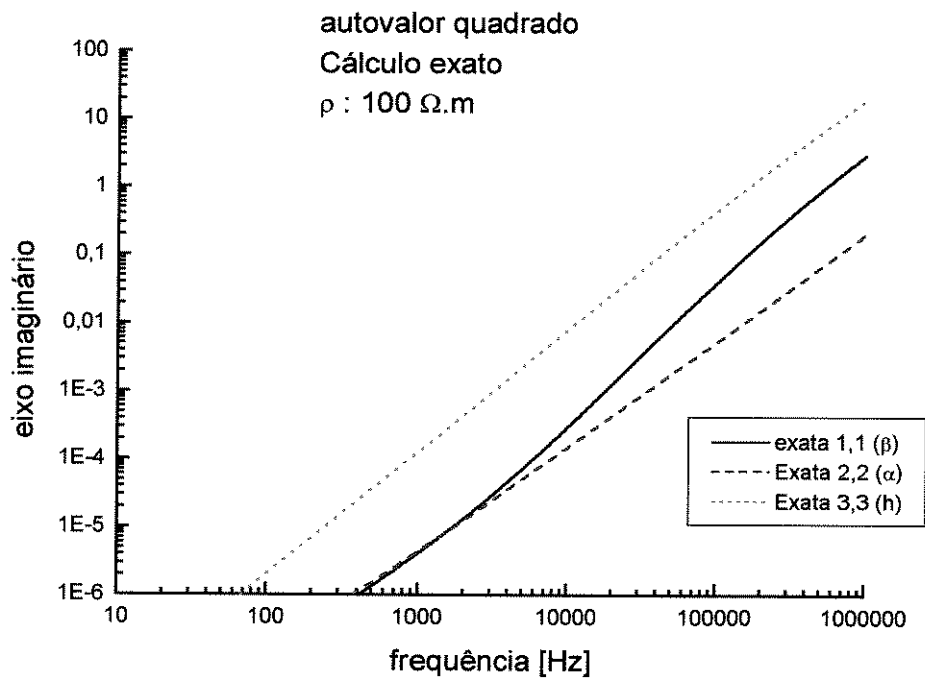


Figura G.3 - γ^2 - Cálculo exato - eixo imaginário - ρ : 100 $\Omega.m$

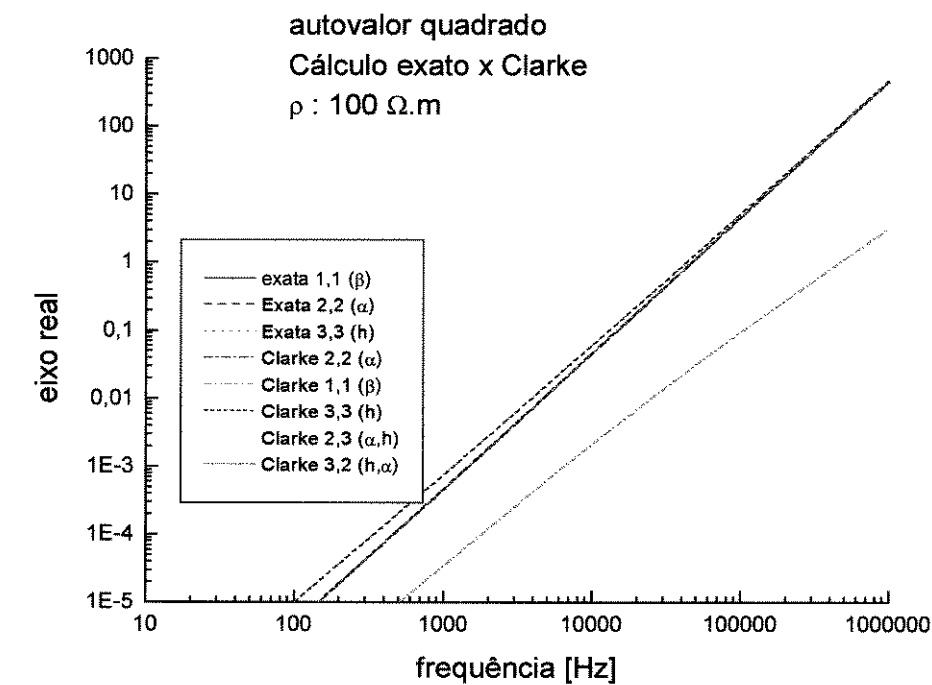


Figura G.4 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 100 \, \Omega.m$

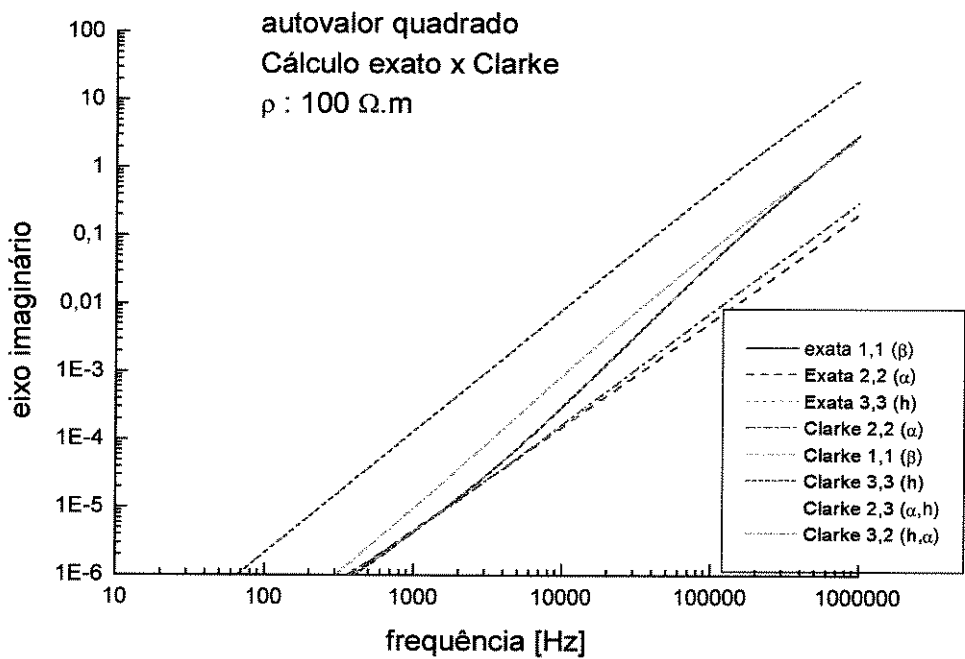


Figura G.5 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - $\rho : 100 \, \Omega.m$

G.2.2 - γ^2 para $\rho : 10 \Omega.m$

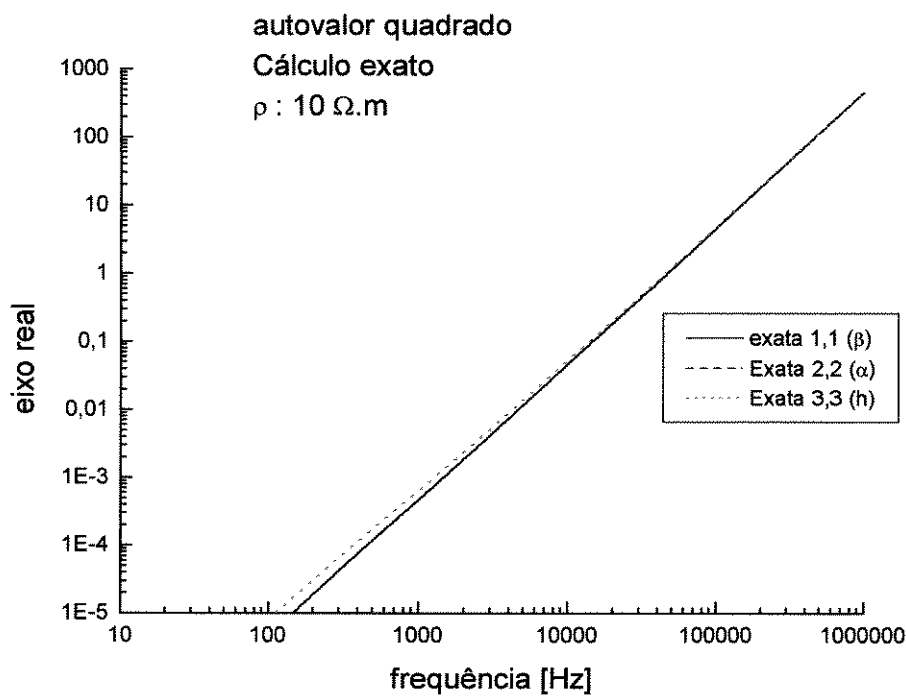


Figura G.6 - γ^2 - Cálculo exato - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$

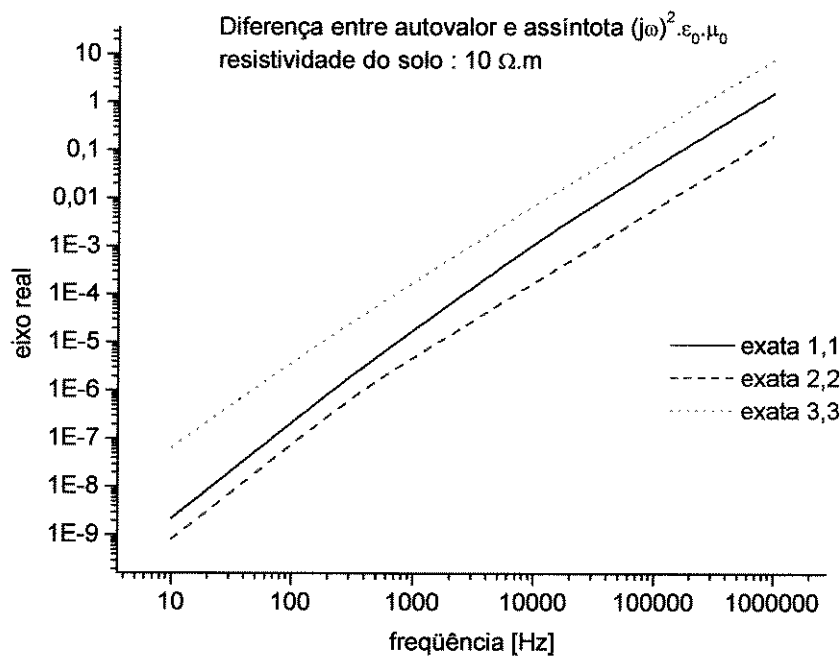


Figura G.7 - Diferença entre autovalor e assíntota - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$

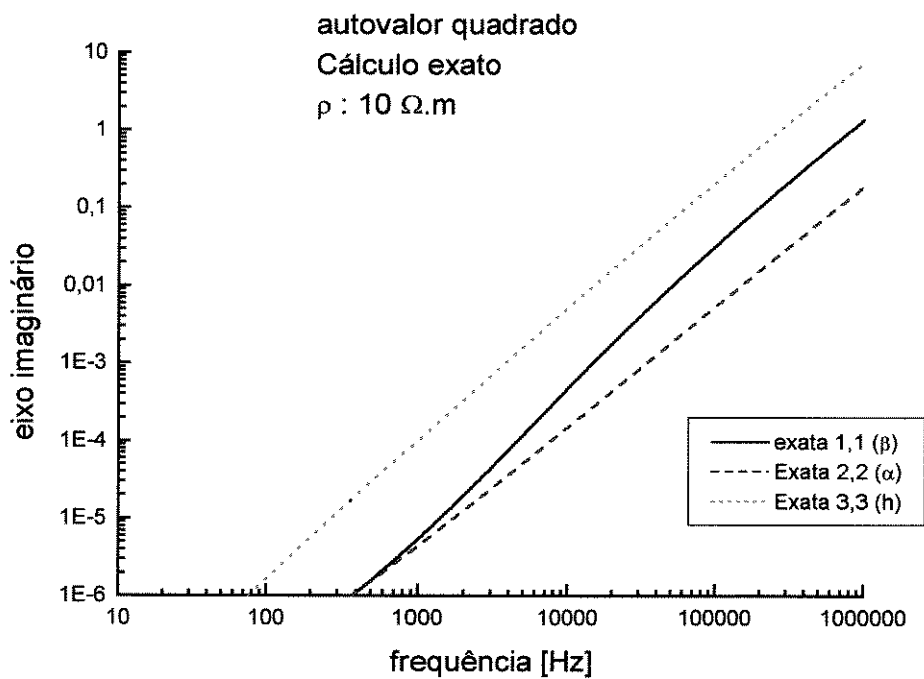


Figura G.8 - γ^2 - Cálculo exato - eixo imaginário - $\rho : 10 \Omega.m$

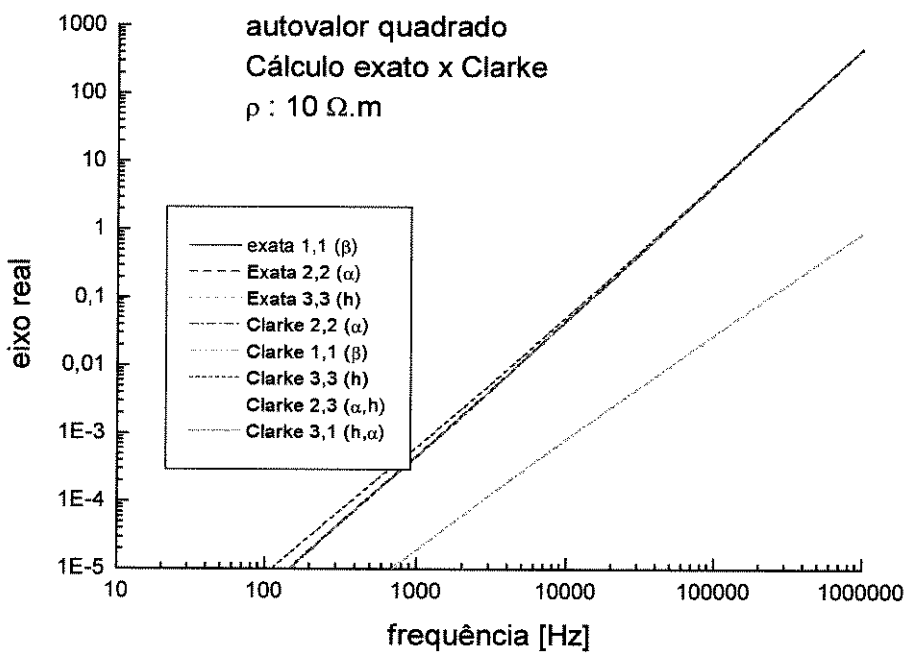


Figura G.9 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$

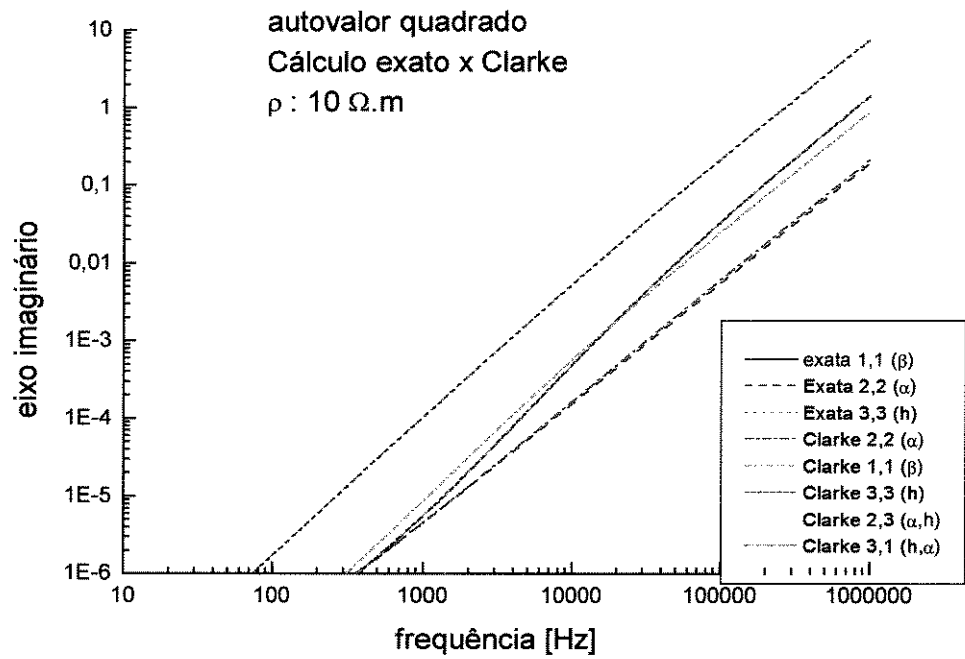


Figura G.10 - γ^2 - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - $\rho : 10 \Omega.m$

G.3 - Termo Mútuo de γ^2

G.3.1 - $\rho : 100 \Omega.m$

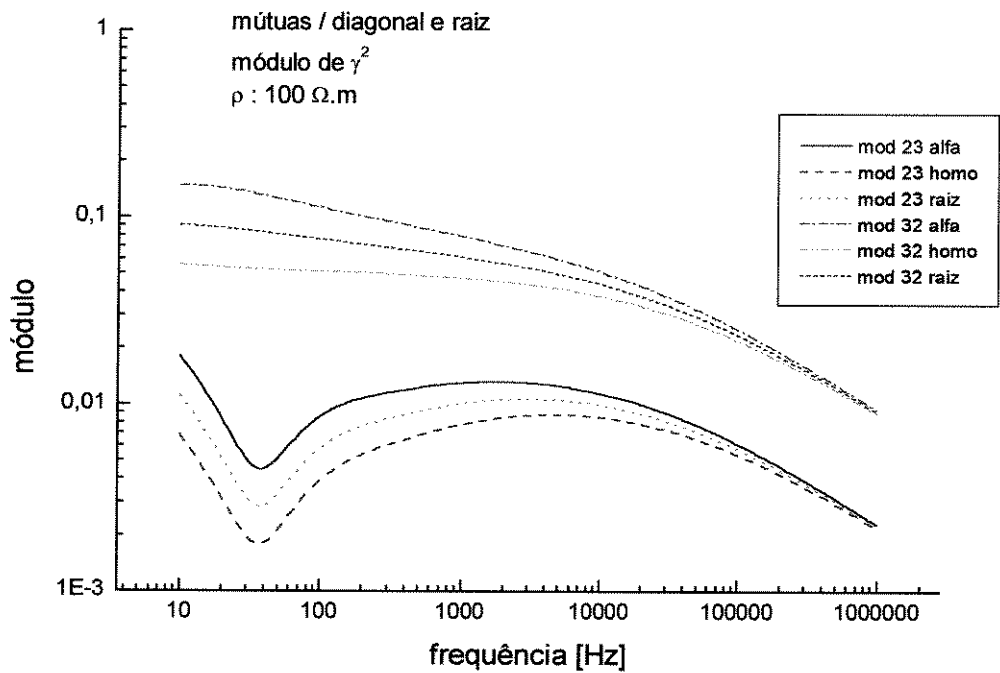


Figura G.11 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - módulo - $\rho : 100 \Omega.m$

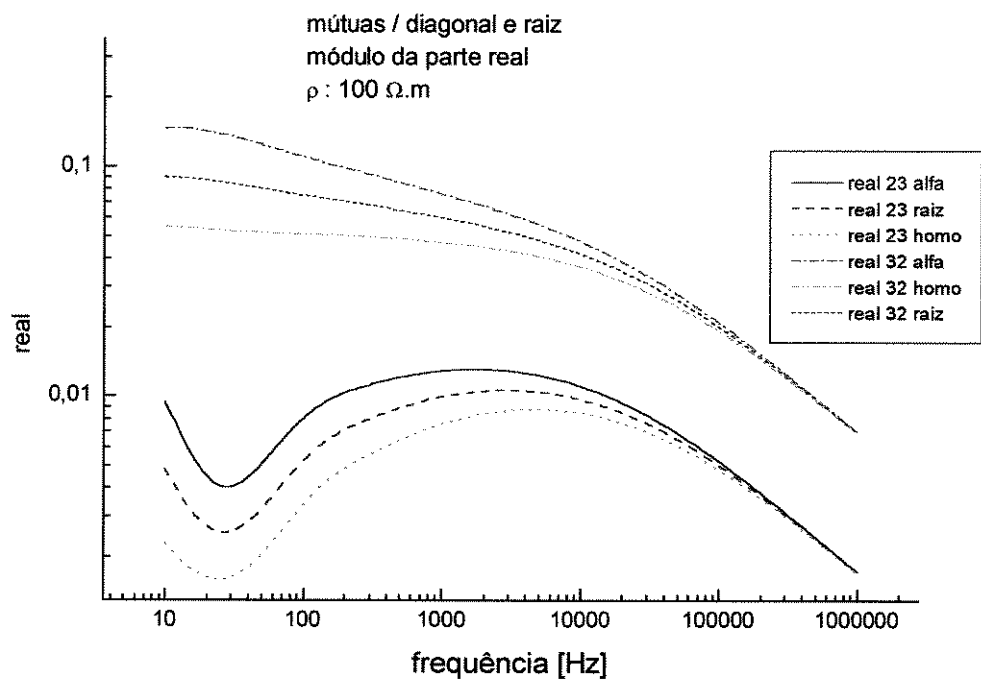


Figura G.12 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte real - $\rho : 100 \, \Omega.m$

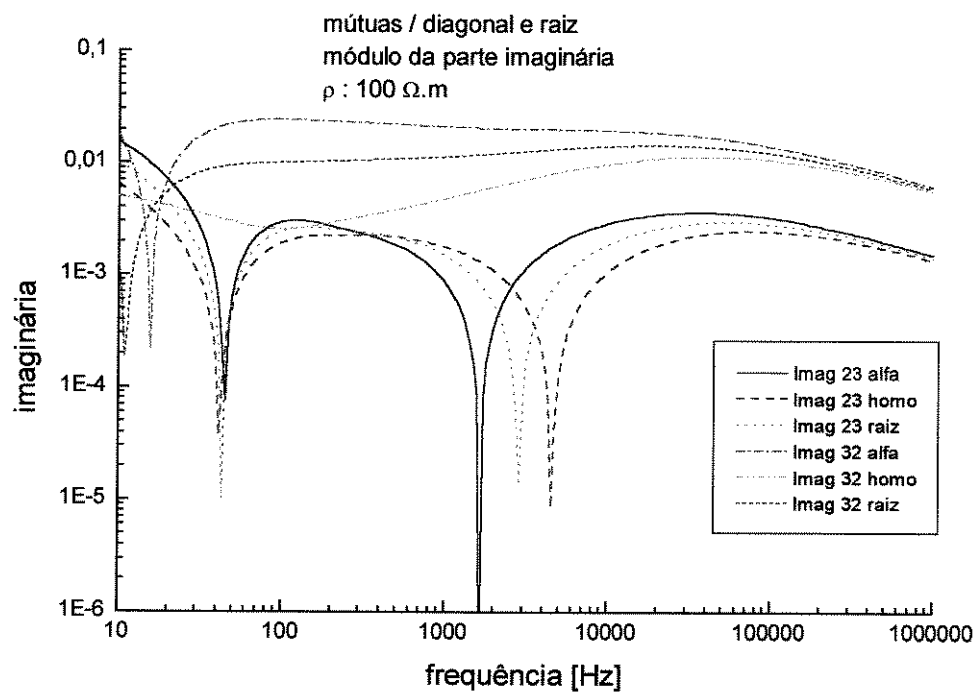


Figura G.13 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte imaginária - $\rho : 100 \, \Omega.m$

G.3.2 - $\rho : 10 \Omega.m$

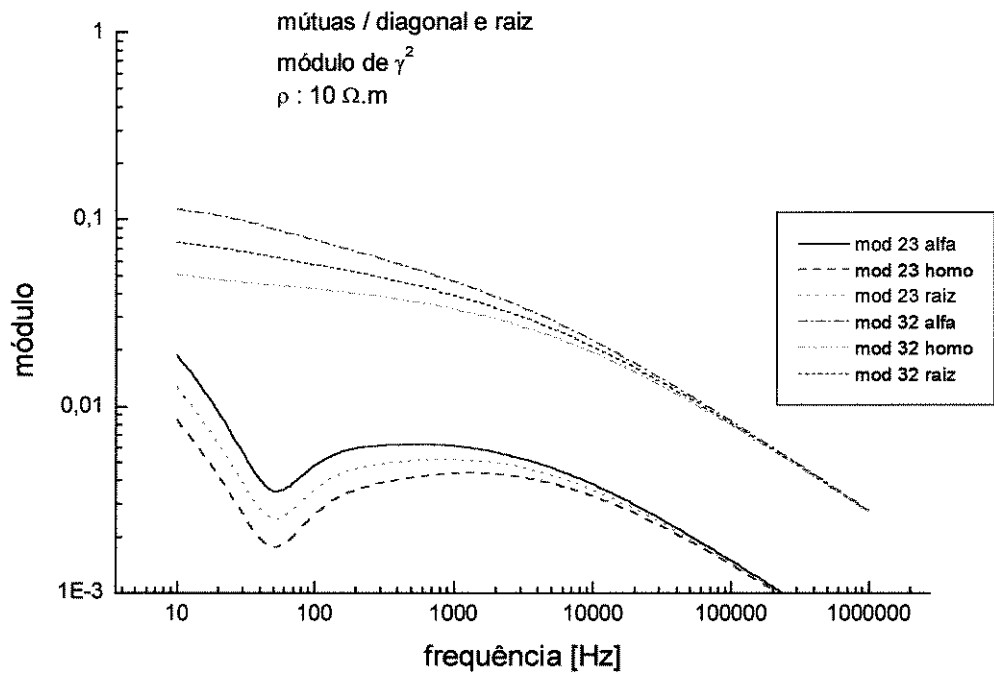


Figura G.14 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - módulo - $\rho : 10 \Omega.m$

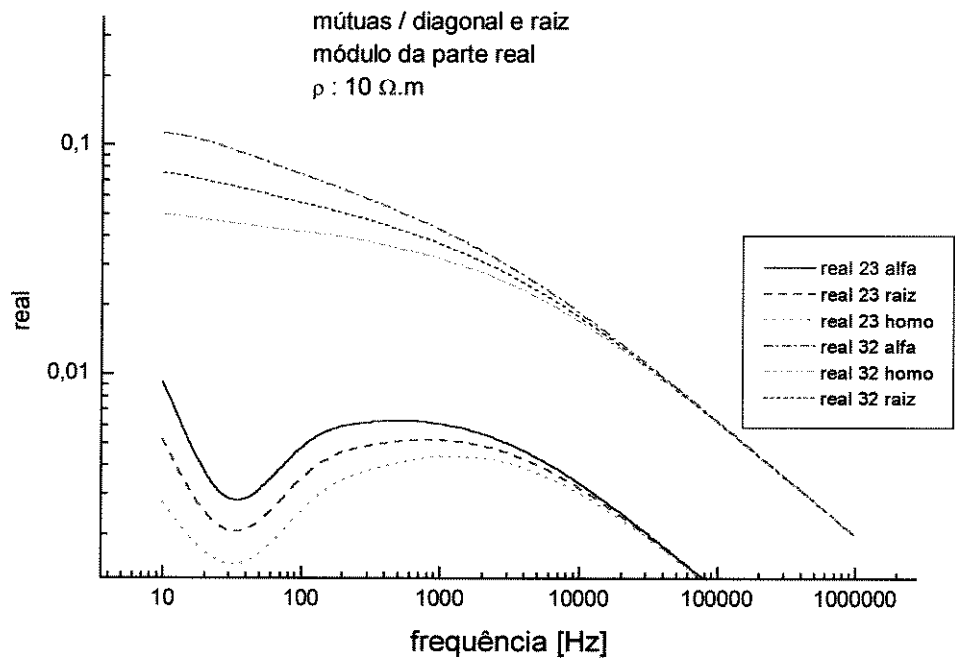


Figura G.15 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte real - $\rho : 10 \Omega.m$

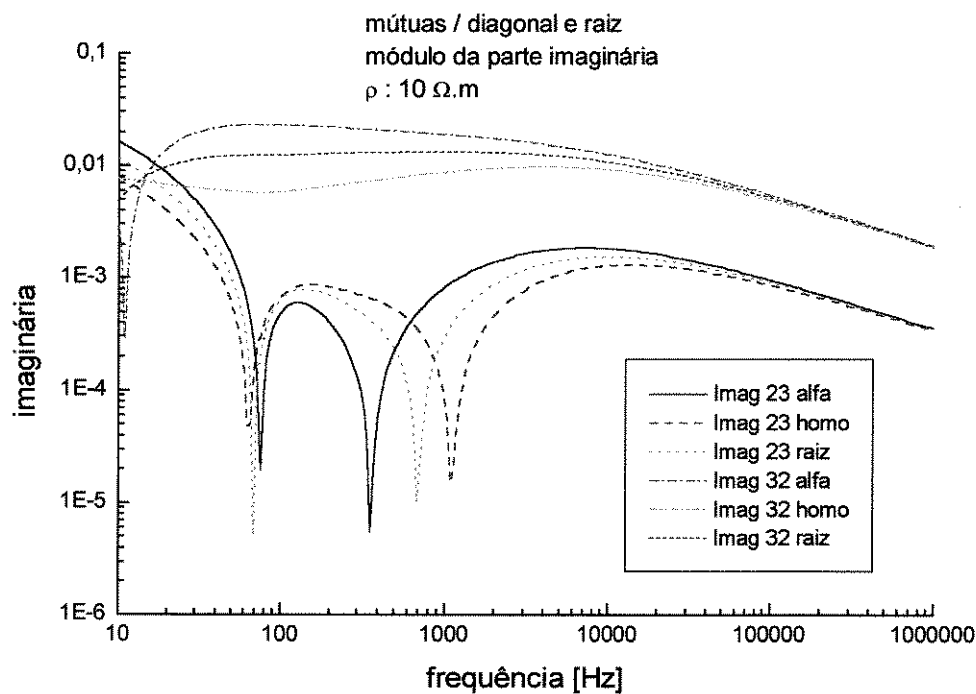


Figura G.16 - Relação entre termo mútuo e diagonais de γ^2 - parte imaginária - $\rho : 10 \, \Omega.m$

G.4 - Constante de Propagação da Linha Exemplo

G.4.1 - γ para $\rho : 100 \, \Omega.m$

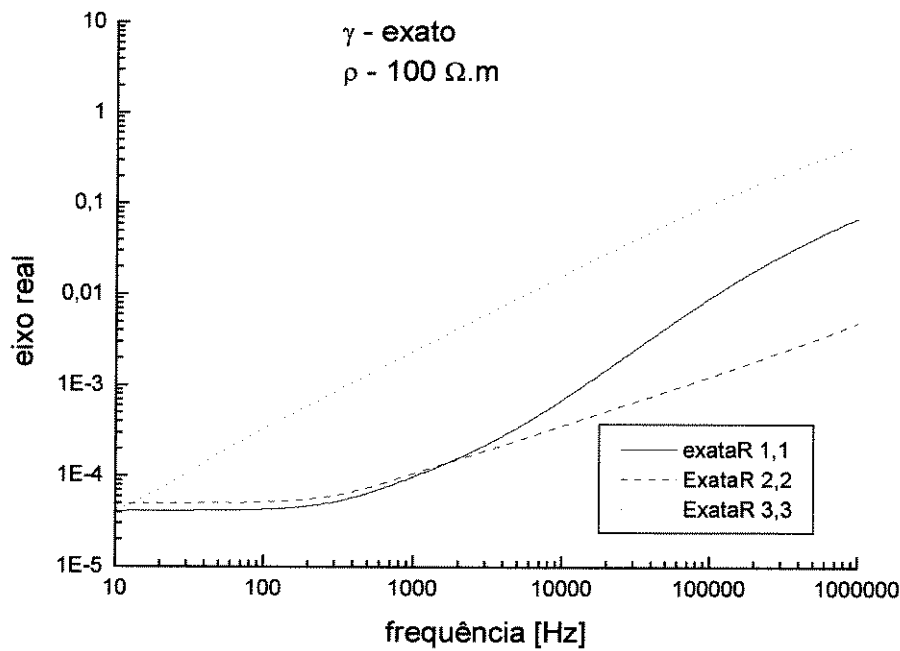


Figura G.17 - γ - Cálculo exato - eixo real - $\rho : 100 \, \Omega.m$

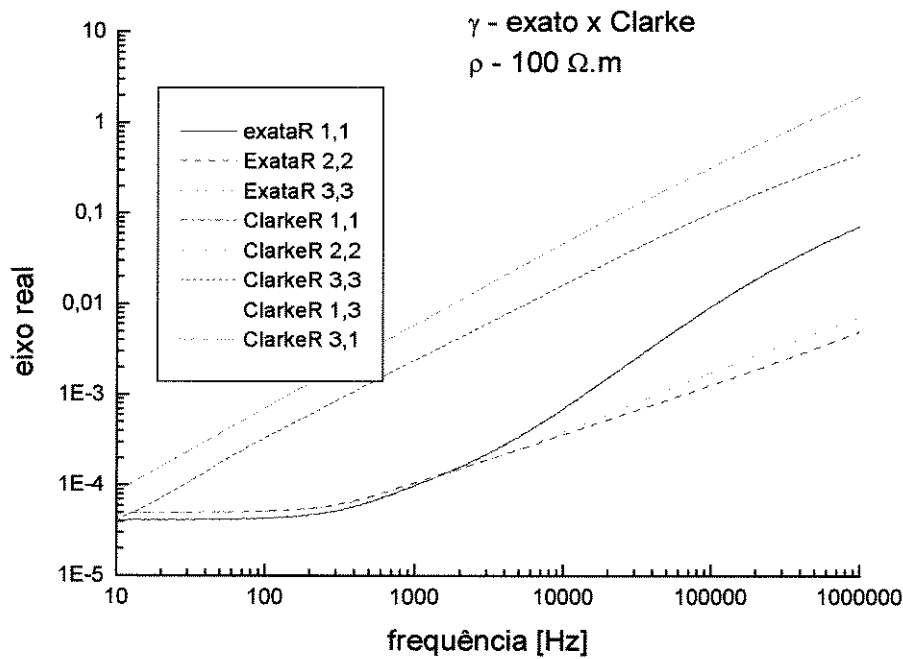


Figura G.18 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo real - $\rho : 100 \, \Omega.m$

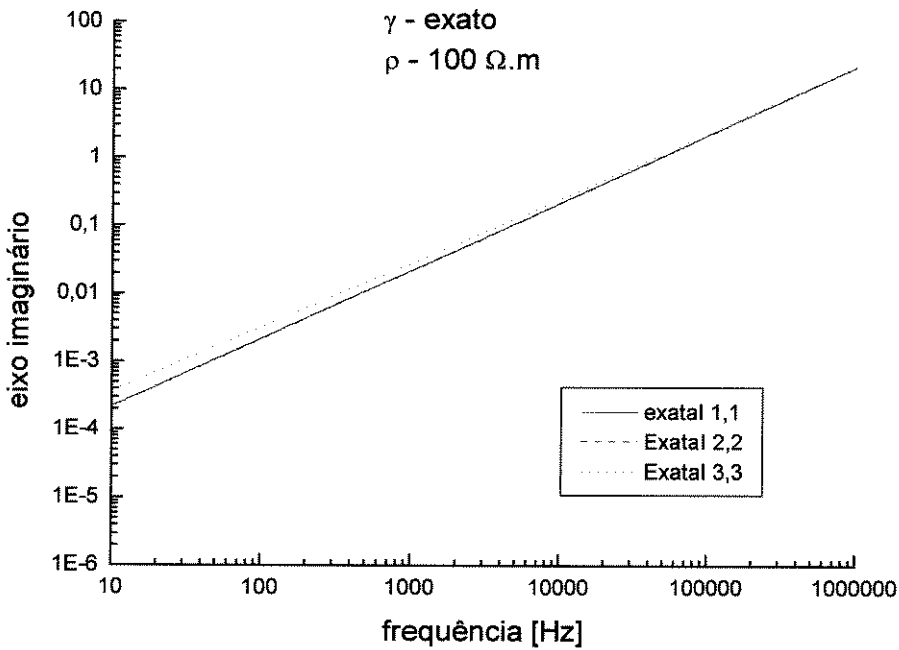


Figura G.19 - γ - Cálculo exato - eixo imaginário - $\rho : 100 \, \Omega.m$

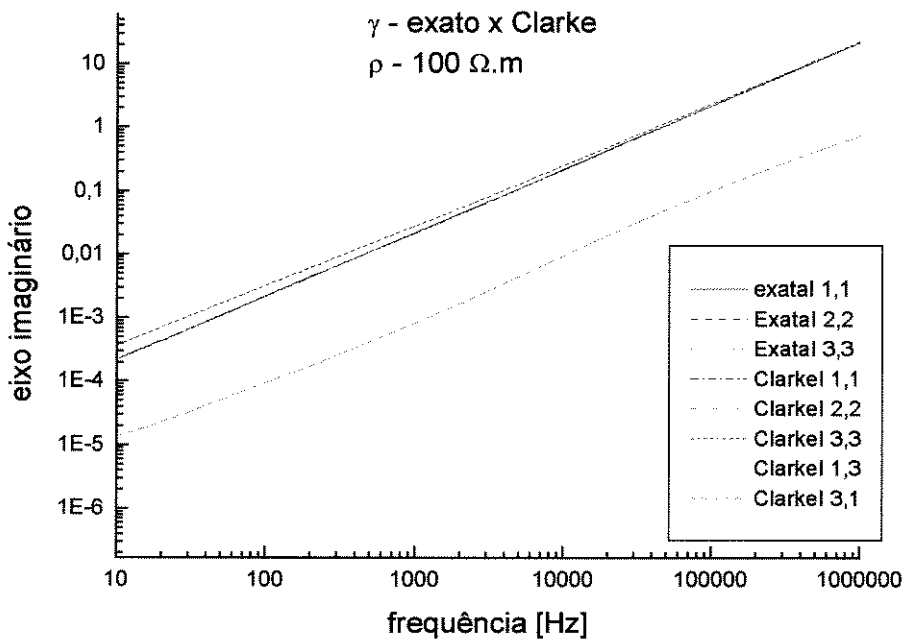


Figura G.20 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - ρ : 100 $\Omega.m$

G.4.2 - γ para ρ : 10 $\Omega.m$

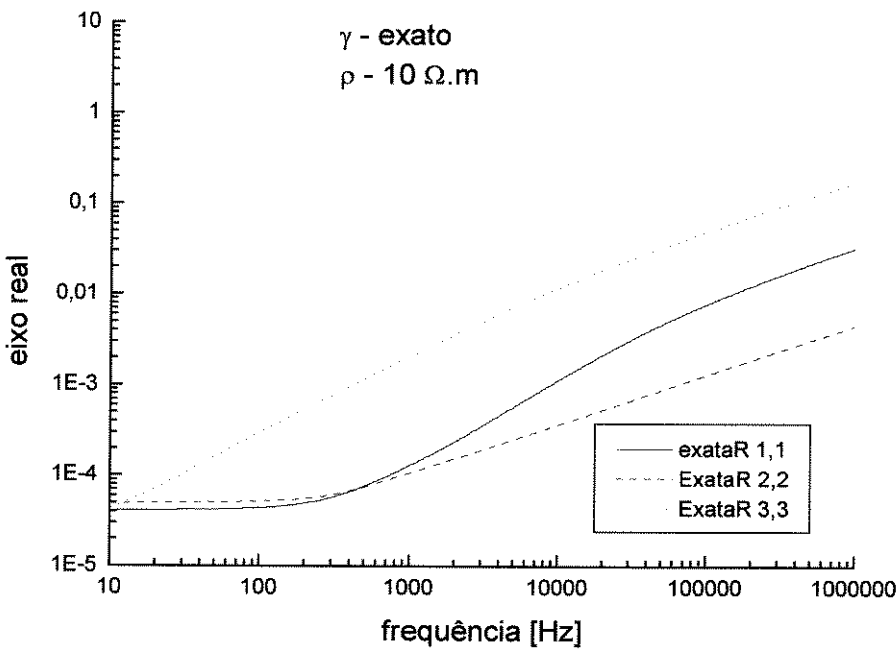


Figura G.21 - γ - Cálculo exato - eixo real - ρ : 10 $\Omega.m$

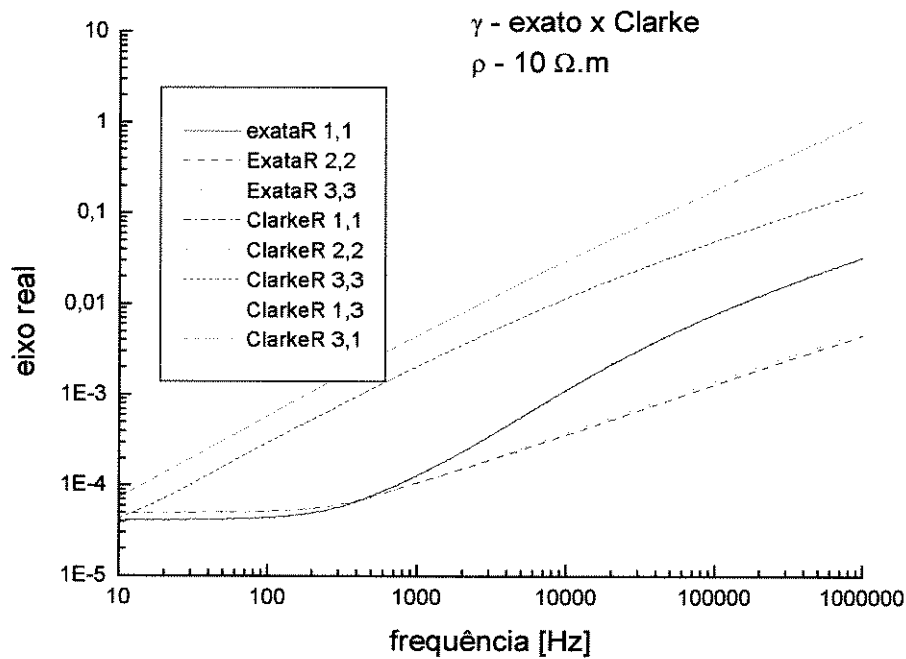


Figura G.22 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo real - ρ : 10 Ω .m

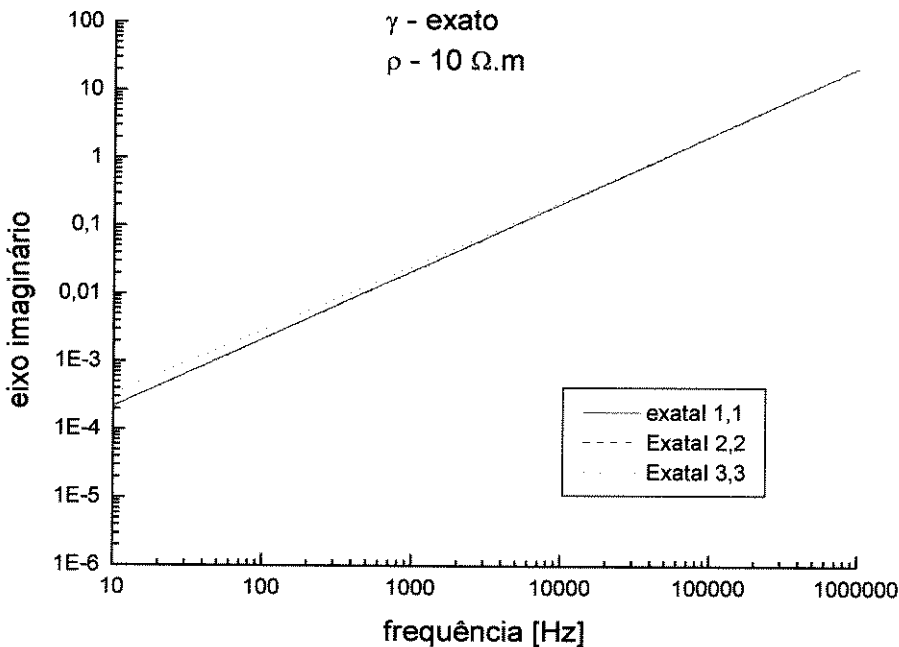


Figura G.23 - γ - Cálculo exato - eixo imaginário - ρ : 10 Ω .m

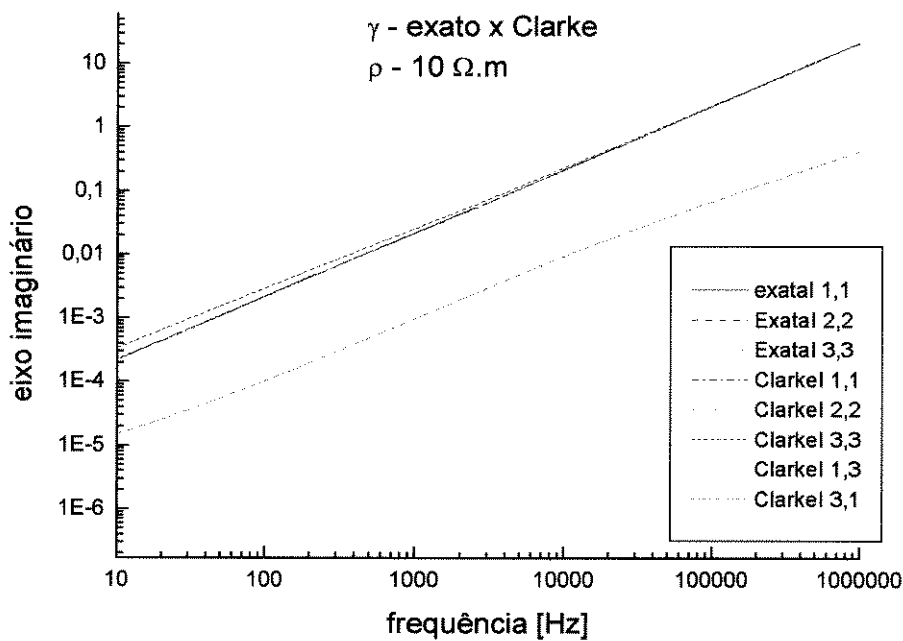


Figura G.24 - γ - Cálculo exato x Clarke - eixo imaginário - ρ : 10 $\Omega.m$

H. Análise Exploratória do Comportamento dos Autovalores e Vetores de uma Linha Não Transposta

H.1 - Introdução

Neste Apêndice é apresentada uma análise inicial exploratória do comportamento dos autovalores e autovetores de uma linha não transposta.

H.2 - Análise da Matriz de Autovalores

Os autovalores de uma linha de transmissão são obtidos a partir do produto das matrizes Z e Y , e a matriz Z é formada por :

- matriz que considera o efeito do solo não ser ideal (Z_{solo})
- matriz supondo o solo ideal (impedância externa) (Z_{ext})
- matriz que considera o efeito pelicular dos condutores (Z_{int})

como apresentado no Apêndice B.

Cada parcela da matriz impedância tem um comportamento dominante numa determinada faixa de frequência, como pode ser visto nas fórmulas e através da análise dos gráficos do Capítulo III, item III.5, podendo ser resumido a [26] :

- para baixas frequências a impedância interna é dominante;
- para a faixa superior os termos dominantes são o efeito do solo e a impedância externa.
- no limite o termo dominante é a impedância externa, o que resulta no produto YZ igual à assíntota $(j\omega)^2 \cdot \mu_0 \cdot \epsilon_0$, função somente de constantes do ar. Neste caso os três autovalores seriam iguais e os autovetores não poderiam ser determinados.

A matriz de impedância primitiva, antes de se reduzir os feixes aos condutores de fase e eliminar os cabos pára-raios, pode ser descrita por :

$$Z(\omega) = [R_{solo}(\omega) + R_{int}(\omega)] + j\omega[L_{solo}(\omega) + L_{int}(\omega) + L_{ext}(\omega)] \quad (H.1)$$

$$Y(\omega) = j\omega 2\pi\epsilon_0 A^{-1} \quad (H.2)$$

$$j\omega L_{ext}(\omega) = j \frac{\omega\mu_0}{2\pi} A, \text{ e } A = \left[\ln \frac{D}{d} \right] \quad (H.3)$$

Como a redução da matriz primitiva para a matriz final, com dimensão igual ao número de fases da linha, é implementada através de operações de matrizes não distributivas, não se pode tratar a matriz longitudinal como a soma das parcelas dos vários efeitos. Porém, como uma aproximação, para se analisar as principais características dos modos, é apresentado a seguir um desenvolvimento simplificado.

Seja

$$Y \cdot Z = Y \cdot (Z_{solo}(\omega) + Z_{int}(\omega)) + (j\omega)^2 \mu_0 \epsilon_0 \cdot U \quad (H.4)$$

onde

$$U = A \cdot A^{-1} \quad (\text{H.5})$$

se existe uma matriz de autovetores de $(Y \cdot Z)$, então existe uma matriz de autovalores associada tal que :

$$T_i \cdot (Y \cdot Z) \cdot T_i^{-1} = \Gamma \quad (\text{H.6})$$

então, substituindo a matriz Z por suas parcelas, tem-se que :

$$T_i \cdot (Y \cdot Z) \cdot T_i^{-1} = T_i \cdot \left(Y \cdot \left((Z_{\text{solo}}(\omega) + Z_{\text{int}}(\omega)) + (j\omega)^2 \mu_0 \varepsilon_0 \cdot U \right) \right) \cdot T_i^{-1} = \quad (\text{H.7})$$

$$= T_i \cdot Y \cdot (Z_{\text{solo}}(\omega) + Z_{\text{int}}(\omega)) \cdot T_i^{-1} + (j\omega)^2 \mu_0 \varepsilon_0 \cdot U = \Gamma \quad (\text{H.8})$$

como a matriz dos autovalores é uma matriz diagonal

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix} \quad (\text{H.9})$$

então a matriz das parcelas do efeito do solo e pelicular também é diagonal,

$$T_i \cdot Y \cdot (Z_{\text{solo}}(\omega) + Z_{\text{int}}(\omega)) \cdot T_i^{-1} = \Lambda \quad (\text{H.10})$$

e

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \kappa_1 & 0 & 0 \\ 0 & \kappa_2 & 0 \\ 0 & 0 & \kappa_3 \end{bmatrix} \quad (\text{H.11})$$

sendo, portanto, T_i a matriz dos autovetores dessa parcela e Λ a matriz dos autovalores associada. Logo o autovalor da matriz YZ pode ser descrito por

$$\lambda_i = \kappa_i + (j\omega)^2 \mu_0 \varepsilon_0 \quad (\text{H.12})$$

Para frequências muito elevadas o efeito pelicular pode ser desprezado, e a impedância externa seria dominante, o que resulta na aproximação dos autovalores da assíntota.

A seguir são apresentados alguns resultados obtidos variando-se os diversos parâmetros das matrizes.

H.2.1 - Variação da Resistividade do Solo

Para se observar o peso da resistividade do solo nos autovalores, em componentes de modo, foi eliminada a influência do efeito pelicular, como descrito a seguir :

- variação da resistividade do solo : de 0,0001 $\Omega \cdot m$ a 10.000 $\Omega \cdot m$.
- resistência unitária dos condutores : 1 $m\Omega/km$
- alguns valores de frequência

Como os autovalores tendem para a assíntota $(j\omega)^2 \cdot \mu_0 \cdot \varepsilon_0$, é apresentada também a diferença da parte real para a assíntota, uma vez que a parte real do autovalor não varia muito.

Nos gráficos pode ser observado que, para algumas frequências, não foi possível trabalhar com esse valor de resistência dos condutores tão baixo. Também, para algumas frequências, o fundo de

escala da resistividade do solo precisou ser aumentado, mantendo-se o produto $\rho \cdot \omega$ mínimo constante.

H.2.1.1 - Autovalores

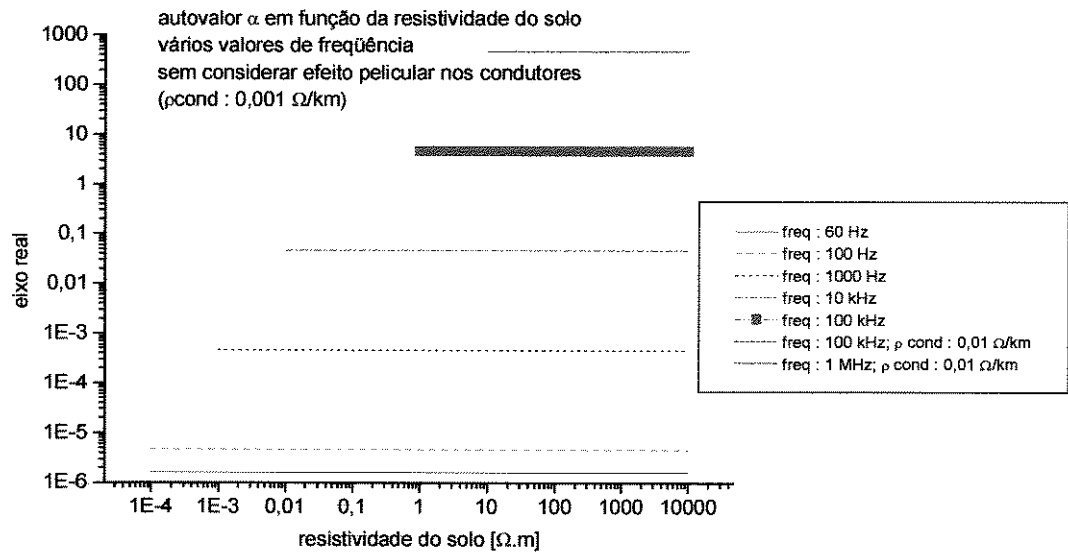


Figura H.1 - Autovalor α função da resistividade do solo - eixo real

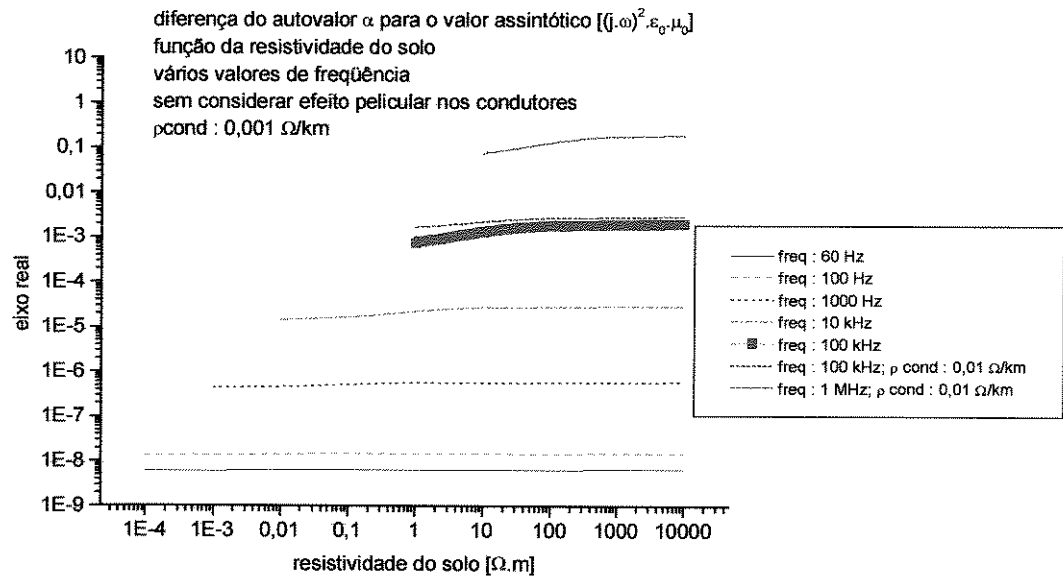


Figura H.2 - Diferença do autovalor α para a assíntota - função da resistividade do solo - eixo real

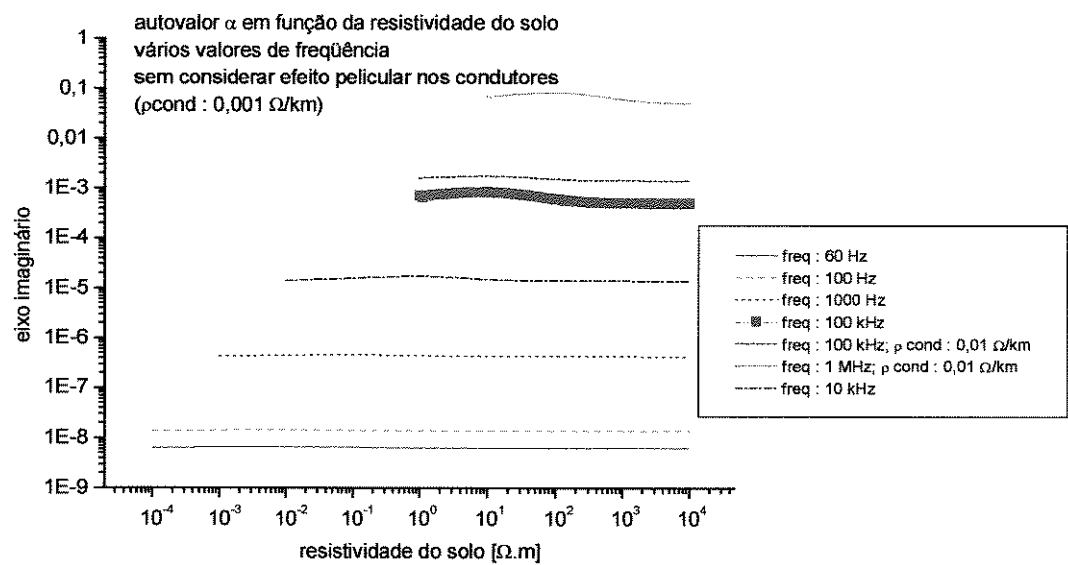


Figura H.3 - Autovalor α função da resistividade do solo - eixo imaginário

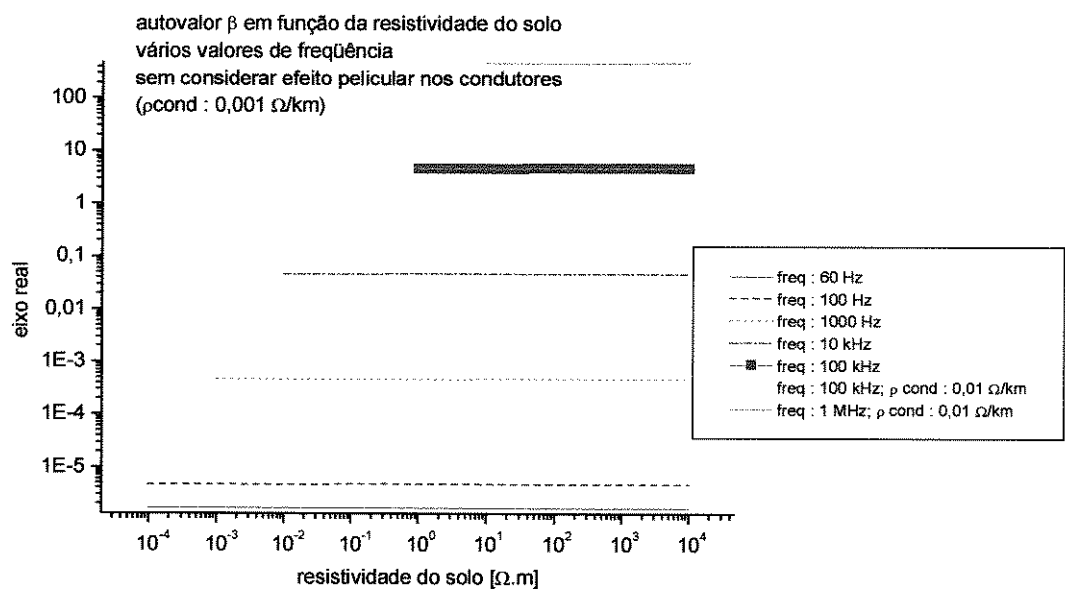


Figura H.4 - Autovalor β função da resistividade do solo - eixo real

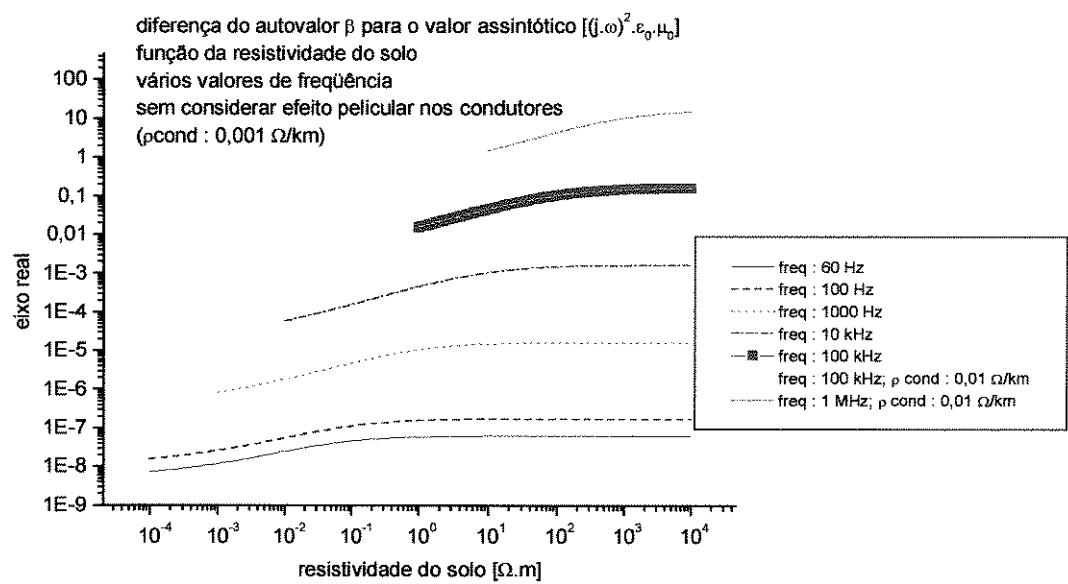


Figura H.5 - Diferença do autovalor β para a assíntota - função da resistividade do solo - eixo real

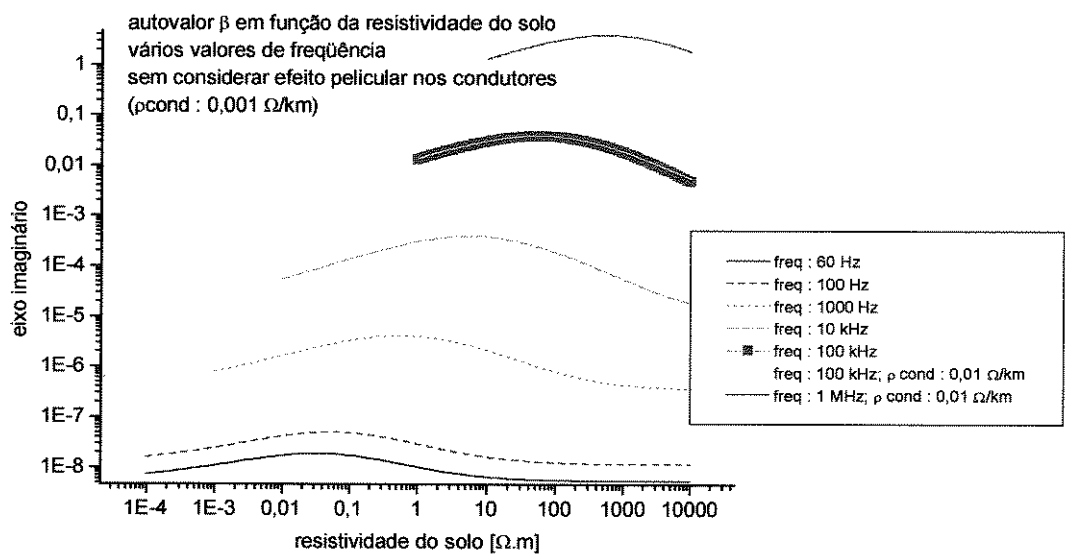


Figura H.6 - Autovalor β função da resistividade do solo - eixo imaginário

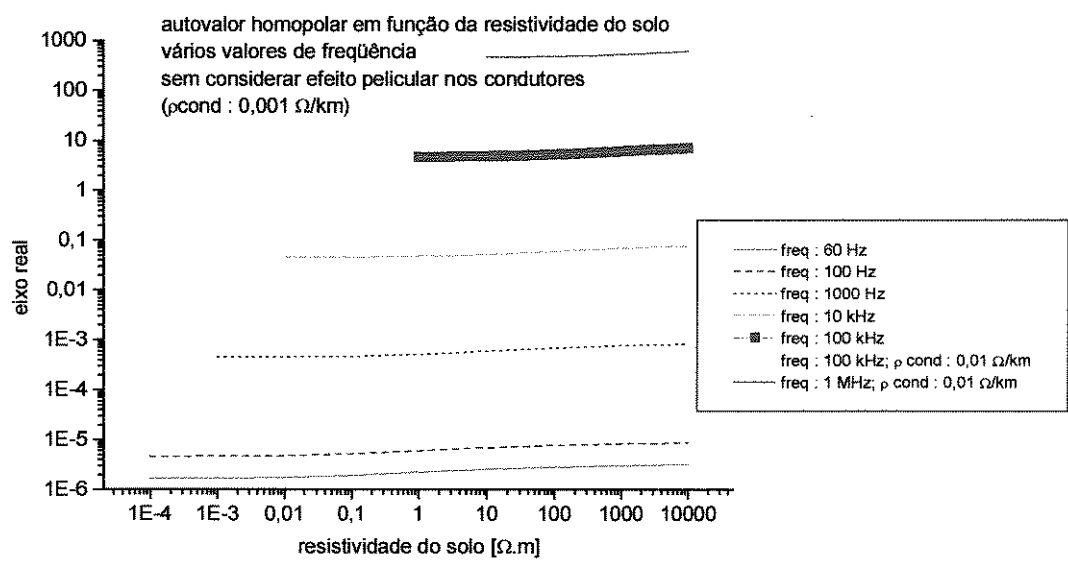


Figura H.7 - Autovalor homopolar função da resistividade do solo - eixo real

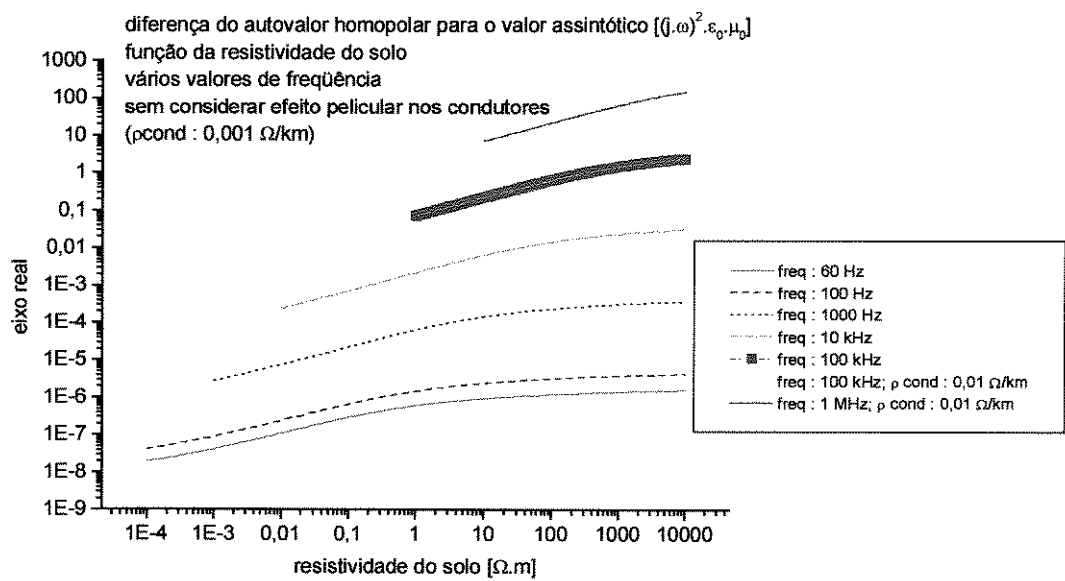


Figura H.8 - Diferença do autovalor homopolar para a assíntota - função da resistividade do solo - eixo real

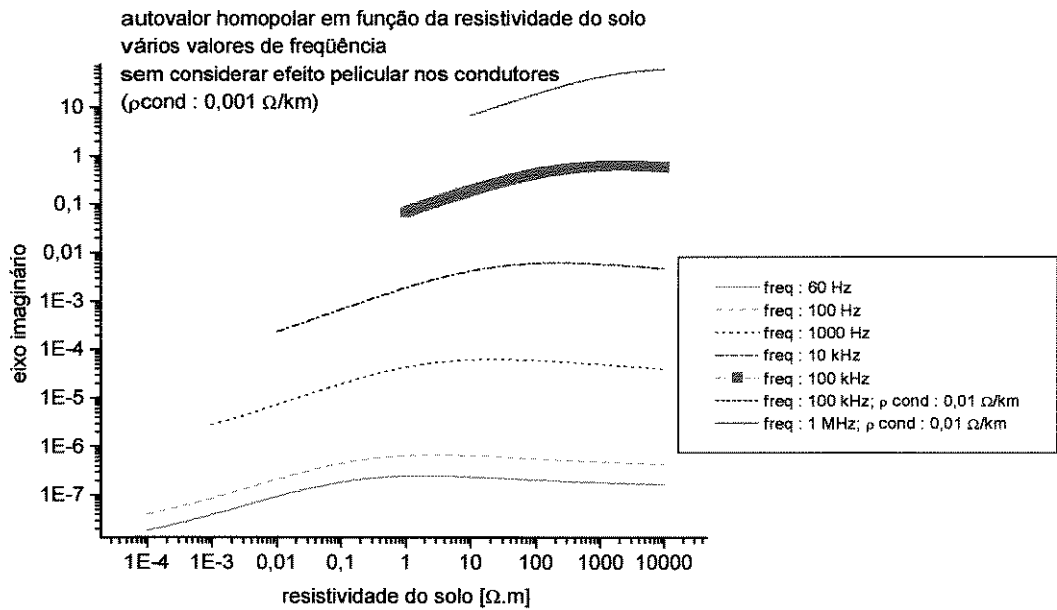


Figura H.9 - Autovalor homopolar função da resistividade do solo - eixo imaginário

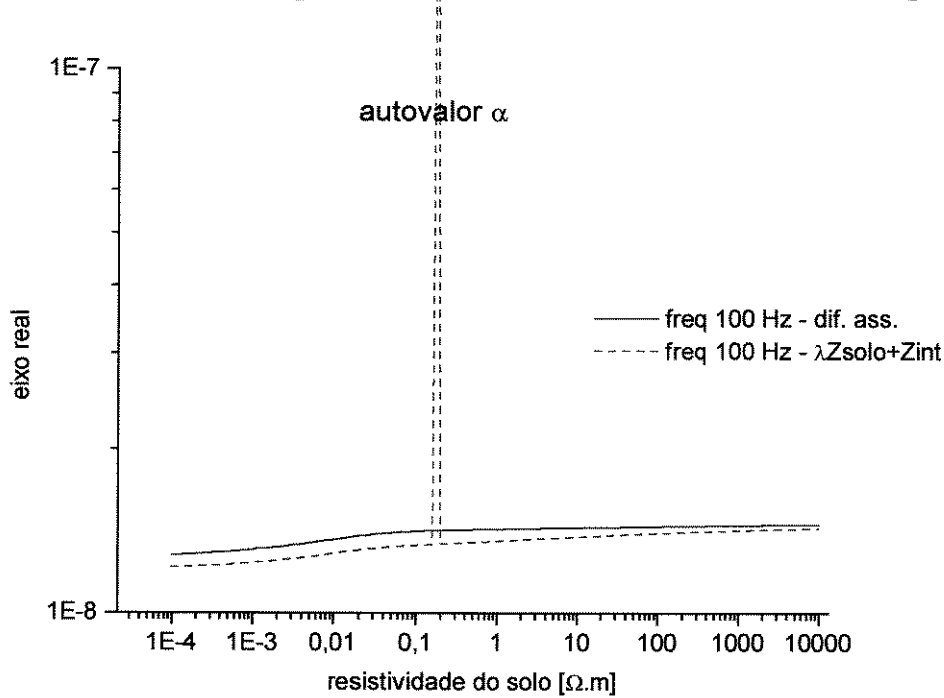


Figura H.10 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 100 Hz

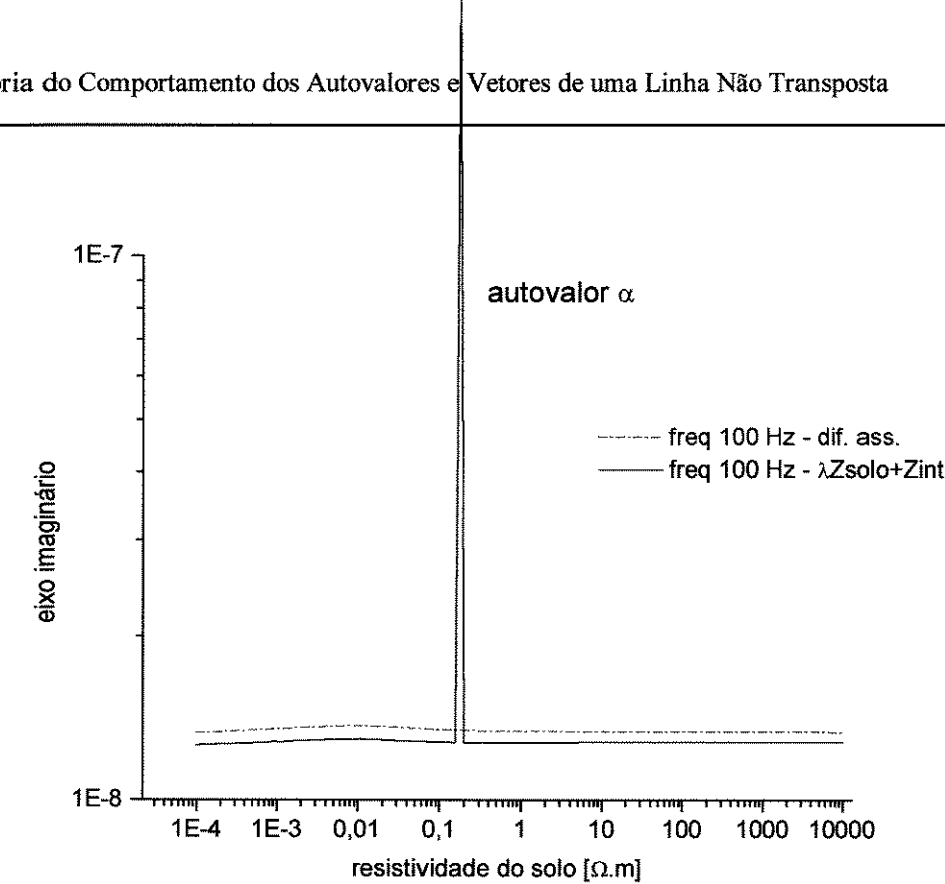


Figura H.11 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 100 Hz

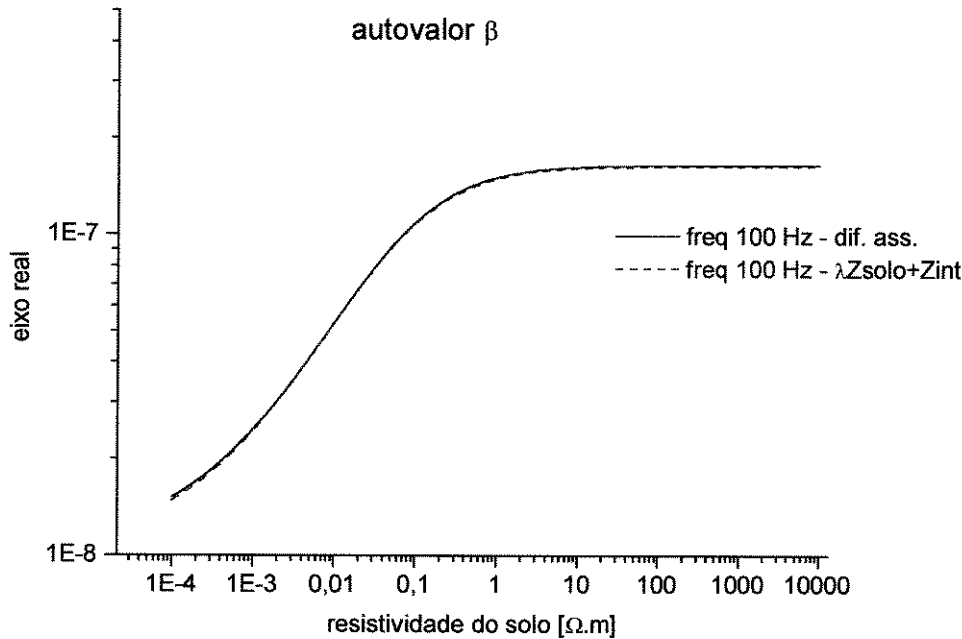


Figura H.12 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 100 Hz

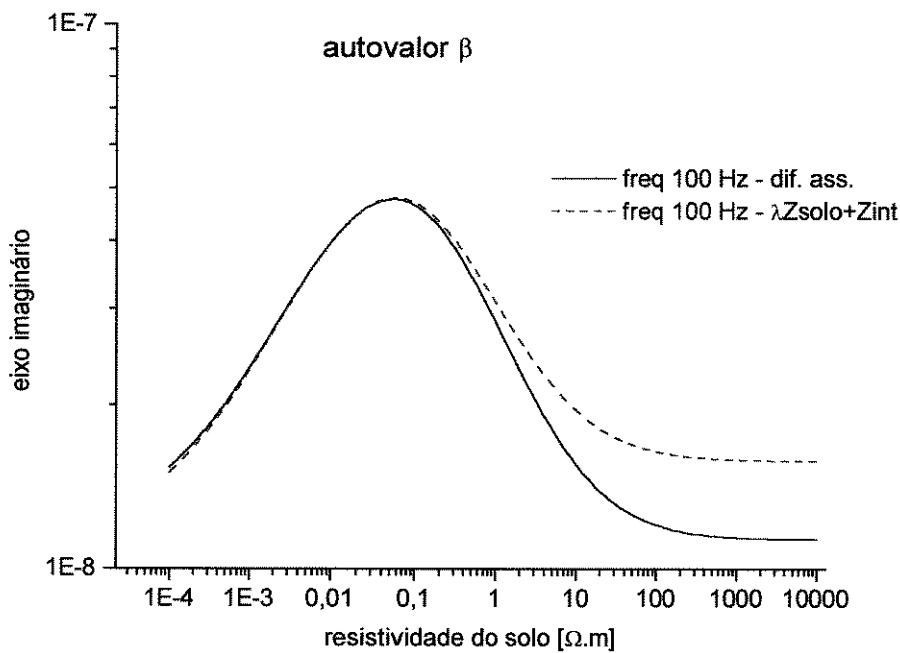


Figura H.13 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 100 Hz

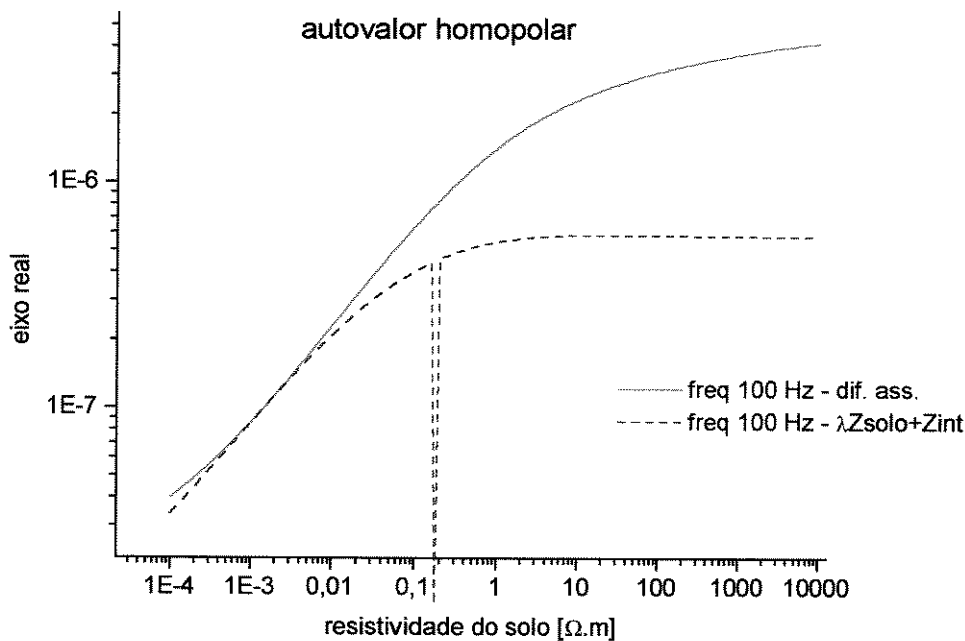


Figura H.14 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 100 Hz

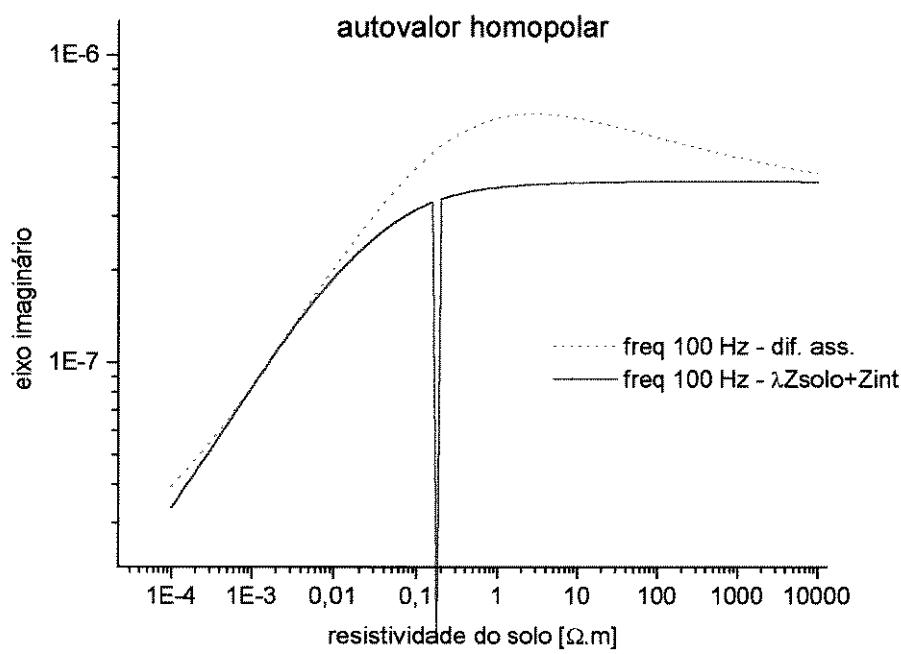


Figura H.15 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{peliclar}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 100 Hz

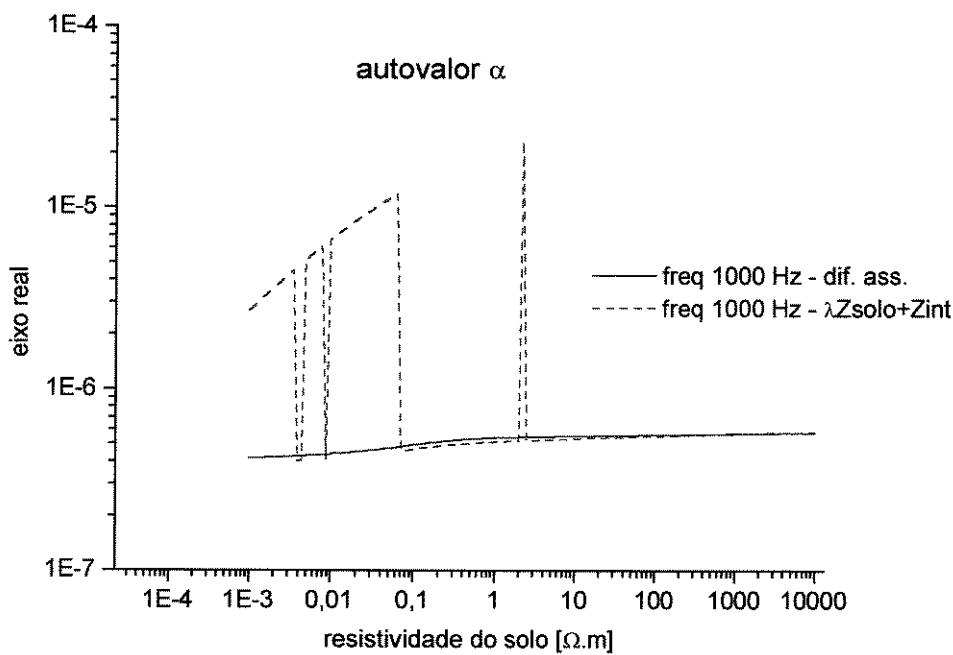


Figura H.16 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{peliclar}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 1000 Hz

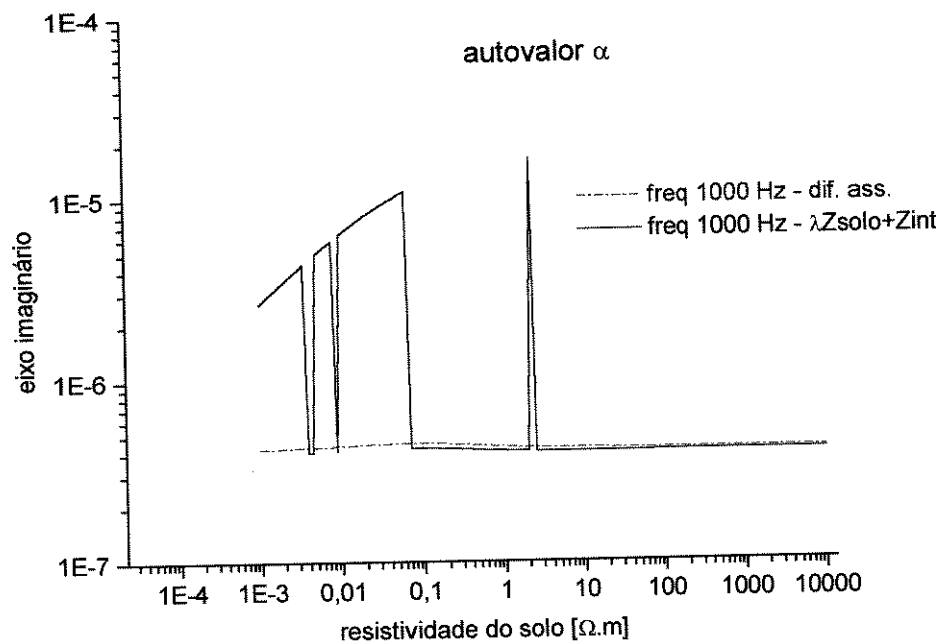


Figura H.17 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{peliclar}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 1000 Hz

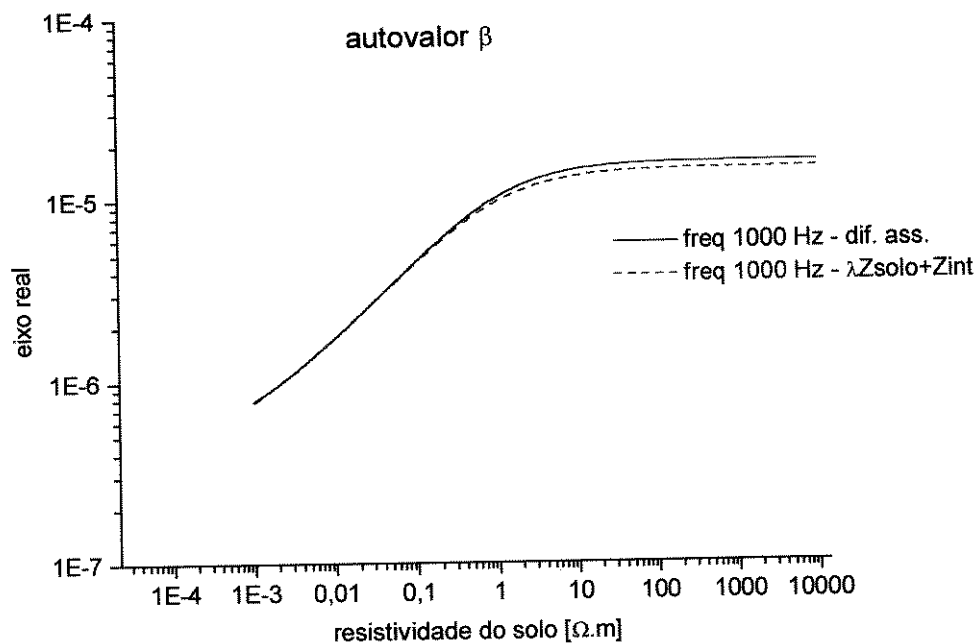


Figura H.18 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{peliclar}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 1000 Hz

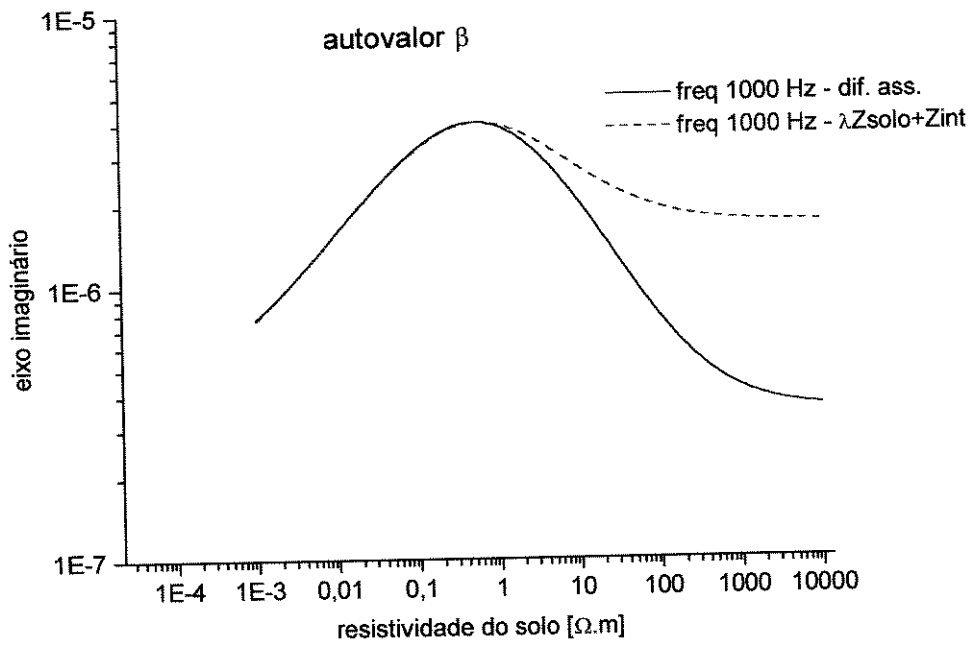


Figura H.19 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 1000 Hz

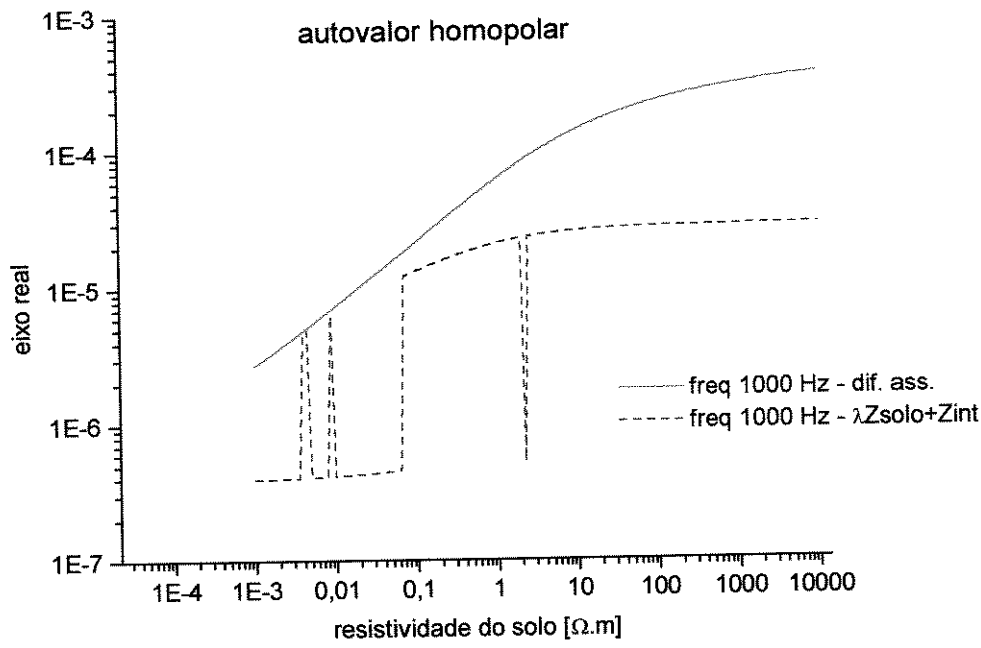


Figura H.20 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 1000 Hz

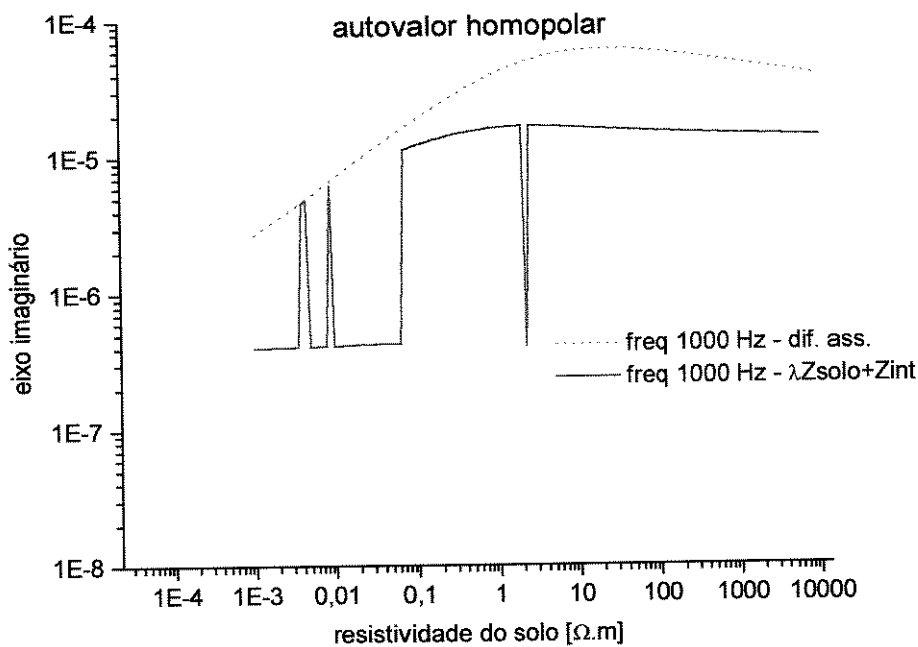


Figura H.21 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 1000 Hz

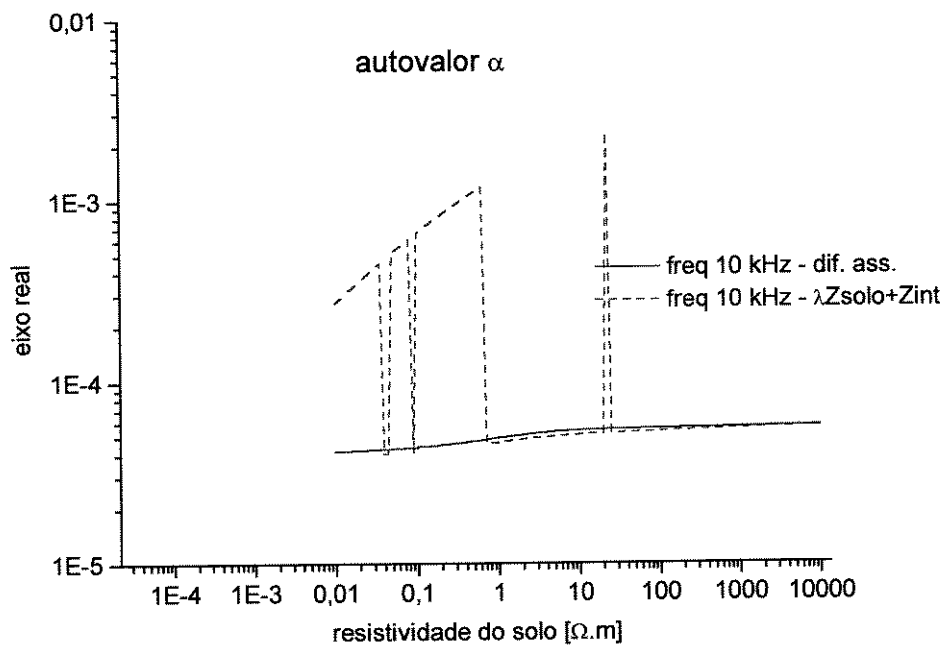


Figura H.22 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 10 kHz

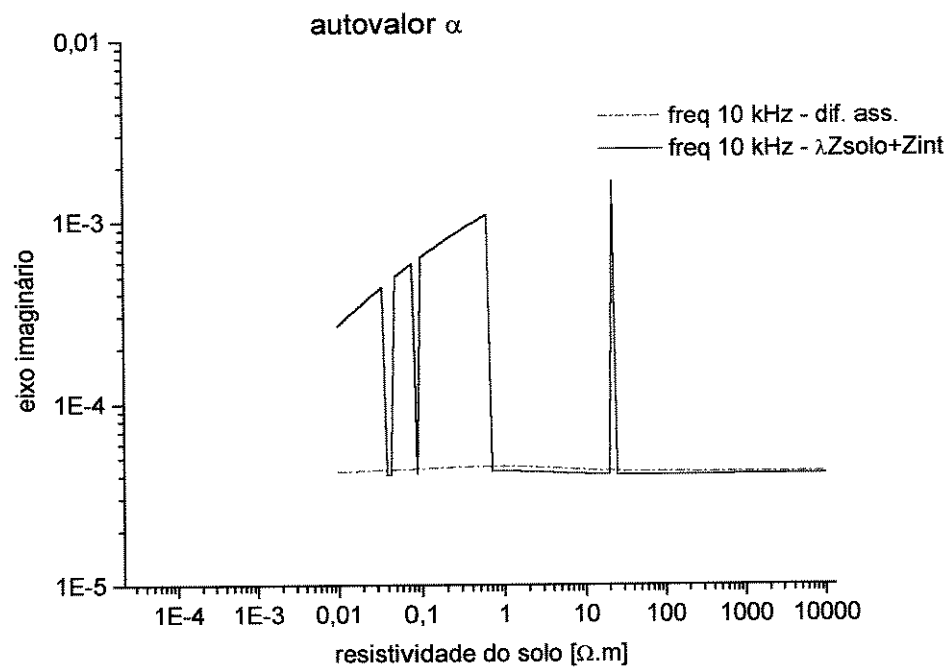


Figura H.23 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor α - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 10 kHz

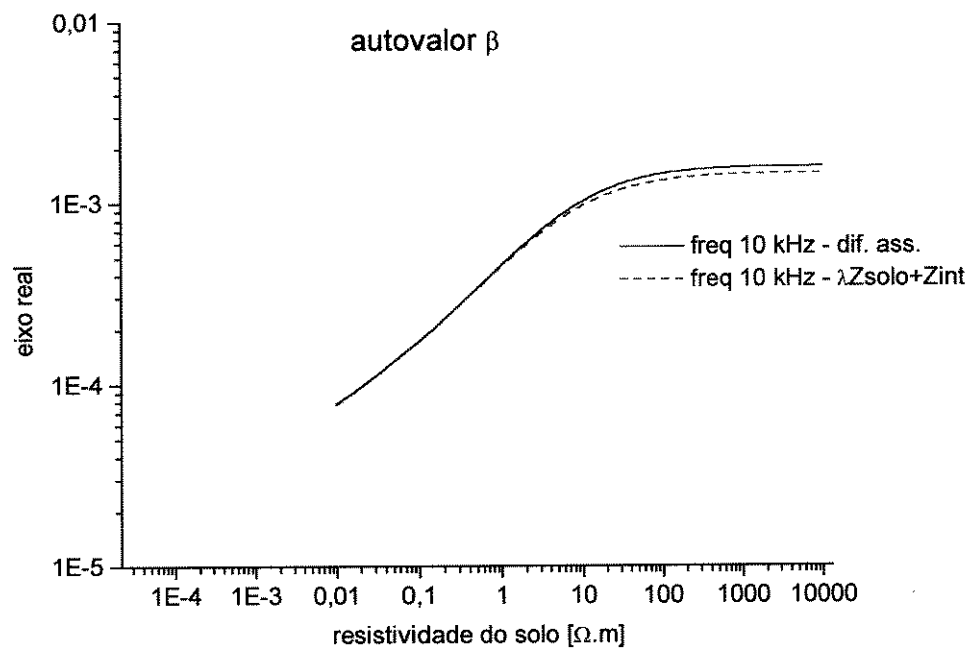


Figura H.24 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{pelicular}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 10 kHz

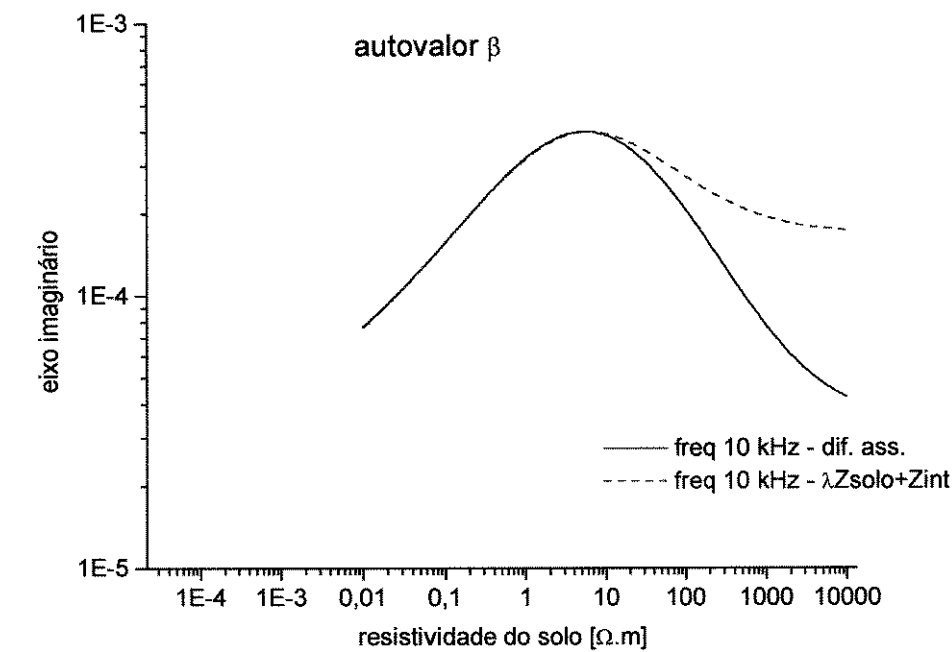


Figura H.25 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{peliclar}$ - Autovalor β - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 10 kHz

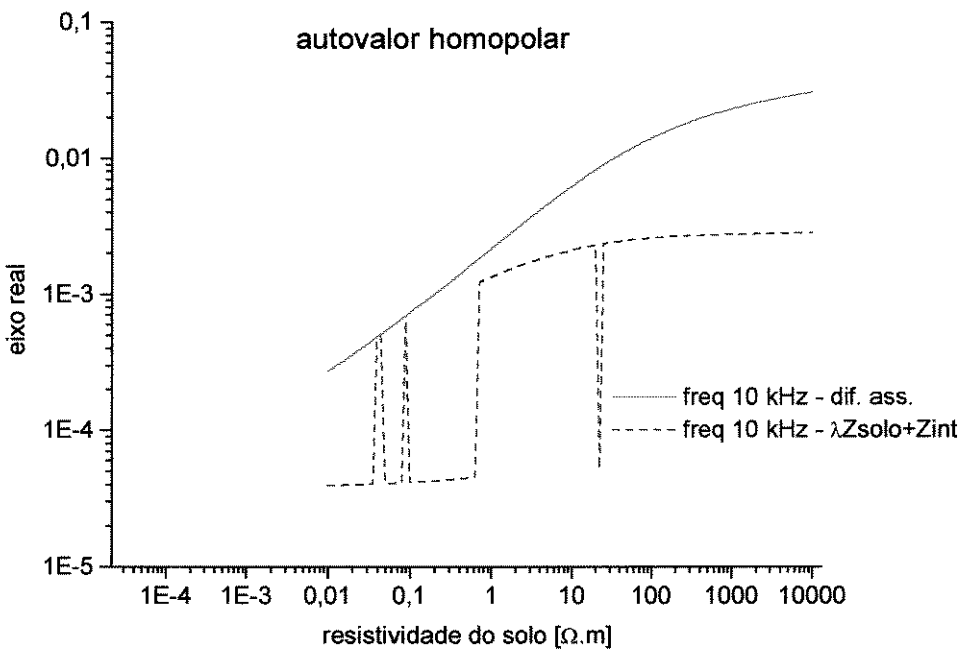


Figura H.26 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{peliclar}$ - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo real - frequência : 10 kHz

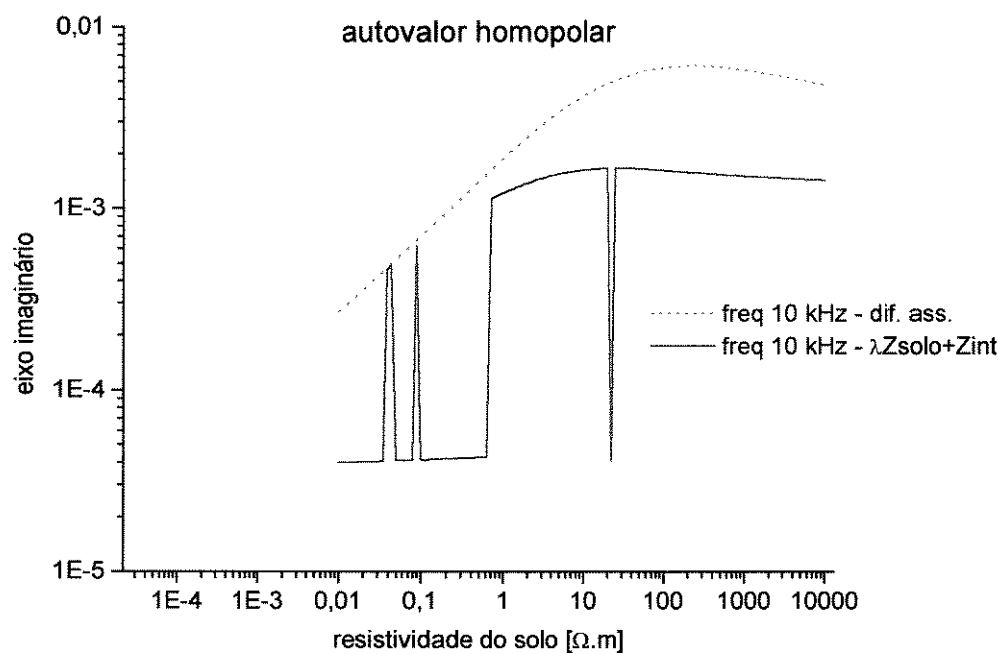


Figura H.27 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e Z_{peliclar} - Autovalor homopolar - função da resistividade do solo - eixo imaginário - frequência : 10 kHz

H.2.1.2 - Autovetores

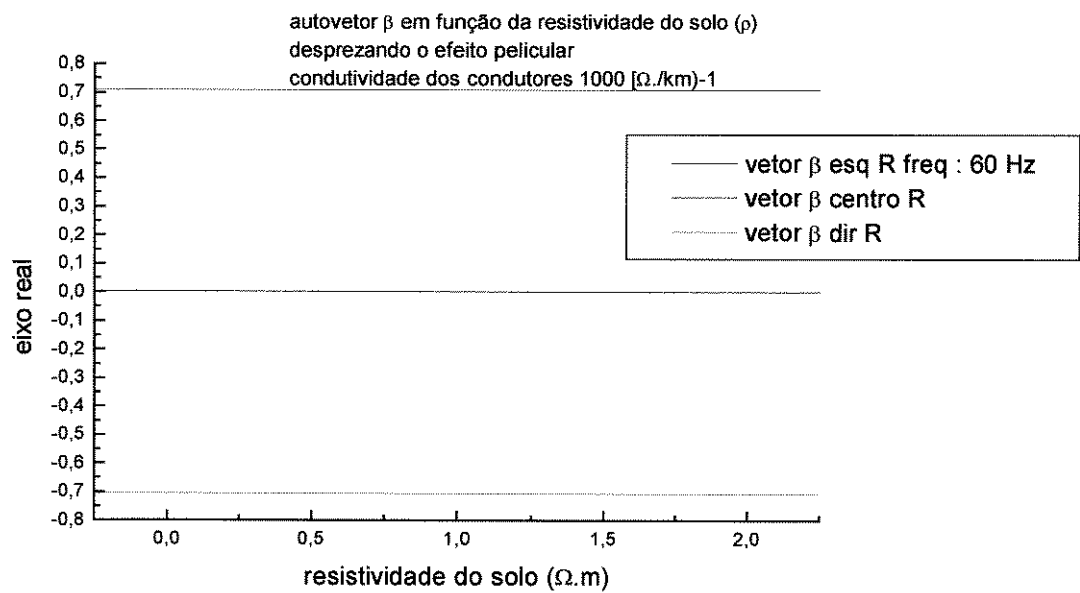


Figura H.28 - Autovetor β função da resistividade do solo - eixo real

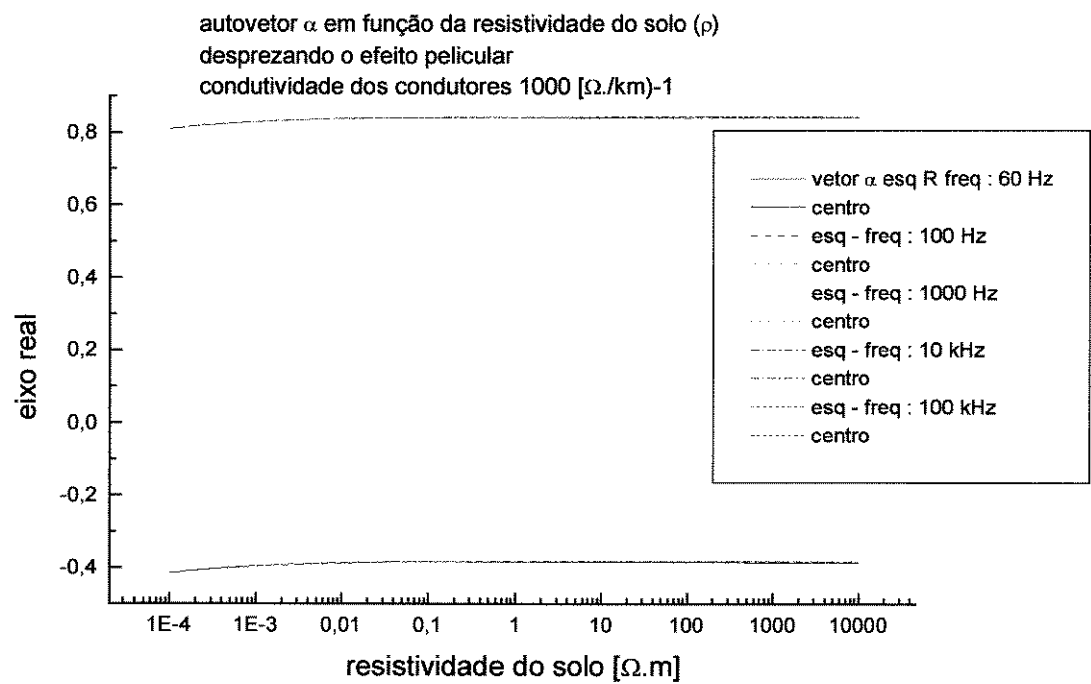


Figura H.29 - Autovetor α função da resistividade do solo - eixo real

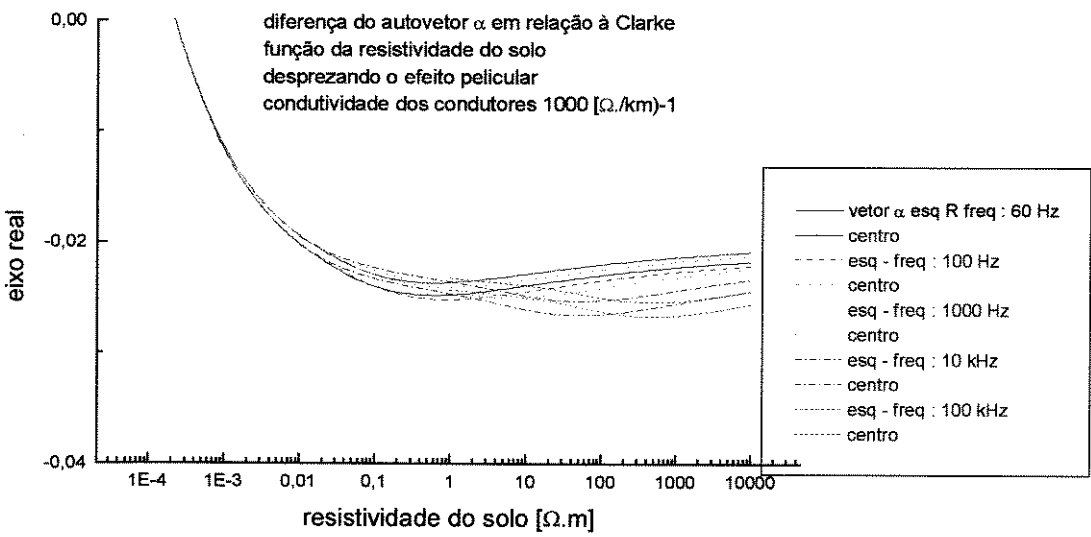


Figura H.30 - Diferença entre o autovetor α e Clarke - função da resistividade do solo - eixo real -
frequências até 100 kHz

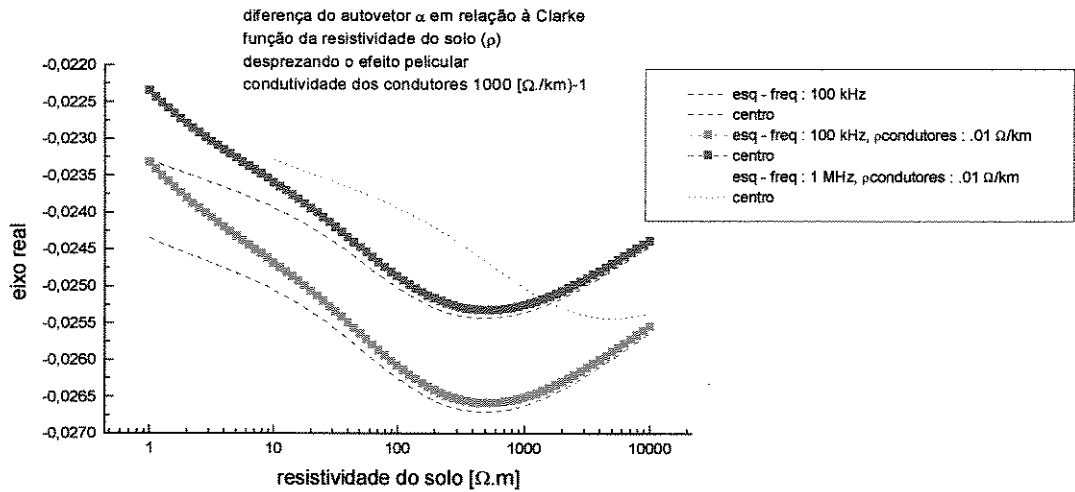


Figura H.31 - Diferença entre o autovetor α e Clarke - função da resistividade do solo - eixo real -
frequências : 100 kHz e 1 MHz

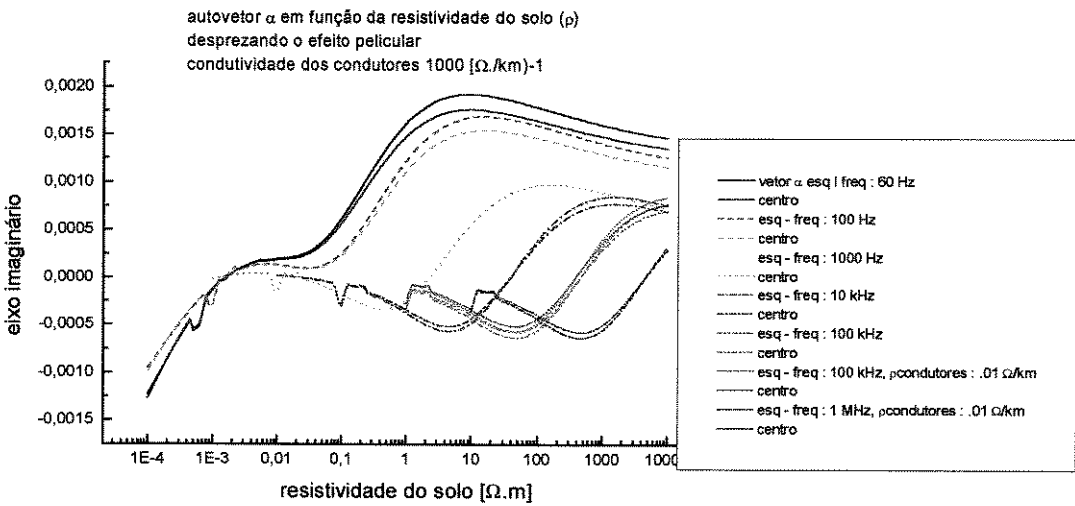


Figura H.32 - Autovetor α função da resistividade do solo - eixo imaginário

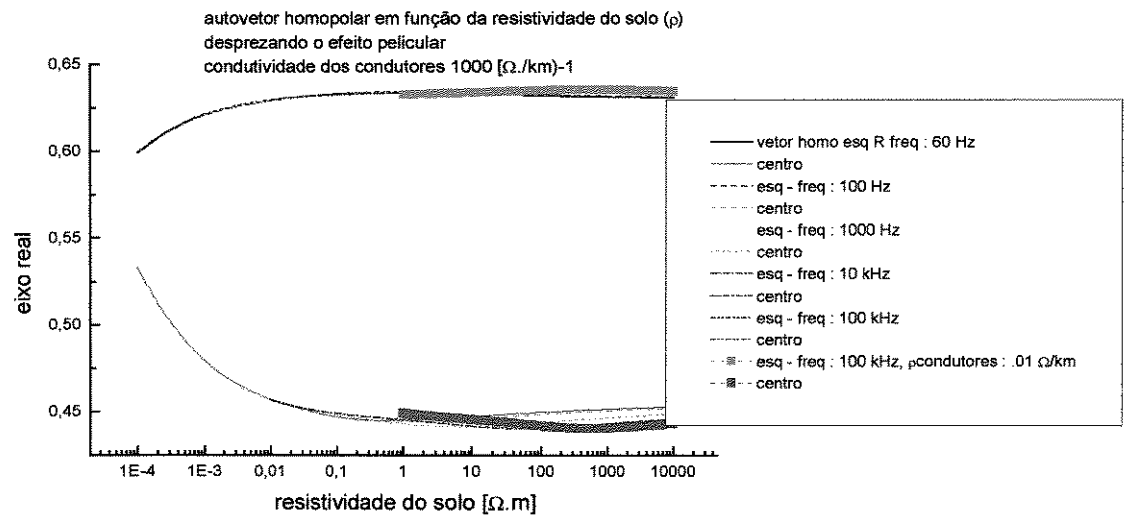


Figura H.33 - Autovetor homopolar função da resistividade do solo - eixo real

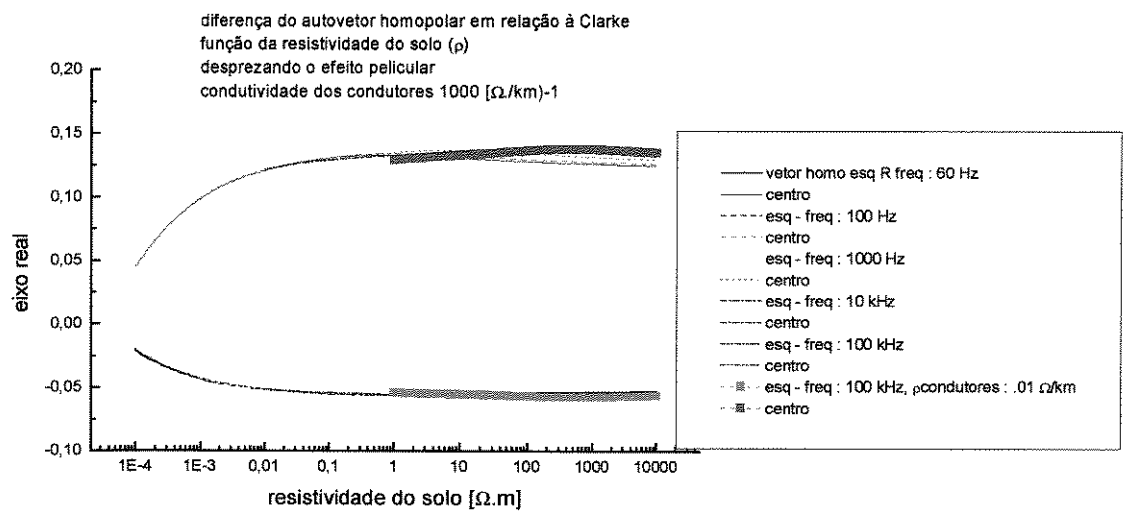


Figura H.34 - Diferença entre o autovetor homopolar e Clarke - função da resistividade do solo - eixo real - frequências até 100 kHz

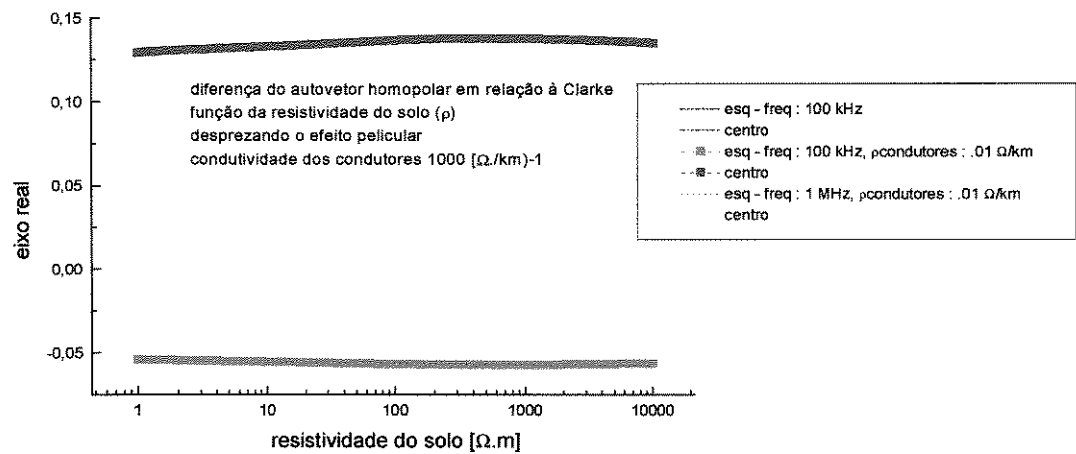


Figura H.35 - Diferença entre o autovetor homopolar e Clarke - função da resistividade do solo - eixo real - frequências : 100 kHz e 1 MHz

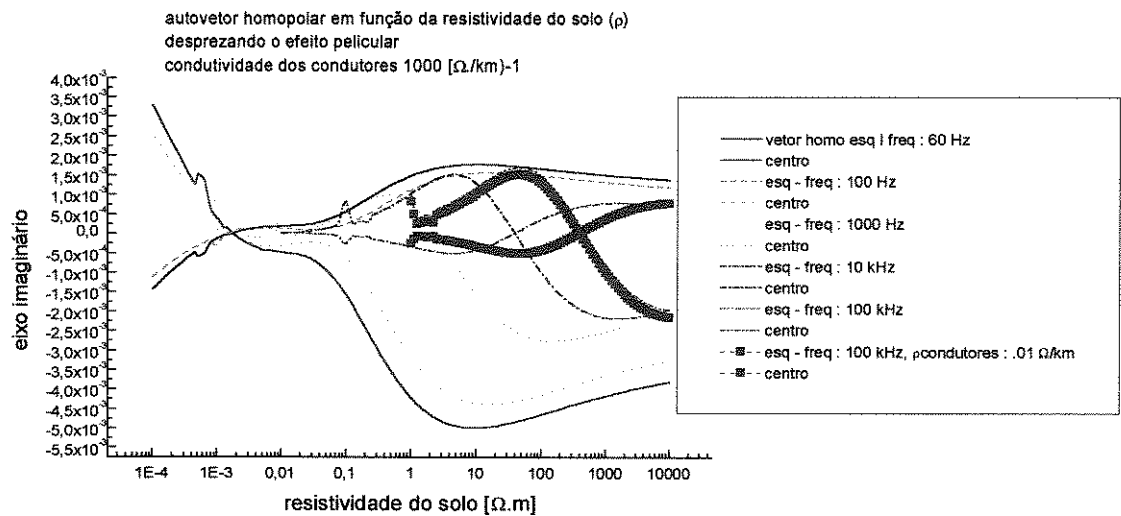


Figura H.36 - Autovetor homopolar função da resistividade do solo - eixo imaginário

H.2.1.3 - Análise dos Resultados

1. Autovalor

- o autovalor α não é muito sensível a resistividade do solo, sendo mais dependente da geometria da linha. As curvas podem ser expressas como função da frequência.
- o autovalor β varia com a resistividade do solo, tendendo a uma constante para valores de resistividade elevados. Pode ser expresso como função do produto $(\omega \cdot \rho)$.
- o autovalor homopolar tem uma variação acentuada com a resistividade do solo e pode ser expresso também como uma função de $(\omega \cdot \rho)$.

2. Diferença para o valor assintótico X autovalor de $Z_{solo} + Z_{int}$

- os gráficos apresentam mistura dos modos α e homopolar para os autovalores de $Z_{solo} + Z_{int}$. Nestes cálculos, como o efeito pelicular foi praticamente anulado, a determinação dos autovalores torna-se mais instável.

• os resultados são próximos para os modos α e β , porém para o modo homopolar a diferença é maior.

3. Autovetor

- o vetor β é exato.
- o vetor α é função da resistividade e da frequência, sendo mais sensível à resistividade do solo.
- o vetor homopolar também pode ser expresso em função da resistividade e frequência, com peso elevado para a resistividade.

H.2.2 - Variação da Resistividade do Solo, Resistência do Condutor e Resistência dos Cabos Pára-Raios

Neste item são apresentados os resultados do comportamento dos autovalores para as variações de :

- resistividade do solo : de 0,0001 $\Omega.m$ a 10.000 $\Omega.m$. (desprezando o efeito pelicular)
- resistência unitária dos condutores : de 1 m Ω/km a 1 Ω/km (desprezando o efeito do solo)
- resistência unitária dos cabos pára-raios : de 1 m Ω/km a 10 Ω/km (supondo que os condutores de fase tinham resistência de 1 m Ω/km e desprezando o efeito do solo)
- alguns valores de frequência

São apresentadas somente a diferença dos autovalores para a assíntota $(j\omega)^2 \cdot \mu_0 \cdot \epsilon_0$

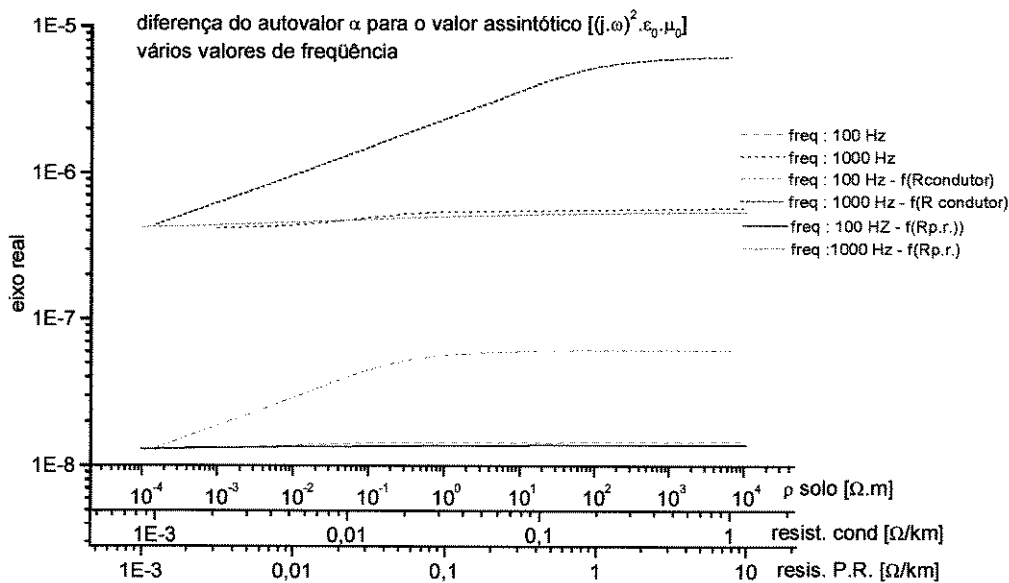


Figura H.37 - Diferença do autovalor α para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo real

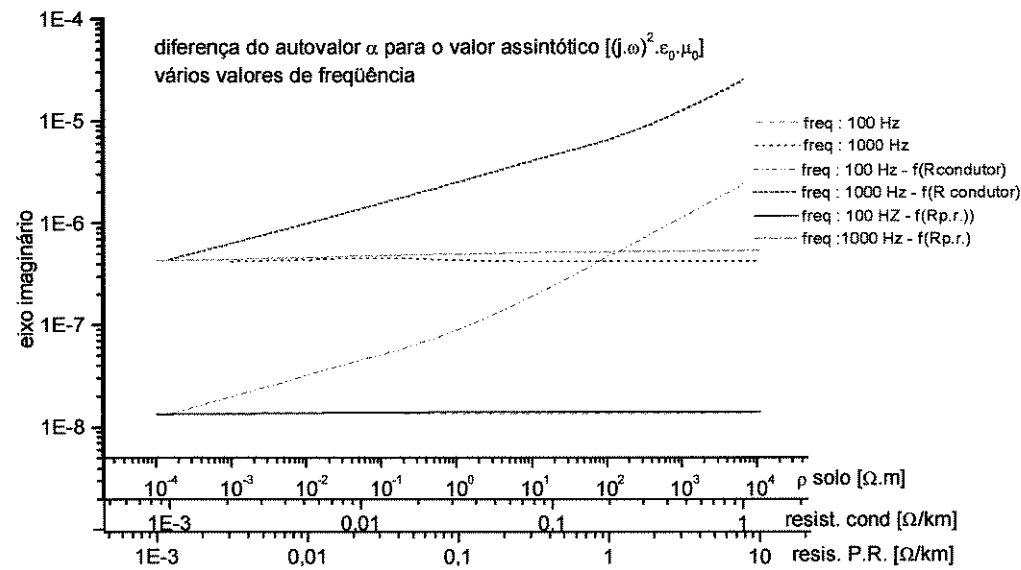


Figura H.38 - Diferença do autovalor α para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo imaginário

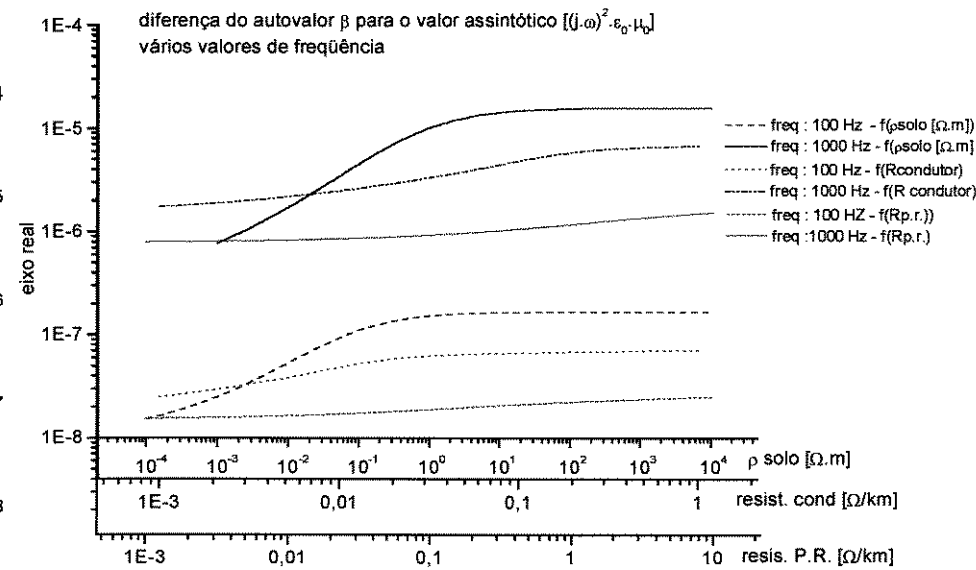


Figura H.39 - Diferença do autovalor β para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo real

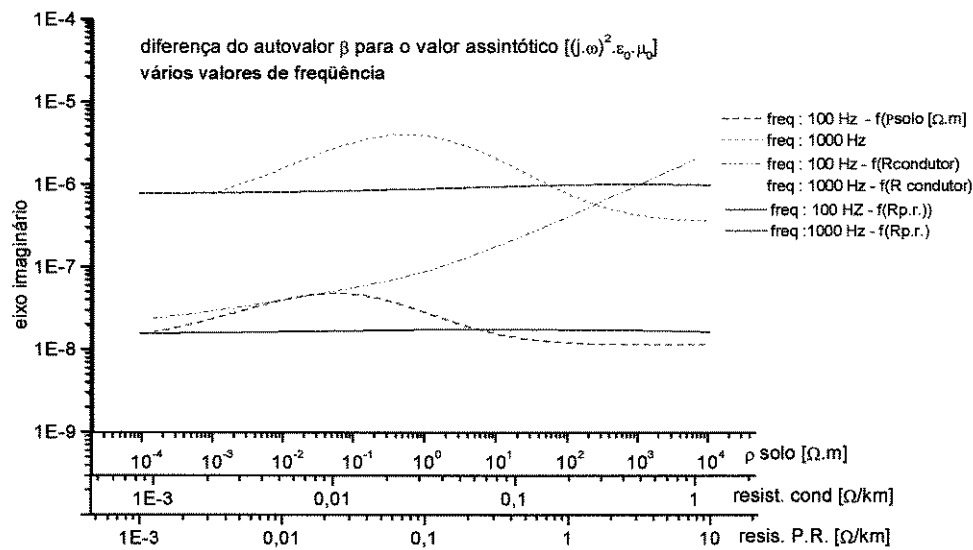


Figura H.40 - Diferença do autovalor β para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo imaginário

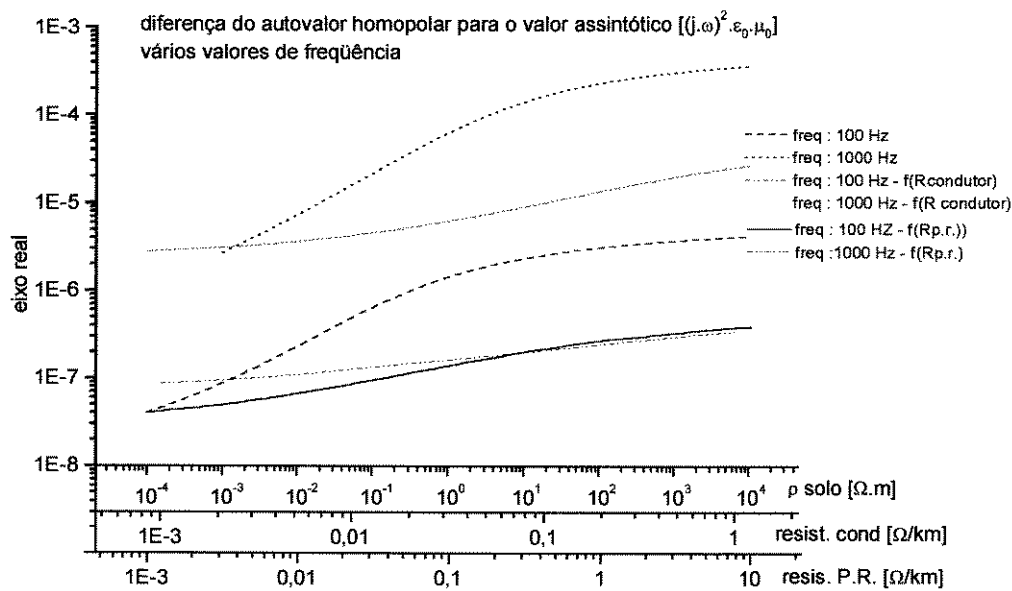


Figura H.41 - Diferença do autovalor homopolar para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo real

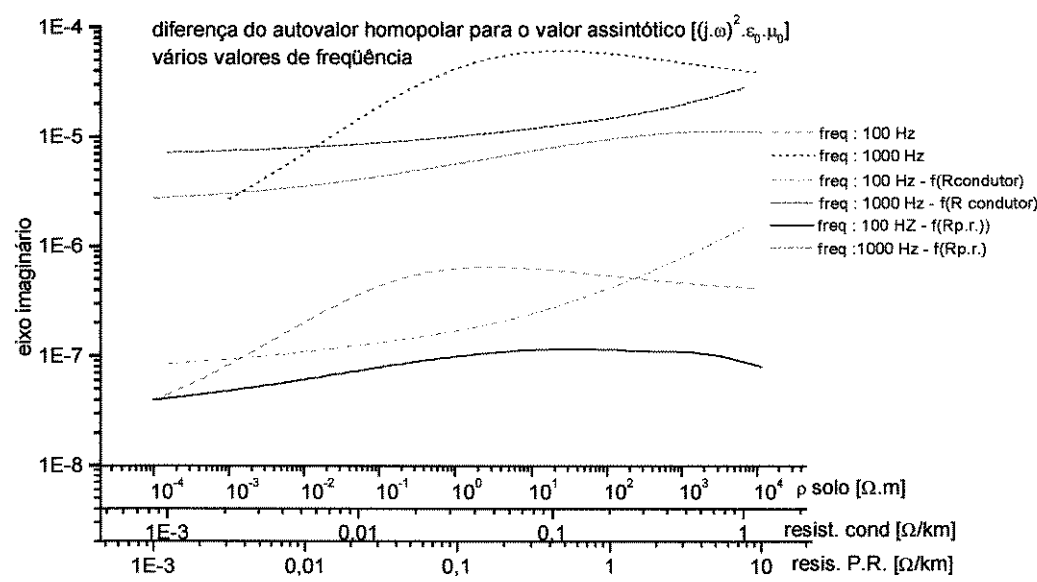


Figura H.42 - Diferença do autovalor homopolar para a assíntota - variando ρ , R_{cond} e R_{PR} - eixo imaginário

H.2.2.1 - Análise dos Resultados

- O autovalor α praticamente não variou com a resistividade do solo nem com a resistência dos cabos pára-raios, somente com a resistência dos condutores.
- O autovalor β é função da resistividade do solo da resistência dos condutores, não tendo variado com a resistência dos cabos pára-raios.
- O autovalor homopolar variou com os três parâmetros.

H.2.3 - Diferença para o valor assintótico X autovalor de $Z_{solo} + Z_{int}$ para a Linha Exemplo

Neste item são apresentados os resultados do comportamento dos autovalores da linha exemplo, no domínio da frequência, para os três valores de resistividade do solo analisados. É comparada a diferença do autovalor para a assíntota com o autovalor das matrizes $Z_{solo} + Z_{int}$.

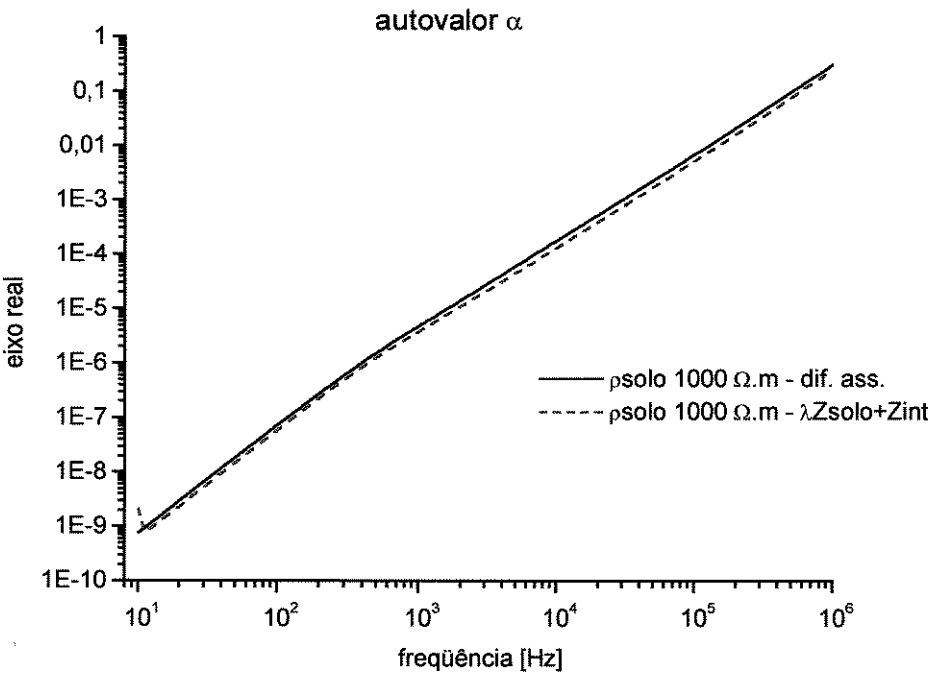


Figura H.43 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$

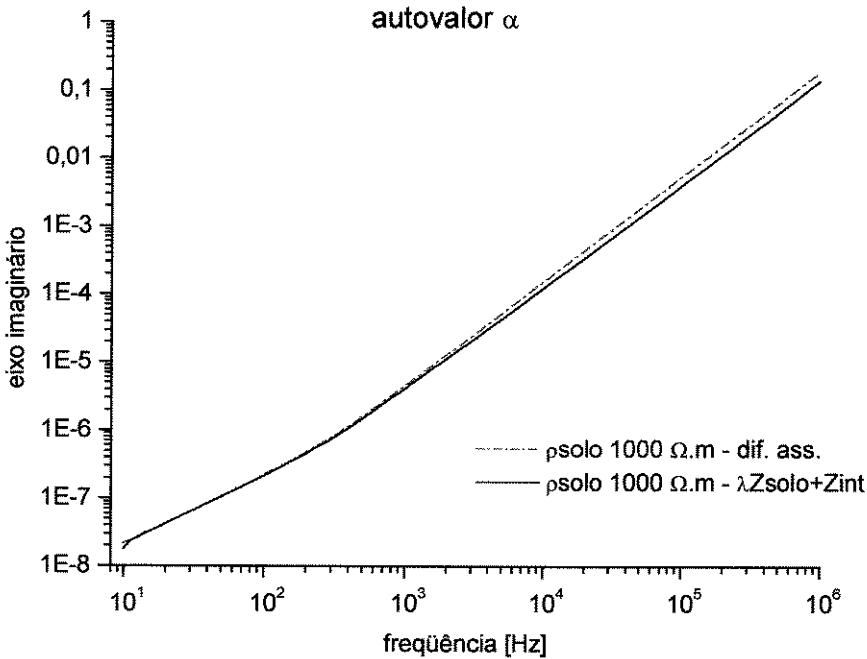


Figura H.44 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo imaginário - $\rho : 1000 \Omega.m$

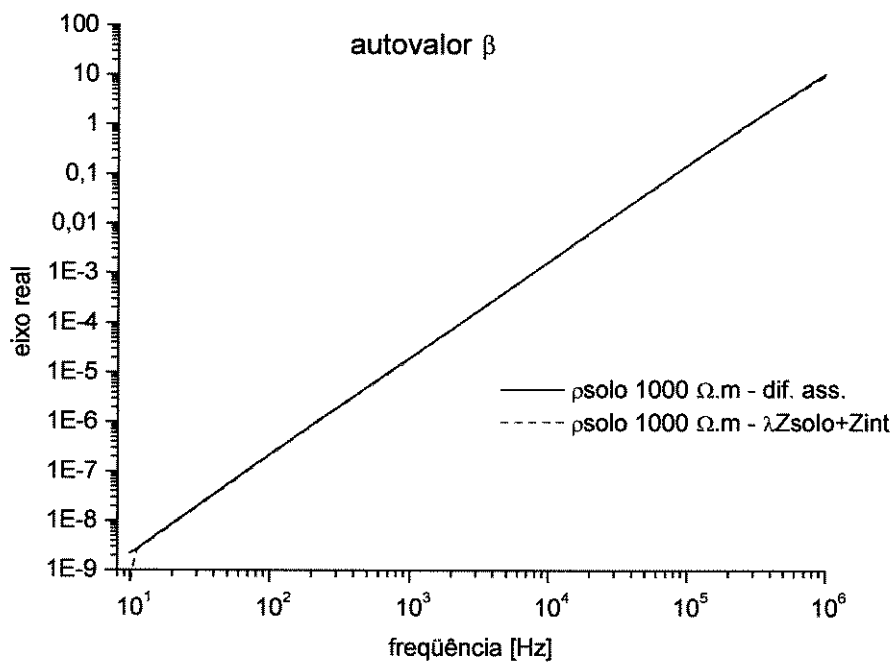


Figura H.45 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$

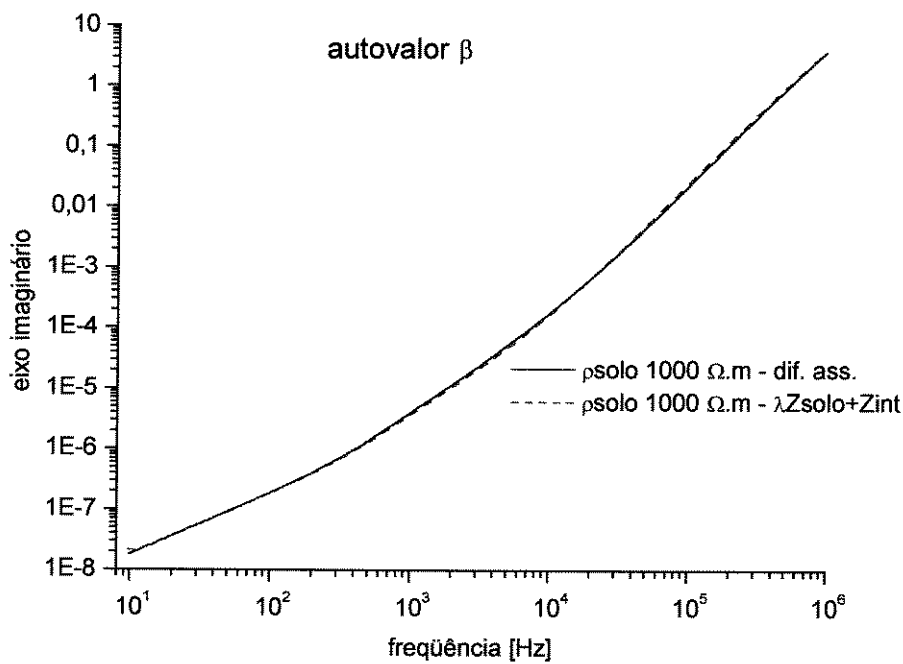


Figura H.46 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo imaginário - $\rho : 1000 \Omega.m$

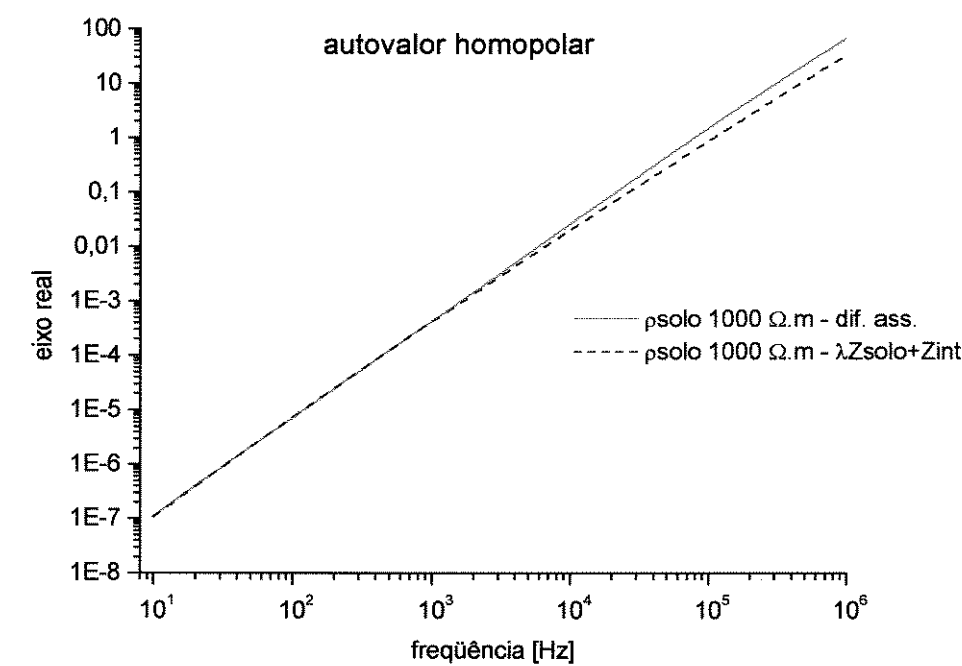


Figura H.47 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - eixo real - $\rho : 1000 \Omega.m$

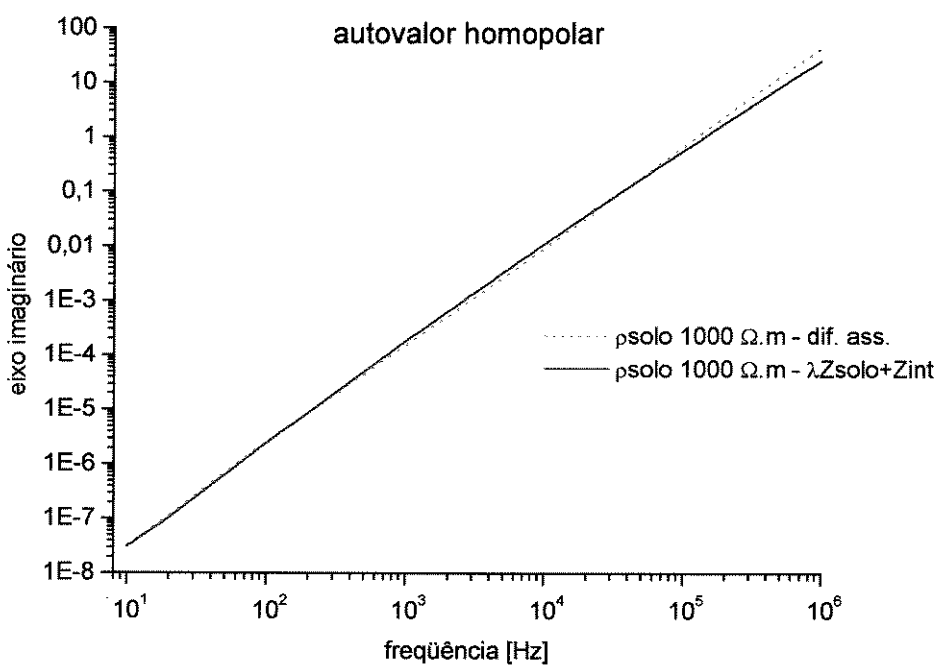


Figura H.48 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor homopolar - eixo imaginário - $\rho : 1000 \Omega.m$

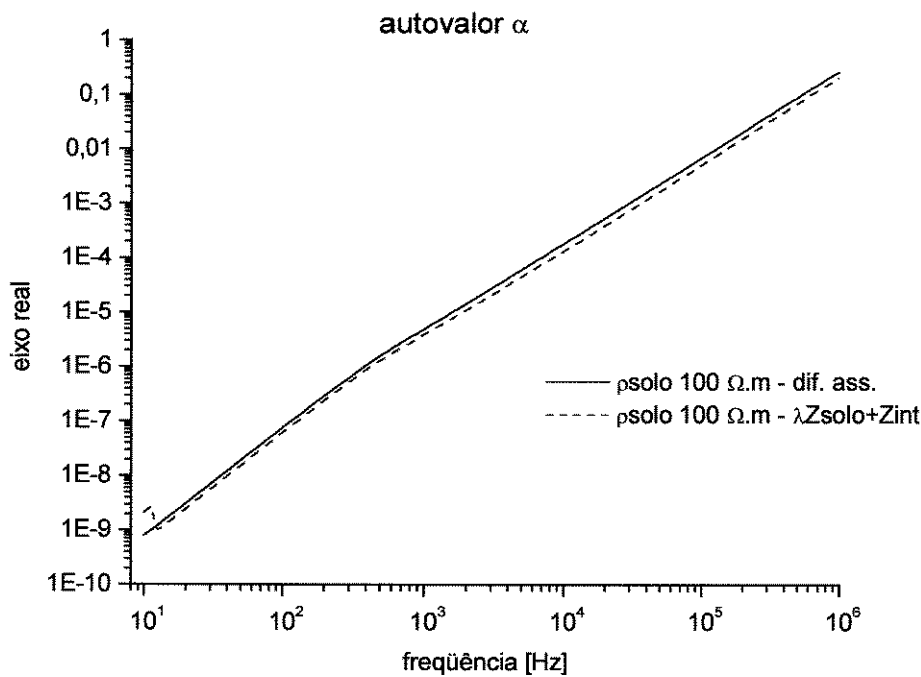


Figura H.49 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo real - $\rho : 100 \Omega.m$

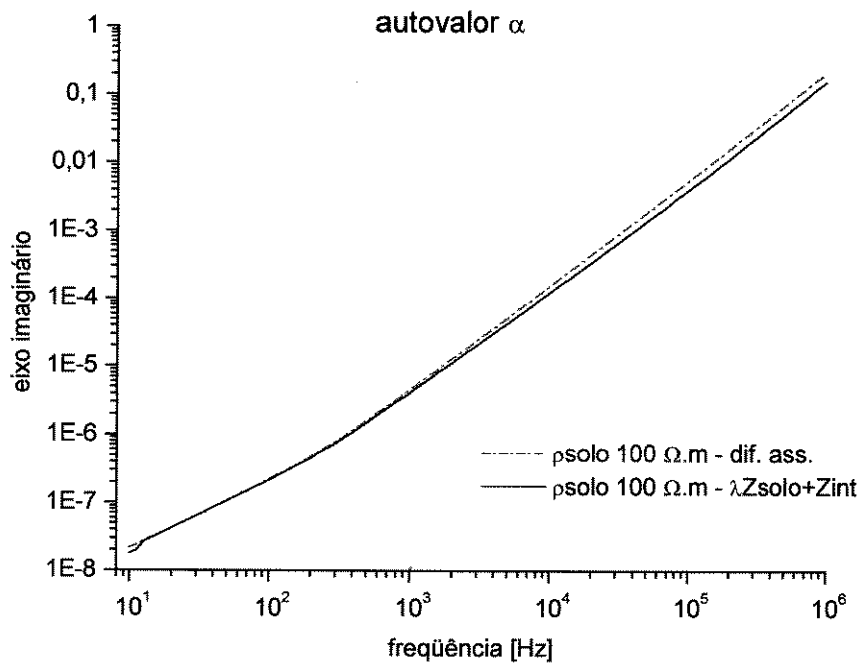


Figura H.50 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo imaginário - $\rho : 100 \Omega.m$

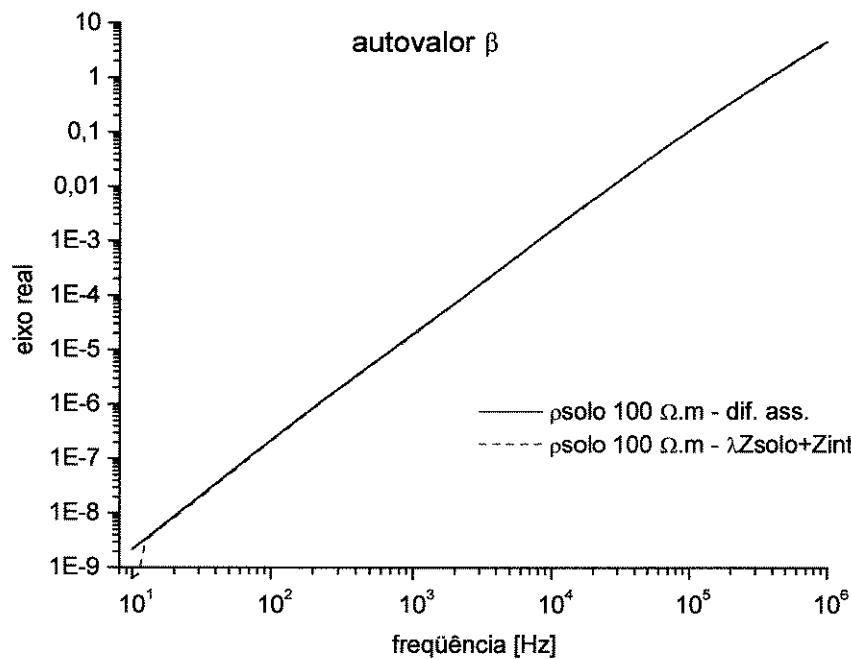


Figura H.51 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo real - $\rho : 100 \Omega.m$

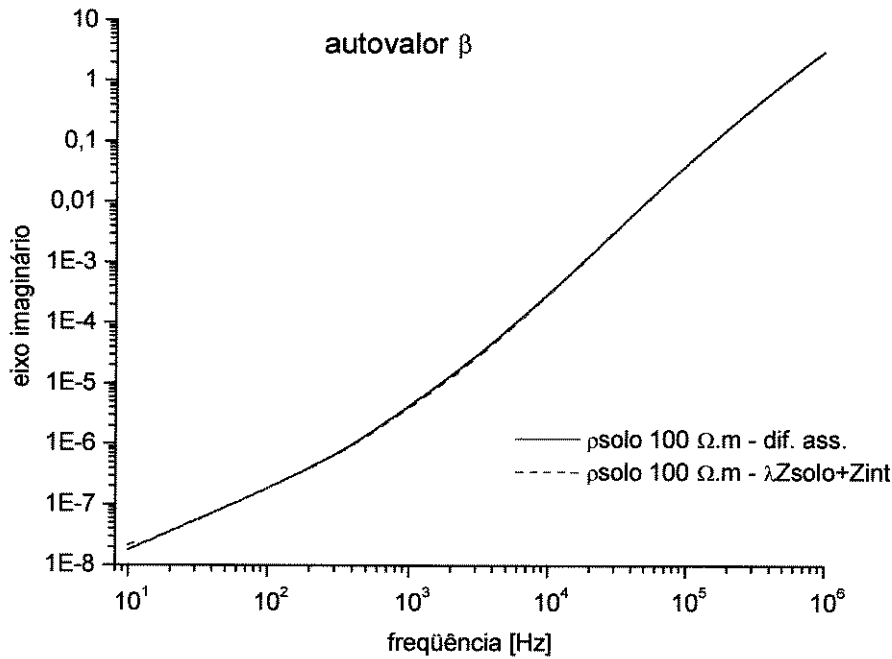


Figura H.52 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor β - eixo imaginário - $\rho : 100 \Omega.m$

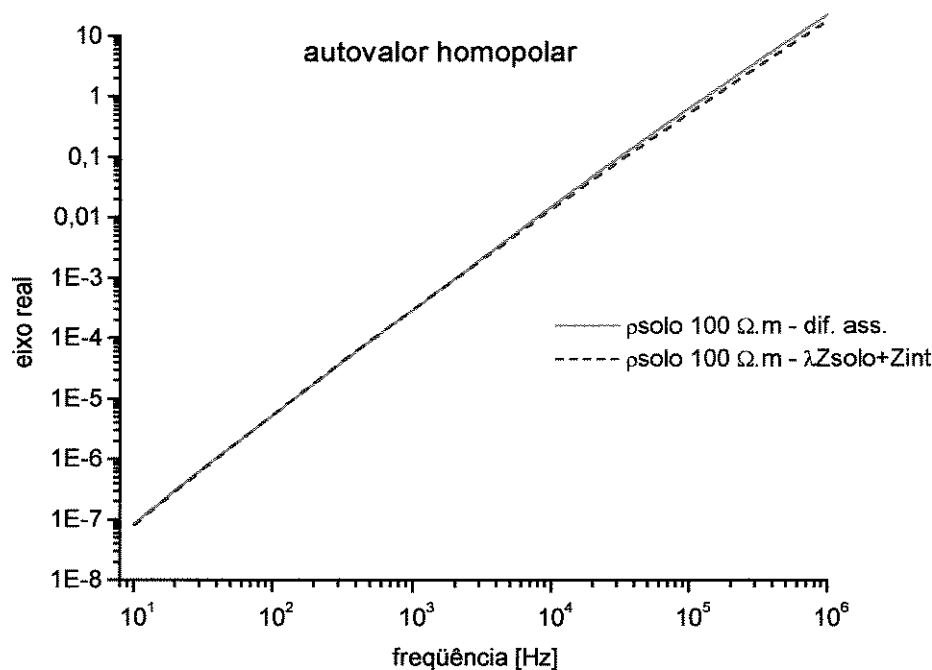


Figura H.53 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e Z_{peliclar} - Autovalor homopolar - eixo real - $\rho : 100 \Omega.m$

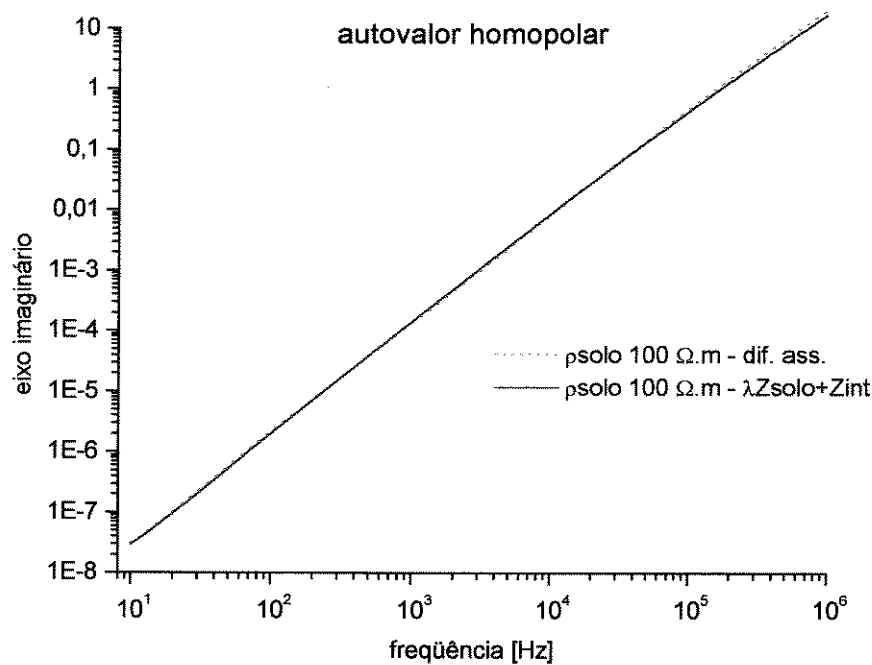


Figura H.54 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e Z_{peliclar} - Autovalor homopolar - eixo imaginário - $\rho : 100 \Omega.m$

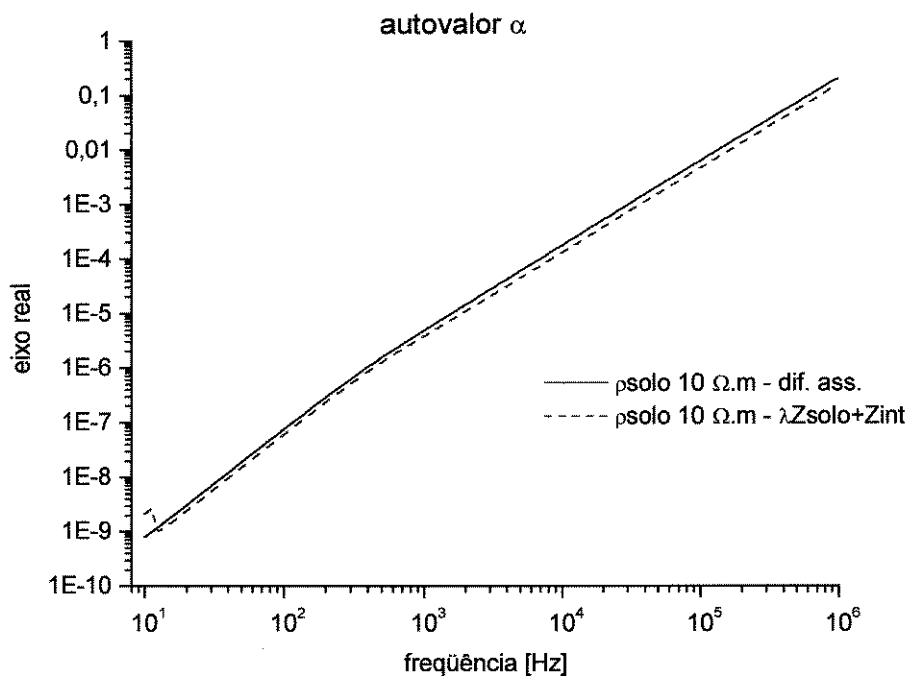


Figura H.55 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$

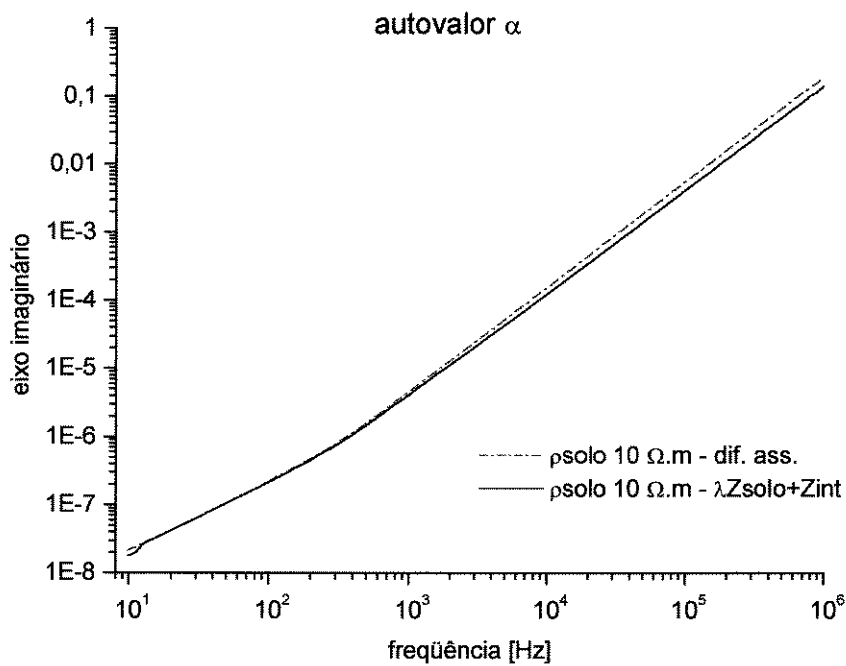


Figura H.56 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e $Z_{\text{pelicular}}$ - Autovalor α - eixo imaginário - $\rho : 10 \Omega.m$

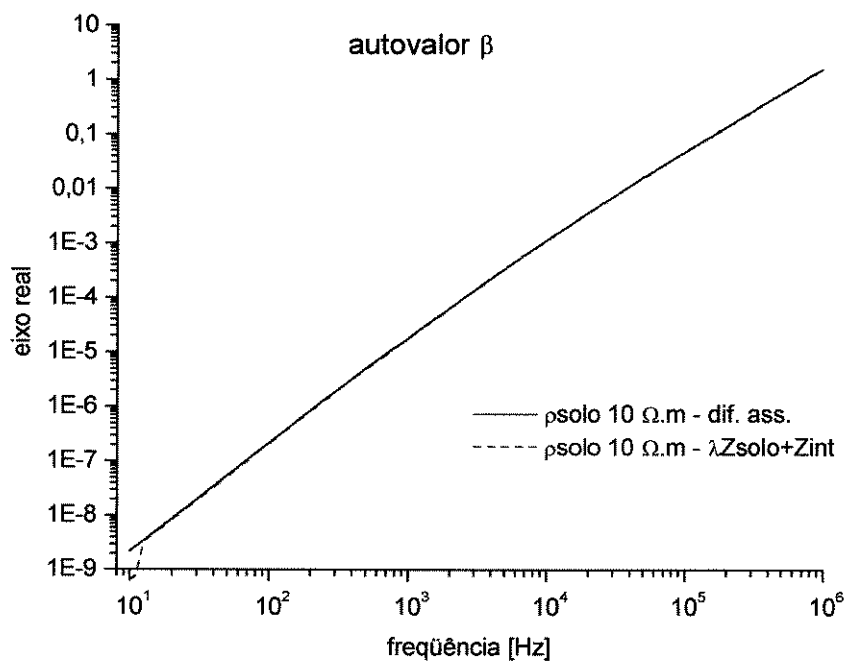


Figura H.57 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e Z_{peliclar} - Autovalor β - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$

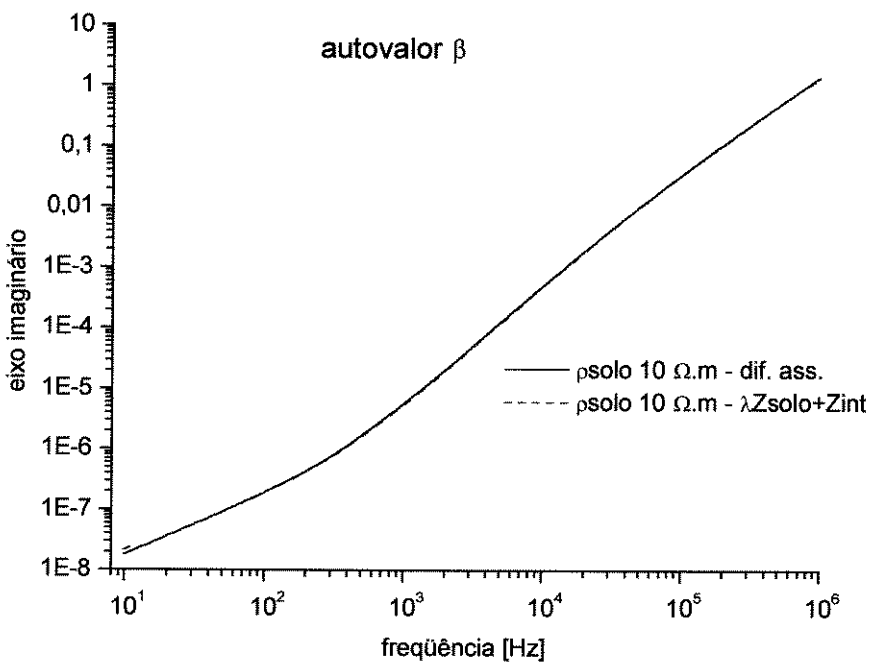


Figura H.58 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Z_{solo} e Z_{peliclar} - Autovalor β - eixo imaginário - $\rho : 10 \Omega.m$

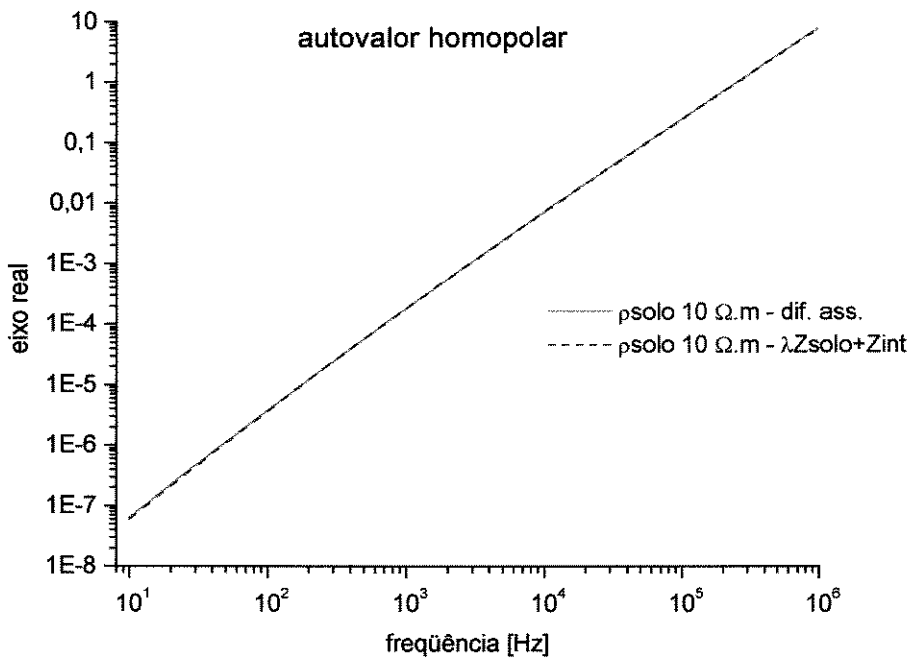


Figura H.59 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Zsolo e Zpeliclar - Autovalor homopolar - eixo real - $\rho : 10 \Omega.m$

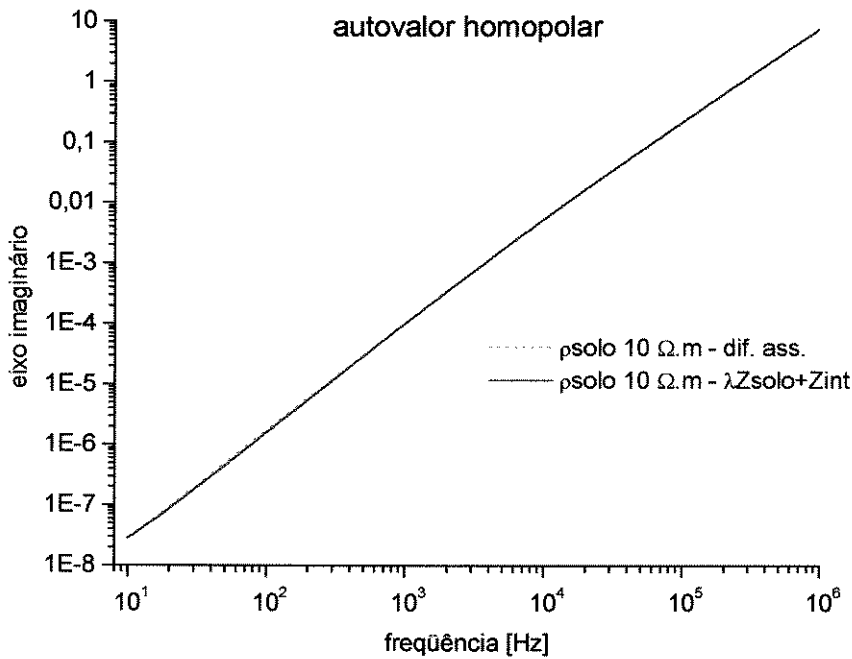


Figura H.60 - Comparando diferença da assíntota com o autovalor das matrizes Zsolo e Zpeliclar - Autovalor homopolar - eixo imaginário - $\rho : 10 \Omega.m$

H.2.3.1 - Análise dos Resultados

- As diferenças entre as curvas para o modo α não são muito influenciadas pela resistividade do solo, aumentando com a frequência.
- Para o modo β não é possível, pela análise dos gráficos, observar diferença entre as curvas, nem identificar uma variação da frequência ou resistividade do solo.
- O modo homopolar apresentou resultados muito próximos para a resistividade mais baixa, e as diferenças entre as curvas foram aumentando com a resistividade e frequência.
- Para todos os modos as duas curvas apresentam o mesmo comportamento, podendo ser utilizadas para obter características básicas dos autovalores.

H.3 - Conclusões

Este Apêndice apresenta somente uma análise exploratória do comportamento dos autovalores e autovetores, porém pode-se concluir que :

- é possível analisar o comportamento dos autovalores através da sua diferença para a assíntota, uma vez que, como o termo dominante do autovalor é muito maior do que o outro termo, fica difícil efetuar uma análise através do comportamento dos valores absolutos. As propriedades aparecem quando se analisam o comportamento das diferenças.
- o comportamento dos autovalores da matriz composta pelo efeito do solo e efeito pelicular é semelhante ao da diferença do autovalor para a assíntota, podendo ser utilizado também para efetuar a análise.
- a resistividade do solo é um parâmetro importante para o autovalor homopolar e β , não tendo muita influência para o modo α .
- já o efeito pelicular tem importância maior para o modo α .
- deve ser possível expressar os autovetores não em função dos autovalores, mas em função da diferença destes para a assíntota, o que evitaria o cruzamento dos modos e permitiria o seu cálculo para frequências muito elevadas, uma vez que esta diferença é bem distinta para cada modo.