



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia

**Comportamento Eletromagnético do Solo no Domínio da Frequência:
Tratamento de Dados de Campo e Influência no Desempenho de
Linhas Aéreas de Transmissão de Energia Elétrica**

Autor: João Bosco Gertrudes

Orientadora: Profa. Dra. Maria Cristina Dias Tavares

Dissertação de mestrado submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC), da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dra. Maria Cristina Dias Tavares - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Carlos Manuel de Jesus Cruz de Medeiros Portela - COPPE/UFRJ

Prof. Dr. José Pissolato Filho - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Leonardo de Souza Mendes - FEEC/UNICAMP

Campinas, SP

Agosto de 2005

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

G328c Gertrudes, João Bosco
Comportamento eletromagnético do solo no domínio da
frequência: tratamento de dados de campo e influência no
desempenho de linhas aéreas de transmissão de energia
elétrica / João Bosco Gertrudes. --Campinas, SP: [s.n.], 2005.

Orientador: Maria Cristina Dias Tavares
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Condutividade elétrica. 2. Transitórios (eletricidade).
3. Linhas elétricas aéreas. I. Tavares, Maria Cristina Dias.
II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Titulo em Inglês: Soil electromagnetic behavior in frequency domain:
measurement treatment and influence in aerial transmission line
performance

Palavras-chave em Inglês: Electric conductivity, Electric transients, Transmission
lines

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Carlos Manuel de Jesus Cruz de Medeiros Portela, José
Pissolato Filho e Leonardo de Souza Mendes

Data da defesa: 05/08/2005

Resumo

Um dos requisitos necessários para estudos e simulação de fenômenos transitórios em sistemas de energia elétrica (aterramentos, linhas de transmissão, etc) é a modelagem adequada do comportamento eletromagnético do solo.

Na literatura, os parâmetros (condutividade e permissividade) são usualmente considerados independentes da frequência, com condutividade (σ) constante, e permissividade (ϵ) que pode ser desprezada ($\omega\epsilon \ll \sigma$). Estas aproximações quase-estacionárias, tradicionalmente usadas em sistemas de potência podem acarretar erros consideráveis ou modelos inadequados para altas frequências e fenômenos transitórios rápidos, por exemplo, associados à descargas atmosféricas, uma vez que esses parâmetros (σ , $\omega\epsilon$) são fortemente dependentes da frequência. Portanto, torna-se necessário o conhecimento do comportamento do solo na faixa de frequência 0 a 2 MHz, faixa na qual se encontra o espectro de frequência da maior parte dos distúrbios do sistema elétrico.

Neste trabalho apresentamos novas medições de campo de parâmetros do solo, com amostras coletadas na região de Cachoeira Paulista/SP. Os parâmetros são calculados na faixa de 100 Hz a 2 MHz de acordo com os procedimentos de medição em campo e validação propostos Portela em 1997.

São também apresentados procedimentos para minimização da dispersão inerente das medições de campo: identificação das componentes de frequência dos sinais medidos na amostra através de Transformada de Fourier e uso de filtros adequados para filtragem de “ruídos”. Estes procedimentos são necessários para medição das amplitudes e defasagem entre sinais de tensão e corrente injetados na amostra, na componente de primeira harmônica, dados fundamentais para levantamento dos parâmetros do solo.

Para evidenciar a importância da correta modelagem do solo em função da frequência é feito um estudo comparativo da influência dos parâmetros do solo no desempenho de uma linha de transmissão (LT) trifásica, simples, 440 kV, idealmente transposta, considerando modelo de solo com dependência na frequência *versus* modelo de solo a parâmetros constantes (abordagem usual).

Abstract

One of the essential requirements for studies and adequate simulation of transient phenomena in power systems (transmission lines, grounding systems, etc) is the adequate representation of ground effect. Most used procedures assume that the ground may be considered frequency independent, having a constant conductivity (σ) and an electric permittivity (ϵ) that can be neglected ($\omega\epsilon \ll \sigma$). These three assumptions are quite far from reality and can originate an inadequate soil model for some applications, especially, fast transients phenomena involving atmospheric discharges. It is necessary to have a proper knowledge of soil electromagnetic behaviour in a reasonably wide frequency range, typically from 0 to 2 MHz.

In this work we present some procedure to measure, analyze and model the soil electromagnetic behaviour (conductivity σ and permittivity ϵ) in the frequency domain, with results obtained in ten soil samples collected at Cachoeira Paulista, Brazil southeast region.

The importance of properly considering the earth's electromagnetic behaviour is enhanced in transmission line performance. For an actual 440 kV single three-phase transmission line the soil behaviour is represented in the longitudinal parameters through a unique real value of conductance (the normal approach) and through the proposed model, in order to analyze the frequency range where the ground effect is important or cannot be neglected.

Dedico este trabalho com muito amor, carinho, apreço e gratidão à minha família, em especial aos meus pais, Manuel Gertrudes e Maria da Luz (in memoriam), meus irmãos e minha esposa Katiúscia, pelos incentivos.

Este trabalho teve o apoio financeiro da CNPq

Agradecimentos

- À Deus por tudo, pela vida e oportunidade de aprender um pouco mais a cada dia.
- À minha família que mesmo longe, sempre torceram, oraram e me incentivaram durante os meus estudos, agradeço também pela paciência e serenidade com que encararam a minha ausência;
- À minha querida esposa Katiuscia, pelo seu amor, carinho e atenção e por estar comigo sempre, dividindo as minhas ansiedades, dúvidas, emoções, participando de forma direta na elaboração deste trabalho;
- À professora Maria Cristina pela orientação, por suas idéias, e pela confiança em mim depositada desde dos tempos de graduação e iniciação científica em São Carlos.
- À todos, em especial os alunos e colegas do curso de pós-graduação turma 2003, que de alguma forma contribuíram, com sugestões, críticas e discussões para melhorar o trabalho;
- Ao professor Carlos Portela por sua apreciável bibliografia a que tive acesso e aprendizado que estes me proporcionaram, tornando-se um dos pilares deste trabalho pelo uso de modelos de solos e técnicas de medição em campo por ele desenvolvidos;
- À todos que trabalharam na coleta das amostras de solo e nas medições de campo em Cachoeira Paulista: Prof. José Pissolato, Profa. Maria Cristina, Leandro Lima, Eduardo e Fernando Zago.
- Agradecimento especial ao apoio financeiro da CNPq, sem a qual não seria possível a realização desta dissertação.

Sumário

Resumo.....	iii
Abstract	v
Agradecimentos.....	xi
Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas.....	xix
Simbologia	xxi
Abreviações.....	xxiii
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Introdução	1
1.2 Motivação e Relevância do Tema	4
1.3 Objetivos	5
1.4 Organização da Dissertação	6
1.5 Publicações Decorrentes deste Trabalho.....	7
CAPÍTULO 2 – MODELAMENTO DO COMPORTAMENTO ELETROMAGNÉTICO DO SOLO	9
2.1 Introdução	9
2.2 Comportamento Eletromagnético do Solo	9
2.3 Modelagem do Comportamento do Solo.....	12
2.4 O Modelo Tipo 1	13
2.5 O Modelo Tipo 3	14
2.6 Comportamento Estatístico dos Parâmetros do Modelo de Solo	17
CAPÍTULO 3 - MEDIÇÕES EM CAMPO DOS PARÂMETROS DO SOLO DE CACHOEIRA PAULISTA	19
3.1 Introdução	19
3.2 Metodologias e Procedimentos de Medição em Campo	19
3.3 Características das Medições de Campo	28
3.4 Minimização da Dispersão das Medições de Campo	31
3.4.1 Identificação das Componentes de Frequência dos Sinais	32
3.4.2 Características e Propriedades do Filtro	44
3.5 Considerações Finais.....	55

CAPÍTULO 4 – EQUACIONAMENTO E CÁLCULO DE PARÂMETROS DA LT: OS MODOS NATURAIS DE PROPAGAÇÃO	57
4.1 Introdução	57
4.2 Equações de Propagação de Ondas em LT's.....	58
4.3 Desacoplamento das Equações de LT's: Os Modos Naturais de Propagação.....	58
4.4 Cálculo da Matriz de Parâmetros Longitudinais	60
4.5 Cálculo da Matriz de Impedância Interna	61
4.6 Cálculo da Impedância Externa Considerando Condutor Ideal sobre Solo Ideal.....	64
4.7 Cálculo da Matriz de Parâmetros Transversais	68
4.8 Influência do Solo no Cálculo dos Parâmetros de LT's.....	68
4.9 Considerações Finais.....	71
CAPÍTULO 5 - CONTRIBUIÇÕES DO SOLO NA MATRIZ PRIMITIVA DE PARÂMETROS	73
5.1 Introdução	73
5.2 Avaliação das Contribuições na Matriz [Z] de Parâmetros Longitudinais.....	73
5.3 Resistências Próprias.....	76
5.4 Resistências Mútuas	78
5.5 Indutâncias Próprias	79
5.6 Indutâncias Mútuas	81
5.7 - Considerações Finais	82
CAPÍTULO 6 – ESTUDO COMPARATIVO DA INFLUÊNCIA DO SOLO NO DESEMPENHO DA LT.....	85
6.1 Introdução	85
6.2 Avaliação do Efeito do Solo no Desempenho da LT	85
6.3 Resultados de Simulação.....	86
6.4 Considerações Finais.....	97
CAPÍTULO 7 – CONCLUSÕES.....	99
Trabalhos Futuros.....	103
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	105
ANEXO A:.....	109
TABELAS DE MEDIDAS E SINAIS DE TENSÃO VR E VE.....	109
A1 – TABELAS DE MEDIDAS DE CAMPO	110
A2.1 Sinais VR e VE Provenientes da Amostra 1 (Segunda Etapa).....	114
A2.2 Sinais VR e VE Provenientes da Amostra 2 (Segunda Etapa).....	116
A2.3 Sinais VR e VE Provenientes da Amostra 3 (Segunda Etapa).....	119

A2.4 Sinais VR e VE Provenientes da Amostra 4 (Segunda Etapa)	122
ANEXO B:	125
ANÁLISE HARMÔNICA DOS SINAIS	125
B1.1 – Componentes Harmônicas: AMOSTRA 1	133
B1.1. 1 Exemplo de Listagem Numérica para Amostra 1: 4 kHz	133
B1.1. 2 Listagem Gráfica para Amostra 1: 4 kHz	135
B1.1. 3 Listagem Gráfica para Amostra 1: 10 kHz	136
B1.1. 6 Listagem Gráfica para Amostra 1: 100 kHz	137
B1.1. 7 Listagem Gráfica para Amostra 1: 400 kHz	138
B1.1. 7 Listagem Gráfica para Amostra 1: 1 MHz	139
B1.1. 8 Listagem Gráfica para Amostra 1: 2 MHz	140
B1.2 – Componentes Harmônicas AMOSTRA 2	141
B1.2. 1 Exemplo: Listagem Numérica para Amostra 2: 1 kHz	141
B1.2. 2 Listagem Gráfica para Amostra 2: 1 kHz	143
B1.2. 3 Listagem Gráfica para Amostra 2: 10 kHz	144
B1.2. 4 Listagem Gráfica para Amostra 2: 100 kHz	145
B1.2. 5 Listagem Gráfica para Amostra 2: 400 kHz	146
B1.2. 6 Listagem Gráfica para Amostra 2: 1 MHz	147
B1.2. 7 Listagem Gráfica para Amostra 2: 2 MHz	148
B1.3 – Componentes Harmônicas AMOSTRA 3	149
B1.3. 1 Exemplo: Listagem Numérica para Amostra 3: 1 kHz	149
B1.3. 2 Listagem Gráfica para Amostra 3: 1 kHz	151
B1.3. 3 Listagem Gráfica para Amostra 3: 10 kHz	152
B1.3. 4 Listagem Gráfica para Amostra 3: 40 kHz	153
B1.3. 5 Listagem Gráfica para Amostra 3: 100 kHz	154
B1.3. 6 Listagem Gráfica para Amostra 3: 400 kHz	155
B1.3. 7 Listagem Gráfica para Amostra 3: 1 MHz	156
B1.3. 8 Listagem Gráfica para Amostra 3: 2 MHz	157
B1.4 – Componentes Harmônicas AMOSTRA 4	158
B1.4. 1 Exemplo: Listagem Numérica para Amostra 4: 1 kHz	158
B1.2. 2 Listagem Gráfica para Amostra 4: 1 kHz	160
B1.4. 3 Listagem Gráfica para Amostra 4: 10 kHz	161
B1.4. 4 Listagem Gráfica para Amostra 4: 40 kHz	162
B1.4. 5 Listagem Gráfica para Amostra 4: 100 kHz	163

B1.4. 6 Listagem Gráfica para Amostra 4: 400 kHz	164
B1.4. 7 Listagem Gráfica para Amostra 4: 1 MHz	165
B1.4. 8 Listagem Gráfica para Amostra 4: 2 MHz	166
B2 – SINAIS FILTRADOS	167
B2.1- Amostra 1 a 4: 1kHz.....	167
B2.2- Amostras 3 e 4: 2,5 kHz.....	167
B2.3 – Amostras 1 a 4: 6,3 kHz	168
B2.4 –Amostras 1 a 4: 15 kHz	169
B2.5 –Amostras 1 a 4: 25 kHz	170
B2.6 –Amostra 1 a 4: 63 kHz.....	171
B2.7 –Amostras 1 a 4: 160 kHz	172
B2.8 –Amostras 1 a 4: 240 kHz	173
B2.9–Amostras 1 a 4 : 630 kHz	174
B3 – Medidas Efetuadas nas Componentes de 1ª Harmônica.....	175

Lista de Figuras

Figura 2.2. 1– Exemplo de comportamento típico dos parâmetros elétricos do solo no domínio da frequência, Fonte [5]: (Portela, 1997).....	10
Figura 2.2. 2- Faixa de frequência dos distúrbios nos sistemas de potência, fonte [13].....	11
Figura 2.5. 1-Representação esquemática da função $W(\omega)$, Fonte [8]: (Portela 1997).....	15
Figura 3.3. 1- Sinais VR e VE provenientes das amostras 1 a 4 para 1 kHz.....	28
Figura 3.3. 2- Sinais VR e VE provenientes das amostras 1 a 4 para 100 kHz.....	29
Figura 3.3. 3- Sinais VR e VE provenientes das amostras 5 a 8 para 1 MHz.....	30
Figura 3.4. 1– Ilustração de um sinal discreto em função do tempo e seu espectro (DFT). Fonte[20]	33
Figura 3.4. 2– Componentes espectrais do sinal VR da amostra 3 1 kHz: (a) FFT do sinal em função do índice harmônico; (b,c,d) constante de Fourier a_n VR do sinal.....	36
Figura 3.4. 3– Componentes espectrais do sinal VR da amostra 3 1 kHz: (a) FFT do sinal em função da frequência; (b,c,d) constante de Fourier b_n VR do sinal.....	37
Figura 3.4. 4– Componentes espectrais do sinal VE da amostra 3 1 kHz: (a) FFT do sinal em índice harmônico; (b,c,d) constante de Fourier a_n VE do sinal.....	38
Figura 3.4. 5– Componentes espectrais do sinal VE da amostra 3 1 kHz: (a) FFT do sinal em função da frequência ; (b,c,d) constante de Fourier a_n VE do sinal	39
Figura 3.4. 6– Comparação entre o sinal VR medido em campo e a componente de primeira harmônica	40
Figura 3.4. 7– Comparação entre o sinal VE medido em campo e a componente de primeira harmônica.....	41
Figura 3.4. 8– Comparação entre a componente de primeira harmônica do sinal VR e a componente harmônica mais significativa do espectro.....	42
Figura 3.4. 9– Comparação entre a componente de primeira harmônica do sinal VE e a componente harmônica mais significativa do espectro.....	43
Figura 3.4. 10 – Diagrama de blocos para filtragem dos dados de campo	45
Figura 3.4. 11- Amostra3 1kHz –comparação entre os sinais filtrados e de osciloscópio.....	46
Figura 3.4. 12 - Respostas do filtro “passa-baixas” no domínio da frequência para o caso da amostra3: (a) 1 kHz; (b) 2 MHz	46
Figura 3.4. 13 – Comparação em escala logarítmica entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra1	50
Figura 3.4. 14 – Comparação em escala linear entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra1	50
Figura 3.4. 15 – Comparação em escala logarítmica entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 2	51
Figura 3.4. 16 – Comparação em escala linear entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 2 ...	51
Figura 3.4. 17 – Comparação em escala logarítmica entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 3	52
Figura 3.4. 18 – Comparação em escala linear entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 3 ...	52
Figura 3.4. 19– Comparação em escala logarítmica entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 4	53
Figura 3.4. 20 – Comparação em escala linear entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 4 ...	53
Figura 3.4. 21 – Faixa de variação dos parâmetros K_0 e K_1 do solo de Cachoeira.....	54
Figura 3.4. 22– Faixa de variação dos parâmetros K_2 e α do solo de Cachoeira.....	54
Figura 4.5. 1– Condutor circular: corte transversal e longitudinal, Fonte [25].....	61
Figura 4.6. 1– Ilustração para o cálculo da reatância própria de condutor ideal sob solo ideal, fonte [25].....	64
Figura 4.6. 2– Ilustração para o cálculo da reatância mútua entre dois condutores ideais sob solo ideal, fonte [25]	66
Figura 4.6. 3-Ilustração para o cálculo da impedância devido ao retorno pelo solo, caso de dois condutores (k, m) e respectivas imagens (k', m').	68
Figura 4.8. 2 –Comparação entre os modelos de Deri e Carson no cálculo dos parâmetros longitudinais da LT estudada, para solo com $\rho = 100 \Omega.m$: (a) Resistência unitária e (b) Indutância unitária.....	70
Figura 4.8. 3 – Comparação entre os modelos de Deri e Carson no cálculo dos parâmetros longitudinais da LT estudada, para solo com $\rho = 20000 \Omega.m$: (a) Resistência unitária e (b) Indutância unitária.....	70
Figura 5.2. 1– Configuração dos condutores na silhueta da torre.....	74

Figura 5.3. 1- Resistências próprias:(a) Escala logarítmica; (b) Escala linear.....	77
Figura 5.4. 1- Resistências mútuas: (a)Escala logarítmica; (b)Escala linear	79
Figura 5.5. 1- Indutâncias próprias: (a) Escala logarítmica (b) Escala linear	80
Figura 5.6. 1- Indutâncias mútuas: (a) Escala logarítmica; (b) Escala linear	82
Figura 6.3.1- Resistência por unidade de comprimento: (a) Caso 1-solos de baixa resistividade; (b) Caso 2- solos de alta resistividade.....	87
Figura 6.3. 2- Erro percentual na resistência por unidade de comprimento: (a) Modo homopolar; (b) Modo não homopolar.....	87
Figura 6.3. 3 – Indutância por unidade de comprimento: (a) Caso 1- solos de baixa resistividade; (b) Caso 2- solos de alta resistividade.....	88
Figura 6.3. 4- Erro percentual na indutância por unidade de comprimento: (a) Modo homopolar; (b) Modo não homopolar.....	88
Figura 6.3. 5-Constante de propagação α , modo homopolar: (a) Solo de baixa resistividade; (b) Solo de alta resistividade	89
Figura 6.3. 6 - Constante de propagação α , modo não homopolar : (a) Solo de baixa resistividade; (b) Solo de alta resistividade	89
Figura 6.3. 7 - Erros da constante de propagação, α : (a) Modo homopolar; (b) Modo não homopolar	90
Figura 6.3. 8 – Constante de fase β , modo homopolar : (a) Solo de baixa resistividade; (b) Solo de alta resistividade	91
Figura 6.3. 9 - Constante de fase β , modo não homopolar : (a) Solo de baixa resistividade; (b) Solo de alta resistividade	91
Figura 6.3. 10 – Erros na constante de fase, β : (a) Modo homopolar; (b) Modo não homopolar.....	92
Figura 6.3. 11– Velocidade de propagação do modo homopolar: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2 - alta resistividade	92
Figura 6.3. 12- Velocidade de propagação do modo não homopolar: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2 alta resistividade	93
Figura 6.3. 13 - Erros velocidade de propagação, v : (a) modo homopolar; (b) modo não homopolar.....	93
Figura 6.3. 14 – Fator de atenuação (modo homopolar) para diversos comprimentos de linha:(a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2- alta resistividade	94
Figura 6.3. 15 - Fator de atenuação (modo não homopolar) para diversos comprimentos de linha: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2- alta resistividade.....	95
Figura 6.3. 16– Resposta no domínio da frequência : (a) 100 km de linha ; (b) 50 km, 100 km de linha sendo VR - Tensão no receptor e VG - tensão no gerador	96
Figura 6.3. 17– Resposta no domínio da frequência no modo homopolar 50 km linha: (a) Caso1- baixa resistividade; (b) Caso2- alta resistividade	96
Figura 6.3. 18– Resposta no domínio da frequência no modo não homopolar 50 km linha: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2- alta resistividade	97

Lista de Tabelas

Tabela 3.2. 1 - Medidas de campo da amostra 1	24
Tabela 3.2. 2 - Parâmetros do modelo das amostras 1 a 4 (primeira etapa)	28
Tabela 3.4. 1 - Medidas efetuadas na componente de 1ª harmônica: amostra 1 (segunda etapa)	47
Tabela 3.4. 2 - Medidas efetuadas na componente de 1ª harmônica: amostra 2 (segunda etapa)	48
Tabela 3.4. 3 - Medidas efetuadas na componente de 1ª harmônica: amostra 3 (segunda etapa)	48
Tabela 3.4. 4 - Medidas efetuadas na componente de 1ª harmônica: amostra 4 (segunda etapa)	49
Tabela 3.4. 5 - Resumo dos parâmetros das amostras de Cachoeira Paulista	49
Tabela 5.3. 1 - Resistências próprias (matriz primitiva)	76
Tabela 5.4. 1 - Resistências mútuas	78
Tabela 5.5. 1 - Valores calculados das indutâncias próprias	80
Tabela 5.6. 1 - Valores calculados das indutâncias mútuas	81
Tabela 6.2. 1 - Casos simulados	86
Tabela A1. 1 - Medidas de campo da amostra 1	110
Tabela A1. 2 - Medidas de campo: amostra 2	110
Tabela A1. 3 - Medidas de campo: amostra 3	111
Tabela A1. 4 - Medidas de campo: amostra 4	111
Tabela A1. 5 - Medidas de campo: amostra 1(segunda etapa)	112
Tabela A1. 6 - Medidas de campo: amostra 2 (segunda etapa)	112
Tabela A1. 7 - Medidas de campo: amostra 3 (segunda etapa)	113
Tabela A1. 8 - Medidas de campo: amostra 4 (segunda etapa)	113
Tabela B3. 1 - Medidas efetuadas na componente de 1ª harmônica: amostra 1	175
Tabela B3. 2 - Medidas efetuadas na componente de 1ª harmônica: amostra 2	175
Tabela B3. 3 - Medidas efetuadas na componente de 1ª harmônica: amostra 3	176
Tabela B3. 4 - Medidas efetuadas na componente de 1ª harmônica: amostra 4	176

Simbologia

SIMBOLOGIA

Símbolo	Descrição	Unidade
α	Parâmetro do modelo de solo que determina a dependência na frequência	-
[C]	Matriz de capacitâncias por unidade de comprimento da LT	[F/m]
Δt	Defasagem medida em segundos entre VE e VR	[s]
δl	Elemento infinitesimal de comprimento	[m]
δv	Elemento infinitesimal de volume	[m ³]
ε	Permissividade elétrica de um meio qualquer	[F/m]
ε_0	Permissividade elétrica do vácuo é igual a 8,85x10 ⁻¹²	[F/m]
f	Frequência ou ciclos por segundos de um sinal periódico	[Hz]
ϕ	Defasagem entre VE e VR	
I, I	Corrente elétrica	[A]
[I]	Matriz de correntes longitudinais da LT por unidade de comprimento	[A]
K_0	Parcela constante de σ do modelo de solo com dependência da frequência [$K_0 = \sigma (\omega \rightarrow 0)$]	[S/m]
K_1	Parcela múltipla da parcela dependente da frequência	[S/m]
l	Comprimento da amostra de solo	[m]
[L]	Matriz de indutâncias da LT	[H/m]
μ	Permeabilidade magnética de um meio qualquer	[H/m]
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo	[H/m]
π	3,14159265359	-
ρ	Resistividade do solo	[Ω /m]
R_0	Raio interno do cabo ASCR	[m]
R_1	Raio externo do cabo ASCR	[m]
S	Área de seção transversal da amostra de solo	[m ²]
σ	Condutividade	[S/m]
V, V	Diferença de potencial, queda de tensão	[V]
[V]	Matriz de tensões transversais da LT	[V]
ω	Frequência angular, $\omega=2\pi f$	[rad/s]
[Y]	Matriz admitância transversal da LT por unidade de comprimento	[S/m]
[Z]	Matriz impedância transversal da LT por unidade de comprimento	[Ω /m]

Abreviações

ASCR - Cabo de alumínio com alma de aço (Aluminium Steel Cable Reinforced);

ATP – Programa computacional para simulação de transitórios em sistemas de potência no domínio do tempo (Alternative Transient Program);

DSP – Processamento digital de sinais (Digital Signal Processing);

EMTP – Família de programas computacionais para simulações de transitórios no domínio do tempo da qual faz parte o ATP;

GIC's – Correntes geomagneticamente induzidas (Geomagnetic Induced Currents);

LT – Linhas aéreas de transmissão;

RMS – Valor eficaz de um sinal elétrico de tensão ou corrente (Root Mean Square);

MATLAB - Ferramenta computacional para simulações de sistemas dinâmicos;

SHUNT – Em derivação

SIMULINK – Bloco de simulação de sistemas dinâmicos do programa MATLAB;

VE – Queda de tensão nos eletrodos inseridos na amostra de solo analisadas nesta dissertação;

VR - Queda de tensão no resistor “shunt” em série com a amostra de solo;

WORKSPACE - Espaço de trabalho do MATLAB.

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

O comportamento eletromagnético do solo está diretamente relacionado com a proteção e segurança de pessoas e equipamentos, especialmente em regiões de alta incidência de descargas atmosféricas.

Devido ao acoplamento eletromagnético existente entre os diversos componentes do sistema, as correntes e tensões induzidas, por exemplo, devido à incidência de uma descarga atmosférica, podem também ocasionar mau funcionamento, erros de operação, ou até destruição de sistemas modernos de proteção, controle e processamento de dados do sistema elétrico. A evolução tecnológica desses sistemas permitiu a operação dos mesmos com níveis de tensão cada vez menores, tornando-se necessário estudos mais detalhados dos fenômenos transitórios a que estes equipamentos são submetidos.

Os parâmetros (σ , ϵ) do solo influenciam diretamente no desempenho de linhas de transmissão e malhas de aterramento, especialmente em situações transitórias ocasionadas, por exemplo, pela incidência de descargas atmosféricas. Imediatamente após a incidência de uma descarga atmosférica a distribuição de tensão na malha durante o transitório não é uniforme. Podem existir diferenças de potencial entre diferentes pontos da malha de aterramento que chegam a dezenas de kV, dependendo das características físicas da malha e dos parâmetros do solo. Portanto é essencial a determinação através de simulações confiáveis das diferenças de potencial que podem existir em situações de operação normal e durante anormalidades tais como faltas ou incidência de descarga.

Muitos trabalhos são encontrados na literatura com valiosas contribuições na área de transitórios, tanto em linhas de transmissão quanto em sistemas de aterramento. Porém, a maioria dos estudos são feitos considerando fenômenos lentos ou de baixa frequência e assumindo os campos eletromagnéticos quase estacionários [1],[2],[3],[4].

Estudos recentes realizados por Y. Liu (2001) utilizando o método de solução baseado na teoria de linhas de transmissão mostram que o pico máximo de tensão transitória (em determinado ponto da malha) pode aumentar em até 70% quando a resistividade aumenta de 100 para 400 $\Omega.m$. Este estudo também revela que a resistividade é o parâmetro com maior

influência na distribuição de tensão na malha. A permissividade também tem influência significativa em solos de resistividade elevada. As conclusões deste trabalho reforçam a importância de levar em consideração a variação em função da frequência dos parâmetros do solo. As frequências envolvidas durante um transitório rápido estão acima de 10 kHz e nessa faixa de frequência os parâmetros do solo são fortemente dependentes da frequência.

Em [5] Portela demonstrou a importância de se levar em consideração a variação dos parâmetros do solo em estudos de transitórios em malhas de aterramento durante ocorrência de transitórios, considerando vários exemplos de modelos de solo com parâmetros dependentes da frequência. Os parâmetros avaliados na simulação foram tensões transversais em pontos diferentes da malha de aterramento, diferenças de potencial entre pontos na malha e na superfície em locais estratégicos, e tensões longitudinais induzidas em segmentos na superfície do solo. Portela definiu alguns parâmetros de severidade e analisou condições de segurança de pessoas e equipamentos em decorrência de uma situação extrema da incidência de uma descarga de 100 kA na malha de aterramento. As conclusões do trabalho mostram claramente a influência da variação de frequência dos parâmetros do solo no desempenho da malha.

Portela (1997) apresentou uma metodologia para medição e modelagem do comportamento eletromagnético do solo que satisfaz as condições de coerência quanto à relação da condutividade (σ) e permissividade (ϵ) com a frequência. O modelo permite a parametrização do comportamento eletromagnético do solo na faixa de frequência de 0 a 2 MHz.

Os trabalhos do referido autor mostram que dependendo do estudo, a não consideração da dependência com a frequência dos parâmetros elétricos do solo podem originar modelos inadequados para algumas aplicações (estudos de fenômenos rápidos, como descargas atmosféricas) em função da forte dependência desses parâmetros (σ , $\omega\epsilon$) com a frequência.

Portanto torna-se necessário o conhecimento do comportamento do solo numa faixa de frequência razoável normalmente de 0 Hz a 2 MHz [5-9], espectro de frequência importante para maior parte dos distúrbios que normalmente ocorrem no sistema elétrico (curto-circuitos, transitórios de chaveamento, energização, descargas atmosféricas, etc).

Os ensaios para determinação e análise do comportamento das amostras de solo, bem como os modelos levantados a partir dos dados de campo, e discutidas no capítulo 3 dessa dissertação, foram realizados de acordo com os procedimentos de medição em campo

propostos Portela et al. (1997) para efeitos de comparação com resultados de medições de campo já realizados em região da Amazônia e publicados em [9].

Existem outros trabalhos em que a modelagem correta do solo pode ser importante, tais como: estudo de fenômeno de disrupção do solo [10], cálculo de impedância de surto de aterramentos de torres de linhas de transmissão [11].

Neste trabalho são apresentados os resultados de medição de campo da condutividade e permissividade do solo em função da frequência e a avaliação da influência dos parâmetros do solo no desempenho de linhas aéreas de transmissão, considerando condições de contorno ou limites de variação dos parâmetros do solo em função da frequência. O objetivo é determinar faixas de frequência onde a não consideração da dependência dos parâmetros do solo com a frequência, pode causar erros importantes nas simulações de perturbações transitórias.

As LT's são os principais elos de ligação entre a geração e o consumidor num sistema de potência. O projeto de linhas de transmissão normalmente é feito considerando a frequência fundamental, ou regime permanente de operação [12].

Por conta do acoplamento eletromagnético, o solo tem influência no cálculo dos parâmetros elétricos da linha de transmissão, afetando deste modo, a propagação e a distorção das ondas ao longo da mesma e conseqüentemente as sobretensões associadas aos equipamentos, especialmente em situações transitórias [13].

Neste trabalho foi avaliado o efeito do comportamento eletromagnético do solo na impedância longitudinal de uma linha de transmissão de alta tensão, através de solos considerados limites de alta resistividade e baixa resistividade. Tais modelos levam em consideração a variação da condutividade e permissividade do solo com a frequência. O estudo foi realizado de forma comparativa numa linha de transmissão considerada idealmente transposta, sendo a análise feita no domínio modal. Os dados da LT são os mesmos utilizados em [14], também para efeitos de comparação de resultados.

Para implementar o efeito do solo nos parâmetros longitudinais da linha foram utilizadas as formulações propostas pela Deri et al. (1981) que introduziram o conceito de impedância equivalente de retorno por um plano complexo modificando desta forma as integrais de Carson [15]. As formulações da Deri são aproximações assintóticas das integrais completas de Carson. A resposta em baixa frequência é exata, mas a medida que a frequência aumenta a formulação da Deri possui um erro assintótico que depende da geometria da linha

(relação entre a distância horizontal dos condutores e altura destes em relação ao solo). Para linha com a referida relação menor que 0,5 o erro percentual na impedância calculada utilizando as formulações da Deri não ultrapassa os 5 %.

As formulações da Deri *et al.* [16] foram desenvolvidas a partir da teoria de propagação de ondas eletromagnéticas em solos multicamadas por analogia à propagação de ondas em linhas de transmissão em cascata. Tais formulações inicialmente propostas por Dubanton [17] e justificadas pela Deri, incluem o efeito do solo na impedância longitudinal como sendo equivalente a ter uma superfície de solo ideal a uma profundidade complexa abaixo da superfície física da terra. As argumentações da Deri levaram à conclusão de que essa profundidade é igual a profundidade de penetração (complexa) das ondas eletromagnéticas no solo.

Os parâmetros do solo são também importantes em faixas de frequência maiores devido à sua influência no desempenho das tecnologias de microondas em diversos tipos de aplicação, tais como: engenharia de construção, agrícola e biológica (mapeamento de ecossistemas), exploração, identificação e caracterização geofísica (mapeamento e determinação da profundidade de lençóis freáticos, etc) e identificação de objetos metálicos enterrados (minas terrestres), ou ainda identificação de anomalias em objetos subterrâneos (cabos, oleodutos, linhas subterrâneas etc). O projeto e/ou a determinação da potência de transmissores/receptores nas aplicações referidas, exige o conhecimento das propriedades elétricas dos “meios-materiais” e do solo, que determinam a profundidade de penetração e a atenuação dos sinais emitidos/refletidos pelos mesmos na sua faixa de frequência de atuação [18].

1.2 Motivação e Relevância do Tema

Neste trabalho foram feitos estudos da influência do modelo proposto que leva em consideração a dependência dos parâmetros do solo com a frequência, e sua importância em simulações de transitórios rápidos em linhas aéreas de transmissão.

Para que haja uma avaliação mais precisa da resposta da linha em regime transitório é realmente necessário a representação do modelo de solo com variação na frequência? É importante ou muito significativo o efeito da variação do solo com a frequência? A partir de que faixa de frequência? Quais os principais distúrbios que apresentam espectro de frequência

acima do patamar onde o solo é importante? Quais parâmetros do solo tem maior influência σ ou $\omega\epsilon$? É razoável considerar os parâmetros do solo constantes em estudos de transitórios?

Responder a essas e outras indagações que eventualmente surgiram ao longo do desenvolvimento deste trabalho foi a nossa principal motivação.

Inicialmente foi feito um ensaio em campo para levantamento de parâmetros do solo no domínio da frequência. Os procedimentos para coleta das amostras, procedimentos de medição em campo, e procedimentos para minimização de dispersão de medidas de campo através de técnicas de processamento digital de sinais (identificação das componentes fundamentais dos sinais e filtragem de ruídos) são apresentados.

A importância da modelagem dos parâmetros do solo em função da frequência é analisada com ênfase em linhas aéreas de transmissão de alta tensão. Em situações transitórias, onde componentes de frequência mais elevada podem trafegar na LT, a condição de regime permanente não é mais satisfeita, sendo necessário uma avaliação do efeito da variação dos parâmetros da linha no domínio da frequência.

A impedância longitudinal da LT é composta por três parcelas distintas: a matriz de impedância interna dos condutores que varia com a frequência devido ao efeito pelicular; as impedâncias externas próprias e mútuas que variam linearmente com a frequência e dependem do meio ar e da posição relativa dos condutores (na condição de condutor e solo ideais) e os termos de correção devido ao retorno pelo solo com condutividade finita.

Para analisar o efeito do solo foi elaborado um programa computacional no ambiente MATLAB[®] para calcular os parâmetros de uma linha trifásica, simples, idealmente transposta.

1.3 Objetivos

É feito um estudo do comportamento da condutividade (σ) e permissividade (ϵ) do solo no domínio da frequência através de medições em campo de amostras de solos. As amostras foram coletadas na região de Cachoeira Paulista, SP (22° 41.2 S, 44°59.0 W), de acordo com os procedimentos de coleta de campo propostos em [5-9] visando uma comparação com resultados obtidos na região Amazônica [9]. As novas amostras foram coletadas em regiões muito afastadas, sendo as distâncias envolvidas da ordem de 2000 km e de regiões com características geológicas distintas. O processamento dos resultados medidos em campo é apresentado com ênfase na aquisição digital dos sinais e eliminação de ruídos inerentes ao

processo de medição através de técnicas de processamento digital de sinais: identificação e filtragem.

Para evidenciar a importância da correta modelagem do solo em função da frequência foi feito um estudo comparativo da sua influência no desempenho de uma linha de transmissão trifásica, simples, 440 kV, idealmente transposta, considerando modelo com dependência na frequência *versus* modelo a parâmetros constantes (abordagem usual).

O objetivo é identificar e avaliar erros percentuais e possíveis faixas de frequências onde a não consideração da variação dos parâmetros do solo em função da frequência pode levar a erros consideráveis. Estes erros podem ser importantes em estudos de transitórios eletromagnéticos como energização e manobras de linhas, transformadores, banco de capacitores, faltas devido a descargas atmosféricas, para dimensionamento de equipamentos, avaliação, classificação e localização de faltas, ressonâncias no sistema e dimensionamento de proteção rápida de sistemas elétricos.

1.4 Organização da Dissertação

No capítulo 2, apresentamos revisão dos aspectos físicos e modelagem matemática do comportamento eletromagnético do solo utilizado para validação dos nossos resultados de campo, de acordo com o proposto em [5-9].

No capítulo 3, apresentamos as metodologias e procedimentos de medição em campo, necessários para a modelagem adequada do solo, os resultados das medições de campo da experiência de Cachoeira Paulista e as características dos sinais medidos nas amostras. São também evidenciados os procedimentos para minimização de dispersão de medida utilizados: identificação das componentes de frequência dos sinais e filtragem de ruídos que dificultam a determinação das amplitudes dos sinais de tensão e conseqüentemente do modelo correto da amostra.

No capítulo 4 é feita uma revisão do equacionamento de linhas de transmissão para o cálculo de parâmetros no domínio da frequência, desacoplamento das equações de ondas e modos naturais de propagação. São também avaliadas cada uma das contribuições ao cálculo de parâmetros, bem como a influência do solo nos parâmetros longitudinais.

No capítulo 5 são apresentados e discutidos a influência de cada uma das parcelas da impedância longitudinal de uma linha de transmissão no domínio da frequência, considerando

um caso limite de alta resistividade com o objetivo de entender a contribuição do solo nos parâmetros de cada um dos condutores da linha em análise, ou seja, observar a influência do solo na matriz primitiva de parâmetros longitudinais.

No capítulo 6, apresentamos o estudo da influência da modelagem adequada do solo, no cálculo de parâmetros longitudinais, na faixa de frequência 0 Hz a 2 MHz, avaliando os erros relativos, considerando solo com condutividade constante e com os parâmetros variando na frequência. O efeito do solo foi avaliado para alguns parâmetros que determinam o desempenho da linha, por exemplo, resistência, indutância, constante de propagação, constante de fase, fator de atenuação de amplitude e resposta na frequência da linha.

No capítulo 7 concluímos a respeito dos resultados obtidos em campo e em laboratório, evidenciando as principais contribuições do nosso trabalho, e resumimos os principais fenômenos transitórios onde uma representação adequada do solo (considerando parâmetros variando com a frequência) pode ser importante.

1.5 Publicações Decorrentes deste Trabalho

1 - J. B. Gertrudes, M.C. Tavares, J. Pissolato Filho, C. Portela, “Medição e Avaliação da Condutividade e Permissividade no Domínio da Frequência de Amostras de Solo da Região de Cachoeira Paulista SP”, *Anais do XVIII SNPTEE, Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, SP/GSC/071, 6 p. , Curitiba PR, 2005

2 - C. Portela, J.B. Gertrudes, M.C. Tavares, J. Pissolato Filho, “Earth Conductivity Data Measurements – Influence in Transmission Line Performance” *Proc. of the 6th International Conference on Power System Transients*, Paper IPST05-157, Montréal, Canadá, Jun. 2005.

3 - C. Portela, J.B. Gertrudes, M.C. Tavares, J. Pissolato Filho, “ Influence of Earth Conductivity and Permittivity Frequency Dependence in Electromagnetic Transients Phenomena- More Measure Results in New Sites”, *Proc. of the IEEE/PES International Conference on Transmission and Distribution Latin América*, Paper 429, São Paulo, Brasil, 2004.

4 - J.B. Gertrudes, M.C. Tavares, J. Pissolato Filho, C. Portela, “Modelling of Soil Electromagnetic Behaviour in Frequency Domain”, *Proc. of the 27th International Conference on Lightning Protection*, Avignon-France, v. 2 , 566-571, set. 2004.

CAPÍTULO 2 – MODELAMENTO DO COMPORTAMENTO ELETROMAGNÉTICO DO SOLO

2.1 Introdução

Neste capítulo apresentamos os modelos físico-matemáticos utilizados para validar medições de campo dos parâmetros elétricos (σ e $\omega\epsilon$) do solo. Tais modelos foram desenvolvidos por Portela [5-9] e utilizados nessa dissertação para validar as nossas medições de campo. As medições de campo apresentam dispersões inerentes devido às peculiaridades do comportamento eletromagnético do solo que pode ser caracterizado como um “meio-material” dissipativo, por isso, um ajuste puramente matemático de medições de campo pode levar a modelos fisicamente inconsistentes.

Os referidos modelos permitem através de um conjunto de parâmetros representar com coerência física a relação de σ e $\omega\epsilon$ com a frequência, além disso, os parâmetros dependem de cada tipo de solo, permitindo desta forma cobrir a grande diversidade de solos existentes e com características geologias distintas.

Nos próximos itens serão apresentados os modelos que foram utilizados nesta dissertação para validação de resultados de campo.

2.2 Comportamento Eletromagnético do Solo

O solo se comporta como um meio dissipativo e exceto para campos elétricos extremamente intensos, onde ionização significativa ou fenômeno de ruptura podem ocorrer, seu comportamento eletromagnético é essencialmente linear [5], porém, com condutividade elétrica, σ , e permissividade, ϵ , fortemente dependentes da frequência. A permeabilidade magnética, μ , é praticamente igual à permeabilidade magnética do vácuo (μ_0) inclusive para minérios de ferro baseados em O_3Fe_2 , porém essa aproximação não é válida no caso de minérios de ferro baseados em O_4Fe_3 que são incomuns no Brasil [9].

Para variações lentas das grandezas eletromagnéticas, um comportamento tipo histerese pode ocorrer. No caso de corrente contínua ou variações muito lentas das grandezas eletromagnéticas, fenômenos de migração de umidade, incluindo eletroosmose, e efeitos de

heterogeneidade de temperatura podem ocorrer, o que não pode ser tratado somente considerando o solo como tendo condutividade constante ou pela média de parâmetros locais do solo.

Exceto nos casos mencionados acima, como ocorrência do fenômeno de histerese dielétrica ou no caso de variações muito lentas dos campos eletromagnéticos, o comportamento do solo é tipicamente de defasagem mínima.

Em alguns solos pode ocorrer um comportamento diferente em baixas frequências, geralmente de 0 a 1 kHz e em altas frequência de 100 kHz a 1 MHz. Pode ocorrer pequenos aumentos em $\omega\epsilon$, ou até diminuição de $\omega\epsilon$ quando a frequência aumenta. Um exemplo publicado em [5] do comportamento típico do solo é ilustrado na Figura 2.2.1.

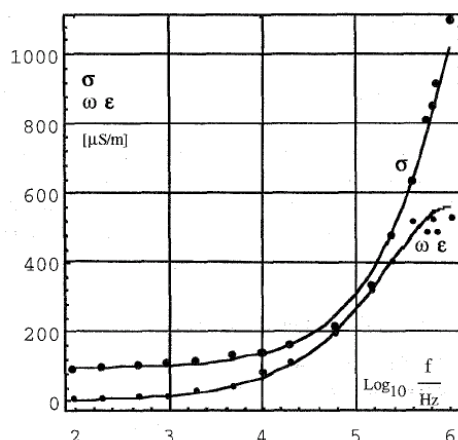


Figura 2.2. 1– Exemplo de comportamento típico dos parâmetros elétricos do solo no domínio da frequência, fonte [5]: (Portela, 1997).

Para fenômenos rápidos, especificamente aqueles associados à descargas atmosféricas, a variação em função da frequência dos parâmetros do solo é significativa na faixa de 0 a 2 MHz, tendo influência direta na determinação de parâmetros de linhas de transmissão, estudos de distribuições de correntes impulsivas e tensões induzidas em malhas de aterramento.

Devido à importância da correta modelagem dos parâmetros do solo em função da frequência para diversos elementos de sistema de potência foi analisado o seu impacto no cálculo de parâmetros elétricos de uma linha de transmissão. A implementação foi realizada através de um estudo comparativo numa linha de transmissão trifásica simples, idealmente transposta, cujos parâmetros foram calculados com o modelo proposto de solo e com o cálculo tradicional. Foram analisados os parâmetros longitudinais, velocidade de propagação, fator de

atenuação e função de transferência da linha com modelos de solos considerados limítrofes de baixa e alta resistividade.

A Figura 2.2.2 ilustra a ampla faixa de frequência importante para maior parte dos distúrbios originados por transitórios eletromagnéticos nos sistemas de energia elétrica. Os distúrbios com espectro de frequência acima da frequência industrial normalmente envolvem fenômenos eletromagnéticos, enquanto que valores abaixo daquele são usualmente atribuídos a fenômenos eletromecânicos.

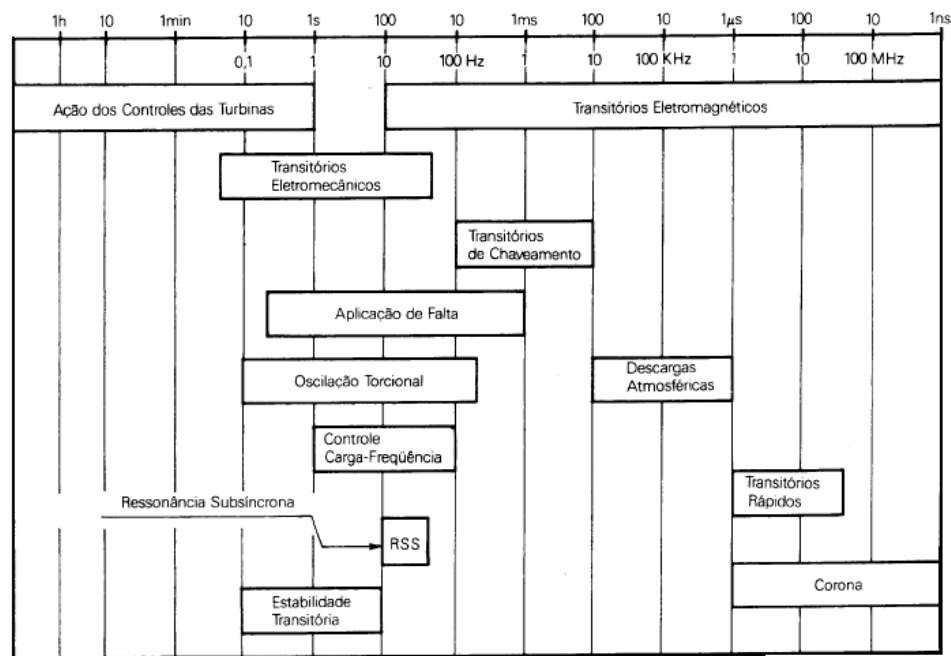


Figura 2.2. 2- Faixa de frequência dos distúrbios nos sistemas de potência, Fonte [13]

De uma forma geral os transitórios em um sistema de potência pode ser dividida em 4 faixas [13]:

- A – Frequências de 0 a 100 Hz – mudanças de carga e fenômenos devido a saturação;
- B - Frequências de 100 Hz a 10 kHz – transitórios de manobra e chaveamentos;
- C - Frequências de 10 kHz a 1 MHz – transitórios causados por descargas atmosféricas;
- D - Frequências de 1 MHz a 50 MHz – Transitórios rápidos .

2.3 Modelagem do Comportamento do Solo

Fora fenômenos lentos e fenômeno tipo histerese, o comportamento do solo é, tipicamente, de defasagem mínima. A maior parte de solos analisados apresentam comportamento típico de variação em função da frequência σ e $\omega\epsilon$ na faixa 0 a 2 MHz, na forma :

$$\sigma = K_0 + K_1 \cdot \omega^\alpha \quad (2.3.1)$$

$$\omega\epsilon = K_1 \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha\right) \cdot \omega^\alpha \quad (2.3.2)$$

onde K_0 , K_1 , α são parâmetros constantes (independentes da frequência) provenientes de condições particulares do modelo genérico tipo 3 descrito em [5]. Essas constantes estão relacionadas com os tempos de relaxação da estrutura física da amostra de solo em decorrência de aplicação de campo eletromagnético externo.

Para modelar o comportamento de σ e $\omega\epsilon$ no domínio da frequência é conveniente uma formulação complexa das grandezas eletromagnéticas e considerar $W = \sigma + i\omega\epsilon$ como uma imitância ($\omega = 2\pi f$, f sendo a frequência) em formulação complexa.

onde:

$$i = +\sqrt{-1} \quad (2.3.3)$$

$$W = \sum_{j=0}^m W_j \quad (2.3.4)$$

Todos os sub-modelos usados para W_j são condições particulares do modelo Tipo 3 descrito em [5], o qual vamos apresentar em detalhes para melhor entendimento do mesmo.

Para desenvolver o modelo genérico do tipo 3, Portela (1997) considerou uma imitância genérica W , função de ω ($\omega > 0$), compostas pelas partes real A e imaginária B , na forma:

$$W(\omega) = A(\omega) + i B(\omega) \quad (2.3.5)$$

2.4 O Modelo Tipo 1

Supondo que $W(-\omega)$ seja o conjugado de $W(\omega)$ tal que para $0 < \omega < \infty$ a parte real de W seja da forma:

$$A = \sum_{j=1}^m h_j \omega^{\alpha_j} \quad (h_j, \alpha_j \text{ constantes e } -1 < \alpha_j < 1) \quad (2.4. 1)$$

Sendo $W(\omega)$ tipicamente de defasagem mínima. Uma vez conhecido o comportamento da parte real de $W(\omega)$, a parte imaginária $B(\omega)$ pode ser determinada a partir da relação entre $A(\omega)$ e $B(\omega)$ para um valor genérico de ω , que é sempre válida no caso de funções tipicamente de defasagem mínima, de acordo com [9]:

$$B = B(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \omega \cdot \int_0^{\infty} \frac{A(\omega_c) - A(\omega)}{\omega_c^2 - \omega^2} d\omega_c \quad (2.4. 2)$$

substituído (2.4.1) na relação (2.4.2) entre A e B para ω positivo obtemos a parte imaginária B em função da frequência:

$$B = B(\omega) = \sum_{j=1}^n \left[\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha_j\right) \cdot h_j \cdot \omega^{\alpha_j} \right] \quad (2.4. 3)$$

Fazendo $p = i\omega$, ou seja se ω for complexo por uma suposição meramente matemática para análise da função W no plano complexo, p pode ser escrito na forma retangular $p = x + i \cdot y$, ou polar $p = |p|e^{i\xi}$ e W pode ser reescrito com função de p na forma $W(p) = A + i \cdot B$:

$$W(p) = \sum W_j \quad (2.4. 4)$$

$$W_j = A_j + i \cdot B_j = \sec\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha_j\right) \cdot h_j \cdot p^{\alpha_j} = h_j^* \cdot p^{\alpha_j} \quad (2.4. 5)$$

Para W positivo A_j e B_j são proporcionais a ω^{α_j} :

$$B_j = A_j \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha_j\right) \quad (2.4. 6)$$

com p na forma polar, $W(p)$ é contínuo e analítico para $|p| \neq 0$ e $-\pi < \xi < \pi$. Para p na forma retangular, sendo x e y reais, $W(p)$ é em geral descontínua para $y = 0$ e $x \leq 0$, tendo, em geral (exceto para certos valores de α) singularidades no semi-eixo real e negativo.

Se W representar o comportamento de $\sigma + i\omega\epsilon$ de um elemento de volume:

- Uma parcela W_j , tal que $\alpha_j = 0$ corresponde a um elemento puramente condutivo (σ constante e ε nulo);
- Uma parcela W_j , tal que $\alpha_j = 1$ corresponde a um elemento puramente capacitivo (σ nulo e ε constante);
- Uma parcela W_j , tal que $\alpha_j = -1$ corresponde a um elemento puramente indutivo (σ nulo $\omega\varepsilon$ proporcional a ω^{-1} e ε proporcional a ω^{-2})

2.5 O Modelo Tipo 3

Considerando $W(-\omega)$ o conjugado $W(\omega)$ com $0 < \omega < \infty$, expresso em função de p ($p = i\omega$) na forma:

$$W = \sum_{j=0}^m \left[\frac{1}{a_j + \frac{b_j}{p}} \right] = \sum_{j=0}^m W_j \quad (2.5. 1)$$

$$W_j = \frac{i\omega}{a_j i\omega + b_j} \quad (2.5. 2)$$

Particularmente:

$$\text{-se } a_j = 0, \quad W_j = \frac{i\omega}{b_j} \quad (2.5. 3)$$

$$\text{-se } b_j = 0, \quad W_j = a_j^{-1} \quad (2.5. 4)$$

A função W_j pode ser interpretada com sendo a admitância equivalente de um circuito formado por um resistor R_j e em série com um capacitor C_j sendo:

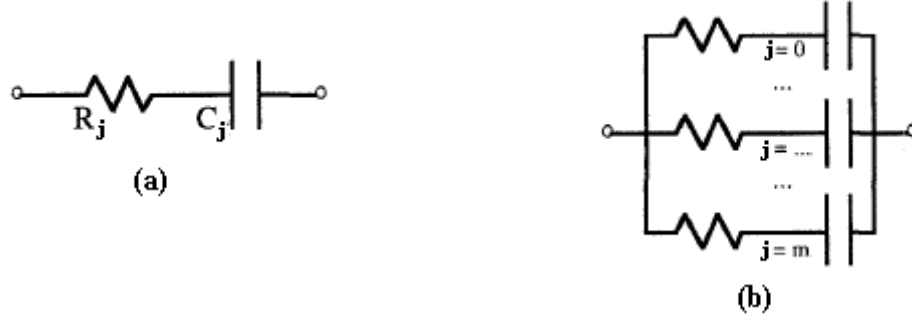
$$R_j = a_j \quad ; \quad C_j = b_j^{-1} \quad \tau_j = R_j C_j = \omega_j^{-1} \quad (2.5. 5)$$

$$\omega_j = \frac{b_j}{a_j} = \frac{1}{C_j \cdot R_j} \quad (2.5. 6)$$

Se considerarmos um cubo elementar com comprimento δl e volume δv , a admitância entre duas fases opostas do cubo é dada por:

$$Y = \frac{\Delta I_t}{\Delta U} = (\sigma + i\omega\epsilon) \cdot \delta l \quad (2.5. 7)$$

Desconsiderando o fator geométrico δl (ou similar) W_j pode ser considerado a admitância de um elemento de volume δv . A função $W(\omega)$ pode ser interpretada como a admitância equivalente a $m+1$ circuitos ressonantes iguais ao da Figura 2.5.1(a) em paralelo, conforme Figura 2.5.1 (b).



(a) Circuito equivalente de uma seção do solo representado por uma admitância:

$$W_j = \frac{i\omega}{a_j i\omega + b_j}$$

(b) Circuito equivalente da amostra de solo representado por uma associação em paralelo de várias camadas e com admitância equivalente:

$$W(\omega) = \sum_{j=0}^m W_j$$

Figura 2.5. 1-Representação esquemática da função $W(\omega)$, fonte [8]: (Portela 1997)

Para uma distribuição contínua de ω_j temos:

$$a_j^{-1} = g(\omega_j) d\omega_j \quad (2.5. 8)$$

Substituindo 2.5.8 na equação 2.5.2 obtém-se $W(\omega)$ na forma contínua por integração:

$$W(\omega) = \int_{\omega_j}^{\infty} \left[\frac{i\omega}{i\omega + \omega_j} \cdot g(\omega_j) d\omega_j \right] \quad (2.5. 9)$$

Para uma função de distribuição de a_j^{-1} conhecida, ou seja conhecendo-se $g(\omega_j)$ teremos a correspondente função $W(\omega)$. Para $\omega > 0$, considera-se uma função de distribuição do tempo de relaxação da estrutura física do solo, $g(\omega_j)$, definida no intervalos:

$$\text{- para } \omega < a \quad \Rightarrow \quad g(\omega_j) = 0 \quad (2.5.10)$$

$$\text{- para } a < \omega < b \quad \Rightarrow \quad g(\omega_j) = k \cdot \omega^\alpha \quad (2.5.11)$$

$$\text{- para } \omega > b \quad \Rightarrow \quad g(\omega_j) = 0 \quad (2.5.12)$$

Nestas condições um modelo do tipo 3 resulta da solução de 2.5. 9, para o qual $W(\omega)$ é a soma de parcelas de defasagem mínima:

$$W_j(\omega) = k \cdot \left\{ \frac{b^\alpha}{\alpha} {}_2F_1 \left[1, \alpha, 1+\alpha, \frac{ib}{\omega} \right] - \frac{a^\alpha}{\alpha} {}_2F_1 \left[1, \alpha, 1+\alpha, \frac{ia}{\omega} \right] \right\} \quad (2.5.13)$$

Onde, ${}_2F_1[\dots, \dots, \dots, \dots]$ representa a função hiper-geométrica, com quatro argumentos, ${}_2F_1$, de acordo com a notação de [19]. O modelo descrito por (2.4.13) tem quatro parâmetros independentes (k, α, a, b). Considerando $a = 0$ em (2.5.13), o modelo torna-se:

$$W(\omega) = k \cdot \frac{b^\alpha}{\omega} {}_2F_1 \left[1, \alpha, 1+\alpha, \frac{ib}{\omega} \right] = K_j \cdot {}_2F_1 \left[1, \alpha, 1+\alpha, \frac{ib}{\omega} \right] \quad (2.5.14)$$

Considerando em (2.5.13), $a = 0$, $b \rightarrow \infty$ e $\alpha_j = \alpha$, obtemos um sub-modelo para tais condições na forma:

$$W_j(\omega) = K_j \cdot \left[1 + i \tan \left(\frac{\pi}{2} \alpha_j \right) \right] \cdot \omega^{\alpha_j} \quad (2.5.15)$$

As parcelas real e imaginária de W_j conforme indicado em (2.5.15) é equivalente as parcelas $K_1 \cdot \omega^\alpha$ de σ e a $\omega \varepsilon = K_2 \cdot \omega^\alpha$, como indicado em (2.3.1) e (2.3.2) respectivamente,

quando $\alpha = \alpha_j$, com a condição $\frac{K_2}{K_1} = \tan \left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha \right)$. Esta condição foi verificada nas medições do

solo, dentro da precisão das medidas e dos efeitos de heterogeneidade do solo. Considerando, no modelo descrito por (2.5.15) $\alpha_j = 0$, teremos: σ constante, $\omega \varepsilon$ nulo (condutor “puro”).

Considerando, no modelo descrito por (2.5.15), $\alpha_j \rightarrow 1$, teremos: σ nulo, $\omega \varepsilon$ proporcional a ω , ε constante (dielétrico “puro”)

Na faixa 0 Hz a 2 MHz, para todas as amostras de solo modeladas, foi suficientemente preciso considerar duas parcelas, para $\sigma + i\omega\varepsilon$, uma constante (em todos os casos real), e a outra do tipo (2.5.15), dependente da frequência.

Para poucos casos existe um campo de efeito de histerese, que pode ser modelado com uma parte imaginária de parcela constante. Para todas as amostras, α é o parâmetro dominante da forma relativa da parcela dependente com a frequência, W_j , de $\sigma + i\omega\varepsilon$. Com os dados discretos de condutividade e permissividade medidos em campo é feita a modelagem da

amostra definindo-se os parâmetros do modelo representativo. O ajuste dos parâmetros é feito através do critério de mínima diferença entre os dados de campo e modelo teórico, e levando em consideração as dispersões “inerentes” nas medições de campo. Os critérios de coleta das amostras e os procedimentos de medições são discutidos no Capítulo 3.

2.6 Comportamento Estatístico dos Parâmetros do Modelo de Solo

Para uma interpretação direta do comportamento estatístico dos parâmetros elétricos, independentemente dos detalhes do modelo, Portela analisou o comportamento dos seguintes parâmetros provenientes das medidas de campo de cada uma das 68 amostras analisadas em [9]:

$$\begin{aligned} \sigma_0 &= \sigma(100 \text{ Hz}) && \sigma \text{ a } 100 \text{ Hz.} \\ \Delta_r &= \Delta\sigma_1 = \sigma(1 \text{ MHz}) - \sigma(100 \text{ Hz}) && \text{aumento de } \sigma \text{ entre } 100 \text{ Hz e } 1 \text{ MHz.} \\ \Delta_i &= \Delta(\omega \varepsilon)_1 = \omega \varepsilon(1 \text{ MHz}) - \omega \varepsilon(100 \text{ Hz}) && \text{aumento de } \omega \varepsilon \text{ entre } 100 \text{ Hz e } 1 \text{ MHz.} \\ \alpha &&& \text{parâmetro de uma parcela dependente frequência } \sigma + i \omega \varepsilon. \end{aligned}$$

A Figura 2.6.1 mostra as relações entre os pares de parâmetros $\{[\sigma_0, \Delta_r], [\sigma_0, \Delta_i], [\sigma_0, \alpha], [\Delta_r, \Delta_i], [\Delta_r, \alpha], [\Delta_i, \alpha]\}$, para todas as amostras analisadas em [9].

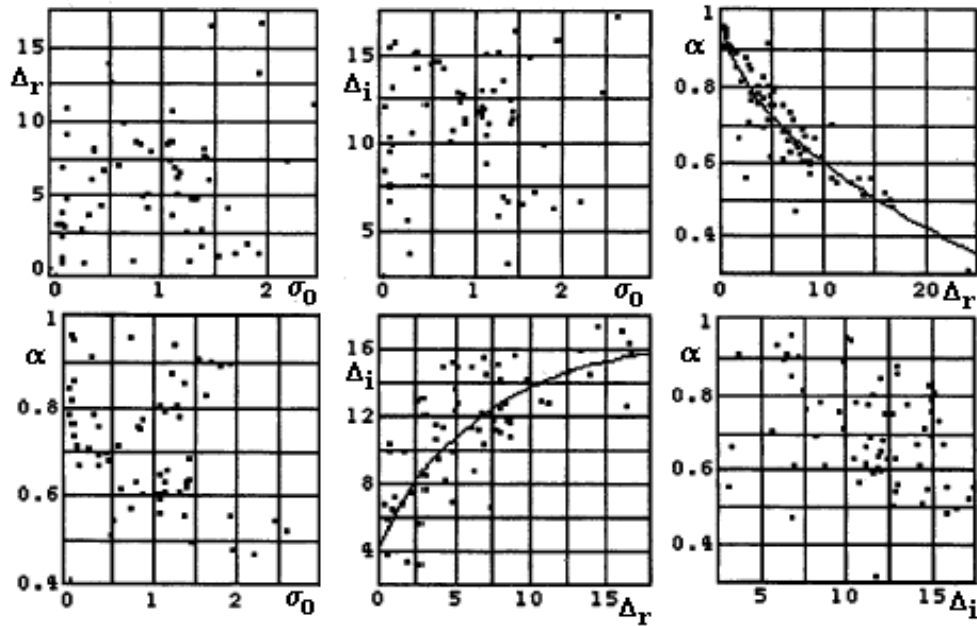


Figura 2.6. 1 – Relações entre os pares de parâmetros $\{[\sigma_0, \Delta_r], [\sigma_0, \Delta_i], [\sigma_0, \alpha], [\Delta_r, \Delta_i], [\Delta_r, \alpha], [\Delta_i, \alpha]\}$ [9].

Na Figura 2.6.2 é apresentada a distribuição de probabilidade cumulativa, p , dos parâmetros σ_0 , Δ_r , Δ_i e α .

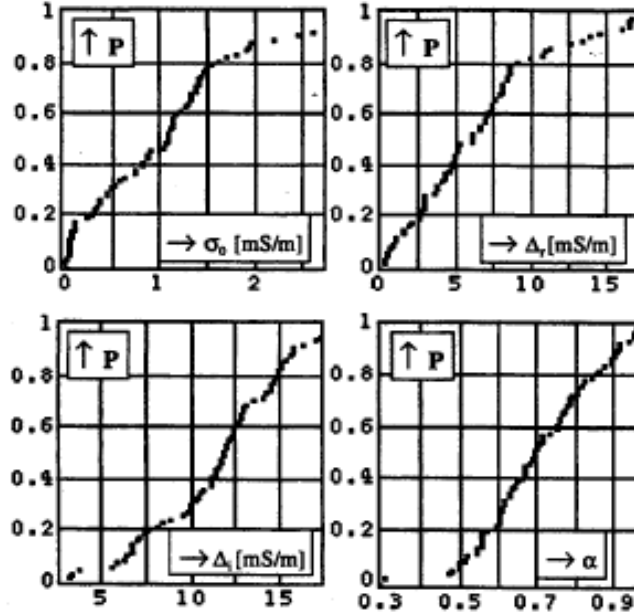


Figura 2.6. 1 - Distribuição de probabilidade cumulativa, p , dos parâmetros σ_0 , Δ_r , Δ_i e α [9]

Nas 68 amostras analisadas por Portela em [9] não houve nenhuma correlação entre os pares $\{ [\sigma_0, \Delta_r], [\sigma_0, \Delta_i], [\sigma_0, \alpha], [\Delta_r, \alpha], [\Delta_i, \alpha] \}$. Esses parâmetros podem ser considerados estatisticamente independentes, ou seja, relacionados a aspectos físicos distintos. Porém há correlação entre os pares $\{ [\Delta_r, \Delta_i], [\Delta_r, \alpha] \}$ na forma:

$$\alpha \cong f_1(\Delta_r) \quad (2.6. 1)$$

$$\Delta_i \cong f_2(\Delta_r) \cong \Delta_r \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha\right) \cong \Delta_r \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot f_1(\Delta_r)\right) \quad (2.6. 2)$$

A parcela constante e a parcela dependente da frequência de $\sigma + i\omega\epsilon$ são estatisticamente independentes. O fato de só haver correlação entre os pares $\{ [\Delta_r, \Delta_i], [\Delta_r, \alpha] \}$ levou às seguintes hipóteses:

- As parcelas constantes e dependentes da frequência de $\sigma + i\omega\epsilon$ estão relacionados à aspectos físicos distintos do comportamento do solo;
- A parcela dependente da frequência está relacionada com o comportamento dielétrico do solo. Esse efeito é diferente do comportamento condutivo associado à parcela constante.

CAPÍTULO 3 - MEDIÇÕES EM CAMPO DOS PARÂMETROS DO SOLO DE CACHOEIRA PAULISTA

3.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados e discutidos os resultados da medição de campo, descrevendo os procedimentos de medição, digitalização e processamento dos dados.

Foi realizado um levantamento de campo na região de Cachoeira Paulista/SP, para medição dos parâmetros (ϵ e $\omega\epsilon$) do solo local no domínio da frequência. Foram coletadas oito amostras de solo em duas etapas: quatro amostras foram analisadas na primeira etapa, nos dias 24/07/2002 e 25/07/2002 e quatro amostras analisadas na segunda etapa de 31/07/2002 a 01/08/2002. Nesta última os dados de tensão foram digitalizados em arquivos de dados (extensão .dat) para tratamento posterior em laboratório.

A determinação do modelo de uma amostra de solo depende de vários fatores, tais como, os cuidados na remoção das amostras, a qualidade dos contatos elétricos entre a amostra os eletrodos e as placas de cobre, e também, da qualidade dos sinais medidos.

Devido à dificuldade de determinação de parâmetros do solo, além da inerente variação espacial e dispersão de medida, foi necessário usar procedimentos robustos de verificação da consistência física das medidas e do modelo. A identificação/separação das componentes de frequência dos sinais provenientes das amostras permitiu que as medições fossem calculadas na componente de primeira harmônica, melhorando desta forma a definição do comportamento da amostra e reduzindo a dispersão das medidas de campo em relação ao modelo teórico. Novas tabelas de medições e modelos levantados a partir dos dados calculados na componente de primeira harmônica foram comparadas com os dados e modelos levantados a partir das medições de campo.

3.2 Metodologias e Procedimentos de Medição em Campo

As metodologias de medição em campo foram desenvolvidas após vários testes de campo e de laboratório que resultaram no estabelecimento de diversos processos alternativos, dependendo do tipo e das características do solo em análise [5-9]. Devem ser tomados

cuidados durante a coleta das amostras, durante as medições e no levantamento do modelo físico. Os procedimentos de coleta das amostras são ilustrados através de fotos do ensaio de Cachoeira Paulista.

A amostra deve ser retirada a uma profundidade suficiente de modo a eliminar os efeitos de superfície, tais como o sol, o vento, a vegetação e as raízes. Nota-se que a escavação foi feita com dimensões apropriadas de modo que, além de evitar a coleta na parte superficial do solo, permitir a movimentação do pessoal e de equipamentos de coleta. A Figura 3.2.1 ilustra os procedimentos iniciais de coleta das amostras.

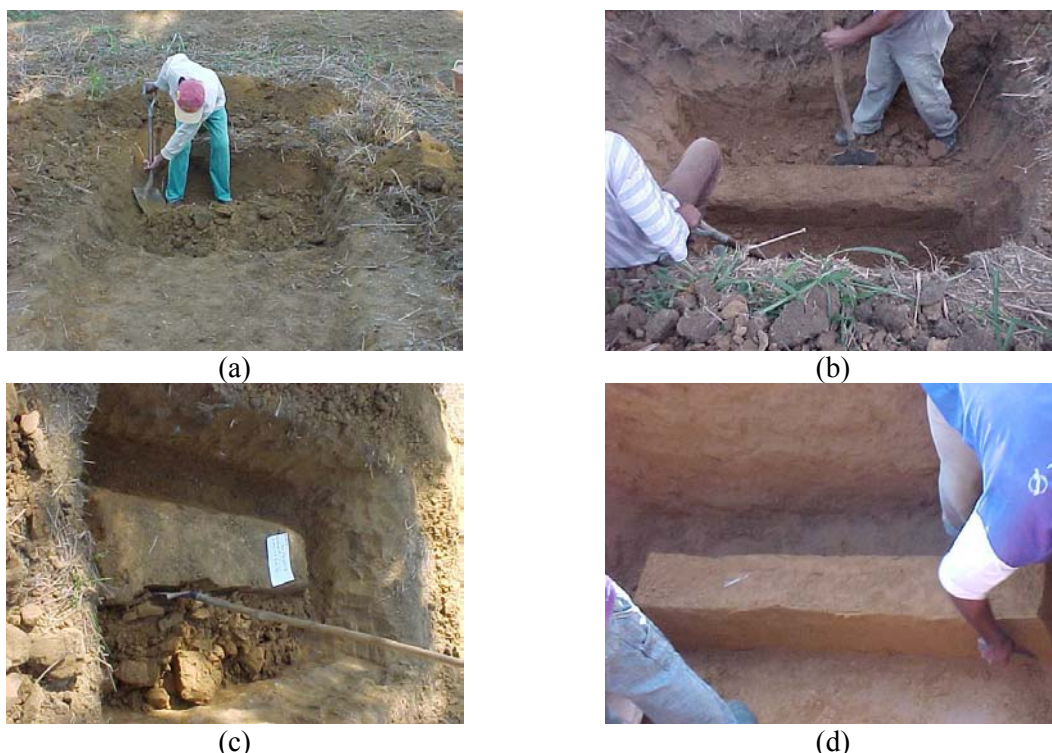


Figura 3.2. 1– (a,b) Preparação do local para retirada da amostra; (c,d) Amostra sendo esculpida para atingir dimensões apropriadas;

É importante também, ter o máximo de cuidado para preservação da estrutura física da amostra e evitar “fissuras” durante a coleta da mesma, pois esse é um dos principais motivos de erros grosseiros nas medições. As amostras de má qualidade ocasionam dispersões que podem dificultar a determinação de um modelo que represente efetivamente a amostra, por conta da alteração do “meio-material” por onde circulará a corrente elétrica.

Na Figura 3.3.2 encontram-se fotos de amostras que apresentaram algum tipo de problema durante a coleta, nestes casos as amostras foram inutilizadas. A equipe de recolha

das amostras deve ser informada da finalidade das mesmas, bem como, os cuidados necessários que devem ser tomados.



Figura 3.2. 2 – Amostras de solo com estrutura física comprometida

Para avaliação das características elétricas foi necessário coletar amostras relativamente homogêneas e com dimensões apropriadas para cada tipo de “material” em estudo. Em se tratando de amostras de solos arenosos ou rochosos outros tipos de geometrias e dimensões são adotadas. De acordo com Portela [6], para avaliar o comportamento de solos razoavelmente consistentes e homogêneos, o procedimento apropriado é a coleta de amostras em forma de cuboide (1,20 m x 0,2 m x 0,2 m) a uma profundidade suficiente de modo a evitar os efeitos de superfície já comentados (aproximadamente 1,5 m). O procedimento é ilustrado na Figura 3.2.3.



Figura 3.2. 3 - Amostras de solo com dimensões apropriadas

Após às devidas precauções quanto à preservação da estrutura física e homogeneidade da amostra de solo, tomou-se as providências para assegurar a manutenção da sua consistência e umidade natural, mantendo-a em condições de representar efetivamente as características do solo local durante as medições em bancada. Se não forem tomadas as devidas precauções as amostras perdem a umidade natural e conseqüentemente haverá distorção de resultado. Para isolamento térmica as amostras foram cobertas com uma tela, e uma camada de parafina líquida, e em seguida protegidas por uma caixa de madeira apropriada para medição em bancada como ilustrado na Figura 3.2.4.



Figura 3.2. 4 – Amostras de solo sendo recobertas com camada de parafina líquida.

A caixa de madeira de comprimento l e área de seção transversal S possui as laterais removíveis e com ajuste de pressão, por onde são colocadas as placas de “injeção” de corrente (CE) com a mesma área que a seção transversal da amostra, de modo a garantir uma distribuição uniforme de corrente na mesma. A 0,3 m de cada extremidade são inseridos eletrodos de tensão (VE). O esquema de medição é ilustrado na Figura 3.2.5.

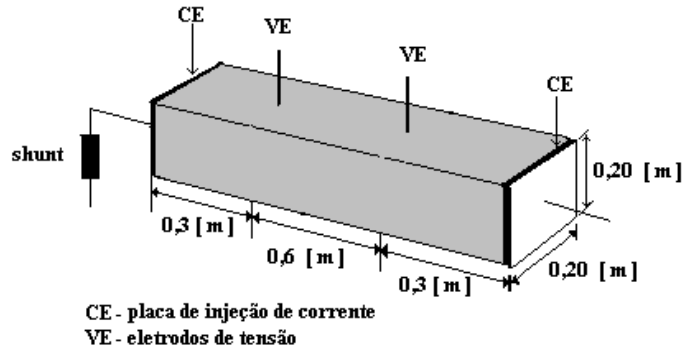


Figura 3.2. 5 - Esquema para medição da resistividade do solo em função da frequência

Através de um gerador de sinal de frequência variável é imposta uma corrente senoidal na faixa de 100 Hz a 2 MHz, que irá circular pela amostra e produzir uma queda de tensão entre os eletrodos VE. A corrente injetada é medida através da queda de tensão (VR) no resistor shunt de valor conhecido. As amostras são retiradas a cerca de 500 m de distância uma da outra. A admitância incremental entre as duas faces opostas da amostra de acordo com o exposto em [6] é dada por:

$$Y = \frac{\Delta I}{\Delta V} = (\sigma + i\omega\epsilon) \cdot \frac{S}{l} \quad (3.2.1)$$

Em condições infinitesimais $W = \sigma + i\omega\epsilon$ pode ser associada a admitância da amostra de solo. Medindo-se a amplitude de VE, VR e a defasagem entre estes sinais, ϕ , determina-se a condutividade e a permissividade em toda a faixa de frequência considerada.

A partir dos dados discretos de condutividade e permissividade medidos em campo foram obtidos os parâmetros que caracterizam o modelo físico de cada amostra em função da frequência. Os dados experimentais de campo foram anotados em tabelas apropriadas (Tabela 3.2.1) e na segunda etapa salvos em arquivos de dados (extensão .dat) diretamente do osciloscópio para posterior análise e processamento em laboratório. Na primeira etapa de medição foi observada grande dispersão das medidas especialmente em baixas frequências devido à ruídos inerentes do processo de medição.

Na Tabela 3.2.1 são apresentados os resultados de medição de campo efetuadas na amostra 1.

Tabela 3.2. 1- Medidas de campo da amostra 1 – etapa 1

Freq. [Hz]	VE[mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μ s]	ϕ [°]	σ [μ S/m]	$\omega\epsilon$ [μ S/m]
1000	664,00	1,700000	0,036957	0,0000000	0,00000	1669,72	0,00000
1585	678,00	1,180000	0,025652	0,0000000	0,00000	1131,71	0,00000
2500	691,00	1,180000	0,025652	16,000000	14,4689	1078,38	1611,82
3980	218,00 ^(*)	1,800000	0,039130	10,000000	14,3324	5217,32	846,729
6300	265,00 ^(*)	2,100000	0,045652	8,0000000	18,1723	4910,40	1260,80
10000	898,00	2,420000	0,052609	8,0000000	28,8012	1540,12	846,729
15000	985,00	3,200000	0,069565	6,4000000	36,5177	1702,77	1260,80
25000	1070,00	3,770000	0,081957	3,2000000	28,9384	2010,94	1111,86
40000	1094,00	4,580000	0,099565	3,8000000	54,4641	1586,89	2221,79
63000	1047,00	7,030000	0,152826	2,6000000	59,0612	2251,33	3755,92
100000	949,50	8,125000	0,176630	1,6800000	60,4839	2749,45	4856,46
160000	840,00	9,410000	0,204565	1,2000000	68,4721	2680,93	6796,23
240000	718,00	12,00000	0,260870	0,8000000	72,3476	3305,28	10386,6
400000	602,00	15,30000	0,332609	0,5500000	78,8313	3210,58	16261,3
630000	472,00	20,40000	0,443478	0,3500000	79,5071	5133,26	27715,8
1000000	391,00	28,50000	0,619565	0,2050000	73,8000	13262,4	45649,5
2000000	298,00	40,90000	0,889130	0,1040000	74,8800	23347,9	86411,1

Obs.: (*) Valores muito baixos devido a ajustes no gerador de sinal.

Na Tabela 3.2.1, VE é a queda de tensão entre os eletrodos de tensão, VR a queda de tensão medida nos terminais do resistor “shunt” de valor conhecido¹.

Como foi descrito no Capítulo 2, $W = \sigma + i\omega\epsilon$, está relacionada com a admitância do elemento de volume incremental, neste caso a própria amostra de solo, e conseqüentemente com as tensões VR e VE [5] como descrito na equação 3.2.1:

$$|Y| = \frac{|W| \cdot S}{l} \quad (3.2. 2)$$

Substituindo os módulos de VR e VE na equação (3.2.2), obtemos:

$$|W| = \left| Y \cdot \frac{l}{S} \right| = \left| \frac{I}{V} \cdot \frac{l}{S} \right| = \frac{|VR|}{R \cdot |VE|} \cdot \frac{l}{S} \quad (3.2. 3)$$

Conhecidos as amplitudes da corrente (VR) e da tensão (VE), a defasagem (Δt) entre os sinais e as dimensões das amostras, calculamos a parcela real e imaginária de W, que

¹ Foi utilizado um resistor “shunt” de 47 Ω para as amostras 1 a 4 (primeira etapa) e de 100 Ω nas amostras 1 a 4 (segunda etapa).

determinam respectivamente o comportamento da condutividade e permissividade do solo no domínio da frequência.

$$\sigma = |W| \cdot \cos\varphi = \frac{|VR|}{R \cdot |VE|} \cdot \frac{1}{S} \cos\varphi \quad [S/m] \quad (3.2.4)$$

$$\omega\epsilon = |W| \cdot \sin\varphi = \frac{|VR|}{R \cdot |VE|} \cdot \frac{1}{S} \sin\varphi \quad [S/m] \quad (3.2.5)$$

$$\varphi = 360 \cdot \Delta t \cdot f \quad [^\circ] \quad (3.2.6)$$

Onde f é a frequência do sinal injetado e Δt a defasagem em segundos entre os sinais de tensão VE e VR (corrente na amostra).

A partir dos dados discretos de condutividade e permissividade, determina-se os parâmetros do modelo contínuo que descreve o comportamento do solo, no domínio da frequência, de acordo com o exposto no Capítulo 2. As tabelas com as medidas de campo referente às amostras da primeira e segunda etapa são apresentadas no ANEXO A, bem como, todos os sinais VR e VE medidos na segunda etapa de testes.

Nas Figuras 3.2.6 a 3.2.9 estão representados os gráficos de σ e $\omega\epsilon$ em função da frequência (em escala linear e logarítmica respectivamente), comparando os dados discretos medidos em campo (Tabelas A1.1 a A1.8) com o modelo teórico equivalente das amostras 1 a 4 coletadas na primeira etapa de testes. Embora haja alguma dispersão inerente das medições de campo com relação ao modelo, os dados caracterizam um comportamento típico observado em todas as amostras de Cachoeira e em medições anteriores [9].

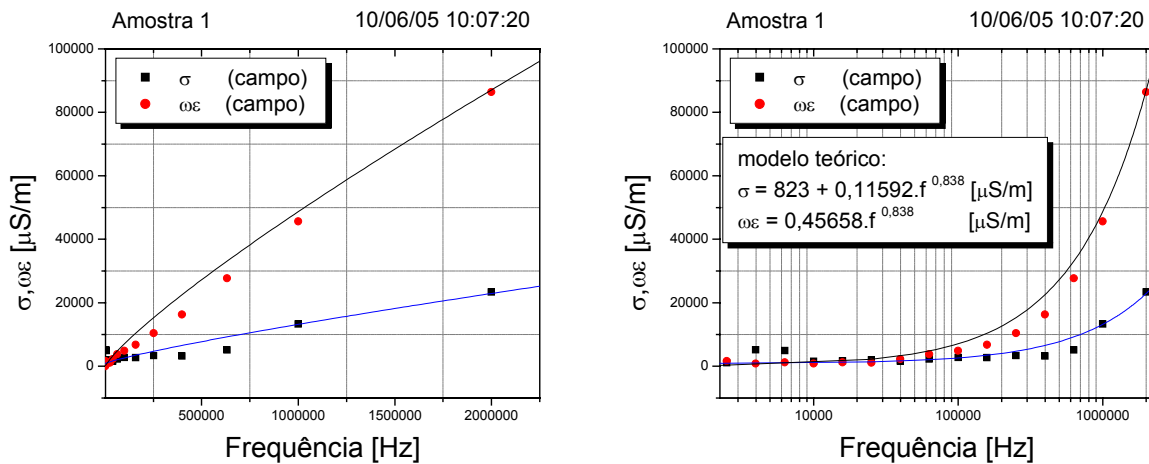


Figura 3.2. 6 – Medidas de campo e modelo equivalente de σ e $\omega\epsilon$ amostra 1- etapa 1

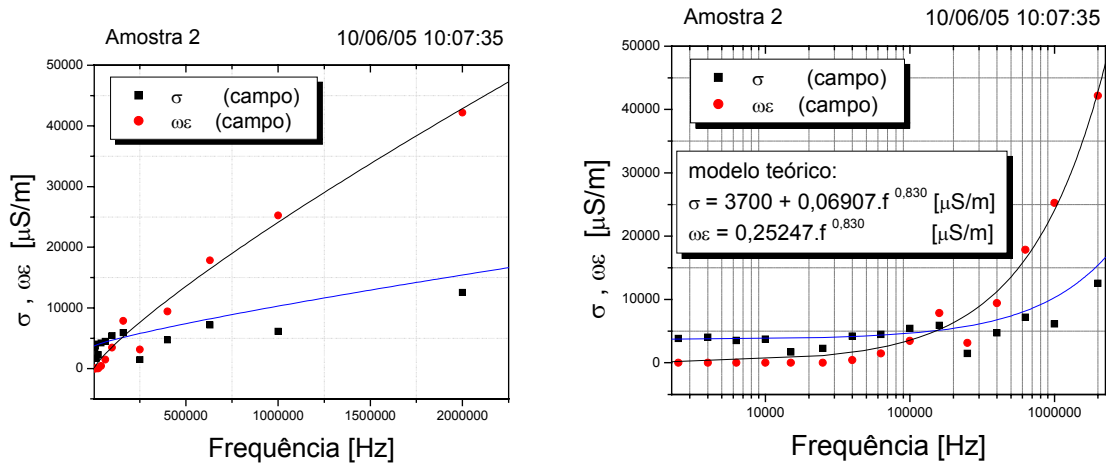


Figura 3.2. 7- Medidas de campo e modelo equivalente de σ e $\omega\epsilon$ amostra 2-etapa 1

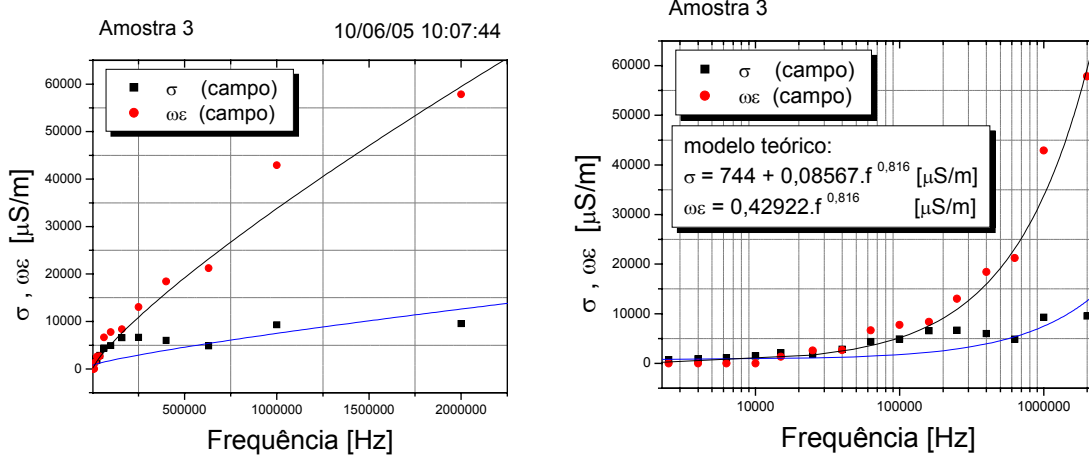


Figura 3.2. 8– Medidas de campo e modelo equivalente de σ e $\omega\epsilon$ amostra 3-etapa 1

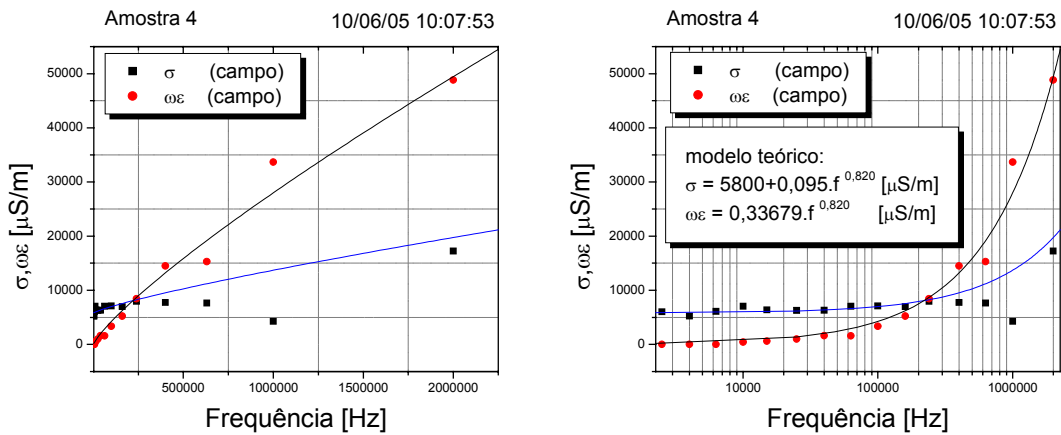


Figura 3.2. 9 – Medidas de campo e modelo equivalente de σ e $\omega\epsilon$ amostra 4-etapa 1

Como pôde ser constatado a partir das Figuras 3.2.6 a 3.2.9, o comportamento da condutividade das amostras é constante em baixas frequências, até cerca de 10 kHz. Os valores de baixa frequência medidos em campo das amostras 1 a 4 foram respectivamente 823, 3700, 744 e 5800 $\mu\text{S/m}$. A partir de 10 kHz a condutividade apresentou dependência com a frequência, tornando-se mais acentuado aproximadamente acima de 100 kHz em todas amostras. A condutividade das amostras de solo variou respectivamente de 2800, 5400, 7000 e 5000 $\mu\text{S/m}$ em 100 kHz para 23.400, 12.541, 17.000 e 10.000 $\mu\text{S/m}$ em 2 MHz.

A permissividade é nula até cerca de 10 kHz e a partir deste valor apresentou o mesmo comportamento da condutividade com relação a variação com a frequência, aumentando respectivamente de 4750, 500, 10000, 3340 $\mu\text{S/m}$ em 100 kHz para cerca de 84600, 43000, 60000, 49000 $\mu\text{S/m}$ em 2 MHz.

O parâmetro α que determina a dependência com a frequência não apresentou grandes diferenças de uma amostra para a outra, variando de 0,82 a 0,84. Este valor justifica a alta condutividade das amostras de Cachoeira Paulista, quando comparadas com valores típicos observados em medições anteriores. Os valores estão dentro da faixa típica de variação estabelecida em [9] e apresentados da Tabela 6.2.1. Em todas as amostras foi suficientemente preciso o modelo representativo do tipo 3, apresentado no Capítulo 2, com duas parcelas, uma constante e outra dependente com a frequência, na forma:

$$W = \sigma + i\omega\varepsilon = K_0 + K_1 \cdot \omega^{\alpha_1} + i \cdot K_2 \cdot \omega^{\alpha_1} \quad (3.2. 7)$$

$$K_2 = K_1 \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha_1\right) \quad (3.2. 8)$$

O comportamento típico de defasagem mínima determinada pelo modelo (3.2.7) é observado em todas as amostras, ou seja, a partir de aproximadamente 10 kHz o aumento na frequência do sinal implica num aumento tanto na condutividade quanto na permissividade, e a relação entre a taxa de crescimento de σ e $\omega\varepsilon$ se mantém constante em toda a faixa de frequência. Um resumo dos parâmetros K_0 , K_1 e α_1 dos modelos é apresentado na Tabela 3.2.2.

Tabela 3.2. 2: Parâmetros do modelo das amostras 1 a 4 – etapa 1

Amostras (1ª etapa)	K_0 [$\mu\text{S}/\text{m}$]	K_1 [$\mu\text{S}/\text{m} \cdot \text{s}^{\alpha_1}$]	K_2 [$\mu\text{S}/\text{m} \cdot \text{s}^{\alpha_1}$]	α_1
1	823	0,11592	0,45658	0,838
2	3700	0,06907	0,25247	0,830
3	744	0,08567	0,42922	0,816
4	5800	0,09500	0,33679	0,820

3.3 Características das Medições de Campo

Nas Figuras 3.3.1 a 3.3.3 estão apresentados os sinais de tensão VE e VR (sinal com maior conteúdo harmônico) das amostras 1 a 4 (segunda etapa) para frequências de 1 kHz, 100 kHz e 1 MHz respectivamente. O valor do resistor “shunt” foi modificado para 100 Ω para que houvesse uma maior amplificação do sinal de VR com relação às medições na primeira etapa.

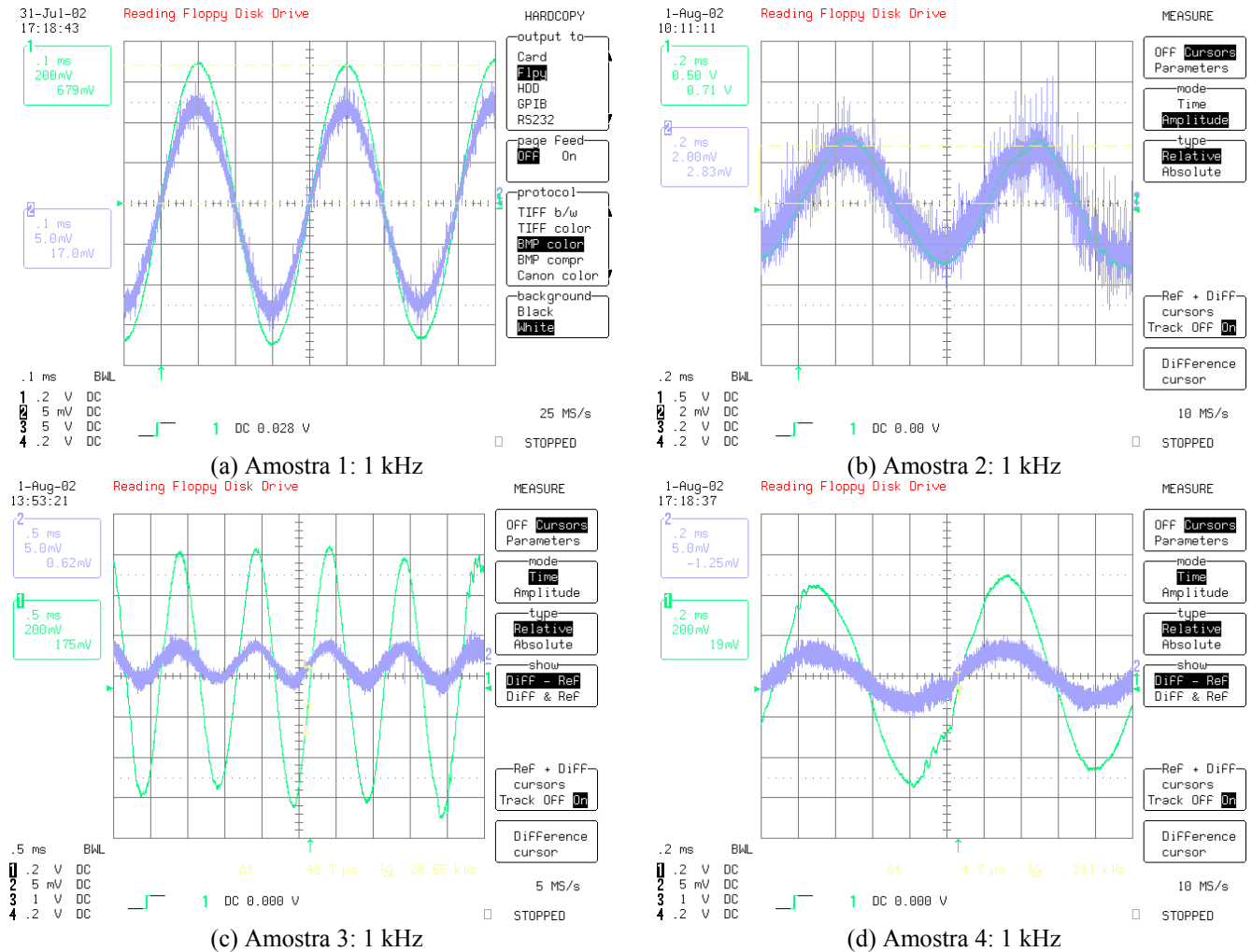


Figura 3.3. 1- Sinais VR e VE provenientes das amostras 1 a 4 para 1 kHz – etapa 2

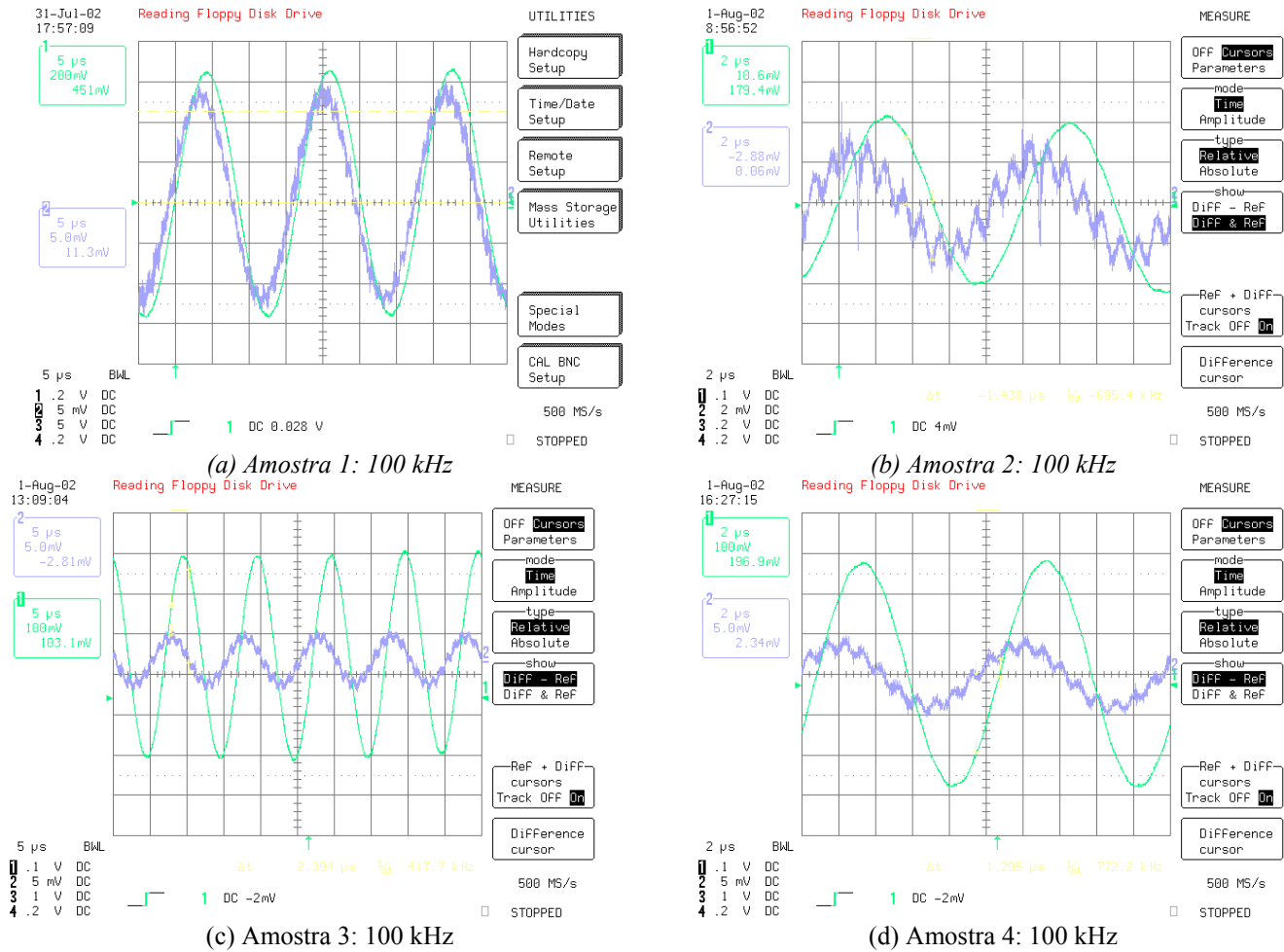


Figura 3.3. 2- Sinais VR e VE provenientes das amostras 1 a 4 para 100 kHz – etapa 2

A característica predominantemente observada em todos os sinais proveniente das amostras é a presença de harmônicos de frequência elevada sobrepostos ao sinal fundamental. Isto dificulta a medição “exata” das amplitudes dos sinais e a defasagem, necessários para determinação do modelo, especialmente em baixas frequências, geralmente de 100 Hz a 100 kHz. Por este motivo foi necessário a utilização de técnicas para identificação da componente de primeira harmônica do sinal injetado na amostra.

As técnicas utilizadas posteriormente à medição de campo foram: a identificação das componentes de frequência do sinal através da Transformada Discreta de Fourier (DFT) e a filtragem dos “ruídos” inerentes ao processo de medição. Compreende-se como ruído todo o conteúdo harmônico sobreposto ao sinal fundamental injetado na amostra¹.

¹ Os ruídos presentes nos sinais poderiam ter sido minimizados se no circuito de medida tivesse sido utilizado um amplificador de sinal.

Foram efetuados medições das amplitudes dos sinais na primeira harmônica de tensão e corrente, e o cálculo da defasagem entre os sinais por identificação de passagem por zero da senoide fundamental. Em seguida foram elaboradas novas tabelas com as medidas feitas nas componentes de primeira harmônica dos sinais. Os modelos obtidos com os sinais tratados numericamente foram comparados com os modelos obtidos com os dados medidos em campo (sem nenhum tipo de tratamento). Os procedimentos de identificação e filtragem serão discutidos em itens posteriores.

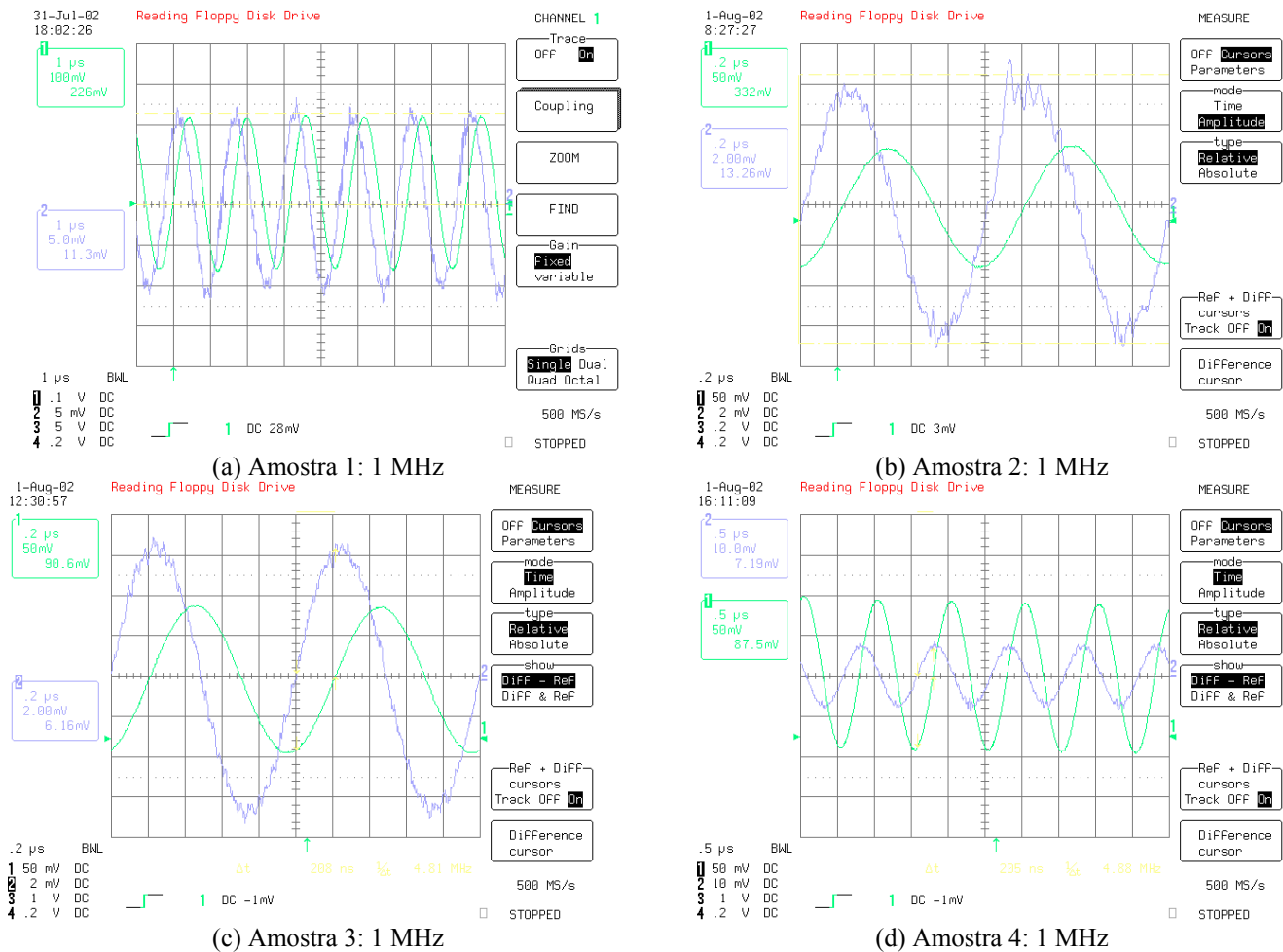


Figura 3.3. 3- Sinais VR e VE provenientes das amostras 1 a 4 para 1 MHz – etapa 2

A maior vantagem da identificação da componente de primeira harmônica é a possibilidade de determinação “exata” da defasagem em baixa frequência (por exemplo, 1 kHz) diminuindo desta forma as dispersões de medida por conta de erros de leitura. Como foi observado em todas as amostras da primeira etapa, há uma maior sensibilidade da condutividade com a defasagem, ou seja, uma pequena distorção de leitura na defasagem entre

os sinais implica numa variação considerável da condutividade medida a partir dos dados de campo com o modelo teórico.

No ANEXO A.2 são apresentados todos os sinais provenientes das amostras. Em alguns casos nota-se também um deslocamento dos sinais de VR e VE em relação à referência do osciloscópio¹ (exemplo: amostra 7 em 100 kHz). Esse fato foi levado em consideração no cálculo da amplitude e defasagem do sinal digitalizado (MATLAB). A amplitude foi calculada pela média entre os módulos dos valores máximos e mínimos do sinal (valor pico a pico dividido por dois) e a defasagem pela média dos tempos em que ocorrem dois cruzamentos por zero consecutivos de VE e VR em um período do sinal.

3.4 Miminização da Dispersão das Medições de Campo

Um dos requisitos para o levantamento do modelo é a precisão na medição das amplitudes de tensão e corrente e da defasagem entre estes sinais. A precisão de leitura desses dados depende do nível de ruído ou conteúdo harmônico presentes nos sinais em toda a faixa de frequência.

Cuidados na coleta das amostras e nas condições de contato, ou ainda na definição do resistor “shunt” podem minimizar a interferência e ruídos nas medições reduzindo desta forma o conteúdo harmônico. Este ruído dificulta a medição visual ou até mesmo com auxílio dos cursores do osciloscópio. Como foi comentado anteriormente, a característica dos sinais de VE e VR observada em todas as amostras do ensaio de Cachoeira, especialmente em baixas frequências, em geral de 100 Hz até 100 kHz, consiste na presença de harmônicos com frequência muito maior que a frequência do sinal “injetado” na amostra. Este conteúdo harmônico sobreposto à frequência fundamental do sinal injetado impede a medição exata das amplitudes de VR e VE e defasagem entre estes sinais. Desta forma verificamos a necessidade de identificar as componentes de frequência dos sinais e filtrar todo o conteúdo harmônico presente, ou seja, medir os dados na componente de primeira harmônica. Para isso foi feita a análise harmônica dos sinais, comparando-se a amplitude da fundamental com a harmônica mais significativa do espectro para verificação da validade desse procedimento. Será razoavelmente preciso desprezar ou efetuar as medições na componente de primeira harmônica? Seria possível identificar a natureza do ruído? É característica da amostra ou

¹ Por conta da configuração do osciloscópio no momento da leitura.

proveniente alguma interferência? Para responder a essas perguntas foi necessário decompor o sinal em suas componentes de frequências correspondentes. Esse procedimento e resultados serão discutidos nos itens a seguir.

3.4.1 Identificação das Componentes de Frequência dos Sinais

A Transformada Rápida de Fourier (FFT- Fast Fourier Transform) foi utilizada para identificação do espectro de frequência dos sinais VE e VR das amostras (sinais periódicos e com frequência fundamental conhecida). As Transformadas de Fourier e suas variantes discretas são ferramentas fundamentais no processamento de sinais em diversas aplicações de engenharia.

O conceito da Transformada de Fourier é a decomposição ou separação de um sinal discreto ou contínuo (tomando-se algumas precauções na amostragem do sinal contínuo) em uma sequência de senóides de diferentes frequências. A Transformada de Fourier contínua foi e ainda é uma ferramenta analítica muito usada em diversos campos da engenharia: análise de sistemas lineares, análise de sinais, filtragem, etc. O mesmo não se pode afirmar em se tratando das Transformadas Discretas de Fourier (DFT). Mesmo com o aumento da velocidade dos computadores modernos, as DFT's são pouco aplicadas devido a demanda de tempo de processamento dos algoritmos de implementação. Com o desenvolvimento da Transformada Rápida de Fourier (um algoritmo mais eficiente que aproveita algumas propriedades das DFT's de sinais reais), a questão do tempo computacional foi resolvida fazendo com que a Transformada Rápida de Fourier (FFT) se tornasse uma das ferramentas de fundamental importância no processamento de dados. No MATLAB já existe um algoritmo interno para cálculo da Transformada Rápida de Fourier (FFT).

A Transformada de Fourier implementada pelo MATLAB é semelhante àquela usada comumente na maior dos textos de engenharia [20]. Considera um sinal (vetor) $x(n)$, no domínio do tempo, com N pontos, da qual se deseja seu equivalente no domínio da frequência.

A FFT do sinal $x(n)$, é um sinal $X(k)$, definida pela soma finita:

$$X(k) = \text{FFT}(x(n)) = \sum_{n=0}^{N-1} \left(x(n) e^{-i \frac{2\pi \cdot n \cdot k}{N}} \right) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.4. 1)$$

Como o MATLAB não admite índice zero, os índices são deslocados em uma unidade:

$$X(k) = \text{FFT}(x(n)) = \sum_{n=1}^N \left(x(n) e^{-i \frac{2\pi(n-1)(k-1)}{N}} \right) \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (3.4. 2)$$

A função $X(k)$ gera k variáveis no domínio da frequência com incremento $F=1/t_\zeta$. Para $x(n)$ real com N amostras, um único espectro pode ser calculado para $N/2$ pontos da frequência. Na verdade, $X(k)$ é uma função periódica em k com N pontos em cada período, mas apenas $N/2$ são únicos (como pode ser observado nos pontilhados da Fig. 3.4.1).

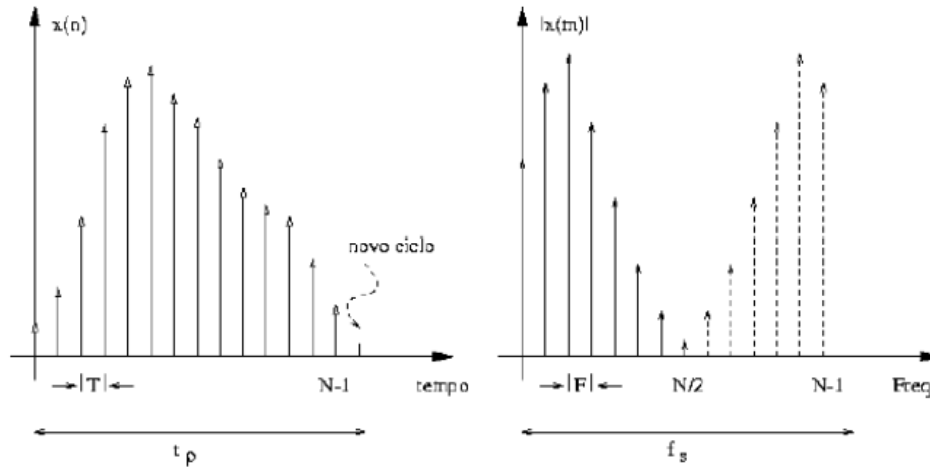


Figura 3.4. 1– Ilustração de um sinal discreto em função do tempo e seu espectro (DFT), fonte[20]

Observando a definição da DFT, verifica-se que são necessárias cerca de N multiplicações e adições complexas para computar o espectro de cada k em particular e, se forem calculados $N/2$ componentes espectrais, o número de operações para o cálculo de todo o espectro é da ordem de N^2 . Como foi demonstrado por Cooley e Tukey (1965) [21] pode-se calcular esta transformada com um número de processos computacionais da ordem de $N \log_2(N)$, o que poupa um grande esforço computacional. Este método é conhecido como Transformada Rápida de Fourier (FFT).

Os algoritmos de FFT funcionam melhor quando o número de pontos da amostra é uma potência inteira de 2, ou seja: $N = 2^x$, onde x é um inteiro positivo. Um programa que utiliza FFT com a finalidade de realizar análise espectral apresenta certas particularidades na relação entre a FFT e a transformada contínua de Fourier. Deve-se considerar que o tratamento

matemático considera o sinal como se ele fosse periódico, embora, na realidade, o sinal possa não ser periódico no sentido matemático estrito.

Um algoritmo para o cálculo da FFT deve levar em consideração alguns fatores básicos. Se consideram $N = 2^x$, para x inteiro positivo, amostras em um período, e se t_a é o incremento de tempo na amostragem do sinal, então o período de $X(k)$ é $t_\zeta = 2^x \cdot t_a$. O espectro obtido da FFT também será periódico e conterà 2^x componentes espectrais. Entretanto, se a amostragem em função do tempo for real, pode ser demonstrado que metade dos componentes são coincidentes, logo apenas $N/2$ componentes espectrais complexos são significativos. Tais componentes são incrementados de $F=1/t_\zeta$, sendo que $k = 0$ corresponde a componente CC, $k = 1$ é a fundamental, $k = 2$ é o segundo harmônico, etc. Para se evitar a sobreposição espectral, a taxa de amostragem deve ser maior ou igual ao dobro da maior frequência do espectro, ou seja, se a maior frequência for f_k , o máximo intervalo entre as amostras deve satisfazer a equação:

$$t_a \leq \frac{1}{2f_k} \quad (3.4. 3)$$

de acordo com o Teorema de Nyquist (Kuc, 1982) [22].

Nos caso em que o comprimento do sinal não é uma potência de 2, é conveniente acrescentar zeros no final da sequência $x(n)$ de modo que o sinal possa ser uma potência de 2. Esse procedimento não altera o resultado do espectro e permite que seja utilizado o algoritmo FFT que demanda menor esforço computacional [23].

O sinal $x(n)$ como comentado acima pode ser decomposto numa sequência de componentes senoidais, mais uma componente CC (correspondente a harmônica de ordem 0):

$$x(n) = a_0 + \sum_{k=1}^{N/2} \left(a(k) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot k}{N \cdot t_a} \cdot t(n)\right) + b(k) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot k}{N \cdot t_a} \cdot t(n)\right) \right) \quad (3.4. 4)$$

onde $t(n)$ é janela de tempo em que $x(n)$ foi observado e t_a o tempo de amostragem do sinal, ou seja, o intervalo de tempo entre duas amostras consecutivas do sinal discreto.

A relação entre o sinal $X(k)$ e as constantes de Fourier discretas é da forma:

$$a_0 = \frac{X(1)}{N}; \quad a(k) = \frac{2}{N} \cdot \Re(X(k+1)); \quad b(k) = -\frac{2}{N} \cdot \Im(X(k+1)) \quad (3.4. 5)$$

O algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (FFT) no MATLAB gera a DFT do sinal e retorna um vetor com dimensão N . Deve ser tomadas algumas precauções com o

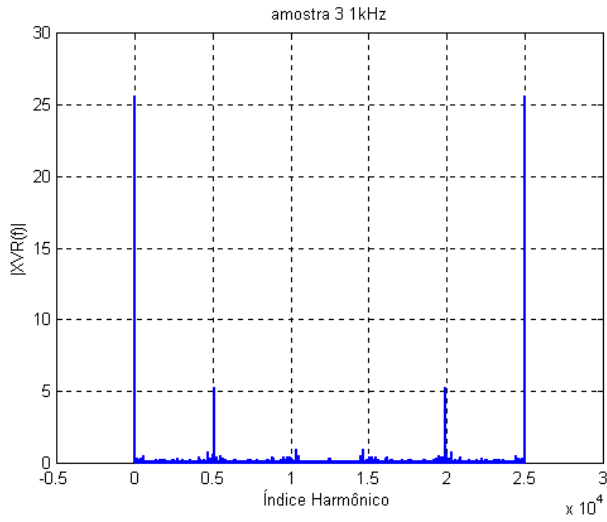
algoritmo interno do MATLAB. Por exemplo para sinais $x(n)$ com comprimento N de tal forma que o período do espectro $t_\zeta = N \cdot t_a$ não é um número inteiro. Nestes casos o algoritmo faz um cálculo aproximado com o número inteiro mais próximo. Desta forma o sinal fundamental é apresentado com frequência maior ou menor que a frequência do sinal injetado e ainda com amplitude distorcida. Nos casos em que aconteceu este fato o cálculo foi feito com o sinal proveniente de um filtro passa-baixas projetado para essa finalidade e que será discutido em itens posteriores.

Cabe ao usuário o conhecimento do sinal $x(n)$ e todas as suas características, tais como, periodicidade, tempo de amostragem, taxa de amostragem, escala de tempo do osciloscópio, escala de tensão dos canais do osciloscópio. Como o MATLAB trabalha com vetores/matrizes essas informações são necessárias para gerar os vetores de tempo (tomando como referência o zero do osciloscópio) e a faixa de frequência do espectro. Esses vetores precisam ter necessariamente as mesmas dimensões das harmônicas geradas a partir da FFT.

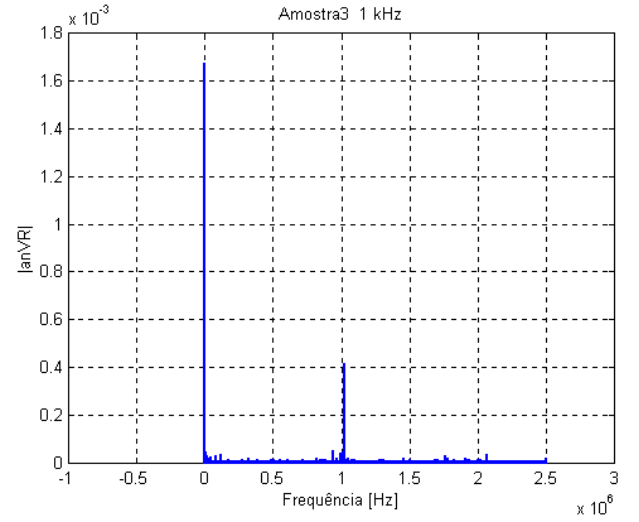
Foi elaborado um programa auxiliar que tratou o sinal $X(k)$ gerado pelo algoritmo interno do MATLAB, calculando as constantes discretas de Fourier, a primeira harmônica do sinal e a harmônica com maior amplitude no espectro de frequência. O Programa e as listagens numéricas e gráficas de todos os sinais analisados são apresentados no ANEXO B.

O programa auxiliar apresenta como saídas gráficas a FFT dos sinais VR e VE (X_{nVR} e X_{nVE}) em função do índice harmônico e da frequência, as constantes de Fourier (a_{nVR} e a_{nVE}) em função do índice harmônico e da frequência, a comparação entre a primeira harmônica e os sinais medidos em campo de VE e VR, a comparação entre a primeira harmônica e a harmônica de maior amplitude no espectro (mais significativa), e a comparação entre as primeiras harmônicas de VR e VE.

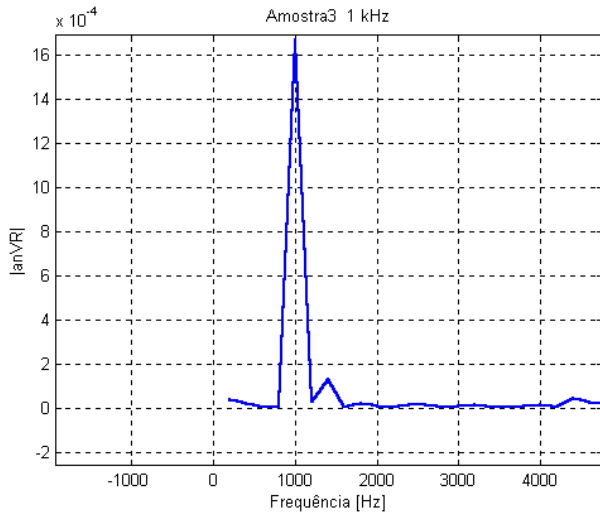
Nas Figuras 3.4.2 a 3.4.5 apresentamos os gráficos em função do índice harmônico e da frequência da FFT (X_{nVR} , X_{nVE}), as constantes de Fourier (a_{nVR} , b_{nVR}) da amostra 3 1 kHz, para ilustrar o procedimento que foi aplicado em todos os sinais de 1 kHz a 2 MHz.



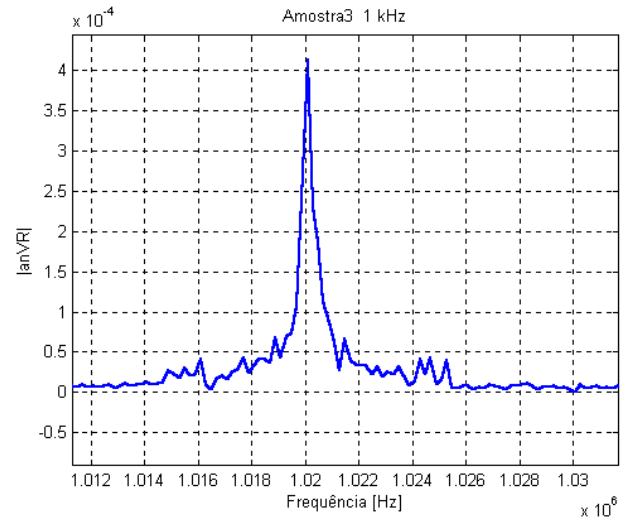
(a) XnVR: 1 kHz



(b) anVR: 1 kHz

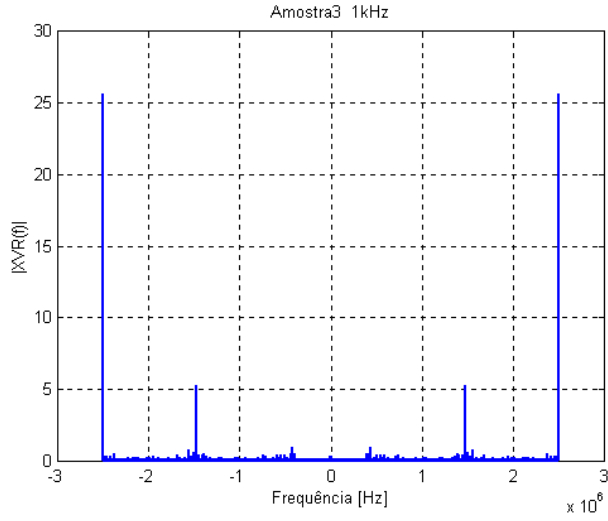


(c) anVR 1 kHz : Primeira Harmônica

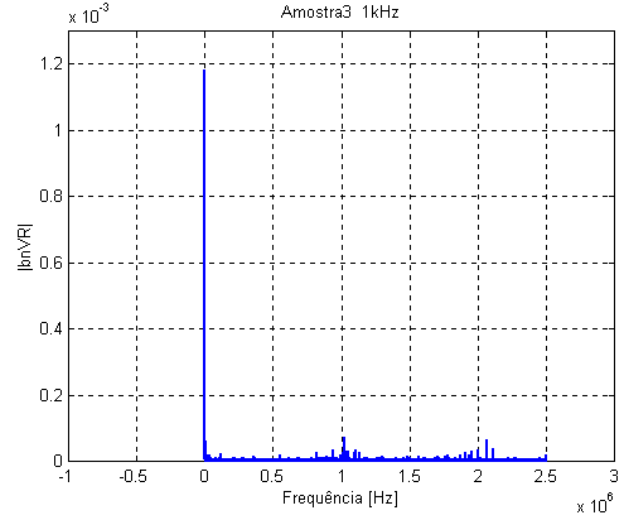


(d) anVR 1 kHz : Harmônica mais significativa do espectro

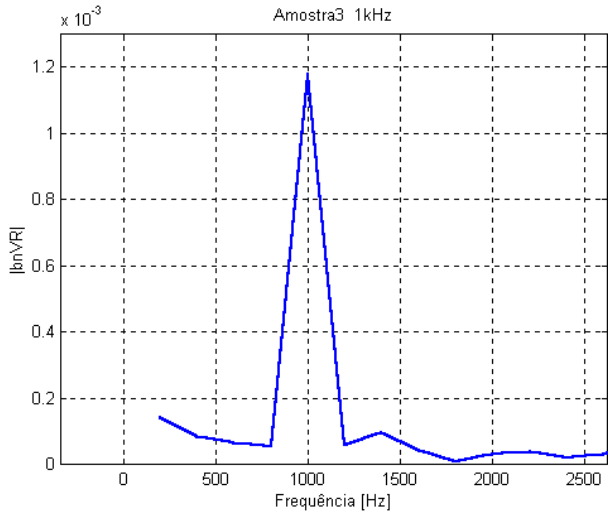
Figura 3.4. 2– Componentes espectrais do sinal VR da amostra 3 1 kHz: (a) FFT do sinal em função do índice harmônico; (b,c,d) constante de Fourier anVR do sinal



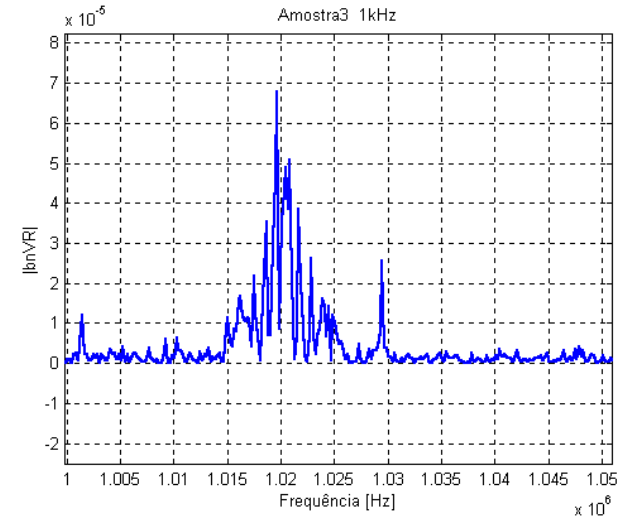
(a) XnVR: 1 kHz



(b) bnVR: 1 kHz

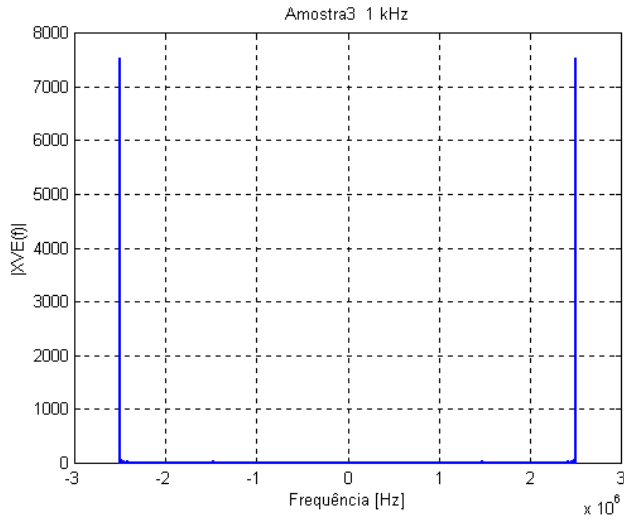


(c) bnVR 1 kHz : Primeira Harmônica

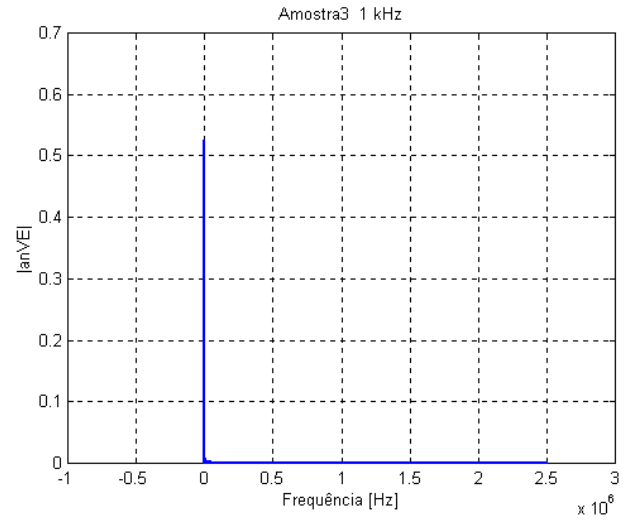


(d) bnVR 1 kHz : Harmônica mais significativa do espectro

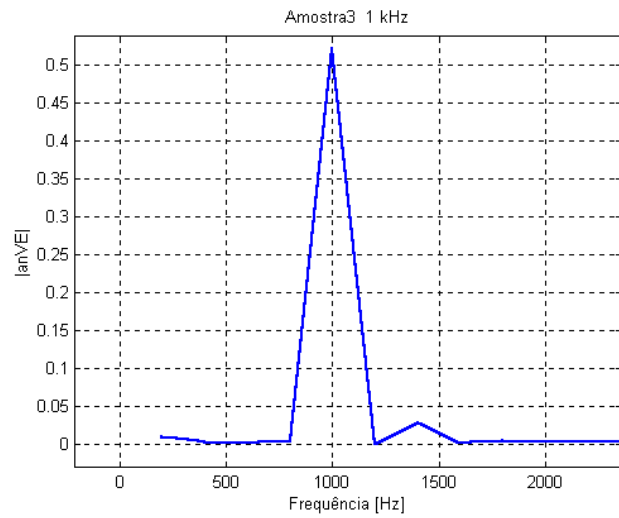
Figura 3.4. 3– Componentes espectrais do sinal VR da amostra 3 1 kHz: (a) FFT do sinal em função da frequência; (b,c,d) constante de Fourier bnVR do sinal



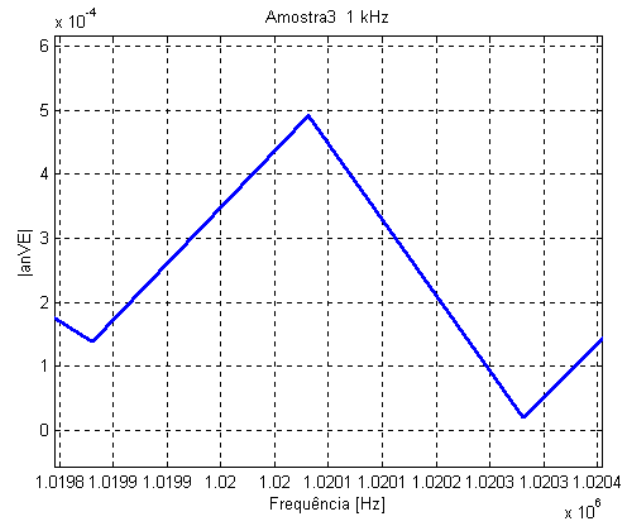
(a) XnVE: 1 kHz



(b) anVE: 1 kHz

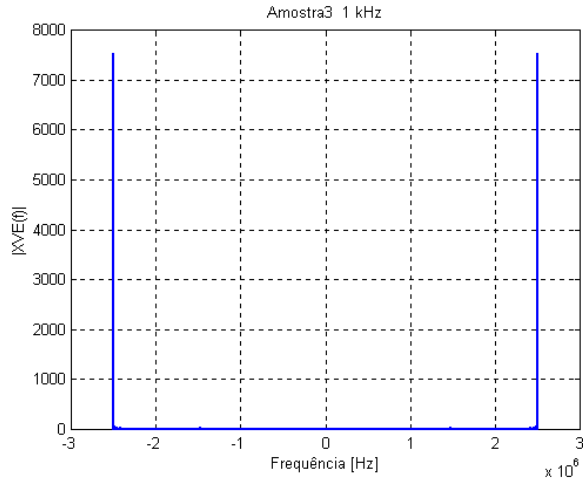


(c) anVE 1 kHz : Primeira Harmônica

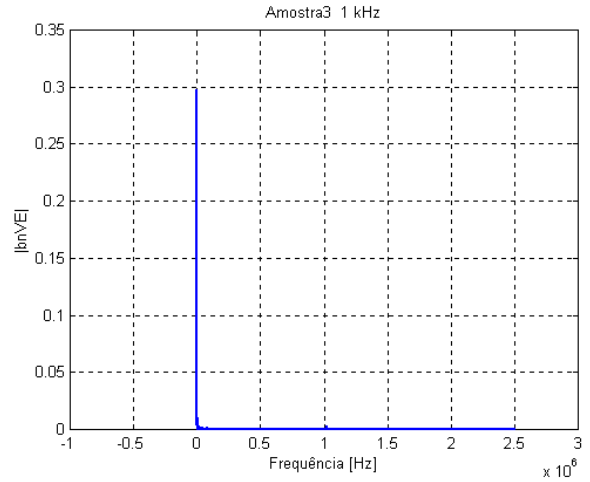


(d) anVE 1 kHz : Harmônica mais significativa do espectro

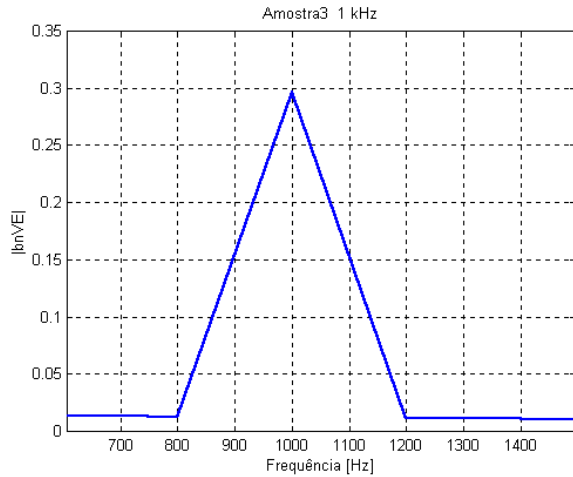
Figura 3.4. 4– Componentes espectrais do sinal VE da amostra 3 1 kHz: (a) FFT do sinal em índice harmônico; (b,c,d) constante de Fourier anVE do sinal



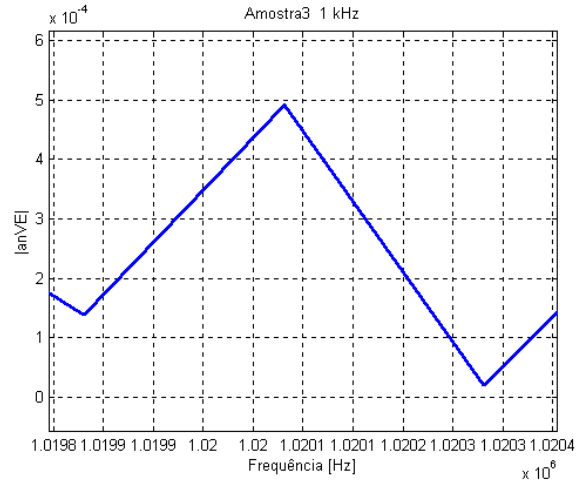
(a) $XnVE$: 1 kHz



(b) $bnVE$: 1 kHz



(c) $bnVE$ 1 kHz : Primeira Harmônica

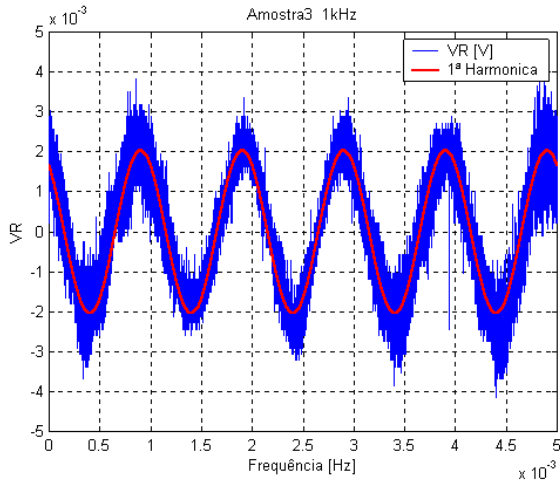


(d) $bnVE$ 1 kHz : Harmônica mais significativa do espectro

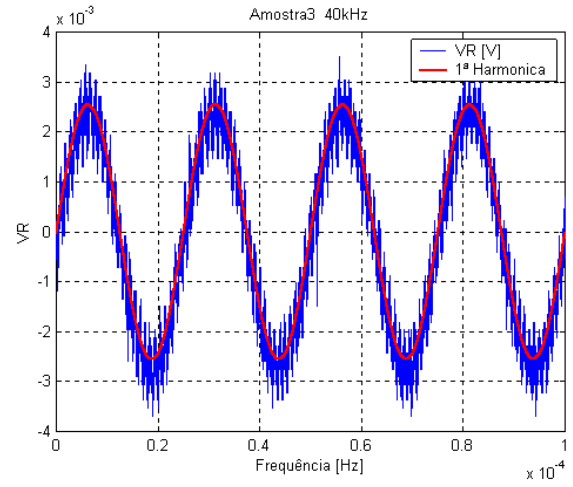
Figura 3.4. 5 – Componentes espectrais do sinal VE da amostra 3 1 kHz: (a) FFT do sinal em função da frequência ; (b,c,d) constante de Fourier $anVE$ do sinal

A partir das componentes espectrais dos sinais de VE e VR o programa auxiliar calcula as primeiras harmônicas dos sinais e a harmônica mais significativa do espectro para fins de comparação.

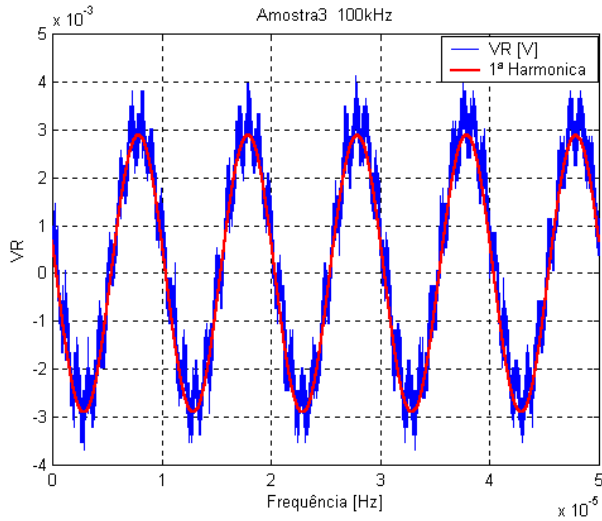
Nas Figuras 3.4.6 e 3.4.7 são apresentadas as comparações entre o sinal medido em campo e a componente de primeira harmônica de VR e VE respectivamente. Nas Figuras 3.4.8 e 3.4.9 comparamos a primeira harmônica do sinal com a harmônica mais significativa do espectro do sinal proveniente da amostra 3 para frequências 1 kHz, 40 kHz, 100 kHz e 2 MHz. As escalas de tensão são as mesmas que a dos sinais medidos em campo e apresentados no ANEXO B e de forma resumida na Tabela B3.1 a B3.4.



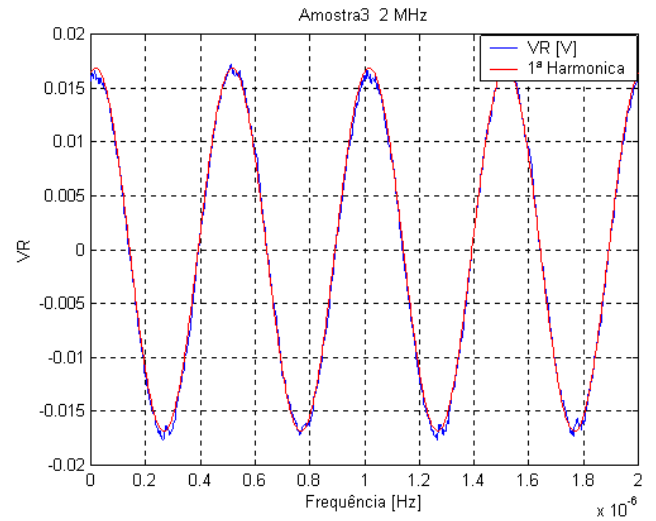
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 1 kHz



(b) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 40 kHz

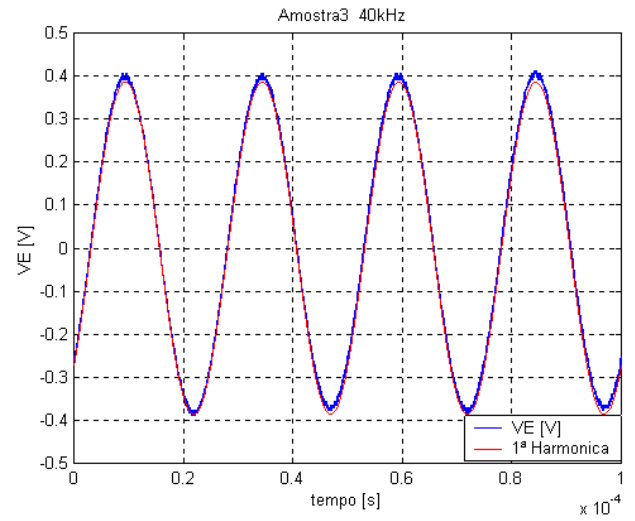
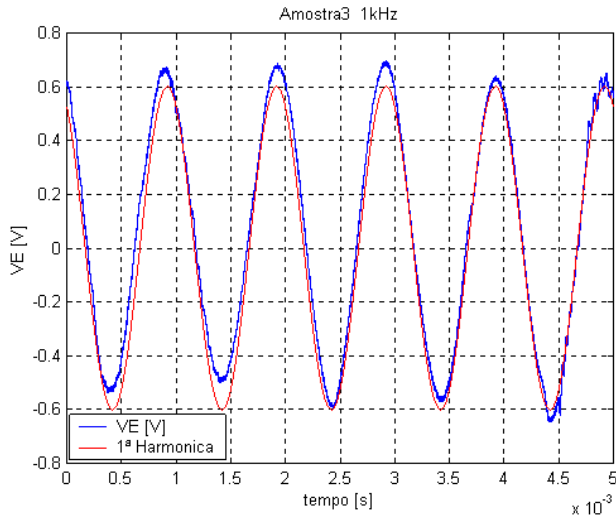


(c) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz

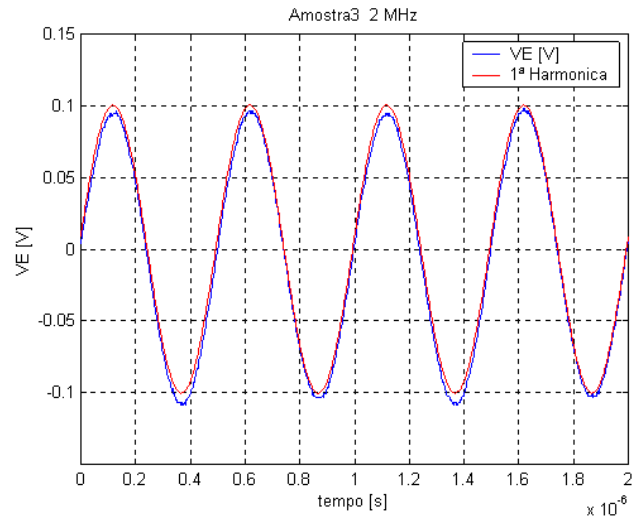
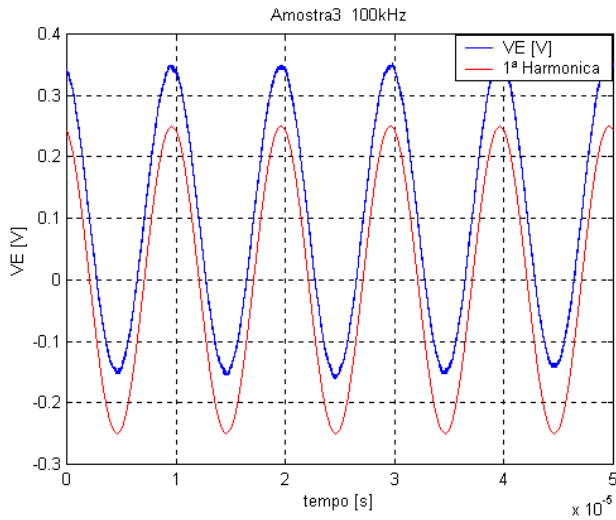


(d) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz

Figura 3.4. 6 – Comparação entre o sinal VR medido em campo e a componente de primeira harmônica

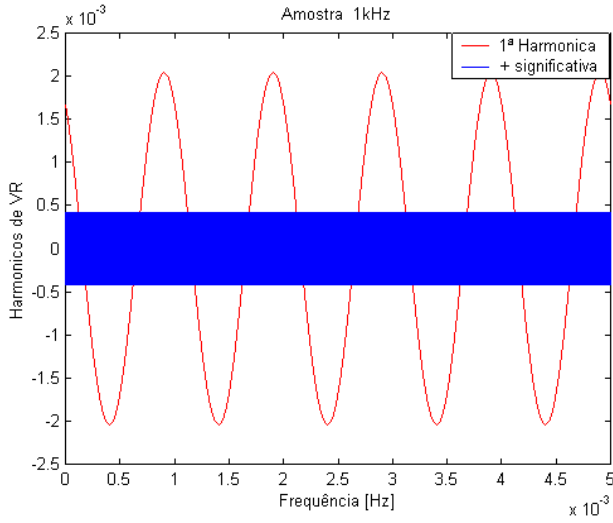


(a) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 1 kHz (b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 40 kHz

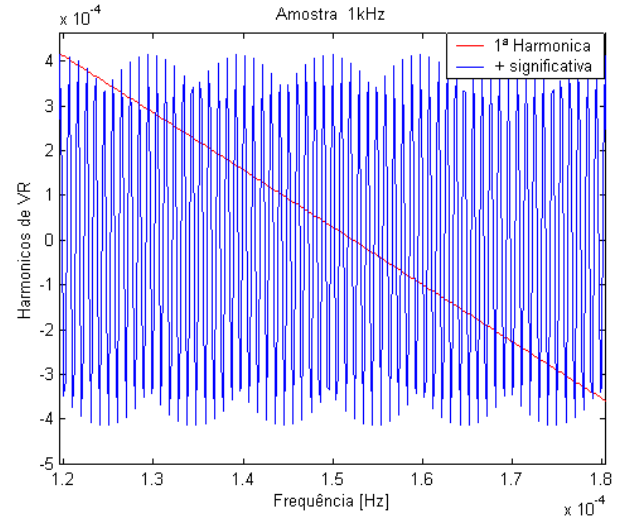


(c) comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz (d) comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz

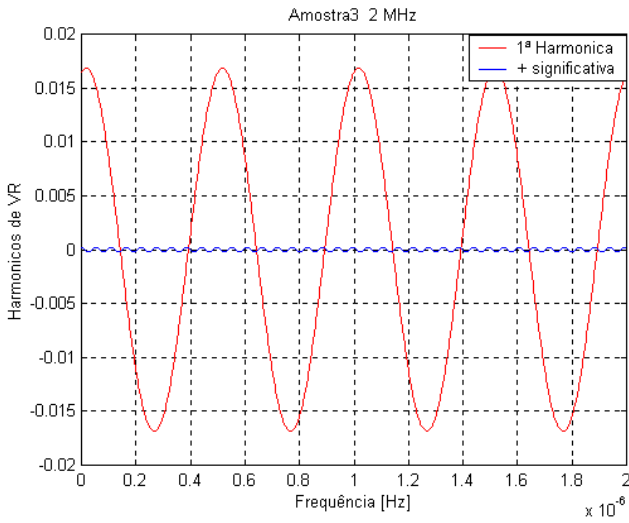
Figura 3.4. 7 – Comparação entre o sinal VE medido em campo e a componente de primeira harmônica



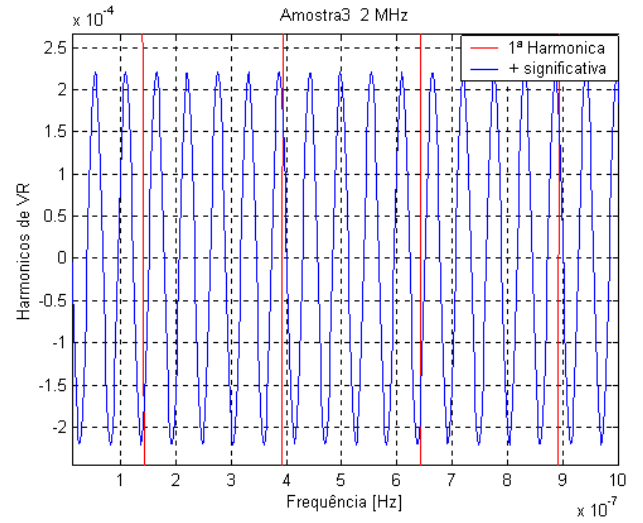
(a) Comparação 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 kHz



(b) Comparação 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 kHz

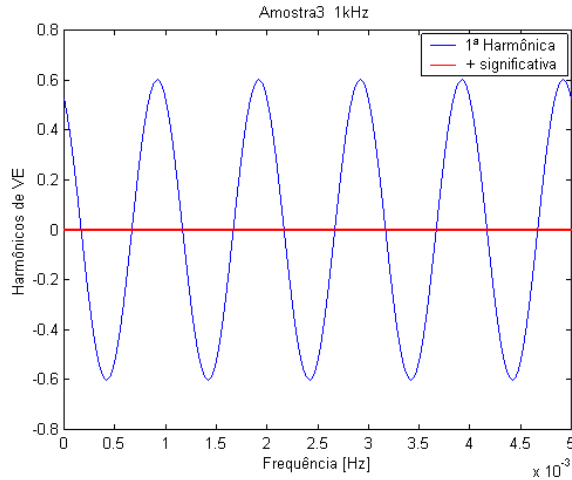


(c) comparação 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz

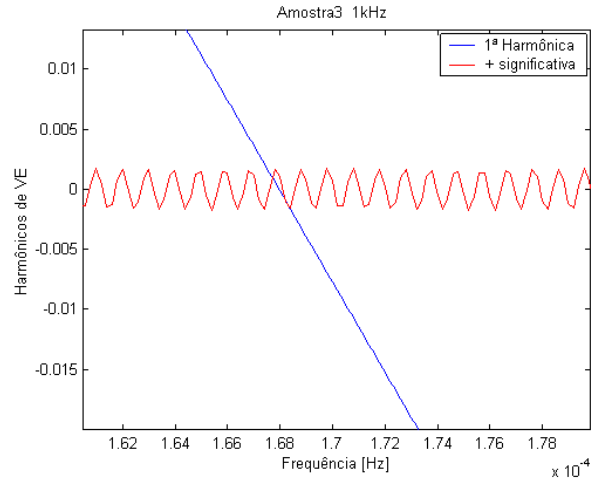


(d) comparação 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz

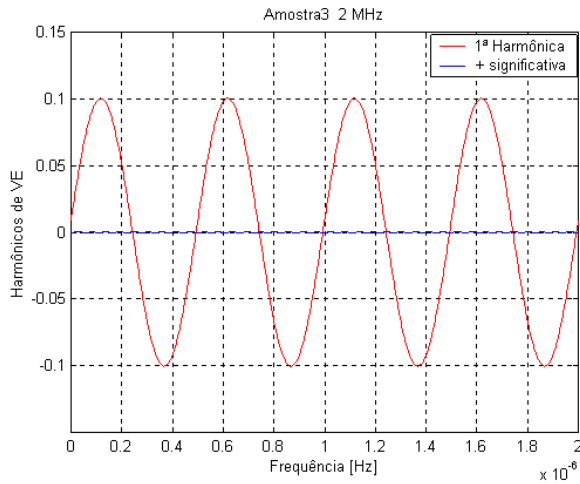
Figura 3.4. 8– Comparação entre a componente de primeira harmônica do sinal VR e a componente harmônica mais significativa do espectro



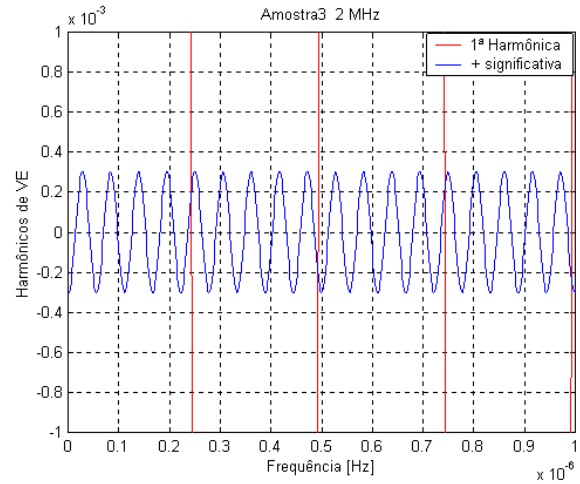
(a) Comparação 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 kHz



(b) Comparação 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 kHz



(c) Comparação 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz



(d) Comparação 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

Figura 3.4. 9– Comparação entre a componente de primeira harmônica do sinal VE e a componente harmônica mais significativa do espectro

A componente mais significativa do espectro varia de 16 % do sinal fundamental em 1 kHz a 1,2 % em 2 MHz para o sinal VR, e varia de 3,33 % em 1 kHz a 0,3 % em 2 MHz para o sinal VE. Esse resultado ilustra a influência do ruído em baixa frequência na leitura das amplitudes dos sinais e conseqüentemente na determinação do modelo. Por outro lado podemos observar nas Figuras B1.1 a B1.52 e pela comparação entre os valores medidos em campo (Tabelas A1.4 a A1.8 , ANEXO A) e pelos valores medidos na componente fundamental (Tabelas B3.1 a B3.4 , ANEXO B) que o cálculo através da componente de primeira harmônica elimina possíveis erros de medida. O programa auxiliar também apresenta como saídas numéricas as amplitudes das constantes de Fourier da primeira harmônica e da harmônica mais significativa e seus respectivos índices harmônicos. É também realizado o cálculo da defasagem por identificação de passagem por zero da senoide

fundamental entre dois máximos consecutivos de um período do sinal, por exemplo, de 0 a T, de T a 2T, ou de 2T a 3T. Esse cálculo é feito também com os dados dos sinais provenientes do Filtro para efeitos de comparação. O período em que o cálculo é realizado é determinado pelo usuário por observação das primeiras harmônicas dos sinais. Uma vez definido o intervalo em que será feito o cálculo, o programa calcula e retorna o máximo e o mínimo neste intervalo e os tempos em que estes ocorrem. A seguir apresentamos o trecho do programa que efetua o cálculo.

```
%CÁLCULO DAS AMPLITUDES E DEFASAGEM ENTRE DOIS MÁXIMOS CONSECUTIVOS DE VE E VR
%cálculo da quantidade de amostras em 1 período
período=((N.*(1/fhVR(1)))/ttotal) %fhVR = Frequência do sinal de 1ª Harmônica= Fs
T=input('Entre com o numero inteiro do período calculado acima: ');
% CÁLCULO DO PRIMEIRO MAXIMO E MINIMO DE VR
[VRmax,iVRmax]=max(harmVR(1,1:T)); %retorna o 1º máximo de VR e o respectivo índice
tVRmax=t(iVRmax); %retorna o tempo em que ocorre o 1º máximo de VR
[VRmin,iVRmin]=min(harmVR(1,1:T)); %retorna o 1º mínimo de VR e o respectivo índice
tVRmin=t(iVRmin); %retorna o tempo em que ocorre o 1º mínimo de VR
tVRzero=(tVRmax+tVRmin)/2; %retorna o índice do tempo em que ocorre o 1º zero
AmpVR=((abs(VRmax-VRmin))/2); % amplitude de VR
% CÁLCULO DO PRIMEIRO MAXIMO E MINIMO DE VE
[VEmax,iVEmax]=max(harmVE(1,1:T)); %retorna o 1º máximo de VE e o respectivo índice
tVEmax=t(iVEmax); %retorna o tempo em que ocorre o 1º máximo de VE
[VEmin,iVEmin]=min(harmVE(1,1:T)); %retorna o 1º mínimo de VE e o respectivo índice
tVEmin=t(iVEmin); %retorna o tempo em que ocorre o 1º mínimo de VE
tVEzero=(tVEmax+tVEmin)/2; %retorna o índice do tempo em que ocorre o 1º zero
AmpVE=((abs(VEmax-VEmin))/2); % amplitude de VE
%CÁLCULO DA DEFASAGEM
defasagem =abs(tVRzero-tVEzero); %abs=valor absoluto
```

A amplitude do sinal calculado é dada pelo valor médio dos máximos e mínimos. Esse procedimento é necessário para evitar erros decorrentes de sinais deslocados com relação à referência do osciloscópio. De maneira análoga o tempo de passagem por zero é calculado a partir da média aritmética entre os tempos em que ocorrem os máximos e mínimos em cada um dos sinais VE e VR no intervalo escolhido para o cálculo. A defasagem é então calculada a partir da diferença entre os tempos de passagem por zero de cada um dos sinais. Nas Tabelas B3.1 a B3.4 (ANEXO B) apresentamos um resumo do tratamento harmônico dos sinais, bem como os valores das amplitudes e defasagens calculadas na componente de primeira harmônica.

3.4.2 Características e Propriedades do Filtro

Os sinais medidos em campo foram tratados também através de filtros. A filtragem foi feita no MATLAB com auxílio da biblioteca de processamento digital de sinais (DSP Blocksets) do MATLAB/SIMULINK [24]. O bloco “filter designs” do SIMULINK/DSP permite o projeto de filtros digitais através do ajuste de parâmetros (tipo de filtro, ordem do

filtro, frequência de corte e frequência de amostragem do sinal) de acordo com especificações do seu projeto e as atribuições do filtro. Uma vez que conhecemos antecipadamente a frequência fundamental dos sinais de entrada, ou seja, dos sinais injetados na amostra, foi possível a identificação (através de espectro) das frequências dos sinais ruidosos, ou indesejados e a eliminação dos mesmos. A Figura 3.4.10 mostra o procedimento de filtragem e obtenção do sinal fundamental por este processo alternativo. Esse procedimento é feito em toda a faixa de frequência, sintonizando a frequência do sinal de entrada e filtrando todo o ruído. Na prática pode-se pensar na implementação deste procedimento através de um filtro de sintonia variável. A Figura 3.4.11 ilustra de forma comparativa o sinal filtrado e não filtrado para o caso da amostra 3 1 kHz e 2 MHz. Foi utilizado um filtro Passa-baixas (IIR, Butterworth, ordem 4), com frequência de corte uma década acima da frequência do sinal injetado e ganho unitário na banda de passagem.

As vantagens para escolha do filtro Butterworth foram: menor ripple na banda de passagem, menor banda de transição (quanto maior a ordem do filtro menor é a banda de transição), e facilidade de implementação em modelo analógico.

A desvantagem do filtro utilizado é a distorção na fase do sinal filtrado, mas no nosso caso isso não foi um problema, já que estamos interessados na defasagem entre os sinais de tensão e corrente e o filtro insere a mesma defasagem em ambos os sinais (veja Figura 3.4.11 e Figuras B2.1 a B2.9, ANEXO B).

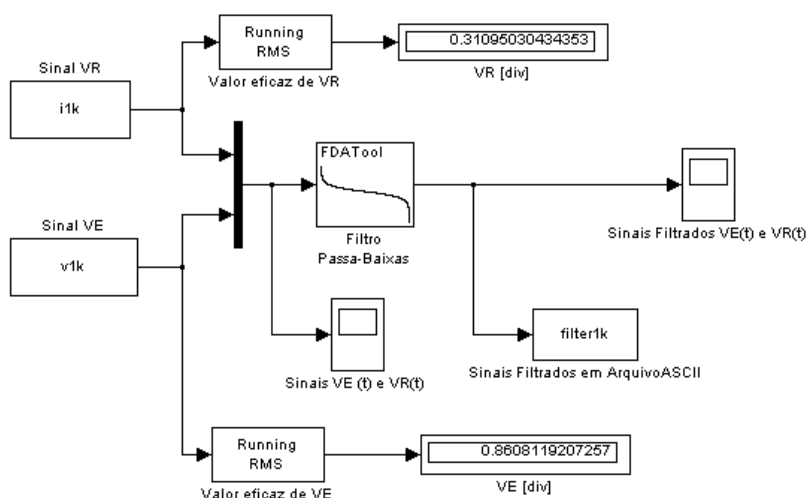
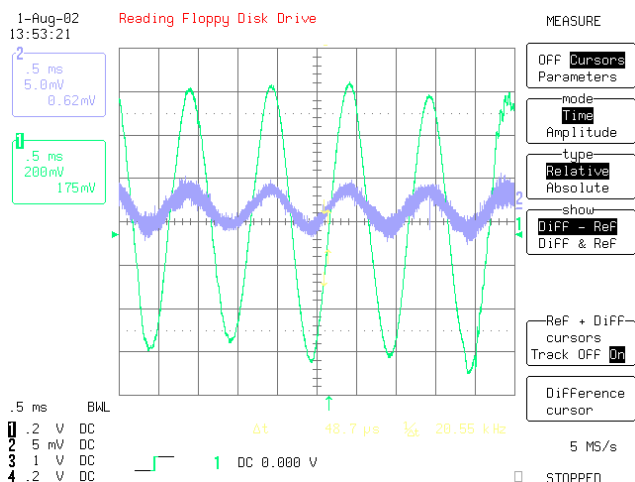
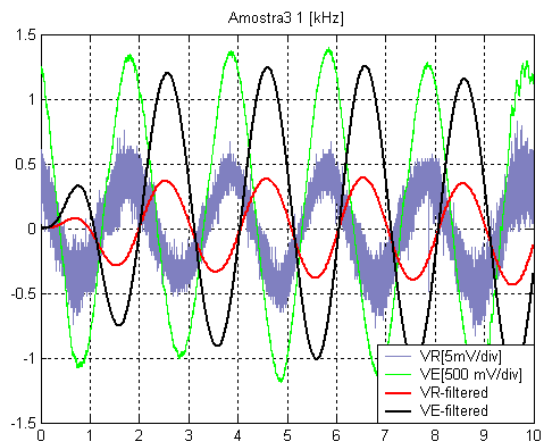


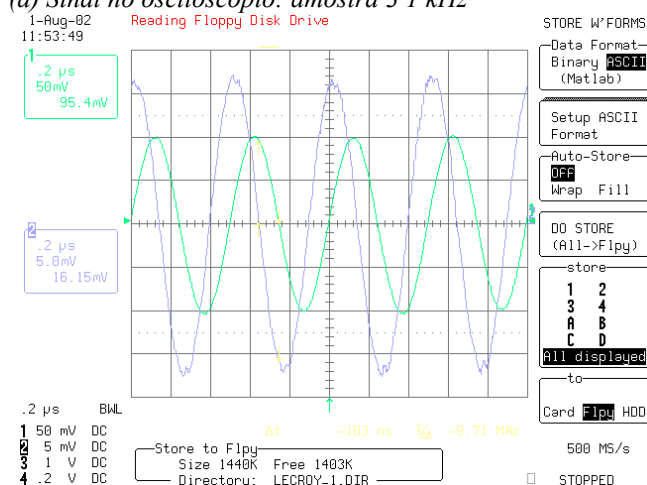
Figura 3.4. 10 – Diagrama de blocos para filtragem dos dados de campo



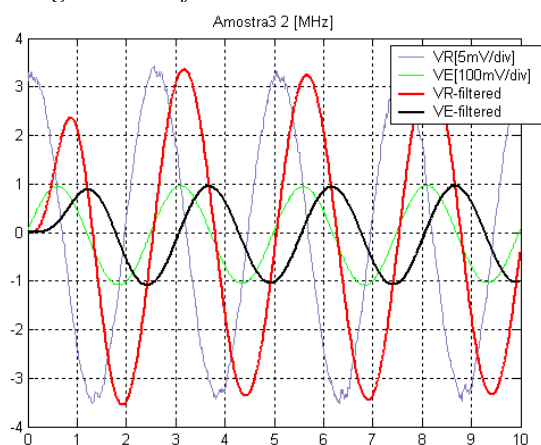
(a) Sinal no osciloscópio: amostra 3 1 kHz



(b) Sinal digitalizado e filtrado: amostra3 1kHz

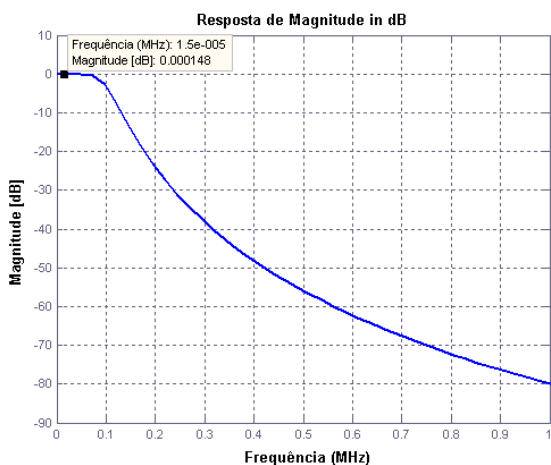


(c) Sinal no osciloscópio: amostra 3 2 MHz

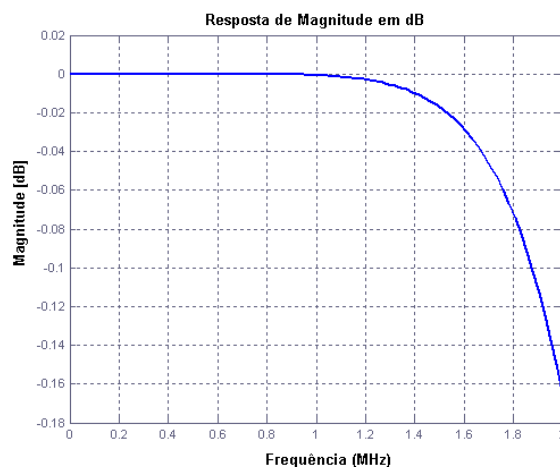


(d) Sinal digitalizado e filtrado: amostra3 2MHz

Figura 3.4. 11- Amostra3 1kHz – Comparação entre os sinais filtrados e de osciloscópio



(a)



(b)

Figura 3.4. 12- Respostas do filtro “passa-baixas” no domínio da frequência para o caso da amostra3: (a) 1 kHz; (b) 2 MHz

Com os dados calculados nas componentes de primeira harmônica foram elaboradas novas tabelas de medidas que foram comparadas com os dados de campo para verificação do procedimento. Como comentamos anteriormente, a maior vantagem do procedimento é o cálculo “exato” das amplitudes e defasagens em baixas frequências onde a identificação visual é prejudicada pela presença dos harmônicos sobrepostos ao sinal fundamental. Esse procedimento permite uma melhor avaliação dos parâmetros de baixa frequência (K_0) como pode ser observado nas Figuras 3.4.13 a 3.4.20 (escala logarítmica). Nas Tabelas 3.4.1 a 3.4.4 apresentamos os dados medidos na componente de primeira harmônica. As demais tabelas comparando os dados medidos em campo e na componente de primeira harmônicas, são apresentadas no ANEXO B. Nesta seção foram comparados em forma de gráficos os modelos e os dados discretos de σ e $\omega\epsilon$ em função da frequência medidos em campo e na componente de primeira harmônica.

Tabela 3.4. 1: Medidas efetuadas na componente de 1ª Harmônica: Amostra 1 (segunda etapa)

Frequência do sinal [Hz]	Amplitude VR [mV]	Amplitude VE [mV]	Defasagem [μs]
1k(*)	12,6054874753109	693,297875709777	3,09999999999997
4k	12,3926258248807	677,308583849876	2,39990400383985
6k3(*)	12,158266986192	659,492945978678	1,97499999999999
10k	12,4547806816817	662,414529080805	1,47594096236150
15k	12,4669674753136	653,938285680894	1,32599999999999
25k(#)	13,0000000000000	679,000000000000	1,60000000000000
40k	11,6795650261838	550,936558539835	1,16088391160884
63k(*)	12,4201685364426	593,6551887489	0,76299999999999
100k	12,1321303028877	533,351048292298	0,659000000000002
160(*)	11,3464093610614	445,550077873652	0,570885822835433
240k(*)	10,5457360958793	354,343175488297	0,482903419316136
400k	10,1475332727497	255,529306078127	0,368852459016393
630k(*)	10,7065173088553	188,084941909765	0,287884846061575
1M	10,4069707739257	136,53812599070	0,187812187812188
2M	18,6290572611591	119,120273904428	0,107784431137725

(*) Amplitudes de VR e VE e defasagem calculada nos sinais provenientes do Filtro (#) medida de campo

Tabela 3.4. 2: Medidas efetuadas na componente de 1ª Harmônica: Amostra2 (segunda etapa)

Frequência [Hz]	Amplitude VR [mV]	Amplitude VE [mV]	Defasagem [μs]
1k	2,51616402950932	748,649082958435	19,4990250487476
4k	2,69599940291717	723,503372847932	8,63965441382346
6k3(*)	2,74871589326989	695,481048636769	7,12000000000000
10k	2,76420909807442	644,33307450087	6,01969901504924
15k	2,63949420013571	575,914491446215	4,77000000000000
25k	2,53055483955454	470,428283207906	4,01979901004950
40k	2,42370074453647	367,885144597419	3,06687732490700
63k(#)	2,41000000000000	280,000000000000	1,88000000000000
100k	2,32089561600989	205,537588599628	1,66983301669833
160(*)	2,7664054473857	157,342392609755	1,20000000000000
240k(*)	2,96836718372095	122,401661966662	0,775844831033793
400k	3,82865764341739	96,0628028245994	0,537784886045582
630k(*)	5,16371604316316	81,6759310781059	0,368631368631369
1M	6,10713249778718	72,8186315616769	0,216783216783217
2M	12,3146544231484	74,6789032183737	0,151848151848152

(*) Amplitudes de VR e VE e defasagem calculada nos sinais provenientes do Filtro (#) medida de campo

Tabela 3.4. 3: Medidas efetuadas na componente de 1ª Harmônica: Amostra3 (segunda etapa)

Frequência do sinal [Hz]	Amplitude VR [mV]	Amplitude VE [mV]	Defasagem [μs]
1k	2,04244285324864	600,776174360572	15,799368025279
2k5 (*)	2,08867308977259	581,093288458776	9,63999999999999
4k	2,25418163694047	597,166384096476	8,82964681412743
6k3(*)	2,31195907095013	581,630425241707	7,38000000000003
10k	2,31009273035448	545,306555838292	5,93976240950362
15k	2,35441870285117	508,419293934358	5,02474876256187
25k(*)	2,54515130734664	461,161913802952	4,72500000000001
40k	2,55420736402639	386,980731294401	3,0598776048958
63k(*)	2,68270940892984	382,693203901136	2,57789688412464
100k	2,89875954052136	250,28576159797	1,71693132274709
160(*)	3,35231932480446	197,112951969196	1,20400000000000
240k(*)	3,86277468030486	151,023600208767	0,85099999999999
400k	4,91757517387804	128,943520686075	0,527788884446222
630k(*)	5,88682598999389	105,213786467422	0,336865253898441
1M	6,54237891869699	89,8833147630846	0,213786213786214
2M	16,8542016662546	100,352280262955	0,0999000999000999

(*) Amplitudes de VR e VE e defasagem calculada nos sinais provenientes do Filtro

Tabela 3.4. 4: Medidas efetuadas na componente de 1ª Harmônica: Amostra 4 (segunda etapa)

Frequência [Hz]	Amplitude VR [mV]	Amplitude VE [mV]	Defasagem [μs]
1k	2,99113684134119	474,195235839838	14,199290035498300
2k5(*)	3,28052558032182	493,790675129681	8,960000000000020
4k(**)	3,31026667560817	482,173387638681	5,759769609215640
6k3(*)	3,13358647269826	453,504728016288	4,825000000000000
10k	3,40539101817993	461,106547662099	3,859807009649510
15k	3,51840499406936	451,756303549558	3,209839508024600
25k(*)	3,65397193835486	430,675240086556	2,604000000000000
40k	3,73238877643692	395,323163610123	2,079916803327870
63k(*)	2,98811902030271	278,907112786234	2,641735826417360
100k	3,74674183396686	276,200799737378	1,351864813518650
160(*)	3,93198345183199	218,022069855592	1,019000000000000
240k(*)	4,38247210339706	177,095543321412	0,777600000000000
400k	5,35908767444538	137,924549608815	0,514897020595881
630k(*)	6,47764328419398	112,070773748574	0,346861255497801
1M	7,32575169153232	91,5712388680883	0,2181887245101959
2M	16,6757145553167	95,0059695733834	0,1046853146853147

(*) Amplitudes de VR e VE e defasagem calculada nos sinais provenientes do Filtro

Em todas as amostras houve uma melhora significativa na dispersão de medidas com relação ao modelo teórico equivalente em toda a faixa de frequência. Em baixas frequências o procedimento de cálculo na componente de primeira harmônica se mostrou mais confiável e eficiente para todas as amostras. A Tabela 3.4.5 apresenta um resumo dos parâmetros dos modelos teóricos das amostras da segunda etapa.

Tabela 3.4. 5– Resumo dos parâmetros das amostras de Cachoeira Paulista

Amostras (1ª etapa)	K ₀ [μS/m]		K ₁ [μS/m.s ^{α1}]	K ₂ [μS/m.s ^{α1}]	α ₁
1	823		0,11592	0,45658	0,838
2	3700		0,06907	0,25247	0,830
3	744		0,08567	0,42922	0,816
4	5800		0,09500	0,33679	0,820
(2ª etapa)	Campo ^(*)	1ªh ^(#)			
1	5432	5500	0,05274	0,21356	0,845
2	1200	1200	0,06650	0,25913	0,835
3	1600	1200	0,06420	0,24664	0,838
4	3141	1015	0,067246	0,26191	0,840

(*) Valores medidos em campo; (#) Valores medidos na componente de primeira harmônica

Nas Figuras 3.4.13 a 3.4.20 apresentamos em escala linear e logarítmica os parâmetros σ e $\omega\epsilon$ medidos em campo e na componente de primeira harmônica (1ª h) das amostras 1 a 4 referentes à segunda etapa de testes.

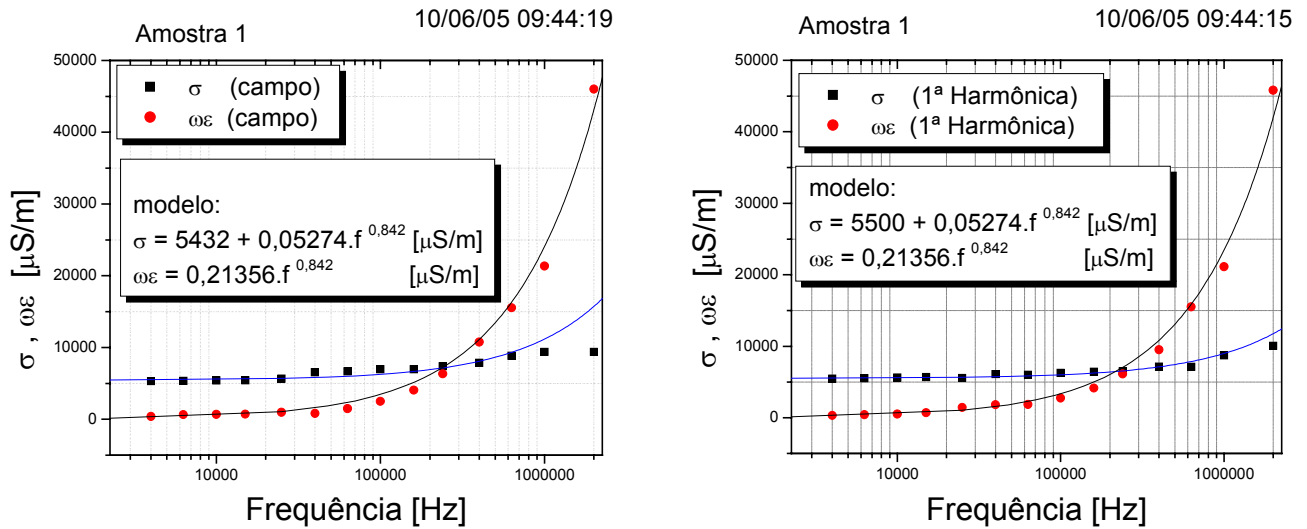


Figura 3.4. 13 – Comparação em escala logarítmica entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 1- etapa 2

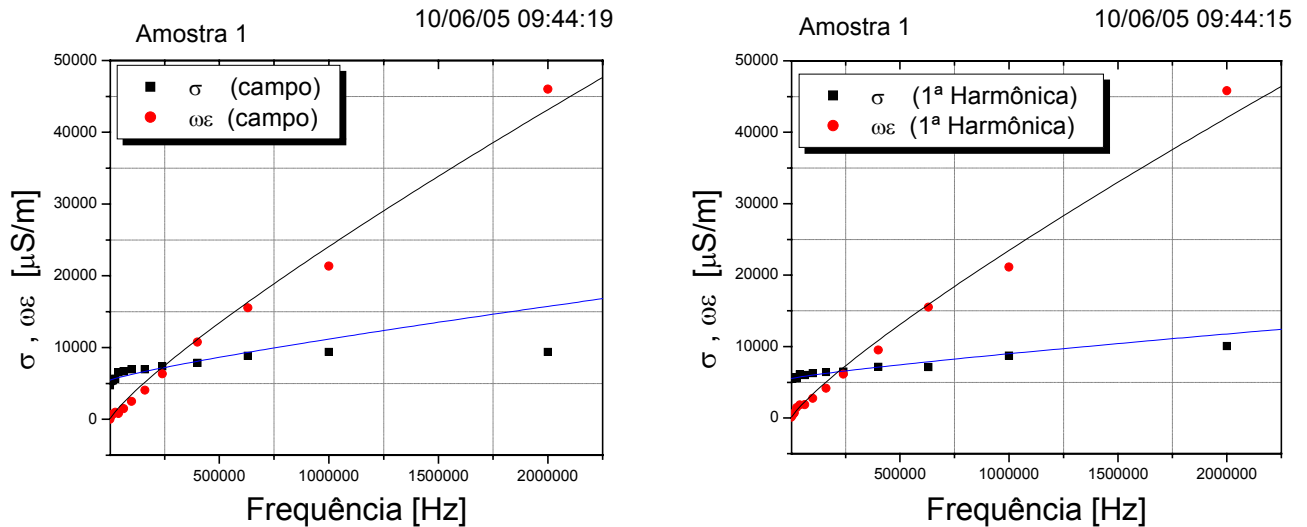


Figura 3.4. 14 – Comparação em escala linear entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 1- etapa 2

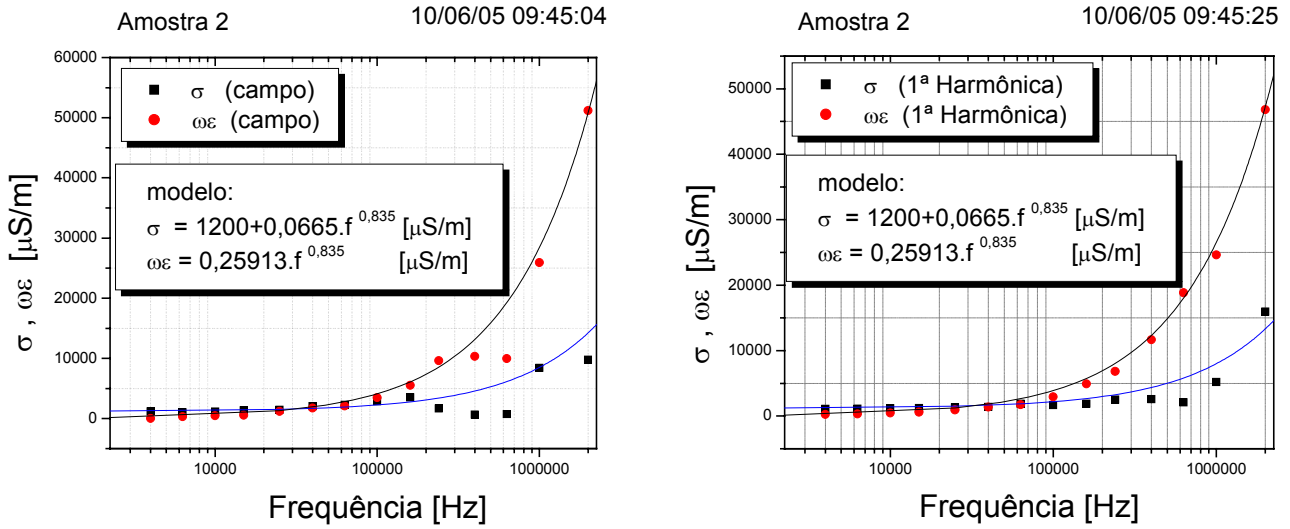


Figura 3.4. 15 – Comparação em escala logarítmica entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 2 – etapa 2

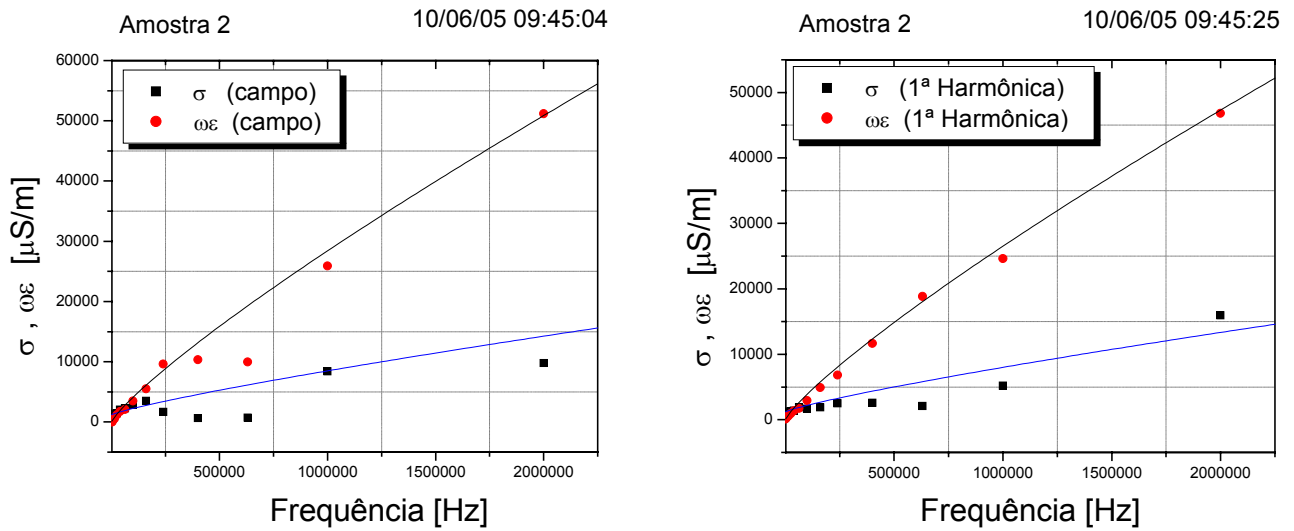


Figura 3.4. 16 – Comparação em escala linear entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 2 – etapa 2

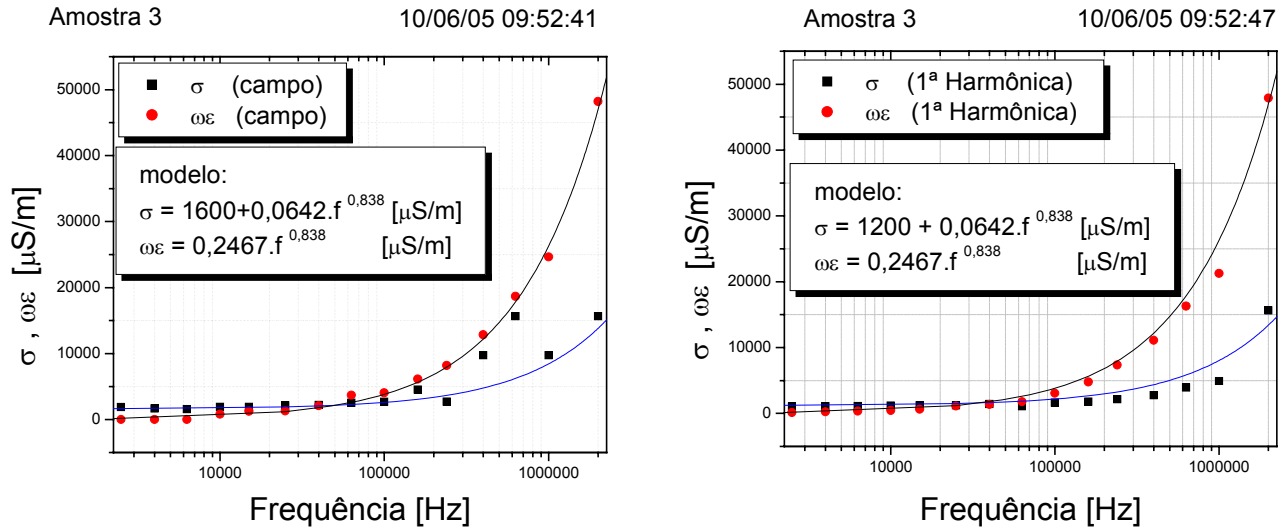


Figura 3.4. 17 – Comparação em escala logarítmica entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 3 – etapa 2

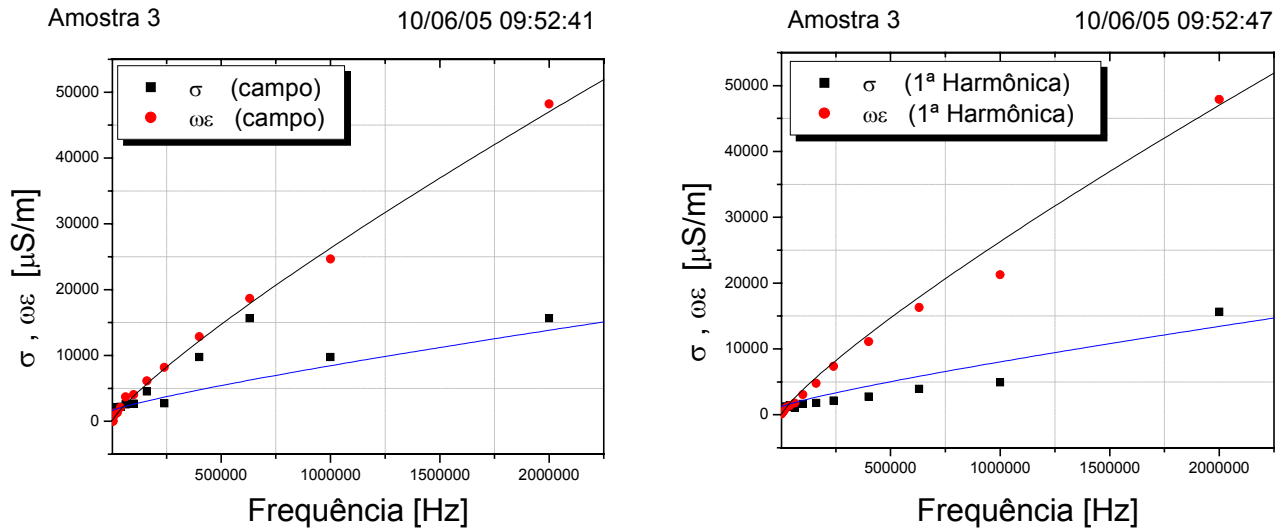


Figura 3.4. 18 – Comparação em escala linear entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 3 – etapa 2

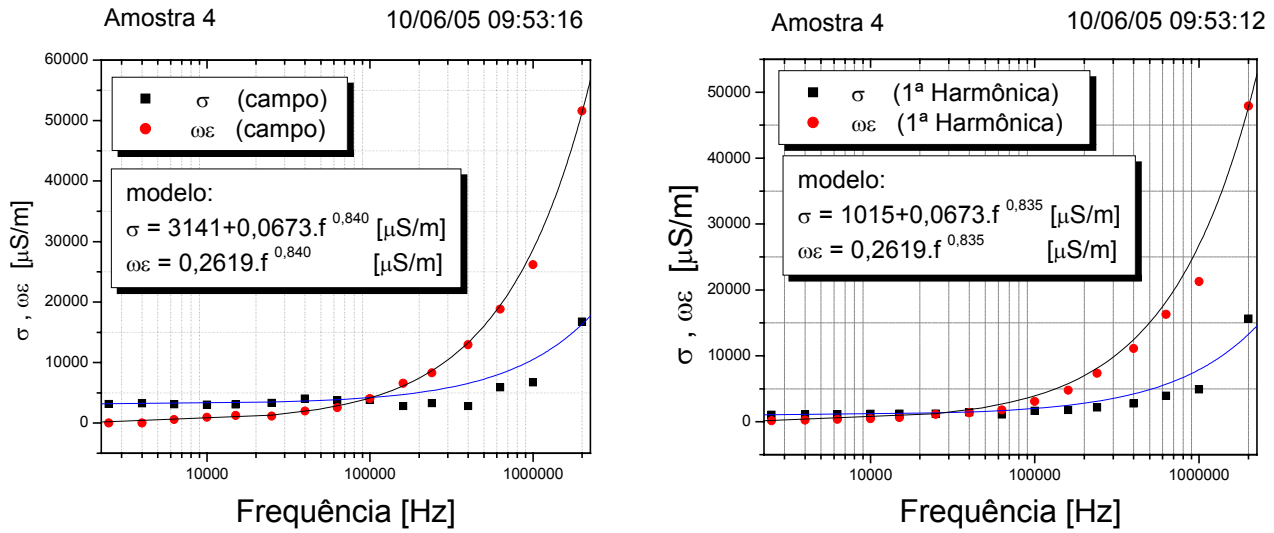


Figura 3.4. 19 – Comparação em escala logarítmica entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 4 – etapa 2

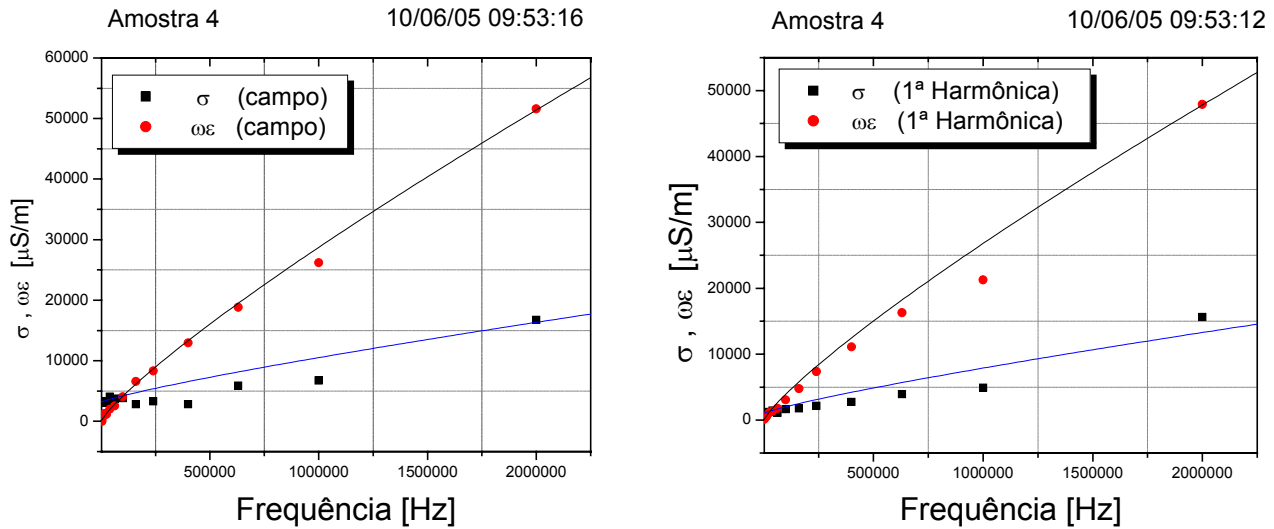


Figura 3.4. 20 – Comparação em escala linear entre modelo e dados medidos em campo e na 1ª h: amostra 4 – etapa 2

Nas Figuras 3.4.21 e 3.4.22 pode ser observada a faixa de variação dos parâmetros de todas as amostras medidas em Cachoeira. O parâmetro α_1 que determina a variação na frequência não apresentou grandes modificações de uma amostra para a outra. Cumpre ressaltar que as primeiras 04 amostras (etapa 1) não foram tratados numericamente, resultando em maior dispersão de parâmetros calculados.

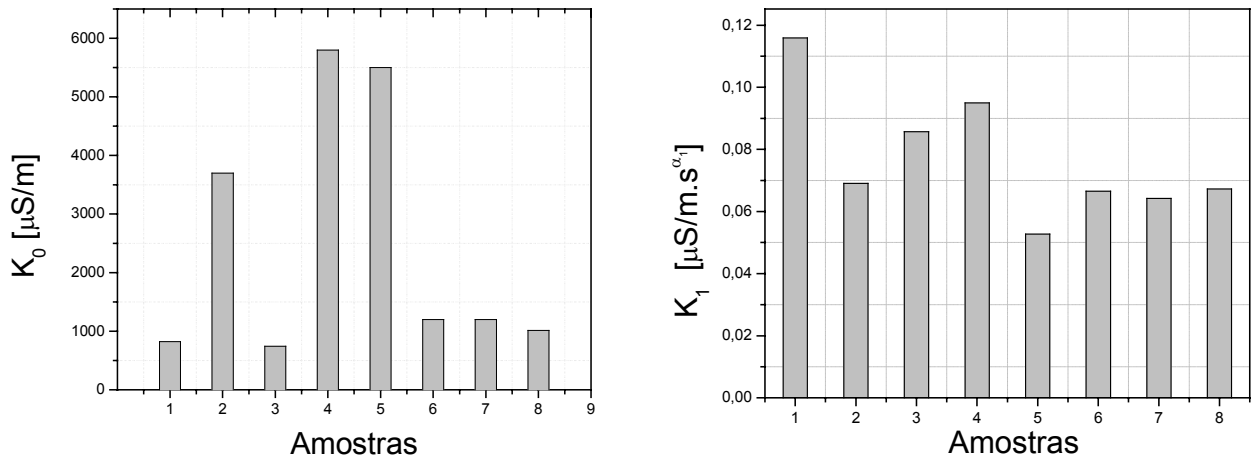


Figura 3.4. 21– Faixa de variação dos parâmetros K_0 e K_1 do solo de Cachoeira

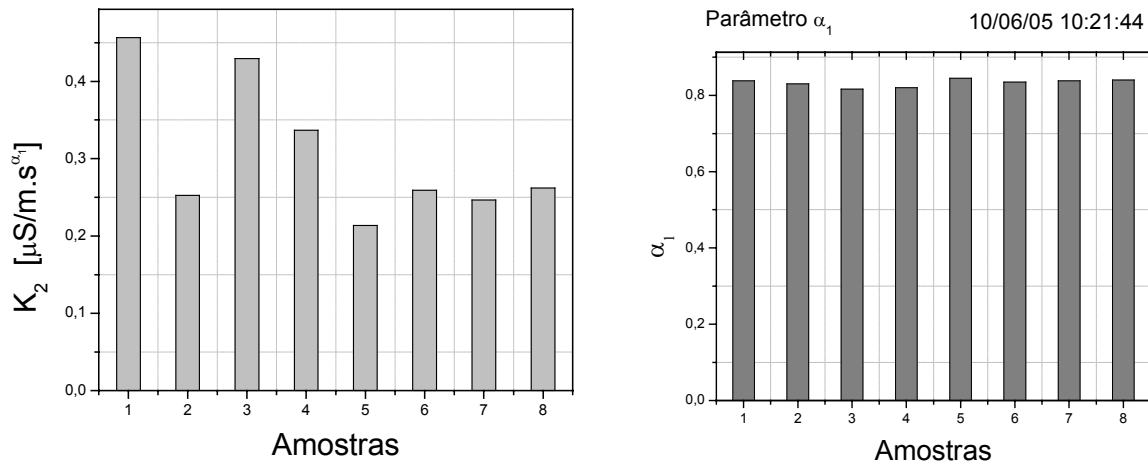


Figura 3.4. 22– Faixa de variação dos parâmetros K_2 e α do solo de Cachoeira

As amostras de solo de Cachoeira Paulista possuem condutividade a baixa frequência elevada (comparada com os resultados de medições de amostras de outra região [9]), variando de 743,5 $\mu\text{S/m}$ a 5800 $\mu\text{S/m}$ sendo que o efeito da variação da frequência nos parâmetros do solo começa a ser significativo acima de 10 kHz. Em solos com condutividade a baixa frequência menor (K_0), a influência da variação da frequência começa a ser considerável em frequências também menores (1000 Hz).

3.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os procedimentos de medição em campo e o tratamento dos sinais da segunda etapa de testes. O procedimento de medição nas componentes de primeira harmônica foi uma ótima ferramenta para reduzir dispersões das medidas de campo inerentes ao ensaio realizado.

As duas técnicas analisadas, a decomposição/separação das componentes harmônicas por FFT, e o uso de filtros digitais podem ser consideradas técnicas complementares para análise dos sinais. Os resultados obtidos foram precisos especialmente em baixas frequências, onde a determinação da defasagem de forma visual ou mesmo com auxílio de cursores do osciloscópio, é prejudicada pelo conteúdo harmônico do sinal.

O fato de desprezarmos as harmônicas de ordem elevada do sinal medido não influencia na determinação do modelo, pois, a amplitude da harmônica mais significativa do espectro é muito menor que a amplitude do sinal fundamental e sua frequência muito maior.

Da análise espectral pode-se observar as amplitudes e frequências das diferentes senoides que compõem o sinal em toda a faixa de frequência. Em alguns casos a componente harmônica mais significativa está presente em amostras diferentes, o que sugere que este sinal seja uma interferência externa no circuito de medição e independente das características das amostras. Esse é o caso da componente harmônica de 1,02 MHz que foi observada em todas as amostras.

CAPÍTULO 4 – EQUACIONAMENTO E CÁLCULO DE PARÂMETROS DA LT: OS MODOS NATURAIS DE PROPAGAÇÃO

4.1 Introdução

A análise dos fenômenos de propagação de ondas em linhas aéreas de transmissão (LT's) é muito complexa, tendo em conta que as grandezas envolvidas tais como morfologia e características elétricas do terreno, posicionamento dos condutores, efeito das estruturas e outros, não podem ser determinadas com exatidão. Isto faz com que seja usual admitir algumas hipóteses simplificativas, embora a adoção dessas hipóteses na análise de determinados casos, possa levar a erros significativos [25].

As hipóteses adotadas são descritas a seguir:

- O solo é plano nas vizinhanças da linha de transmissão.
- O solo é homogêneo com condutividade (σ) e permissividade dielétrica (ϵ) constantes e independentes da frequência¹;
- Os condutores são paralelos entre si e ao solo. A partir do posicionamento dos condutores e cabos pára-raios na torre, e da flecha a meio vão, é então calculada a altura média dos condutores assegurando tal hipótese.
- O efeito devido à terminação da linha e das estruturas é desprezado na distribuição, e no cálculo do campo eletromagnético.
- Os cabos compostos por fios encordoados e com alma de aço (ACSR), são representados por um condutor tubular com seção reta em forma de coroa circular, com raio interno e externo, onde a corrente na alma de aço é desprezada (esta suposição torna-se cada vez mais exata para alta frequência devido ao efeito pelicular).

¹ Um dos nossos objetivos é avaliar os erros pela não consideração do “solo real”, ou seja, com condutividade e permissividade dependentes da frequência.

4.2 Equações de Propagação de Ondas em LT's

As equações fundamentais de propagação de ondas em linhas de transmissão, considerando o modelo a parâmetros distribuídos e representação complexa das correntes e tensões senoidais¹, é dada por [27],[28],[29]:

$$-\frac{d[V(x)]}{dx} = [Z(\omega)] \cdot [I(x)] ; -\frac{d[I(x)]}{dx} = [Y(\omega)] \cdot [V(x)] \quad (4.2.1)$$

Derivando cada uma das equações em (4.2.1) com relação a x e substituindo uma na outra, obtemos as equações de propagação de ondas na LT (omitindo os índices de dependência com a frequência):

$$\frac{d^2[V]}{dx^2} = [Z] \cdot [Y] \cdot [V] ; \frac{d^2[I]}{dx^2} = [Y] \cdot [Z] \cdot [I] \quad (4.2.2)$$

$$[Z] = [R] + i\omega[L] ; [Y] = i\omega[C] \quad (4.2.3)$$

onde x é a distância ao longo da linha assumindo a carga como referência. $[Z]$ é a matriz de impedância série por unidade de comprimento, e $[Y]$ é a matriz de admitância transversal por unidade de comprimento (admitindo nulas as perdas por dispersão, efeito corona e radiação). As matrizes $[Z]$ e $[Y]$ são simétricas e dependentes da frequência.

4.3 Desacoplamento das Equações de LT's: Os Modos Naturais de Propagação

O método mais frequentemente usado para desacoplamento e geração das soluções das equações de primeira e de segunda ordem das LT's é a mudança de variável conhecida na literatura como transformação modal. Essa transformação permite transitar do domínio das fases onde há acoplamento eletromagnético entre as fases, com veremos a seguir, para o domínio dos modos onde não há acoplamento entre os modos e conseqüentemente a linha pode ser representada por três circuitos (ou soluções) independentes, conhecidas como os modos de propagação da linha.

As grandezas entre parênteses [] são matrizes cuja dimensão é determinada pelo número de condutores da LT

As matrizes de transformação que satisfazem essas condições, ou seja, que transformam as N equações acopladas em N equações desacopladas, são tais que [30]:

$$[V] = [T_V] \cdot [V_m]; \quad [I] = [T_I] \cdot [I_m] \quad (4.3.1)$$

sendo N o número de fases na linha.

As matrizes $[T_V]$ e $[T_I]$ ($N \times N$) definem uma mudança de variável entre os vetores de tensão transversais e corrente longitudinais $[V]$ e $[I]$ equivalentes das fases, e os vetores de tensão e corrente modais $[V_m]$ e $[I_m]$. Para que a mudança de variável seja válida as matrizes de transformação precisam ser inversíveis ($\det[T_I]$ e $\det[T_V] \neq 0$). Substituindo (4.3.1) nas equações de primeira ordem (4.2.1) obtemos respectivamente:

$$\frac{d[V_m]}{dx} = -[T_V]^{-1}[Z] \cdot [T_I] \cdot [I_m]; \quad \frac{d[I_m]}{dx} = -[T_I]^{-1}[Y] \cdot [T_V] \cdot [V_m] \quad (4.3.2)$$

As matrizes T_V e T_I são tais que:

$$[T_V]^{-1}[Z][T_I] = [Z_m] = \begin{bmatrix} z_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & z_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & z_N \end{bmatrix} \quad [T_I]^{-1}[Y][T_V] = [Y_m] = \begin{bmatrix} y_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & y_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & y_N \end{bmatrix} \quad (4.3.3)$$

Temos equações diferenciais desacopladas da LT que podem ser resolvidas na forma:

$$\begin{aligned} \frac{d[V_{m1}]}{dx} &= -[Z_{m1}][I_{m1}] & \frac{d[I_{m1}]}{dx} &= -[Y_{m1}][V_{m1}] \\ &\vdots & & \\ \frac{d[V_{mN}]}{dx} &= -[Z_{mN}][I_{mN}] & \frac{d[I_{mN}]}{dx} &= -[Y_{mN}][V_{mN}] \end{aligned} \quad (4.3.4)$$

As matrizes Z e Y são simétricas, contendo $N \times N$ componentes e conseqüentemente teremos:

$$[T_V]^{-1}[Z] \cdot [Y] \cdot [T_I] = [\gamma]^2; \quad [T_I]^{-1}[Y] \cdot [Z][T_V] = [\gamma]^2 \quad (4.3.5)$$

Onde $[\gamma]^2$ é uma matriz $[N \times N]$ diagonal. As colunas de T_V e T_I são respectivamente os auto-vetores dos produtos $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$, e cada um dos valores de $[\gamma_k]^2$ ($k=1, 2, \dots, N$) são os auto-valores de $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$. As soluções das equações das tensões modais são da forma:

$$[V_m(x)] = e^{-[\gamma]x} [V_m^+] + e^{[\gamma]x} [V_m^-]; \quad [I_m(x)] = e^{-[\gamma]x} [I_m^+] - e^{[\gamma]x} [I_m^-] \quad (4.3.6)$$

sendo que $[V_m^+]$, $[V_m^-]$ e $[I_m^+]$, $[I_m^-]$ são respectivamente os vetores de tensão e corrente modais incidentes e refletidos, comumente conhecidos como ondas viajantes.

Nessa dissertação trabalhamos com os parâmetros unitários da LT no domínio dos modos, e a linha de transmissão é considerada idealmente transposta. Neste caso, existe uma família de autovetores da matriz de transformação que diagonalizam o produto ZY . As matrizes de transformação mais conhecidas na literatura são a matriz de Clarke e de Fortescue. Pode ser utilizada neste caso tanto a matriz de Clarke quanto a matriz de Fortescue, ambas diagonalizam o produto ZY para transformação do domínio das fases para o domínio modal no caso de linha idealmente transposta. A hipótese de linha idealmente transposta consiste em assumir que o trecho de transposição é muito menor do um quarto do comprimento de onda das frequências dos sinais envolvidos durante o transitório. Optamos pela matriz de transformação de Fortescue, dada por:

$$[T]_{k,m} = \frac{1}{\sqrt{N}} \angle \left\{ \left(\frac{2\pi}{N} \right) \cdot (k-1) \cdot (m-1) \right\} \quad (4.3. 7)$$

Por exemplo, para linha trifásica simples ($N = 3$) a matriz de transformação é dada por:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}; \quad a = 1 \angle \left(\frac{2\pi}{3} \right) \quad (4.3. 8)$$

Todas as análises e comparações desta dissertação são feitas no domínio dos modos de propagação: modo homopolar e modo não homopolar. Por conta da transposição ideal da linha ela possui o modo homopolar de propagação e dois modos de propagação idênticos (modos não homopolares). Por isso serão representados somente o modo homopolar e um não homopolar.

4.4 Cálculo da Matriz de Parâmetros Longitudinais

A matriz primitiva $[Z]$ de impedância longitudinal de uma LT, supondo as considerações mencionadas anteriormente é composta pela soma da matriz impedância interna por unidade de comprimento e a matriz de impedância externa por unidade de comprimento [31]:

- $[Z_{\text{int}}]$ - matriz de impedância interna dos condutores (que varia com a frequência devido ao efeito pelicular);

- $[Z_{\text{ext}}]$ – matriz impedância longitudinal devido à contribuição do solo (contribuição devida às correntes induzidas no solo “real” ou com condutividade finita pelo método das imagens).

Onde:

$$[Z(\omega)]_{k,m} = [Z_{\text{int}}(\omega)]_{k,m} + [Z_{\text{ext}}(\omega)]_{k,m} \quad (4.4.1)$$

$$[Z]_{km} = [R_{\text{int}}]_{kk} + [R_{\text{ext}}]_{km} + i \cdot ([X_{\text{int}}]_{kk} + [X_{\text{ext}}]_{km}) \quad (4.4.2)$$

$$k, m = 1, 2, 3, \dots, n \text{ (número total de condutores da LT) e } i = \sqrt{-1} ; \quad (4.4.3)$$

4.5 Cálculo da Matriz de Impedância Interna

Considere um condutor tubular, com seção reta em forma de coroa circular, com raio interno R_0 e externo R_1 , conforme ilustrados na Figura 4.5.1.

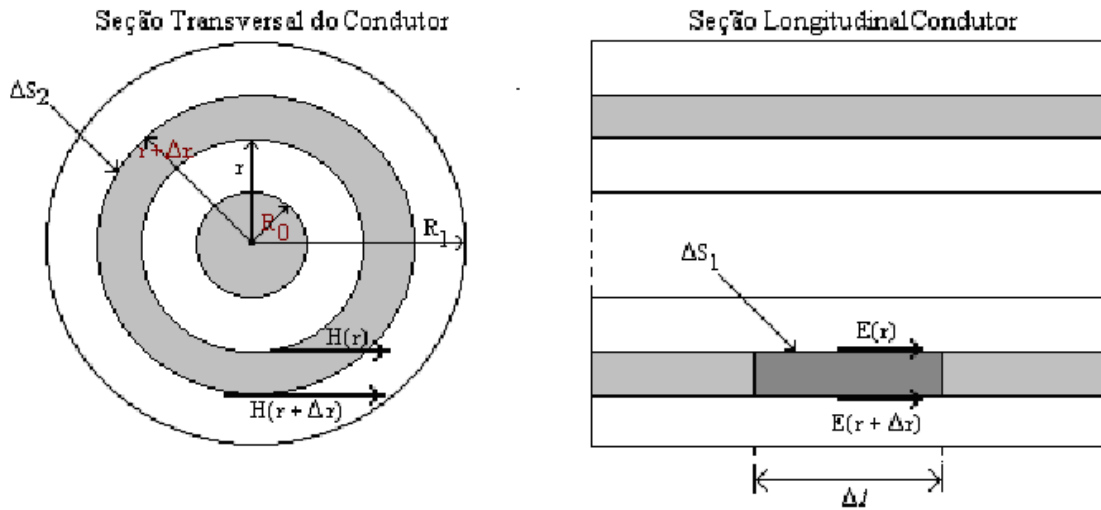


Figura 4.5. 1– Condutor circular: corte transversal e longitudinal, fonte [25]

Aplicando a equação de Maxwell na forma integral, considerando regime senoidal com frequência angular ω , e que o comprimento de onda é muito maior que as dimensões transversais do condutor $(\oint_{\gamma} (\mathbf{E} \cdot d\mathbf{l}) = -i\omega \int_s (\mathbf{B} \cdot d\mathbf{s}))$ na superfície ΔS_1 , obtêm-se;

$$\Delta l \cdot [\mathbf{E}(r + \Delta r) + \mathbf{E}(r)] = i \cdot \omega \cdot (\mathbf{B} \cdot \Delta l \cdot \Delta r) \quad (4.5.1)$$

Quando Δr tende a zero, se considerarmos a intensidade de campo magnético no condutor variando senoidalmente no tempo e sabendo que a relação $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ no condutor é linear, nestas condições obtemos a equação diferencial (ou pontual):

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial r} = i\omega\mu\mathbf{H} \quad (4.5. 2)$$

Aplicando a equação de Maxwell na forma integral à superfície ΔS_2 , desprezando as correntes de deslocamento ($\oint_{\gamma} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s}$), tem-se:

$$2\pi(r + \Delta r) \cdot (\mathbf{H}(r + \Delta r)) - 2\pi r \cdot \mathbf{H}(r) = \mathbf{J} \cdot 2\pi r \cdot \Delta r \quad (4.5. 3)$$

Analogamente ao caso anterior de quando Δr tende a zero, obtemos equação diferencial, sabendo que $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}$:

$$r \frac{\partial \mathbf{H}(r)}{\partial r} + \mathbf{H}(r) = \sigma\mathbf{E} \quad (4.5. 4)$$

Substituído 4.5.4 em 4.5.2 obtemos a equação diferencial de segunda ordem que rege o comportamento do campo elétrico no interior do condutor em função da variável adimensional $\rho(r) = r\sqrt{i\omega\mu\sigma}$:

$$\rho^2 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial^2 r} + \sigma \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial r} - \rho^2 \mathbf{E} = 0 \quad (4.5. 5)$$

A solução da equação (4.5.5) é da forma [19]:

$$\mathbf{E} = C_1 I_0(\rho) + C_2 K_0(\rho) \quad (4.5. 6)$$

Onde C_1 e C_2 são constantes que dependem de valores de contorno, e I_0 e K_0 são respectivamente as funções modificadas de Bessel de primeira e segunda espécie, ordem zero.

Substituído (4.5.6) em (4.5.2) obtemos a equação da intensidade de campo magnético $\mathbf{H}$ no interior do condutor na forma:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{i\omega\mu} \frac{d}{dr} [C_1 I_0(\rho) + C_2 K_0(\rho)] \quad (4.5. 7)$$

Como $\frac{d}{d\rho} I_0(\rho) = I_1(\rho)$ e $\frac{d}{d\rho} K_0(\rho) = -K_1(\rho)$ por conta das propriedades das funções

de Bessel podemos reescrever a equação (4.5.7) de $\mathbf{H}$ na forma:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{\sigma}{i\omega\mu}} [C_1 I_1(\rho) - C_2 K_1(\rho)] \quad (4.5. 8)$$

As constantes C_1 e C_2 podem ser determinadas pelas duas condições de contorno:

- O campo magnético é nulo para $r = R_0$;

- As correntes no condutor são nulas para $r < R_0$, por hipótese adotada.

Pela primeira condição de contorno (substituindo na equação 4.5.8), obtemos a relação:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{K_1(\rho_0)}{I_1(\rho_1)} \quad (4.5.9)$$

$$\text{onde } \rho_0 = R_0 \sqrt{i\omega\mu\sigma} \quad (4.5.10)$$

A corrente total no condutor é dada por;

$$I = \int_S J \cdot ds = \int_{R_0}^{R_1} \sigma E ds = \int_{R_0}^{R_1} \sigma E 2\pi r dr = 2\pi\sigma \int_{R_0}^{R_1} E r dr \quad (4.5.11)$$

com $\rho = r\sqrt{i\omega\mu\sigma} \Rightarrow \frac{dr}{d\rho} = \frac{1}{\sqrt{i\omega\mu}}$ a expressão (4.5.11) pode ser reescrita com na forma:

$$I = \frac{2\pi}{i\omega\mu} \int_{\rho_0}^{\rho_1} \rho [C_1 I_0(\rho) + C_2 K_0(\rho)] d\rho \quad (4.5.12)$$

$$\text{como } \frac{d}{d\rho}(\rho I_1(\rho)) = \rho I_0(\rho) \text{ e } \frac{d}{d\rho}(\rho K_1(\rho)) = -\rho K_0(\rho) \quad (4.5.13)$$

$$I = \frac{2\pi}{i\omega\mu} \left\{ [C_1 \rho I_0(\rho)]_{\rho_0}^{\rho_1} - [C_2 \rho K_0(\rho)]_{\rho_0}^{\rho_1} \right\} \quad (4.5.14)$$

cuja solução é da forma:

$$I = \frac{2\pi\rho_1}{i\omega\mu} C_1 \left[I_1(\rho_1) - I_1(\rho_0) \frac{K_1(\rho_1)}{K_0(\rho_1)} \right] \quad (4.5.15)$$

Desta relação e da equação 4.5.9 a obtêm-se constante as constantes C_1 e C_2 :

$$C_1 = \frac{i\omega\mu}{2\pi\rho_1} \cdot \frac{K_1(\rho_0)}{I_1(\rho_1)K_1(\rho_0) - I_1(\rho_0)K_1(\rho_1)} \cdot I \quad (4.5.16)$$

$$C_2 = \frac{i\omega\mu}{2\pi\rho_1} \cdot \frac{I_1(\rho_0)}{I_1(\rho_1)K_1(\rho_0) - I_1(\rho_0)K_1(\rho_1)} \cdot I \quad (4.5.17)$$

A relação entre o campo elétrico longitudinal na superfície exterior do condutor e a corrente I será a impedância longitudinal por unidade de comprimento do condutor, ou seja,

$Z_{\text{int}} = \frac{E(\rho_1)}{I}$. A impedância interna do condutor, considerando cabo de alumínio com alma de

aço (ACSR), com a seção reta em forma de coroa circular, de raio interno R_0 e externo R_1 é dada pela expressão:

$$[Z_{\text{int}}]_{k,m} = \sqrt{\frac{i\omega\mu_c}{\sigma_c}} \cdot \frac{1}{2\pi R_1} \cdot \frac{I_0(\rho_1)K_1(\rho_0) + K_0(\rho_1)I_1(\rho_0)}{I_1(\rho_1)K_1(\rho_0) - I_1(\rho_0)K_1(\rho_1)} \quad (4.5.18)$$

para $k = m$ e I_0, I_1, K_0, K_1 são as funções modificadas de Bessel de primeira espécie (I) e segunda espécie (K) e ordem zero e um, respectivamente;

onde:

$$\rho_0 = R_0 \cdot \sqrt{i\omega\mu_c\sigma_c} = R_0 \cdot \sqrt{\omega\mu_c\sigma_c} \cdot e^{i\frac{\pi}{4}} \quad (4.5.19)$$

$$\rho_1 = R_1 \cdot \sqrt{i\omega\mu_c\sigma_c} = R_1 \cdot \sqrt{\omega\mu_c\sigma_c} \cdot e^{i\frac{\pi}{4}} \quad (4.5.20)$$

ω – frequência angular

σ_c – condutividade do condutor

μ_c – permeabilidade magnética do condutor

4.6 Cálculo da Impedância Externa Considerando Condutor Ideal sobre Solo Ideal

Considere um condutor de raio externo R_1 , a uma altura H do solo, $H \gg R_1$, conforme ilustração da Figura 4.6.1. Suponha que o solo se comporta como um condutor ideal ($\sigma \rightarrow \infty$).

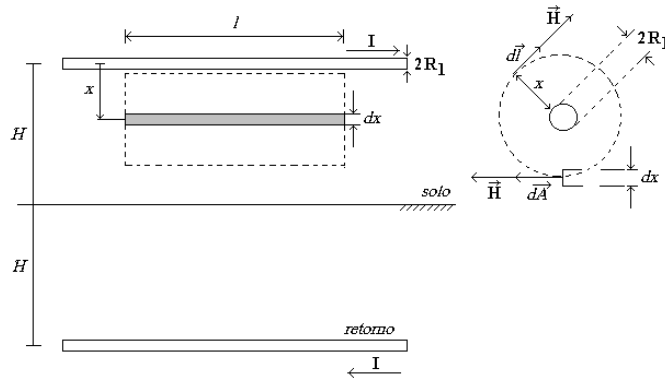


Figura 4.6. 1– Ilustração para o cálculo da reatância própria de um condutor ideal sob solo ideal, fonte [25]

No condutor circula uma corrente I ampères. As linhas de fluxo são círculos concêntricos ao condutor e todo o fluxo encontra-se entre o ponto $R = R_1$ e $R = H$. Num elemento tubular distante x metros do centro do condutor a intensidade de campo magnético é H_x . A força magnetomotriz em torno do elemento tubular será $FMM = 2\pi x H_x$, que é facilmente calculada aplicando a lei de “Gauss magnética” ou lei de Ampère à superfície

gaussiana ilustrada na figura 4.6.1. Desprezando as correntes de deslocamento no meio ar, teremos:

$$\oint_{\gamma} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} \Rightarrow H_x = \frac{I}{2\pi x} \quad \text{e a densidade de fluxo } B_x = \frac{\mu_0 I}{2\pi x} \quad (4.6. 1)$$

Desta forma o fluxo magnético $d\phi$ no elemento tubular de espessura dx é dado por:

$$d\phi = B \cdot dA = \frac{\mu_0 I}{2\pi x} \cdot l \cdot dx \quad (4.6. 2)$$

O fluxo magnético $d\phi$ no elemento tubular por unidade de comprimento será:

$$d\phi' = \frac{\mu_0 I}{2\pi x} \cdot dx \quad (4.6. 3)$$

O fluxo resultante entre o condutor e o solo é a superposição do fluxo devido ao condutor e a sua imagem:

$$d\phi' = \frac{\mu_0 I}{2\pi x} \cdot dx + \frac{\mu_0 I}{2\pi(2H - x)} \cdot dx \quad (4.6. 4)$$

E o fluxo total entre o condutor e o solo por unidade de comprimento será dado por integração de 4.6.4 de R_1 até H :

$$\phi = \int_{R_1}^H \left(\frac{\mu_0 I}{2\pi x} + \frac{\mu_0 I}{2\pi(2H - x)} \right) dx = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \cdot \ln \frac{2H - R_1}{R_1} \quad (4.6. 5)$$

Admitindo-se a hipótese de $H \gg R_1$

$$\phi = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \cdot \ln \frac{2H}{R_1} \quad (4.6. 6)$$

Logo a indutância L por unidade de comprimento é será $L = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln \frac{2H}{R_1}$ e

conseqüentemente $X_{ideal} = \omega L$ a reatância é da forma:

$$X_{ideal} = \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \cdot \ln \frac{2H}{R_1} \quad (4.6. 7)$$

Considere o caso de dois condutores paralelos entre si e ao solo, de raio R_1 e R_2 , situados a uma altura H_1 e H_2 , em relação ao solo e distantes na horizontal de uma distância y ,

como mostra a Figura 4.6.2, com os condutores 1 e 2 nas posições k e m , respectivamente. Novamente considerando o solo como um condutor ideal.

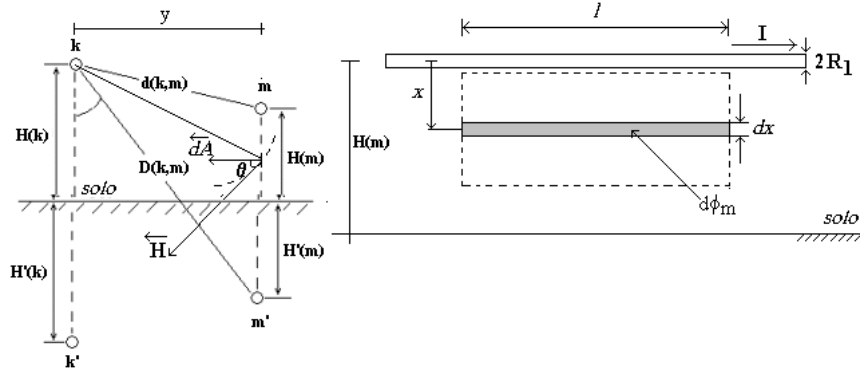


Figura 4.6. 2– Ilustração para o cálculo da reatância mútua entre dois condutores ideais sob solo ideal, fonte [25]

A densidade de fluxo magnético produzido pela corrente que circula no condutor 1 e enlaça o condutor 2 é calculado de forma análoga do caso anterior e é dada por:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi \sqrt{y^2 + (H_1 - H_2 + x)^2}} \quad (4.6. 8)$$

onde I é a corrente no condutor 1.

O fluxo magnético mútuo $d\phi_m$ no elemento tubular será:

$$d\phi_m = B \cdot dA \cdot \cos \theta = \frac{\mu_0 I}{2\pi \sqrt{y^2 + (H_1 - H_2 + x)^2}} \cdot dA \cdot \frac{H_1 - H_2 + x}{2\pi \sqrt{y^2 + (H_1 - H_2 + x)^2}} \quad (4.6. 9)$$

O fluxo magnético mútuo $d\phi_{m1}$ no elemento tubular por unidade de comprimento será:

$$d\phi_{m1} = \frac{\mu_0 I \cdot (H_1 - H_2 + x)}{2\pi \cdot (y^2 + (H_1 - H_2 + x)^2)} \cdot dx \quad (4.6. 10)$$

O fluxo que enlaça o condutor 2 e o solo será a superposição do fluxo devido ao condutor 1 e a sua imagem:

$$d\phi_m = \frac{\mu_0 I \cdot (H_1 - H_2 + x)}{2\pi \cdot (y^2 + (H_1 - H_2 + x)^2)} \cdot dx + \frac{\mu_0 I \cdot (H_1 + H_2 - x)}{2\pi \cdot (y^2 + (H_1 + H_2 - x)^2)} \cdot dx \quad (4.6. 11)$$

Desta forma o fluxo mútuo total por unidade de comprimento será:

$$\phi_m = \int_{R_2}^{H_2} d\phi_m = \int_{R_2}^{H_2} \frac{\mu_0 I \cdot (H_1 - H_2 + x)}{2\pi \cdot (y^2 + (H_1 - H_2 + x)^2)} \cdot dx + \int_{R_2}^{H_2} \frac{\mu_0 I \cdot (H_1 + H_2 - x)}{2\pi \cdot (y^2 + (H_1 + H_2 - x)^2)} \cdot dx \quad (4.6. 12)$$

$$\varphi_m = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \cdot \left\{ \ln(y^2 + (H_1 - H_2 + x)^2) - \ln(y^2 + (H_1 + H_2 - x)^2) \right\} \Big|_{R_2}^{H_2} \quad (4.6. 13)$$

$$\varphi_m = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \cdot \left\{ \ln \left(\frac{y^2 + (H_1 + H_2 - R_2)^2}{y^2 + (H_1 - H_2 + R_2)^2} \right) \right\} \quad (4.6. 14)$$

Admitindo a hipótese de H_1 e $H_2 \gg R_2$:

$$\varphi_m = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \cdot \left\{ \ln \left(\frac{y^2 + (H_1 + H_2)^2}{y^2 + (H_1 - H_2)^2} \right) \right\} \quad (4.6. 15)$$

Com $D^2 = y^2 + (H_1 + H_2)^2$ e $d^2 = y^2 + (H_1 - H_2)^2$ (veja Figura 4.6.2):

$$\varphi_m = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \cdot \left\{ \ln \left(\frac{D}{d} \right)^2 \right\} = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \cdot \ln \left(\frac{D}{d} \right) \quad (4.6. 16)$$

De acordo com o exposto a expressão geral para o cálculo da reatância devido ao retorno pelo solo com condutividade infinita obtida pelo método da imagem, tendo o solo como “espelho” é dada por:

$$[Z_{ideal}]_{k,m} = i \frac{\omega \mu_0}{2\pi} [A] ; [A] = \ln \frac{[D]_{km}}{[d]_{km}} \quad (4.6. 17)$$

onde $[D]_{km}$ é a distância entre o condutor k e a imagem do condutor m , como mostrado na Figura 4.6.3, μ_0 a permeabilidade do ar que é aproximadamente igual ao do vácuo e $[d]_{km}$, a distância entre o condutor k e m ¹. A matriz $[A]$ é denominada matriz de coeficientes de potencial. Por análise a esta expressão (4.6.18) acima, podemos observar que $[Z_{ideal}]$ é linear, puramente imaginário, ou seja, só contribui na parte reativa da matriz de parâmetros. É função apenas da geometria da linha e da frequência do sinal.

¹ Nota-se que: $D_{kk} = 2H$ e d_{kk} é o raio do k -ésimo condutor

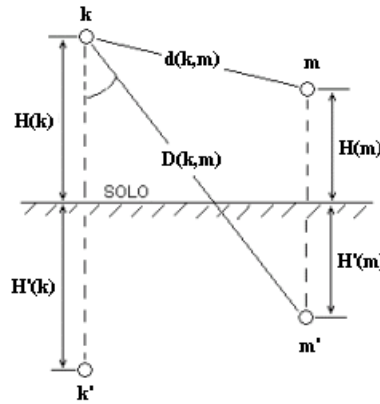


Figura 4.6. 3-Illustração para o cálculo da impedância devido ao retorno pelo solo, caso de dois condutores (k,m) e respectivas imagens (k', m').

4.7 Cálculo da Matriz de Parâmetros Transversais

Desprezando as perdas por dispersão, efeito corona e por radiação a equação na forma matricial da admitância de condutores paralelos sobre um solo ideal (como mostra a Figura 4.6.2 acima), pode ser escrita na forma [25]:

$$[Y_{km}] = i2\pi\omega\epsilon_o [A]_{km}^{-1} \quad (4.7. 1)$$

onde:

[A] é a matriz de coeficientes de potencial;

ω é a frequência angular [rad/s] ;

ϵ_o é a permissividade do ar ($8,85.10^{-12}$ F/m);

A matriz primitiva admitância [Y] (N x N) da LT (considerando condutor ideal sobre solo ideal)¹ é somente função das posições relativas dos condutores entre si e em relação ao solo, ou seja, a capacitância do modelo a parâmetros distribuídos é constante e independe da frequência na faixa de frequência que estamos estudando.

4.8 Influência do Solo no Cálculo dos Parâmetros de LT's

Para inclusão do efeito do solo nos parâmetros longitudinais foram utilizadas as formulações aproximadas de Deri A. [16]. O efeito do solo real é equivalente a ter uma

¹ Neste caso foi considerado o ar com condutância nula, ou seja, com um dielétrico perfeito.

superfície de solo ideal (com resistividade nula) à uma profundidade complexa D' abaixo da superfície física da terra. A Figura 4.8.1 ilustra o procedimento de implementação do modelo de solo real, para o qual:

$$D' = \frac{1}{\sqrt{(\sigma + i\omega\epsilon) \cdot \mu\omega\epsilon_0}} \quad (4.8. 1)$$

Substituindo D' a profundidade complexa na equação de impedância externa na condição de solo ideal Z_{ideal} em (4.6.18) obtemos a expressão que determina a impedância externa total da LT, onde D' é a distância de retorno equivalente calculado como mostra a Figura 4.9.1, que leva em consideração a variação na frequência dos parâmetros do solo, proposta pela Deri:

$$[Z_{ext}]_{k,m} = i \cdot \frac{\omega\mu_0}{2\pi} \ln \frac{[D]_{k,m}}{[d]_{k,m}} = i \cdot \frac{\omega\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{\sqrt{(h_k + h_m + 2 \cdot D')^2 + d_{km}^2}}{\sqrt{(h_k - h_m)^2 + d_{km}^2}} \right) \quad (4.8. 2)$$

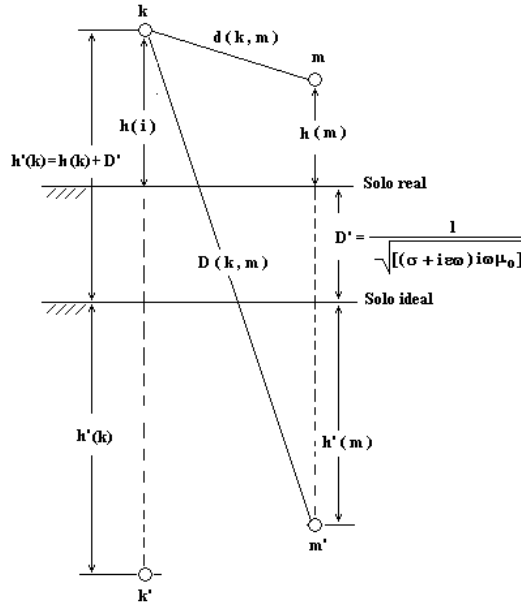


Figura 4.8. 1 Posição dos condutores k e m supondo solo real a uma posição D' abaixo da superfície do solo real.

Para o cálculo da influência do solo com parâmetros dependentes da frequência nos parâmetros longitudinais da linha pode ser utilizada a formulação de Carson na forma integral ou ainda as formulações aproximadas da Deri. As formulações propostas por Deri et al. (1981) introduziram o conceito de impedância equivalente de retorno por um plano complexo

modificando desta forma as integrais de Carson [15]. As formulações da Deri são aproximações assintóticas das integrais completas de Carson. O erro assintótico em função da frequência das formulações depende da geometria da linha (relação entre a distância horizontal dos condutores e altura destes em relação ao solo). Para linha com a referida relação menor que 0,5 o erro percentual na impedância calculada utilizando as formulações da Deri que não ultrapassam os 5 % e é aceitável para o estudo que estamos realizando.

A diferença entre as duas formulações no caso de solo com condutividade constante é ilustrada nas Figuras 4.9.2 e 4.9.3 para com resistividades 100 e 20.000 $\Omega.m$ respectivamente.

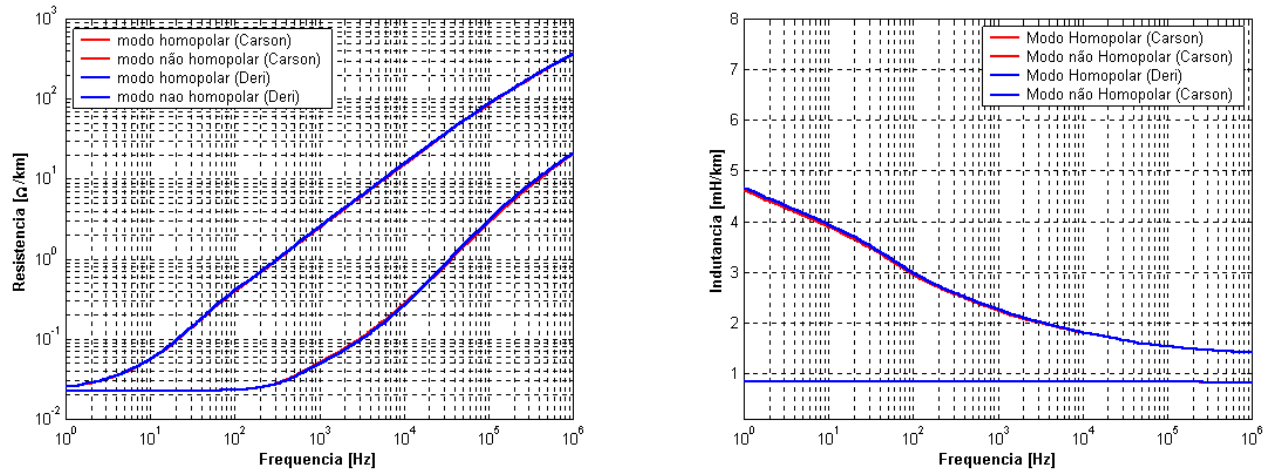


Figura 4.8. 1 – Comparação entre os modelos de Deri e Carson no cálculo dos parâmetros longitudinais da LT estudada, para solo com $\rho = 100 \Omega.m$: (a) Resistência Unitária e (b) Indutância Unitária

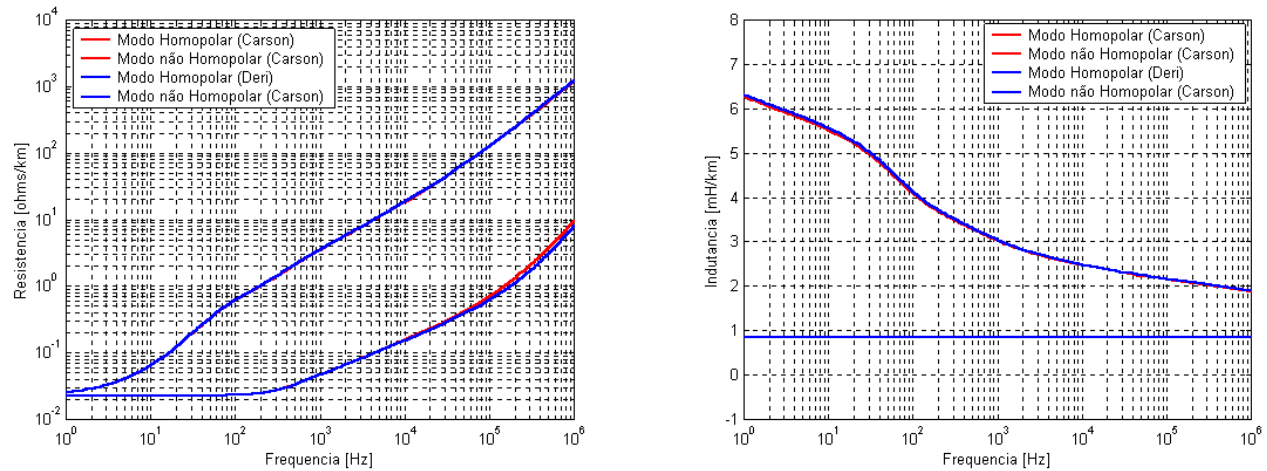


Figura 4.8. 2 – Comparação entre os modelos de Deri e Carson no cálculo dos parâmetros longitudinais da LT estudada, para solo com $\rho = 20000 \Omega.m$: (a) Resistência Unitária e (b) Indutância Unitária.

Os parâmetros longitudinais podem ser calculados incluindo o efeito do solo no cálculo da impedância externa, com erro da ordem de 5 % na faixa em estudo.

Para implementar o efeito do solo nos parâmetros longitudinais da linha utilizamos a formulação de Deri.

4.9 Considerações Finais

Neste capítulo revisamos a teoria base para a elaboração do programa computacional necessário para avaliar os parâmetros da LT no domínio modal. No capítulo 5 são apresentados os dados físicos e elétricos da LT e analisada cada uma das contribuições no cálculo da impedância longitudinal estudada neste capítulo, considerando um caso limite do modelo de solo a parâmetros com dependência da frequência na matriz primitiva (14x14) de parâmetros longitudinais.

No Capítulo 6 apresentamos um estudo comparativo de outros parâmetros que determinam o desempenho da LT, considerando o modelo de solo a parâmetros constantes e o modelo de solo com dependência da frequência.

CAPÍTULO 5 - CONTRIBUIÇÕES DO SOLO NA MATRIZ PRIMITIVA DE PARÂMETROS

5.1 Introdução

Neste Capítulo apresentamos os dados da LT em análise, e são avaliadas cada uma das parcelas que compõem a matriz de impedâncias longitudinal no domínio da frequência, considerando um caso limite de alta resistividade. O objetivo é entender a contribuição do solo no cálculo dos parâmetros longitudinais de cada um dos condutores da linha em análise, ou seja, contribuição na matriz primitiva de parâmetros. Essa análise é feita na matriz primitiva cheia (com acoplamento entre as fases).

A partir da matriz primitiva é feita a redução para obter as matrizes de fases equivalentes. Essa redução é feita tendo em conta algumas considerações com relação às tensões transversais dos condutores individuais que serão comentadas oportunamente.

5.2 Avaliação das Contribuições na Matriz [Z] de Parâmetros Longitudinais

Para avaliarmos o efeito do modelo de solo real em cada uma das contribuições na matriz primitiva de parâmetros longitudinais foi elaborado um programa no ambiente MATLAB [24], considerando o modelo de solo com dependência da frequência caracterizada com os seguintes parâmetros¹:

$$K_0 = 50 [\mu\text{S/m}]$$

$$K_1 = 0,0021[\mu\text{S/m.s}^{\alpha_1}]$$

$$\alpha_1 = 0,82$$

Os parâmetros foram calculados para a LT em operação no trecho Araraquara-Bauru-Jupiá-Ilha Solteira. A influência do modelo de solo com condutividade e permissividade constantes no cálculo da impedância longitudinal da referida linha foi abordada em [14], que serviu de base para comparação com os resultados obtidos. Os dados da LT são apresentados a seguir:

¹ Este modelo é considerado em [9] como um caso limite de alta resistividade. O valor da resistividade a baixa frequência é da ordem 20.000 [$\Omega\cdot\text{m}$].

- Tensão nominal de operação: 440 kV;
- Condutores de fase – cabo *Grosbeak*; Raio interno (R_0): 4,635 mm; Raio externo (R_1): 12,57 mm; R_{cc} a 75°C: 0,089898 Ω/km ; Permissividade relativa, ϵ_r : 1; Permeabilidade magnética relativa, μ_r : 1; Flecha a meio vão: 13,4 m;
- Pára-raios - cabo EHS 3/8"; Raio externo, R_1 : 4,635 mm ; R_{cc} a 45°C: 4,188 Ω/km ; Permissividade relativa, ϵ_r : 1; Permeabilidade magnética relativa, μ_r : 70 ; Flecha a meio vão: 6,4 m;

Os parâmetros da linha (matrizes de impedância longitudinal $[Z]$ e transversal $[Y]$) foram calculados em função da frequência, na faixa da 0 Hz a 2 MHz, com o efeito do retorno pelo solo calculado a partir das formulações da Deri discutidas anteriormente. A configuração dos condutores na torre é mostrada na Figura 5.2.1.

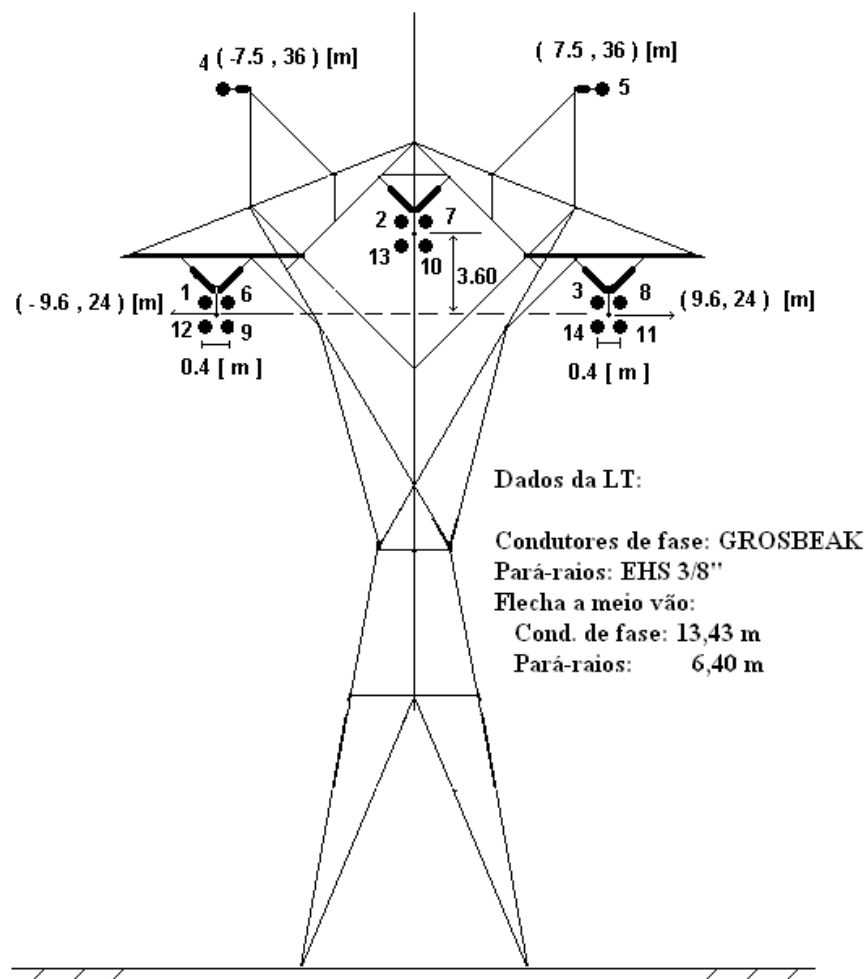


Figura 5.2. 1– Configuração dos condutores na silhueta da torre

O Programa computacional é basicamente composto das seguintes etapas a seguir descritas:

- Construção das matrizes $D(k,m)$, $\theta(k,m)$, $d(k,m)$, $A(k,m)$, a partir da geometria da linha e dos dados de entrada descritos acima, considerando o eixo central da torre como abscissa ($x = 0$) e o solo como ordenada ($y = 0$). Sendo $D(k,m)$ a matriz de distâncias entre o condutor k e a imagem do condutor m , $d(k,m)$ a distância horizontal entre o condutor k e o condutor m , $A(k,m)$ a matriz de coeficientes de potencial e a matriz $\theta(k,m)$ é formado pelos ângulos entre os segmentos $D(k,m)$ - $d(k,m)$ conforme ilustrado na Figura 4.6.2 .
- Efetuados todos os cálculos iniciais, o programa entra num “loop” de frequências, onde a cada iteração é calculada e “guardada” na memória (em matrizes tridimensionais) as matrizes primitivas $[Z]$ e $[Y]$ (14x14) e as matrizes reduzidas ou de fases $[Zred]$ e $[Yred]$, que são matrizes 3x3 cheias, correspondentes a cada uma das contribuições na matriz de parâmetros longitudinais descritas anteriormente.

A redução da matriz primitiva é necessária para obter os acoplamentos eletromagnéticos entre fases equivalentes. Essa redução é feita partindo de algumas hipóteses:

- A tensão transversal dos condutores da mesma fase é igual (ex.: $V_A = V_1 = V_2 = V_6 = V_9$). Essa suposição é bastante razoável, uma vez que existem espaçadores ao longo da linha que garantem a equipotencialização dos condutores da mesma fase. Esses espaçadores têm dupla finalidade, uma vez que os condutores de uma mesma fase sofrem a ação da força magnética (corrente alternada circulando na mesma direção em todos os condutores da mesma fase).
- A tensão nos cabos pára-raios é nula ($V_4 = V_5 = 0$). Essa hipótese é justificável em condições de regime, uma vez que os cabos pára-raios são aterrados junto às torres, mas em condições transitórias a tensão nos cabos pode ser não nula.

A redução dos sub-condutores e pára-raios da matriz de parâmetros transversais é tratada de forma semelhante à redução da matriz de parâmetros longitudinais:

$$[I] = [Y] \cdot [V] = i2\pi\omega\epsilon_0 [A]^{-1} \cdot [V] \quad (5.2. 1)$$

Podemos escrever a equação 5.2.1 na forma:

$$[V] = \frac{1}{i2\pi\omega\epsilon_0} \cdot [A] \cdot [I] \quad (5.2. 2)$$

De (5.2.2) pode-se observar que a redução da matriz de parâmetros transversais é um caso análogo ao anterior, porém com uma vantagem em termos computacionais, na Equação (5.2.2) a matriz $[A]$ independe da frequência, ou seja, é conveniente reduzi-la fora do “loop” de frequências, o que resulta em economia de tempo de processamento.

5.3 Resistências Próprias

Foram observados os comportamentos dos seguintes parâmetros descritos a seguir.

Na matriz primitiva: R_{int11} - Resistência interna do condutor 1¹; R_{ext11} - Resistência devido ao retorno pelo solo (Deri) do condutor 1; R_{ext22} - Resistência devido ao retorno pelo solo (Deri) do condutor 2; R_{tot11} - Resistências (interna + solo) do condutor 1.

Na matriz de parâmetros de fase (reduzida): R_{aa} – Resistência própria fase A²; R_{bb} - Resistência própria fase B.

As curvas das resistências próprias são apresentadas na Figura 5.3.1, e na Tabela 5.3.1 encontram-se os valores calculados das resistências próprias da matriz primitiva e de fases respectivamente para algumas frequências específicas.

Tabela 5.3. 1- Resistências próprias (matriz Primitiva)

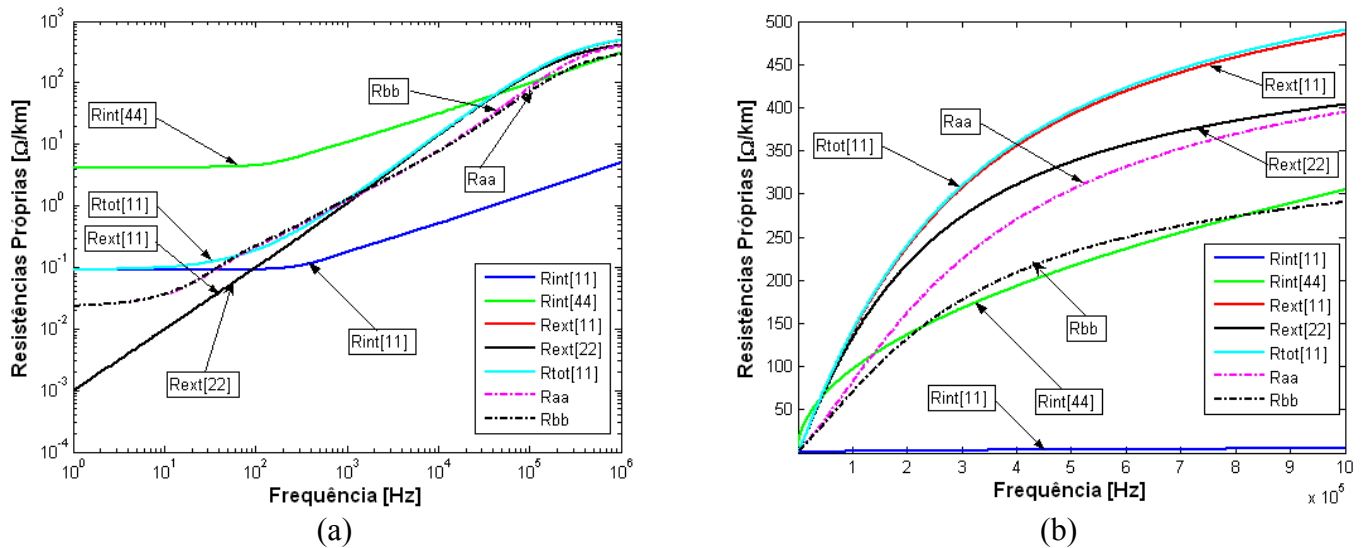
Freq. [Hz]	Rint[11] [Ω/km]	Rint[44] [Ω/km]	Rext[11] [Ω/km]	Rext[22] [Ω/km]	Rtot[11] [Ω/km]	R[aa] [Ω/km]	R[bb] [Ω/km]
10	0,0899	4,1918	0,0099	0,0099	0,0998	0,0362	0,0365
60	0,0906	4,3230	0,0598	0,0598	0,1504	0,1442	0,1502
100	0,0918	4,5467	0,1002	0,1001	0,1920	0,2168	0,2269
600	0,1370	8,5853	0,6328	0,6318	0,7697	0,8204	0,8577
1 k	0,1760	10,7282	1,0884	1,0862	1,2644	1,2122	1,2626
6 k	0,4028	24,5891	7,9357	7,8922	8,3385	4,9866	4,9796
10 k	0,5140	31,4218	14,0545	13,9471	14,5685	7,8457	7,6662
60 k	1,2297	75,3947	88,9686	86,1811	90,1983	48,0687	42,6810
100 k	1,5817	97,0237	140,1857	133,4089	141,7675	82,7217	71,0759
600 k	3,8459	236,1236	418,8786	356,6326	422,7245	331,2256	249,1150
1 M	4,9593	304,5278	484,6503	403,2924	489,6096	394,7426	290,3346

Pode-se observar pela Figura 5.3.1 e pelos valores da Tabela 5.3.1 que, a resistência interna R_{int11} é constante até 100 Hz e igual a resistência de corrente contínua (R_{cc}) do

¹ Como os condutores das fases têm as mesmas características isso justifica que a resistência interna $R_{int_{ij}}$ (para $i=j$) seja sempre igual.

² Devido à simetria da linha temos $R_{aa} = R_{cc}$.

condutor. A partir de 100 Hz, R_{int11} passa a ser dependente da frequência devido ao efeito pelicular. À medida que a frequência aumenta a corrente tende a fluir na parte superficial do condutor, diminuindo desta forma sua área efetiva de condução. Por este motivo R_{int11} aumenta significativamente com a frequência variando de $0,092 \Omega/\text{km}$ em 100 Hz a $4,95 \Omega/\text{km}$ em 1 MHz. Observa-se pelo gráfico que a resistência interna do cabo pára-raios, R_{int44} apresenta o mesmo comportamento em relação a dependência com a frequência, porém com valores mais elevados em consequência da resistividade do cabo ser muito maior.



Analisando as resistências externas do condutor 1 (R_{ext11}) e do condutor 2 (R_{ext22}), pode-se observar que em baixas frequências (até 100 Hz), embora o condutor 1 esteja mais próximo do solo, as resistências apresentam valores aproximadamente iguais. A partir de 100 Hz R_{ext11} apresenta variação ligeiramente mais acentuada com a frequência comparada com R_{ext22} , em consequência da sua localização na silhueta da torre. Observa-se que o condutor 1 está a 3,60 m abaixo do condutor 2, o que justifica a maior influência do solo na resistência externa do mesmo.

A resistência própria total do condutor 1 (R_{tot11}) é aproximadamente igual a R_{int11} até 10 Hz. A partir de 1 kHz a contribuição do solo na resistência total do condutor 1 torna-se muito mais significativa do que a contribuição da resistência interna do condutor 1. A partir de 100 Hz a parcela interna varia com a frequência devido ao efeito pelicular, porém a sua contribuição na resistência total é muito menor do que a parcela devido ao solo, e de forma comparativa passa a ser menor ainda a partir de 1 kHz. Isso pode ser visualizado no gráfico, a

partir de 1 kHz a resistência total passa a ter um comportamento idêntico a R_{ext11} que é a contribuição do solo.

As resistências próprias de fase apresentam dependência com a frequência análoga a R_{tot11} , sendo que as resistências próprias de cada fase devem considerar o efeito dos cabos pára-raios que foram incorporados à matriz equivalente de fase.

5.4 Resistências Mútuas

Foram observados os comportamentos dos seguintes parâmetros. R_{ext12} - Resistência externa mútua devido ao retorno pelo solo (Deri) entre condutor 1 e 2; R_{ext13} - Resistência externa mútua devido ao retorno pelo solo (Deri) entre condutor 1 e 3; R_{ext14} - Resistência mútua devido ao retorno pelo solo entre condutor 1 e 4 (pára-raios). Na matriz de parâmetros de fase (reduzida): R_{ab} - Resistência externa mútua entre a fase A e B; R_{ac} - Resistência externa mútua fase A e C. Na 5.4.1 e Tabelas 5.4.1 estão representados as curvas e valores calculados das resistências mútuas.

TABELA 5.4. 1- Resistências mútuas

Freq. [Hz]	R_{ext12} [Ω/km]	R_{ext13} [Ω/km]	R_{ext14} [Ω/km]	R_{ab} [Ω/km]	R_{ac} [Ω/km]
10	0,0099	0,0099	0,0099	0,0139	0,0138
60	0,0598	0,0598	0,0597	0,1245	0,1215
100	0,1002	0,1002	0,1000	0,1987	0,1935
600	0,6322	0,6327	0,6305	0,8035	0,7838
1k	1,0873	1,0884	1,0833	1,1911	1,1642
6 k	7,9137	7,9347	7,8367	4,8686	4,8634
10 k	13,9999	14,0515	13,8101	7,6042	7,6823
60 k	87,4889	88,6739	82,7240	44,8212	47,3776
100 k	136,4289	138,9038	125,2380	75,8496	80,9789
600 k	370,7125	352,2363	297,7705	271,0311	263,6205
1 M	417,7333	383,1865	330,3699	313,4896	291,1786

Os termos mútuos devido ao retorno pelo solo R_{ext12} e R_{ext13} (matriz primitiva) crescem em função da frequência em todo o intervalo, e apresentam valores em baixas frequências praticamente iguais até aproximadamente 100 kHz.

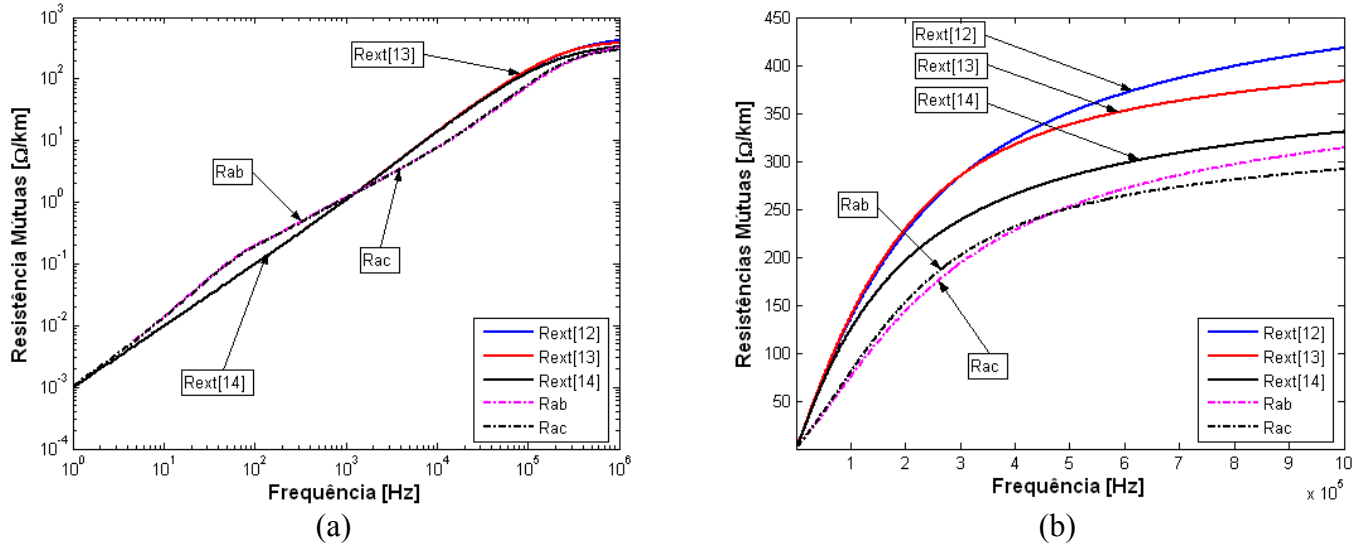


Figura 5.4. 1- Resistências mútuas: (a)Escala logarítmica; (b)Escala linear

A partir de 1 kHz nota-se que o termo R_{ext14} começa a se distanciar de R_{ext12} e R_{ext13} , isso se deve ao fato da distância entre o condutor 1 e 4 (pára-raios) ser maior que entre o condutor 1 e 2 ou 1 e 3. Os termos mútuos de fase R_{ab} e R_{ac} têm comportamento idêntico, se distanciando apenas para altas frequências, permanecendo praticamente iguais em baixas frequências. Para fins de comparações veja valores na Tabelas 5.4.1.

5.5 Indutâncias Próprias

Para avaliarmos a influência do solo nas indutâncias mútuas foram analisados os seguintes parâmetros.

Na matriz primitiva: L_{int11} - Indutância interna do condutor 1¹; L_{ext11} - Indutância própria devido ao retorno pelo solo (Deri) do condutor 1; L_{ext22} - Indutância própria devido ao retorno pelo solo (Deri) do condutor 2; $L_{tot11} = L_{ext11} + L_{int11}$;

Na matriz de parâmetros de fase (reduzida) temos:

L_{aa} - Indutância própria fase A; L_{bb} - Indutância própria fase B;

Na Figura 5.5.1 e Tabelas 5.5.1 estão representados as curvas e valores calculados das indutâncias próprias.

¹ Como os condutores das fases têm as mesmas características isso justifica que a indutância interna $L_{int_{km}}$ é sempre igual.

TABELA 5.5. 1– Valores calculados das Indutâncias Próprias

Freq. [Hz]	Lint[11] [mH/km]	Lint[44] [mH/km]	Lext[11] [mH/km]	Ltot[11] [mH/km]	Lext[22] [mH/km]	L[aa] [mH/km]	L[bb] [mH/km]
10	0,0392	3,4984	2,9489	2,9881	2,9490	2,4010	2,3999
60	0,0391	3,4437	2,7695	2,8086	2,7696	2,0651	2,0516
100	0,0389	3,3510	2,7182	2,7571	2,7183	1,9372	1,9163
600	0,0309	1,9382	2,5363	2,5672	2,5365	1,6450	1,6082
1K	0,0248	1,5101	2,4828	2,5076	2,4831	1,5806	1,5406
6 K	0,0101	0,6225	2,2726	2,2827	2,2732	1,4140	1,3688
10 K	0,0079	0,4825	2,2004	2,2083	2,2013	1,3766	1,3317
60K	0,0032	0,1972	1,9108	1,9140	1,9140	1,2447	1,2082
100K	0,0025	0,1527	1,8271	1,8296	1,8327	1,2002	1,1690
600K	0,0010	0,0624	1,6119	1,6130	1,6412	1,0399	1,0426
1M	0,0008	0,0483	1,5870	1,5877	1,6222	1,0168	1,0268

Podemos observar (Figura 5.5.1) que a indutância interna $Lint_{11}$ permaneceu praticamente constante até cerca de 100 Hz, ou seja, a mesma faixa de frequência em que a resistência interna se manteve constante, e depois entra em declínio acentuado, mostrando um comportamento dual em relação a resistência interna própria. As indutâncias $Lext_{11}$ e $Lext_{12}$ apresentam um decréscimo suave, sempre com valores bem próximos, e bem mais elevados que o termo interno $Lint_{11}$.

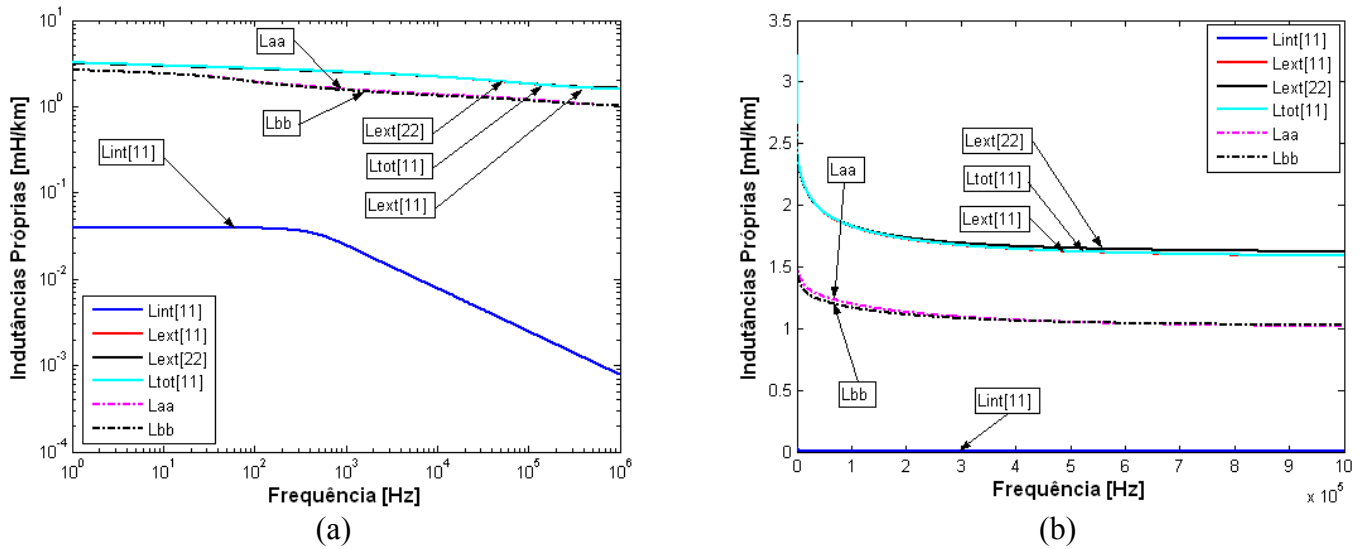


Figura 5.5. 1– Indutâncias próprias: (a) Escala logarítmica (b) Escala linear

As indutâncias próprias das fases, L_{aa} e L_{bb} são muito próximas em todo o intervalo de frequência, apresentando um decaimento suave. Tal decaimento, inicialmente apresenta o mesmo comportamento de $Lext_{11}$ e $Lext_{22}$ da matriz primitiva, uma vez que a contribuição do condutor é constante até 100 Hz, e para altas frequências esse comportamento assume o formato de L_{tot11} . Em baixas frequências a indutância própria total (L_{tot11}) é a soma da parcela

interna constante mais a contribuição da parcela externa na condição de solo ideal, que depende da frequência e da posição relativa dos condutores na torre. A partir de 10 kHz a influência do solo na condição ideal faz com que a indutância decresça de forma mais acentuada, o que pode ser observado pelo gráfico e valores da Tabela 5.5.1.

5.6 Indutâncias Mútuas

Para avaliarmos foram observados os seguintes parâmetros:

Na matriz primitiva:

L_{ext12} - Indutância mútua devido ao retorno pelo solo (Deri) entre condutor 1 e 2;

L_{ext13} - Indutância mútua devido ao retorno pelo solo (Deri) entre condutor 1 e 3 ;

L_{ext14} - Indutância mútuas devido ao retorno pelo solo entre condutor 1 e 4 (pára-raios);

Na matriz de parâmetros de fase (reduzida):

L_{ab} - Indutância mútua entre a fase A e B;

L_{ac} - Indutância mútua entre a fase A e C.

As curvas no domínio da frequência de cada um dos parâmetros mencionados estão ilustrados na Figura 5.6.1 e com valores apresentados na Tabela 5.6.1.

TABELA 5.6. 1– Valores calculados das indutâncias mútuas

Freq. [Hz]	L_{ext12} [mH/km]	L_{ext13} [mH/km]	L_{ext14} [mH/km]	L_{ab} [mH/km]	L_{bc} [mH/km]
10	1,6137	1,4890	1,5120	1,5918	1,4677
60	1,4343	1,3096	1,3327	1,2499	1,1321
100	1,3830	1,2583	1,2814	1,1185	1,0044
600	1,2011	1,0763	1,0998	0,8207	0,7148
1 k	1,1477	1,0229	1,0465	0,7564	0,6521
6 k	0,9376	0,8126	0,8371	0,5913	0,4900
10 k	0,8656	0,7405	0,7653	0,5547	0,4533
60 k	0,5769	0,4501	0,4814	0,4284	0,3223
100 k	0,4943	0,3656	0,4035	0,3866	0,2773
600 k	0,2942	0,1628	0,2379	0,2475	0,1294
1 M	0,2744	0,1467	0,2238	0,2304	0,1152

Na matriz primitiva os termos correspondentes à contribuição do solo L_{ext12} , L_{ext13} , L_{ext14} , apresentam decréscimo suave, sendo os dois primeiros bastante próximos para baixas frequências, distanciando-se apenas na faixa de frequência acima de 100 kHz.

O termo Lext_{14} apresenta valor mais baixo por conta da altura do cabo pára-raio ser maior em relação ao condutor 1 do que os condutores 2 e 3 em relação a este. Os termos mútuos externos apresentam diferenças pelo mesmo motivo. Os termos L_{ab} e L_{ac} têm um comportamento parecido com decaimento suave a baixas frequências (acompanhando as curvas de Lext_{12} e Lext_{13}), para altas frequências a tendência é acompanhar o valor das indutâncias externas ou devido ao condutor ideal, como comentado anteriormente.

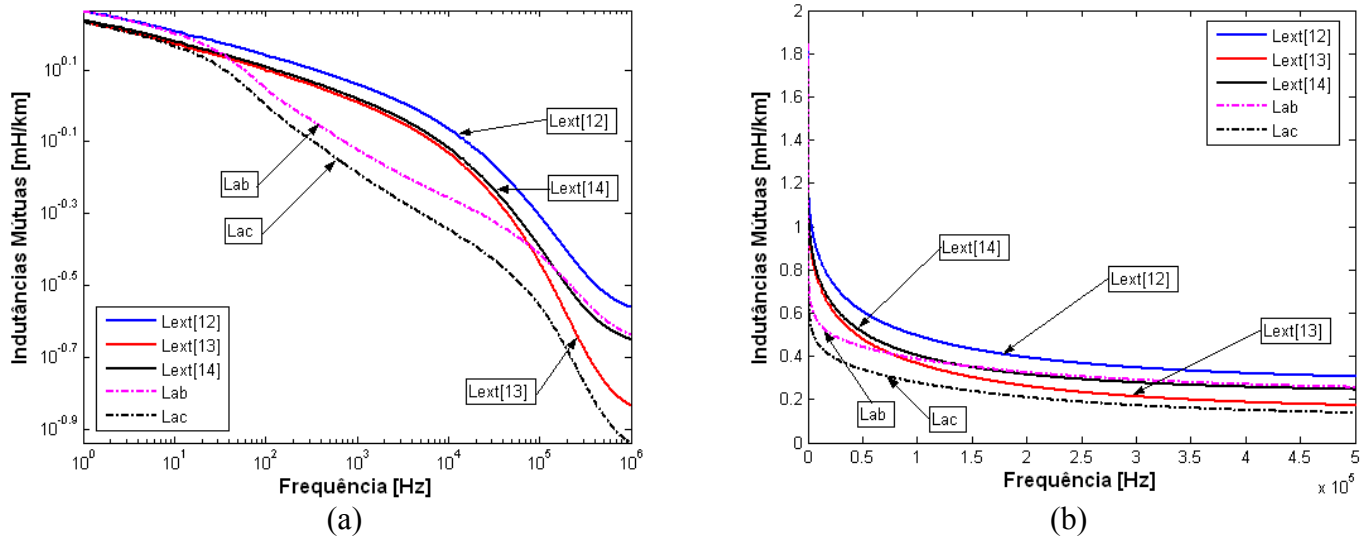


Figura 5.6. 1- Indutâncias mútuas: (a) Escala logarítmica; (b) Escala linear

5.7 - Considerações Finais

Neste capítulo é evidenciada a importância de se levar em consideração a variação com a frequência dos parâmetros de uma linha de transmissão e do solo, especialmente para fenômenos transitórios visando obtenção de resultados mais próximos da realidade. Uma vez que ensaios em linhas de alta tensão é impraticável, simulações confiáveis são necessárias, permitindo dimensionamentos ótimos de equipamentos de segurança e coordenação de isolamento, bem como, linhas de transmissão mais econômicas e confiáveis.

Neste caso em que consideramos o modelo de solo com dependência da frequência, a contribuição do retorno pelo solo é bem mais significativa e como consequência a impedância longitudinal apresenta valores significativamente mais elevados, o que pode ser importante em estudos de proteção rápida, coordenação de isolamento, estudos de ressonâncias. Em todos os

casos acima citados o cálculo levando em consideração a dependência do solo com a frequência pode ser importante.

No próximo capítulo será estudada a influência da modelagem correta do solo no desempenho da linha de transmissão.

CAPÍTULO 6 – ESTUDO COMPARATIVO DA INFLUÊNCIA DO SOLO NO DESEMPENHO DA LT

6.1 Introdução

Neste capítulo é analisada a importância da correta modelagem do solo no desempenho da linha de transmissão descrita no capítulo anterior. Os parâmetros longitudinais são calculados considerando o solo com parâmetros constantes (solo 1) e solo com parâmetros dependentes da frequência (solo 2). A comparação da influência do solo 1 e solo 2 nos parâmetros longitudinais da linha é feita para dois casos distintos: solos de baixa resistividade (caso 1) e solos de alta resistividade (caso 2). Os parâmetros de simulação são apresentados na Tabela 6.2.1. Observa-se que os parâmetros do solo 1 e solo 2 foram convenientemente escolhidos para serem iguais em baixa frequência ($\omega \rightarrow 0$) em ambos os casos, para fins de avaliação dos modelos utilizados.

O objetivo da simulação é quantificar e avaliar os erros relativos e a faixa de frequência onde o modelo de solo correto é importante. Além do cálculo de parâmetros da LT é feita uma análise da atenuação de sinais em função da frequência no domínio modal. A função de transferência da linha de transmissão é analisada para três casos distintos:

- Parâmetros do solo e da linha constantes e sem dependência com a frequência, ou seja, calculados na frequência de operação (60 Hz).
- Parâmetros do solo constantes e parâmetros da linha dependentes da frequência.
- Parâmetros do solo e da linha com dependência da frequência.

6.2 Avaliação do Efeito do Solo no Desempenho da LT

Foram feitas simulações considerando dois tipos de solos limítrofes de solo: com baixa resistividade e alta resistividade [9], com os dados especificados na Tabela 6.2.1. Foi feita comparação entre solo com resistividade constante normalmente utilizado nas simulações (solo 1) e o modelo com os parâmetros do solo variando com a frequência (solo 2).

Tabela 6.2.1 – Casos simulados

Parâmetros	Caso 1 – Baixa Resistividade		Caso 2 – Alta Resistividade	
	Solo 1	Solo 2	Solo 1	Solo 2
K_0 [$\mu\text{S/m}$]	1700	1700	50	50
K_1 [$\mu\text{S/m.s}^{\alpha_1}$]	0	0,9	0	0,0021
α_1	0	0,62	0	0,82

Os valores apresentados na tabela para o caso do modelo de solo com variação na frequência são casos considerados limítrofes de baixa e alta resistividade, sendo que os dados medidos em Cachoeira Paulista se encontram dentro deste intervalo de variação, mas não se aproximam dos valores limites. O objetivo é a identificação da faixa de valores de frequência onde a não consideração da dependência dos parâmetros do solo leva a erros significativos.

6.3 Resultados de Simulação

Nesta seção apresentamos os resultados de simulação computacional da influência do modelo de solo nos parâmetros longitudinais da linha de transmissão descrita anteriormente. Na Figura 6.3.1(a) são apresentadas as resistências por unidade de comprimento dos modos naturais de propagação da linha (homopolar e não homopolar) do caso 1- solos de baixa resistividade.

A resistência do modo não homopolar (Solo 1) é constante até 100 Hz e pode ser considerada com sendo apenas a resistência interna do condutor equivalente. A partir de 100 Hz, devido ao efeito pelicular a resistência interna do condutor varia com a frequência, e é dominante, ou seja, determina o comportamento do modo não homopolar, até 10 kHz.

A partir de 10 kHz o efeito do retorno pelo solo (neste caso a parâmetros constantes) se torna significativo. O modelo do solo com dependência da frequência (solo 2) afeta a resistência no modo não-homopolar de forma similar, e é notável a partir de 10 kHz, aumentando o valor da resistência à medida que a frequência aumenta. A diferença entre os dois modelos de solo é significativa acima de 10 kHz. Na Figura 6.3.2 (a) e (b) estão apresentados os erros percentuais em função da frequência. O erro percentual no modo não homopolar atinge o valor máximo de 55% em 100 kHz no caso 1.

No modo homopolar (solo 1) o efeito do solo é predominante desde de 1 Hz, porém até 100 Hz o efeito pelicular ainda é significativo. A partir deste patamar de frequência o retorno pelo solo é dominante. No solo 2 (com dependência na frequência), o comportamento

é similar, porém a partir de 10 kHz a resistência tem um aumento mais significativo com a frequência.

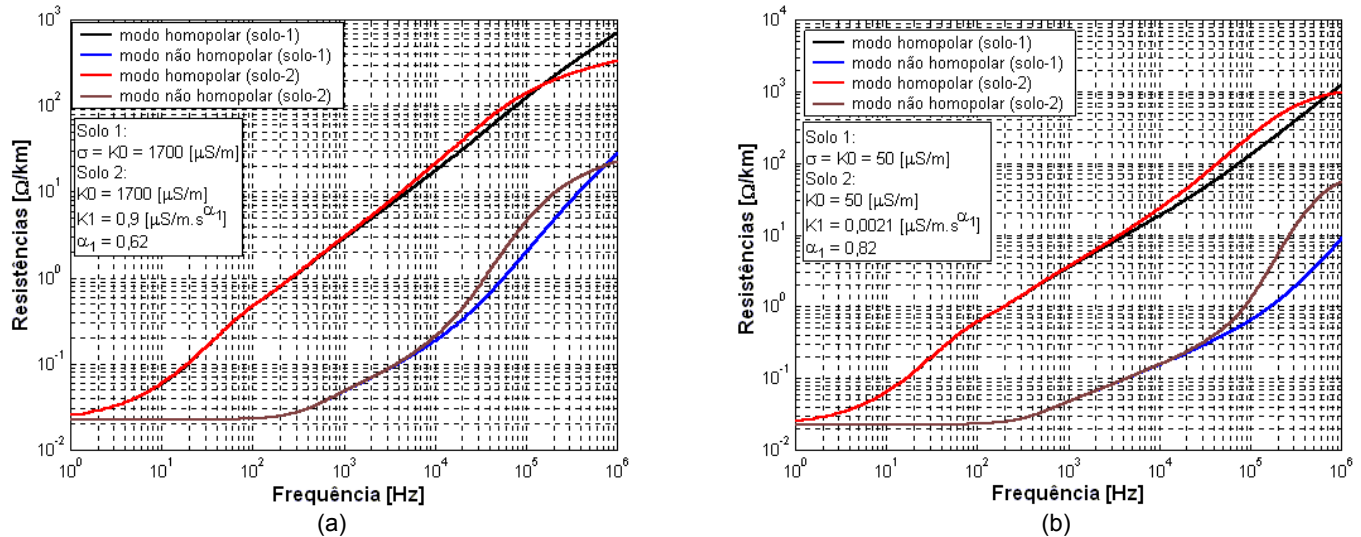


Figura 6.3.1- Resistência por unidade de comprimento: (a) Caso 1-solos de baixa resistividade; (b) Caso 2-solos de alta resistividade

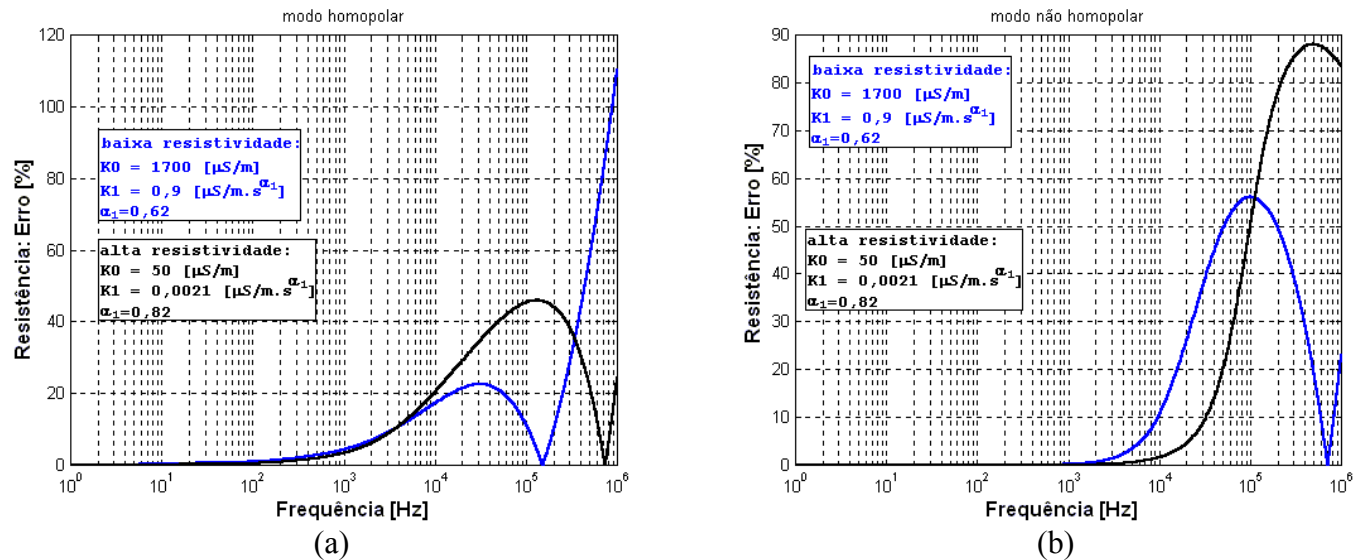


Figura 6.3.2- Erro percentual na resistência por unidade de comprimento: (a) Modo homopolar; (b) Modo não homopolar

Na Figura 6.3.1 (b) é apresentada a resistência por unidade de comprimento dos modos naturais de propagação da linha (homopolar e não homopolar) do caso 2 - solos de alta resistividade. O comportamento da resistência do modo não homopolar (solo 1) é similar ao caso 1, porém a diferença entre os dois modelos de solos é mais acentuada e começa a ser significativa, acima de 1 kHz. No modo homopolar o comportamento da resistência também é similar ao caso anterior e a diferença entre os dois modelos de solo é significativa a partir

1 kHz, com diferenças percentuais mais acentuadas (ex.: 20 % em 10 kHz). Nota-se que os valores das resistências e as diferenças percentuais são maiores em solos de alta resistividade.

Nas Figuras 6.3.3(a) e (b) estão representadas as indutâncias por unidade de comprimento dos dois casos simulados. O comportamento da indutância por unidade de comprimento é dual com relação ao comportamento das resistências. As diferenças percentuais para ambos os casos é significativa a partir de 1 kHz, cresce à medida que a frequência aumenta e é mais acentuada em solos de alta resistividade.

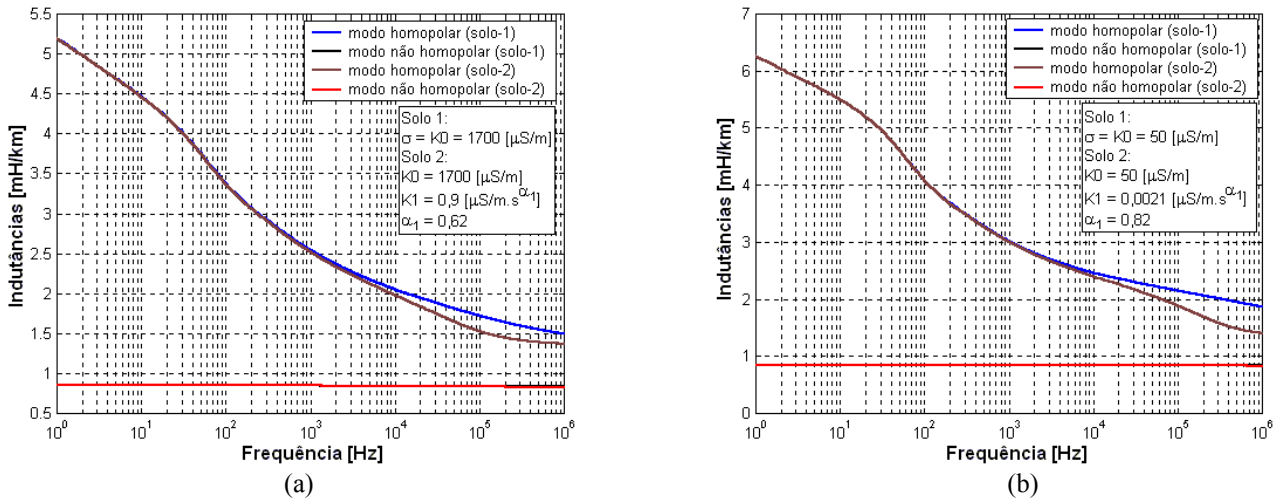


Figura 6.3. 3 – Indutância por unidade de comprimento : (a) Caso 1-solos de baixa resistividade; (b) Caso 2- solos de alta resistividade

A avaliação do erro percentual na indutância considerando os dois modelos de solo é ilustrada na Figura 6.3.4.

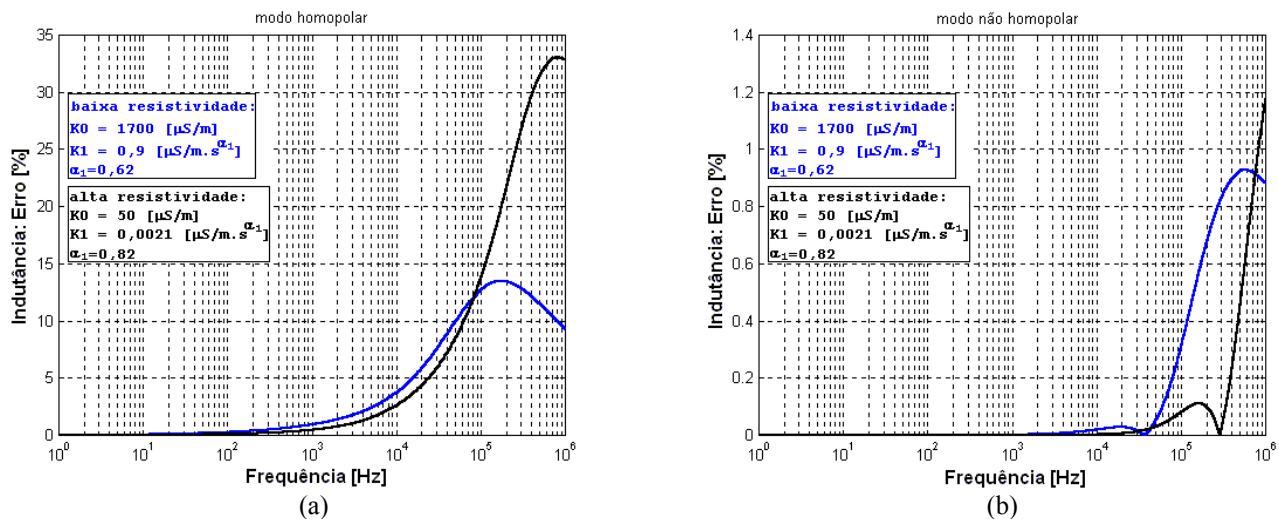


Figura 6.3. 4- Erro percentual na indutância por unidade de comprimento: (a) Modo homopolar; (b) Modo não homopolar

Nas Figuras 6.3.5 e 6.3.6 estão apresentados os gráficos comparativos da constante de propagação dos modos homopolar e não homopolar dos dois casos simulados.

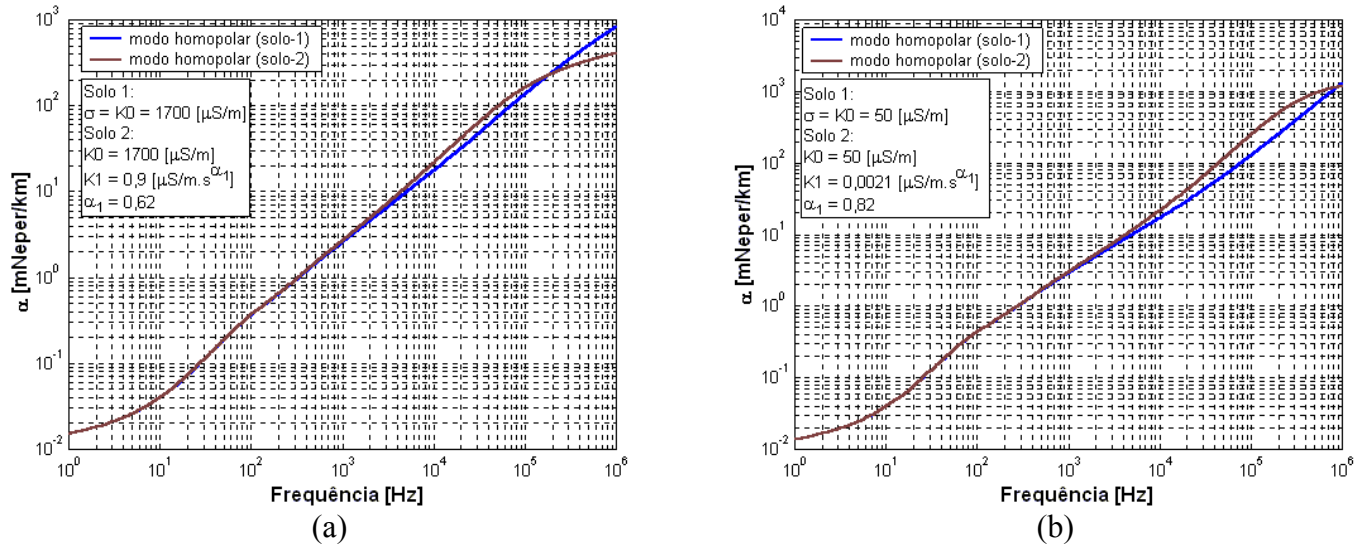


Figura 6.3. 5-Constante de propagação α , modo homopolar: (a) Solo de baixa resistividade; (b) Solo de alta resistividade

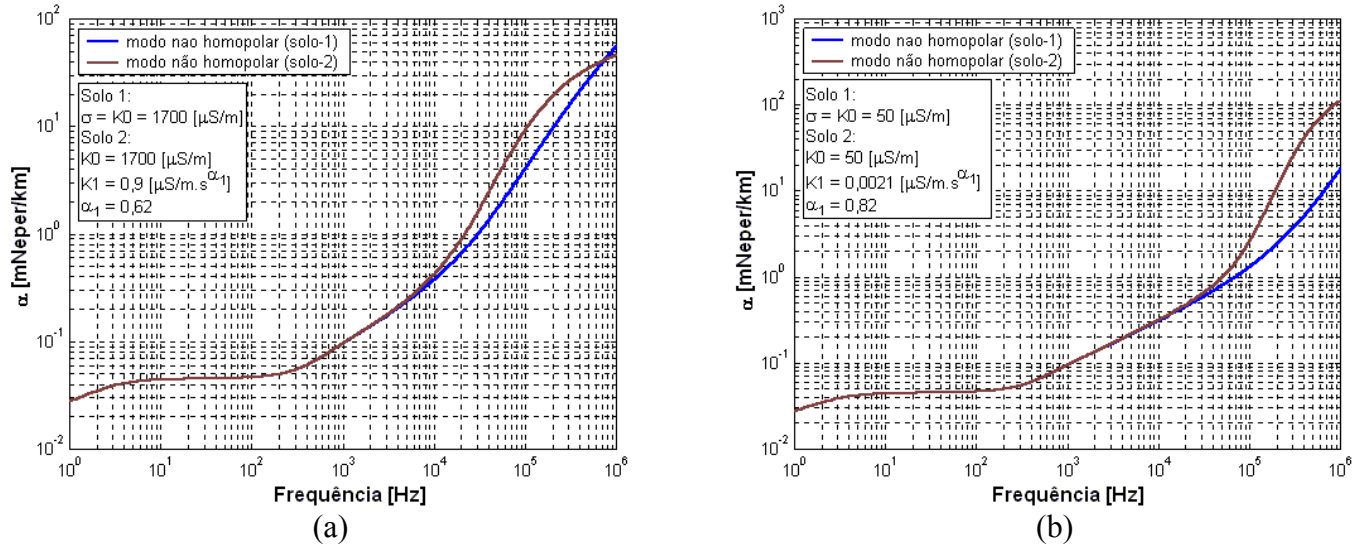


Figura 6.3. 6 - Constante de propagação α , modo não homopolar : (a) Solo de baixa resistividade; (b) Solo de alta resistividade

No modo homopolar observa-se que no caso 1, a diferença entre os dois modelos de solos é menor e torna-se significativa acima de 10 kHz. No caso 2 a diferença entre os dois modelos de solos é mais acentuada e é significativa acima de 1 kHz. A constante de

propagação no modo homopolar tem variação na frequência análoga à resistência do modo homopolar, sendo a constante de propagação a parte real da raiz quadrada do produto ZY nos respectivos modos.

No modo não homopolar (Figura 6.3.6) observa-se que a variação em função da frequência da constante de propagação é análoga a da resistência no modo não homopolar. Da mesma forma a diferença entre os dois modelos de solo é maior no caso 2, ou seja, em solos de alta resistividade.

Nota-se pelos gráficos de erro percentual apresentado na Figura 6.3.7 que o erro entre os dois modelos é maior no modo homopolar e é mais acentuado em solos de alta resistividade.

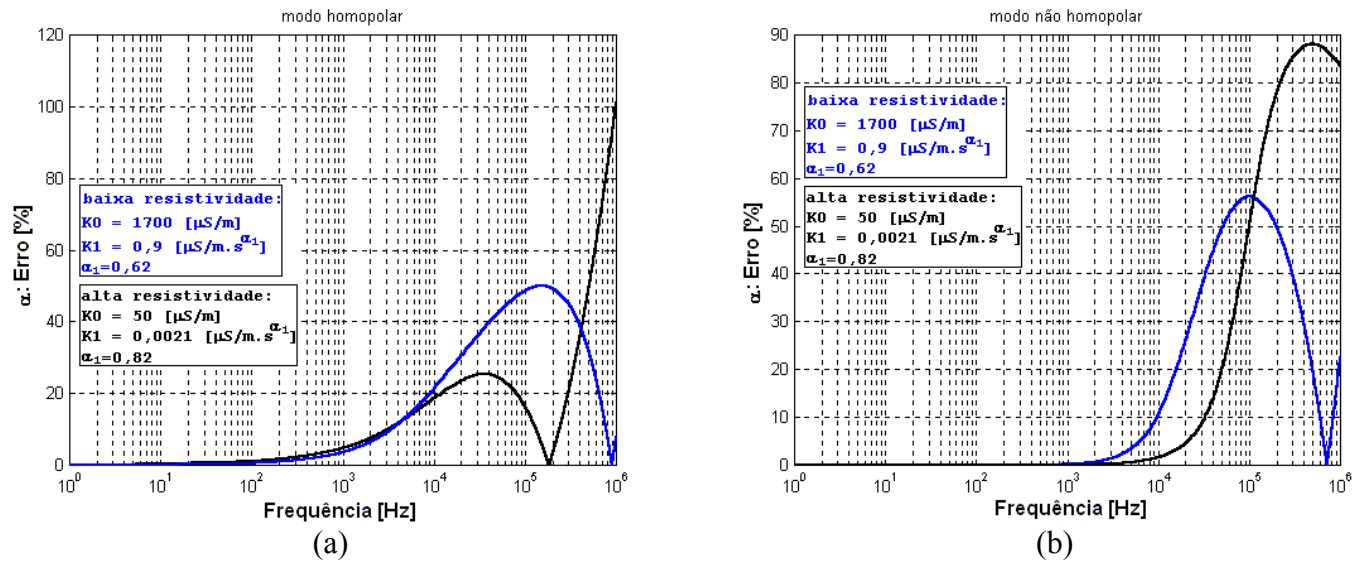


Figura 6.3. 7 - Erros da constante de propagação, α : (a) Modo homopolar; (b) Modo não homopolar

Na Figuras 6.3.8 e 6.3.9 estão apresentados os gráficos comparativos da constante de fase dos modos homopolar e não homopolar dos dois casos simulados.

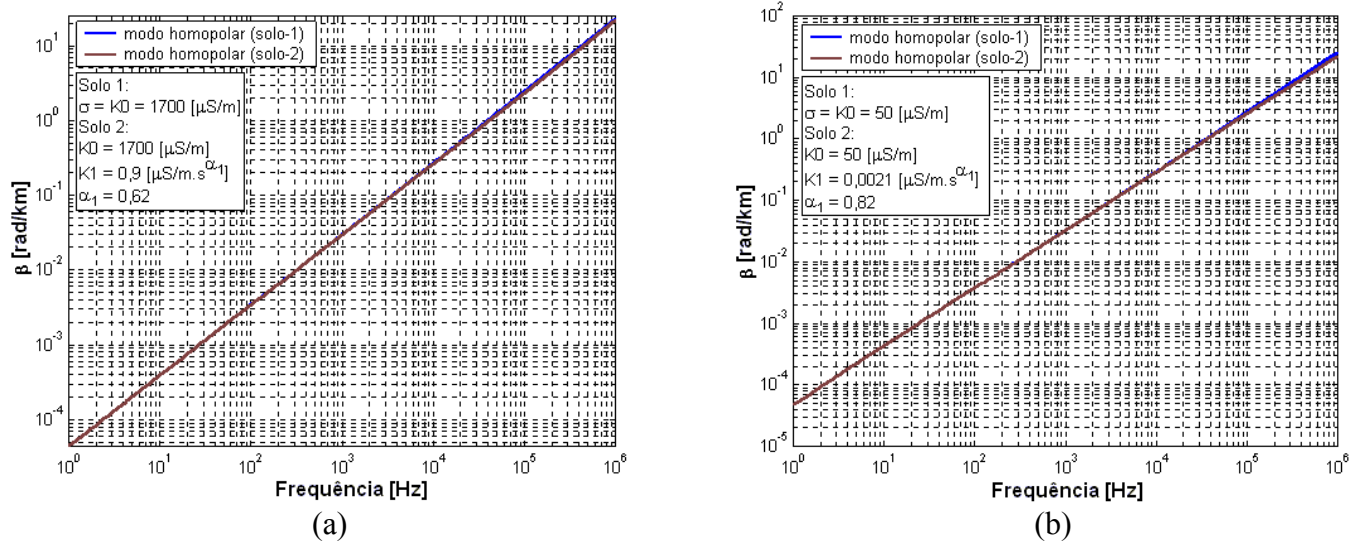


Figura 6.3. 8 – Constante de fase β , modo homopolar : (a) Solo de baixa resistividade; (b) Solo de alta resistividade

Tanto no modo homopolar, quanto no modo não homopolar a diferença entre os dois modelos de solos não é muito significativa.

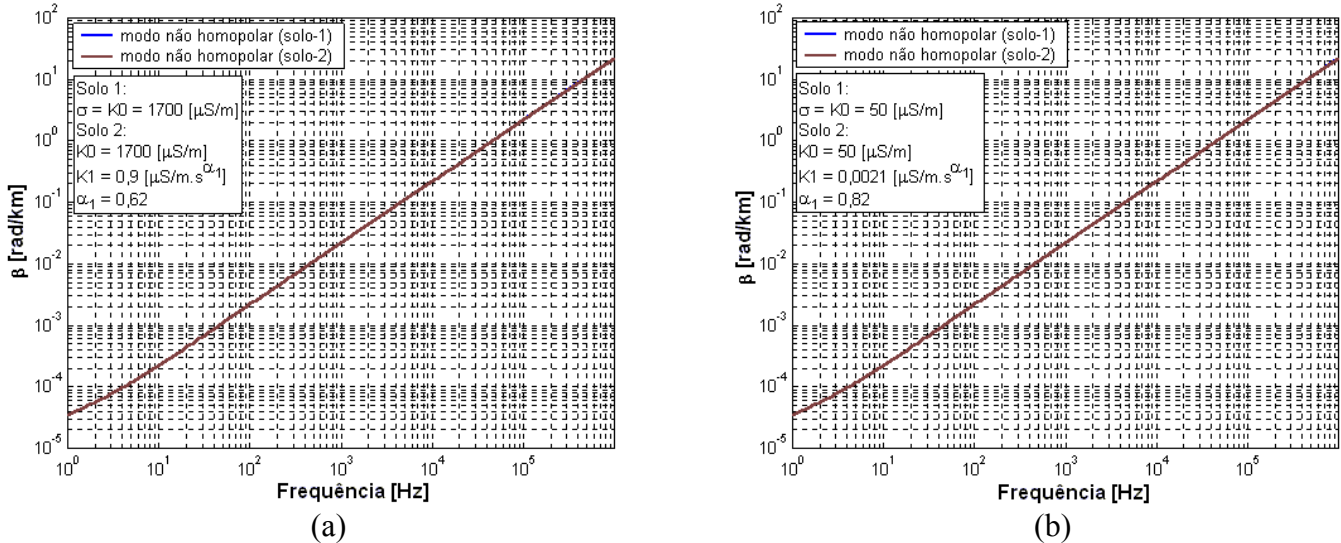


Figura 6.3. 9 - Constante de fase β , modo não homopolar : (a) Solo de baixa resistividade; (b) Solo de alta resistividade

Observando os gráficos de erros na Figura 6.3.10 os erros percentuais são maiores no modo homopolar, mas não ultrapassam 20 % em toda a faixa de frequência. No modo não homopolar o erro percentual não ultrapassa 0,6 %.

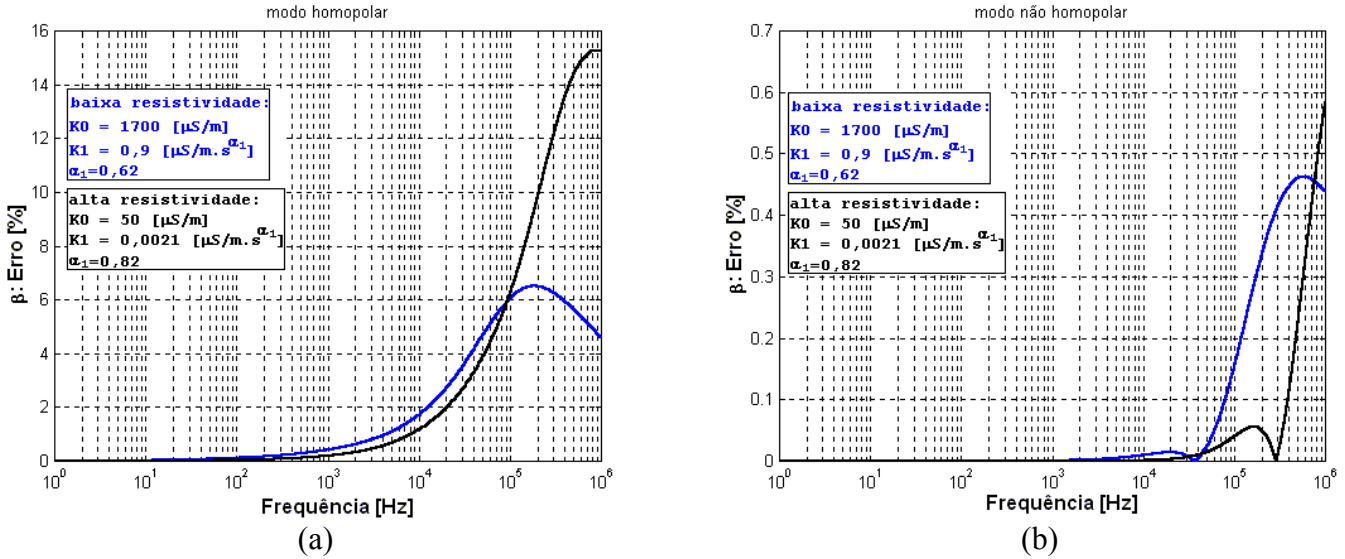


Figura 6.3. 10 – Erros na constante de fase, β : (a) Modo homopolar; (b) Modo não homopolar

A velocidade de propagação (v), e o fator de atenuação ($e^{-\alpha l}$) foram calculados nos dois casos em estudo usando os dois modelos de solos, onde:

$$\gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{z \cdot y} \quad (6.3.1)$$

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (6.3.2)$$

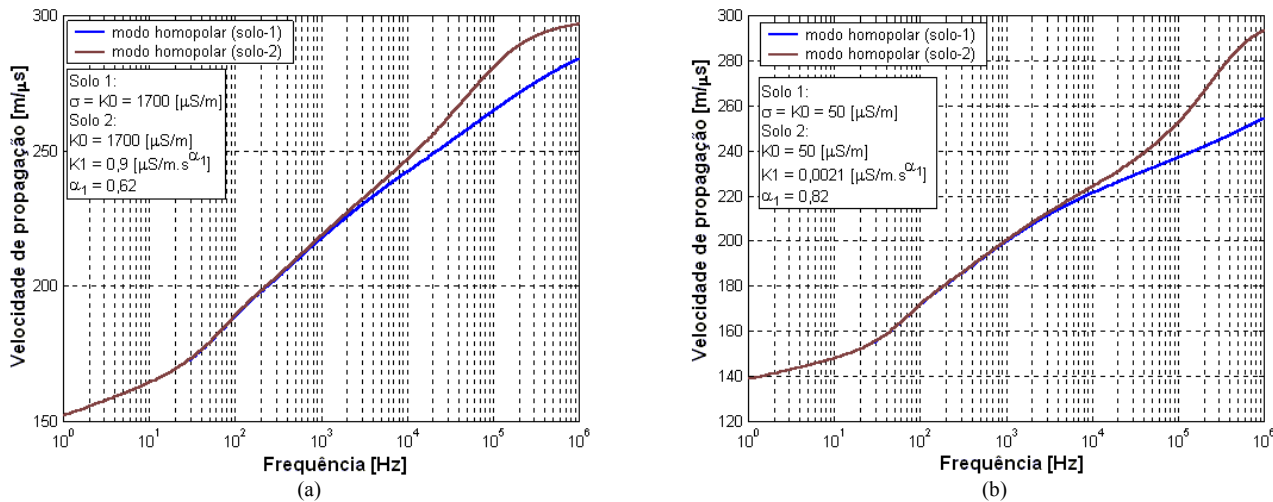


Figura 6.3. 11– Velocidade de propagação do modo homopolar: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2 - alta resistividade

No caso da velocidade de propagação do modo homopolar, para solos de baixa resistividade (Figura 6.3.11), não há diferença entre os dois modelos de solos até 1 kHz. A

partir de 1 kHz a diferença percentual entre os dois modelos de solos torna-se considerável, nos dois casos simulados. Em solos de alta resistividade a diferença percentual entre os dois modelos é ainda maior.

A velocidade de propagação do modo não homopolar, para ambos os casos (Figura 6.3.12), não apresenta diferença entre os dois modelos de solos até 10 kHz. A partir de 10 kHz a diferença percentual entre os dois modelos de solos aumenta, nos dois casos simulados. Em solos de alta resistividade a diferença percentual entre os dois modelos é maior.

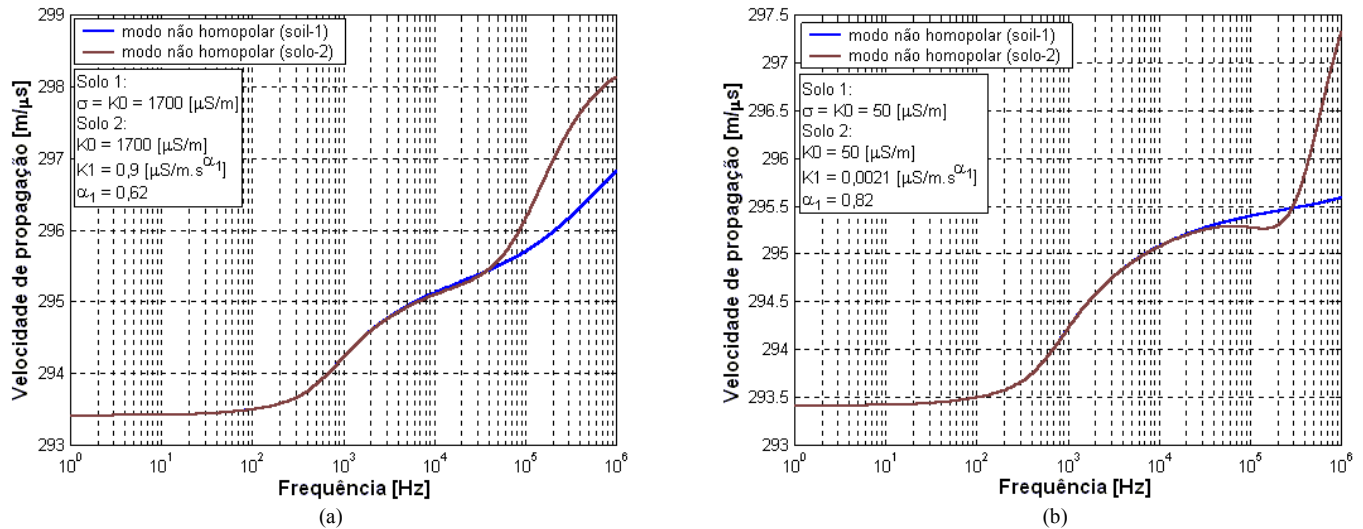


Figura 6.3. 12- Velocidade de propagação do modo não homopolar: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2 - alta resistividade

Na Figura 6.3.13 são apresentados os gráficos de erros percentuais em função da frequência, modo homopolar e não homopolar.

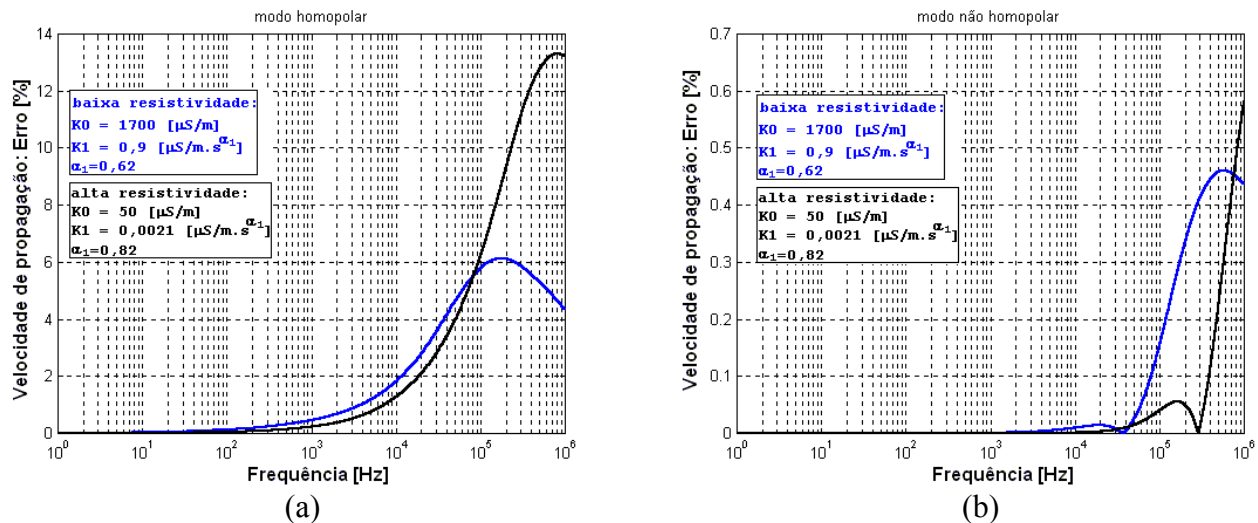


Figura 6.3. 13 - Erros velocidade de propagação, v: (a) modo homopolar; (b) modo não homopolar

Os erros percentuais atingem valores mais elevados no modo homopolar e solo de alta resistividade em alta frequência, acima de 100 kHz. Abaixo desse valor de frequência os erros percentuais não variam muito com a resistividade a baixa frequência.

O fator de atenuação dos modos de propagação homopolar (Figura 6.3.14) e não homopolar (Figura 6.3.15) foram calculados para 30, 50 e 300 km de linha, representando, por exemplo, a distância entre uma falta e o extremo da linha. De acordo com as Figuras 6.3.14 (a) e (b) a diferença entre os dois modelos de solos é significativa para frequências acima de 1000 Hz para distâncias curtas (30 e 50 km). Para longas distâncias mesmo quando o erro relativo é significativo, o fator de atenuação é muito baixo a partir de 10 kHz. Em distâncias curtas (30, 50 km) as discrepâncias entre os dois modelos de solo são consideráveis, e é maior em solos de alta resistividade. De acordo com este resultado, se um sinal com espectro de frequência perto de 10 kHz é aplicado a 30 km da extremidade da linha, a amplitude do sinal chega atenuada à outra extremidade da linha, com fator de atenuação de 0,6. No caso da modelagem do solo a parâmetros constantes esse resultado é incorreto, não apresentado nesta faixa de frequência, nenhuma atenuação.

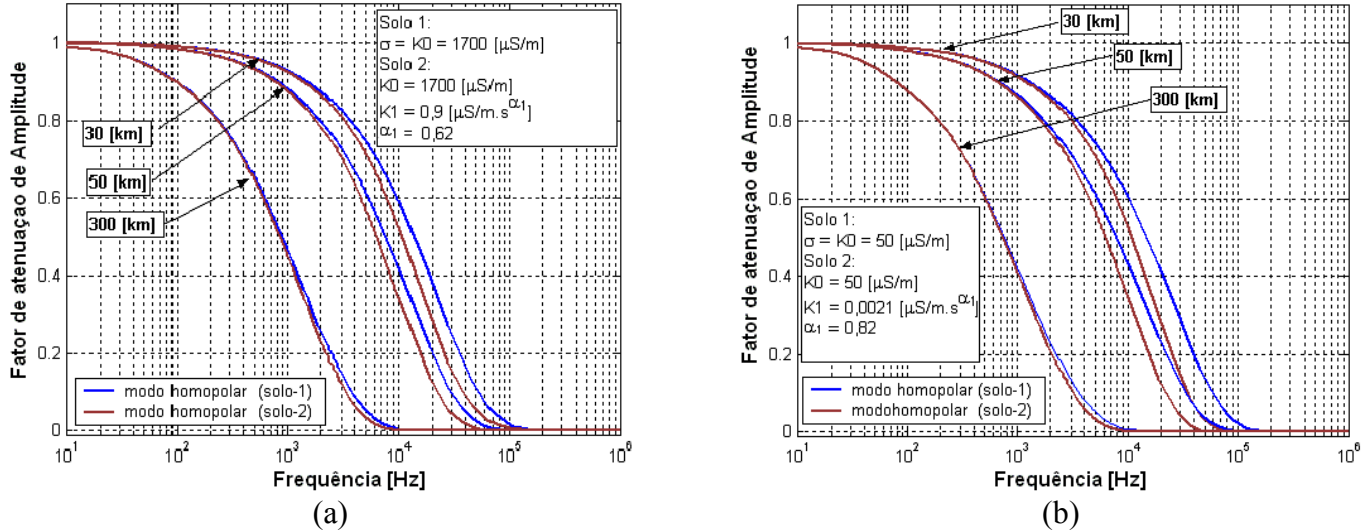


Figura 6.3. 14– Fator de atenuação (modo homopolar) para diversos comprimentos de linha:(a)

Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2- alta resistividade

Podemos observar que a atenuação no modo não homopolar é menos acentuada que no modo homopolar, porém as discrepâncias entre os dois modelos de solos é maior neste último caso, como pode ser observado nas Figuras 6.3.14 e 6.3.15.

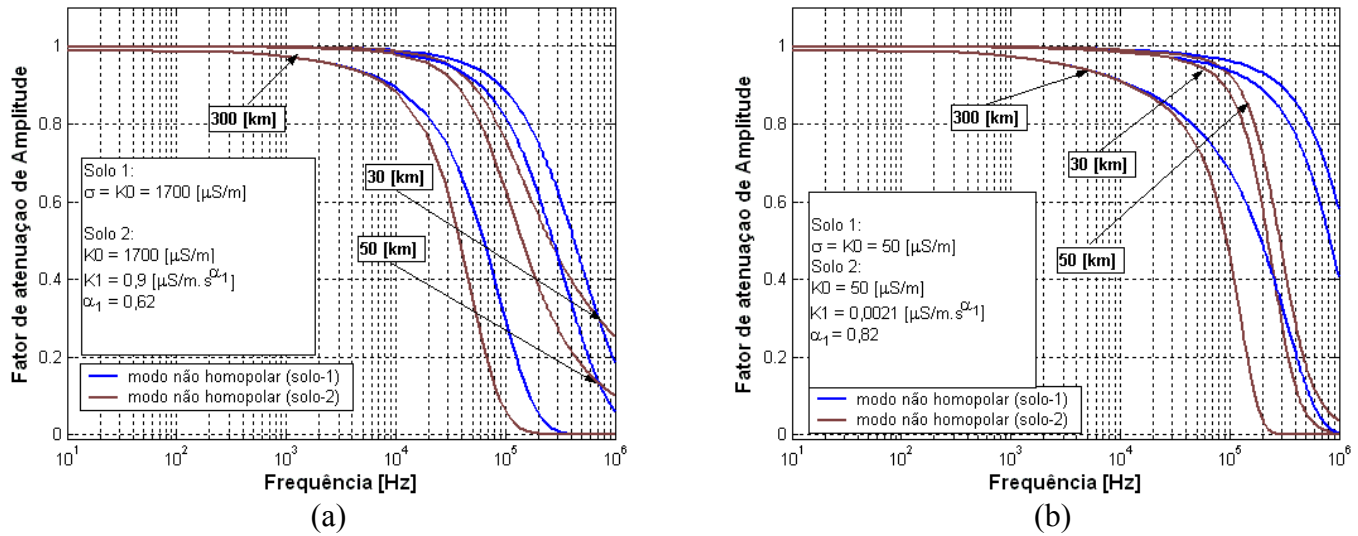


Figura 6.3. 15- Fator de atenuação (modo não homopolar) para diversos comprimentos de linha: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2 - alta resistividade

Na Figura 6.3.16 é feita uma comparação da função de transferência da linha ($|V_R|/|V_G|$) em vazio e sem compensação considerando dois casos distintos do modo não homopolar, a saber:

- Figura 6.3.16 (a) - Com os parâmetros da linha calculados na frequência de operação (60 Hz), considerando os parâmetros do solo constantes e independentes da frequência (solo 1), e considerando solo de alta resistividade e com dependência na frequência (solo 2), ambos os casos para 100 km de linha;
- Figura 6.3.16 (b) – A mesma simulação do caso anterior, com os parâmetros da linha calculados na frequência de operação (60 Hz), considerando os parâmetros do solo constantes e independentes da frequência (solo 1), e considerando solo de alta resistividade e com dependência na frequência (solo 2), comparando dois comprimentos de linha: 50 e 100 km.

A relação entre a tensão no terminal receptor (V_R) e o terminal gerador (V_G) numa linha em vazio e sem compensação, considerando o modelo a parâmetros distribuídos é dada por: $|V_R|/|V_G| = 1/\cosh(\gamma(\omega) \cdot l)$. Nota-se na Figura 6.3.16 (a) um deslocamento dos picos de ressonância quando se compara a resposta para o caso em que os parâmetros são calculados a 60 Hz, e considerando os parâmetros do solo constante (solo 1) e variável com a frequência (solo 2).

Comparando a resposta nos casos dos solos 1 e 2, nota-se que o sinal é atenuado (o que

não acontece com os parâmetros da linha calculados em 60 Hz). A diferença percentual entre os dois modelos pode ser significativa dependendo da frequência do sinal imposto. Embora haja picos de ressonância de amplitudes menores em relação ao caso 60 Hz, este resultado mostra claramente que o modelo a parâmetros constantes pode levar a erros consideráveis no caso de sintonia de ressonâncias. A Figura 6.3.16 (b), mostra a variação da atenuação em função do comprimento da linha e os picos de ressonância, comentados anteriormente.

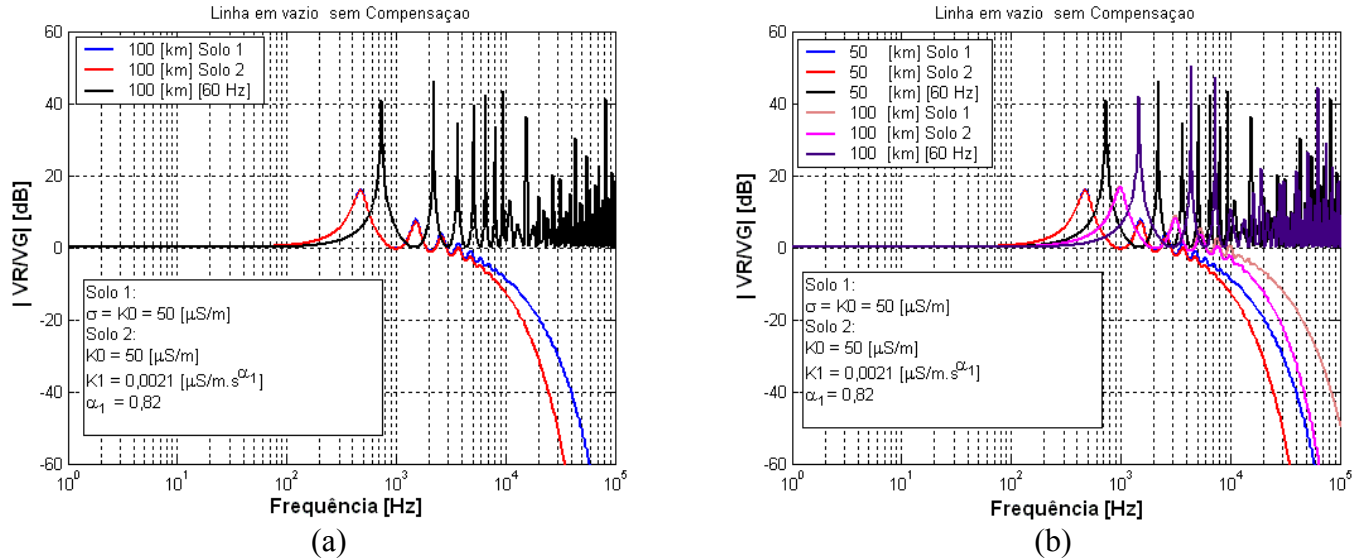


Figura 6.3. 16– Resposta no domínio da frequência : (a) 100 km de linha ; (b) 50 km, 100 km de linha sendo VR –tensão no receptor e VG - tensão no gerador

Nas Figuras 6.3.17 e 6.3.18, apresentamos a resposta da linha em função da frequência nos modos homopolar e não homopolar.

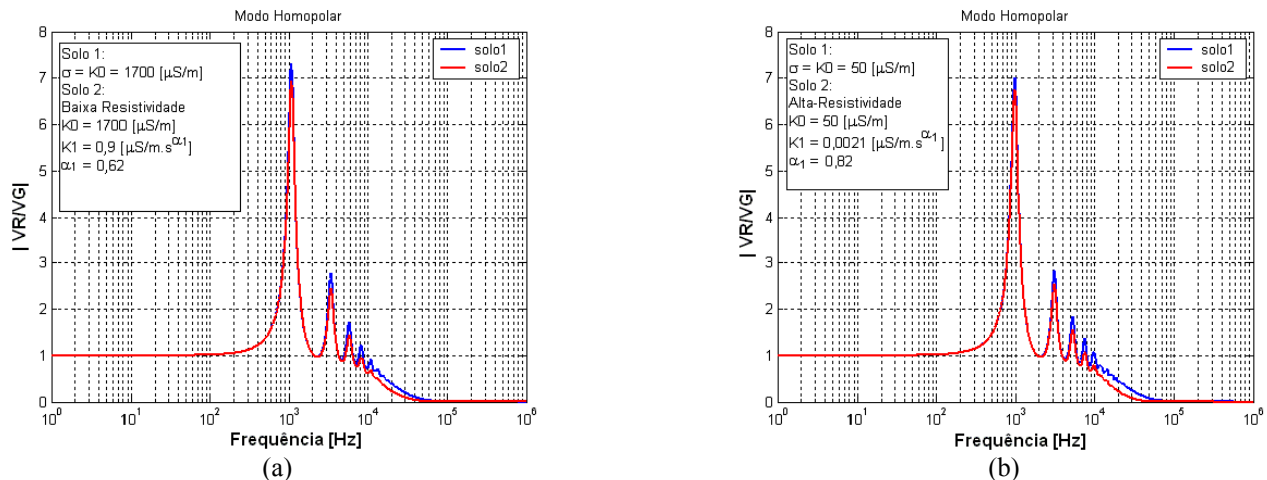


Figura 6.3. 17– Resposta no domínio da frequência no modo homopolar 50 km linha: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2- alta resistividade

Comparando os dois modelos de solos nos dois casos simulados. Verificamos que no modo homopolar os picos de ressonância são atenuados e podem chegar a no máximo 7 p.u. em ambos os casos, com que no caso 2 as respostas são mais atenuadas que no caso 1.

No modo não homopolar os picos de ressonância, são bem mais severos comparados com o modo homopolar, com valores extremamente elevados acima de 1 kHz. Os sinais são também mais atenuados no caso 2, acima de 1 kHz no modo homopolar. No modo não homopolar o caso de alta resistividade apresenta ressonância de maior amplitude acima de 10 kHz, como mostra a Figura 6.3.18 (b).

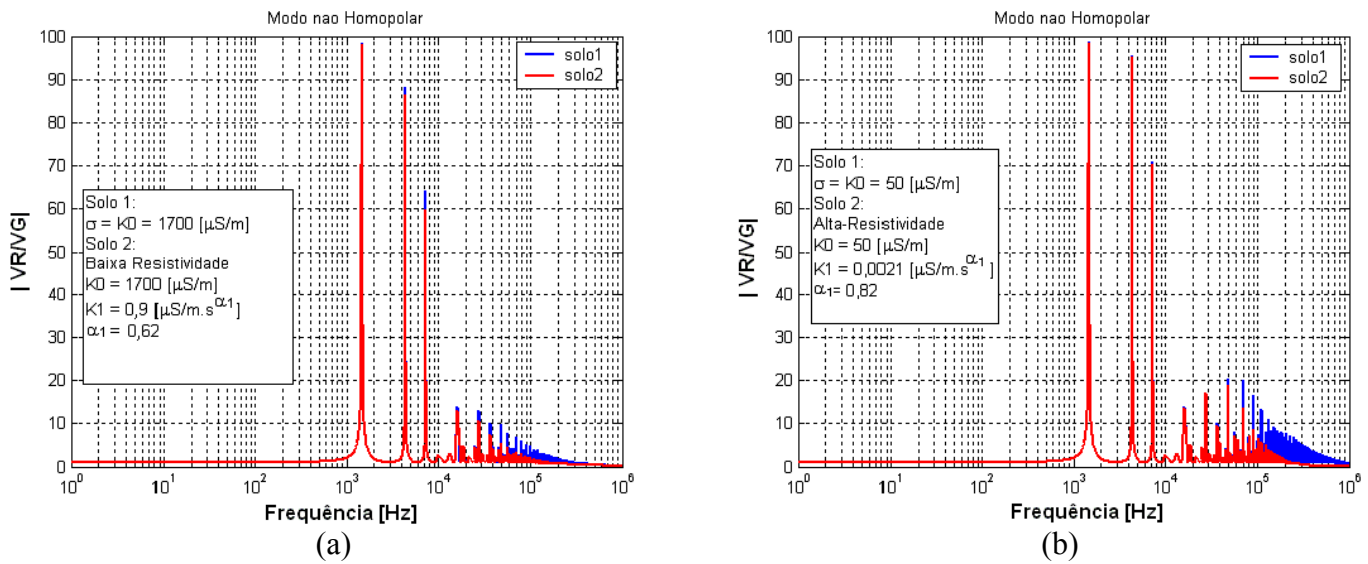


Figura 6.3. 18– Resposta no domínio da freqüência no modo não homopolar 50 km linha: (a) Caso 1- baixa resistividade; (b) Caso 2- alta resistividade

6.4 Considerações Finais

Neste capítulo apresentamos o estudo comparativo da influência do solo no cálculo de parâmetros (no domínio da freqüência) de uma linha de transmissão, levando em consideração a abordagem usual (resistividade constante), e dois tipos de solos considerados limítrofes de alta e baixa resistividade.

Investigamos a influência do solo nos parâmetros longitudinais, velocidade de propagação, fator de atenuação e função de transferência da linha em vazio e sem compensação. Nossos resultados mostram que no caso de linhas de transmissão, dependendo do tipo de análise a ser realizada é essencial levar em consideração o modelo correto do solo. A diferença entre os dois modelos de solos estudados é considerável para freqüência acima de

1 kHz no caso de alta resistividade e 10 kHz em solos de baixa resistividade. A diferença percentual entre o modelo usual e o modelo correto é maior em solos de alta resistividade.

Para a resposta em frequência ou função de transferência da linha, nota-se um deslocamento dos picos de ressonância quando se compara a resposta nos casos de resistividade constante e variável. Embora os picos de ressonância com o solo apropriadamente representado apresentem amplitudes menores, este resultado mostra claramente que o modelo a parâmetros constantes (parâmetros longitudinais calculados para 60 Hz com e solo com resistividade constante) pode levar a erros consideráveis no caso de transitórios que sintonizem as frequências de ressonância da linha real que não são corretamente identificadas pela representação a parâmetros constantes.

O efeito do solo pode também ser importante para a análise harmônica do sistema (projeto de filtros para atenuação e/ou rejeição de harmônicos) e conseqüentemente para estudos de qualidade de energia.

CAPÍTULO 7 – CONCLUSÕES

Neste trabalho são apresentados os resultados de medições de campo da condutividade e permissividade do solo em função da frequência. Foram coletadas amostras de solo na região de Cachoeira Paulista, SP, e os resultados obtidos com relação a dependência com a frequência, foram semelhantes e coerentes com resultados anteriormente medidos na região Amazônica. Devido a grande distância entre as referidas regiões analisadas, em torno de 2000 km, e como as regiões têm características geológicas distintas, pode-se concluir que os resultados obtidos representam corretamente o comportamento eletromagnético do solo. Além disso, o método de medição proposto mostrou-se adequado.

O procedimento de medida foi cuidadosamente registrado através de fotografias de todo o processo de extração das amostras, identificando problemas que podem surgir nas amostras que descaracterizariam as medições. As amostras defeituosas devem ser descartadas para não perturbar a geração do modelo matemático. O tratamento das amostras para posterior medição em bancada foi detalhado e registrado.

O processo de medição dos parâmetros foi descrito e aplicado, e os resultados obtidos foram apresentados ao longo do texto e nos anexos. Todo o material resultante do ensaio de Cachoeira Paulista foi consolidado na presente dissertação.

Devido ao alto nível de ruído encontrado nos sinais medidos foi necessário aplicar métodos para filtrar numericamente os sinais. O nível de ruído encontrado foi devido a restrições do processo de medida, inerentes as amostras de solo, mas poderia ter sido minimizado através do uso de amplificador associado ao gerador de sinal.

Foram utilizadas duas técnicas para tratamento numérico, sendo elas, extração da senoide a frequência fundamental do sinal através da análise harmônica e o uso de filtros. As duas técnicas se mostraram adequadas e de fácil implementação, tendo-se optado por utilizar a técnica de extração da senoide a frequência fundamental. A técnica de filtragem causa uma defasagem nos sinais, que não distorce o resultado por defasar ambos os sinais de forma igual, e foi utilizada de forma complementar à análise harmônica.

Como explicado anteriormente, as medições foram realizadas em duas etapas, sendo que na primeira etapa não foi possível salvar os sinais medidos nos ensaios. Os resultados da primeira etapa foram obtidos dos sinais ruidosos e não puderam ser tratados numericamente,

apresentando grande dispersão entre si e em relação aos resultados da segunda etapa, exceto com relação ao parâmetro α_1 .

Na segunda etapa o procedimento de medição em bancada foi melhorado, tentando-se minimizar os ruídos dos sinais medidos. Além disso, foi possível salvar os sinais medidos para posterior tratamento numérico. O ruído surgia para frequência do sinal injetado abaixo de 200 kHz, e aumentava a medida que a corrente diminuía. As técnicas de análise harmônica e filtragem foram fundamentais para obtenção de resultados confiáveis e aderentes ao modelo proposto.

As amostras de solo de Cachoeira Paulista possuem condutividade a baixa frequência elevada quando comparados aos resultados de medição de amostras da região Amazônica, variando de 743,5 a 5800 $\mu\text{S/m}$. O efeito de variação com a frequência, para o solo analisado começa a ser significativo para frequências acima de 10 kHz. Os parâmetros do solo analisado são coerentes e encontram-se dentro dos valores limites obtidos nas 68 amostras coletadas na Região Amazônica.

O efeito do modelo de solo foi analisado no cálculo de parâmetros de uma linha de transmissão real de 440 kV, simples, considerada idealmente transposta, para identificar faixas de frequência onde a correta representação do solo é importante.

Nesta etapa do trabalho, foram utilizados dois solos com características limites, uma resistividade a baixa frequência baixa, e outro com resistividade a baixa frequência elevada.

No Capítulo 5, apresentamos o estudo das contribuições do solo na matriz primitiva, necessário para uma melhor compreensão de como as impedâncias de cada um dos condutores são afetadas pelo aumento da frequência e pelo solo, tendo em conta, a sua localização na silhueta da torre. Atualmente com o aumento da demanda de energia nos grandes centros consumidores é cada vez mais comum estudos que visam o aumento da capacidade de transmissão das estruturas já existentes, o que acarreta o conhecimento do comportamento dos parâmetros em função da frequência e da geometria da linha.

Com o estudo comparativo do efeito do modelo de solo, considerando a variação da condutividade e permissividade com a frequência nos parâmetros longitudinais de uma linha de transmissão de energia, foi possível chegarmos às seguintes conclusões:

- Nossos resultados revelam que dependendo do estudo é necessário considerar o modelo de solo com variação na frequência.

- A diferença entre os dois modelos de solos estudados é importante para frequências em geral acima de 1 kHz no caso de alta resistividade e 10 kHz em solos de baixa resistividade.

A diferença percentual entre o modelo usual e o modelo proposto, que representa as características dominantes do comportamento eletromagnético do solo, é maior em solos de alta resistividade.

Especificamente podemos resumir:

- O erro percentual da resistência do modo homopolar atinge valor máximo de 55 % em 100 kHz no caso de baixa resistividade e de 85 % em 300 kHz no caso de solo de alta resistividade a baixa frequência.
- Analisando a resistência do modo homopolar a diferença entre as modelagens de solo resulta num erro máximo de 20 % em 15 kHz no caso de baixa resistividade e de 45 % a 100 kHz para solo de alta resistividade.
- Com relação às indutâncias a diferença para solos de alta e baixa resistividade é importante acima de 1 kHz, cresce com a frequência e é mais acentuada para solos de alta resistividade.
- A constante de propagação tem variação semelhante a da resistência para ambos os modos (homopolar e não homopolar), sendo que o erro percentual é mais importante para o caso de solo com alta resistividade, como ocorreu com a resistência.
- A diferença da constante de fase entre os dois modelos de solo não é muito significativa. Os erros percentuais no modo homopolar são maiores, mas não ultrapassa 20 %. No modo não homopolar a diferença entre os modelos não ultrapassa 0,6 %.
- Como a velocidade de propagação é muito próxima da constante de fase, as mesmas conclusões podem ser aplicadas com pequena variação numérica. As diferenças percentuais entre os modelos para o modo homopolar atinge um valor máximo de 13 % para solos de alta resistividade e de 6 % para solos de baixa resistividade. Para o modo não homopolar as diferenças foram menores que 6 %, para toda a faixa de frequência analisada e ambos os solos.

Outro parâmetro importante analisado foi o fator de atenuação, avaliado para diferentes trechos de linha, representando a injeção de um sinal afastado de um terminal da linha. Podemos resumir:

- A diferença entre os dois modelos de solo é significativa para frequência acima de 1000 Hz para trechos curtos (30 e 50 km), e é maior para solos de alta resistividade.
- Para trechos maiores (300 km), mesmo quando o erro relativo é importante, o fator de atenuação é muito baixo a partir de 10 kHz, indicando que o sinal já não é mais significativo.
- Se um sinal com espectro de frequência na região de 10 kHz é injetado a 30 km do extremo da linha, a amplitude do sinal chega atenuada na extremidade da linha, com fator de atenuação de 0,6. No caso da modelagem tradicional do solo não surge esta atenuação.
- A atenuação no modo não homopolar é menor do que no modo homopolar, porém a diferença entre os dois modelos de solo é maior neste modo de propagação. Esta diferença, contudo, é mais importante para frequências acima de 10 kHz, na região de 100 kHz. Não seria importante para transitórios de manobra, mas sim, para transitórios rápidos.

Foi analisada também a resposta dos modos de uma linha suposta em vazio. Foi variada a representação da linha, representada através de parâmetros constantes calculados a 60 Hz, com os parâmetros variando em função da frequência com o modelo de solo tradicional e o modelo de solo proposto. Os principais resultados observados foram:

- Para a resposta em frequência ou função de transferência da linha, nota-se um deslocamento dos picos de ressonância quando se compara a resposta nos casos de parâmetros de linha calculados a 60 Hz e parâmetros variando com a frequência para os dois modelos de solo.
- Embora os picos de ressonância com o solo apropriadamente representado apresentem amplitudes menores, este resultado mostra claramente que o modelo a parâmetros constantes pode levar a erros consideráveis no caso de transitórios que sintonizem as frequências de ressonância da linha real que não são corretamente identificadas pela representação a parâmetros constantes.

- O efeito do solo pode também ser importante para a análise harmônica do sistema (projeto de filtros para atenuação e/ou rejeição de harmônicos) e conseqüentemente para a qualidade de energia.

Comparando-se a resposta para o caso com parâmetros calculados a 60 Hz e considerando parâmetros do solo constante (solo 1) e parâmetros do solo variando com a frequência:

- O sinal injetado é atenuado e a diferença percentual entre as linhas representadas pelos dois modelos de solo pode ser significativa, dependendo da frequência do sinal imposto.

Trabalhos Futuros

A seguir são apresentados alguns tópicos que deverão ser desenvolvidos, dando continuidade a presente pesquisa:

- Identificação e simulação de transitórios de manobra e aplicação de falta que evidencie a necessidade da representação correta do modelo de solo.
- Implementação e avaliação da influência do retorno pelo solo nos parâmetros transversais e reavaliação do efeito do solo na linha, considerando as formulações completas de Carson na forma integral.
- Levantamento dos parâmetros do solo em baixa frequência e no domínio da frequência de um local específico e estudo comparativo da influência da variação da frequência do modelo do solo no comportamento transitório de uma malha de aterramento submetida a correntes impulsivas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Liu ,Y., Zitnik, M. Thottappillil, R., “An Improved Transmission-Line Model of Grounding System” *IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility*, VOL. 43, NO. 3, Agosto 2001.
- [2] Gupta , B. G., Thapar B., “Impulse impedance of grounding grids”, *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-99, pp. 2357–2362, Nov./Dez. 1980.
- [3] Ramamoorthy, M., Narayanan, M. M. B., Parameswaran S., “Transient performance of grounding grids”, *IEEE Transactions On Power Delivery*, vol. 4, pp. 2053–2059, Out. 1989.
- [4] Gery, A., “Behaviour of grounding systems excited by Hight impulse currents ”, *IEEE Transactions On On Power Delivery*, VOL. 14, NO. 3, Julho, 1999.
- [5] Portela, C., “Grounding Requirement to Assure People and Equipment Safety Against Lightning”, *Anais do IEEE 2000 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 969-974, Agosto, 2000, Washington DC, EUA.
- [6] Portela, C., “Frequency and Transient Behavior of Grounding Systems I- Physical and Methodological Aspects”, *Anais do 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp 380-384, Agosto 1997, EUA.
- [7] Portela, C., “Frequency and Transient Behavior of Grounding Systems - II Practical Application Examples”, *Anais do 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp 380-384, Agosto 1997, EUA.
- [8] Portela, C., “Statistical Aspects of Soil Electromagnetic Behavior in Frequency Domain”, *Anais do Ground 2000 - International Conference on Grounding and Earthing*, pp. 99 - 104, Junho, 2000, Belo Horizonte, Brasil.
- [9] Portela, C., “Measurement and Modeling of Soil Electromagnetic Behavior”, *Anais do IEEE 1999 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, IEEE Institute of Electrical and Electronic Engineers - EMC Society, pp. 1004-1009, Agosto 1999, EUA.
- [10] Jin-Liang HE, “Surge breakdown properties of soil” *Proceedings of 1998 Asian International Symposium on electrical Insulating Materials*, Toyohashi, Japão, Set. 27-30, 1998.

-
- [11] Nogueira, P., “Influência da estratificação do solo na impedância impulsiva de aterramento de linhas de transmissão”, Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, 1998.
- [12] Fucks, R. D., “Transmissão de Energia Elétrica: Linhas Aéreas; Teoria das linhas em regime permanente”, Livros técnicos e Científicos, Itajubá, EFEI, 1977.
- [13] D’ Juz, A., Resende, F. M., Salgado, F. M. S., Nunes I. G., Amon Filho, J., Dias L. E. N., Pereira, M.P., Kastrup Filho, O. Moraes, S. de A. “Transitórios Elétricos e Coordenação de Isolamento-Aplicação em Sistemas Elétricos de Alta Tensão”, FURNAS/UFF, 1987.
- [14] Tavares, MCD, “Modelo de LT polifásica utilizando quase-modos”, Tese de Doutorado, UNICAMP, 1998.
- [15] Carson , J.R., “Wave propagation in verhead wires with ground return,” Bell System Technical Journal, vol. 5,pp. 539–554, 1926.
- [16] Deri, A., Tevan, G., Semlyen, A. and Castanheira, A., “The Complex Ground Return Plane, a Simplified Model for Homogeneous and Multi-layer Earth Return”, IEEE Trans. PAS, vol. 100, no. 8, pp 3686-3693, 1981.
- [17] Dubanton, C. “Calcul Aproche des Parameters Primaires et secondaires d’une ligne de transport. Valeurs homopolaires”, EDF Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, 1976.
- [18] Curtis, J., “A Durable Laboratory Apparatus for measurements of soil electrical properties” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 50, nº5, Out., 2001.
- [19] Abramowitz, M., Stegun I., “Handbook of Mathematical Functions”, National Bureau of Standards, 1964.
- [20] Brigham, E. Oran, “The Fast Fourier Transform ” ed. Printide hall Inc., New Jersey, 1974.
- [21] Cooley, J. W.; Tukey, J. W. “An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series”, Math of Computation, vol. 19, pp. 297-301, 1965.
- [22] Kuc, R. Introduction to Digital Signal Processing, McGraw Hill Book Co., New York, 474 pp., 1982.

-
- [23] Arruda, C. K. da Costa, “Modelagem de linhas de transmissão para análise de comportamento quanto a descargas atmosféricas”, Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2003.
- [24] Hanselman, D., Littlefield, B., “MATLAB: Curso Completo”, ed. Prentice Hall do Brasil, São Paulo, 2003.
- [25] Santiago, N., “Linhas Aéreas de Transmissão”, UFRJ, 1983.
- [26] A. Budner, “Introduction of Frequency-Dependent Line Parameters into the Electromagnetic Transients Program”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-89, n o 1, pp. 88-97, Jan. 1970.
- [27] Portela, C. M., Tavares, M. C., “Six-Phase Transmission Line— Propagation Characteristics and New Three- phase Representation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, n o 3, pp. 1470-1483, Jul. 1993.
- [28] Wedepohl, L. M., Nguyen, H. V., Irwin, G. D., “Frequency-Dependent Transformation Matrices for Untransposed Transmission Lines Using Newton-Raphson Method”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol.11, n o 3, pp.1538-1546, Aug. 1996
- [29] Morton, A., Morison, R. E. “Medium-frequency Modelling of Transmission Systems: Application to Traction Systems”, Centre for Electrical Power Engineering, Monash University, EUA, 1999.
- [30] Paul, C. R., “Decoupling the Multiconductor Transmission Line Equations”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Theory*, vol. 44, n o 1, pp.1429-39, Agosto, 1996.
- [31] Portela, C., Tavares, M.C., and Pissolato, J., “Accurate Representation of Soil Behaviour for Transient Studies” – IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol. 150/6, pp 734-744, Nov. 2003.
- [32] Portela, C., Tavares, M.C., Pissolato, J. and Gertrudes J., “Influence of Earth Conductivity and Permittivity Frequency Dependence in Electromagnetic Transient Phenomena – More Measurements Results in New Sites” Proceedings 27th International Conference on Lightning Protection, pp 385-390, Setembro de 2004, Avignon-França.

ANEXO A:

TABELAS DE MEDIDAS E SINAIS DE TENSÃO VR E VE

A1 – TABELAS DE MEDIDAS DE CAMPO

Tabela A1. 1- Medidas de campo da amostra 1

Freq [Hz]	VE[mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μs]	ϕ [°]	σ [$\mu S/m$]	$\omega \epsilon$ [$\mu S/m$]
1000	664,00	1,700000	0,036957	0,0000000	0,00000	1669,72	0,00000
1585	678,00	1,180000	0,025652	0,0000000	0,00000	1131,71	0,00000
2500	691,00	1,180000	0,025652	16,000000	14,4689	1078,38	1611,82
3980	218,00	1,800000	0,039130	10,000000	14,3324	5217,32	846,729
6300	265,00	2,100000	0,045652	8,0000000	18,1723	4910,40	1260,80
10000	898,00	2,420000	0,052609	8,0000000	28,8012	1540,12	846,729
15000	985,00	3,200000	0,069565	6,4000000	36,5177	1702,77	1260,80
25000	1070,00	3,770000	0,081957	3,2000000	28,9384	2010,94	1111,86
40000	1094,00	4,580000	0,099565	3,8000000	54,4641	1586,89	2221,79
63000	1047,00	7,030000	0,152826	2,6000000	59,0612	2251,33	3755,92
100000	949,50	8,125000	0,176630	1,6800000	60,4839	2749,45	4856,46
160000	840,00	9,410000	0,204565	1,2000000	68,4721	2680,93	6796,23
240000	718,00	12,00000	0,260870	0,8000000	72,3476	3305,28	10386,6
400000	602,00	15,30000	0,332609	0,5500000	78,8313	3210,58	16261,3
630000	472,00	20,40000	0,443478	0,3500000	79,5071	5133,26	27715,8
1000000	391,00	28,50000	0,619565	0,2050000	73,8000	13262,4	45649,5
2000000	298,00	40,90000	0,889130	0,1040000	74,8800	23347,9	86411,1

Tabela A1. 2- Medidas de Campo: Amostra 2

Freq [Hz]	VE [mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μs]	ϕ [°]	σ [$\mu S/m$]	$\omega \epsilon$ [$\mu S/m$]
2500	475,000	2,800000	0,060870	0,000000	0,000000	3844,3936	0,00000000
4000	475,000	3,000000	0,063830	0,000000	0,000000	4031,3550	0,00000000
6300	470,00	2,600000	0,055319	0,000000	0,000000	3531,0095	0,00000000
10000	460,00	2,700000	0,057447	0,000000	0,000000	3746,5310	0,00000000
15000	865,00	2,310000	0,049149	0,000000	0,000000	1704,5874	0,00000000
25000	845,00	3,000000	0,063830	0,000000	0,000000	2266,1463	0,00000000
40000	420,00	2,800000	0,059574	0,400000	5,760000	4233,8341	427,071127
63000	390,00	2,870000	0,061064	0,800000	18,14400	4463,6573	1462,74309
100000	1070,00	10,78000	0,229362	0,900000	32,35098	5432,5673	3441,09566
160000	649,00	10,00000	0,212766	0,920000	52,99200	5920,0065	7853,83214
250000	592,00	3,200000	0,068085	0,720000	64,80000	1469,0487	3121,88747
400000	507,00	8,370000	0,178085	0,440000	63,36000	4724,8741	9418,92575
630000	420,00	12,66000	0,269362	0,300000	68,04000	7195,0206	17844,1575
1000000	353,00	14,37000	0,305745	0,212000	76,32000	6145,1822	25246,8471
2000000	281,00	19,37000	0,412128	0,102000	73,44000	12540,675	42174,3781

Tabela A1. 3- Medidas de Campo: Amostra 3

Freq [Hz]	VE [mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μs]	ϕ [$^{\circ}$]	σ [$\mu S/m$]	$\omega \epsilon$ [$\mu S/m$]
2500	614,00	0,7000000	0,0152174	0,00000	0,0000000	743,52075	0,00000000
4000	582,00	0,8000000	0,0170213	0,00000	0,0000000	877,38539	0,00000000
6300	586,50	1,0000000	0,0212766	0,00000	0,0000000	1088,3169	0,00000000
10000	555,50	1,3000000	0,0276596	0,00000	0,0000000	1493,7664	0,00000000
15000	485,50	1,9000000	0,0404255	6,00000	32,400000	2109,1085	1338,48094
25000	439,50	2,2000000	0,0468085	6,00000	54,000000	1878,0445	2584,90652
40000	360,50	2,2000000	0,0468085	3,00000	43,200000	2839,5508	2666,51571
63000	284,50	3,5400000	0,0753191	2,50000	56,700000	4360,4849	6638,20377
100000	243,50	3,5000000	0,0744681	1,60000	57,600000	4916,0569	7746,46618
160000	210,00	3,5000000	0,0744681	0,90000	51,840000	6572,9746	8364,77055
250000	174,50	4,0000000	0,0851064	0,70000	63,000000	6642,5483	13036,7351
400000	141,50	4,3000000	0,0914894	0,50000	72,000000	5994,0143	18447,6792
630000	121,65	4,1500000	0,0882979	0,34000	77,112000	4856,8393	21226,5021
1000000	138,50	9,5300000	0,2027660	0,21600	77,760000	9311,4422	42922,0303
2000000	114,00	10,470000	0,2227660	0,11200	80,640000	9534,2168	57842,1155

Tabela A1. 4- Medidas de Campo: Amostra 4

Freq [Hz]	VE [mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μs]	ϕ [$^{\circ}$]	σ [$\mu S/m$]	$\omega \epsilon$ [$\mu S/m$]
1000	758,00	6,0000000	0,152174	0,000000	0,0000000	6022,7142	0,00000000
2500	750,00	5,0000000	0,130435	0,000000	0,0000000	5217,3913	0,00000000
4000	731,50	6,0000000	0,12766	0,000000	0,0000000	5235,5260	0,00000000
6300	732,50	7,0000000	0,148936	0,000000	0,0000000	6099,7749	0,00000000
10000	722,50	8,0000000	0,170213	1,000000	3,6000000	7053,7117	443,781924
15000	699,00	7,0000000	0,148936	1,000000	5,4000000	6363,7419	601,55072
25000	705,00	7,0000000	0,148936	1,000000	9,0000000	6259,6817	991,436175
40000	685,00	7,0000000	0,148936	1,000000	14,400000	6317,8277	1622,14245
63000	638,00	7,2000000	0,153191	0,560000	12,700800	7027,1059	1583,72982
99849	602,00	7,4000000	0,157447	0,700000	25,200000	7099,4418	3340,74372
160000	520,00	7,1000000	0,151064	0,640000	36,864000	6972,7150	5228,41487
250000	457,50	8,3000000	0,176596	0,540000	46,656000	7948,2796	8421,54272
400000	376,00	9,6800000	0,205957	0,430000	61,920000	7734,9718	14498,4932
630000	314,00	8,4000000	0,178723	0,280000	63,504000	7617,9770	15281,9697
1000000	267,00	14,200000	0,302128	0,230000	82,800000	4254,6783	33679,2464
2000000	233,00	18,900000	0,402128	0,098000	70,560000	17232,096	48824,3662

Tabela A1. 5- Medidas de Campo: Amostra 1(segunda etapa)

Freq [Hz]	VE [mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μs]	ϕ [$^{\circ}$]	σ [$\mu S/m$]	$\omega \epsilon$ [$\mu S/m$]
1000	697,00	11,000000	0,110000	0,00000	0	4734,5768	0
2500	679,00	11,000000	0,110000	0,00000	0,00000	4860,0884	0,00000000
4000	675,00	12,000000	0,120000	3,00000	4,32000	5318,1808	401,742963
6300	670,00	12,000000	0,120000	3,00000	6,80400	5335,2926	636,572902
10000	679,00	12,300000	0,123000	2,00000	7,20000	5391,6101	681,118751
15000	666,00	12,200000	0,122000	1,40000	7,56000	5447,7266	723,011343
25000	679,00	13,000000	0,130000	1,06000	9,54000	5664,3056	951,945330
40000	638,00	14,000000	0,140000	0,48000	6,91200	6535,2274	792,238224
63000	606,00	13,800000	0,138000	0,55000	12,47400	6670,4153	1475,62008
99849	538,00	13,300000	0,133000	0,55000	19,80000	6977,9076	2512,20130
160000	479,00	12,900000	0,129000	0,52600	30,29760	6975,8300	4075,95395
250000	370,00	12,000000	0,120000	0,47000	40,60800	7386,6204	6332,88868
400000	248,00	11,000000	0,110000	0,37400	53,85600	7848,3670	10745,4543
630000	203,00	12,100000	0,121000	0,26600	60,32880	8851,8709	15537,1233
1000000	153,00	11,900000	0,119000	0,18400	66,24000	9401,1502	21355,6274
2000000	131,00	20,500000	0,205000	0,10900	78,48000	9375,6976	46000,8288

Tabela A1. 6- Medidas de Campo: Amostra 2 (segunda etapa)

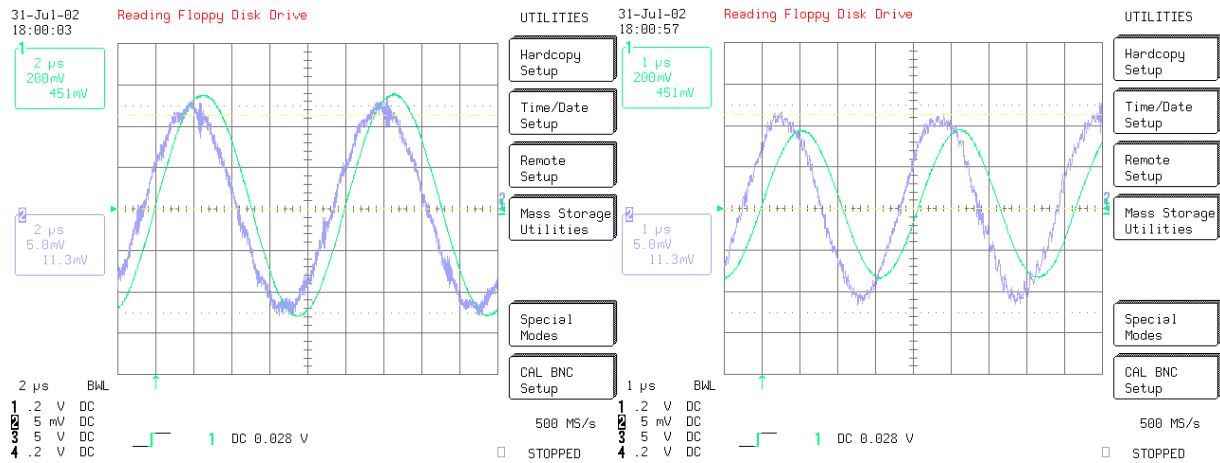
Freq [Hz]	VE [mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μs]	ϕ [$^{\circ}$]	σ [$\mu S/m$]	$\omega \epsilon$ [$\mu S/m$]
1000	700,00	2,70000000	0,027000	0,000000	0,0000000	1157,1429	0,00000000
2500	734,00	2,90000000	0,029000	0,000000	0,0000000	1185,2861	0,00000000
4000	734,00	2,90000000	0,029000	0,000000	0,0000000	1185,2861	0,00000000
6300	688,00	2,50000000	0,025000	7,700000	17,463600	1039,8704	327,143724
10000	634,00	2,60000000	0,026000	6,100000	21,960000	1141,0209	460,075994
15000	556,00	2,70000000	0,027000	4,000000	21,600000	1354,5305	536,296561
25000	465,00	2,90000000	0,029000	4,400000	39,600000	1441,6054	1192,59972
40000	367,00	3,28000000	0,032800	2,800000	40,320000	2044,2600	1734,88574
63000	273,00	2,80000000	0,028000	1,880000	42,638400	2263,5178	2084,21278
99849	210,00	3,15000000	0,031500	1,400000	50,400000	2868,4080	3467,30959
160000	156,00	3,40000000	0,034000	1,000000	57,600000	3503,4829	5520,60567
250000	138,00	4,50000000	0,045000	0,928000	80,179200	1668,5924	9639,25477
400000	126,00	4,36000000	0,043600	0,600000	86,400000	651,82539	10360,4679
630000	102,50	3,42000000	0,034200	0,378000	85,730400	745,22264	9981,97678
1000000	73,000	6,63000000	0,066300	0,200000	72,000000	8419,6548	25913,0330
2000000	76,000	13,2000000	0,132000	0,110000	79,200000	9763,5527	51182,3357

Tabela A1. 7- Medidas de Campo: Amostra 3 (segunda etapa)

Freq [Hz]	VE [mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μs]	ϕ [$^{\circ}$]	σ [$\mu S/m$]	$\omega \epsilon$ [$\mu S/m$]
1000	650,00	3,830000	0,0383000	0,0000000	0,00000000	1767,6923	0,00000000
2500	640,00	3,435000	0,0343500	0,0000000	0,00000000	1610,1563	0,00000000
4000	670,00	3,595000	0,0359500	0,0000000	0,00000000	1609,7015	0,00000000
6300	595,00	3,750000	0,0375000	0,0000000	0,00000000	1890,7563	0,00000000
10000	580,00	3,595000	0,0359500	7,2800000	26,2080000	1668,3218	821,205471
15000	550,00	3,670000	0,0367000	7,1600000	38,6640000	1563,0659	1250,64026
25000	472,00	3,670000	0,0367000	3,7700000	33,9300000	1935,4277	1302,02493
40000	403,00	3,830000	0,0383000	3,2900000	47,3760000	1930,7313	2097,89008
63000	322,00	4,600000	0,0460000	2,6400000	59,8752000	2150,9364	3706,86113
99849	254,50	3,905000	0,0390500	1,7000000	61,2000000	2217,5813	4033,76533
160000	201,50	4,455000	0,0445500	1,1700000	67,3920000	2549,7914	6123,07062
250000	165,65	4,765000	0,0476500	0,8300000	71,7120000	2707,9261	8193,76817
400000	130,50	5,935000	0,0593500	0,4900000	70,5600000	4540,8828	12865,8594
630000	117,95	7,420000	0,0742000	0,3600000	81,6480000	2741,2960	18672,2498
1000000	95,00	8,400000	0,0840000	0,1900000	68,4000000	9764,9881	24663,5447
2000000	98,50	16,64000	0,1664000	0,1000000	72,0000000	15661,044	48199,7374

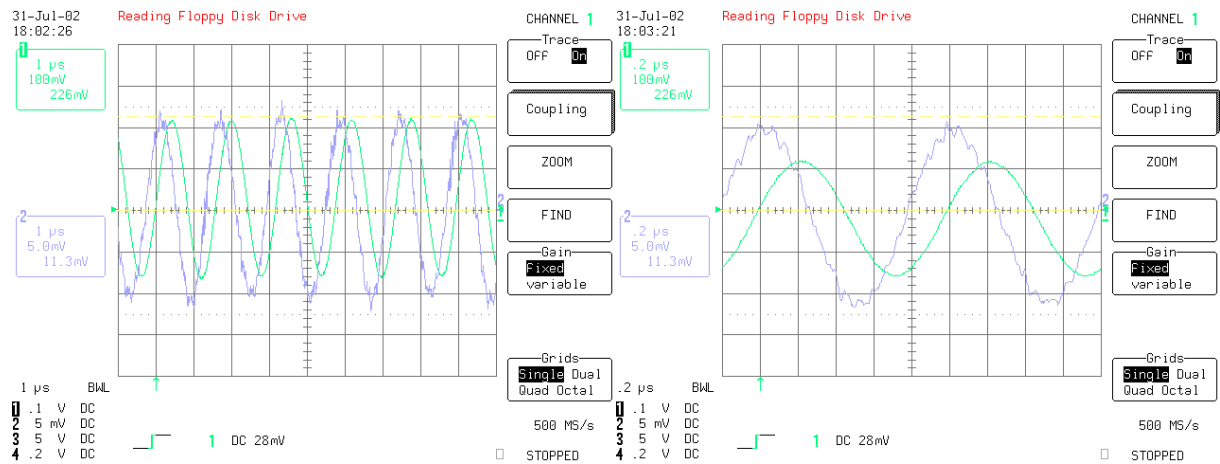
Tabela A1. 8- Medidas de Campo: Amostra 4 (segunda etapa)

Freq [Hz]	VE [mV]	VR [mV]	I [mA]	Δt [μs]	ϕ [$^{\circ}$]	σ [$\mu S/m$]	$\omega \epsilon$ [$\mu S/m$]
1000	528,00	5,8000000	0,058000	0,0000000	0,0000000	3295,454545	0,00000000
2500	500,00	5,2350000	0,052350	0,0000000	0,0000000	3141,000000	0,00000000
4000	484,50	5,2350000	0,052350	0,0000000	0,0000000	3241,486068	0,00000000
6300	462,50	4,8500000	0,048500	4,7000000	10,659600	3091,657830	581,917313
10000	472,00	5,0000000	0,050000	4,8000000	17,280000	3034,527155	943,988077
15000	453,00	5,0000000	0,050000	4,1000000	22,140000	3067,105136	1247,91725
25000	444,00	5,2300000	0,052300	2,1000000	18,900000	3343,261099	1144,65412
40000	387,50	5,8000000	0,058000	1,8000000	25,920000	4038,619710	1962,79080
63000	353,00	5,3100000	0,053100	1,5000000	34,020000	3740,356450	2524,80237
99849	286,00	5,3100000	0,053100	1,3000000	46,800000	3812,879510	4060,30428
160000	226,50	5,3900000	0,053900	1,1600000	66,816000	2810,547488	6562,55925
250000	183,00	5,4500000	0,054500	0,7900000	68,256000	3309,849067	8298,72708
400000	141,40	6,2500000	0,062500	0,5400000	77,760000	2811,268254	12958,8241
630000	116,40	7,6500000	0,076500	0,3200000	72,576000	5903,916626	18811,8031
1000000	93,750	8,4500000	0,084500	0,2100000	75,600000	6724,574549	26190,4887
2000000	98,450	17,800000	0,178000	0,1000000	72,000000	16761,30777	51586,0010



Amostra 1: 240 kHz

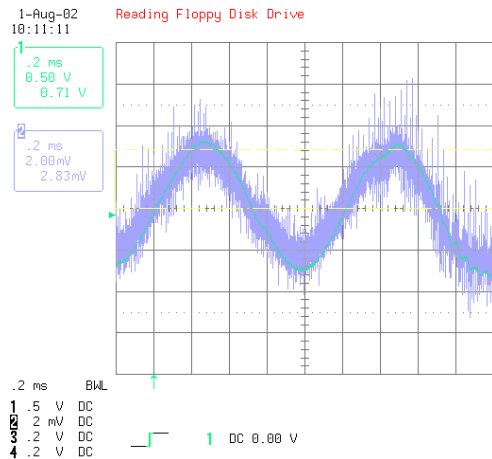
Amostra 1: 630 kHz



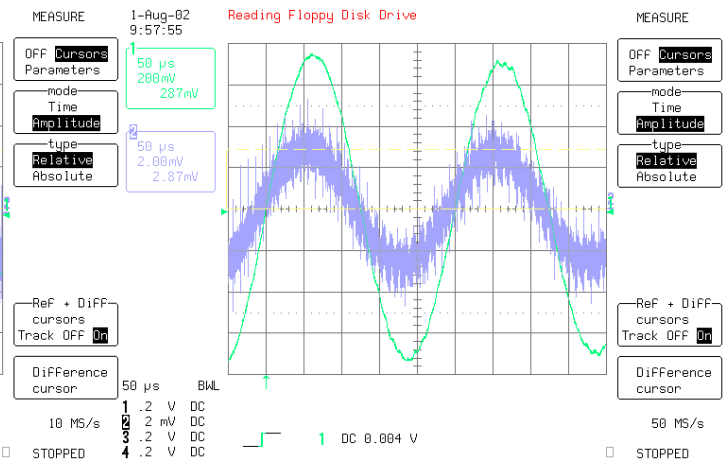
Amostra 1: 1 MHz

Amostra 1: 2 MHz

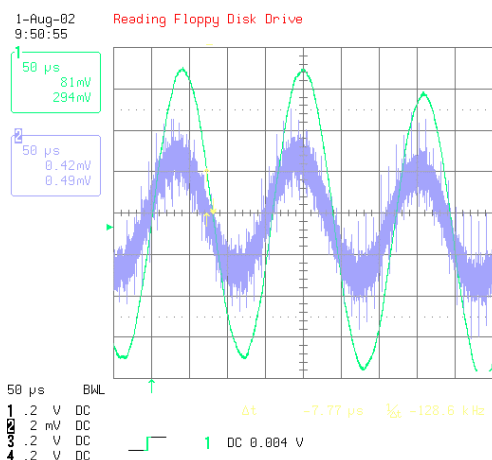
A2.2 Sinais VR e VE provenientes da Amostra 2 (Segunda Etapa)



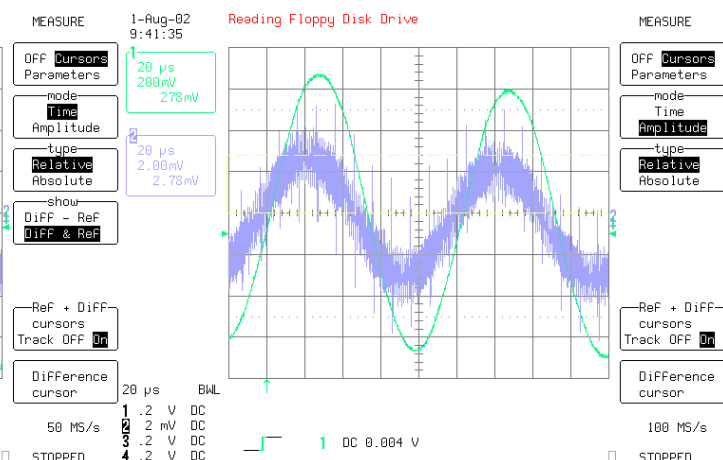
Amostra 2: 1 kHz



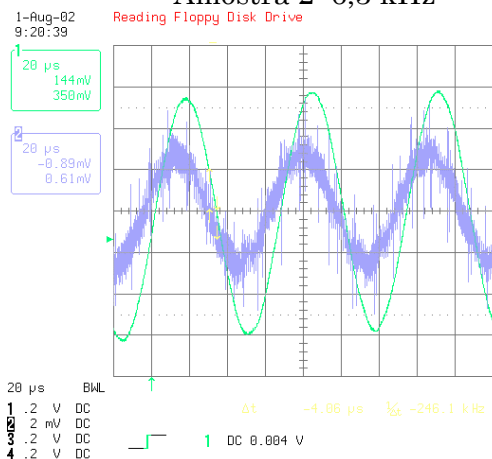
Amostra 2: 4 kHz



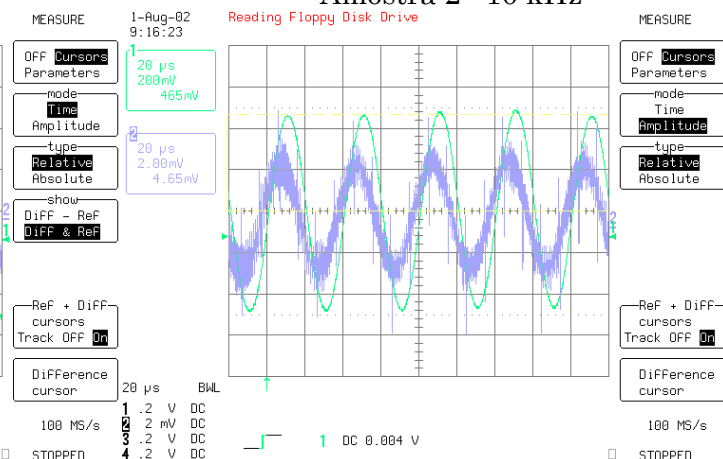
Amostra 2: 6,3 kHz



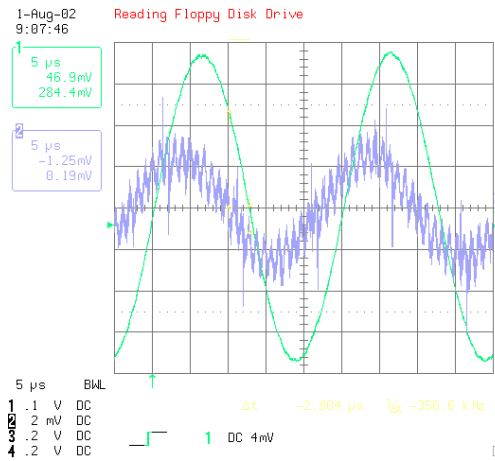
Amostra 2: 10 kHz



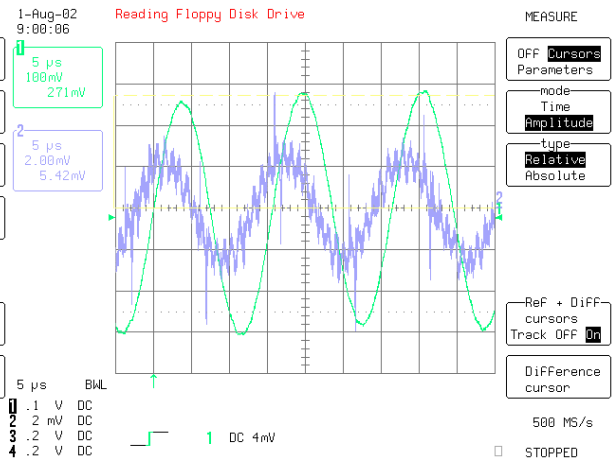
Amostra 2: 15 kHz



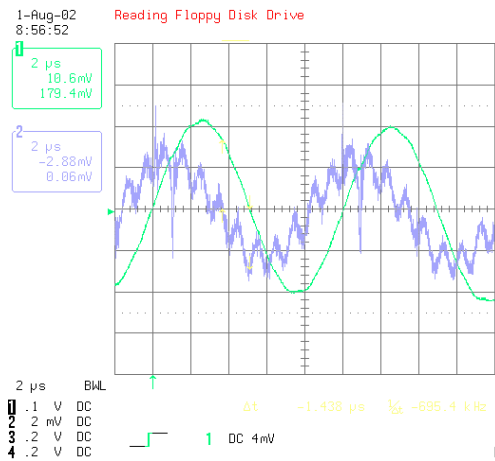
Amostra 2: 25 kHz



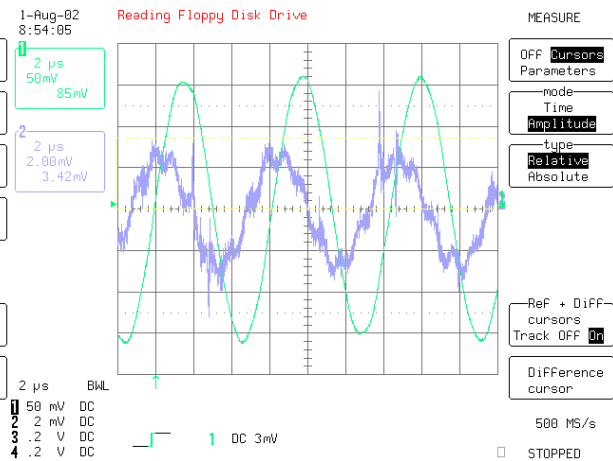
Amostra 2: 40 kHz



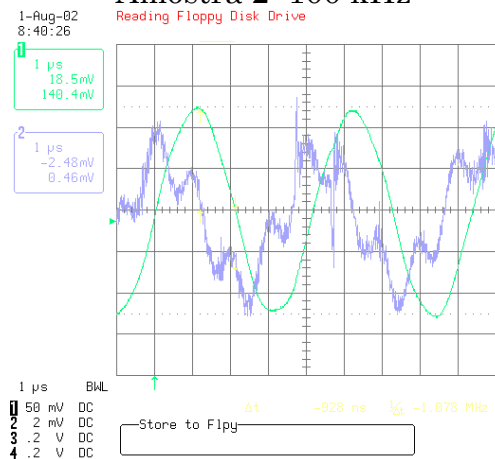
Amostra 2: 63 kHz



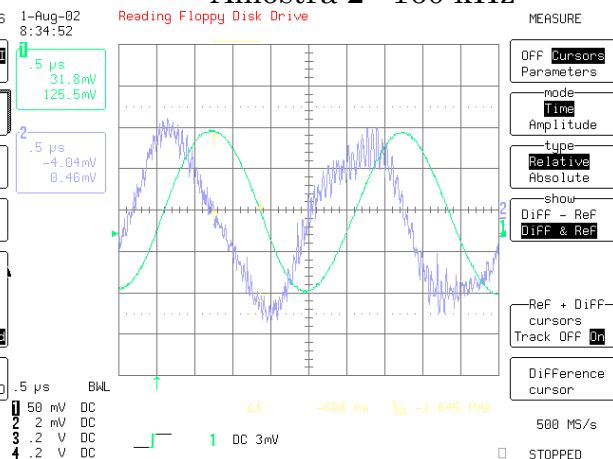
Amostra 2: 100 kHz



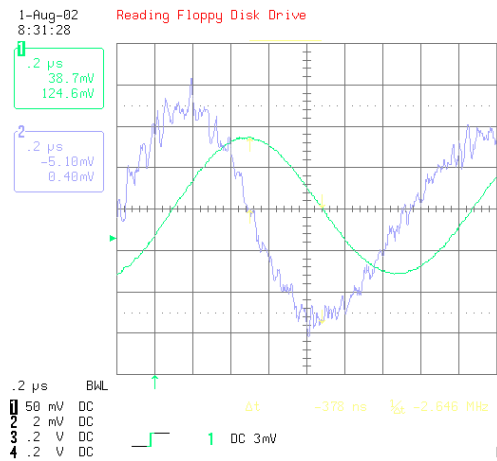
Amostra 2: 160 kHz



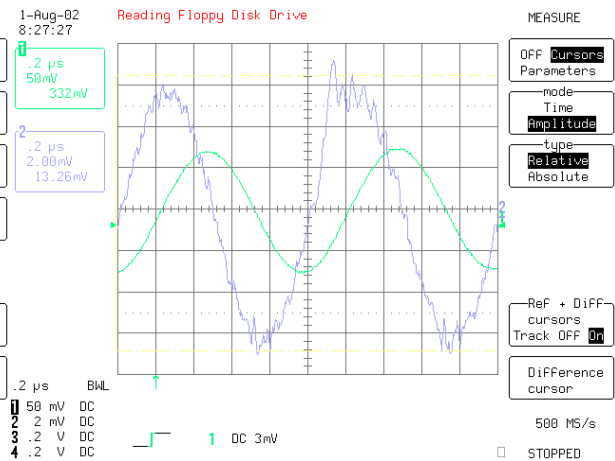
Amostra 2: 240 kHz



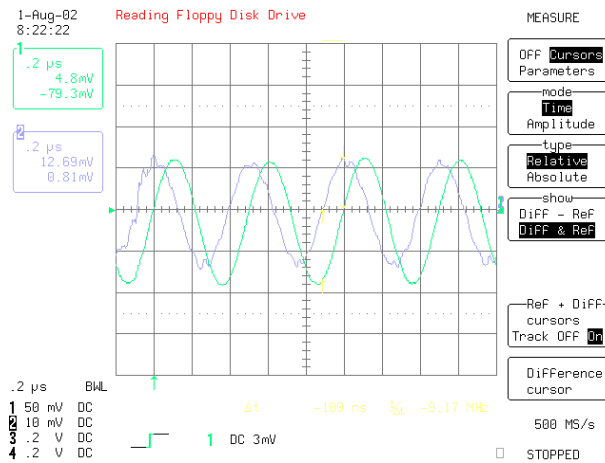
Amostra 2: 400 kHz



Amostra 2: 630 kHz

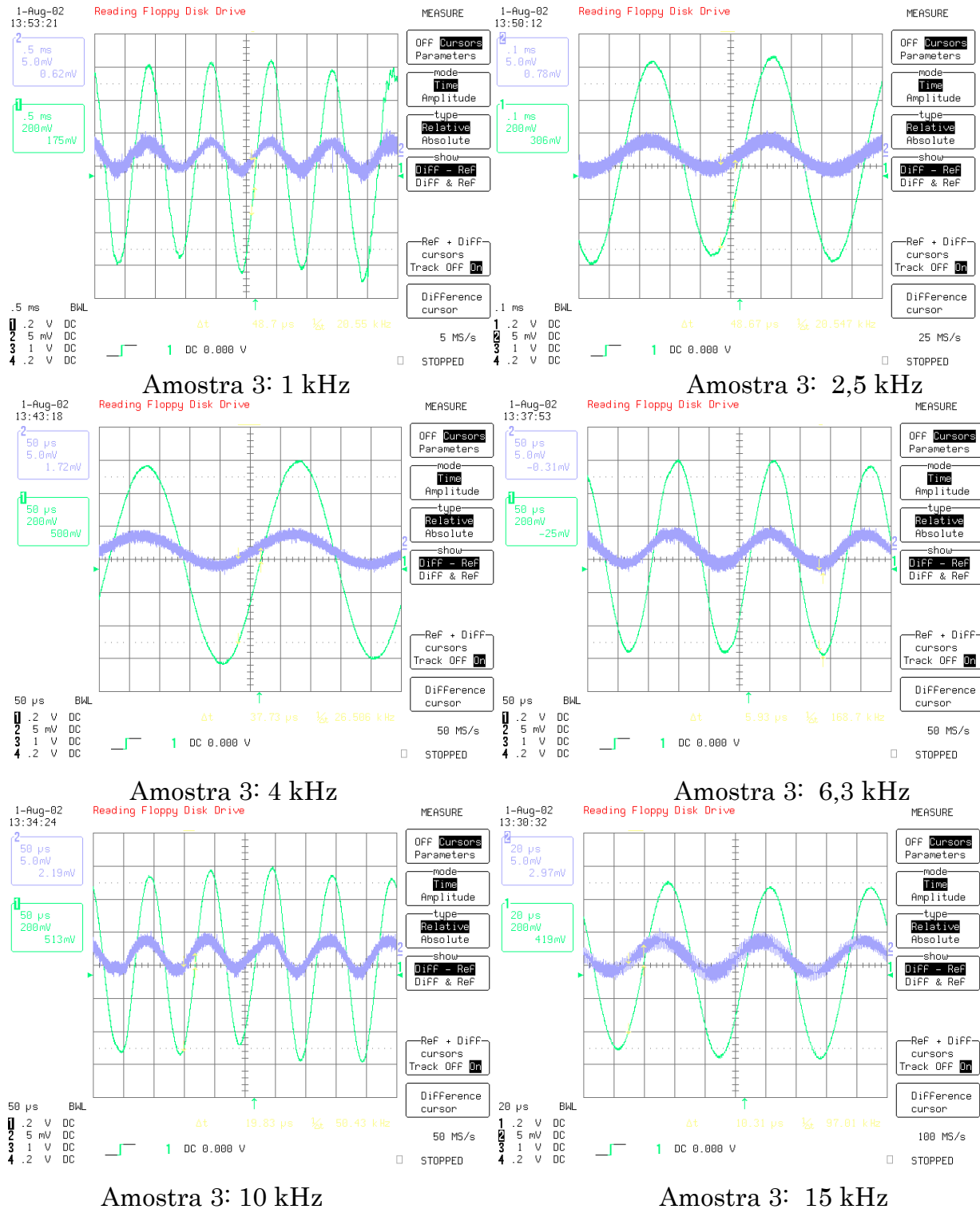


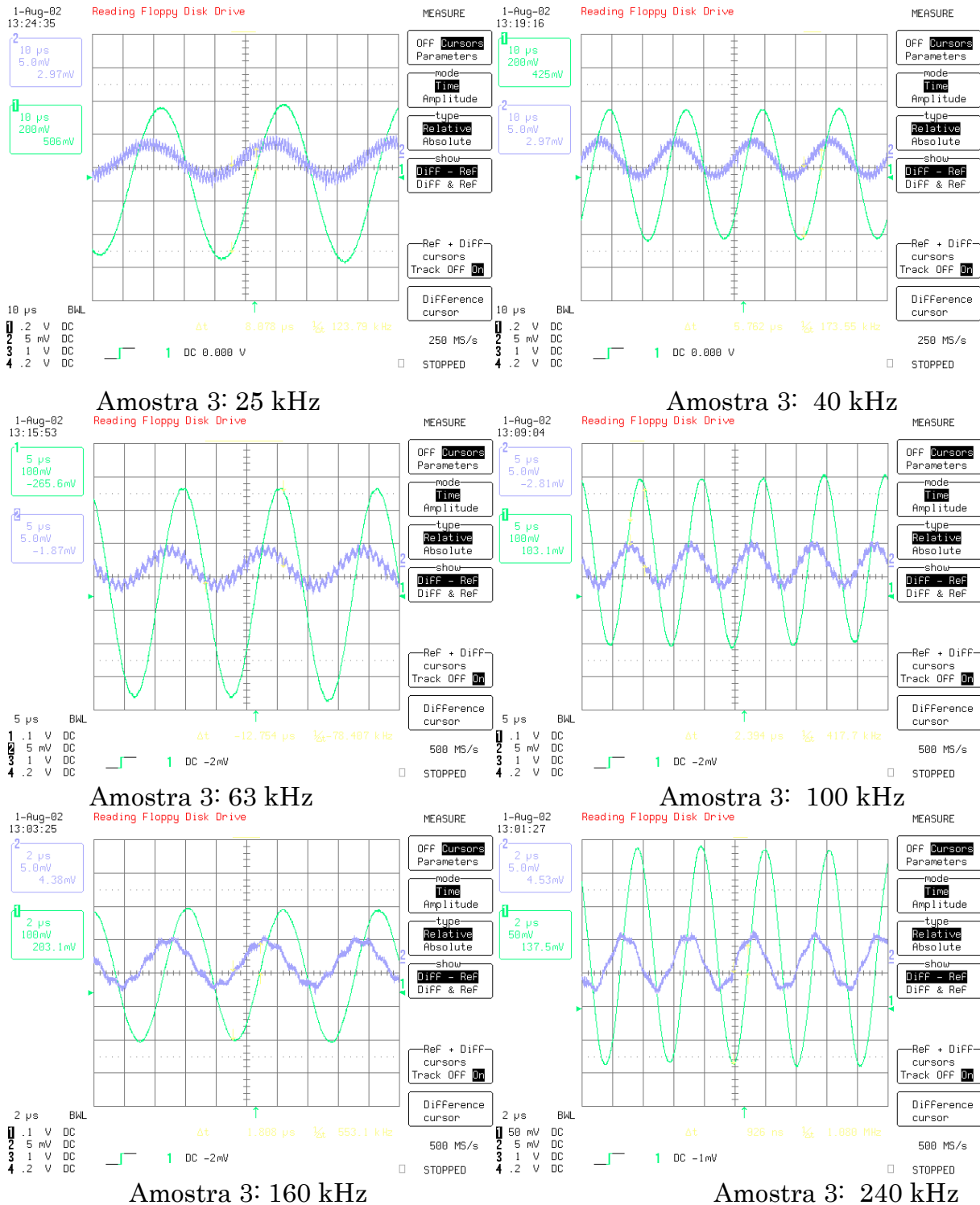
Amostra 2: 1 MHz

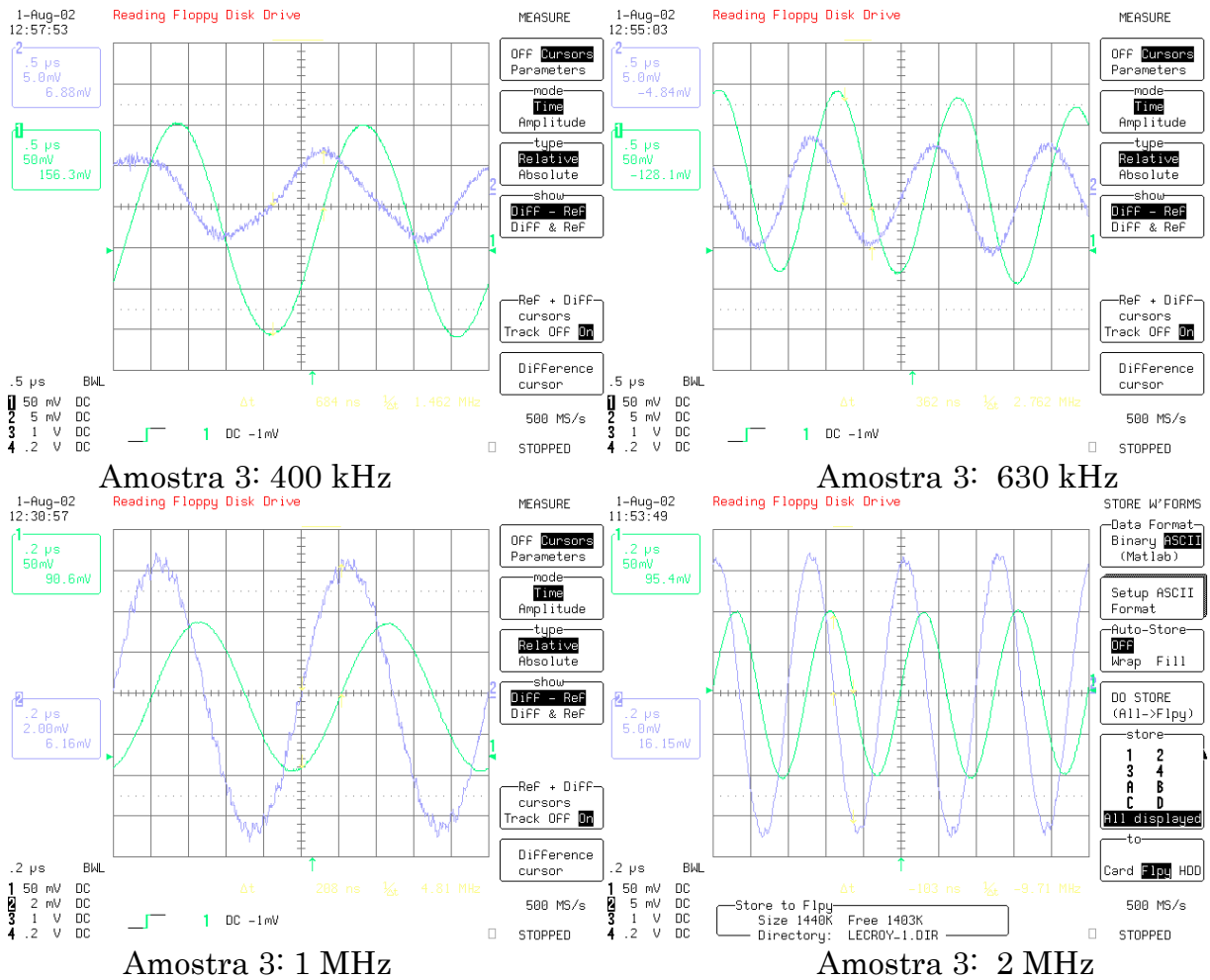


Amostra 2: 2 MHz

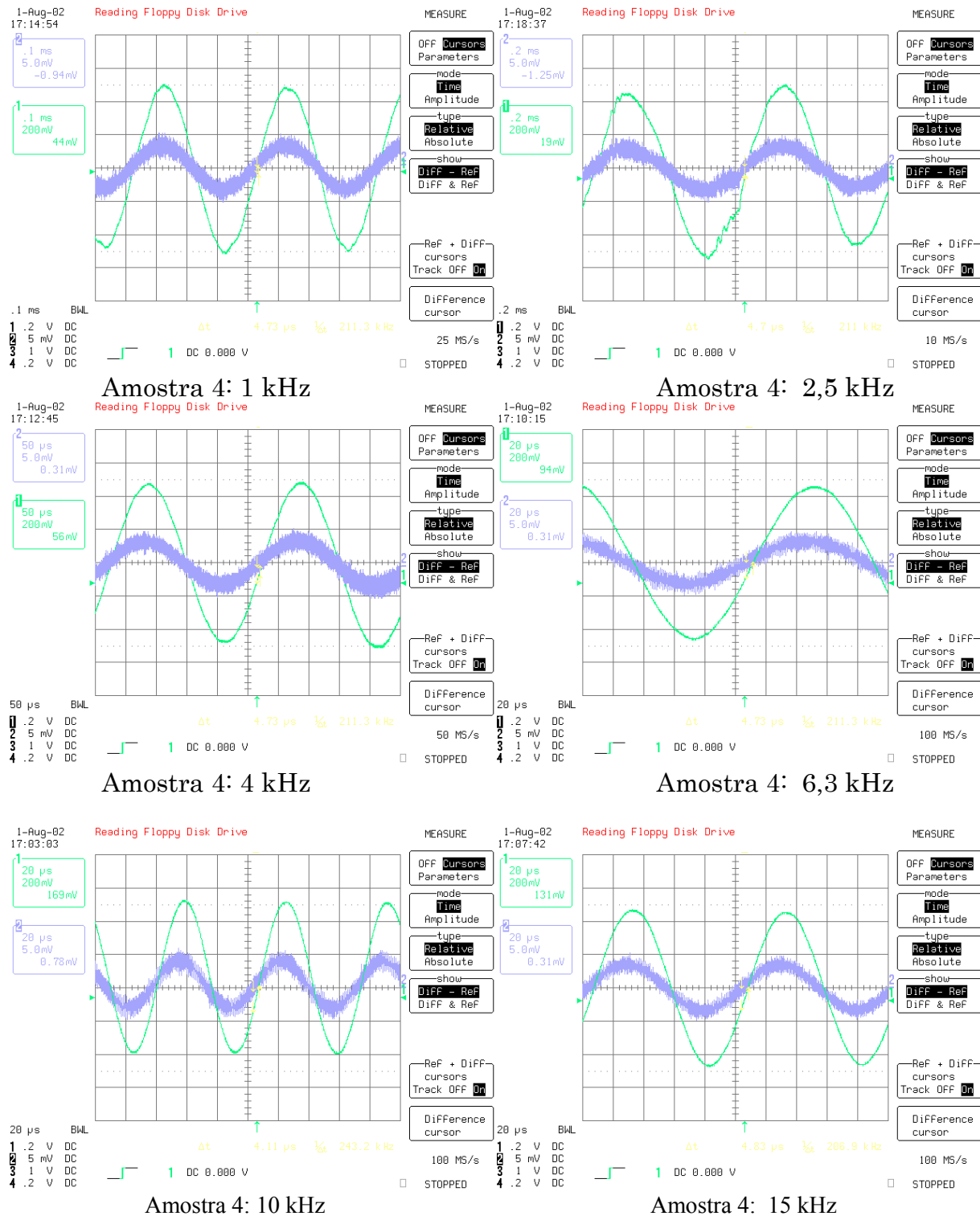
A2.3 Sinais VR e VE provenientes da Amostra 3 (Segunda Etapa)

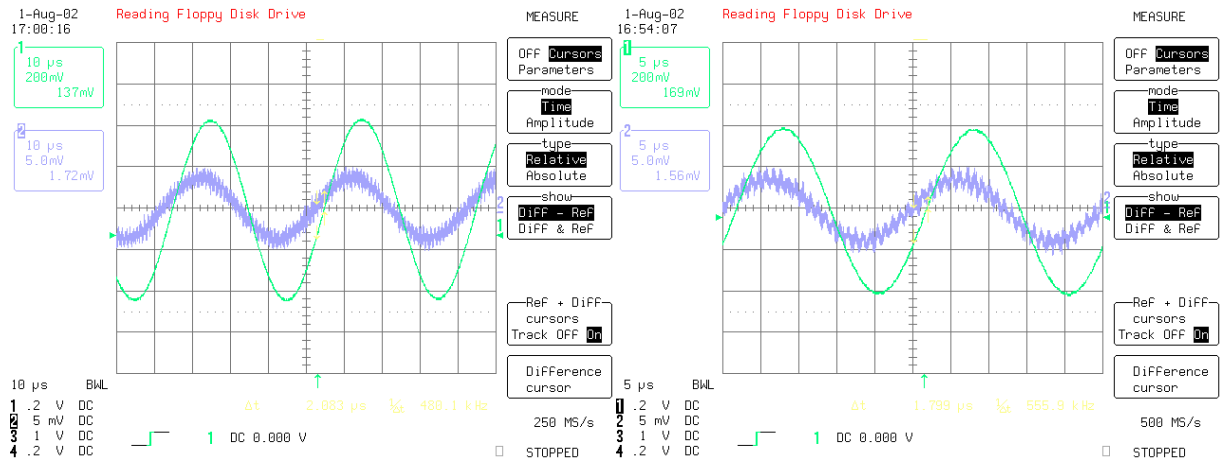






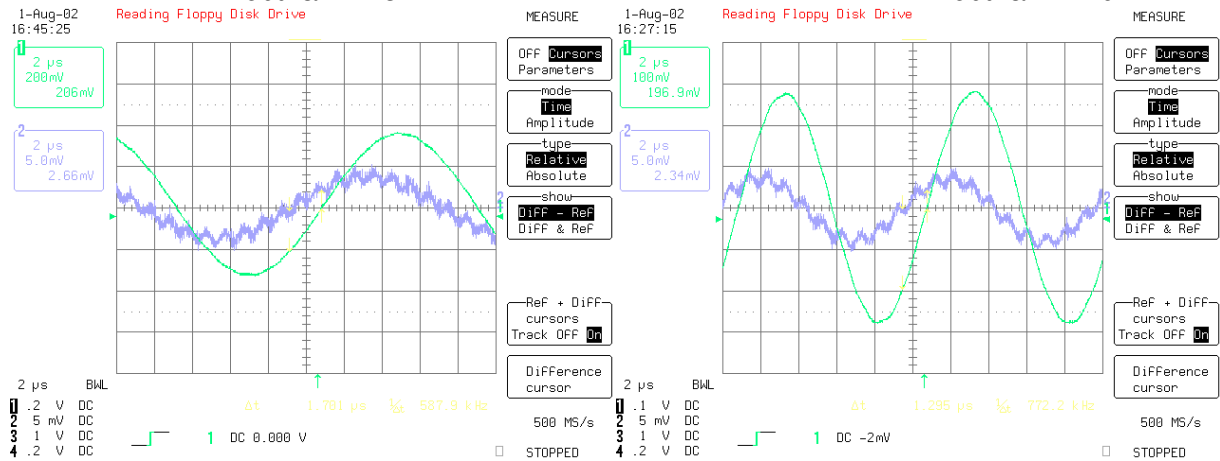
A2.4 Sinais VR e VE provenientes da Amostra 4 (Segunda Etapa)





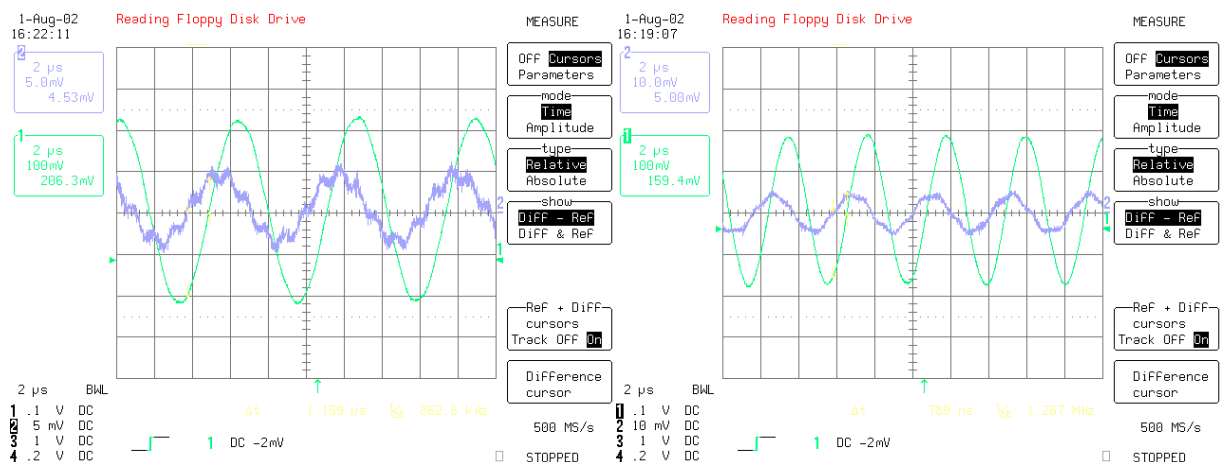
Amostra 4: 25 kHz

Amostra 4: 40 kHz



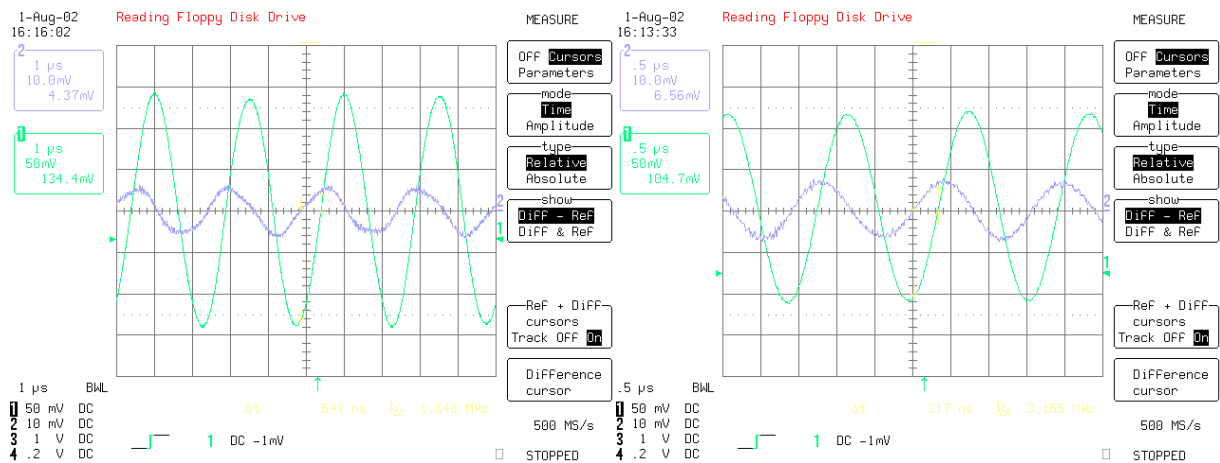
Amostra 4: 63 kHz

Amostra 4: 100 kHz



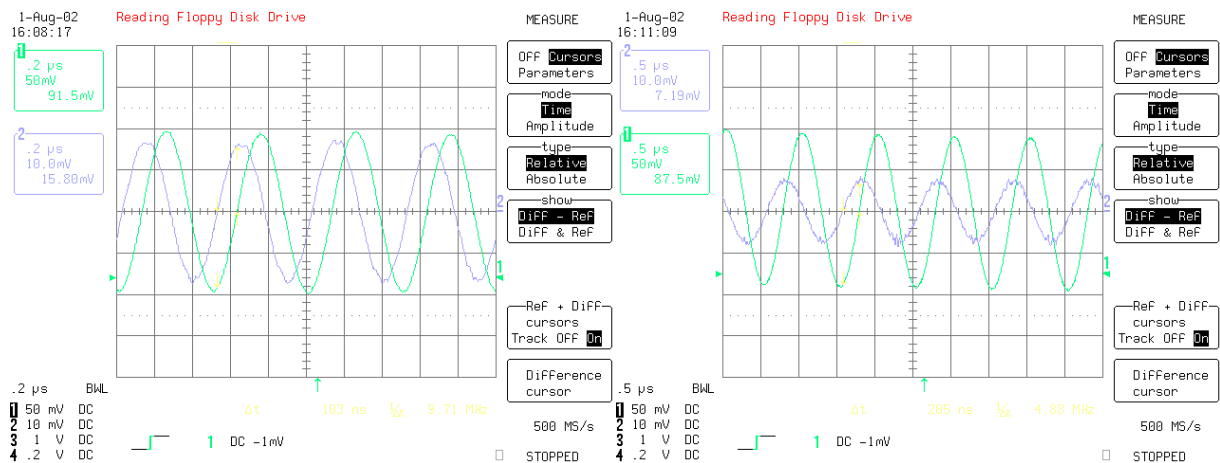
Amostra 4: 160 kHz

Amostra 4: 240 kHz



Amostra 4: 400 kHz

Amostra 4: 630 kHz



Amostra 4: 1 MHz

Amostra 4: 2 MHz

ANEXO B:

ANÁLISE HARMÔNICA DOS SINAIS

B1 – PROGRAMA AUXILIAR PARA O CÁLCULO DAS AMPLITUDES DE VR E VE NA COMPONENTE DE PRIMEIRA HARMÔNICA.

```
%PROGRAMA AUXILIAR PARA O CÁLCULO DAS PRIMEIRAS HARMONICAS DOS SINAIS E DA
HARMONICA MAIS SIGNIFICATIVA DO ESPETRO E DOS MAXIMOS DE VR E VE E
DEFASAGEM ENTRE VR E VE NA COMPONENTE DE PRIMEIRA HARMONICA
%ALUNO: JOAO BOSCO GERTRUDES RA 022551
%MESTRANDO EM ENGENHARIA ELETRICA FEEC/DSCE/UNICAMP
%limpando o workspace
clc
clear all
close all
%subrotina para carregar dados do sinal
[nome,caminho] = uigetfile('*.','Escolha o arquivo de dados da AMOSTRA
(*.*)');
if ~ischar(nome)
    warndlg('Nome de arquivo não Fornecido.');
```

%termina o programa

```
else
    load(nome);
end
%matriz com os dados de corrente e tensao medidos em campo
matdados=input('Entre VR e VE no formato [corrente tensao]: ');
%numero de amostra N
N=size(matdados,1);
%escala de tempo do osciloscopio
disp(' ')
tosc=input('Entre com a escala de tempo do osciloscopio: ');%0.5E-3; %0.5
milissegundos por divisao
disp(' ')
disp(' ')
divVR=input('Entre a escala do osciloscio de VR [mV/div]: ');%0.5E-3;
%0.5 milivolts por divisao
disp(' ')
disp(' ')
divVE=input('Entre a escala do osciloscio de VE [mV/div]: ');%0.5E-3;
%0.5 milivolts por divisao
disp(' ')
%numero de divisoes do osciloscopios
nosc=10;
%tempo total de observacao do sinal
ttotal=tosc*nosc
%frequencia de amostragem do sinal (numero de amostras por
segundo=5Mega/s)calculado
disp(' ')
disp('***Frequencia amostral (numero de amostras por segundo)***');
```

%5E6;

```
disp(' ')
fa=(N/ttotal)
%Definicao do vetor de tempo no format [0:ta:ttotal]
%Nota: esse valor precisa ter a mesma dimensao de N
t=linspace(0,ttotal,N);
%claculo do periodo amostral
ta=(t(2)-t(1));
%Calculo da frequencia de Nyquist(maior frequencia presente no sinal da
fft)
fN=(1/(2*ta));
disp(' ')
%Definicao do vetor de frequencia de Nyquist
```



```

Nyquist=linspace(-fN,fN,N); %frequenciano intervalo [-fN,fN]
disp(' ')
disp('***ESPAÇAMENTO ENTRE AS FREQUENCIAS***')
espacamento=(Nyquist(2)-Nyquist(1)) %espacamento entre as frequencia
%esp=input('Entre com o numero inteiro do espaçamento calculado
anteriormente: ');
% calculo da fft do sinal de tensao e corrente
XVR=fft(matdados(:,1),N);
XVE=fft(matdados(:,2),N);
%constantes da DFT do sinal VR
a0VR=(XVR(1))/N;
anVR=((2/N).*(real(XVR(2:N/2)))));
bnVR=(-(2/N).*(imag(XVR(2:N/2)))));
%constantes da DFT do sinal VR
a0VE=(XVE(1))/N;
anVE=((2/N).*(real(XVE(2:N/2)))));
bnVE=(-(2/N).*(imag(XVE(2:N/2)))));
%Determinacao do vetor de frequencias
freq=linspace(espacamento,fN,size(anVR,1));
%Graficos de VR
figure(1)
plot(abs(XVR))
xlabel('N')
ylabel('|X(f)|')
title('amostra?? ??Hz')
figure(2)
plot(Nyquist,abs(XVR))
xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('|X(f)|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(3)
plot(abs(anVR))
xlabel('N')
ylabel('|an|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(4)
plot(freq,abs(anVR))
xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('|an|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(5)
plot(abs(bnVR))
xlabel('N')
ylabel('|bn|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(6)
plot(freq,abs(bnVR))
xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('|bn|')
title('Amostra?? ??Hz')
%Graficos de VE
figure(7)
plot(abs(XVE))
xlabel('N')
ylabel('|X(f)|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(8)
plot(Nyquist,abs(XVE))

```

```

xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('|X(f)|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(9)
plot(abs(anVE))
xlabel('N')
ylabel('|an|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(10)
plot(freq,abs(anVE))
xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('|an|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(11)
plot(abs(bnVE))
xlabel('N')
ylabel('|bn|')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(12)
plot(freq,abs(bnVE))
xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('|bn|')
title('Amostra?? ??Hz')
%frequencias das harmonicas com amplitudes relevante
disp(' ')
disp('***Observa as FFT`s do sinais de VE e VR***')
disp(' ')
kharmVR=input('Entre com o vetor posicao das harmonicas de VR(figure3): ');
fhVR=input('Entre com o vetor de frequencias das harmonicas de VR(figure4): ');
kharmVE=input('Entre com o vetor posicao das harmonicas de VE(figure9): ');
fhVE=input('Entre com o vetor de frequencias das harmonicas de VE(figure10): ');
for i=1:size(kharmVR,2)

harmVR(i,:)=anVR(kharmVR(i)).*cos(2.*pi.*fhVR(i).*t(1,:))+bnVR(kharmVR(i)).*sin(2.*pi.*fhVR(i).*t(1,:));
end
for j=1:size(kharmVE,2)

harmVE(j,:)=anVE(kharmVE(j)).*cos(2.*pi.*fhVE(j).*t(1,:))+bnVE(kharmVR(j)).*sin(2.*pi.*fhVE(j).*t(1,:));
end
close all
%Graficos comparando as Harmonicas dos sinais
figure(12)
plot(t,matdados(:,1),'b',t,harmVR(1,:),'r')
xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('VR')
legend('VR [V]', '1ª Harmonica')
title('Amostra?? ??Hz')
figure(13)
plot(t,matdados(:,2),'b',t,harmVE(1,:),'r')
xlabel('tempo [s]')
ylabel('VE [V]')
legend('VE [V]', '1ª Harmonica')

```

```

title('Amostra?? ??Hz')
figure(14)
plot(t,harmVR(1,:).*(1000/divVR),'b',t,harmVE(1,:).*(1000/divVE),'r')
xlabel('tempo [s]')
ylabel('1^a h {VE , VR}')
legend('VR ??[mV/div]','VE ???[mV/div]')
title('amostra? ??Hz')
format long g
disp(' ')
disp('***DADOS DA FFT***')
disp(' ')
kharmVR
kharmVE
disp(' ')
disp('Frequencias das harmonicas de VR e VE');
disp(' ')
[fhVR fhVE]
disp(' ')
disp('Constantes de Fourier de VR [a0 an bn] em mV')
disp(' ')
a0VR_mV=[a0VR.*1000]
anVR_mV=[anVR(kharmVR(1,1)).*1000 anVR(kharmVR(1,2)).*1000]
bnVR_mV=[bnVR(kharmVR(1,1)).*1000 bnVR(kharmVR(1,2)).*1000]
disp(' ')
disp('Constantes de Fourier de VE [a0 an bn] em mV')
disp(' ')
a0VE_mV=[a0VE*1000]
anVE_mV=[anVE(kharmVE(1,1)).*1000 anVE(kharmVE(1,2)).*1000]
bnVE_mV=[bnVE(kharmVE(1,1)).*1000 bnVE(kharmVE(1,2)).*1000]
% cálculo das amplitudes e defasagem entre dois máximos consecutivos de VE e
VR
% calculo da quantidade de amostras em 1 periodo
periodo=((N.*(1/fhVR(1)))/ttotal)
T=input('Entre com o numero inteiro do periodo calculado acima: ');
% calculo do primeiro maximo e minimo de VR
[VRmax,iVRmax]=max(harmVR(1,1:T)); %retorna o primeiro maximo de VR e o
respectivo indice
tVRmax=t(iVRmax); %retorna o tempo em que ocorre o
primeiro maximo de VR
[VRmin,iVRmin]=min(harmVR(1,1:T)); %retorna o primeiro minimo de VR e o
respectivo indice
tVRmin=t(iVRmin); %retorna o tempo em que ocorre o
primeiro minimo de VR
tVRzero=((tVRmax+tVRmin)/2); %retorna o indice do tempo em que ocorre
o primeiro zero
AmpVR=((abs(VRmax-VRmin))/2); % amplitude de VR
% calculo do primeiro maximo e minimo de VE
[VEmax,iVEmax]=max(harmVE(1,1:T)); %retorna o primeiro maximo de VE e o
respectivo indice
tVEmax=t(iVEmax); %retorna o tempo em que ocorre o
primeiro maximo de VE
[VEmin,iVEmin]=min(harmVE(1,1:T)); %retorna o primeiro minimo de VE e o
respectivo indice
tVEmin=t(iVEmin); %retorna o tempo em que ocorre o
primeiro minimo de VE
tVEzero=((tVEmax+tVEmin)/2); %retorna o indice do tempo em que ocorre
o primeiro zero
AmpVE=((abs(VEmax-VEmin))/2); % amplitude de VE

```

```
%calculculo da defasagem
defasagem =abs(tVRzero-tVEzero);
%Resultados
disp(' ')
disp('***DADOS VR***')
disp(' ')
disp(' ')
disp('***PRIMEIRO MAXIMO DE VR E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE
VR***')
disp(' ')
[VRmax tVRmax]
disp(' ')
disp('***PRIMEIRO MINIMO DE VR e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE
VR***')
disp(' ')
[VRmin tVRmin]
disp(' ')
disp('***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VR (MEDIA ENTRE tVRmax &
tVRmax)***')
disp(' ')
tVRzero
disp(' ')
disp('***AMPLITUDE DE VR (MEDIA ENTRE VRmax & VRmax)***')
disp(' ')
AmpVR
%DADOS DE VE
disp(' ')
disp('***DADOS VE***')
disp(' ')
disp(' ')
disp('***PRIMEIRO MAXIMO DE VE E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE
VE***')
disp(' ')
[VEmax tVEmax]
disp(' ')
disp('***PRIMEIRO MINIMO DE VE e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE
VE***')
disp(' ')
[VEmin tVEmin]
disp(' ')
disp('***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VE (MEDIA ENTRE tVEmax &
tVEmax)***')
disp(' ')
tVEzero
disp(' ')
disp('***AMPLITUDE DE VE (MEDIA ENTRE VEmax & VEmax)***')
disp(' ')
AmpVE
disp(' ')
disp('***DEFASAGEM ENTRE VE E VR***')
disp(' ')
defasagem
disp(' ')
disp('***AMPLITUDES DE VE E VR EM MILIVOLTS [mV]***')
disp(' ')
AmpVR_mV=AmpVR.*1000
AmpVE_mV=AmpVE.*1000
```

```
%comparação com os dados filtrados
close all
format long g
filt=input('Entre com o nome do contendo os dados da amostra(ex.:
filter1k): ');
VRescala=input('Entre com o arquivo de corrente na escala do
osciloscopio(ex.: ilk): ');
VEescala=input('Entre com o arquivo de corrente na escala do
osciloscopio(ex.: vlk): ');
%definicao do vetor de tempo para os dados filtrados
tf=linspace(0,ttotal,size(filt,1));
figure(1)
plot(tf,filt(:,1),'r') %corrente
hold on
grid on
plot(tf,filt(:,2),'k') %tensao
title('Amostra ??? [???Hz]')
legend('VR-filtrado','VE-filtrado')
figure(3)
plot(t,VRescala,'g')
grid on
hold on
plot(t,VEescala,'b');
plot(tf,filt(:,1),'r')
plot(tf,filt(:,2),'k')
legend('VR','VE','VR-filtrado','VE-filtrado')
title('Amostra ??? [???Hz]')
figure(4)
plotyy(t,harmVR(1,:).*(1000/divVR),tf,filt(:,1))
xlabel('tempo [s]')
legend('1a HarmornicaVE','sinal filtrado')
figure(5)
plotyy(t,harmVR(1,:).*(1000/divVR),tf,filt(:,1))
xlabel('tempo [s]')
legend('1a HarmornicaVE','sinal filtrado')
Nf=size(filt,1);
fsinal=input('Entre com a frequencia do sinal: ');
periodof=((Nf.*(1/fsinal))/ttotal)
Tf=input('Entre com o periodo calculado anteriormente: ');
interv=input('Entre com o intervalo de tempo em que deseja calcular a
defasagem [ex: Tf:2*Tf]: ');
init=interv(1);
fim=interv(2);
% calculo do primeiro maximo e minimo de VR
[VRfmax,iVRfmax]=max(filt(init:fim,1)); %retorna o primeiro maximo de VR e
o respectivo indice
tVRfmax=tf(iVRfmax); %retorna o tempo em que ocorre o
primeiro maximo de VR
[VRfmin,iVRfmin]=min(filt(init:fim,1)); %retorna o primeiro minimo de VR e
o respectivo indice
tVRfmin=tf(iVRfmin); %retorna o tempo em que ocorre o
primeiro minimo de VR
tVRfzero=((tVRfmax+tVRfmin)/2); %retorna o indice do tempo em que
ocorre o primeiro zero
AmpVRf=(divVR.*(abs(VRfmax-VRfmin))/2); % amplitude de VR
% calculo do primeiro maximoT e minimo de VE
[VEfmax,iVEfmax]=max(filt(init:fim,2)); %retorna o primeiro maximo de VE e
o respectivo indice
```

```

tVEfmax=tf(iVEfmax); %retorna o tempo em que ocorre o
primeiro maximo de VE
[VEfmin,iVEfmin]=min(filt(init:fim,2)); %retorna o primeiro minimo de VE e
o respectivo indice
tVEfmin=tf(iVEfmin); %retorna o tempo em que ocorre o
primeiro minimo de VE
tVEfzero=((tVEfmax+tVEfmin)/2); %retorna o indice do tempo em que
ocorre o primeiro zero
AmpVEf=(divVE.*(abs(VEfmax-VEfmin))/2); % amplitude de VE
%calculo da defasagem
defasagemf =abs(tVRfzero-tVEfzero);
%Resultados
disp(' ')
disp('***VALORES CALCULADOS NOS SINAIS FILTRADOS***')
disp(' ')
disp(' ')
disp('***DADOS VR***')
disp(' ')
disp(' ')
disp('***PRIMEIRO MAXIMO DE VR E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE
VR***')
disp(' ')
[VRfmax tVRfmax]
disp(' ')
disp('***PRIMEIRO MINIMO DE VR e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE
VR***')
disp(' ')
[VRfmin tVRfmin]
disp(' ')
disp('***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VR (MEDIA ENTRE tVRmax &
tVRmax)***')
disp(' ')
tVRfzero
disp(' ')
disp('***AMPLITUDE DE VR (MEDIA ENTRE VRmax & VRmax)***')
disp(' ')
AmpVRf
%DADOS DE VE
disp(' ')
disp('***DADOS VE***')
disp(' ')
disp(' ')
disp('***PRIMEIRO MAXIMO DE VE E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE
VE***')
disp(' ')
[VEfmax tVEfmax]
disp(' ')
disp('***PRIMEIRO MINIMO DE VE e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE
VE***')
disp(' ')
[VEfmin tVEfmin]
disp(' ')
disp('***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VE (MEDIA ENTRE tVEmax &
tVEmax)***')
disp(' ')
tVEfzero
disp(' ')
disp('***AMPLITUDE DE VE (MEDIA ENTRE VEmax & VEmax)***')

```

```

disp(' ')
AmpVEf
disp(' ')
disp('***DEFASAGEM ENTRE VE E VR***')
disp(' ')
format long g
defasagemf
disp(' ')
disp('***AMPLITUDES DE VE E VR EM MILIVOLTS [mV]***')
disp(' ')
AmpVRf_mV=AmpVRf
AmpVEf_mV=AmpVEf

```

B1.1 – Componentes Harmônicas: AMOSTRA 1

B1.1. 1 Exemplo de Listagem Numérica para Amostra 1: 4

kHz

```

nome =
amostra1_4k.mat
caminho =
C:\Arquivos_jbosco\Mestrado\Tese\Solo\Filtragem\amostras_semana2\amostra131_jul\matlab\workspace\
Entre VR e VE no formato [corrente tensao]: [corrente4k tensao4k]
N =
    25002
Entre com a escala de tempo do osciloscópio: 5e-6
Entre a escala do osciloscópio de VR [mV/div]: 5
Entre a escala do osciloscópio de VE [mV/div]: 200
ttotal =
    5.000000000000000e-005
***Frequencia amostral (numero de amostras por segundo)***
fa =
    500040000
ta =
    1.999840012798976e-009
***ESPAÇAMENTO ENTRE AS FREQUENCIAS***
espacamento =
    2.000079996800423e+004
***Observa as FFT's do sinais de VE e VR***
Entre com o vetor posição das harmônicas de VR(figure3): [2 6888]
***DADOS DA FFT***
kharmVR =
     2    6888
kharmVE =
     2    6888
Frequencias das harmonicas de VR e VE
ans =
Columns 1 through 3
    40000    137760000    40000
Column 4
    137760000
Constantes de Fourier de VR [a0 an bn] em mV
a0VR_mV =
    -0.257185423166147
anVR_mV =

```

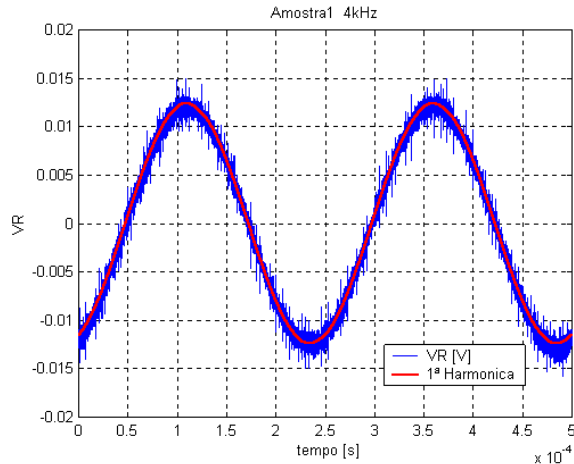
```

-11.5016376906921    0.268091933031121
bnVR_mV =
  4.61405577903415    -0.0569913881367711
Constantes de Fourier de VE [a0 an bn] em mV
a0VE_mV =
  31.0755139541153
anVE_mV =
  -642.592829503905    -0.0393543061097429
bnVE_mV =
  214.059315846348    -0.133149822449281
***Numero de Amostras em um periodo***
periodo =
  12501
Entre com o numero inteiro do periodo calculado acima: 12501
***DADOS VR***
***PRIMEIRO MAXIMO DE VR E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE VR***
ans =
  0.0123926259633655    1.09815607375705e-005
***PRIMEIRO MINIMO DE VR e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE VR***
ans =
  -0.012392625686396    2.34810607575697e-005
***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VR (MEDIA ENTRE tVRmax & tVRmax)***
tVRzero =
  1.72313107475701e-005
***AMPLITUDE DE VR (MEDIA ENTRE VRmax & VRmax)***
AmpVR =
  0.0123926258248807
***DADOS VE***
***PRIMEIRO MAXIMO DE VE E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE VE***
ans =
  0.677308575986714    1.12215511379545e-005

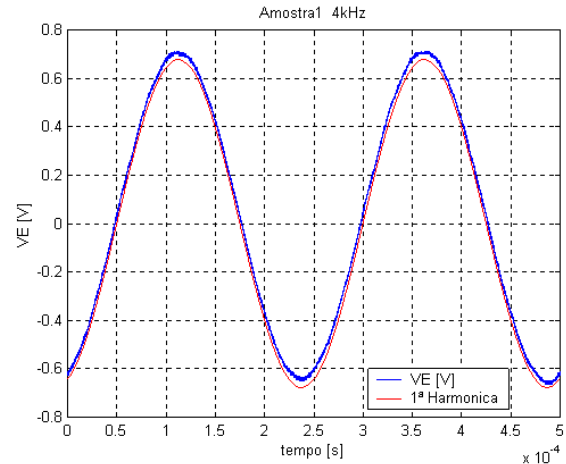
***PRIMEIRO MINIMO DE VE e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE VE***
ans =
  -0.677308591713038    2.37210511579537e-005
***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VE (MEDIA ENTRE tVEmax & tVEmax)***
tVEzero =
  1.74713011479541e-005
***AMPLITUDE DE VE (MEDIA ENTRE VEmax & VEmax)***
AmpVE =
  0.677308583849876
***DEFASAGEM ENTRE VE E VR***
defasagem =
  2.39990400383987e-007
***AMPLITUDES DE VE E VR EM MILIVOLTS [mV]***
AmpVR_mV =
  12.3926258248807
AmpVE_mV =
  677.308583849876

```

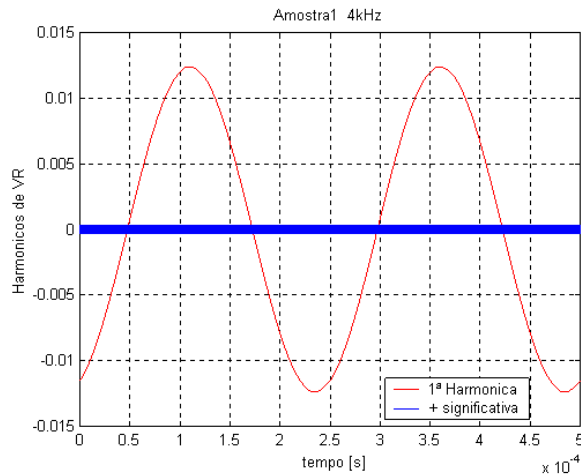

B1.1. 2 Listagem Gráfica para Amostra 1: 4 kHz



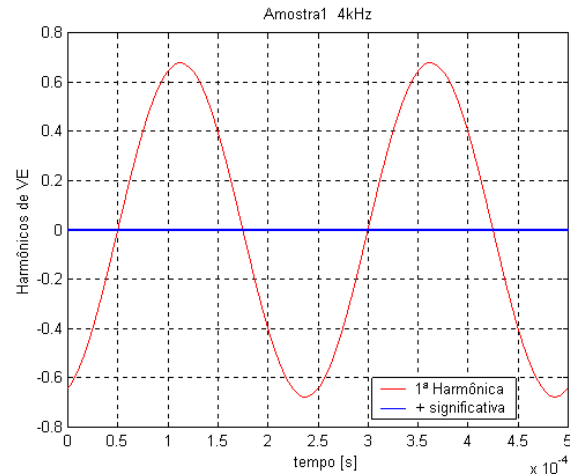
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 4 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 4 kHz

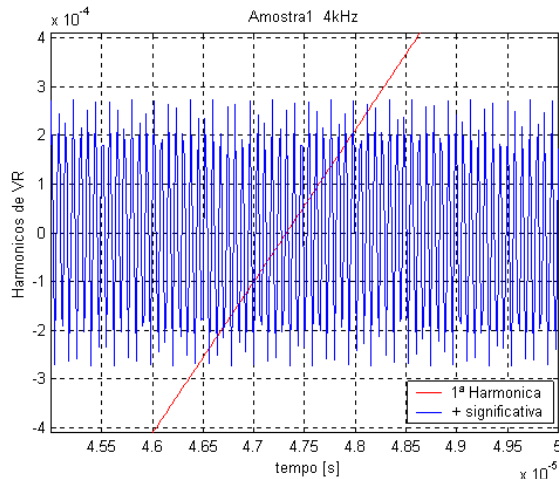


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 4 kHz

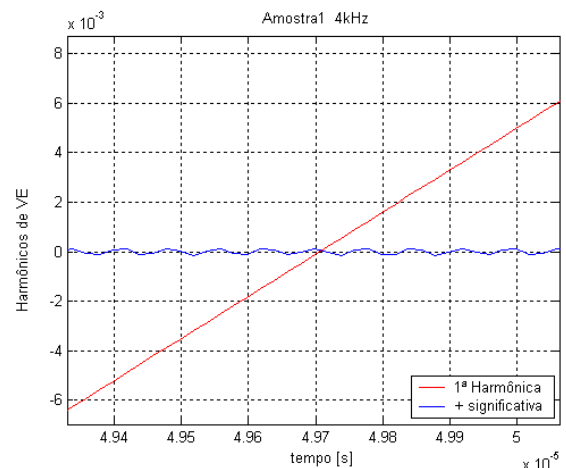


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 4 kHz

Figura B1. 1– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 1 4 kHz



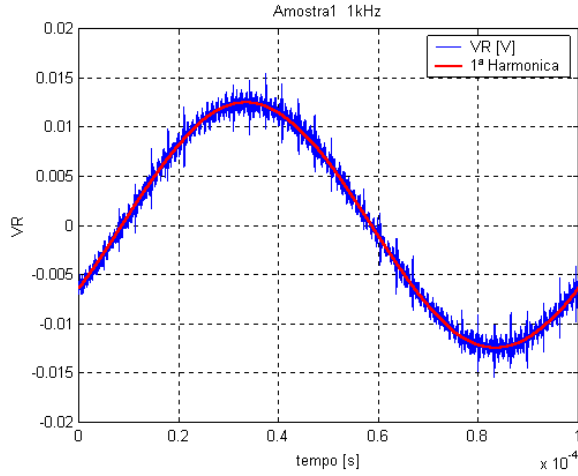
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 4 kHz



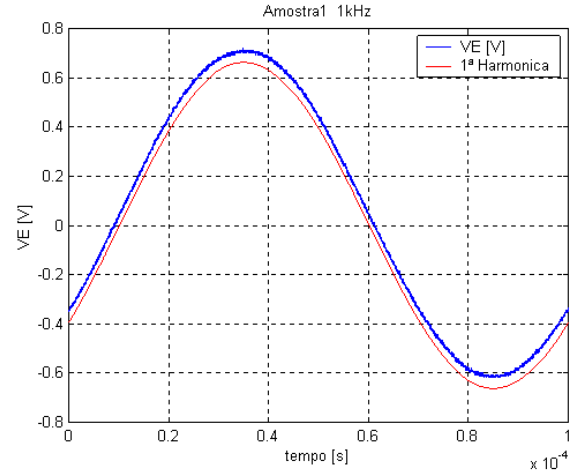
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 4 kHz

Figura B1. 2– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra 1 4 kHz

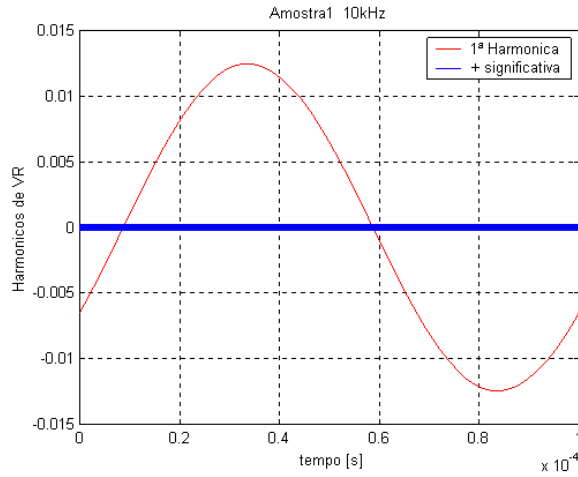
B1.1. 3 Listagem Gráfica para Amostra 1: 10 kHz



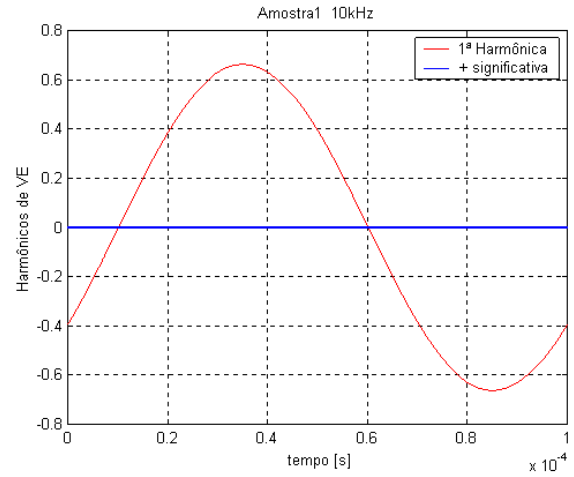
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 10 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 10 kHz

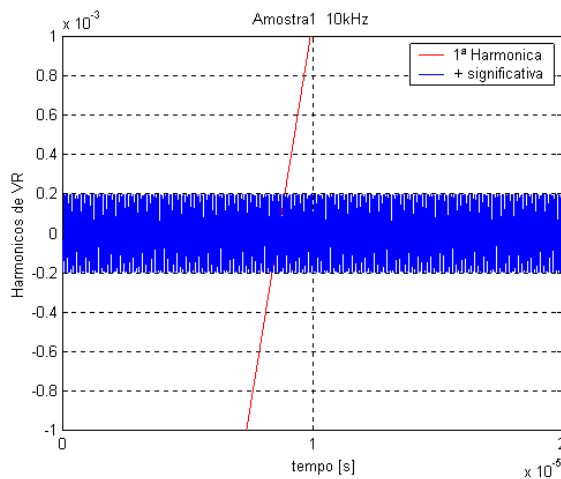


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 10 kHz

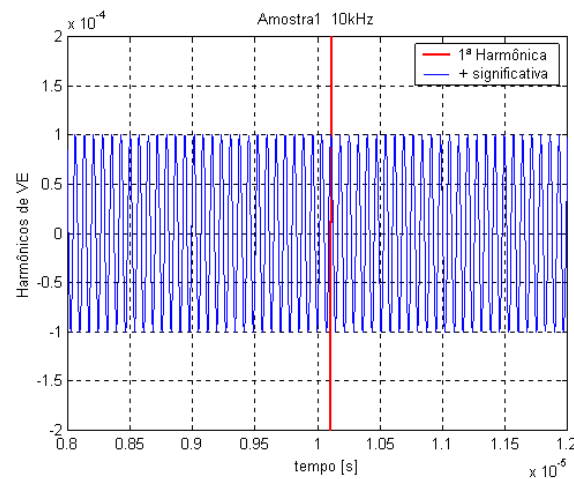


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 10 kHz

Figura B1. 3– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 1 10 kHz



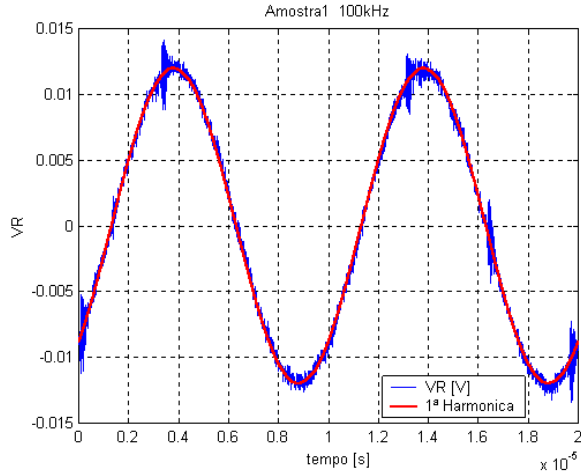
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 10 kHz



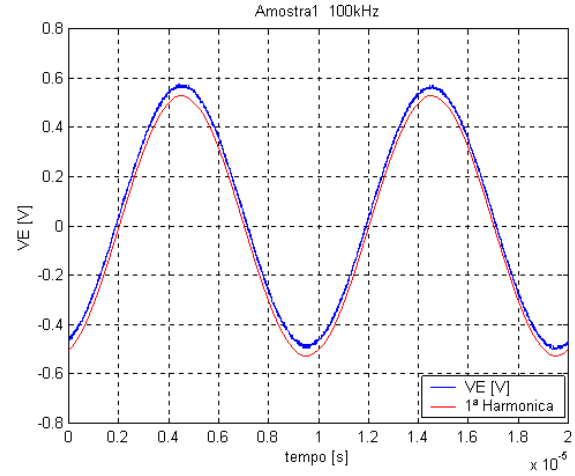
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 10 kHz

Figura B1. 4– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostrada 10 kHz

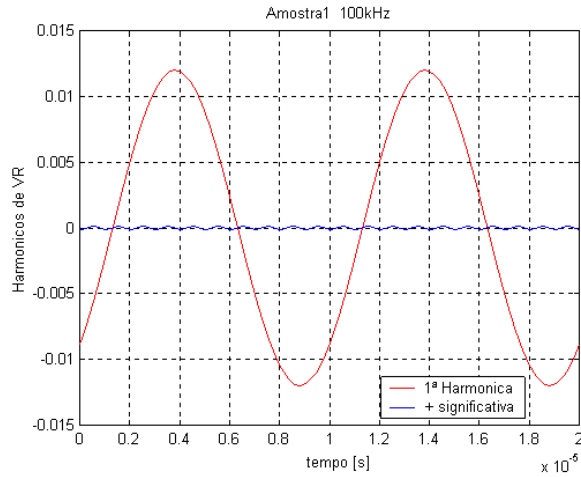
B1.1. 6 Listagem Gráfica para Amostra 1: 100 kHz



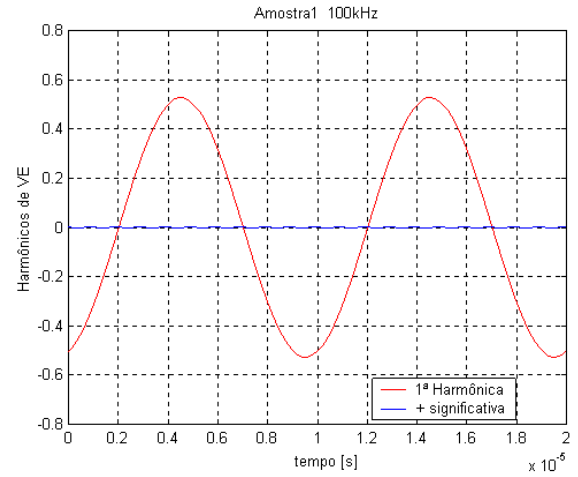
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz

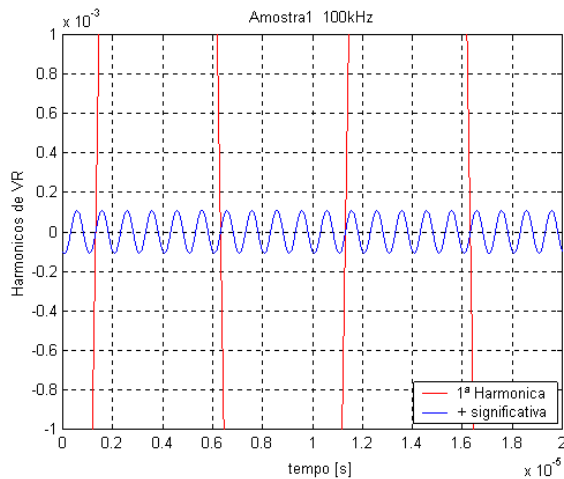


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 100 kHz

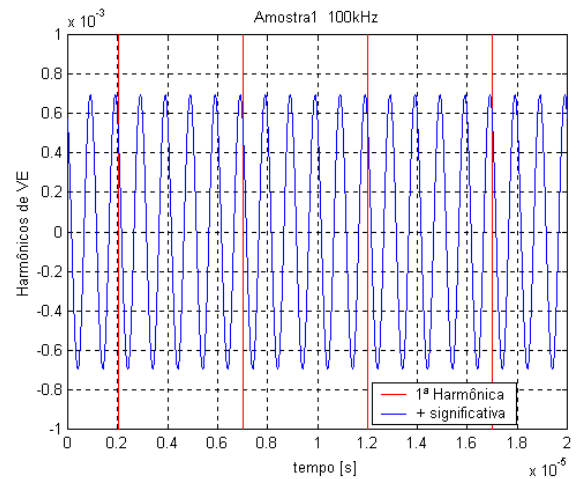


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 100 kHz

Figura B1. 5– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 1 100 kHz



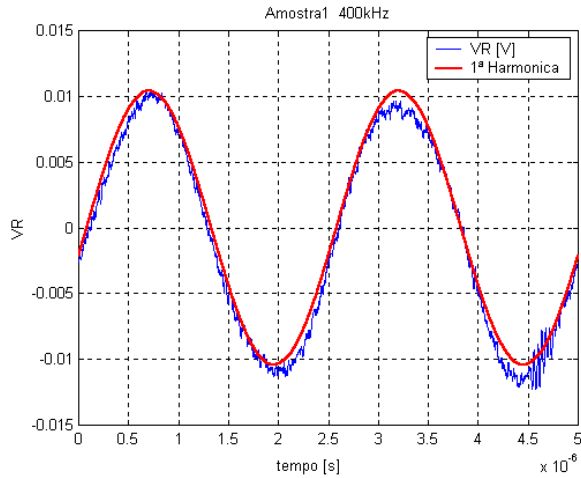
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 100 kHz



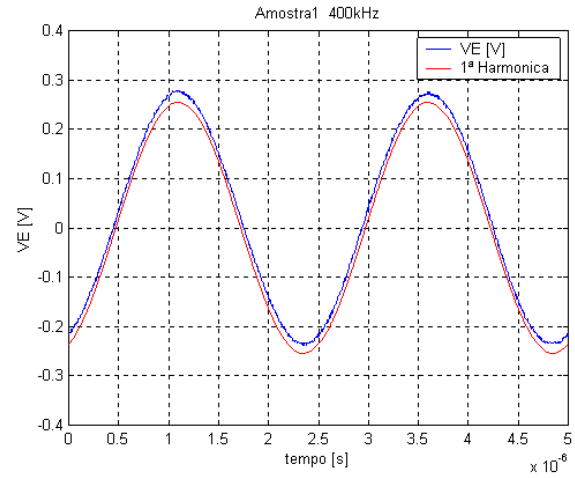
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 100 kHz

Figura B1. 6– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra 1 100 kHz

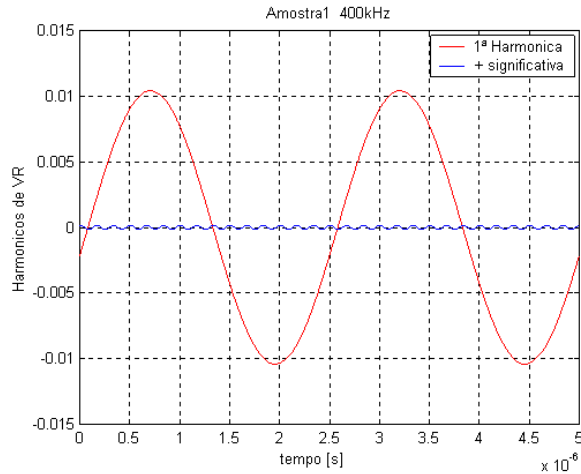
B1.1. 7 Listagem Gráfica para Amostra 1: 400 kHz



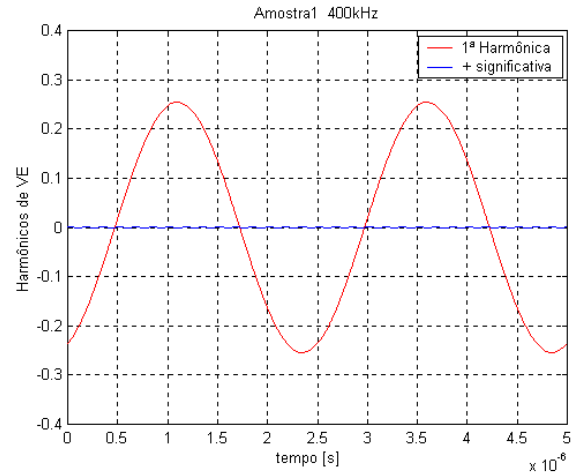
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 400 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 400 kHz

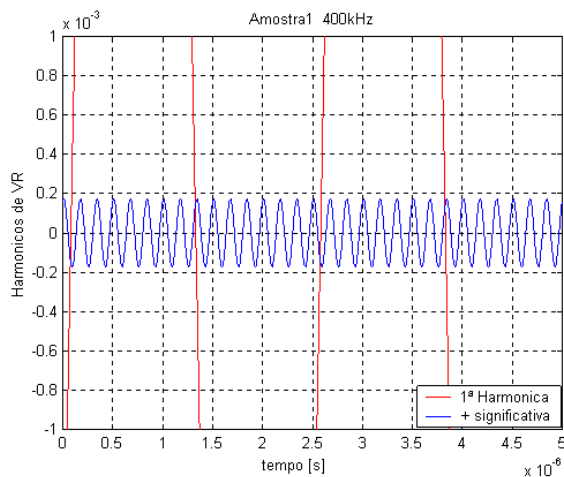


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 400 kHz

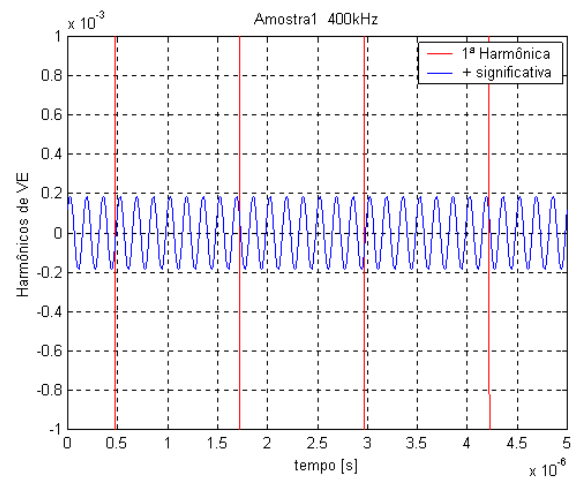


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 kHz

Figura B1. 7– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 1 400 kHz



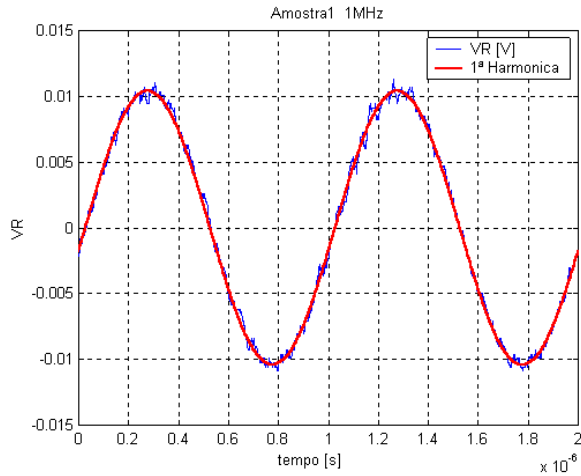
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 400 kHz



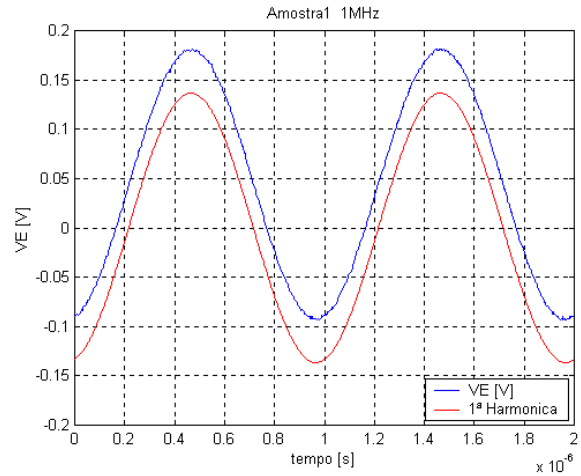
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 kHz

Figura B1. 8 – Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra1 400 kHz

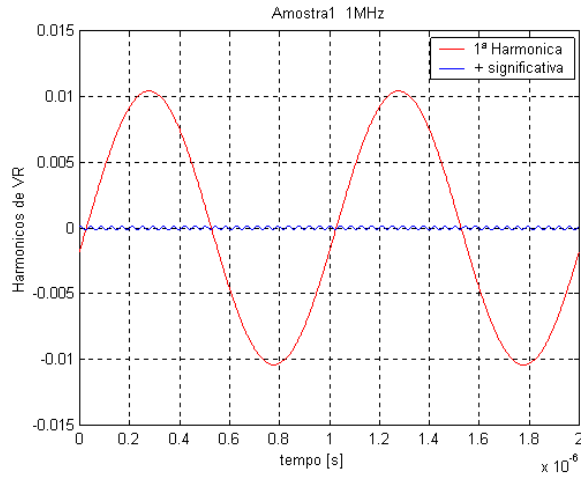
B1.1. 7 Listagem Gráfica para Amostra 1: 1 MHz



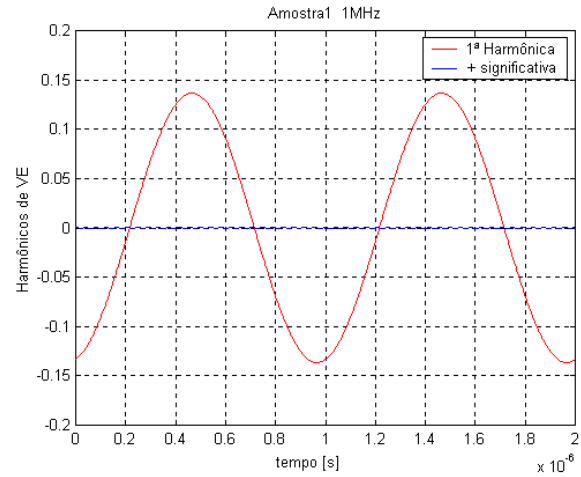
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 1 MHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 1 MHz

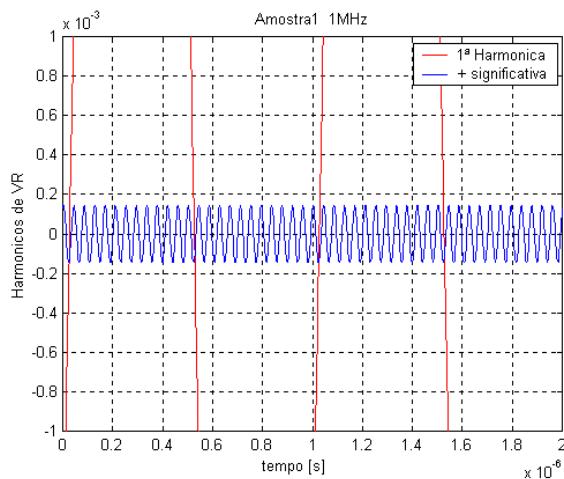


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 MHz

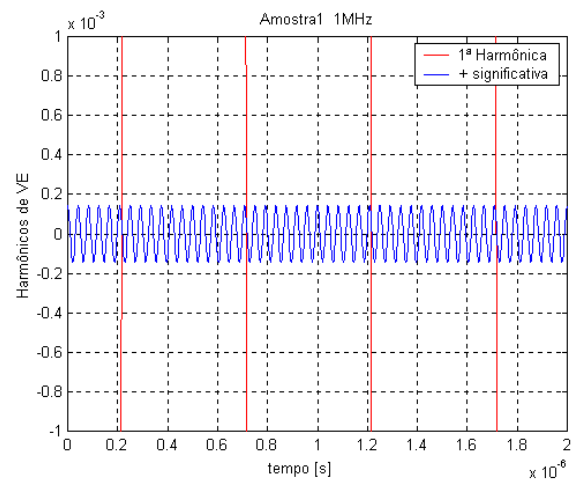


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 MHz

Figura B1. 9– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 1 1 MHz



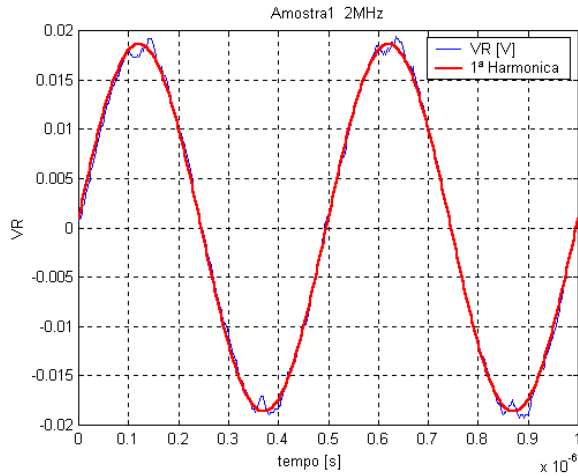
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 MHz



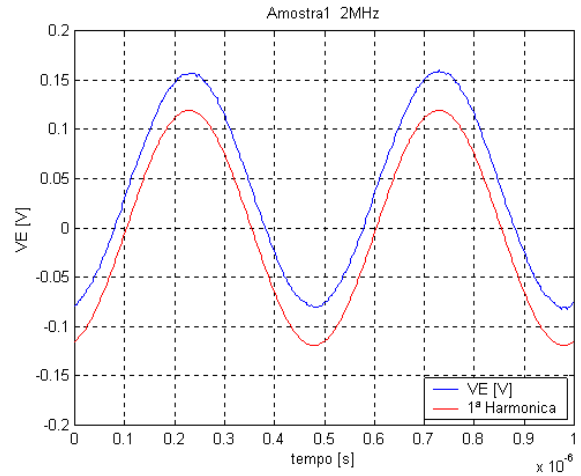
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 MHz

Figura B1. 10 – Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra 1 1 MHz

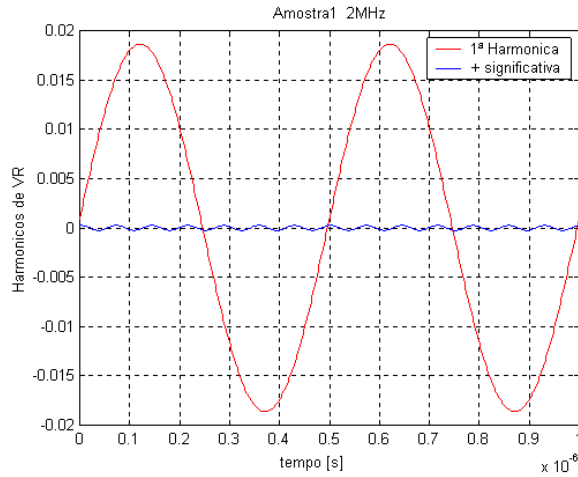
B1.1. 8 Listagem Gráfica para Amostra 1: 2 MHz



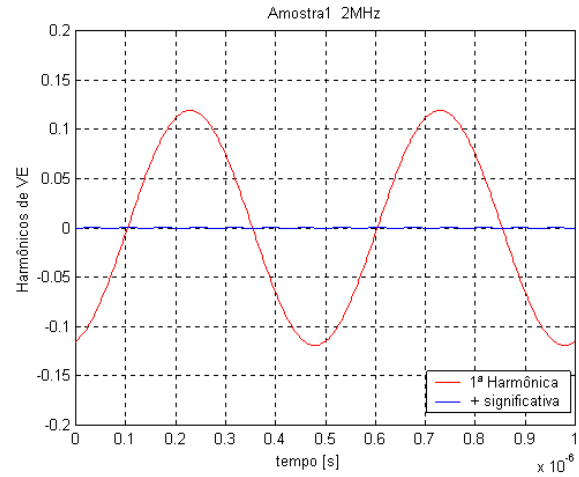
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz

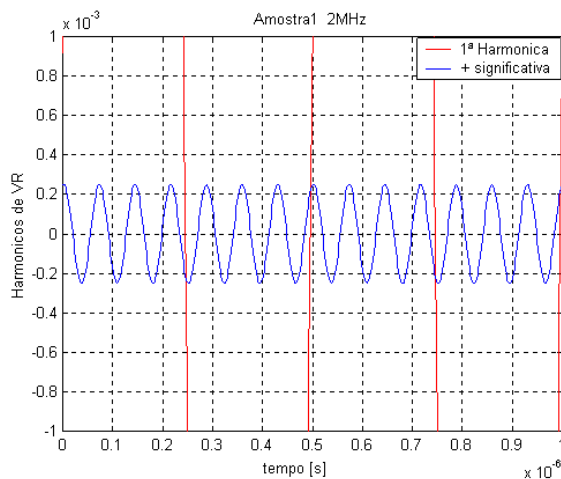


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz

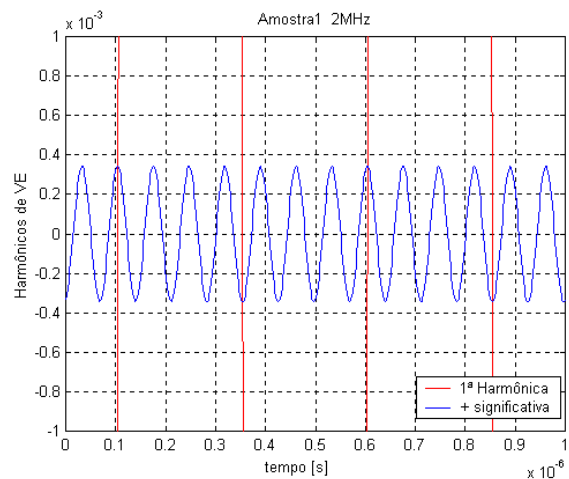


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

Figura B1. 11– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 1 2 MHz



(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz



(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

Figura B1. 12– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra 1 2 MHz

B1.2 – Componentes Harmônicas AMOSTRA 2

B1.2. 1 Exemplo de Listagem Numérica para Amostra 2

1 kHz

```

nome =
amostra2_1k.mat
caminho =
D:\jbosco_2004\casa\Solo\Filtragem\amostras_semana2\amostra2 31 jul\matlab\workspace\
Entre VR e VE no formato [corrente tensao]: [corrente1k tensao1k]
N =
    20002
Entre com a escala de tempo do osciloscópio: 0.2e-3
Entre a escala do osciloscópio de VR [mV/div]: 2
Entre a escala do osciloscópio de VE [mV/div]: 500
ttotal =
    0.002
***Frequencia amostral (numero de amostras por segundo)***
fa =
    10001000
ta =
    9.99900009999e-008
***ESPAÇAMENTO ENTRE AS FREQUENCIAS***
espacamento =
    500.024998749606
***Observa as FFT's do sinais de VE e VR***
Entre com o vetor posicao das harmonicas de VR(figure3): [2 2040]
***DADOS DA FFT***
kharmVR =
     2    2040
kharmVE =
     2    2040
Frequencias das harmonicas de VR e VE
ans =
    1000    1020000    1000    1020000
Constantes de Fourier de VR [a0 an bn] em mV
a0VR_mV =
    0.335779547045296
anVR_mV =
   -2.39494024346792   -0.214721074392099
bnVR_mV =
    0.771584687029214   -0.465996995271434
Constantes de Fourier de VE [a0 an bn] em mV
a0VE_mV =
    72.2899897510249
anVE_mV =
   -735.281440133188    1.6493496230998
bnVE_mV =
   140.842683619808   -1.3963386480564
periodo =
    10001
Entre com o numero inteiro do periodo calculado acima: 10001
***DADOS VR***

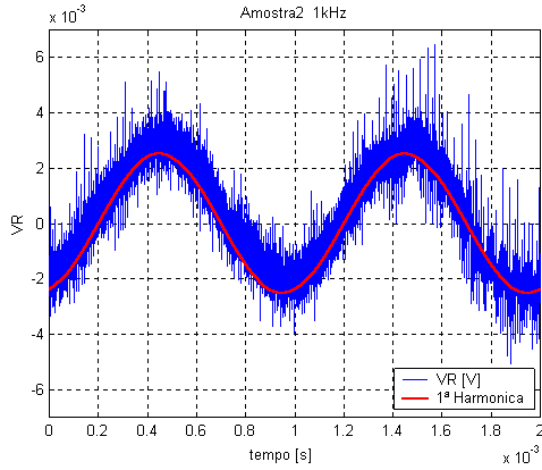
```

```

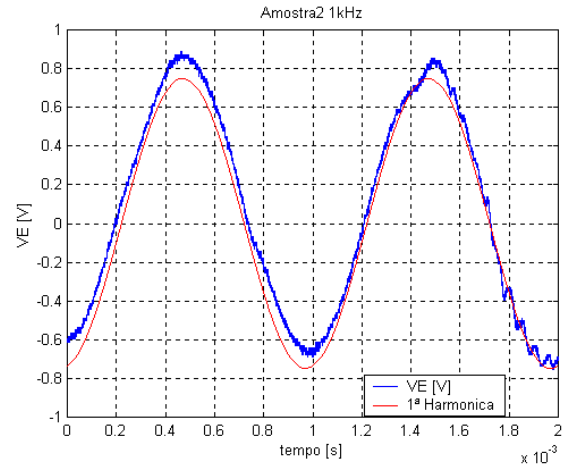
***PRIMEIRO MAXIMO DE VR E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE VR***
ans =
    0.00251616406770992    0.000450377481125944
***PRIMEIRO MINIMO DE VR e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE VR***
ans =
    -0.00251616399130871    0.000950352482375881
***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VR (MEDIA ENTRE tVRmax & tVRmax)***
tVRzero =
    0.000700364981750912
***AMPLITUDE DE VR (MEDIA ENTRE VRmax & VRmax)***
AmpVR =
    0.00251616402950931
***DADOS VE***
***PRIMEIRO MAXIMO DE VE E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE VE***
ans =
    0.74864908843465    0.000469876506174691
***PRIMEIRO MINIMO DE VE e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE VE***
ans =
    -0.748649077482215    0.000969851507424629
***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VE (MEDIA ENTRE tVEmax & tVEmax)***
tVEzero =
    0.00071986400679966
***AMPLITUDE DE VE (MEDIA ENTRE VEmax & VEmax)***
AmpVE =
    0.748649082958433
***DEFASAGEM ENTRE VE E VR***
defasagem =
    1.94990250487476e-005
***AMPLITUDES DE VE E VR EM MILIVOLTS [mV]***
AmpVR_mV =
    2.51616402950931
AmpVE_mV =
    748.649082958433

```

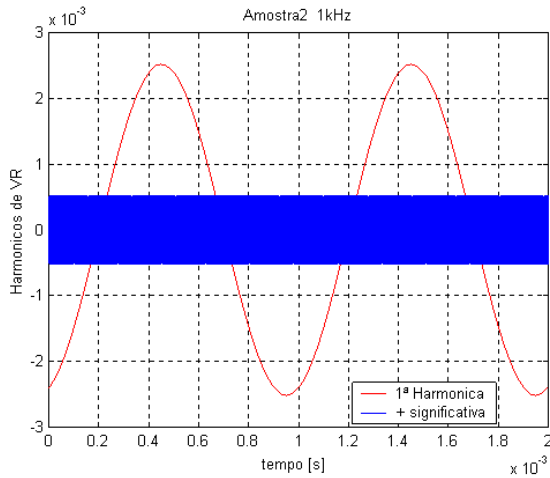

B1.2. 2 Listagem Gráfica para Amostra 2: 1 kHz



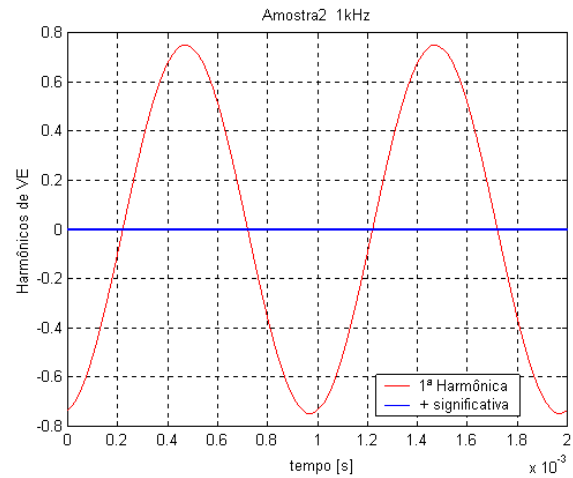
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 1 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 1 kHz

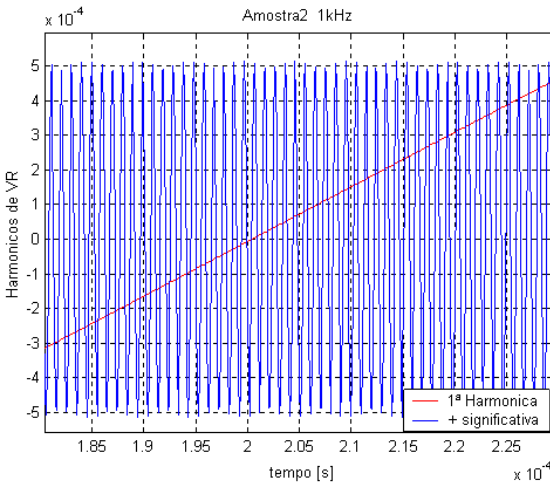


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 kHz

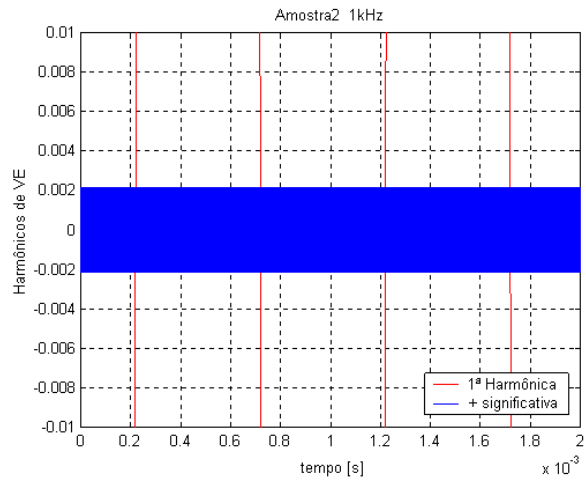


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 kHz

Figura B1. 13– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 2 1 kHz



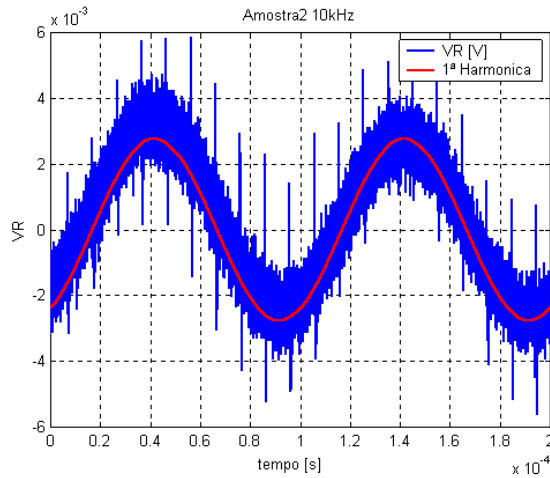
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 kHz



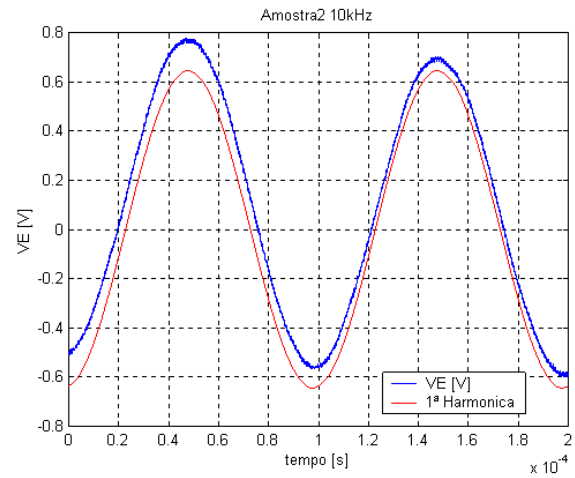
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 kHz

Figura B1. 14– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra 2 1 kHz

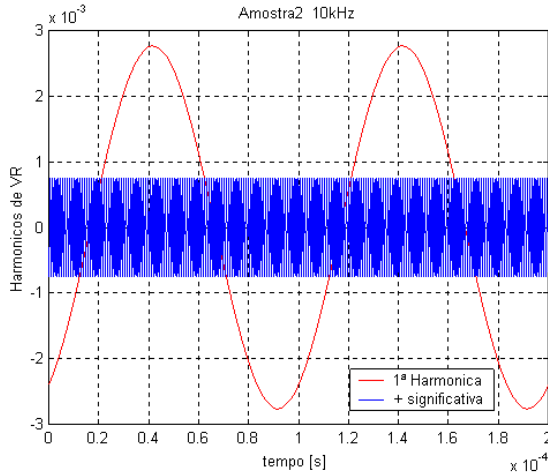
B1.2. 3 Listagem Gráfica para Amostra 2: 10 kHz



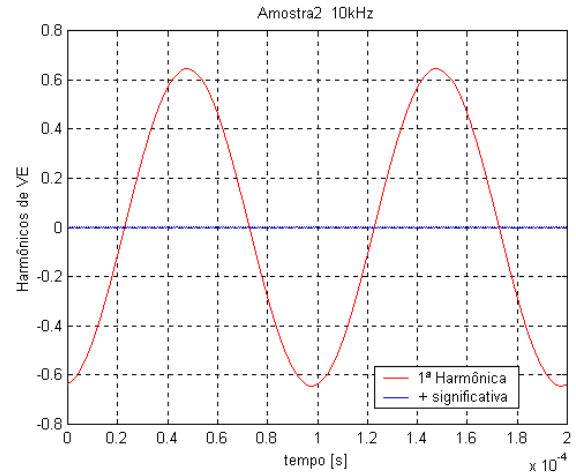
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 10 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 10 kHz

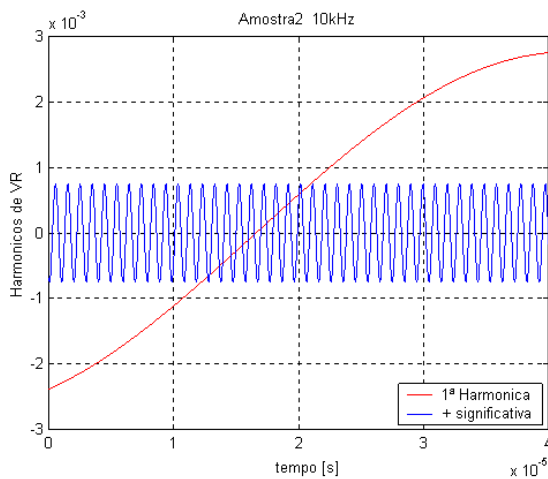


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 10 kHz

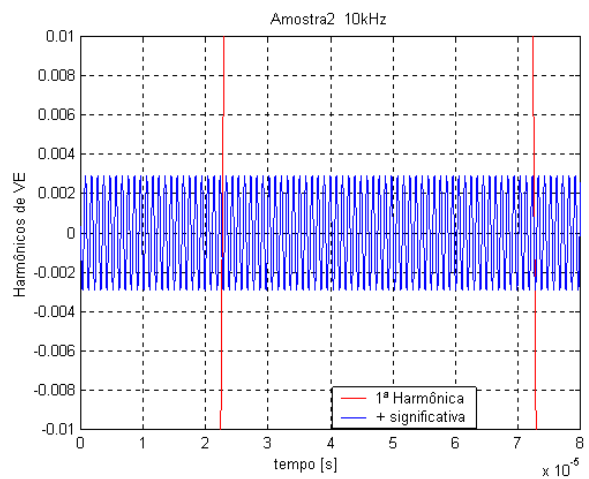


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 10 kHz

Figura B1. 15– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 2 10 kHz



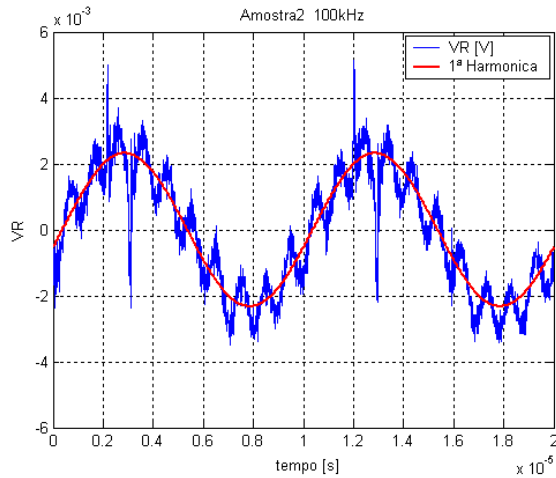
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 10 kHz



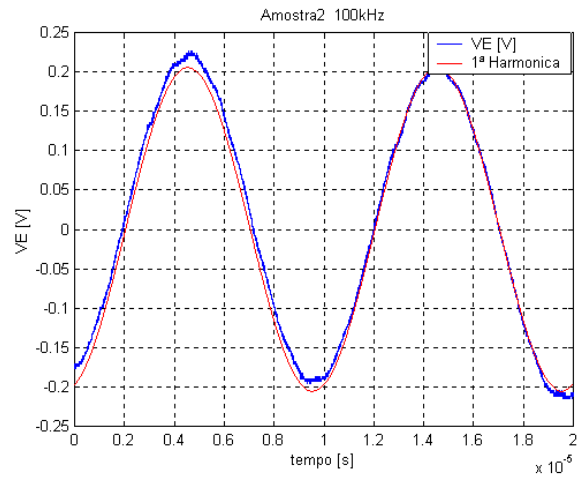
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 10 kHz

Figura B1. 16– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra2 10 kHz

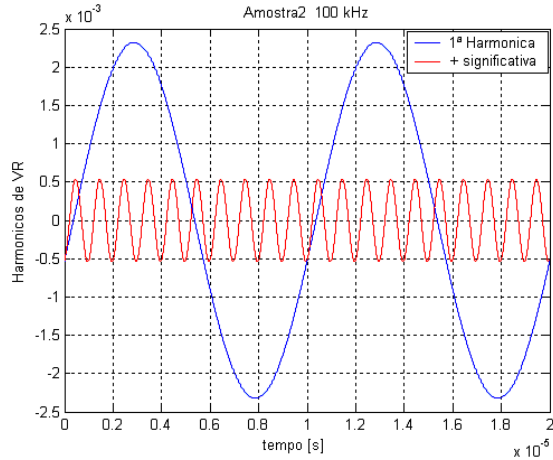
B1.2. 4 Listagem Gráfica para Amostra 2: 100 kHz



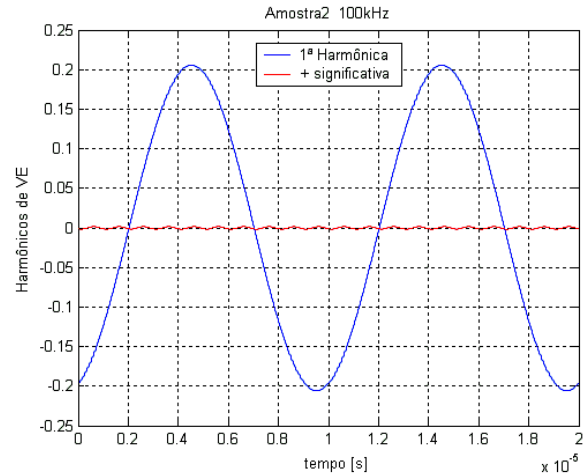
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz

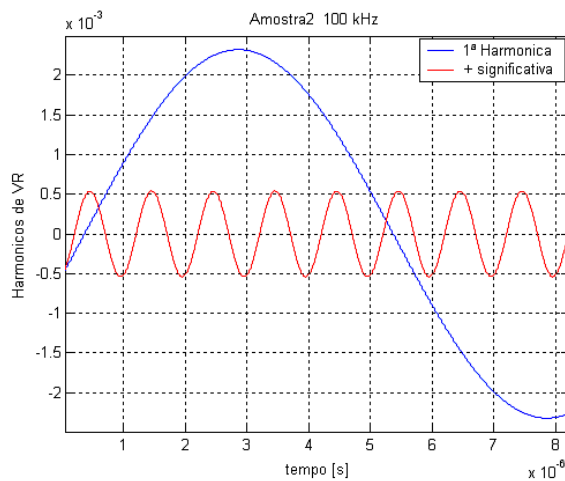


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 100 kHz

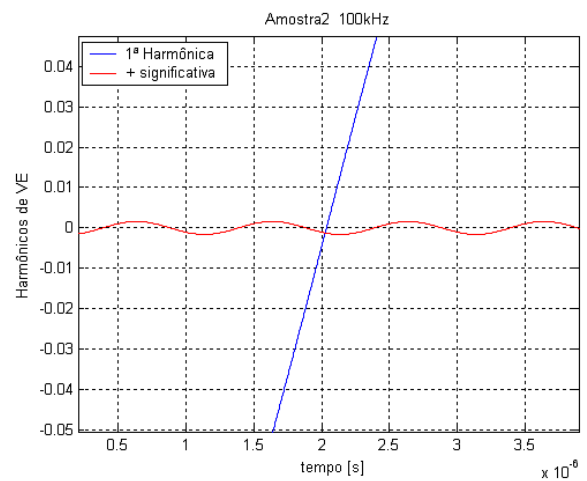


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 100 kHz

Figura B1. 17– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 2 100 kHz



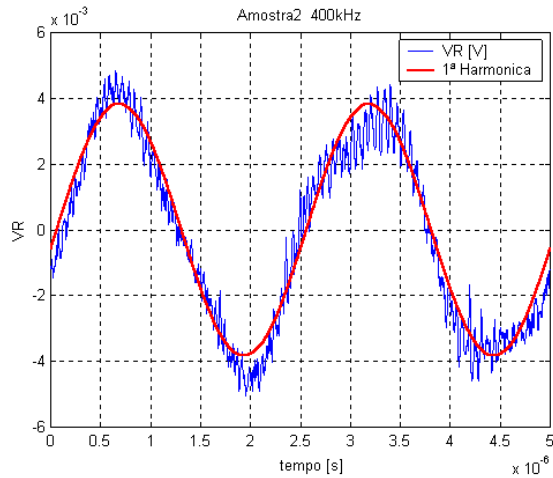
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 100 kHz



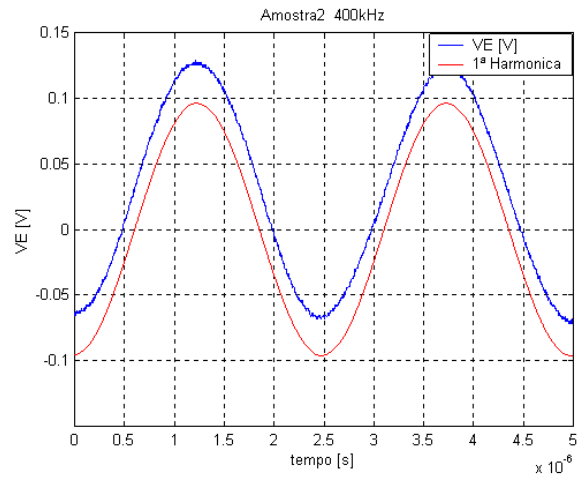
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 100 kHz

Figura B1. 18– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra 2 100 kHz

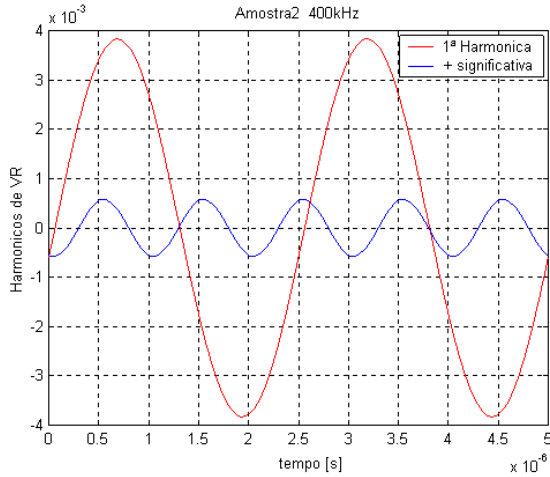
B1.2. 5 Listagem Gráfica para Amostra 2: 400 kHz



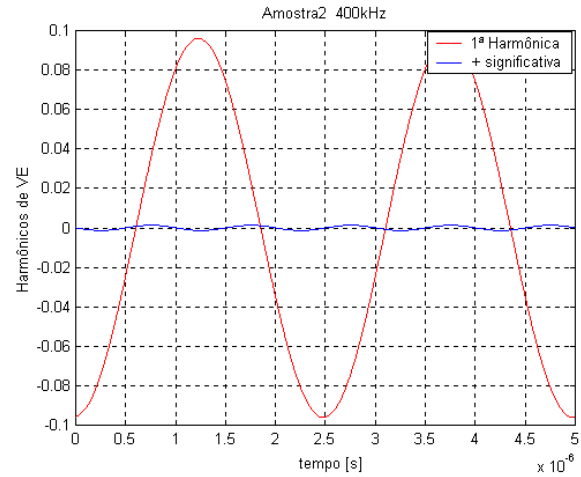
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 400 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 400 kHz

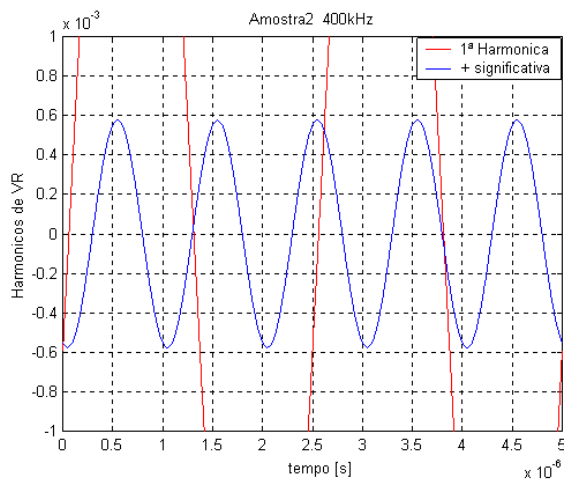


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 400 kHz

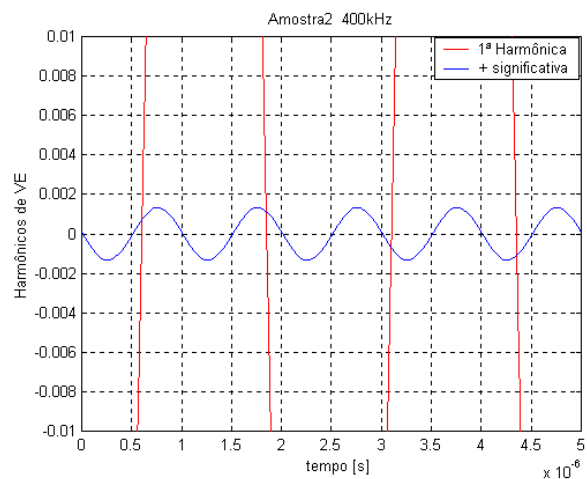


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 kHz

Figura B1. 19– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 2 400 kHz



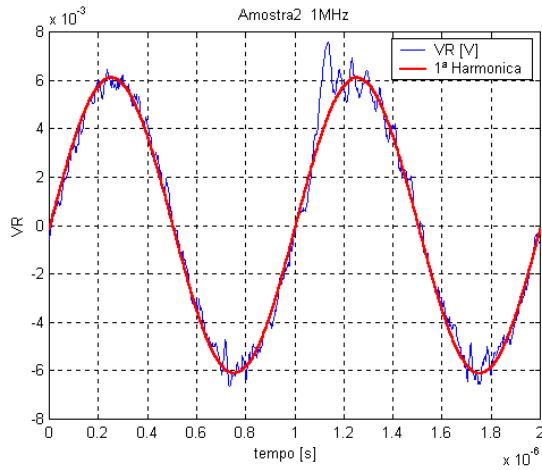
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 400 kHz



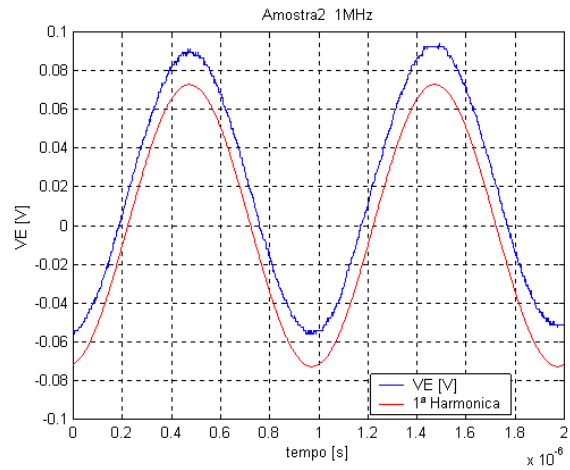
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 kHz

Figura B1. 20– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra2 400 kHz

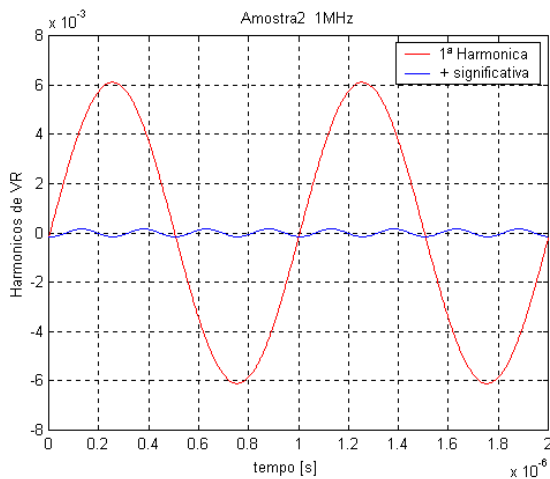
B1.2. 6 Listagem Gráfica para Amostra 2: 1 MHz



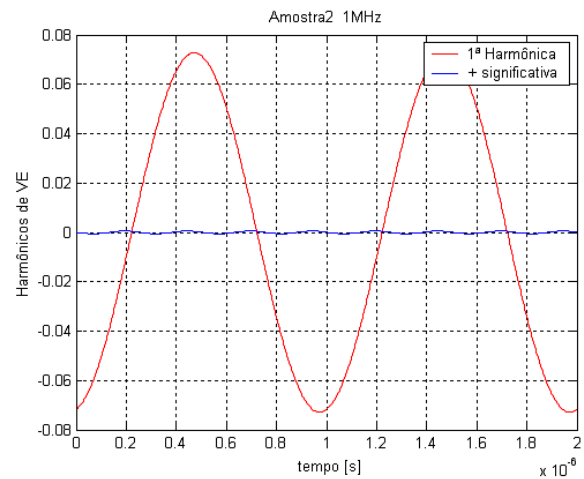
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 1 MHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 1 MHz

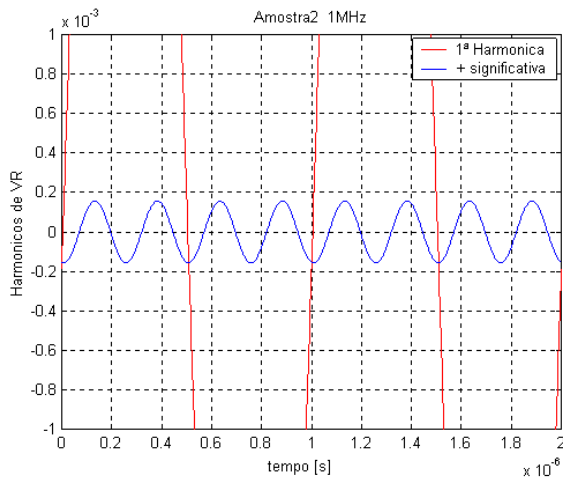


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 MHz

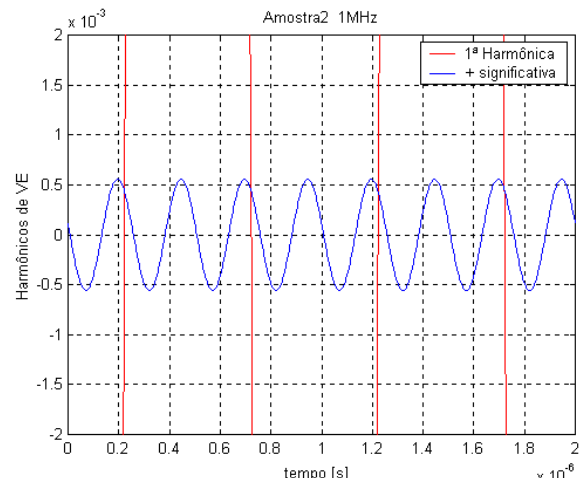


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 MHz

Figura B1. 21– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 2 1 MHz



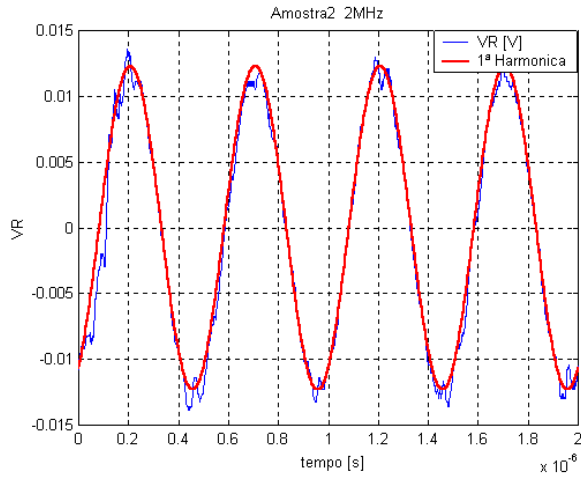
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 MHz



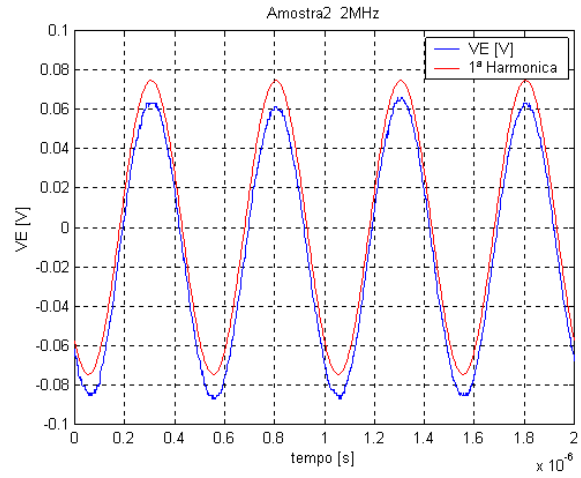
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 MHz

Figura B1. 22– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra 2 1 MHz

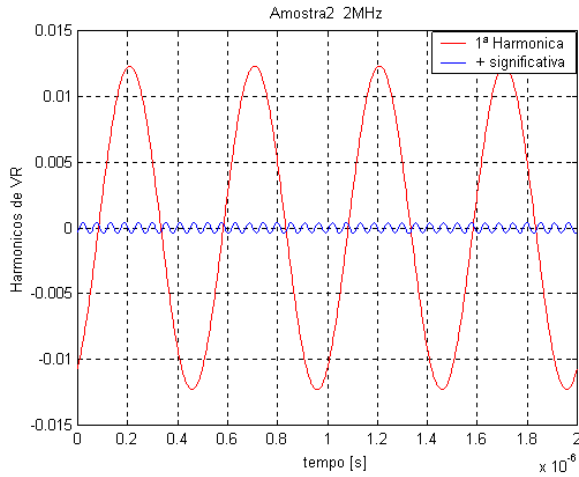
B1.2. 7 Listagem Gráfica para Amostra 2: 2 MHz



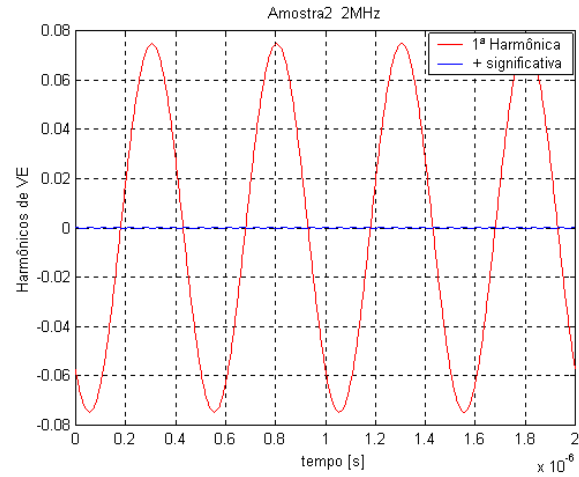
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz

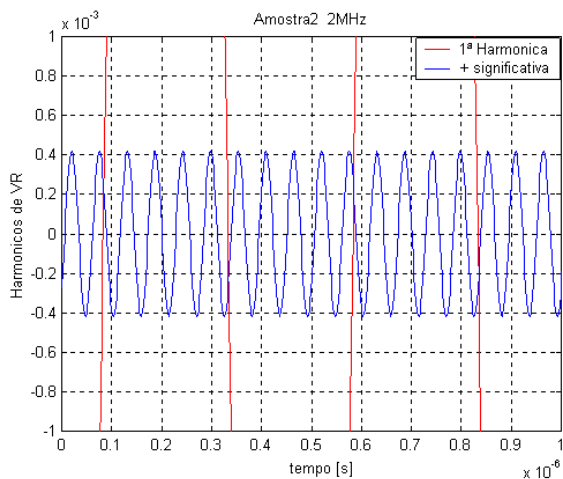


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz

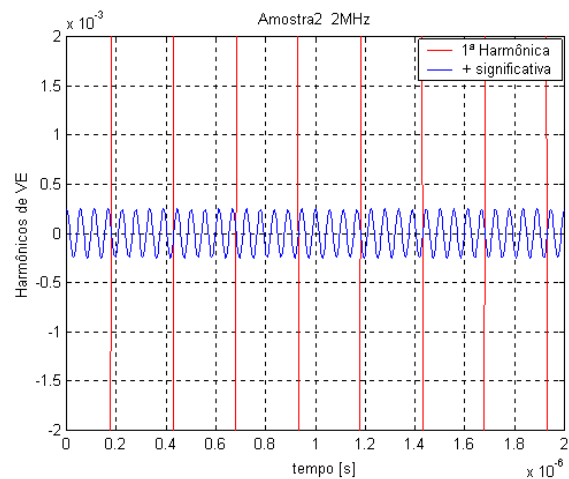


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

Figura B1. 23– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra 2 2 MHz



(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz



(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

Figura B1. 24– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra2 2 MHz

B1.3 – Componentes Harmônicas AMOSTRA 3

B1.3. 1 Exemplo de Listagem Numérica para Amostra 3:

1 kHz

```

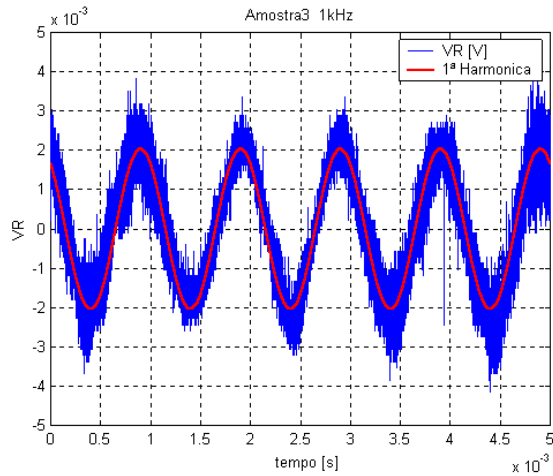
nome =
amostra3_1k.mat
caminho =
D:\jbosco_2004\casa\Solo\Filtragem\amostras_semana2\amostra3_1ago\matlab\workspace\
Entre VR e VE no formato [corrente tensao]: [corrente1k tensao1k]
N =
    25002
Entre com a escala de tempo do osciloscópio: 0.5e-3
Entre a escala do osciloscópio de VR [mV/div]: 5
Entre a escala do osciloscópio de VE [mV/div]: 200
ttotal =
    0.005
***Frequencia amostral (numero de amostras por segundo)***
fa =
    5000400
ta =
    1.99984001279898e-007
***ESPAÇAMENTO ENTRE AS FREQUENCIAS***
espacamento =
    200.007999680005
***Observa as FFT's dos sinais de VE e VR***
Entre com o vetor posicao das harmonicas de VR(figure3): [5 5100]
***DADOS DA FFT***
kharmVR =
     5    5100
kharmVE =
     5    5100
Frequencias das harmonicas de VR e VE
ans =
    1000    1020000    1000    1020000
Constantes de Fourier de VR [a0 an bn] em mV
a0VR_mV =
    -0.00735691144708423
anVR_mV =
    1.66923184976911    0.412864261435515
bnVR_mV =
    -1.17696176813384    -0.0364414781548354
Constantes de Fourier de VE [a0 an bn] em mV
a0VE_mV =
    54.0640748740101
anVE_mV =
    522.715703599045    0.49170363490508
bnVE_mV =
    -296.142377928208    1.64832430423982
periodo =
    5000.4
Entre com o numero inteiro do periodo calculado acima: 5000
***DADOS VR***

```

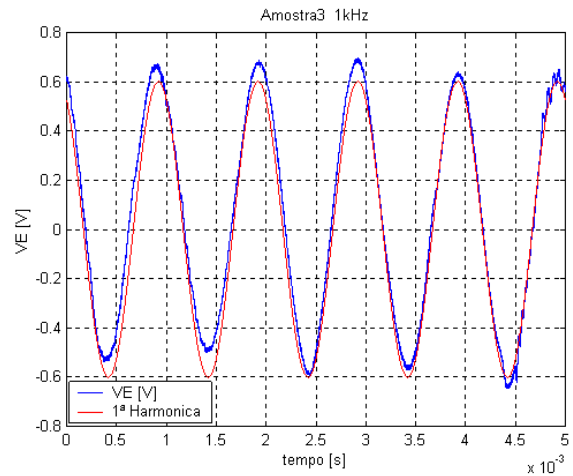
```
***PRIMEIRO MAXIMO DE VR E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE VR***
ans =
    0.00204244278596889    0.000902163913443462

***PRIMEIRO MINIMO DE VR e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE VR***
ans =
    -0.00204244292052811    0.000402183912643494
***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VR (MEDIA ENTRE tVRmax & tVRmax)***
tVRzero =
    0.000652173913043478
***AMPLITUDE DE VR (MEDIA ENTRE VRmax & VRmax)***
AmpVR =
    0.0020424428532485
***DADOS VE***
***PRIMEIRO MAXIMO DE VE E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE VE***
ans =
    0.600776176943386    0.000917963281468741
***PRIMEIRO MINIMO DE VE e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE VE***
ans =
    -0.600776171777681    0.000417983280668773
***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VE (MEDIA ENTRE tVEmax & tVEmax)***
tVEzero =
    0.000667973281068757
***AMPLITUDE DE VE (MEDIA ENTRE VEmax & VEmax)***
AmpVE =
    0.600776174360533
***DEFASAGEM ENTRE VE E VR***
defasagem =
    1.5799368025279e-005
***AMPLITUDES DE VE E VR EM MILIVOLTS [mV]***
AmpVR_mV =
    2.0424428532485
AmpVE_mV =
    600.776174360533
```

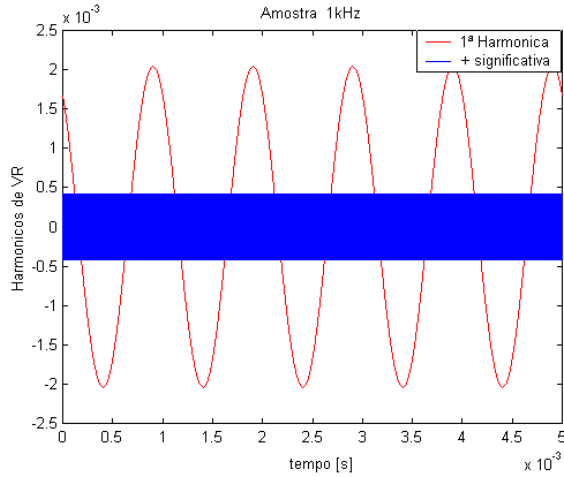

B1.3. 2 Listagem Gráfica para Amostra 3: 1 kHz



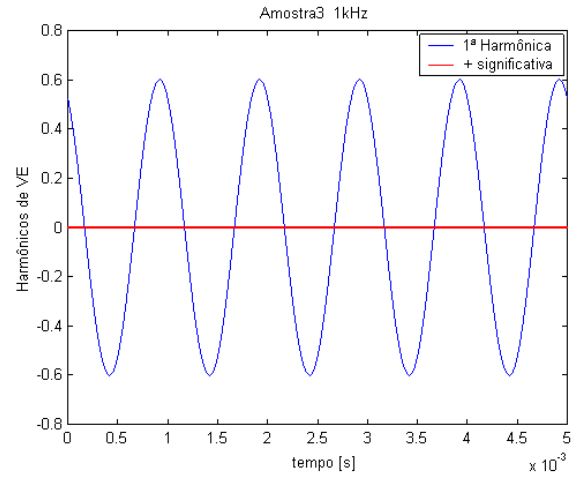
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 1 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 1 kHz

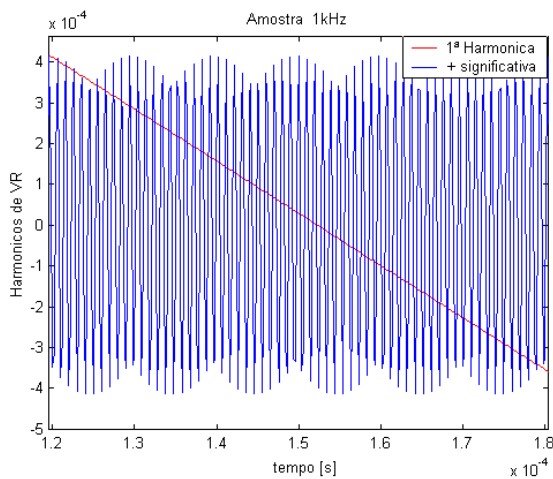


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 kHz

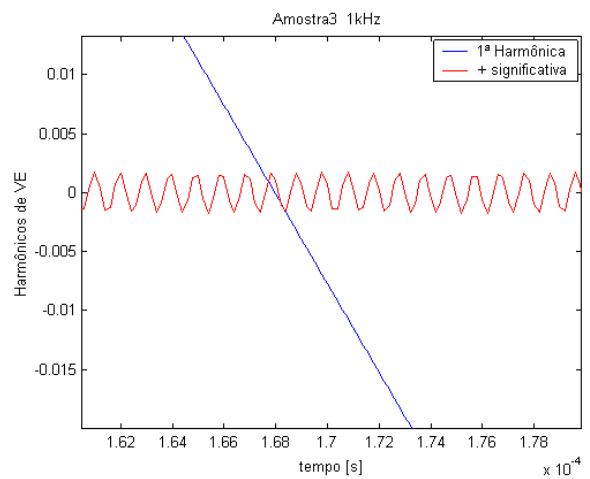


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 kHz

Figura B1. 25– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra3 1 kHz



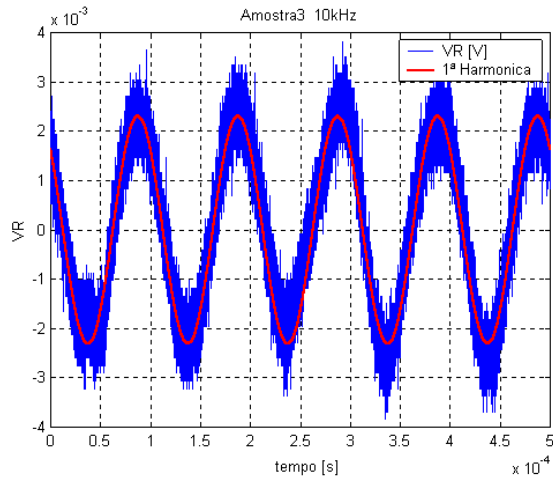
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 kHz



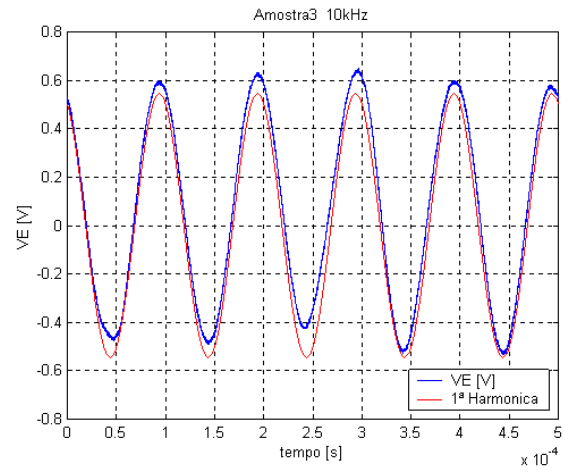
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 kHz

Figura B1. 26– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra3 1 kHz

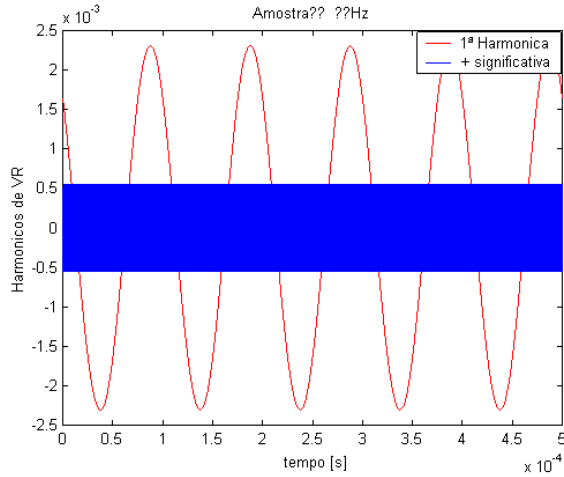
B1.3. 3 Listagem Gráfica para Amostra 3: 10 kHz



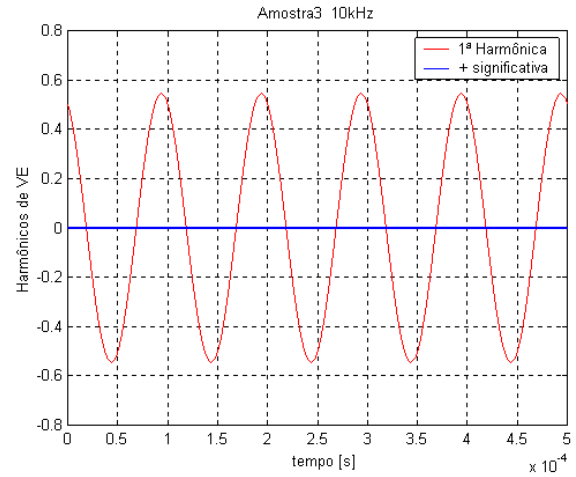
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 10 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 10 kHz

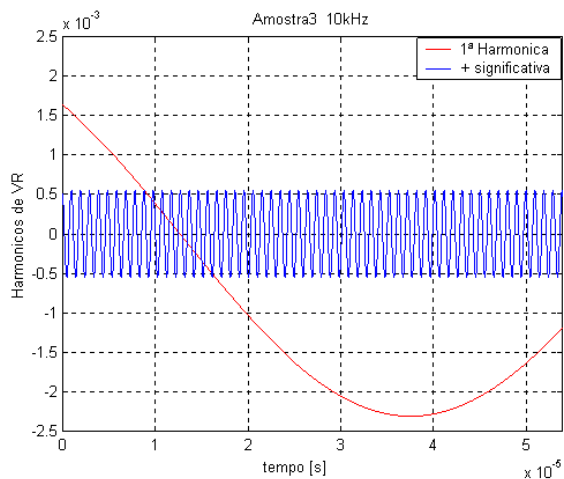


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 10 kHz

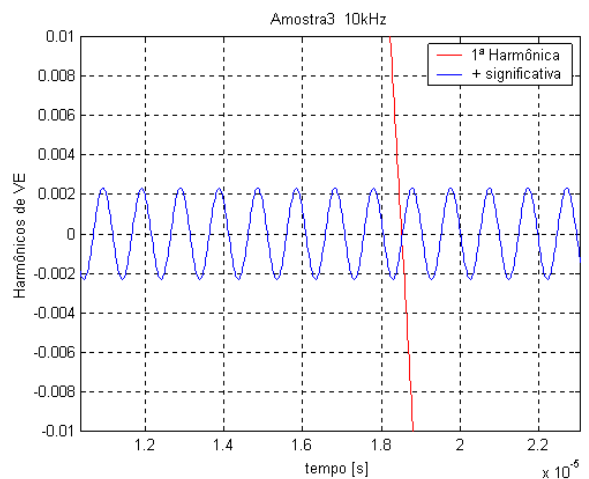


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 10 kHz

Figura B1. 27– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra3 10 kHz



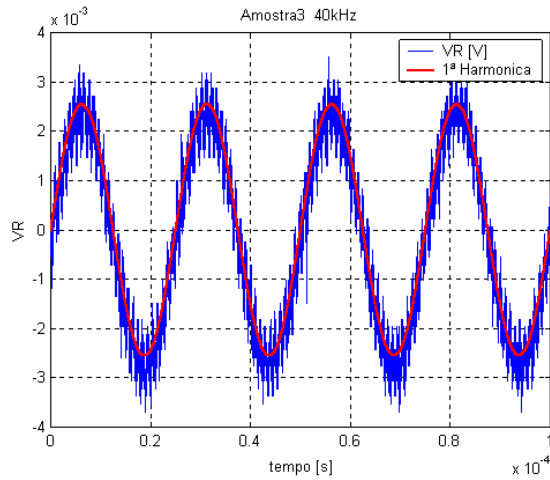
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 10 kHz



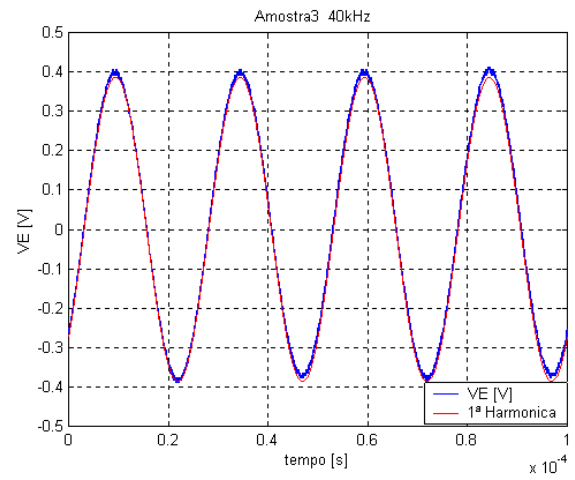
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 10 kHz

Figura B1. 28 – Comp. entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra3 10 kHz

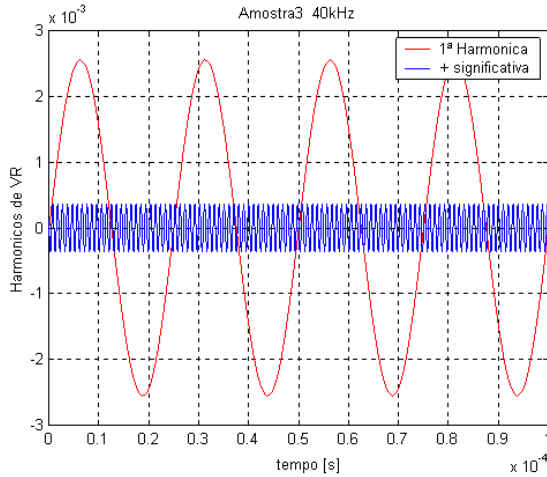
B1.3. 4 Listagem Gráfica para Amostra 3: 40 kHz



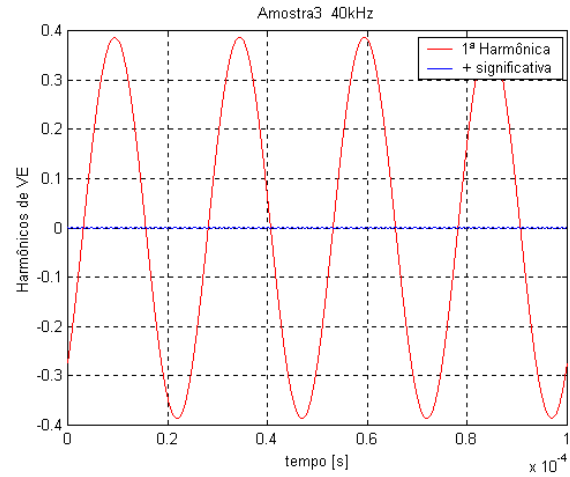
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 40 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 40 kHz

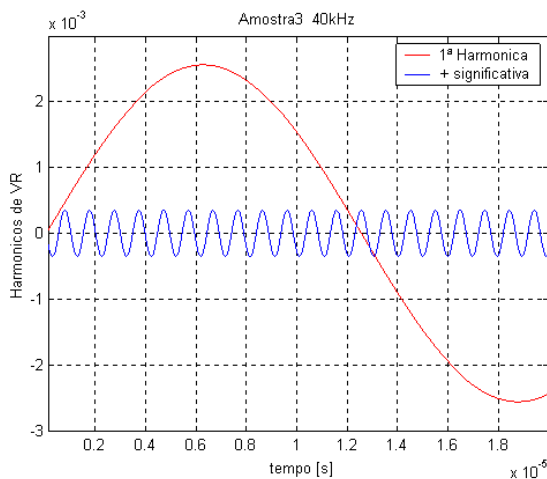


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 40 kHz

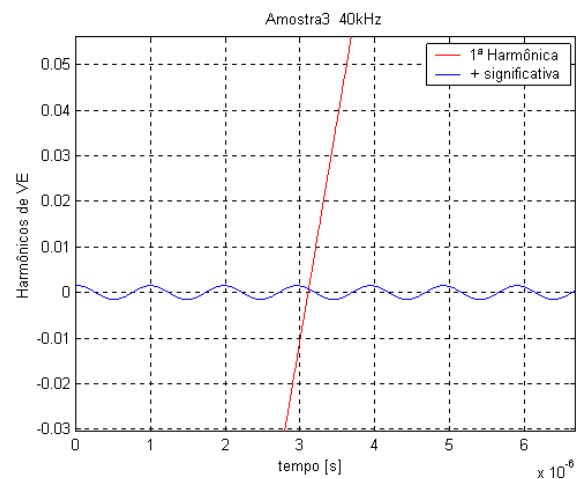


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 40 kHz

Figura B1. 29– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra3 40 kHz



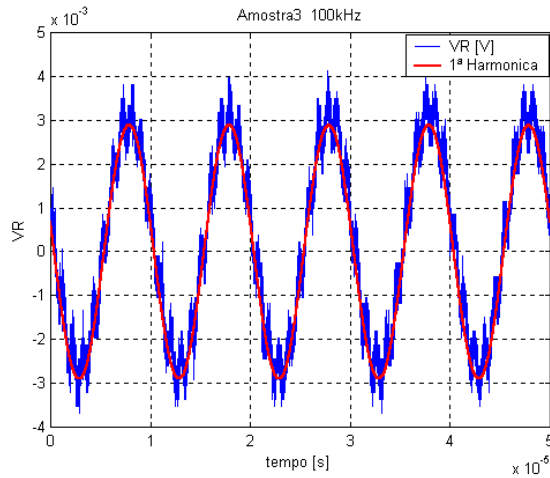
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 40 kHz



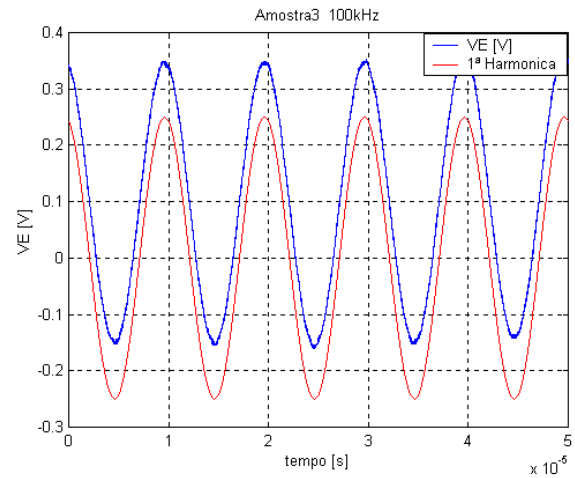
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 40 kHz

Figura B1. 30– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra3 40 kHz

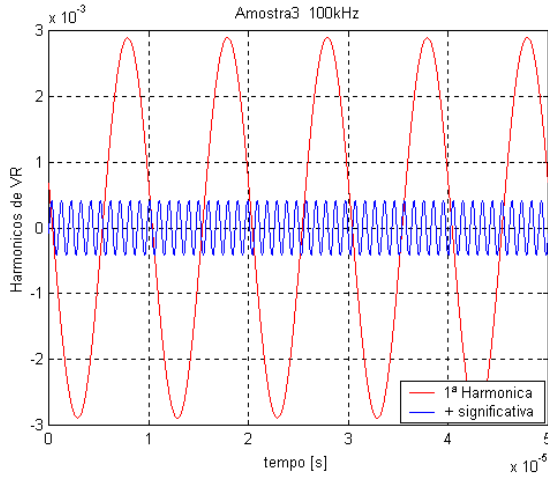
B1.3. 5 Listagem Gráfica para Amostra 3: 100 kHz



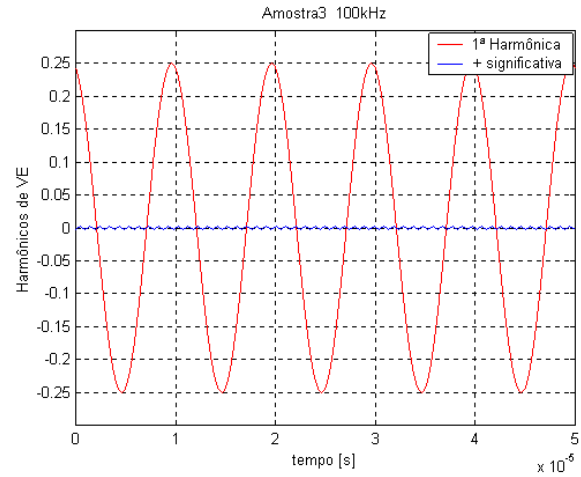
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz

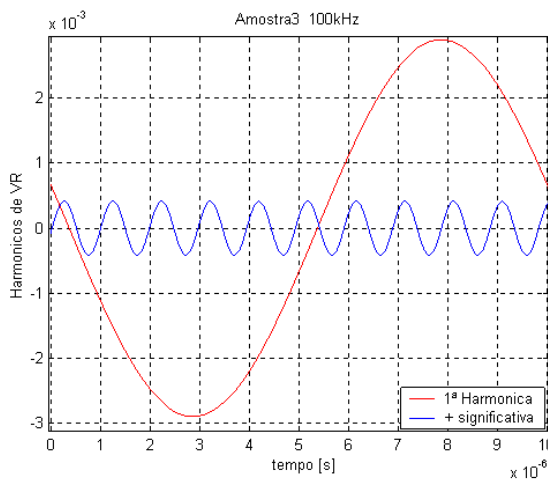


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 100 kHz

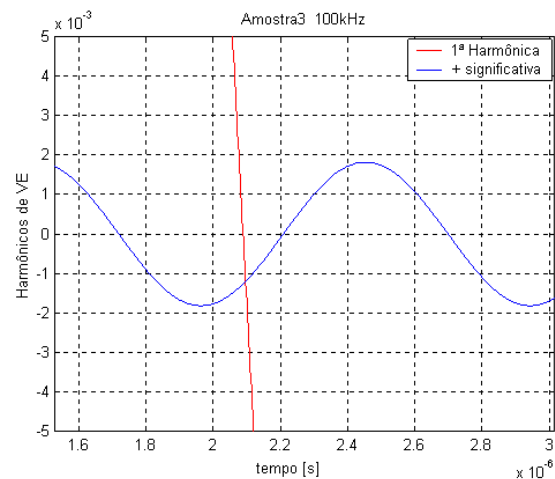


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 100 kHz

Figura B1. 31– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra3 100 kHz



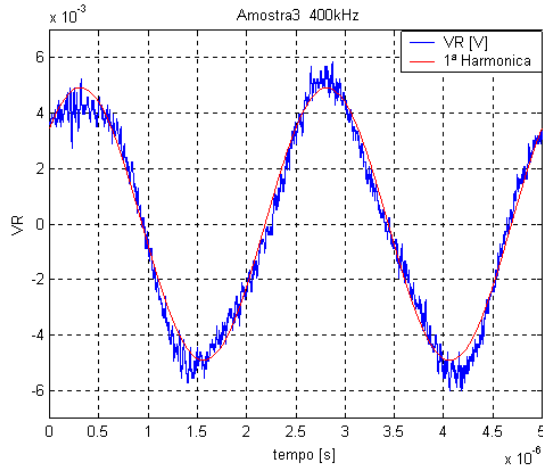
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 100 kHz



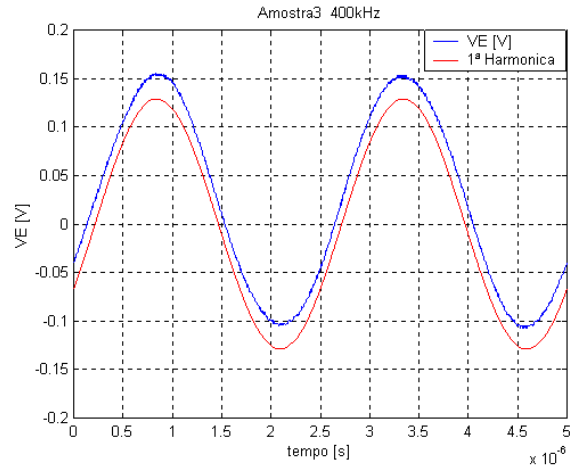
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 100 kHz

Figura B1. 32– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra3 100 kHz

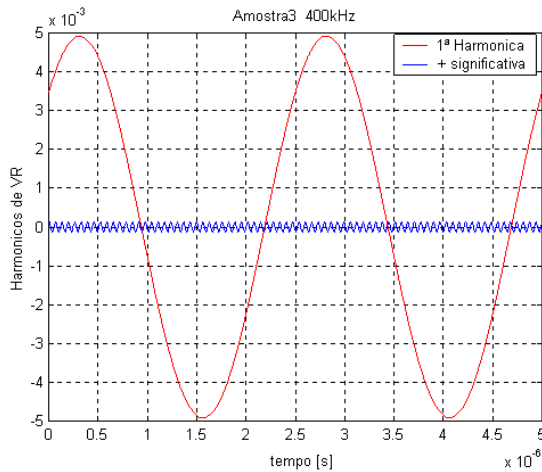
B1.3. 6 Listagem Gráfica para Amostra 3: 400 kHz



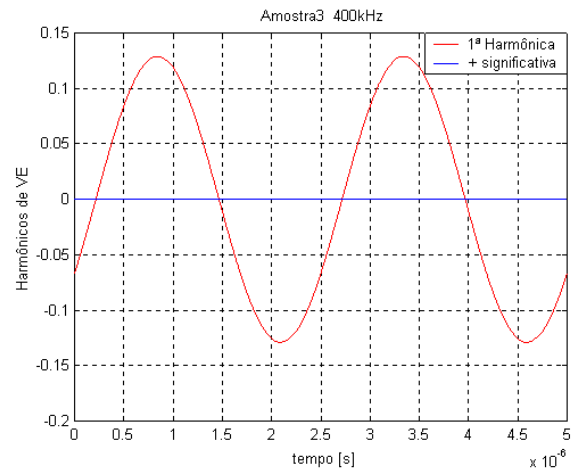
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 400 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 400 kHz

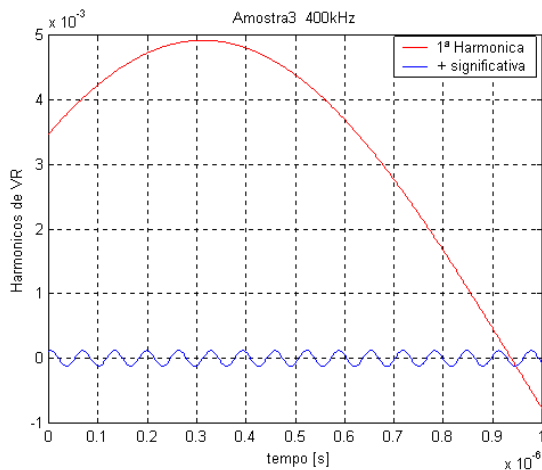


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 400 kHz

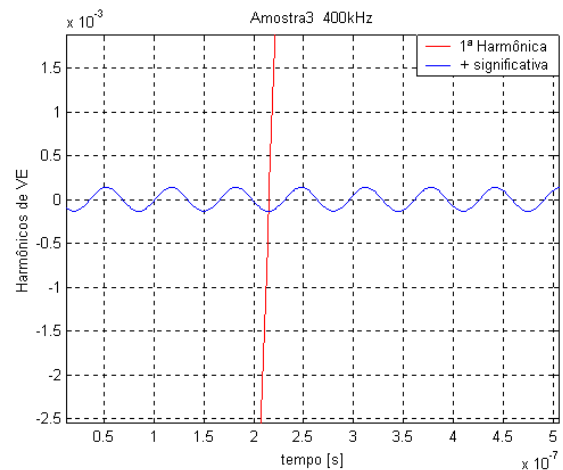


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 kHz

Figura B1. 33– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra3 400 kHz



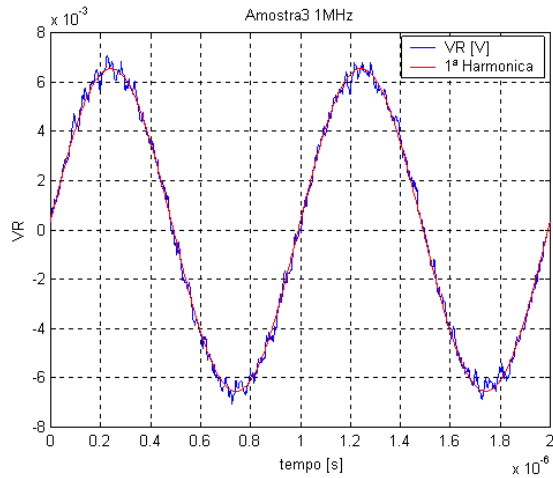
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 400 kHz



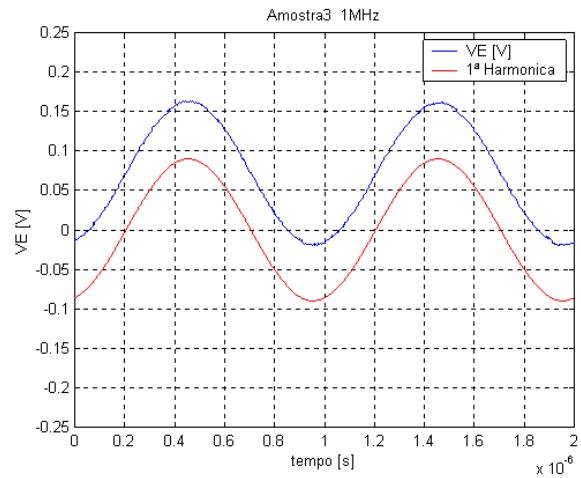
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 kHz

Figura B1. 34– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra3 400 kHz

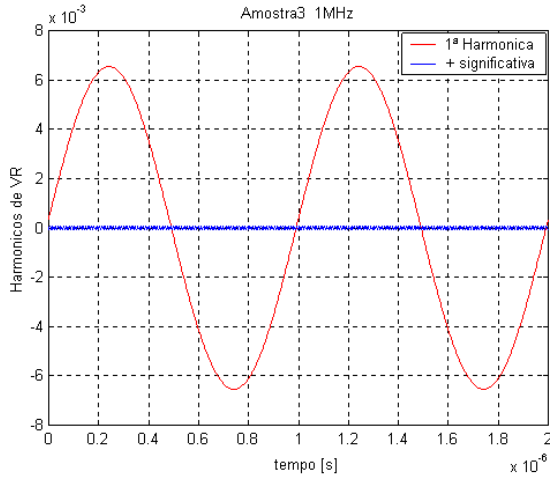
B1.3. 7 Listagem Gráfica para Amostra 3: 1 MHz



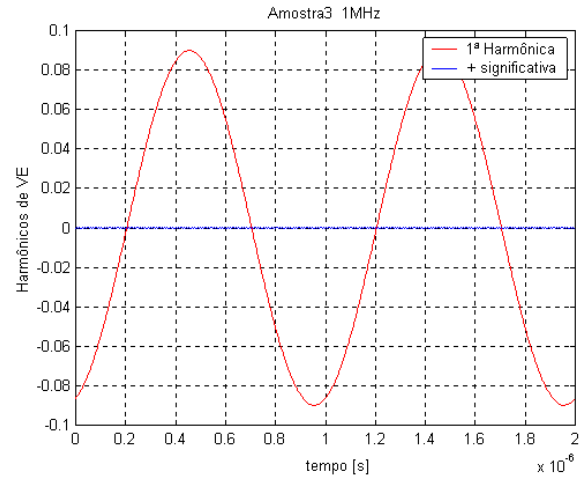
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 1 MHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 1 MHz

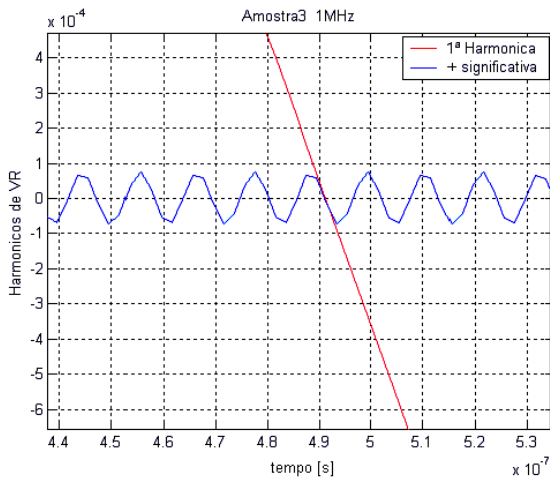


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 MHz

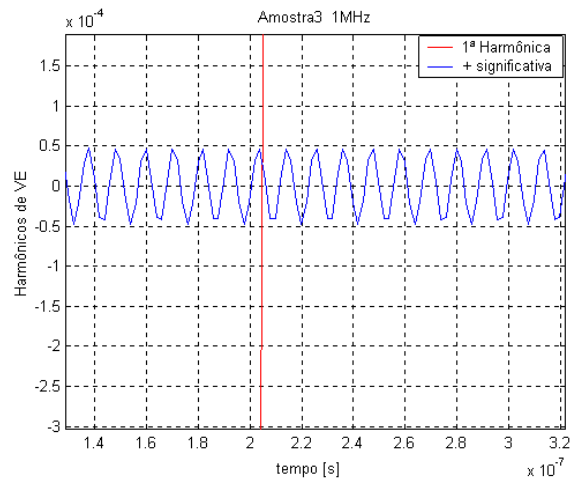


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 MHz

Figura B1. 35– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra3 1 MHz



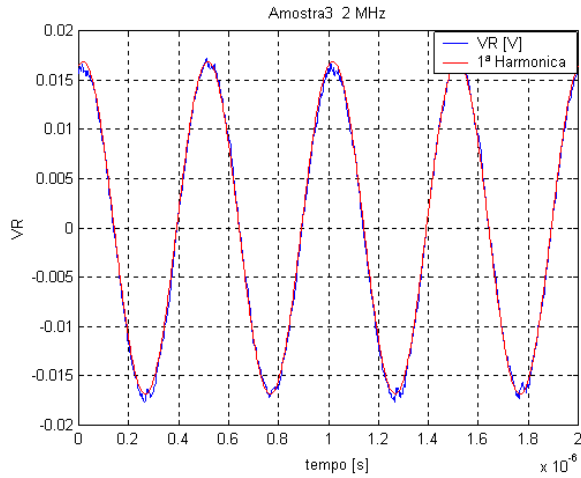
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 MHz



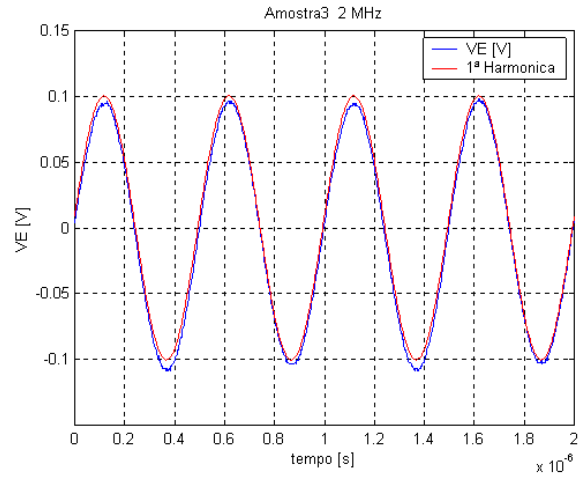
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 1 MHz

Figura B1. 36– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra3 1 MHz

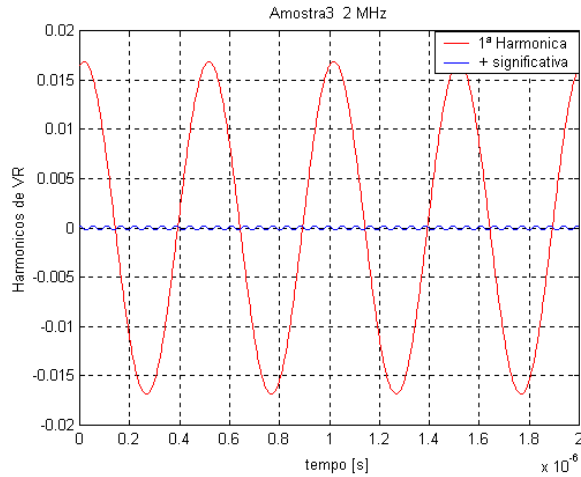
B1.3. 8 Listagem Gráfica para Amostra 3: 2 MHz



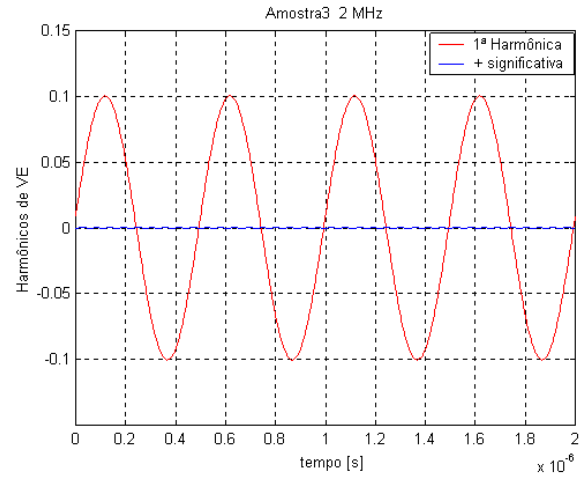
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz

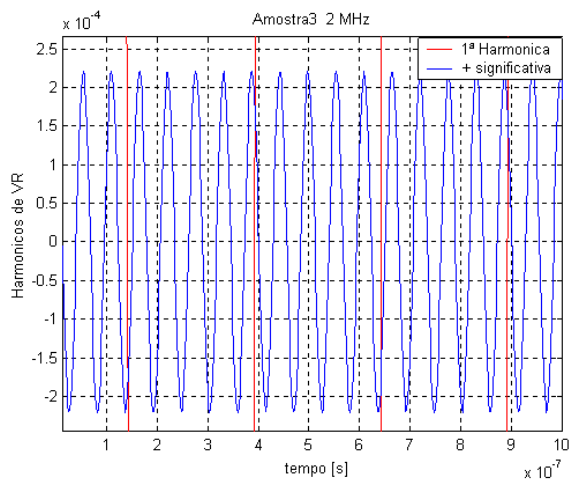


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz

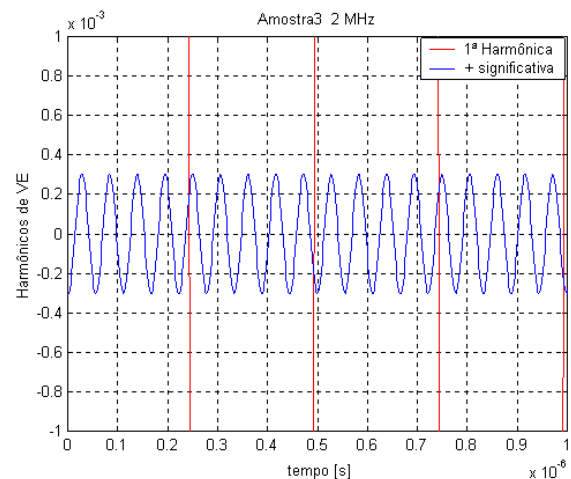


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

Figura B1. 37– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra3 2 MHz



(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz



(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

Figura B1. 38– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra3 2 MHz

B1.4 – Componentes Harmônicas AMOSTRA 4

B1.4. 1 Exemplo de Listagem Numérica para Amostra 4:

1 kHz

```

nome =
amostra4_1k.mat
caminho =
D:\jbosco_2004\casa\Solo\Filtragem\amostras_semana2\amostra 4 lago\matlab\worksapce\
Entre VR e VE no formato [corrente tensao]: [corrente1k tensao1k]
N =
    20002
Entre com a escala de tempo do osciloscopio: 0.2e-3
Entre a escala do osciloscio de VR [mV/div]: 5
Entre a escala do osciloscio de VE [mV/div]: 200
ttotal =
    0.002
***Frequencia amostral (numero de amostras por segundo)***
fa =
    10001000
ta =
    9.99900009999e-008
***ESPAÇAMENTO ENTRE AS FREQUENCIAS***
espacamento =
    500.024998749606
***Observa as FFT's do sinais de VE e VR***
Entre com o vetor posicao das harmonicas de VR(figure3): [2 2040]
***DADOS DA FFT***
kharmVR =
     2    2040
kharmVE =
     2    2040
Frequencias das harmonicas de VR e VE
ans =
    1000    1020000    1000    1020000
Constantes de Fourier de VR [a0 an bn] em mV
a0VR_mV =
    -0.0577598490150985
anVR_mV =
    -0.990878511124888    0.49601088909077
bnVR_mV =
    2.82224375834112    0.127405430212726
Constantes de Fourier de VE [a0 an bn] em mV
a0VE_mV =
    43.0315093490651
anVE_mV =
   -196.356705849082   -0.217480798303167
bnVE_mV =
    431.630827989731    2.14816567495498
periodo =
    10001
Entre com o numero inteiro do periodo calculado acima: 10001
***DADOS VR***
***PRIMEIRO MAXIMO DE VR E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE VR***
ans =

```

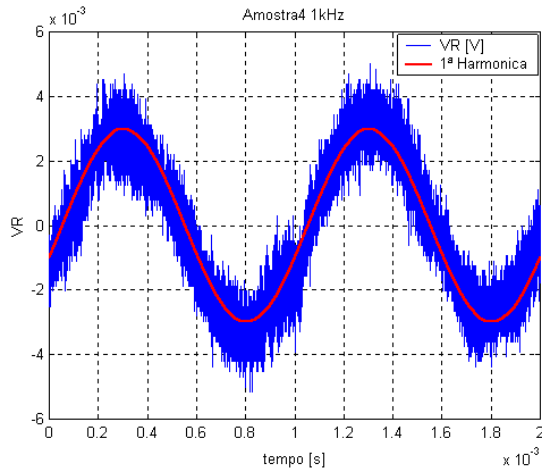


```

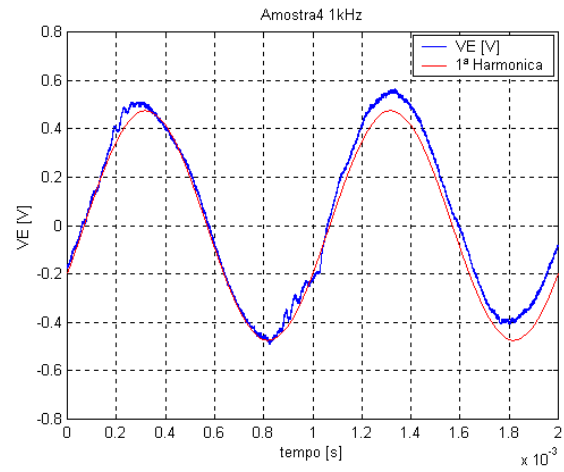
0.00299113679188898    0.000303784810759462
***PRIMEIRO MINIMO DE VR e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE VR***
ans =
-0.00299113689079339    0.0008037598120094
***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VR (MEDIA ENTRE tVRmax & tVRmax)***
tVRzero =
0.000553772311384431
***AMPLITUDE DE VR (MEDIA ENTRE VRmax & VRmax)***
AmpVR =
0.00299113684134118
***DADOS VE***
***PRIMEIRO MAXIMO DE VE E TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MAXIMO DE VE***
ans =
0.474195230558109    0.00031798410079496
***PRIMEIRO MINIMO DE VE e TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO MINIMO DE VE***
ans =
-0.474195241121565    0.000817959102044898
***TEMPO EM QUE OCORRE O PRIMEIRO ZERO DE VE (MEDIA ENTRE tVEmax & tVEmax)***
tVEzero =
0.000567971601419929
***AMPLITUDE DE VE (MEDIA ENTRE VEmax & VEmax)***
AmpVE =
0.474195235839837
***DEFASAGEM ENTRE VE E VR***
defasagem =
1.41992900354983e-005
***AMPLITUDES DE VE E VR EM MILIVOLTS [mV]***
AmpVR_mV =
2.99113684134118
AmpVE_mV =
474.195235839837

```

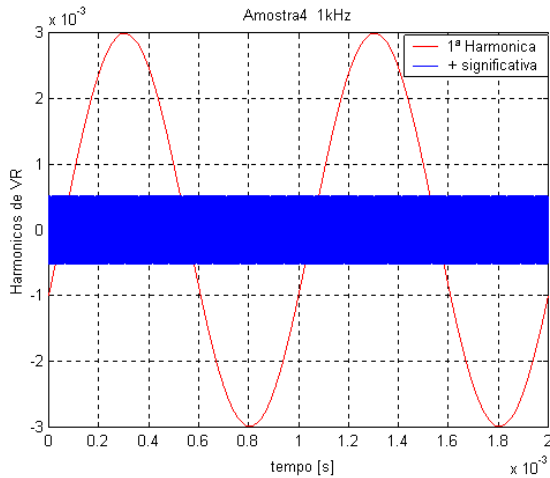
B1.2. 2 Listagem Gráfica para Amostra 4: 1 kHz



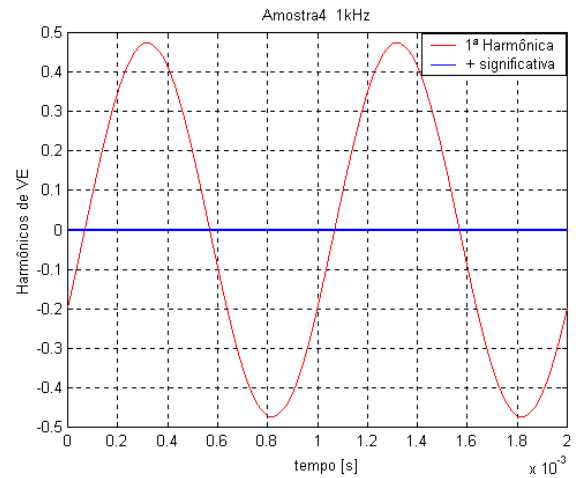
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 1 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 1 kHz

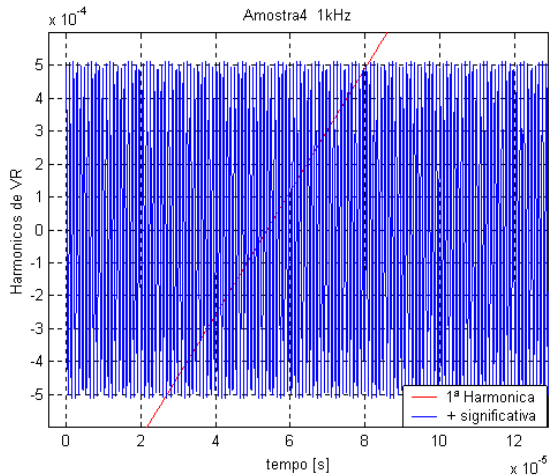


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 kHz

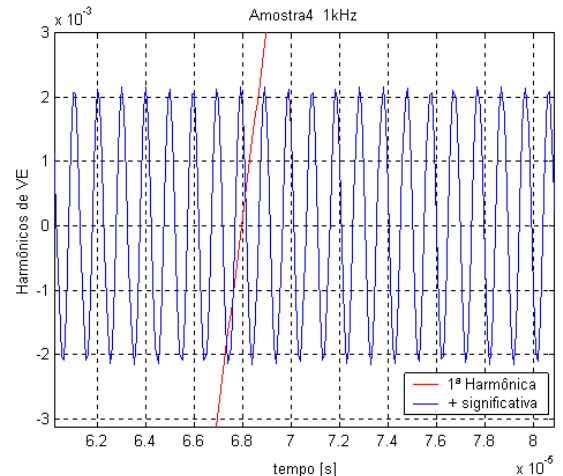


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 kHz

Figura B1. 39– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra4 1kHz



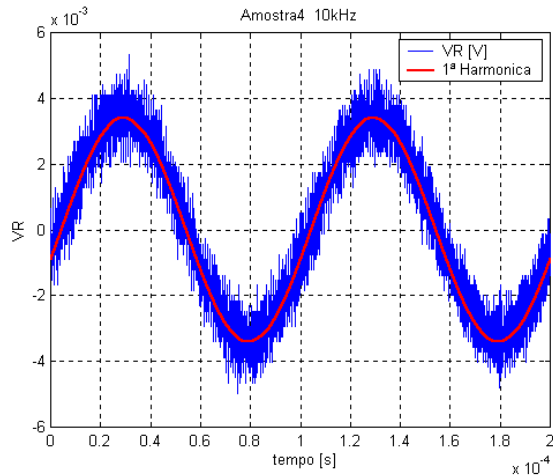
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 kHz



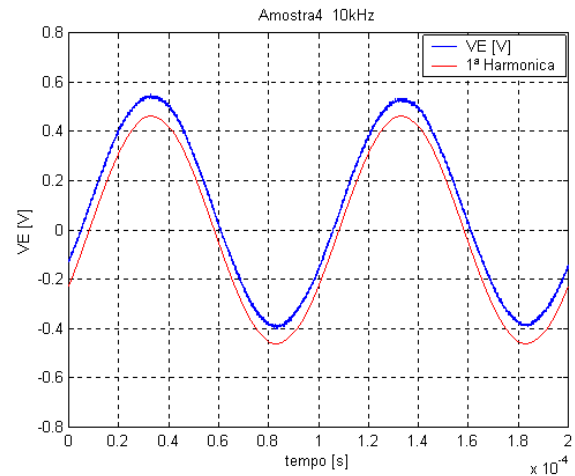
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 kHz

Figura B1. 40– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra4 1 kHz

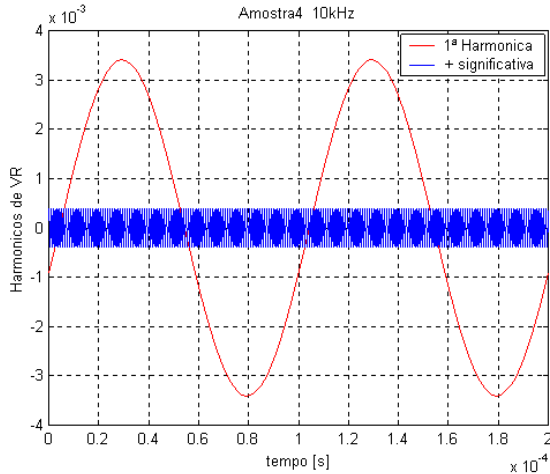
B1.4. 3 Listagem Gráfica para Amostra 4: 10 kHz



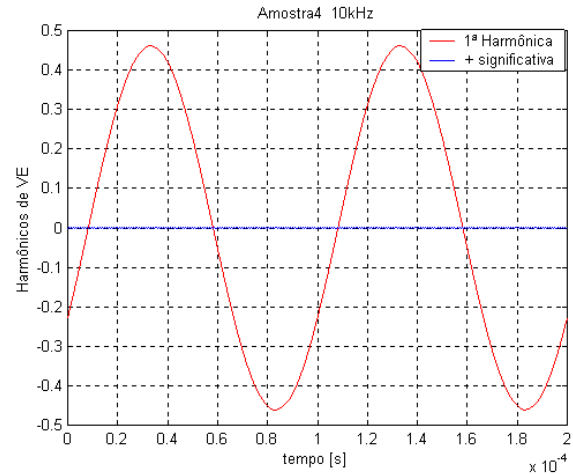
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 10 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 10kHz

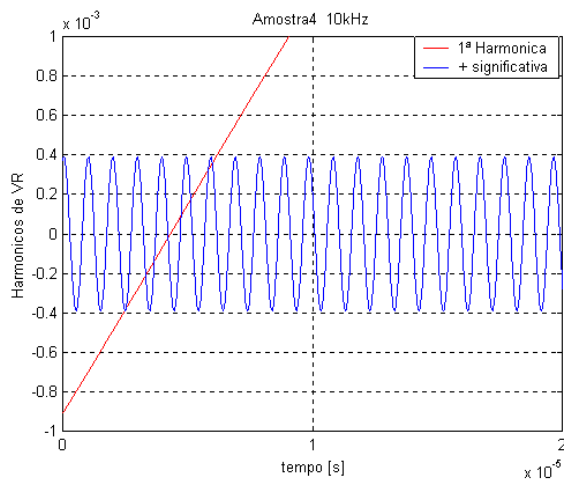


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 10 kHz

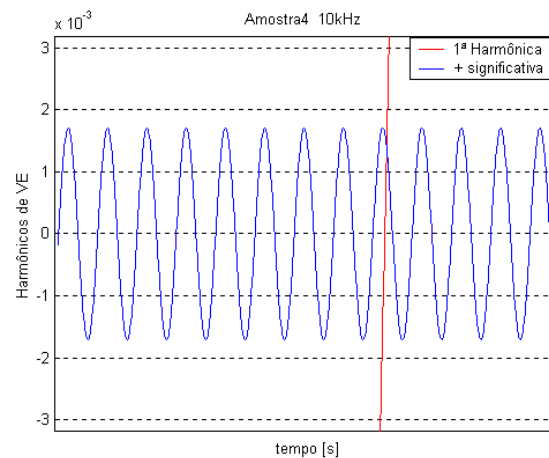


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 10 kHz

Figura B1. 41– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra4 1kHz



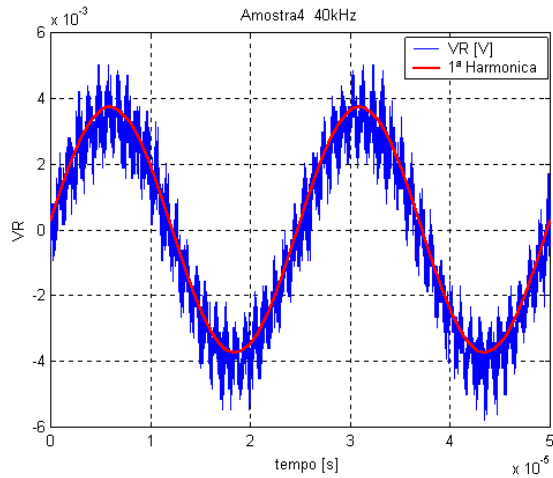
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 10 kHz



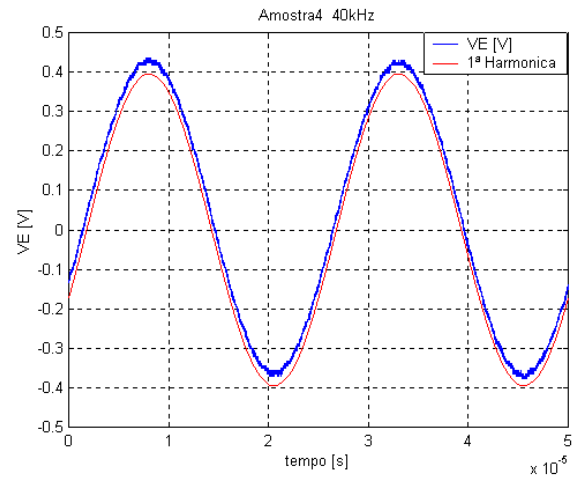
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 10 kHz

Figura B1. 42– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra4 10 kHz

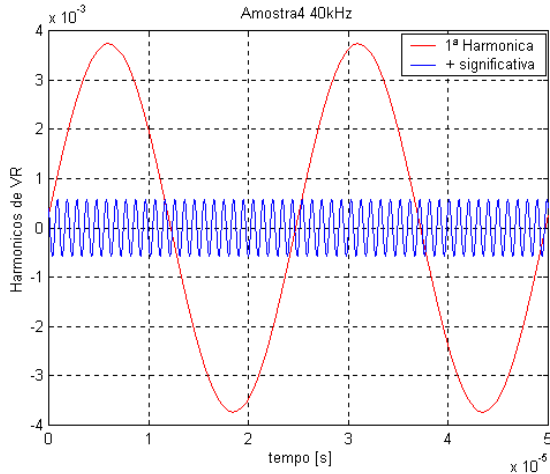
B1.4. 4 Listagem Gráfica para Amostra 4: 40 kHz



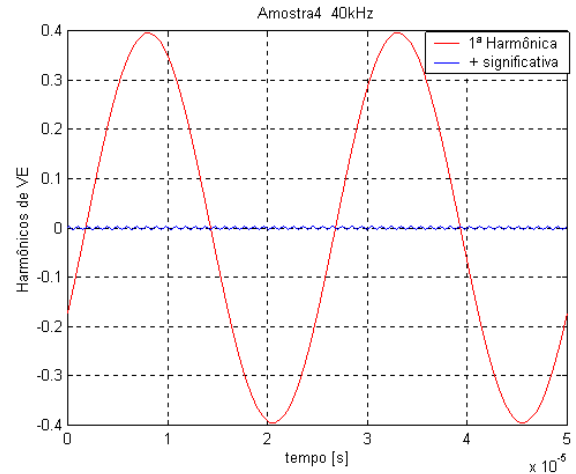
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 40 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 40 kHz

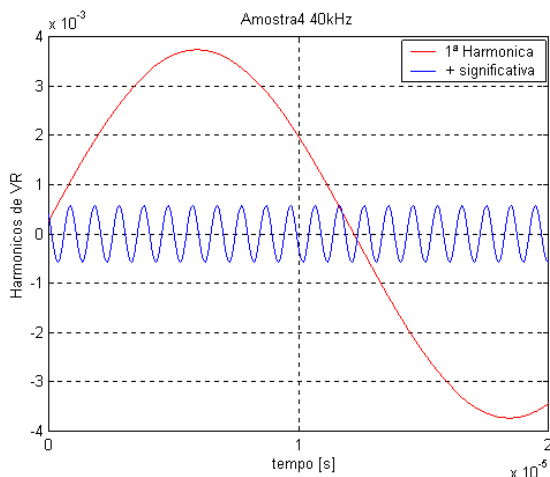


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 40 kHz

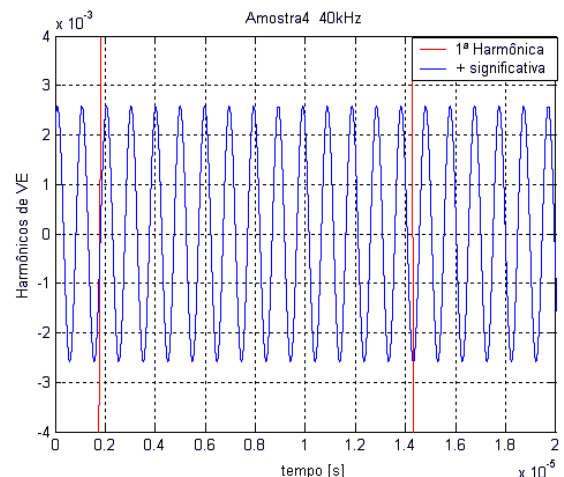


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 40 kHz

Figura B1. 43– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra4 40 kHz



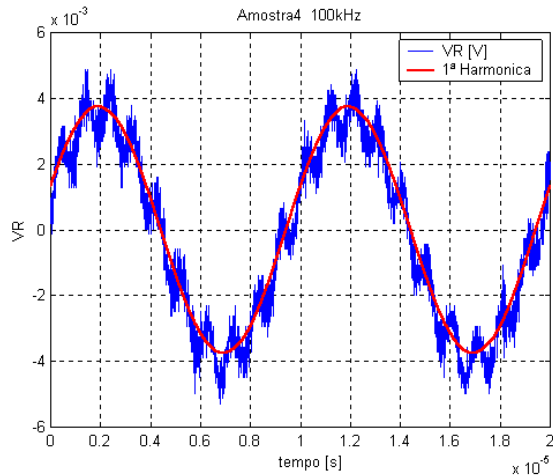
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 40 kHz



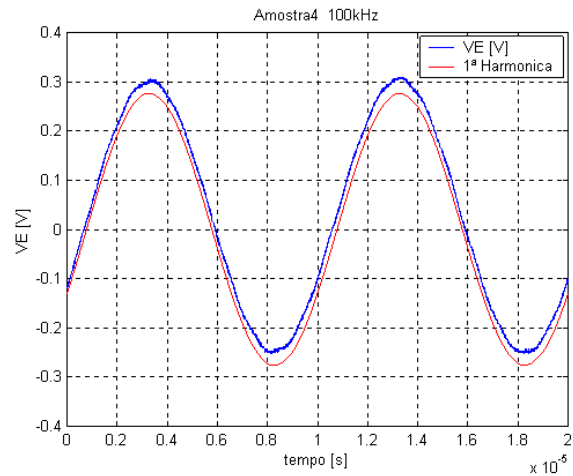
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 40 kHz

Figura B1. 44– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra4 40 kHz

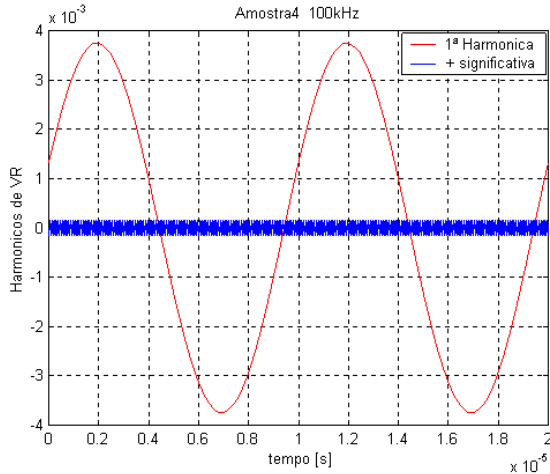
B1.4. 5 Listagem Gráfica para Amostra 4: 100 kHz



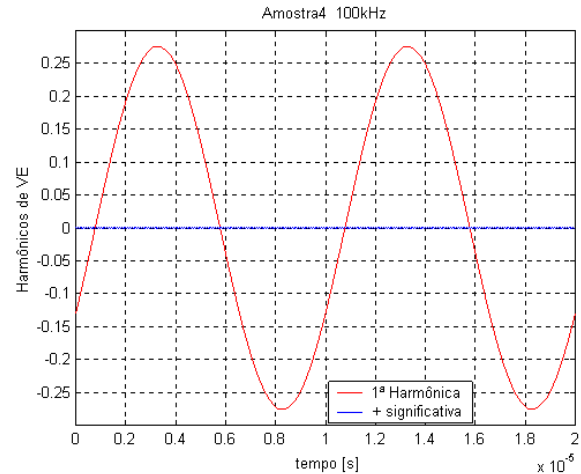
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 100 kHz

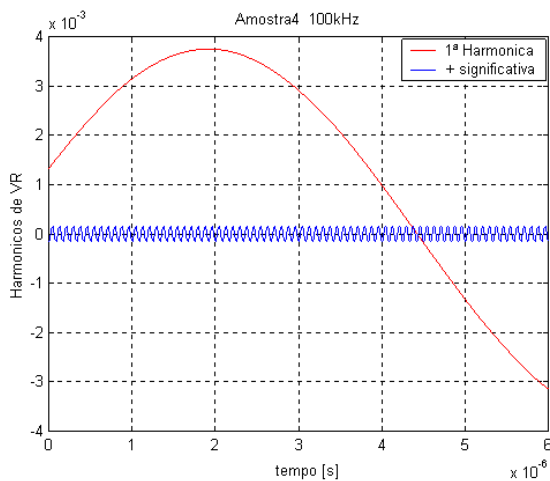


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 100 kHz

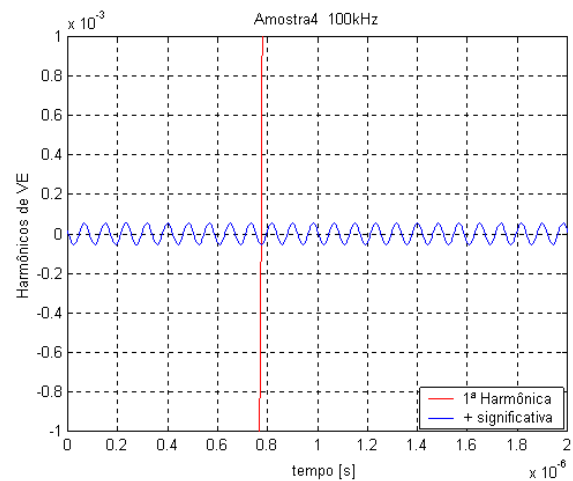


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 100 kHz

Figura B1. 45– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra4 100 kHz



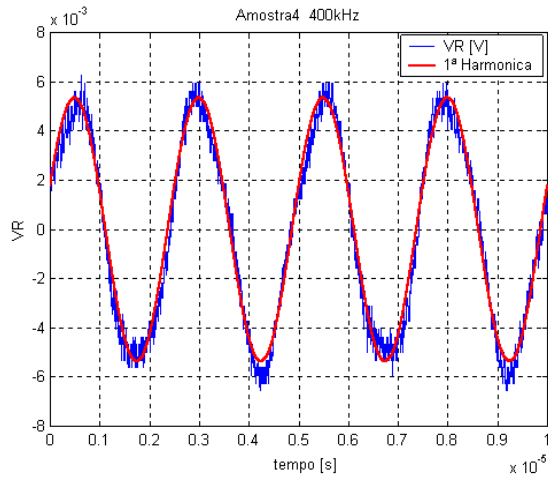
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 100 kHz



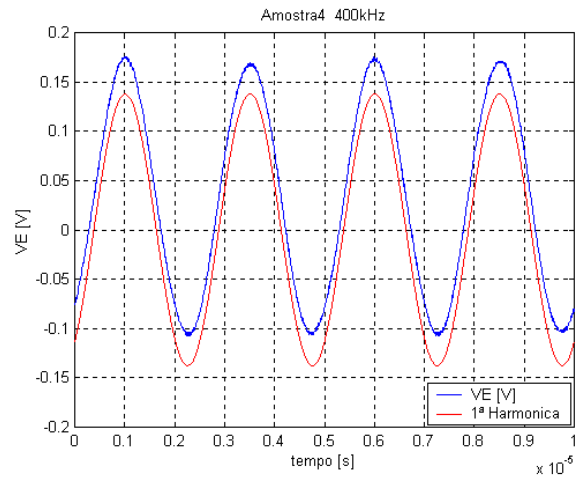
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 100 kHz

Figura B1. 46– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra4 100 kHz

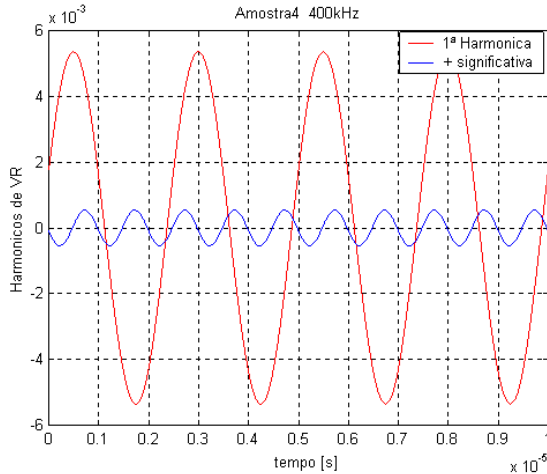
B1.4. 6 Listagem Gráfica para Amostra 4: 400 kHz



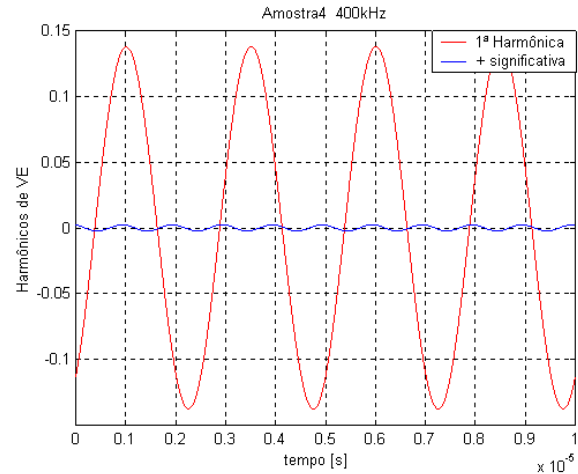
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 400 kHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 400 kHz

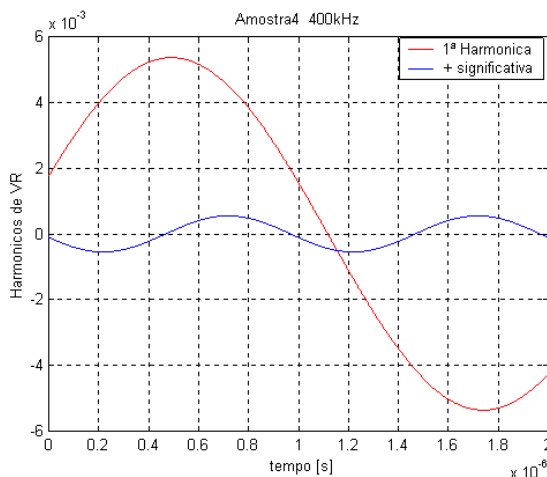


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 400 kHz

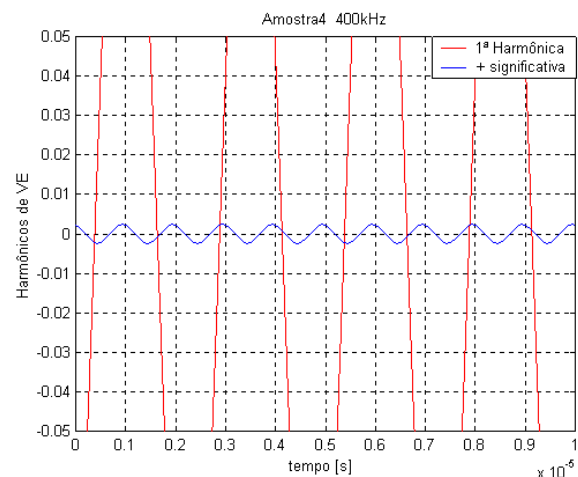


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 kHz

Figura B1. 47– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra4 400 kHz



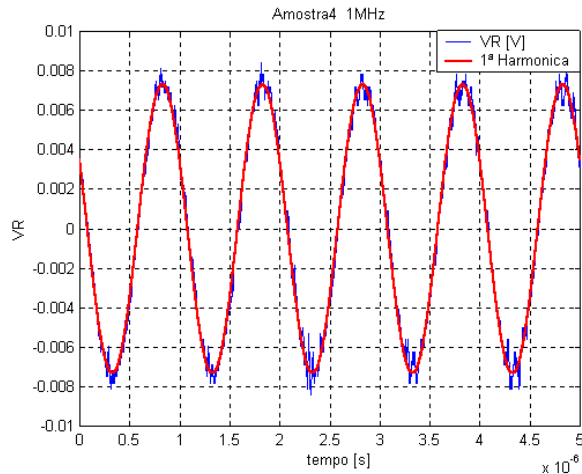
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 400 kHz



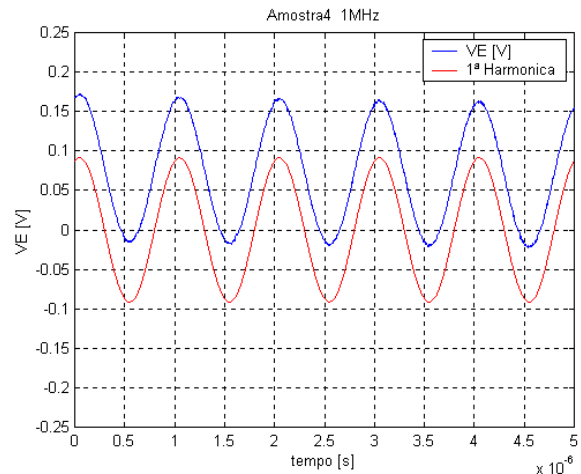
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 400 kHz

Figura B1. 48– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra4 400 kHz

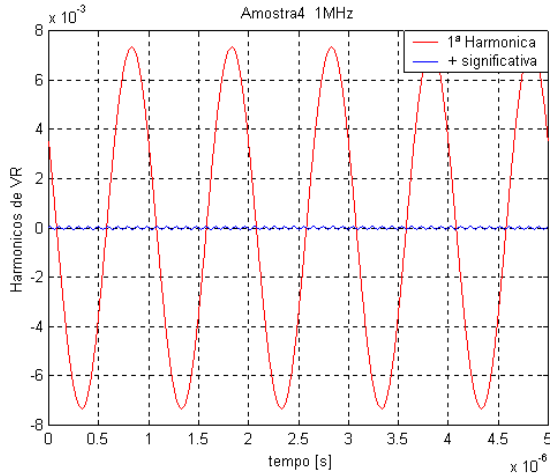
B1.4. 7 Listagem Gráfica para Amostra 4: 1 MHz



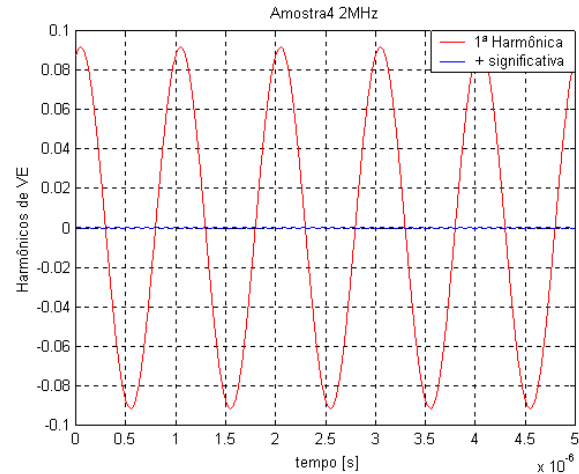
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 1 MHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 1 MHz

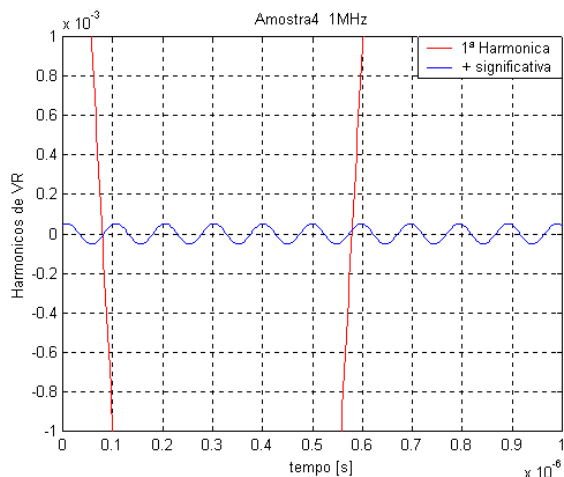


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 MHz

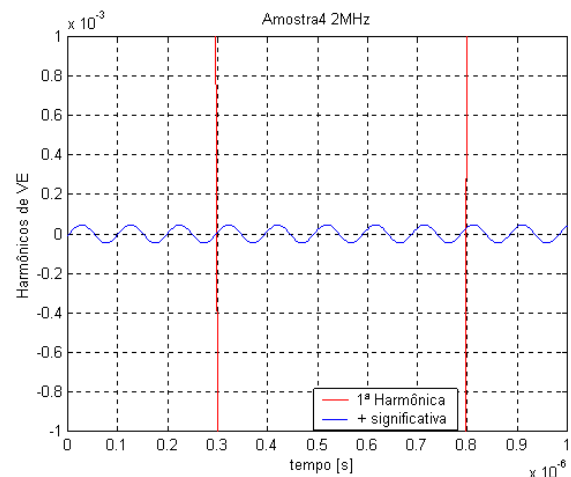


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 MHz

Figura B1. 49– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra4 1 MHz



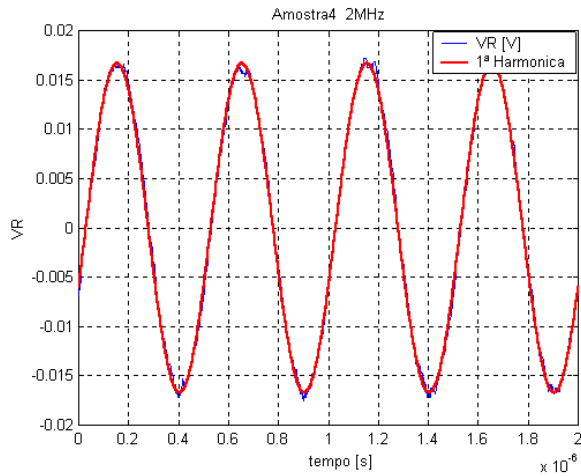
(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 1 MHz



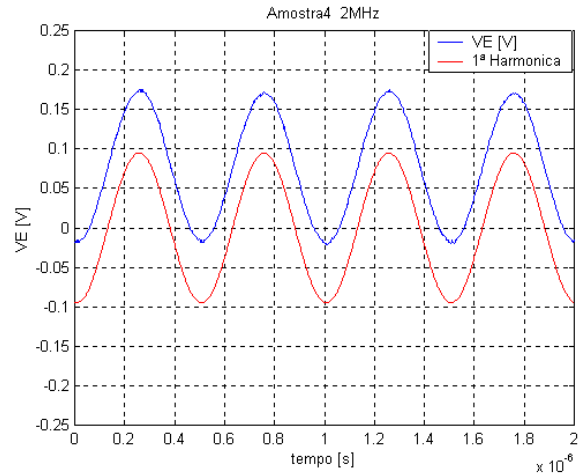
(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 1 MHz

Figura B1. 50 – Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra4 1 MHz

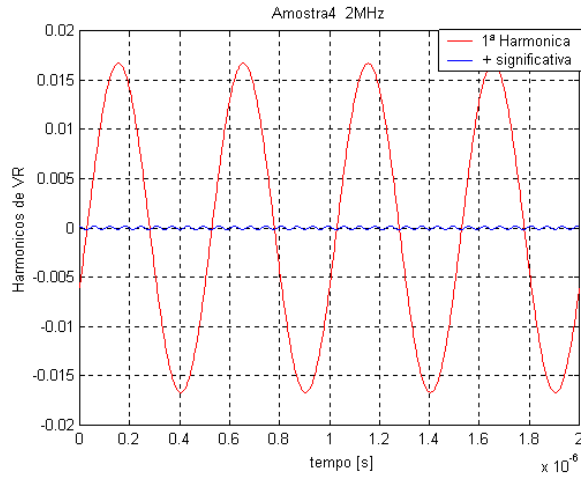
B1.4. 8 Listagem Gráfica para Amostra 4: 2 MHz



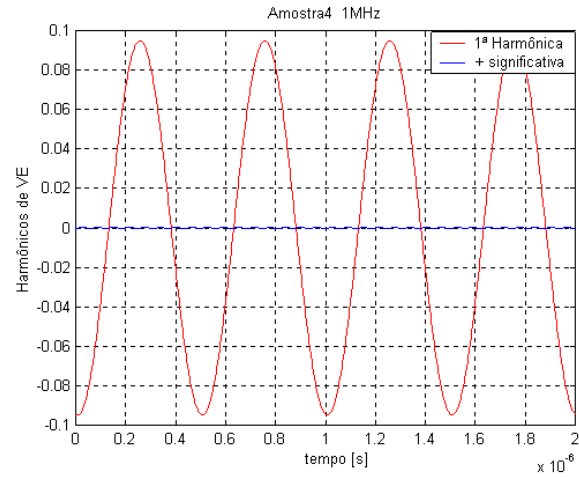
(a) Comparação VR (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz



(b) Comparação VE (campo) e a 1ª Harmônica: 2 MHz

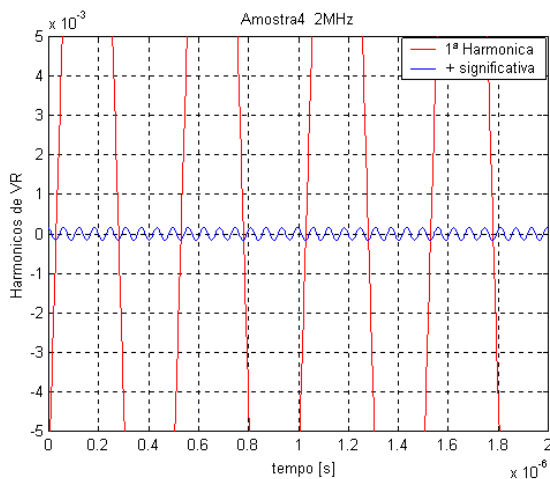


(c) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz

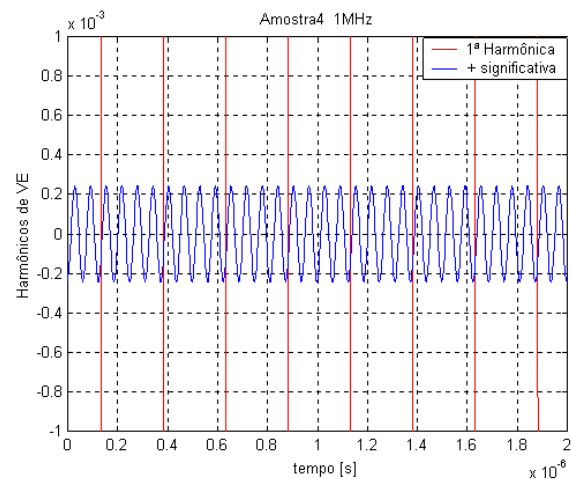


(d) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

Figura B1. 51– Tratamento dos sinais de VR e VE: Amostra42 MHz



(a) Comp. 1ª Harm. de VR e a mais significativa: 2 MHz

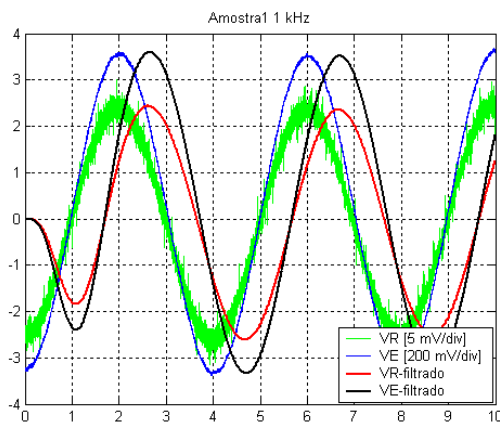


(b) Comp. 1ª Harm. de VE e a mais significativa: 2 MHz

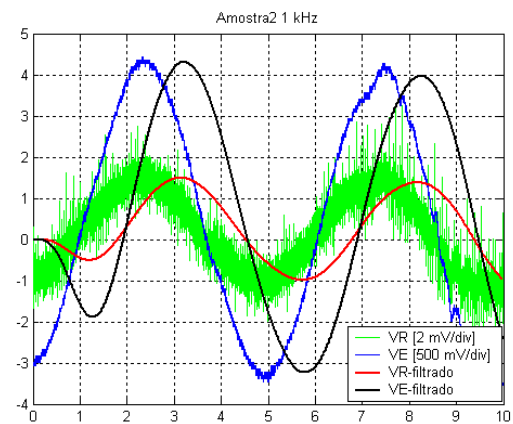
Figura B1. 52– Comparação entre a 1ª Harmônica dos sinais VR e VE e a mais significativa (“zoom”): Amostra4 2 MHz

B2 – SINAIS FILTRADOS

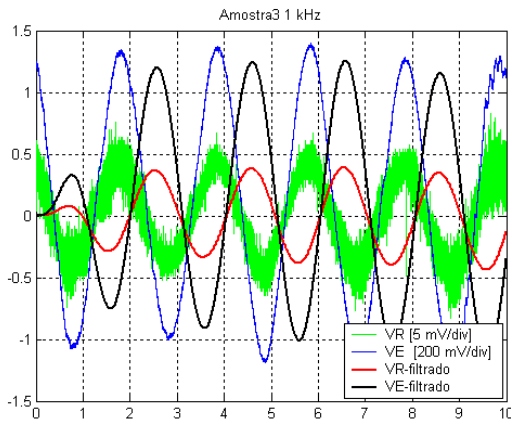
B2.1- Amostra 1 a 4: 1kHz



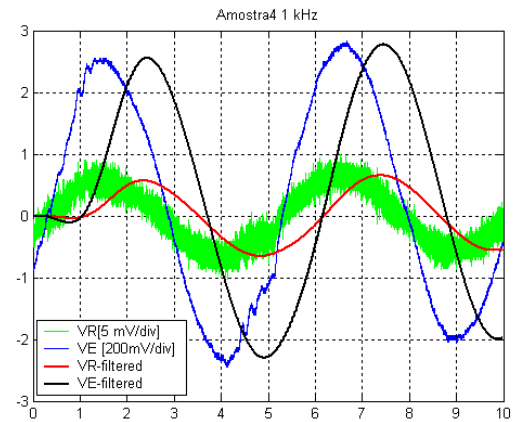
(a) amostra1: 1 kHz



(b) amostra2: 1 kHz



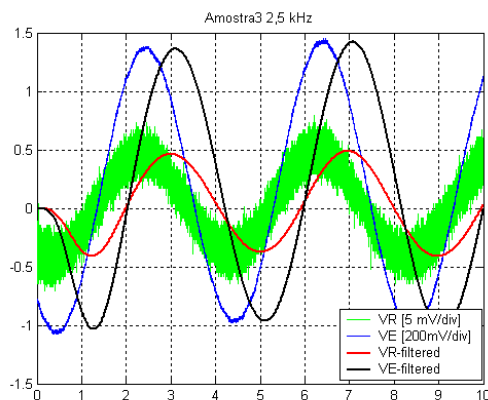
(c) amostra3: 1 kHz



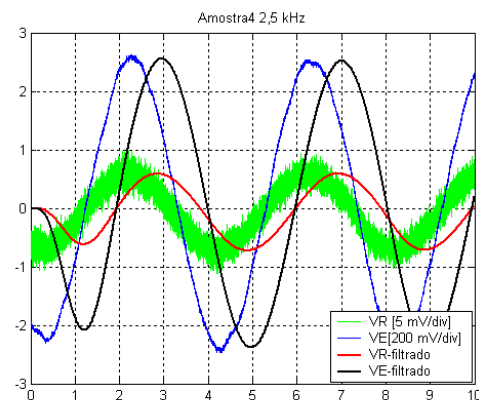
(d) amostra4: 1 kHz

Figura B2. 1 – Sinais filtrados Amostras 1 a 4: 1 kHz

B2.2- Amostras 3 e 4: 2,5 kHz



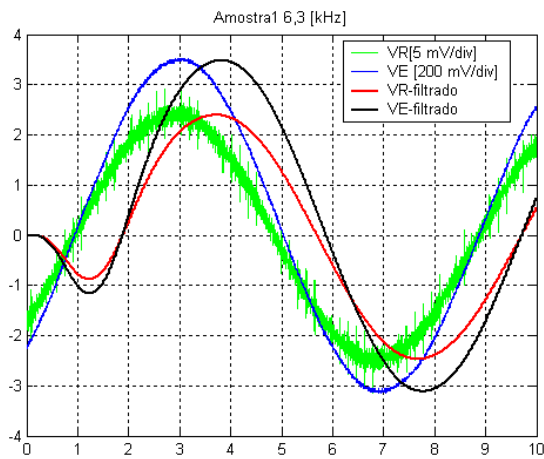
(a) amostra3: 2,5 kHz



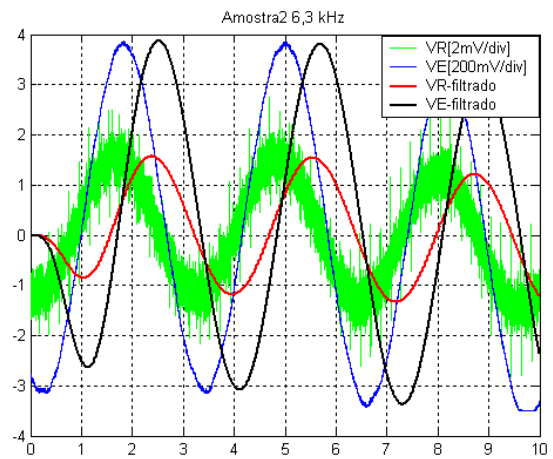
(b) amostra4: 2,5 kHz

Figura B2. 2– Sinais filtrados Amostras 3 e 4: 2,5 kHz

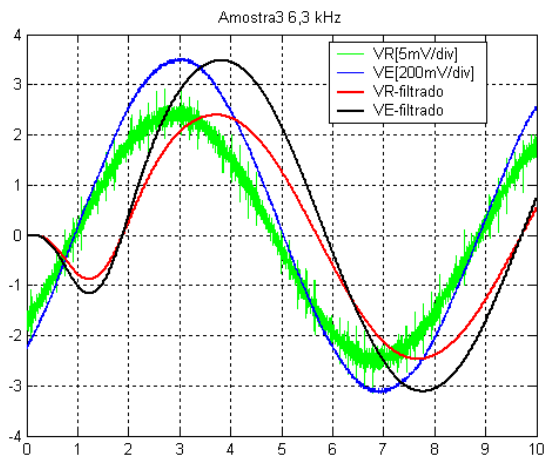
B2.3 – Amostras 1 a 4: 6,3 kHz



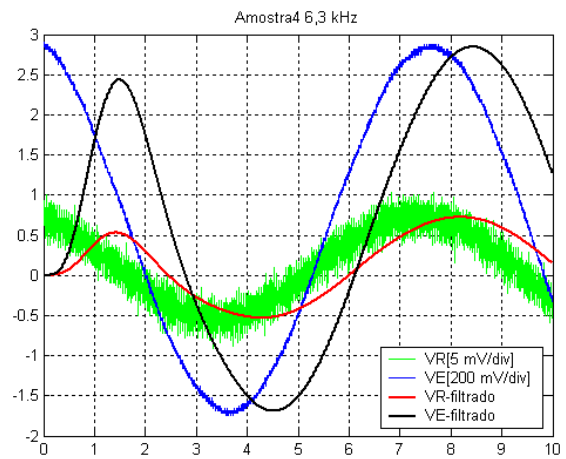
(a) amostra1: 6,3 kHz



(b) amostra2: 6,3 kHz



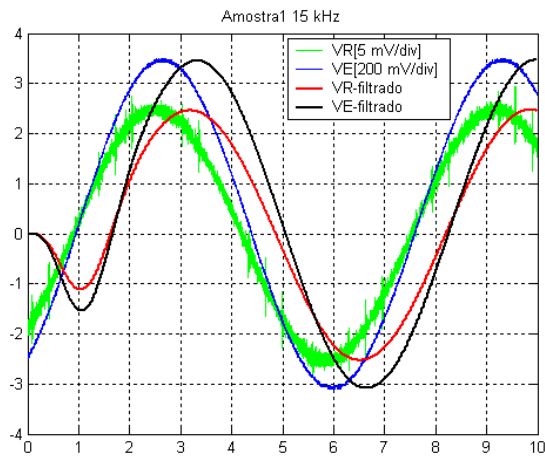
(c) amostra3: 6,3 kHz



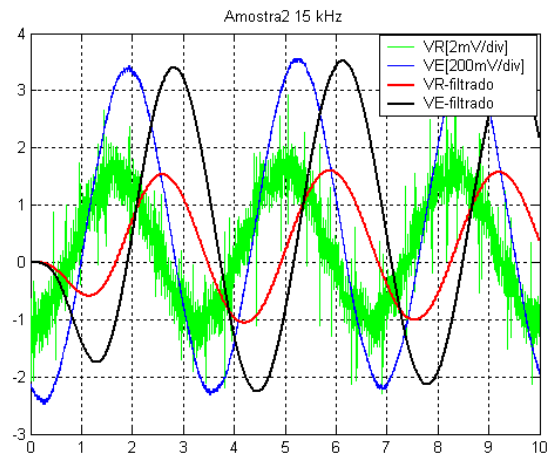
(d) amostra4: 6,3 kHz

Figura B2. 3– Sinais filtrados Amostras 1 a 4: 6,3 kHz

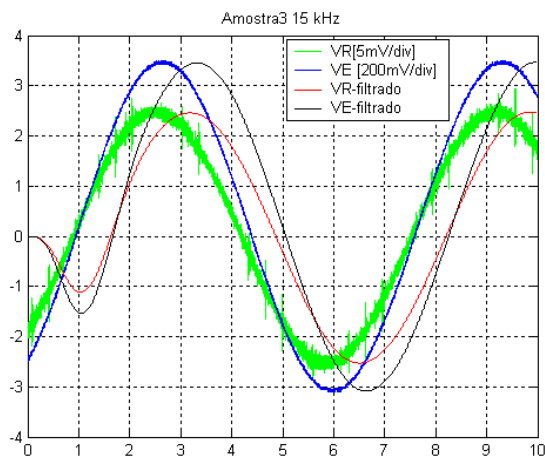
B2.4 – Amostras 1 a 4: 15 kHz



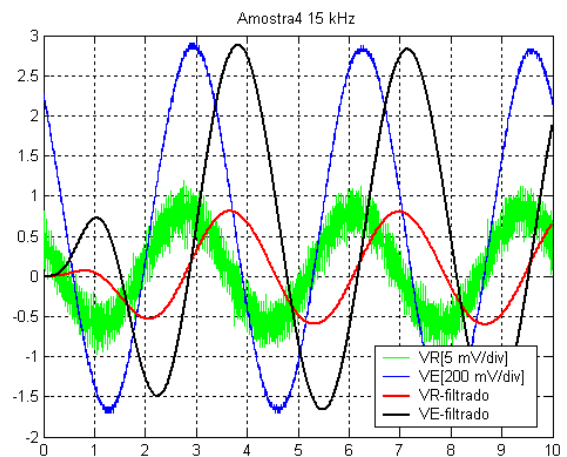
(a) amostra1: 15 kHz



(b) amostra2: 15 kHz



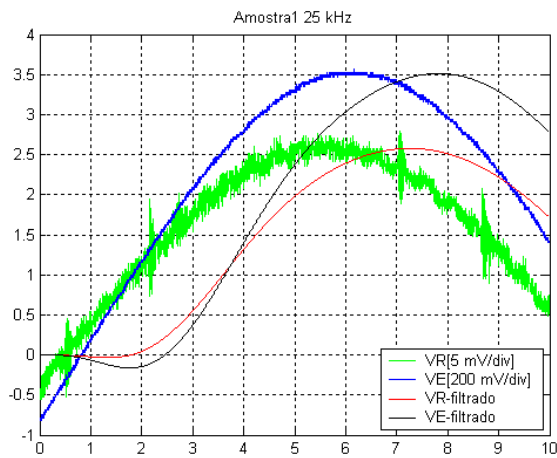
(c) amostra3: 15 kHz



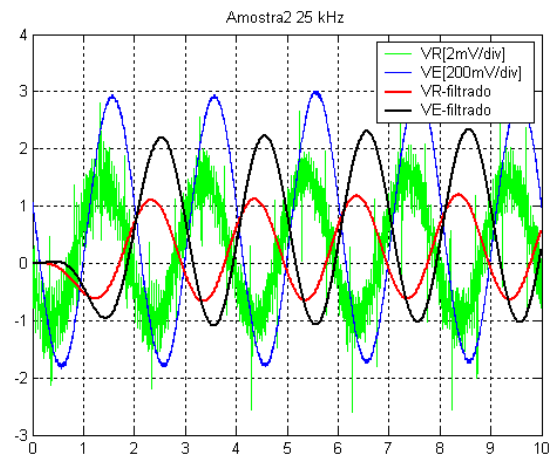
(d) amostra4: 15 kHz

Figura B2. 4– Sinais filtrados Amostras 1 a 4: 15 kHz

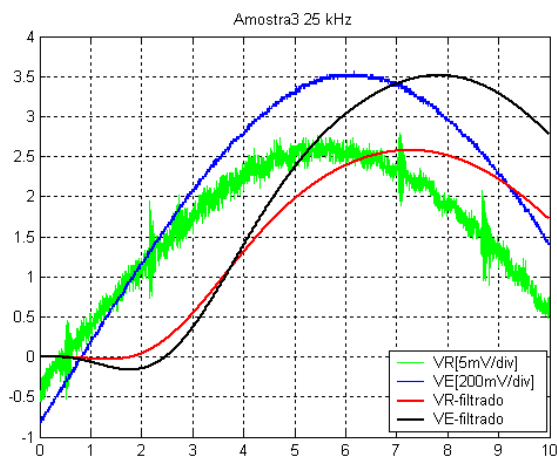
B2.5 – Amostras 1 a 4: 25 kHz



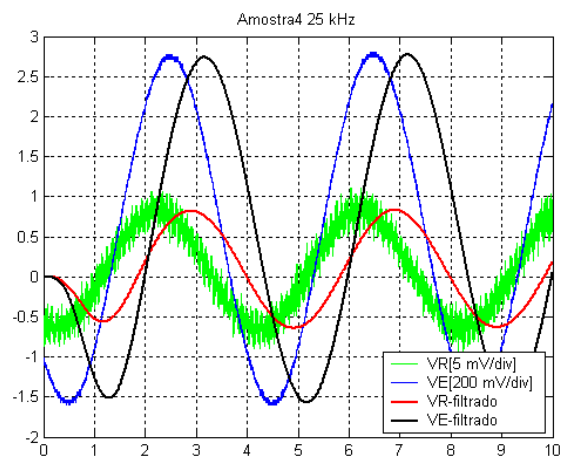
(a) amostra1: 25 kHz



(b) amostra2: 25 kHz



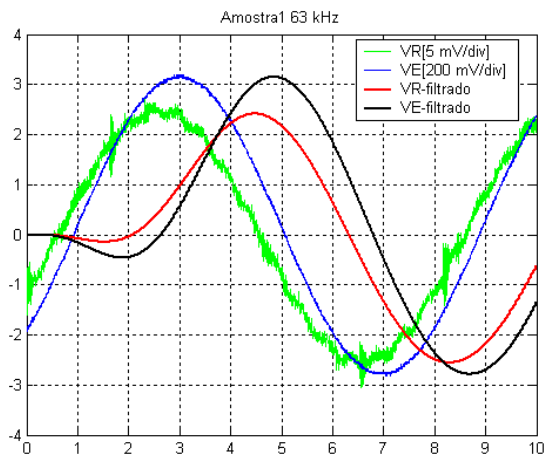
(c) amostra3: 25 kHz



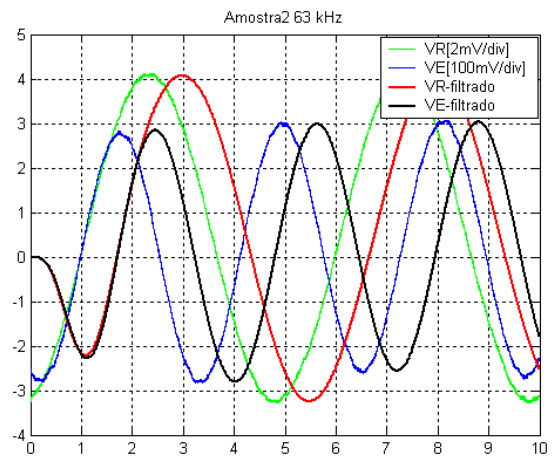
(d) amostra4: 25 kHz

Figura B2. 5– Sinais filtrados Amostras 1 a 4: 25 kHz

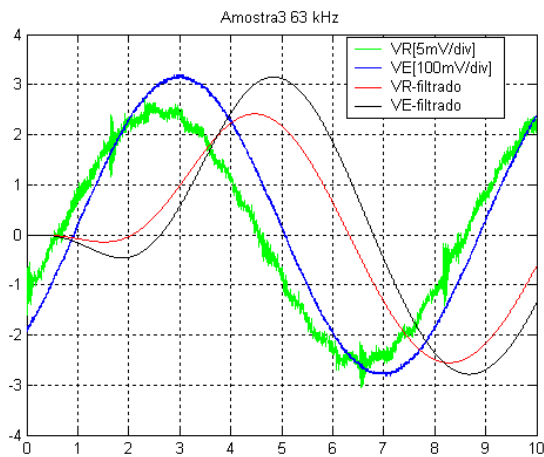
B2.6 –Amostra 1 a 4: 63 kHz



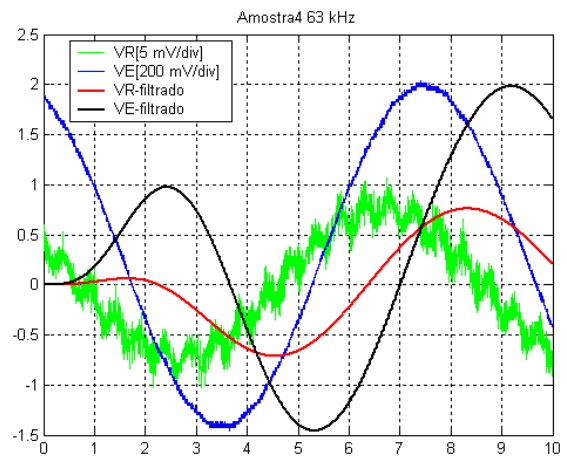
(a) amostra1: 63 kHz



(b) amostra2: 63 kHz



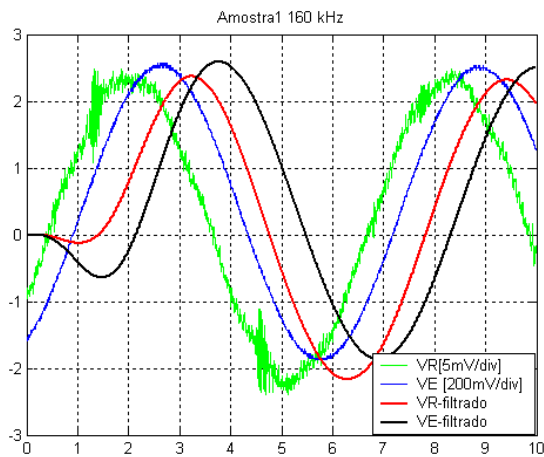
(c) amostra3: 63 kHz



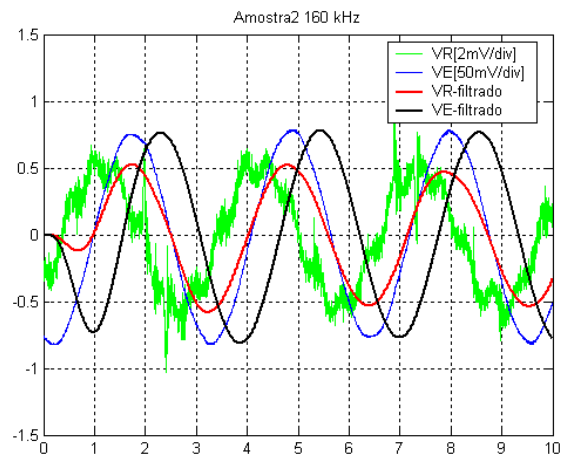
(d) amostra4: 63 kHz

Figura B2. 6– Sinais filtrados Amostras 1 a 4: 63 kHz

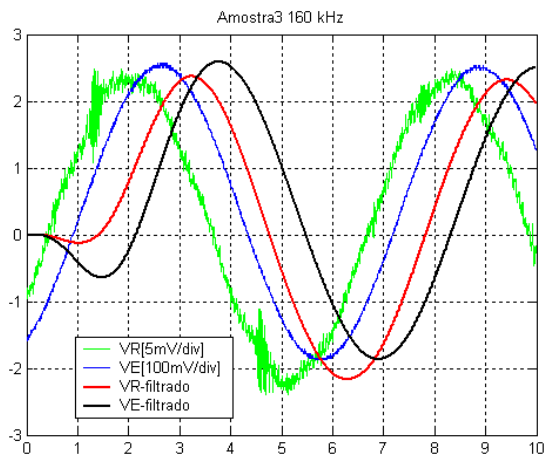
B2.7 – Amostras 1 a 4: 160 kHz



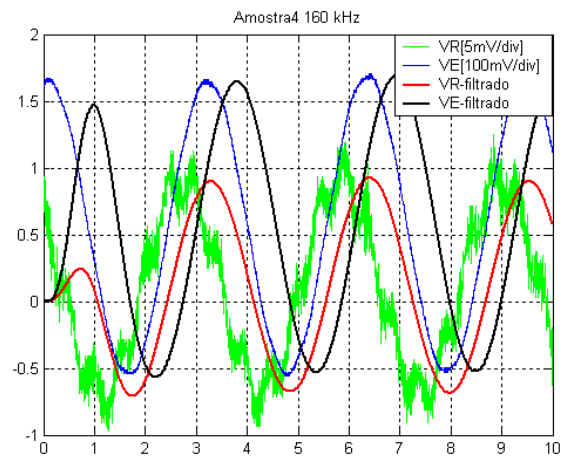
(a) amostra1: 160 kHz



(b) amostra2: 160 kHz



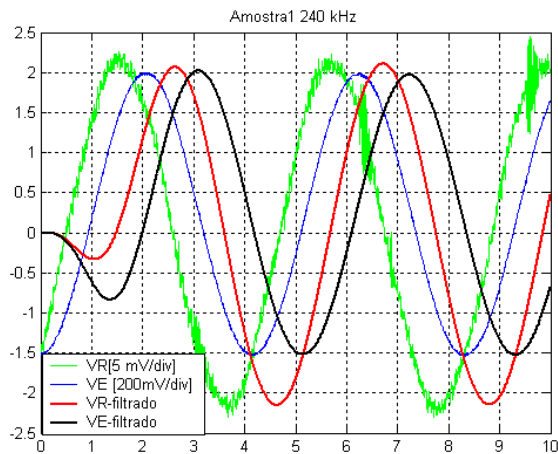
(c) amostra3: 160 kHz



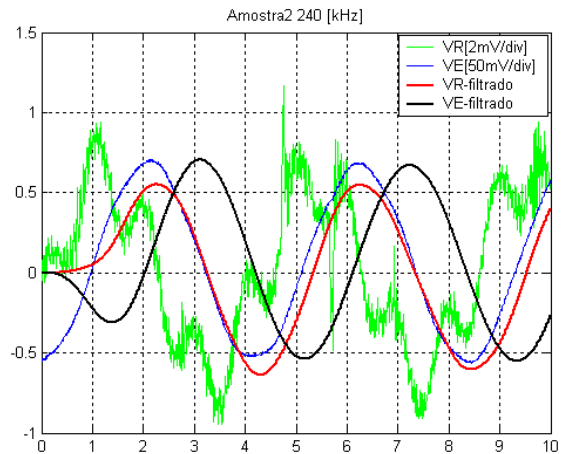
(d) amostra4: 160 kHz

Figura B2. 7– Sinais filtrados Amostras 1 a 4: 160 kHz

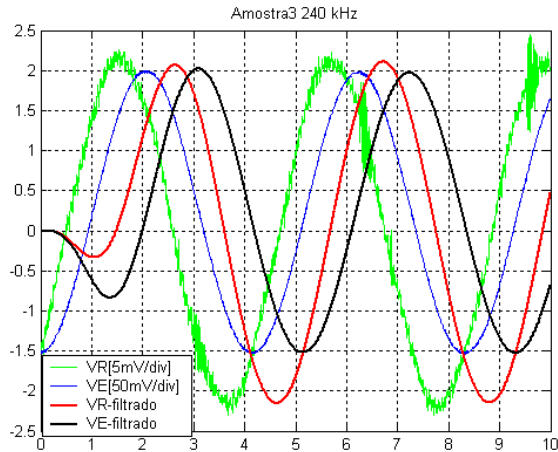
B2.8 – Amostras 1 a 4: 240 kHz



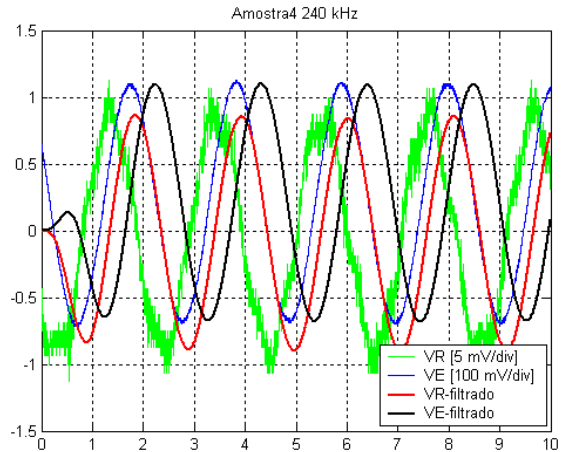
(a) amostra1: 240 kHz



(b) amostra2: 240 kHz



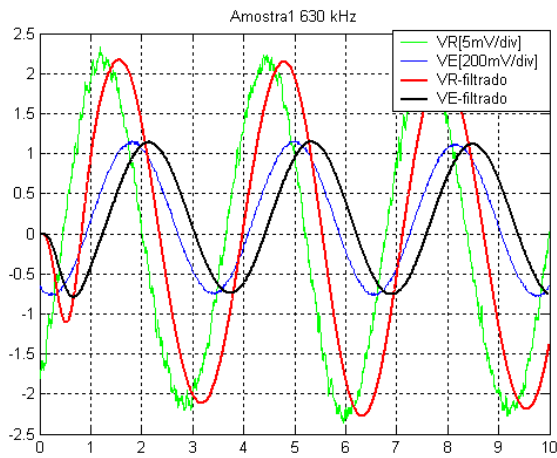
(c) amostra3: 240 kHz



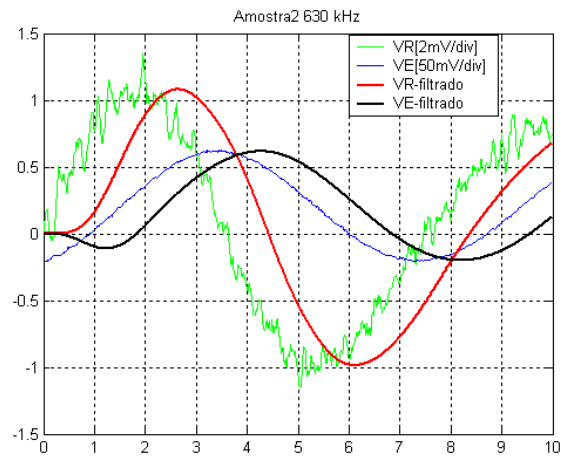
(d) amostra4: 240 kHz

Figura B2. 8– Sinais filtrados Amostras 1 a 4: 240 kHz

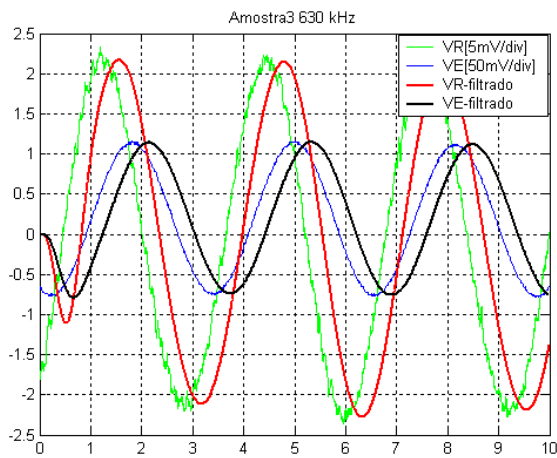
B2.9–Amostras 1 a 4 : 630 kHz



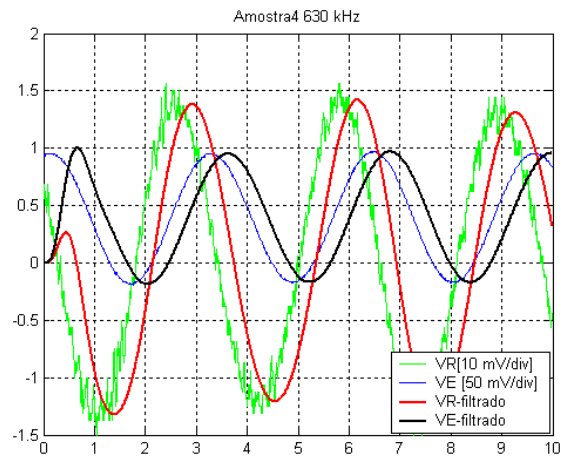
(a) amostra1: 630 kHz



(b) amostra2: 630 kHz



(c) amostra3: 630 kHz



(d) amostra4: 630 kHz

Figura B2. 9– Sinais filtrados Amostras 1 a 4: 630 kHz

B3 – Medidas Efetuadas nas Componentes de 1ª Harmônica

TABELA B3. 1: Medidas efetuadas na componente de 1ª Harmônica: Amostra 1

Frequência [Hz]	Escalatempo (s/div)	EscalaVR [mV/div]	EscalaVE [mV/div]	N comprimento	índice harmônico	Frequências[kHz]	Amplitude VR [mV]	Amplitude VE [mV]	Defasagem [μs]
1k(*)	0,1m	5	200	25002	[1 1020]	[1 1020]	12,6054874753109	693,297875709777	3,09999999999997
4k	50μ	5	200	25002	[2 6888]	[4 3770]	12,3926258248807	677,308583849876	2,39990400383985
6k3(*)	20μ	5	200	20002	[1 204]	[5 1020]	12,158266986192	659,492945978678	1,97499999999999
10k	10μ	5	200	25002	[1 1368]	[10 13680]	12,4547806816817	662,414529080805	1,47594096236150
15k	10μ	5	200	25002	[1 1363]	[20 27260]	12,4669674753136	653,938285680894	1,32599999999999
25k(#)	5μ	5	200	10002			13,0000000000000	679,000000000000	1,60000000000000
40k	2,5μ	5	200	10002	[1 20]	[40 8000]	11,6795650261838	550,936558539835	1,16088391160884
63k(*)	2μ	5	200	10002	[1 310]	[50 15500]	12,4201685364426	593,6551887489	0,76299999999999
100k	2μ	5	200	10002	[2 515]	[100 25750]	12,1321303028877	533,351048292298	0,659000000000002
160(*)	1μ	5	200	5002	[2 119]	[200 11900]	11,3464093610614	445,550077873652	0,570885822835433
240k(*)	1μ	5	200	5002	[2 251]	[200 25100]	10,5457360958793	354,343175488297	0,482903419316136
400k	0,5μ	5	200	2502	[2 30]	[400 6000]	10,1475332727497	255,529306078127	0,368852459016393
630k(*)	0,5μ	5	200	2502	[3 68]	[600 13600]	10,7065173088553	188,084941909765	0,287884846061575
1m	0,2μ	5	100	1002	[2 48]	[1000 24000]	10,4069707739257	136,53812599070	0,187812187812188
2m	0,1μ	5	100	502	[2 14]	[2000 14000]	18,6290572611591	119,120273904428	0,107784431137725

(*) Amplitudes de VR e VE e defasagem calculada nos sinais provenientes do Filtro (#) medida de campo

TABELA B3. 2: Medidas efetuadas na componente de 1ª Harmônica: Amostra 2

Frequência [Hz]	Escalatempo (s/div)	EscalaVR [mV/div]	EscalaVE [mV/div]	N comprimento	índice harmônico	Frequências[kHz]	Amplitude VR [mV]	Amplitude VE [mV]	Defasagem [μs]
1k	0,2m	2	500	20002	[2 2040]	[1 1020]	2,51616402950932	748,649082958435	19,4990250487476
4k	50μ	2	200	25002	[2 510]	[4 1020]	2,69599940291717	723,503372847932	8,63965441382346
6k3(*)	50μ	2	200	25002	[3 510]	[6 1020]	2,74871589326989	695,481048636769	7,12000000000000
10k	20μ	2	200	20002	[2 204]	[10 1020]	2,76420909807442	644,33307450087	6,01969901504924
15k	20μ	2	200	20002	[3 204]	[15 1020]	2,63949420013571	575,914491446215	4,77000000000000
25k	20μ	2	200	20002	[5 204]	[25 1020]	2,53055483955454	470,428283207906	4,01979901004950
40k	5μ	2	200	25002	[2 51]	[40 1020]	2,42370074453647	367,885144597419	3,06687732490700
63k(#)	5μ	2	100	25002	[2 51]	[40 1020]	2,41000000000000	280,000000000000	1,88000000000000
100k	2μ	2	100	10002	[2 20]	[100 1000]	2,32089561600989	205,537588599628	1,66983301669833
160(*)	2μ	2	50	10002	[3 20]	[15 1000]	2,7664054473857	157,342392609755	1,20000000000000
240k(*)	1μ	2	50	5002	[2 10]	[20 1000]	2,96836718372095	122,401661966662	0,775844831033793
400k	0,5μ	2	50	2502	[2 5]	[400 1000]	3,82865764341739	96,0628028245994	0,537784886045582
630k(*)	0,2μ	2	50	1002	[1 31]	[500 15500]	5,16371604316316	81,6759310781059	0,368631368631369
1m	0,2μ	2	50	1002	[2 8]	[1000 4000]	6,10713249778718	72,8186315616769	0,216783216783217
2m	0,2μ	2	50	1002	[4 36]	[2000 18000]	12,3146544231484	74,6789032183737	0,151848151848152

(*) Amplitudes de VR e VE e defasagem calculada nos sinais provenientes do Filtro (#) medida de campo

TABELA B3. 3: Medidas efetuadas na componente de 1ª Harmônica: Amostra 3

Frequência [Hz]	EscalaTempo (s/div)	EscalaVR [mV/div]	EscalaVE [mV/div]	N comprimento	índice harmônico	Frequências[kHz]	Amplitude VR [mV]	Amplitude VE [mV]	Defasagem [μs]
1k	0,5m	5	200	25002	[5 5100]	[1 1020]	2,04244285324864	600,776174360572	15,799368025279
2k5 (*)	0,1m	5	200	25002	[2 1200]	[2 1020]	2,08867308977259	581,093288458776	9,63999999999989
4k	50μ	5	200	25002		[4 1020]	2,25418163694047	597,166384096476	8,82964681412743
6k3(*)	50μ	5	200	25002	[3 510]	[6 1020]	2,31195907095013	581,630425241707	7,38000000000003
10k	50μ	5	200	25002	[5 510]	[10 1020]	2,31009273035448	545,306555838292	5,93976240950362
15k	20μ	5	200	20002	[3 204]	[15 1020]	2,35441870285117	508,419293934358	5,02474876256187
25k(*)	10μ	5	200	25002	[2 102]	[20 1020]	2,54515130734664	461,161913802952	4,72500000000001
40k	10μ	5	200	25002	[4 102]	[40 1020]	2,55420736402639	386,980731294401	3,0598776048958
63k(*)	5μ	5	100	25002	[3 51]	[60 1020]	2,68270940892984	382,693203901136	2,57789688412464
100k	5μ	5	100	25002	[5 51]	[100 1020]	2,89875954052136	250,28576159797	1,71693132274709
160(*)	2μ	5	100	10002	[3 120]	[150 6000]	3,35231932480446	197,112951969196	1,20400000000000
240k(*)	2μ	5	50	10002	[5 20]	[250 1000]	3,86277468030486	151,023600208767	0,85099999999999
400k	0,5μ	5	50	2502	[2 77]	[400 1540]	4,91757517387804	128,943520686075	0,527788884446222
630k(*)	0,5μ	5	50	2502	[3 455]	[600 91000]	5,88682598999389	105,213786467422	0,336865253898441
1m	0,2μ	2	50	1002	[2 182]	[1000 91000]	6,54237891869699	89,8833147630846	0,213786213786214
2m	0,2μ	5	50	1002	[4 36]	[2000 18000]	16,8542016662546	100,352280262955	0,0999000999000999

(*) Amplitudes de VR e VE e defasagem calculada nos sinais provenientes do Filtro

TABELA B3. 4 : Medidas efetuadas na componente de 1ª Harmônica: Amostra 4

Frequência [Hz]	Escalatempo (s/div)	EscalaVR [mV/div]	EscalaVE [mV/div]	N comprimento	índice harmônico	Frequências[kHz]	Amplitude VR [mV]	Amplitude VE [mV]	Defasagem [μs]
1k	0,2m	5	200	20002	[2 2040]	[1000 1020]	2,99113684134119	474,195235839838	14,199290035498300
2k5(*)	0,1m	5	200	25002	[2 1020]	[2000 1020]	3,28052558032182	493,790675129681	8,960000000000020
4k(**)	50μ	5	200	25002	[2 510]	[4000 1020]	3,31026667560817	482,173387638681	5,759769609215640
6k3(*)	20μ	5	200	20002	[1 1202]	[5 6010]	3,13358647269826	453,504728016288	4,825000000000000
10k	20μ	5	200	20002	[2 204]	[10 1020]	3,40539101817993	461,106547662099	3,859807009649510
15k	20μ	5	200	20002	[3 204]	[15 1020]	3,51840499406936	451,756303549558	3,209839508024600
25k(*)	10μ	5	200	25002	[2 102]	[20 1020]	3,65397193835486	430,675240086556	2,604000000000000
40k	5μ	5	200	25002	[2 51]	[40 1020]	3,73238877643692	395,323163610123	2,079916803327870
63k(*)	2μ	5	200	10002	[1 20]	[50 1000]	2,98811902030271	278,907112786234	2,641735826417360
100k	2μ	5	100	10002	[2 239]	[100 11950]	3,74674183396686	276,200799737378	1,351864813518650
160(*)	2μ	5	100	10002	[3 20]	[150 1000]	3,93198345183199	218,022069855592	1,019000000000000
240k(*)	2μ	10	100	10002	[5 20]	[250 1000]	4,38247210339706	177,095543321412	0,777600000000000
400k	1μ	10	50	5002	[4 10]	[400 1000]	5,35908767444538	137,924549608815	0,514897020595881
630k(*)	0,5μ	10	50	2502	[5 60]	[600 1000]	6,47764328419398	112,070773748574	0,346861255497801
1m	0,5μ	10	50	2502	[5 59]	[1000 11800]	7,32575169153232	91,5712388680883	0,2181887245101959
2m	0,2μ	10	50	1002	[4 32]	[2000 16000]	16,6757145553167	95,0059695733834	0,1046853146853147

(*) Amplitudes de VR e VE e defasagem calculada nos sinais provenientes do Filtro