

ANÁLISE E REPRESENTAÇÃO DE SINAIS DE OSCILOGRAFIA USANDO
DECOMPOSIÇÕES ADAPTATIVAS REDUNDANTES

Michel Pompeu Tcheou

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Eduardo Antônio Barros da Silva, Ph.D.

Prof. Paulo Sergio Ramirez Diniz, Ph.D.

Dr. Marco Antonio Macciola Rodrigues, D.Sc.

Prof. Luiz Wagner Pereira Biscainho, D.Sc.

Dr. Marcos Roitman, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

JUNHO DE 2005

TCHEOU, MICHEL POMPEU

Análise e Representação de Sinais
de Oscilografia Usando Decomposições
Adaptativas Redundantes [Rio de
Janeiro] 2005

XVII,150 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ,
M.Sc., Engenharia Elétrica, 2005)

Tese - Universidade Federal do Rio
de Janeiro, COPPE

1.Decomposições Adaptativas

Redundantes 2.Oscilografia

3.Compressão de Sinais 4.Dicionário

de Exponenciais

I.COPPE/UFRJ

II.Título (série)

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela saúde e disposição para a realização deste trabalho.

À minha namorada Thaís, pelo apoio, carinho e compreensão durante o período da tese. Aos meus pais, Tcheou Cheng Ho e Chou Sin Whei Tcheou, pelo apoio e dedicação durante todos os anos de minha vida. À minha irmã, Cíntia, pelo estímulo dado para o término da tese. Às minhas tias, Atuim e Inja, e ao meu tio, Didiu, pelo incentivo e apoio durante esses anos.

Aos meus orientadores e amigos, Eduardo e Diniz, pela excelente orientação e pelo entusiasmo com que me ajudaram a conduzir a tese. Ao meu supervisor do CEPEL e amigo, Marco Macciola, pelos ensinamentos em programação orientada a objetos e sobre o sistema elétrico. Ao amigo Lisandro, por ter introduzido o “caos”, o qual, por muitas vezes, nos levou à solução dos problemas.

Aos especialistas em análise de perturbações de Furnas, Salvatore Mantuano Filho e Marco Antonio Fernandes Ramos, por se disponibilizarem a analisar os oscilogramas, sendo cruciais para o desfecho deste trabalho.

A todos os meus amigos, com destaque às pessoas que pertencem ao CGTO-TAL, que me acompanharam e me ajudaram nesta jornada de trabalho árduo.

A todos os professores, funcionários e colegas do Laboratório de Processamento de Sinais (LPS), por permitirem que as horas gastas neste laboratório fossem sempre as mais agradáveis possíveis. Meus agradecimentos também ao CEPEL, pela bolsa de estudos concedida, tornando possível a realização desta tese.

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

ANÁLISE E REPRESENTAÇÃO DE SINAIS DE OSCILOGRAFIA USANDO
DECOMPOSIÇÕES ADAPTATIVAS REDUNDANTES

Michel Pompeu Tcheou

Junho/2005

Orientadores: Eduardo Antônio Barros da Silva

Paulo Sergio Ramirez Diniz

Programa: Engenharia Elétrica

O sistema elétrico brasileiro consiste de uma vasta malha interligada onde diversos agentes atuam em diferentes funções, como geração, transmissão e distribuição de energia. Para cada um desses agentes, tornou-se importante a monitoração das perturbações ocorridas, não somente para permitir uma melhor identificação de suas causas, como também por força da legislação.

Em face da disseminação de oscilógrafos digitais, tem-se observado um aumento da quantidade de eventos registrados, o que implica um crescimento progressivo do número de arquivos de oscilografia. Dessa maneira, surge a necessidade de se estudar e desenvolver métodos de compressão com o propósito de reduzir o espaço necessário para o armazenamento desses arquivos e realizar um uso mais eficiente dos recursos de transmissão de dados.

Nesta tese, será apresentado um método de compressão por síntese de arquivos de oscilografia usando decomposições adaptativas redundantes as quais fornecem uma representação coerente com os fenômenos existentes nos sinais. Para isso, utilizaremos a técnica de *Matching Pursuits* com um dicionário de exponenciais, cujos elementos possuem alta correlação com os fenômenos de perturbações elétricas. Além disso, avaliaremos o desempenho do método com base nos procedimentos mais comuns realizados por especialistas em análise de perturbações.

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

ANALYSIS AND REPRESENTATION OF OSCILLOGRAPHIC SIGNALS
USING REDUNDANT ADAPTIVE DECOMPOSITIONS

Michel Pompeu Tcheou

June/2005

Advisors: Eduardo Antônio Barros da Silva

Paulo Sergio Ramirez Diniz

Department: Electrical Engineering

The Brazilian electrical power system consists of a complex interconnected grid where several players perform distinct functions such as generation, transmission and distribution of electrical energy. For each one it is crucial that any disturbance be monitored, not only to meet regulamentary requirements, but also to identify its causes.

With the wide availability of digital fault recorders (DFRs), an increasing number of events is being recorded. Therefore it is crucial to develop specific compression methods aiming the reduction of the file sizes generated by the DFRs. The compression allows more efficient transmission and archiving of the acquired data.

This thesis proposes a compression by synthesis method of DFR data using redundant adaptive decompositions which yields a coherent representation of the inherent phenomena found on the measured signals. The Matching Pursuits technique is employed along with an exponential dictionary whose elements have high correlation with the disturbance signals. The method is assessed through evaluation of the restored compressed signals by experts in disturbance analysis.

Sumário

Agradecimentos	iii
1 Introdução	1
1.1 Motivações	1
1.2 Organização da Tese	4
2 Análise de Perturbações Elétricas Através de Oscilografia	6
2.1 Introdução	6
2.2 Perturbações Elétricas	6
2.3 Oscilografia de Faltas em Linhas de Transmissão	7
2.4 Análise de Oscilogramas	10
2.5 Conclusões	11
3 Fundamentos Teóricos	13
3.1 Introdução	13
3.2 Decomposições Adaptativas Redundantes	13
3.3 <i>Matching Pursuits</i>	16
3.4 Dicionários Redundantes	18
3.5 Decomposições Coerentes	22
3.6 Modelo para Sinais de Perturbações Elétricas	24
3.7 Conclusões	26
4 Decomposição Coerente de Sinais Elétricos Usando um Dicionário de Exponenciais	28
4.1 Introdução	28
4.2 Visão Geral do Método de Decomposição	28

4.3	Aproximação Inicial do Resíduo	32
4.3.1	<i>Matching Pursuits</i> usando Dicionário Discreto de Exponenciais 33	
4.3.1.1	Geração dos Átomos do Dicionário Discreto de Exponenciais	33
4.3.1.2	Cálculo da Fase Ótima	36
4.3.1.3	Resultado da Aproximação por Átomo Exponencial Discreto	39
4.3.2	Maximização da Aproximação por Átomo Exponencial de Parâmetros Contínuos	40
4.3.3	Análise do Ganho de Desempenho	44
4.4	Reconhecimento de Fenômenos Localizados	46
4.4.1	Busca por Melhor Suporte Temporal	49
4.4.2	Quantização da Freqüência	51
4.4.3	Identificação de Senóide Pura	53
4.5	Ajuste e Armazenamento dos Parâmetros	56
4.6	Teste de Parada da Decomposição	57
4.7	Resultados da Decomposição Coerente	59
4.8	Conclusões	63
5	Método de Compressão de Oscilogramas Usando Decomposição Coerente	65
5.1	Introdução	65
5.2	Visão Geral do Método de Compressão	65
5.3	Quantização dos Parâmetros do Livro de Estruturas	68
5.4	Projeto dos Quantizadores	73
5.5	Conclusões	85
6	Avaliação do Desempenho do Método de Compressão	87
6.1	Introdução	87
6.2	Descrição Geral da Avaliações	87
6.3	Avaliação por Especialistas em Análise de Perturbações Elétricas . . .	89
6.4	Avaliação através da Ferramenta de Localização de Faltas	107
6.5	Conclusões	109

7 Conclusões	111
Referências Bibliográficas	116
A Sinais e Oscilogramas	120
A.1 Sinais Sintéticos	121
A.2 Oscilogramas Reais Utilizados no Projeto dos Quantizadores	123
A.3 Oscilogramas Utilizados nas Avaliações	125
A.3.1 Oscilogramas Reais	125
A.3.2 Oscilogramas Simulados em ATP	131
B Quantizadores do Esquema de Alocação Ótima de Bits	136
C Resultados das Avaliações por Especialistas	138
C.1 Especialista 1	139
C.2 Especialista 2	144
C.3 Especialista 3	146

Lista de Figuras

1.1	Esquema simplificado de um sistema elétrico.	2
2.1	Exemplo de um registro digital de perturbação elétrica.	7
3.1	Graus de liberdade de uma senóide, de uma <i>wavelet</i> e de um átomo exponencial. Essas figuras foram retiradas de [1].	15
3.2	Representação gráfica da projeção ortogonal no primeiro passo da decomposição de f	17
3.3	Representação em tempo-freqüência do átomo g_γ	20
3.4	Representações no plano tempo-freqüência do sinal (a) utilizando a STFT (b), a distribuição de Choi-Williams (c), e a distribuição de Wigner-Ville (d). Estas figuras foram retiradas de [2].	21
3.5	Em (a) tem-se o sinal decomposto e em (b) o comportamento da taxa de aproximação nos 300 primeiros passos da decomposição utilizando um dicionário de exponenciais.	23
3.6	Exemplo de função gerada a partir do modelo de sinais de perturbações elétricas.	25
4.1	Diagrama de blocos do algoritmo de decomposição de sinais apresentado em [3]. A chave fecha em \mathbf{x} somente no primeiro passo, onde o resíduo atual corresponde ao sinal, no restante dos passos, ela permanece em \mathbf{y}	30
4.2	Diagrama de blocos do algoritmo modificado. A chave fecha em \mathbf{x} somente no primeiro passo, onde o resíduo atual corresponde ao sinal, no restante dos passos, ela permanece em \mathbf{y}	31

4.3	Átomos do dicionário discreto exponenciais, para os seguintes valores de $\gamma_d = (m_f, j, p, k, \phi)$ onde $N = 128$ (da esquerda para a direita, de cima para baixo): $(1,0,60,0,0)$; $(1,7,0,0,0)$; $(1,3,0,0,0)$; $(-1,3,0,0,0)$; $(1,3,0,2,0)$; $(-1,3,0,2,0)$; $(1,7,0,2,0)$; $(1,3,10,2,0)$; $(-1,3,10,2,0)$	35
4.4	Gráficos referentes à função $\cos(\pi n + \phi)$ para diferentes valores de ϕ em radianos: 0 (a), 0.8 (b), 1.4 (c). Em (d), apresentam-se os resultados das operações de (a), (b) e (c). Observa-se que se normalizarmos as três funções, elas passarão a ser idênticas.	37
4.5	Átomos exponenciais crescente e decrescente correspondentes.	39
4.6	Átomos exponenciais crescente e decrescente correspondentes em outra perspectiva.	40
4.7	As partes reais e imaginárias de $G_\gamma^-(t)$ (a) $G_\gamma^+(t)$ (b) para o cálculo das fases ótimas.	40
4.8	Resultado da aproximação do sinal s_1 com base na busca em um dicionário discreto de exponenciais.	41
4.9	Resultado da aproximação do sinal s_1 através de otimização.	44
4.10	Resultado da aproximação inicial pelo algoritmo de [3] (resíduo - pontilhado, átomo - linha cheia). De cima para baixo, resultados: da busca no dicionário discreto de Gabor, da maximização da aproximação do átomo de Gabor, do casamento com o átomo exponencial e, novamente, da maximização da aproximação.	45
4.11	Resultado da aproximação inicial pelo algoritmo modificado (resíduo - pontilhado, átomo - linha cheia). De cima para baixo, resultados: da busca no dicionário discreto de exponenciais e da maximização da aproximação.	46
4.12	Um exemplo de sinal real de perturbação elétrica.	47
4.13	Resultado da aproximação inicial do sinal rs_{11}	48
4.14	De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_2 : da busca no dicionário discreto de exponenciais, da maximização da aproximação do resíduo e da busca por melhor suporte temporal.	51

4.15	De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal rs_{11} : da busca no dicionário discreto de exponenciais, da maximização da aproximação do resíduo e da busca por melhor suporte temporal.	52
4.16	De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_2 : da busca por melhor suporte temporal do átomo, da quantização da frequência e da busca por melhor suporte novamente.	53
4.17	De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_3 : da busca por melhor suporte temporal do átomo, da quantização da frequência e da busca por melhor suporte novamente.	54
4.18	De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_3 : da quantização da frequência seguida pela busca por suporte, e da identificação da senóide pura.	57
4.19	De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_4 : da quantização da frequência seguida pela busca por suporte, e da identificação da senóide pura.	58
4.20	Comportamento da taxa de aproximação para ruídos de diferentes comprimentos.	60
4.21	Resultado da decomposição de s_2 nos quatro primeiros passos, onde, a linha pontilhada corresponde ao resíduo e a cheia, ao átomo.	61
4.22	Comportamento dos coeficientes obtidos pela decomposição de s_2	63
5.1	Método geral de compressão sinais.	66
5.2	Método de compressão de sinais de oscilografia: codificação (a) e reconstrução (b).	67
5.3	Quantizador escalar uniforme <i>midtread</i>	68
5.4	Formatação do feixe de bits armazenado em arquivo correspondente a um canal do oscilograma.	71
5.5	As curvas $r_c \times SNR(dB)$ resultantes das quantizações lineares na amplitude e no quadrado da amplitude.	74
5.6	Exemplo de gráfico $r_c \times mse$ sem (a) e com (b) o fecho convexo traçado.	77
5.7	Traçando o fecho convexo. Nesse caso, $\theta_{\min} = \theta_1$	78
5.8	Fecho convexo (curva pontilhada) em (b) correspondente ao sinal rr_{11} em (a), cujos quantizadores ótimos estão destacados por círculos.	79

5.9	Fechos convexos dos sinais rr_{13} (a), rr_{16} (b), rr_{17} (c), e rr_{18} (d) em linhas contínuas. Os quantizadores ótimos dos sinais estão representados por “o”, enquanto que os quantizadores ótimos de rr_{11} aplicados aos mesmos sinais, por “x”.	80
5.10	Aproximação dos pontos relativos aos quantizadores da média e da mediana em relação às curvas operacionais dos sinais rr_{44} ((a) e (b)) e rr_{47} ((c) e (d)) em linhas contínuas. Os quantizadores da média estão representados por “o” e os da mediana, por “x”.	82
5.11	Curvas operacionais de rr_{56} : fecho convexo (a) e monótona não decrescente (b).	84
5.12	O sinal rr_{56} (a) e suas versões comprimidas com as razões de compressão 5 (b), 12 (c) e 20 (d).	85
6.1	Identificação do tipo de falta no oscilograma rs_1	90
6.2	Verificação do equilíbrio entre as fases no oscilograma rs_1	91
6.3	Identificação dos tempos de início da falta no oscilograma rs_1	92
6.4	Análise dos valores de módulo e ângulo das tensões nas fases A, B e C durante a pós-falta relacionados ao oscilograma rs_1	93
6.5	Probabilidades de acerto de todos os oscilogramas para as razões de compressão r_{c1} e r_{c2} . TF corresponde ao tipo de falta e EQ, ao equilíbrio entre as fases.	96
6.6	Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_5	97
6.7	Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_6	97
6.8	Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_7	98
6.9	Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_8	98
6.10	Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_1	99
6.11	Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_2	99

6.12	Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_3	100
6.13	Média dos erros percentuais entre os sete oscilogramas	100
6.14	Corrente Ib nos oscilogramas original e comprimido de rr_7	101
6.15	Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_5	102
6.16	Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_6	103
6.17	Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_7	103
6.18	Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_8	104
6.19	Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_1	104
6.20	Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_2	105
6.21	Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_3	105
6.22	Média dos erros absolutos entre os sete oscilogramas.	106
6.23	Erros absolutos das distâncias obtidas para os oscilogramas comprimidos (com as razões de compressão r_{c1} e r_{c2}) em relação à distância obtida para o original.	108
6.24	Erros absolutos das distâncias obtidas para as versões original e comprimidas dos arquivos simulados (rs_1 , rs_2 e rs_3) em relação à distância pré-definida na geração do arquivo simulado original.	109
A.1	Oscilograma s_1	121
A.2	Oscilograma s_2	121
A.3	Oscilograma s_3	122
A.4	Oscilograma s_4	122
A.5	Oscilograma rr_1	123
A.6	Oscilograma rr_2	123
A.7	Oscilograma rr_3	124

A.8	Oscilograma rr_4 .	124
A.9	Oscilograma rr_5 original.	125
A.10	Oscilograma rr_5 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .	125
A.11	Oscilograma rr_5 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .	126
A.12	Oscilograma rr_6 original.	126
A.13	Oscilograma rr_6 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .	127
A.14	Oscilograma rr_6 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .	127
A.15	Oscilograma rr_7 original.	128
A.16	Oscilograma rr_7 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .	128
A.17	Oscilograma rr_7 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .	129
A.18	Oscilograma rr_8 original.	129
A.19	Oscilograma rr_8 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .	130
A.20	Oscilograma rr_8 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .	130
A.21	Oscilograma rs_1 original.	131
A.22	Oscilograma rs_1 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .	131
A.23	Oscilograma rs_1 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .	132
A.24	Oscilograma rs_2 original.	132
A.25	Oscilograma rs_2 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .	133
A.26	Oscilograma rs_2 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .	133
A.27	Oscilograma rs_3 original.	134
A.28	Oscilograma rs_3 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .	134
A.29	Oscilograma rs_3 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .	135

Lista de Tabelas

2.1	Características da oscilografia, retirado de [4].	9
4.1	Tabela dos valores de critério de parada obtidos a partir da decomposição de sinais de ruído de diferentes comprimentos utilizando MP com base no dicionário de exponenciais com parâmetros contínuos. . .	59
4.2	Parâmetros das formas de onda de s_2 e dos átomos obtidos nos quatro primeiros passos da decomposição.	61
4.3	Os números de átomos resultantes das decomposições dos sinais s_1 , s_2 , s_3 , s_4 e rs_{11} , e suas respectivas razões de compressão RC	62
5.1	Elementos do cabeçalho do canal.	72
5.2	Elementos do cabeçalho do oscilograma.	72
5.3	Quantizadores ótimos de rr_{11}	78
5.4	Alguns quantizadores ótimos dos sinais de rr_1	81
6.1	As razões de compressão r_{c1} e r_{c2} das versões comprimidas de cada um dos arquivos de oscilografia utilizados nas avaliações.	89
6.2	Os resultados da análise do oscilograma rr_5 original e de suas versões comprimidas com as razões de compressão r_{c1} e r_{c2} , com respeito ao tipo de falta e verificação do equilíbrio entre as fases.	94
6.3	Probabilidades de acerto dos sete oscilogramas para as razões de compressão r_{c1} e r_{c2}	95
6.4	Média das probabilidades de acerto dos oscilogramas.	95
6.5	Resultados dos testes de localização de faltas. A distância da falta é dada em percentual do comprimento total da linha de transmissão. .	107
A.1	Características dos sinais e dos oscilogramas utilizados neste trabalho.	120

B.1	Tabela dos quantizadores.	137
C.1	Tipo de falta e verificação do equilíbrio entre as fases.	139
C.2	Tempos de início e fim da falta, e a corrente de abertura da linha de transmissão (“na” significa que não houve abertura da linha).	140
C.3	Módulos e ângulos da tensões e correntes da fase A na pré-falta e na pós-falta.	141
C.4	Módulos e ângulos da tensões e correntes da fase B na pré-falta e na pós-falta.	142
C.5	Módulos e ângulos da tensões e correntes da fase C na pré-falta e na pós-falta.	143
C.6	Tipo de falta e verificação do equilíbrio entre as fases.	144
C.7	Tempos de início e fim da falta, e a corrente de abertura da linha de transmissão (“na” significa que não houve abertura da linha).	145
C.8	Tipo de falta e verificação do equilíbrio entre as fases.	146
C.9	Tempos de início e fim da falta, e a corrente de abertura da linha de transmissão.	147
C.10	Módulos e ângulos da tensões e correntes da fase A na pré-falta e na pós-falta.	148
C.11	Módulos e ângulos da tensões e correntes da fase B na pré-falta e na pós-falta.	149
C.12	Módulos e ângulos da tensões e correntes da fase C na pré-falta e na pós-falta.	150

Lista de Algoritmos

4.1	Algoritmo de MP com dicionário discreto de exponenciais	33
-----	---	----

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivações

A análise integrada de perturbações no sistema elétrico de potência brasileiro teve início nos anos 70 pela atuação do hoje extinto GCOI - Grupo Coordenador para Operação Interligada [5]. Até então, distúrbios em sistemas elétricos eram tratados de forma empírica, sem uma análise criteriosa das causas e efeitos, principalmente pela falta de conhecimentos ou experiência em análise de perturbações no país.

Através da análise sistemática de perturbações, realizada principalmente em empresas concessionárias de serviços de energia elétrica, houve condição para a aquisição de conhecimentos e consolidação de técnicas de análise e diagnóstico. A grande dificuldade, na época, tanto para as concessionárias quanto para a indústria, era a falta de ferramentas adequadas para a obtenção dos dados.

Já nos anos 50, havia surgido a oscilografia de falhas em sistemas elétricos, onde o registro das perturbações era realizado através de aparelhos eletromecânicos a tinta. A partir dos anos 70, surgiram os oscilógrafos analógicos que utilizavam papel fotográfico, os quais, todavia, eram utilizados apenas em sistemas de extra alta tensão por serem bastante onerosos. Além disso, com o tempo, o papel fotográfico se degradava e perdiam-se os dados.

Os registradores digitais de perturbações apareceram na segunda metade nos anos 80 e se consolidaram durante os anos 90. Com a evolução tecnológica, o barateamento do *hardware* e ampliação do mercado, os recursos de oscilografia foram incorporados em grande parte dos relés digitais utilizados em sistemas de proteção.

Atualmente, o sistema elétrico brasileiro consiste de uma vasta malha interligada composta de diversos agentes que possuem diferentes funções, como geração, transmissão e distribuição de energia, como exemplificado na Figura 1.1. A geração de energia é realizada por usinas hidráulicas, térmicas ou fontes não convencionais (ex. eólica e solar). Os agentes de transmissão têm o propósito de transportar a energia elétrica das usinas geradoras aos centros de consumo, sendo seus principais ativos as linhas de transmissão e as subestações. Os agentes de distribuição têm a finalidade de transportar e distribuir a energia elétrica aos consumidores finais, através de linhas de subtransmissão, subestações (transformadoras abaixadoras e seccionadoras), redes primárias, transformadores de distribuição e redes secundárias.

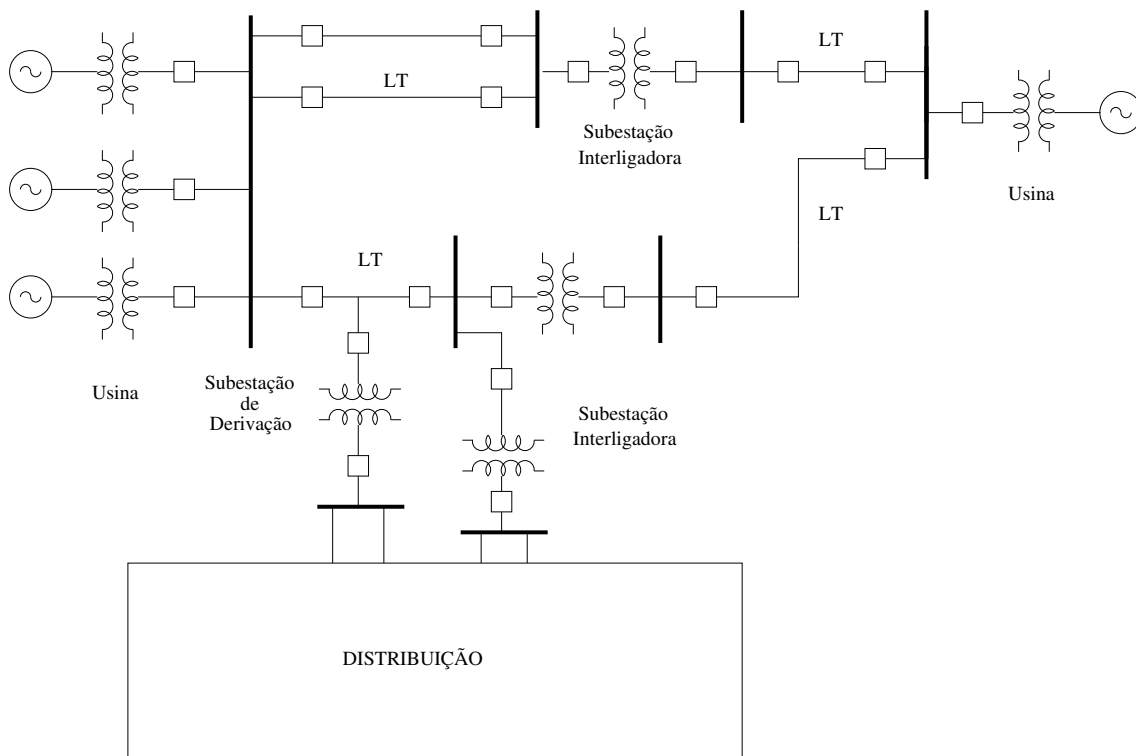


Figura 1.1: Esquema simplificado de um sistema elétrico.

A análise de perturbações é mais utilizada pelos agentes de transmissão, visto que a maioria dos distúrbios elétricos são registrados a partir do monitoramento das linhas de transmissão. É importante destacar que a oscilografia tem o objetivo de viabilizar a análise pós-evento dos distúrbios, diferente dos sistemas de proteção que devem atuar em tempo real em resposta aos distúrbios. Na realidade, a oscilografia é um instrumento complementar aos sistemas de proteção, pois permite que o es-

pecialista em análise de perturbações verifique a correção dos ajustes da proteção, assim como eventuais defeitos que venham a surgir.

Um cálculo bastante útil realizado por especialistas a partir dos sinais de oscilografia é o da distância em que ocorreu o distúrbio. Nesse caso, o especialista informa à equipe de manutenção em que região da linha de transmissão ela deve atuar a fim de reparar os danos causados pela perturbação, tornando o seu trabalho mais rápido e eficiente. Além disso, o especialista realiza outros procedimentos, tais como a análise fasorial para verificar o equilíbrio entre as fases e a análise harmônica para observar a intensidade dos harmônicos presentes no sinal.

A digitalização dos sinais de oscilografia motivou o crescimento do número de ferramentas computacionais desenvolvidas para o auxílio da análise de perturbações, permitindo também o desenvolvimento de ferramentas sofisticadas de processamento de sinais, e sistemas de processamento inteligente (para maiores detalhes, ver [4]).

Em face da disseminação de oscilógrafos digitais, tem-se observado um aumento da quantidade de eventos registrados, o que implica um crescimento progressivo do número de arquivos de oscilografia. Dessa maneira, surge a necessidade de se estudar e desenvolver métodos de compressão com o propósito de reduzir o espaço necessário para o armazenamento desses arquivos e realizar um melhor uso dos recursos de transmissão.

Neste trabalho, será apresentado um método de compressão por síntese de arquivos de oscilografia usando decomposições adaptativas redundantes, as quais fornecem uma representação coerente com os fenômenos presentes nos sinais. Para isso, utilizaremos a técnica de *Matching Pursuits* (MP), primeiramente introduzida em [6], com um dicionário de exponenciais, cujos elementos possuem alta correlação com os fenômenos de perturbações elétricas.

É importante dizer que este trabalho teve início em [2] onde, a princípio, desenvolveu-se um método de compressão de sinais elétricos utilizando o algoritmo original de *Matching Pursuits* com base em um dicionário de funções gaussianas (dicionário de Gabor). Este método não apresentou um bom desempenho, dado que as gaussianas não possuem boa correlação com os fenômenos presentes em perturbações elétricas. Com isso, elaborou-se um modelo prevendo que esses sinais seriam formados por uma soma de exponenciais moduladas. Em seguida, modificou-se o método

de compressão, sendo que em vez do dicionário de gaussianas utilizou-se o de exponenciais. Os resultados melhoraram, no entanto, continuavam insatisfatórios.

Em [3,7], modificou-se o algoritmo de decomposição com o propósito de obter uma representação mais coerente com os fenômenos elétricos com base no modelo apresentado em [2]. Para isso, utilizou-se o MP com um dicionário de exponenciais de parâmetros contínuos, associado a diversas heurísticas que auxiliam na identificação de fenômenos localizados do sinal.

Este trabalho se propõe a modificar o método de decomposição do sinal com intuito de diminuir o custo computacional e melhorar a correlação entre as funções da representação e os fenômenos do sinal.

Além disso, introduziu-se no método de compressão um esquema de alocação ótima de bits segundo um critério taxa-distorção.

Outra contribuição importante diz respeito às avaliações do desempenho do método de compressão as quais são realizadas de acordo com procedimentos mais comuns de análise realizados por especialistas. Dessa forma, pode-se verificar o quanto o método consegue comprimir sem comprometer a análise da perturbação.

1.2 Organização da Tese

O Capítulo 2 apresenta os principais aspectos da análise de perturbações elétricas através da oscilografia, descrevendo os procedimentos mais comuns realizados por um especialista em análise de perturbações.

O Capítulo 3 fornece um embasamento teórico a respeito das decomposições adaptativas redundantes, as quais possuem suma importância em esquemas de compressão por síntese de sinais.

O Capítulo 4 descreve com detalhes um algoritmo de decomposição coerente de sinais de perturbações elétricas com base em um dicionário de exponenciais, destacando as modificações realizadas em relação ao algoritmo apresentado em [3].

O Capítulo 5 descreve um método de compressão por síntese de arquivos de oscilografia utilizando decomposição coerente com *Matching Pursuits*. Serão abordados os aspectos relativos à alocação ótima de bits.

O Capítulo 6 apresenta duas formas de avaliação do desempenho do método

de compressão, apresentando seus resultados e conclusões.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões deste trabalho, as suas principais contribuições e sugestões para a sua continuidade.

Capítulo 2

Análise de Perturbações Elétricas Através de Oscilografia

2.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar os principais aspectos da análise de perturbações elétricas através da oscilografia. A seção 2.2 introduz o conceito de perturbação elétrica e descreve os propósitos de sua análise. A seção 2.3 caracteriza a oscilografia, apresentando suas classificações e algumas de suas aplicações. Enfim, a seção 2.4 descreve os procedimentos da análise de arquivos de oscilografia.

2.2 Perturbações Elétricas

Entende-se por perturbação qualquer distúrbio ocorrido na rede elétrica que altere os parâmetros de tensão e corrente [8]. Define-se a falta como uma perturbação caracterizada pela interrupção do fluxo de energia.

No decorrer de uma perturbação tais distúrbios podem ou não provocar ações dos sistemas de proteção que, atuando incorretamente, podem causar desligamentos desnecessários ou danos em equipamentos. A análise da perturbação é fundamental para se avaliar o estado do sistema, em particular, o funcionamento da proteção.

A análise de perturbações tem como principais objetivos:

1. Verificar a correta atuação do sistema de proteção durante um desligamento;

2. Observar o comportamento dos disjuntores;
3. Identificar as falhas em equipamentos;
4. Monitorar o comportamento do sistema em resposta à perturbação

Essa análise tem, como uma de suas ferramentas mais importantes, a oscilografia. A Figura 2.1 ilustra um exemplo de um registro de perturbação elétrica. Note que o registro divide-se em três momentos, a pré-falta que corresponde ao intervalo de -130 a 0 ms; a falta que inicia-se exatamente em 0 ms e a pós-falta, que é o comportamento resultante da falta.

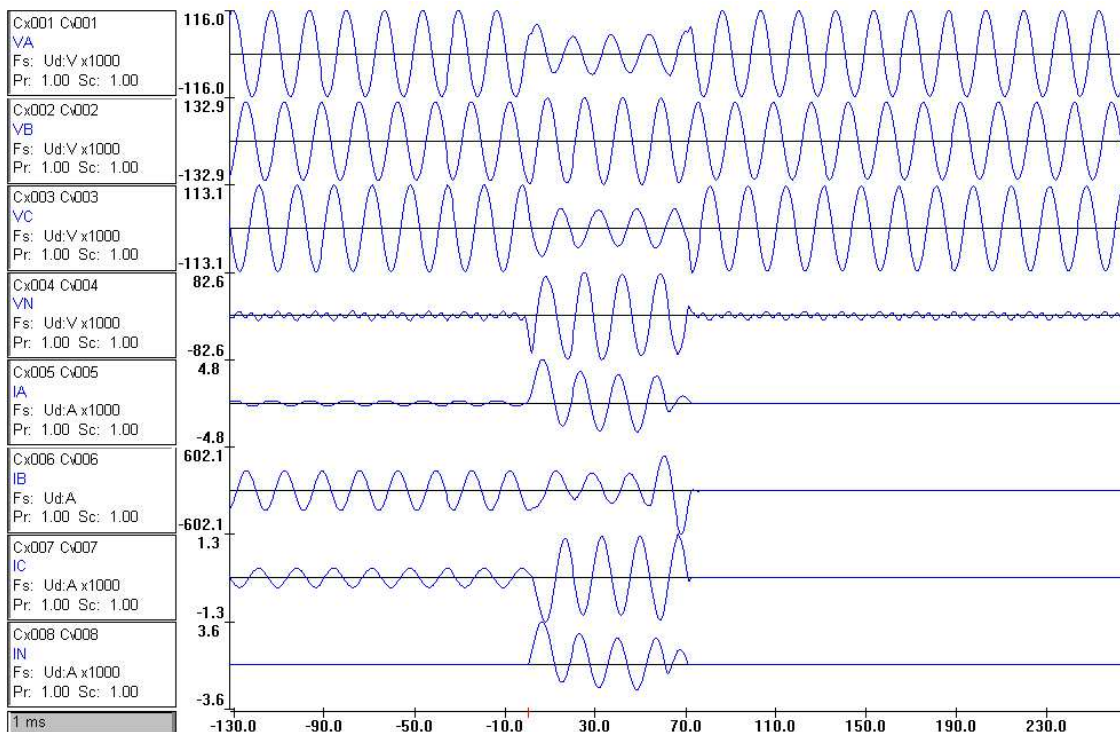


Figura 2.1: Exemplo de um registro digital de perturbação elétrica.

2.3 Oscilografia de Faltas em Linhas de Transmissão

É caracterizada pela medição de grandezas de tensão e corrente com alta resolução no domínio do tempo e cujo registro, que tem uma duração pré-definida, ocorre em consequência da detecção de uma perturbação elétrica.

No passado, o registro da falta era realizado de forma analógica, onde uma agulha acoplada a um galvanômetro desenhava em um papel as oscilações induzidas pelo fenômeno elétrico monitorado. Todavia, atualmente, os eventos são amplamente registrados por oscilógrafos digitais, mais conhecidos como RDPs (Registrador Digital de Perturbação), os quais geram arquivos que permitem desenhar os oscilogramas. Estes arquivos podem estar em formato proprietário, definido pelo fabricante do RDP, ou seguir um formato padronizado [9]. Além de superar as limitações da oscilografia analógica, em termos de armazenamento e manutenção da qualidade dos dados, a oscilografia digital permitiu o desenvolvimento de diversas ferramentas computacionais, as quais auxiliam na análise de perturbações. Mais adiante veremos quais são essas ferramentas.

Pode-se classificar a oscilografia de duas formas:

1. **Oscilografia de curta duração ou transitória:** utilizada para o monitoramento de fenômenos transitórios de origem eletromagnética, em geral; para o estudo e manutenção de sistemas de proteção, para detectar um mal funcionamento de equipamentos e para realizar a localização da falta. Além disso, pode ser utilizada também para a análise harmônica e outros procedimentos envolvendo processamento de sinais para a análise do sistema e avaliação da qualidade de energia.
2. **Oscilografia de longa duração:** responsável pelo monitoramento de oscilações de baixa frequência, de transitórios lentos de origem eletromecânica, em geral; e utilizado com o propósito de avaliar o comportamento dinâmico de sistemas elétricos interconectados de grande porte.

A Tabela 2.1 apresenta as principais características de cada um dos tipos de oscilografia. Entretanto, é importante destacar que, neste trabalho, trataremos somente da oscilografia de curta duração, ficando a de longa duração para trabalhos futuros.

A partir dos dados oscilográficos de curta duração podem ser realizados os seguintes procedimentos:

1. Ajustes de proteção: modifica-se a configuração dos relés com o intuito de melhorar a eficiência do sistema de proteção;

Tabela 2.1: Características da oscilografia, retirado de [4].

Descrição	Curta duração	Longa duração
Fenômeno	Transitórios eletromagnéticos de alta frequência	Transitórios lentos, em geral de origem eletromecânica
Tempo total de medição	De alguns milisegundos a alguns segundos	De alguns minutos a medições contínuas
Taxa de amostragem	kHz	Hz
Equipamento	Registradores digitais de perturbações (RDP)	Unidades de medição fasorial
Principais grandezas medidas	Tensões, correntes e estados lógicos do sistema	Potências ativa e reativa, tensão e comportamento da frequência fundamental no tempo
Objetivo principal	Análise de faltas transitórias relacionadas à esquemas de proteção ou a danos em equipamentos	Revelar os modos de interação do sistema de potência e avaliar seu estado dinâmico.

2. Manutenção da proteção: corrigem-se as configurações dos relés, as polaridades das ligações, os transdutores etc;
3. Manutenção de equipamentos: avalia-se o mal funcionamento dos equipamentos (e.g., falha na abertura do disjuntor), determina-se o nível de degradação analisando-se, por exemplo, o comportamento de um transformador em condições de sobrecarga, podendo-se criar uma base de dados estatísticos sobre o desempenho dos equipamentos;
4. Simulação do sistema de potência: contribui para melhorar os modelos simulados, através da alteração de seus parâmetros (como a impedância da linha) e pela comparação direta com o resultado da simulação;
5. Levantamento de estatísticas de desempenho dos equipamentos e do sistema de proteção;
6. Avaliação da qualidade de energia.

2.4 Análise de Oscilogramas

A análise de oscilogramas de curta duração divide-se em dois níveis:

1. **Análise de nível primário:** normalmente realizada na subestação com o propósito de observar a atuação de proteções e disjuntores para o auxílio imediato do operador da subestação;
2. **Análise de nível secundário:** normalmente realizada no escritório central por um especialista. Nesse nível, realiza-se uma análise mais detalhada da perturbação.

Os procedimentos mais comuns de análise de sinais de oscilografia realizados por um especialista consistem em verificar [4]:

1. O tempo em que o evento ocorreu, a subestação onde está localizado o RDP e o equipamento monitorado;
2. Os valores das tensões e correntes da pré-falta;
3. O equilíbrio das tensões e correntes entre as fases no período da pré-falta;
4. A intensidade dos harmônicos presentes no sinal durante a pré-falta;
5. O tipo de falta;
6. O instante da falta e as ações dos relés de proteção e dos disjuntores;
7. A localização da falta na linha de transmissão;
8. A progressão da falta;
9. A existência de oscilações de baixa frequências na potência, tensões e correntes;

Contudo, algumas dessas informações não são obtidas de forma direta através da simples visualização dos sinais do oscilograma. Como exemplo, têm-se os componentes harmônicos, a impedância da linha de transmissão e a localização da falta. Nesses casos, o especialista utiliza ferramentas específicas, ou seja, programas que implementam essas funções.

Portanto, um programa de auxílio à análise de arquivos de oscilografia deve possuir:

1. Ambiente gráfico que permita visualizar os sinais contidos no oscilograma;
2. Interface com programas de simulação de transitórios eletromagnéticos e de relés;
3. Ferramentas de:
 - (a) Análise fasorial;
 - (b) Análise harmônica;
 - (c) Localização de faltas;
 - (d) Análise do comportamento harmônico no tempo;
 - (e) Análise do comportamento da impedância no tempo.

Ainda temos um outro problema relacionado ao grande uso cada vez maior da oscilografia: a grande quantidade de dados produzidos pelos vários RDPs, inviabiliza que o especialista consiga analisar todas as informações de forma plena e detalhada. Dessa forma, surge a necessidade de se construir um sistema automático de análise de oscilogramas. O objetivo desse sistema é evitar que o especialista realize tarefas repetitivas e possa dar mais atenção aos oscilogramas mais relevantes. Para isso, o sistema processa as informações a respeito dos oscilogramas, apresentando-as de forma a facilitar a detecção de anomalias no sistema.

Além disso, a larga escala de produção de dados oscilográficos pressupõe um uso mais eficiente dos recursos de transmissão e armazenamento, motivando-se o desenvolvimento de ferramentas de compressão de oscilogramas que é um dos temas principais deste trabalho.

2.5 Conclusões

Nesse capítulo, destacou-se a importância da oscilografia na análise pós-evento de perturbações elétricas. Descreveram-se os procedimentos mais comuns de análise de oscilogramas realizados por um especialista e mencionou-se a importância de se utilizar ferramentas computacionais específicas para obter informações que não são encontradas de forma trivial apenas visualizando as formas de onda. Ao fim, foi descrita a motivação para o desenvolvimento de métodos de compressão de arquivos

de oscilografia para um uso mais eficiente dos recursos de transmissão e armazenamento.

O conteúdo desse capítulo será fundamental para o desenvolvimento de formas de se avaliar o método de compressão de oscilogramas, as quais serão apresentadas mais adiante neste trabalho, revelando seu real desempenho.

Capítulo 3

Fundamentos Teóricos

3.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo fornecer um embasamento teórico a respeito das decomposições adaptativas redundantes, as quais possuem suma importância em esquemas de compressão por síntese de sinais. A seção 3.2 explica o significado da decomposição adaptativa redundante e sua motivação. No final dessa seção, apresentam-se alguns métodos que realizam esse tipo de decomposição. Na seção 3.3, o método de *Matching Pursuits*, utilizado neste trabalho, é descrito com mais detalhes. Os métodos de decomposição adaptativa redundante pressupõem uma técnica de aproximação de sinais, tal como o *Matching Pursuits*, com base em dicionários redundantes. A seção 3.4 mostra como esses dicionários são gerados, além de outros aspectos importantes como as propriedades no plano tempo-frequência de seus elementos. A seção 3.5 explica o conceito de decomposição coerente, destacando sua importância para fins de se obter uma representação cujos elementos apresentam alto grau de similaridade com os sinais elétricos. Por fim, a seção 3.6 apresenta um modelo para sinais de perturbações elétricas.

3.2 Decomposições Adaptativas Redundantes

A grande variedade de padrões presentes em sinais complexos motiva o uso de técnicas de decomposição adaptativa redundante, as quais realizam uma aproximação não linear de uma dada função, de forma adaptativa, com base em um con-

junto de funções pertencentes a um dicionário redundante ou sobre-completo [10]. A decomposição é considerada adaptativa, visto que as funções selecionadas no dicionário para representar o sinal dependem do mesmo, e redundante, porque o dicionário possui mais funções do que as necessárias para se estabelecer uma base. O resultado da decomposição não é única, no que difere das decomposições em bases. É interessante destacar que um aumento da redundância do dicionário implica num aumento da adaptabilidade permitida na representação do sinal, obtida pela decomposição.

As decomposições lineares em uma base, como ocorre em Fourier ou em *Wavelets*, não são muito flexíveis [6]. As funções-base de Fourier não possibilitam uma boa representação de sinais bem localizados no tempo. O mesmo acontece ao representar-se os sinais cujo suporte no eixo tempo-freqüência seja diferente do padrão estabelecido pelas funções-base da *wavelet*. Em ambos os casos, não é possível proceder a identificação correta de padrões a partir dos coeficientes da transformada, porque a informação fica diluída por todas as funções-base.

Ao representar componentes de sinais cuja localização no tempo e na freqüência varia bastante, as decomposições adaptativas redundantes, apesar de serem não lineares, trazem uma maior flexibilidade com relação às que usam uma base fixa, as quais são lineares. Nesse caso, o sinal deve ser decomposto em funções cujas características, tanto no tempo quanto na freqüência, estejam de acordo com os padrões ou fenômenos existentes no mesmo. Tais funções podem ser denominadas átomos ou estruturas do dicionário. A Figura 3.1 ilustra o número de graus de liberdade de uma senóide, de uma *wavelet* e de um átomo modulado por uma janela exponencial. Observa-se que a senóide pode ser ajustada através de dois parâmetros, a amplitude e freqüência; já a *wavelet* é definida por três, a amplitude, a escala e deslocamento; e por fim, tem-se o átomo exponencial o qual apresenta cinco graus de liberdade, a amplitude, a freqüência, o fator de decaimento, e os tempos de início e fim do suporte temporal.

Portanto, os impulsos obtêm uma melhor representação quando decompostos em funções bem localizadas no tempo, enquanto que as senóides são melhor representadas por funções de banda estreita na freqüência. Já os sinais que possuem ambos os elementos são melhor representados por funções de um dicionário redun-

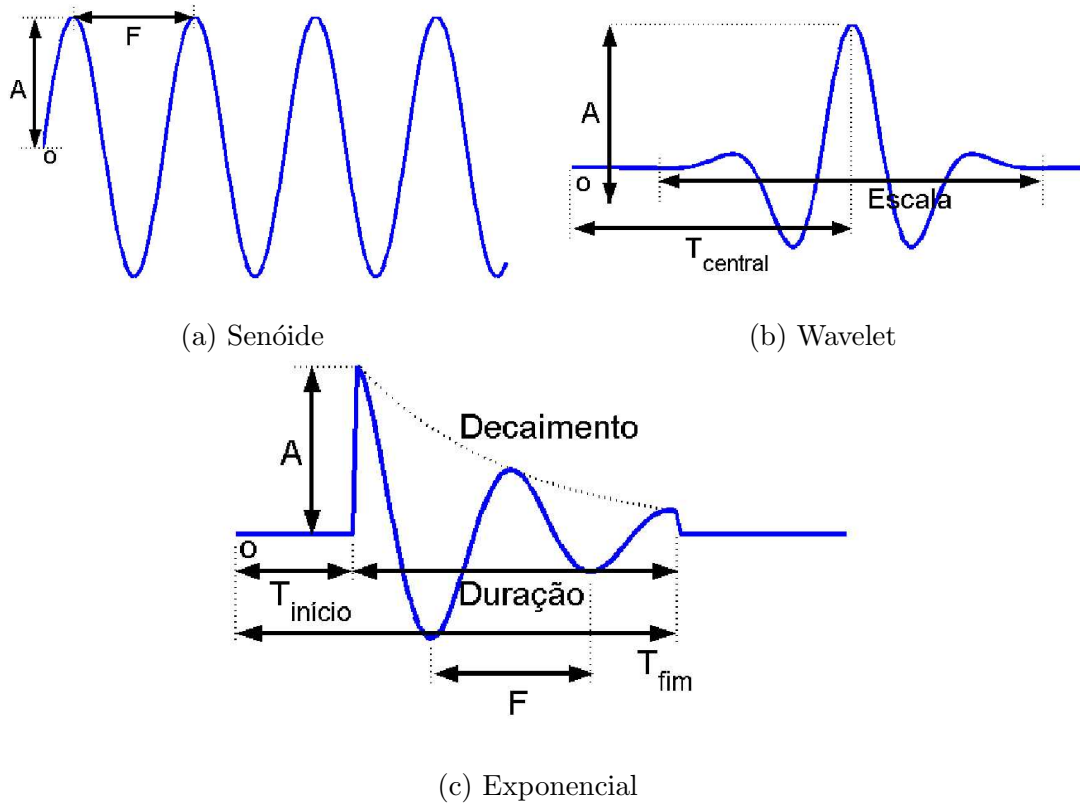


Figura 3.1: Graus de liberdade de uma senóide, de uma *wavelet* e de um átomo exponencial. Essas figuras foram retiradas de [1].

dante. Para isso é necessário definir procedimentos para a seleção dessas funções. Existem diversos métodos [7] de obtenção de tais representações redundantes dos sinais, alguns dos quais são apresentados a seguir de forma sucinta:

1. **Métodos dos *Frames*** [11]: busca-se a melhor base de funções para representar o sinal, de forma a minimizar a norma l_2 , ou seja, obtém-se a solução de $\min_{\Phi\alpha=x} \|\alpha\|_2$, onde Φ é uma matriz contendo as funções do dicionário redundante e α , o vetor contendo seus respectivos coeficientes. Contudo, a solução encontrada é a média de todas as soluções possíveis. Com isso, não se obtém a representação maximamente compacta do sinal.
2. ***Best Ortho Basis*** [12]: busca-se a base de funções a qual melhor represente o sinal, dentro de um dicionário composto de diversas bases ortogonais. Calcula-se uma função de entropia ε dependente dos coeficientes resultantes da projeção do sinal em cada uma das bases. Por fim, a base correspondente ao valor mínimo de entropia será a escolhida. Esse método normalmente obtém

uma representação compacta, deixando um pouco a desejar nos casos em que o sinal possui componentes não ortogonais. Nesse caso, a adaptatividade está relacionada à escolha da base ortogonal e não da função.

3. **Otimização massiva:** busca-se a melhor combinação de funções pertencentes ao dicionário redundante para representar o sinal através de um otimização global, utilizando o método dos mínimos quadrados. Todavia, sua complexidade computacional o torna inviável.
4. ***Basis Pursuit*** [13,14]: realiza os mesmos procedimentos do método de *frames*. Contudo, nesse caso, busca-se a solução com norma l_1 mínima.
5. ***Matching Pursuits*** [6]: Decompõe-se um sinal, de forma adaptativa, obtendo uma representação com base em um dicionário redundante. A cada passo, busca-se o elemento mais correlacionado com sinal, através de produto interno o qual resultará no respectivo coeficiente. Em seguida, multiplica-se o elemento pelo coeficiente, subtraindo-o do sinal. Dessa forma, gera-se um resíduo que sofrerá o mesmo procedimento no passo seguinte. Este método foi utilizado neste trabalho e será descrito com mais detalhes a seguir.

3.3 *Matching Pursuits*

O algoritmo de *Matching Pursuits* (MP) realiza uma aproximação não linear progressiva de uma dada função, decompondo-a de forma adaptativa, com base em um conjunto de formas de onda, selecionadas de um dicionário redundante [2,3,6].

Considere uma função f pertencente ao espaço de Hilbert \mathbb{H} de dimensão finita. Define-se um dicionário redundante $\mathcal{D} = (g_\gamma)_{\gamma \in \Gamma}$, tal que $\|g_\gamma\| = 1$, onde γ é o conjunto de parâmetros os quais definem g e Γ o conjunto de todos os γ 's possíveis. O MP gera uma expansão linear de f sobre um conjunto de funções de \mathcal{D} . Isso é feito através de aproximações sucessivas de f com projeções ortogonais sobre os seus elementos. A função f pode ser decomposta da seguinte maneira:

$$f = \langle f, g_{\gamma_0} \rangle g_{\gamma_0} + Rf, \quad (3.1)$$

onde Rf é o resíduo da projeção de f na direção de g_{γ_0} e o operador \langle, \rangle representa o produto interno. Na Figura 3.2, observa-se que g_{γ_0} é ortogonal a Rf , logo tem-se:

$$\|f\|^2 = |\langle f, g_{\gamma_0} \rangle|^2 + \|Rf\|^2. \quad (3.2)$$

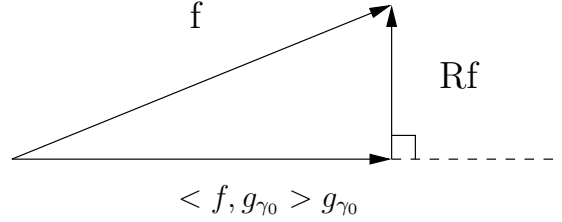


Figura 3.2: Representação gráfica da projeção ortogonal no primeiro passo da decomposição de f .

A cada passo da decomposição, com o intuito de minimizar $\|Rf\|$, escolhe-se o elemento g_{γ_0} do dicionário tal que $|\langle f, g_{\gamma_0} \rangle|$ seja máximo. Visto que Γ é finito, obtém-se um g_{γ_0} no seguinte sentido:

$$|\langle f, g_{\gamma_0} \rangle| \geq \max_{\gamma \in \Gamma \neq \gamma_0} |\langle f, g_{\gamma} \rangle|. \quad (3.3)$$

Em seguida, o resíduo Rf é decomposto, projetando-o no elemento do dicionário que melhor o representa, como foi feito anteriormente. Essa projeção irá gerar um segundo resíduo, R^2f , o qual sofrerá o mesmo procedimento gerando um terceiro resíduo e assim por diante. Dessa forma, obtém-se a seguinte formulação para se calcular o resíduo de ordem n , $R^n f$:

$$R^n f = \langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle g_{\gamma_n} + R^{n+1} f, \quad (3.4)$$

onde $R^0 f = f$ e define-se o resíduo de ordem $n + 1$, $R^{n+1} f$.

Ainda que seja não-linear, o MP é caracterizado pela conservação de energia, característica intrínseca de decomposições lineares e ortogonais. Para fins de demonstração, dado que $R^{n+1} f$ é ortogonal a g_{γ_n} , tem-se:

$$\|R^n f\|^2 = |\langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle|^2 + \|R^{n+1} f\|^2. \quad (3.5)$$

Analogamente, escreve-se $\|f\|^2$ da seguinte forma:

$$\|f\|^2 = \sum_{n=0}^{m-1} (\|R^n f\|^2 - \|R^{n+1} f\|^2) + \|R^m f\|^2. \quad (3.6)$$

Combinando as Equações (3.4) e (3.6), obtém-se a equação de conservação de energia:

$$\|f\|^2 = \sum_{n=0}^{m-1} |\langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle|^2 + \|R^m f\|^2. \quad (3.7)$$

Decompondo f até o resíduo de ordem m obtém-se o seguinte somatório:

$$f = \sum_{n=0}^{m-1} (R^n f - R^{n+1} f) + R^m f. \quad (3.8)$$

Ou, com base na representação da Equação (3.4), tem-se :

$$f = \sum_{n=0}^{m-1} \langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle g_{\gamma_n} + R^m f. \quad (3.9)$$

Em [6], apresenta-se um teorema o qual garante a convergência deste método de decomposição. Se o dicionário for completo, $\lim_{n \rightarrow \infty} \|R^n f\| = 0$. Na prática, esse processo iterativo termina quando o resíduo $\|R^m f\|$ for suficientemente reduzido. Ao fim da decomposição, obtém-se uma representação para f como uma soma dos elementos do dicionário que melhor representam os resíduos; logo, tem-se que:

$$f \approx \sum_{n=0}^{M-1} \alpha_n g_{\gamma_n}, \quad (3.10)$$

onde M corresponde ao número de passos do MP e, também, ao número de átomos do dicionário \mathcal{D} cuja combinação linear aproxima f , e $\alpha_n = \langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle$. Portanto, f pode ser aproximado pela seqüência $(\alpha_n, \gamma_n)_{n \in N}$, a qual pode ser denominada como um Livro de Estruturas (*Structure Book*).

Na seção 3.5, apresenta-se um critério de parada que consiste na caracterização do resíduo como ruído.

3.4 Dicionários Redundantes

Os átomos de um dicionário redundante são gerados escalonando-se, transladando-se e modulando-se uma função $g(t)$. Suponha $g(t)$ real e centralizado em 0. Consi-

dere também que $\|g\| = 1$, a integral de $g(t)$ é diferente de zero e $g(0) \neq 0$. O átomo complexo g_γ é definido por [6, 10]:

$$g_\gamma = \frac{1}{\sqrt{s}} g\left(\frac{t-u}{s}\right) e^{i\xi t}, \quad (3.11)$$

onde o fator $\frac{1}{\sqrt{s}}$ torna g_γ com energia unitária. O índice γ é composto pelos parâmetros de escalonamento s , frequência de modulação ξ e deslocamento no tempo u , ou seja, $\gamma = (s, u, \xi)$, onde $\gamma \in \Gamma = \mathbb{R}^+ \times \mathbb{R}^2$ e Γ é conjunto de todos os parâmetros do dicionário. A função $g(t)$ possui sua energia concentrada em torno de u , no qual localiza-se seu centro. A sua transformada de Fourier é dada por:

$$\widehat{g}_\gamma(\omega) = \sqrt{s} \widehat{g}(s(\omega - \xi)) e^{i(\omega - \xi)u}, \quad (3.12)$$

onde, dado que $|\widehat{g}(\omega)|$ é par, $|\widehat{g}_\gamma(\omega)|$ possui sua energia concentrada em torno da frequência $\omega = \xi$, no qual localiza-se seu centro. A redundância deste tipo dicionário é comprovada pelo fato de que quando $\gamma = (s_0, u, \xi)$, $g_\gamma(t)$ se reduz às funções base da STFT (*Short-Time Fourier Transform*). Da mesma forma, quando $\gamma = (s, u, \frac{\xi_0}{s})$ obtêm-se as funções base das *Wavelets*.

No caso de sinais reais, utiliza-se um dicionário de átomos reais, os quais são gerados da seguinte forma:

$$g_{(\gamma, \phi)} = \frac{K_{(\gamma, \phi)}}{\sqrt{s}} g\left(\frac{t-u}{s}\right) \cos(\xi t + \phi), \quad (3.13)$$

onde $K_{(\gamma, \phi)}$ é um fator de normalização para que $\|g_{(\gamma, \phi)}\| = 1$, e a fase ϕ pertence ao intervalo $[0, 2\pi)$. Quando $\xi = 0$, $g_{(\gamma, \phi)}$ reduz-se a:

$$g_{(\gamma, \phi)} = \frac{K_{(\gamma, \phi)}}{\sqrt{s}} g\left(\frac{t-u}{s}\right) \quad (3.14)$$

Em [6, 10], mostra-se que a localização no tempo de g_γ é mensurada através da variância de seu módulo ao quadrado, em torno de u , e sua localização na frequência, através da variância da transformada de Fourier de seu módulo ao quadrado. Supondo-se $\|g(t)\| = \|\widehat{g}(\omega)\| = 1$, tem-se que:

$$\sigma_{t,s}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (t-u)^2 |g_\gamma(t)|^2 dt = s^2 \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 |g(t)|^2 dt \quad (3.15)$$

e

$$\sigma_{\omega,s}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (\omega - \xi)^2 |\widehat{g}_\gamma(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{s^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \omega^2 |\widehat{g}(\omega)|^2 d\omega \quad (3.16)$$

A Figura 3.3 ilustra que a resolução tempo-freqüência de g_γ é representada no plano tempo-freqüência por uma caixa de Heisenberg centralizada em (u, ξ) cujas larguras no tempo e na freqüência são $\sigma_{t,s}$ e $\sigma_{\omega,s}$, respectivamente [10]. Pelo princípio da incerteza de Heisenberg, prova-se que a área do retângulo é no mínimo $\frac{1}{2}$:

$$\sigma_{t,s}^2 \sigma_{\omega,s}^2 \geq \frac{1}{4} \Rightarrow \sigma_{t,s} \sigma_{\omega,s} \geq \frac{1}{2}. \quad (3.17)$$

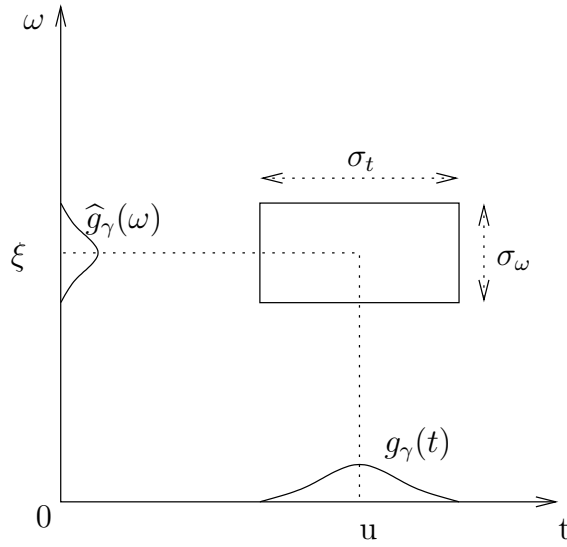


Figura 3.3: Representação em tempo-freqüência do átomo g_γ .

Esse valor mínimo é alcançado se e somente se $g(t)$ é uma gaussiana [10], e, nesse caso, pode-se denominá-lo uma função de Gabor. Em [6], define-se uma distribuição de energia no plano tempo-freqüência de um dado sinal a partir da distribuição de Wigner-Ville [10] dos elementos do dicionário nos quais ele foi decomposto pelo algoritmo de MP. Logo, a densidade de energia é dada por:

$$Ef(t, \omega) = \sum_{n=0}^{\infty} | \langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle |^2 W_{g_{\gamma_n}}(t, \omega), \quad (3.18)$$

onde $W_{g_{\gamma_n}}(t, \omega)$ corresponde à distribuição de Wigner-Ville do átomo do dicionário de índice $\gamma_n = (s_n, u_n, \xi_n)$. Na Figura 3.4, observam-se as representações no plano tempo-freqüência dos átomos de Gabor, os quais representam o sinal em (a), para diferentes tipos de distribuição. Em (b), realizou-se a transformada de Fourier de

Tempo Curto dos átomos, resultando em um espectrograma. Em (c), apresenta-se a distribuição de Choi-Williams [10]. Por fim, em (d), utilizou-se a distribuição de Wigner-Ville.

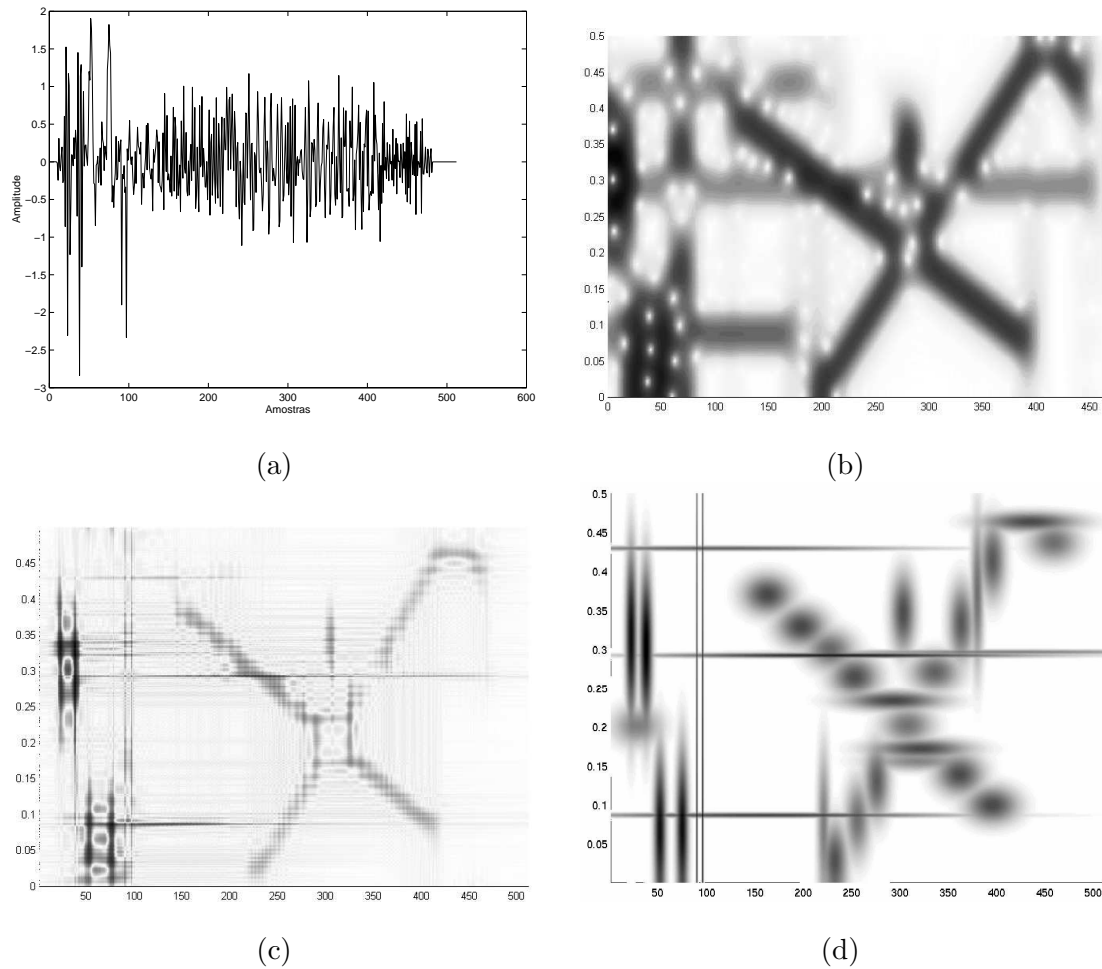


Figura 3.4: Representações no plano tempo-freqüência do sinal (a) utilizando a STFT (b), a distribuição de Choi-Williams (c), e a distribuição de Wigner-Ville (d). Estas figuras foram retiradas de [2].

Obtém-se uma boa estimativa do conteúdo tempo-freqüência do sinal ao utilizar a distribuição de Wigner-Ville dos átomos de Gabor resultantes da decomposição do mesmo, pois o átomo gaussiano possui a melhor concentração no plano tempo-freqüência e a densidade de energia é calculada individualmente para cada átomo [6]. Contudo, isso não significa que a decomposição com base em um dicionário de Gabor resulte na representação mais coerente possível de quaisquer sinais. Para isso, deve-se utilizar um dicionário formado por elementos que sejam coerentes com os fenômenos ou padrões existentes no sinal a ser decomposto.

3.5 Decomposições Coerentes

As decomposições coerentes pressupõem um alto grau de similaridade do sinal com relação ao dicionário, ou seja, este deve ser formado por elementos representativos dos fenômenos ou padrões existentes naquele. Se isto ocorrer até um certo número de passos do MP, obtêm-se os átomos que são coerentes com as estruturas do sinal. Contudo, não se sabe a partir de qual passo se perde esta coerência, ou seja, o resíduo passa a corresponder a ruído. Portanto, faz-se necessário utilizar uma metodologia com o propósito de discernir os elementos coerentes daqueles correspondentes a processos ruidosos, obtidos durante a decomposição. Nesta seção, será apresentada uma metodologia com base na análise do comportamento do resíduo à medida que o número de passos aumenta.

Primeiramente, deve-se verificar uma forma de se medir a distância entre o resíduo e o elemento escolhido a cada passo. Para isso, calcula-se a taxa de aproximação, ou seja, o cosseno do ângulo entre eles [6]. Dado que $R^n f$ é o resíduo no passo n e g_{γ_n} , o átomo escolhido, define-se a taxa de aproximação da seguinte maneira:

$$\lambda(R^n f) = \frac{\| \langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle \|}{\|R^n f\|}, \quad (3.19)$$

e a taxa de aproximação do dicionário como:

$$\lambda(D) = \min_{f \in \mathcal{H}} \lambda(f). \quad (3.20)$$

A partir dessa definição, surgem dois lemas, cujas provas podem ser vistas com detalhes em [6]. O primeiro diz que, em um espaço de Hilbert finito \mathcal{H} , dado um dicionário completo D e uma função $f \in \mathcal{H}$, a taxa de aproximação do dicionário é maior que zero, isto é,

$$\lambda(D) > 0. \quad (3.21)$$

O segundo lema mostra que a norma do resíduo possui um decaimento exponencial. Seja $f \in \mathcal{H}$, para qualquer $m > 0$, tem-se:

$$\|R^m f\| \leq \|f\| (1 - \lambda^2(D))^{\frac{m}{2}}. \quad (3.22)$$

Conclui-se que a taxa com que o resíduo decresce é proporcional a $\lambda^2(D)$. A Figura 3.5 apresenta o resultado de um experimento numérico, o qual comprova o comportamento exponencial do resíduo. Observa-se que nos primeiros passos de decomposição, onde se obtêm os elementos coerentes, a taxa de decaimento é alta. Essa taxa de decaimento diminui a medida que a decomposição evolui, até que o resíduo converge para um valor médio estacionário. A partir desse ponto, a energia do resíduo se dilui por todo o dicionário de forma homogênea, comportando-se como um ruído branco estacionário [15]. Os resíduos aproximados nesse contexto correspondem ao ruído do dicionário.

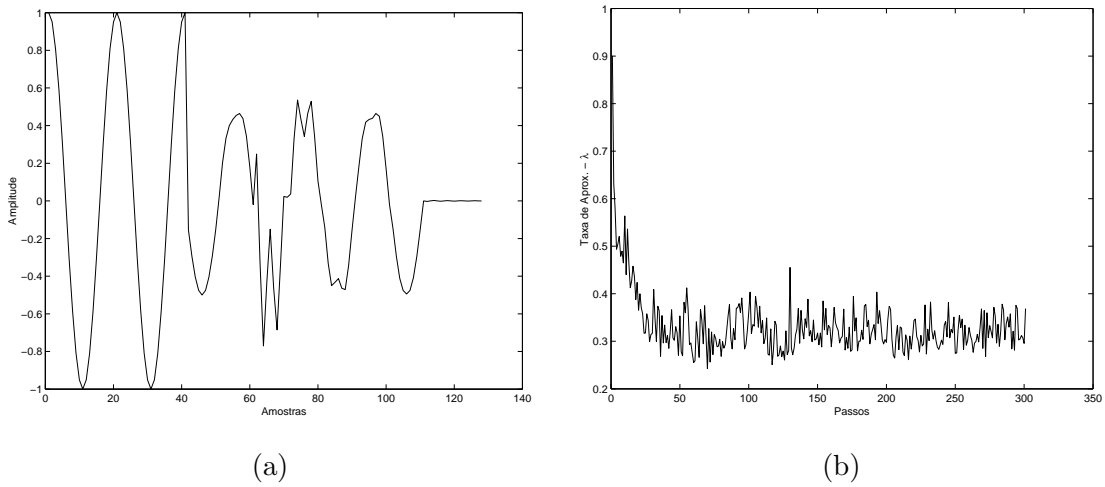


Figura 3.5: Em (a) tem-se o sinal decomposto e em (b) o comportamento da taxa de aproximação nos 300 primeiros passos da decomposição utilizando um dicionário de exponenciais.

Com base nessa análise, pode-se elaborar um procedimento simples a fim de separar os elementos coerentes do ruído do dicionário, calculando-se uma média móvel de d λ 's consecutivos que satisfazem a seguinte desigualdade:

$$\frac{1}{d} \sum_{k=n}^{n+d} \lambda(R^k f) \leq \lambda_\infty (1 + \epsilon), \quad (3.23)$$

onde $\lambda_\infty = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \lambda(R^k f)$ é o valor médio estacionário para um número grande de iterações e ϵ é um parâmetro cujo ajuste depende da variância de λ quando o resíduo é caracterizado como ruído. Uma vez que essa desigualdade é satisfeita, pode-se considerar que o resíduo aproximado corresponde a ruído. Com isso, tem-se também um critério de parada do MP.

É importante destacar que o ruído depende do dicionário em questão [15]. Dessa maneira, um resíduo caracterizado como ruído para um determinado dicionário pode ainda conter elementos coerentes com relação a outro dicionário. Por exemplo, um sinal senoidal não possui padrões coerentes com um dicionário de impulsos de Diracs, no entanto, é bastante coerente com relação a um dicionário de exponenciais complexas.

A escolha do dicionário é muito importante para alcançar um bom desempenho no MP. Para isso, o dicionário deve ser constituído de elementos coerentes com o sinal, permitindo, assim, uma análise fidedigna dos fenômenos presentes. Dessa forma, utilizou-se neste trabalho um dicionário baseado em um modelo para sinais provenientes de perturbações elétricas com o propósito de desenvolver um método eficiente de análise e compressão de oscilogramas.

3.6 Modelo para Sinais de Perturbações Elétricas

Para se obter um método eficiente de análise e compressão de arquivos de oscilografia, seria desejável criar um modelo que conseguisse prever todos os fenômenos presentes no sistema elétrico. Todavia, devido às não-linearidades do sistema e às variações de comportamento dos sinais elétricos no tempo, é extremamente complexo gerar um modelo capaz de prever todas as respostas do sistema elétrico em virtude dos variados tipos de perturbações existentes [2].

Com base em um modelo simplificado, pode-se dizer que o sistema elétrico é formado, basicamente, por fontes, cargas e linhas de transmissão, resultando, assim, em um circuito RLC. Portanto, as correntes e tensões são calculadas através de equações diferenciais. Além disso, devem-se considerar também os harmônicos, gerados por transformadores e dispositivos de eletrônica de potência, como também as discontinuidades decorrentes de chaveamentos de circuito causados pelo sistema de proteção ou por manobras.

A fim de atender a essas premissas, neste trabalho o sinal elétrico foi modelado como um conjunto de senóides moduladas por uma janela exponencial real, concatenadas e sobrepostas, onde cada uma delas possui um suporte no tempo bem definido. Esse modelo é dado por [2]:

$$f(t) = \sum_{q=0}^{Q-1} A_q \cos(2\pi k_q F t + \phi_q) e^{-\rho_q(t-t_{i_q})} [u(t-t_{i_q}) - u(t-t_{f_q})], \quad (3.24)$$

onde Q é o número de componentes, F é a frequência fundamental (50/60Hz) e cada componente é representada pela sêxtupla $(A_q, k_q, \rho_q, \phi_q, t_{i_q}, t_{f_q})$, na qual A_q é sua amplitude, k_q é o múltiplo inteiro do harmônico, ρ_q é o fator de decaimento, ϕ_q é a fase, t_{i_q} e t_{f_q} são os tempos de início e fim do suporte. A Figura 3.6 ilustra uma função gerada a partir desse modelo.

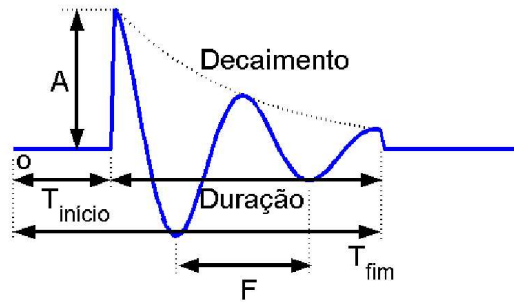


Figura 3.6: Exemplo de função gerada a partir do modelo de sinais de perturbações elétricas.

Ainda que esse modelo não seja capaz de representar todos os fenômenos do sistema elétrico, ele contempla os seus distúrbios mais comuns e importantes. Segundo [16] são eles:

1. Harmônicos: são senóides com frequência múltipla da frequência fundamental (50 ou 60Hz);
2. Transitórios: são impulsos ou oscilações de alta frequência sobrepostas aos sinais de tensão e corrente da frequência fundamental. Normalmente, são causados por raios ou chaveamentos de equipamentos elétricos;
3. Subtensão (*sag*): corresponde à queda momentânea de tensão durante meio ciclo a 1 minuto, aproximadamente. É ocasionada por energização de cargas pesadas de grandes motores;
4. Sobretensão (*swell*): corresponde à elevação momentânea de tensão, durante meio ciclo a 1 minuto, aproximadamente. Normalmente, está associada a

elevações momentâneas nas fases não envolvidas durante uma falta do tipo fase-terra. São bem menos comuns do que as subtensões.

Há um modelo similar proveniente do método de Prony [17, 18] bastante conhecido e utilizado como ferramenta de análise de sinais elétricos. Nesse caso, a representação do sinal é obtida da seguinte forma:

$$f(t) = \sum_{q=0}^{Q-1} A_q \cos(2\pi f_q t + \phi_q) e^{-\rho_q(t)} \quad (3.25)$$

Contudo, comparado ao modelo proposto, o modelo de Prony não considera as discontinuidades do sinal devido aos chaveamentos, nem que os fenômenos referentes às perturbações podem surgir em instantes de tempo diferentes no oscilograma [3].

Tendo em vista o modelo proposto, desenvolveu-se um método de decomposição, que envolve o uso do MP com um dicionário de exponenciais, além de um conjunto de heurísticas, com o objetivo de obter uma representação coerente para sinais de perturbações elétricas. Além disso, esse modelo permite a geração de um dicionário completo, pois este engloba as bases de impulsos de Diracs no tempo e de exponenciais complexas, isto é, impulsos na frequência.

3.7 Conclusões

Neste capítulo, estudaram-se as decomposições adaptativas redundantes e seus principais aspectos, para os quais deve-se estar atento a fim de obter uma representação coerente do sinal, ou seja, cujas componentes possuem alto grau de similaridade com os fenômenos existentes no mesmo. Em suma, dois aspectos devem ser questionados:

1. Os elementos do dicionário escolhidos são coerentes com os fenômenos ou padrões existentes no sinal a ser representado?
2. Estou utilizando elementos do dicionário correspondentes a ruído para representar o sinal?

Caso a primeira pergunta seja respondida afirmativamente e a segunda, negativamente, a decomposição proporcionará um bom nível de coerência da representação do sinal, podendo também servir como uma eficiente ferramenta de reconhecimento de padrões.

Uma outra questão importante a ser analisada é: uma representação coerente pressupõe que seja também compacta? Isso será discutido no Capítulo 4.

Capítulo 4

Decomposição Coerente de Sinais Elétricos Usando um Dicionário de Exponenciais

4.1 Introdução

Esse capítulo tem como objetivo descrever com detalhes o algoritmo de decomposição coerente de sinais de perturbações elétricas utilizado neste trabalho. Primeiramente, a seção 4.2 apresenta uma visão geral do método de decomposição, destacando as modificações realizadas em relação ao algoritmo de [3]. O restante das seções descrevem com maior profundidade cada etapa dessa decomposição. Por fim, apresentam-se os resultados e as conclusões.

4.2 Visão Geral do Método de Decomposição

Em [3], foi apresentado um método de decomposição de sinais utilizando o MP baseado no modelo de sinais de perturbações elétricas visto na seção 3.6. O diagrama de blocos do algoritmo correspondente a esse método está ilustrado na Figura 4.1. Observe que o algoritmo atua de forma iterativa, onde a cada iteração procura-se obter o átomo mais coerente com o resíduo. Note também que o resíduo inicial no primeiro passo corresponde ao sinal. A cada passo da decomposição realizam-se os seguintes procedimentos, os quais estão referenciados no diagrama de blocos:

1. Realiza-se uma aproximação inicial do resíduo utilizando o MP. Para isso:
 - (a) Busca-se o átomo pertencente a um dicionário discreto de Gabor que tenha maior correlação com o resíduo;
 - (b) Maximiza-se a aproximação do átomo gaussiano de parâmetros contínuos em relação ao resíduo através de um algoritmo de otimização;
 - (c) Estima-se um átomo exponencial a partir do átomo gaussiano;
 - (d) Maximiza-se a aproximação do átomo exponencial em relação ao resíduo através de um algoritmo de otimização;
2. Procura-se aproximar o átomo exponencial de um fenômeno localizado do resíduo. Para isso:
 - (a) Procura-se um melhor suporte temporal do átomo;
 - (b) Realiza-se a quantização da frequência;
 - (c) Procura-se identificar uma senóide pura dentro da região de suporte com base em uma heurística.
3. Armazenam-se o coeficiente e os parâmetros do átomo no livro de estruturas;
4. Realiza-se o teste de parada. Caso o critério de parada seja atendido, termina-se a decomposição;
5. Subtrai-se o átomo ponderado pelo coeficiente do resíduo atual, resultando no resíduo a ser aproximado no passo seguinte;
6. Retorna-se ao procedimento 1.

Tendo esse algoritmo como base, realizaram-se algumas modificações com o objetivo de reduzir seu custo computacional e melhorar o casamento entre o átomo e o resíduo. Essas modificações resultaram em um novo algoritmo, ilustrado no diagrama de blocos da Figura 4.2. A cada passo da decomposição são realizados os seguintes procedimentos, os quais, novamente, se encontram referenciados no diagrama de blocos:

1. Realiza-se uma aproximação inicial do resíduo utilizando o MP. Para isso:

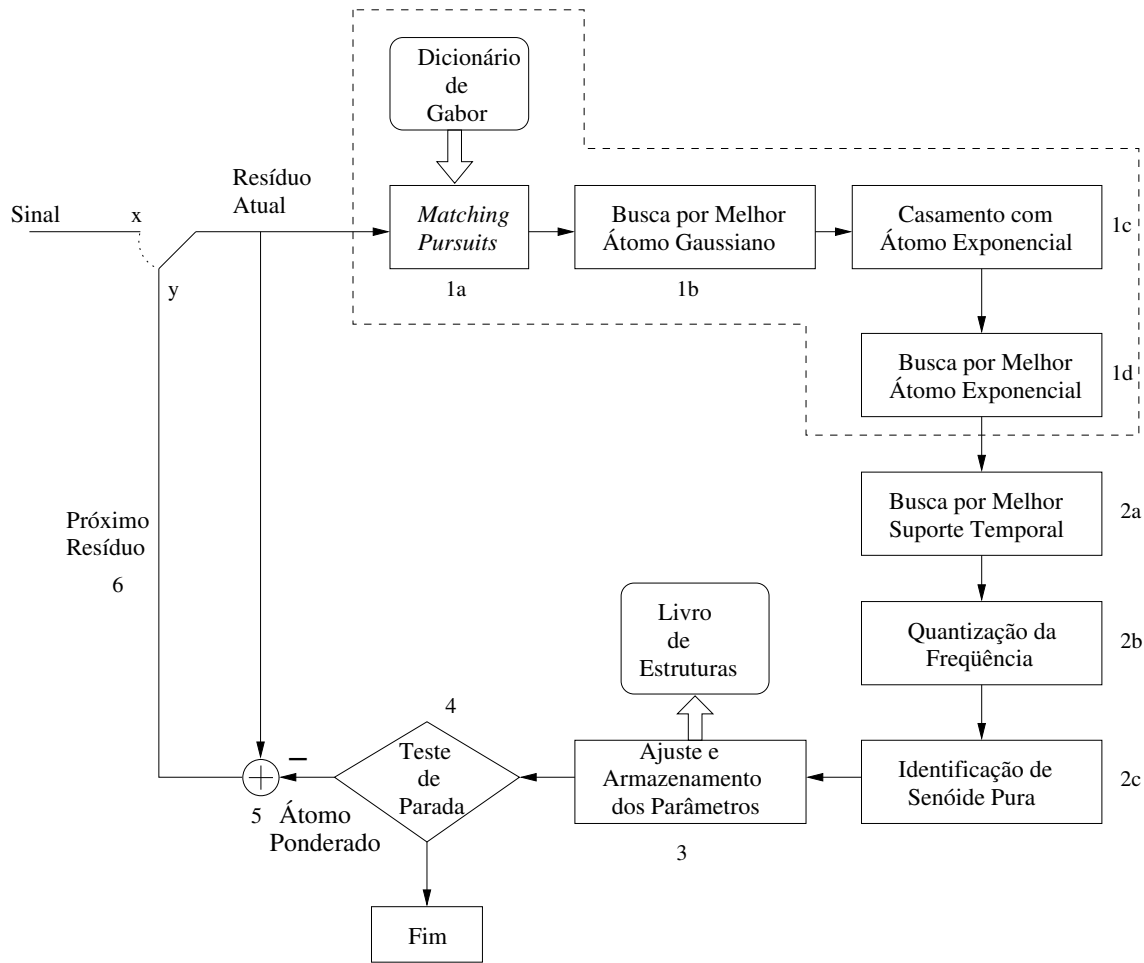


Figura 4.1: Diagrama de blocos do algoritmo de decomposição de sinais apresentado em [3]. A chave fecha em \mathbf{x} somente no primeiro passo, onde o resíduo atual corresponde ao sinal, no restante dos passos, ela permanece em \mathbf{y} .

- (a) Busca-se o átomo pertencente a um dicionário discreto de exponenciais que tenha maior correlação com o resíduo;
 - (b) Maximiza-se a aproximação do átomo exponencial de parâmetros contínuos em relação ao resíduo através de um algoritmo de otimização;
2. Procura-se aproximar o átomo exponencial de um fenômeno localizado do resíduo. Para isso:
- (a) Procura-se um melhor suporte temporal do átomo;
 - (b) Realiza-se a quantização da frequência;
 - (c) Procura-se um melhor suporte temporal novamente;

- (d) Procura-se identificar uma senóide pura dentro da região de suporte com base em uma heurística.
3. Armazenam-se o coeficiente e os parâmetros do átomo no livro de estruturas;
 4. Realiza-se o teste de parada. Caso o critério de parada seja atendido, termina-se a decomposição;
 5. Subtrai-se o átomo ponderado pelo coeficiente do resíduo atual, resultando no resíduo a ser aproximado no passo seguinte;
 6. Retorna-se ao procedimento 1.

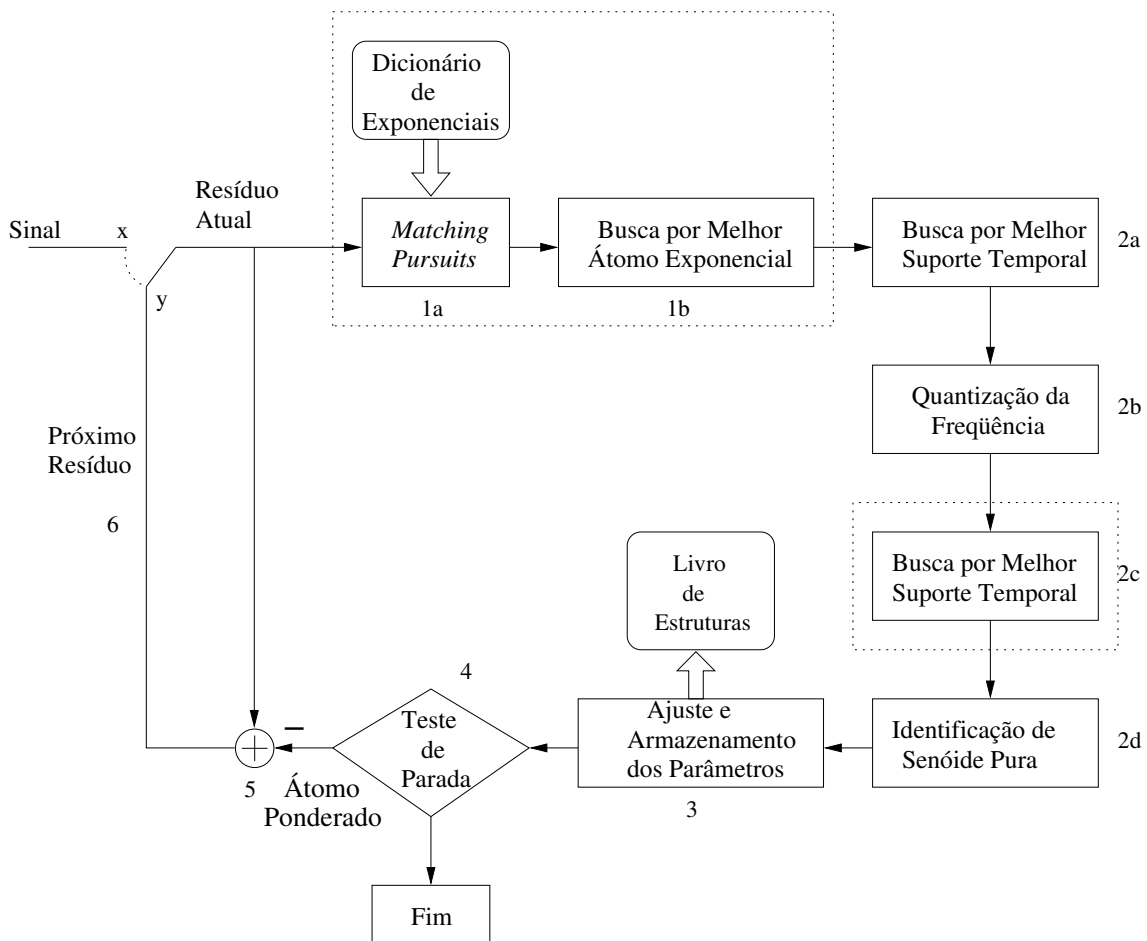


Figura 4.2: Diagrama de blocos do algoritmo modificado. A chave fecha em x somente no primeiro passo, onde o resíduo atual corresponde ao sinal, no restante dos passos, ela permanece em y .

As etapas correspondentes às modificações estão envolvidas por um retângulo pontilhado, como pode ser observado nas Figuras 4.1 e 4.2. Basicamente, modificou-se o procedimento de aproximação inicial do resíduo e adicionou-se uma etapa referente à procura de melhor suporte temporal após a quantização da frequência durante a aproximação do átomo em relação ao fenômeno localizado.

Observa-se que na primeira fase de aproximação do átomo exponencial do algoritmo original, deve-se primeiramente buscar em um dicionário discreto de Gabor o átomo gaussiano que melhor se aproxima do resíduo usando MP, posteriormente maximizar essa aproximação, em seguida estimar o átomo exponencial e enfim, maximizar a aproximação deste em relação ao mesmo resíduo. Com o intuito de reduzir o custo computacional, no algoritmo modificado utilizou-se diretamente um dicionário discreto de exponenciais na aproximação inicial com o MP, em seguida maximizou-se a aproximação utilizando-se parâmetros contínuos. Dessa maneira, eliminou-se a etapa de busca do átomo gaussiano. Em [1, 19], demonstra-se que é possível construir um dicionário de exponenciais. A procura do melhor suporte temporal foi adicionada após a quantização da frequência com o objetivo de melhorar o casamento do átomo exponencial com o fenômeno localizado.

É importante destacar que os parâmetros discretos são considerados apenas na busca do átomo no dicionário discreto; no restante do algoritmo, tratamos sempre de parâmetros contínuos.

4.3 Aproximação Inicial do Resíduo

Como foi visto anteriormente, a aproximação inicial do resíduo pelo átomo exponencial com base em MP é dividido em duas etapas:

1. Busca-se o átomo pertencente ao dicionário discreto de exponenciais que tenha maior correlação com o resíduo;
2. Maximiza-se a aproximação do átomo exponencial de parâmetros contínuos em relação ao resíduo através de um algoritmo de otimização.

Nota-se que essa aproximação inicial pode ser considerada como um *Matching Pursuits* com base em um dicionário contínuo de exponenciais. A etapa preliminar

de busca no dicionário discreto permitiu sua viabilidade, pois um dicionário contínuo contém um número infinito de elementos.

4.3.1 *Matching Pursuits* usando Dicionário Discreto de Exponenciais

A busca do átomo no dicionário discreto de exponenciais, que melhor se correlaciona com o resíduo do passo de decomposição ocorre da seguinte forma:

1. Para cada um dos elementos do dicionário:
 - (a) Calcula-se a fase ótima do átomo com base em sua versão complexa e no resíduo (ver seção 4.3.1.2);
 - (b) Gera-se o átomo exponencial real;
 - (c) Calcula-se o produto interno entre o átomo e o resíduo.
2. Escolhe-se o átomo o qual possui maior produto interno com o resíduo.

No Algoritmo 4.1, observa-se o pseudo-código do algoritmo correspondente.

Algoritmo 4.1 Algoritmo de MP com dicionário discreto de exponenciais

```
Para j=1:númeroÁtomosDicionário,  
    faseÓtima = calculaFaseÓtima(resíduo);  
    átomo = geraAtomoExponencialReal(parâmetrosDiscretos,faseÓtima);  
    produtoInterno = calculaProdutoInterno(átomo,resíduo);  
    armazenaMaiorProdutoInterno();  
fim Para  
retornaAtomoMaiorProdutoInterno();
```

4.3.1.1 Geração dos Átomos do Dicionário Discreto de Exponenciais

Na seção 3.4, viu-se que os elementos de um dicionário redundante podem ser obtidos através do escalonamento (s), da translação (u) e da modulação (ξ) de uma janela $g(t)$. Dessa forma, o átomo g_γ é definido como:

$$g_\gamma = K_\gamma g\left(\frac{t-u}{s}\right) \cos(\xi t + \phi), \quad (4.1)$$

onde $\phi \in [0, \pi)$ e K_γ é o fator de normalização. É importante destacar que o dicionário é formado por elementos de norma unitária, ou seja, $\|g_\gamma\| = 1$.

No caso do dicionário de exponenciais, tem-se que $g(t) = e^{-t}$, isto é, $g(t)$ corresponde a uma função exponencial decrescente. A fim de inserirmos também exponenciais crescentes no dicionário, incluímos um fator de multiplicação m_f , tal que $m_f = \{-1, 1\}$. Portanto, se m_f for 1 a exponencial é decrescente, caso seja -1, é crescente. Além disso, consideramos que o fator de decaimento ou elevação $\rho = m_f \frac{1}{s}$. Com isso, modifica-se a Equação 4.1, obtendo-se, assim:

$$g_\gamma = K_\gamma g(\rho(t-u)) \cos(\xi t + \phi). \quad (4.2)$$

Observa-se que g_γ é definido pela quádrupla $\gamma = (\rho, u, \xi, \phi)$. Contudo, é importante notar que, no algoritmo *Matching Pursuits*, buscar o átomo que melhor se aproxima do resíduo diretamente de um dicionário contínuo é inviável, pois, neste caso, como foi dito anteriormente, este possui um número infinito de elementos. Para solucionar esse problema, amostram-se os parâmetros que definem o átomo, gerando-se, assim, um dicionário finito de parâmetros discretos.

Com base na discretização dos parâmetros do átomo gaussiano realizada em [2, 3, 6], amostrou-se γ de tal forma a obter $\gamma_d = (m_f 2^{-j}, p 2^j, k \pi 2^{1-j}, \phi)$, onde $j, p, k \in \mathbb{Z}$. Dessa maneira, o átomo exponencial discreto é definido somente por $\gamma_d = (m_f, j, p, k, \phi)$, onde os parâmetros $m_f = \{-1, 1\}$ e j se referem ao fator de decaimento ou elevação do átomo, p ao seu deslocamento e k a sua modulação. Observa-se que os parâmetros discretizados de γ foram ρ , u e ξ . É importante destacar que a fase ϕ é obtida de forma analítica a partir destes parâmetros, como será visto mais adiante.

Dado um sinal discreto de comprimento N , sendo $L = \log_2(N)$, os índices $\{j, p, k\}$ variam da seguinte forma: $j \in [0, L]$, $p \in [0, N 2^{-j})$ e $k \in [0, 2^j)$ [6]. Logo, tem-se que $g_{\gamma_d}(n)$ é dado por:

$$g_{\gamma_d}(n) = g_j(n - p2^j) \cos(nk\pi 2^{1-j} + \phi)$$

$$g_j(n) = \begin{cases} \delta(n), & \text{se } j = 0 \\ K_{\gamma_d} g(m_f 2^{-j} n), & \text{se } j \in (0, L) \\ \frac{1}{\sqrt{N}}, & \text{se } j = L \end{cases} \quad \text{onde } g(n) = e^{-n}$$

onde K_{γ_d} é obtido tal que $\|g_{\gamma_d}\| = 1$.

Observa-se que este dicionário discreto de exponenciais é composto tanto por exponenciais crescentes e decrescentes moduladas, quanto por impulsos de Dirac, níveis DC e harmônicos, sendo sobre-completo. É importante destacar que as exponenciais crescentes são obtidas a partir da reversão temporal das decrescentes. A Figura 4.3 mostra alguns elementos desse dicionário.

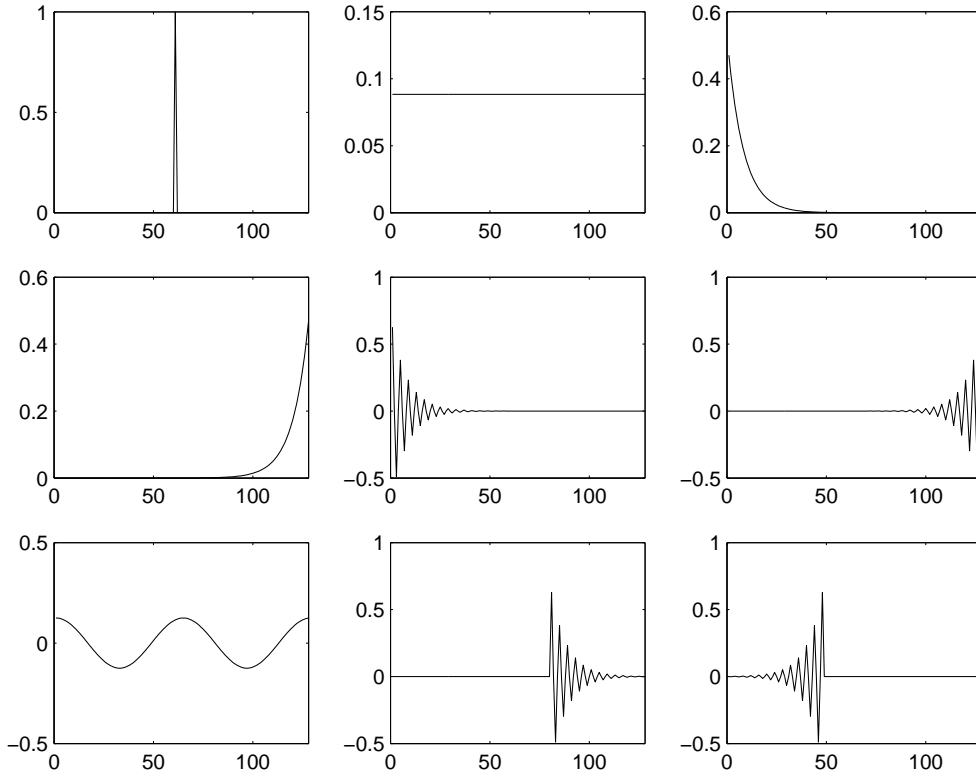


Figura 4.3: Átomos do dicionário discreto exponenciais, para os seguintes valores de $\gamma_d = (m_f, j, p, k, \phi)$ onde $N = 128$ (da esquerda para a direita, de cima para baixo): $(1,0,60,0,0)$; $(1,7,0,0,0)$; $(1,3,0,0,0)$; $(-1,3,0,0,0)$; $(1,3,0,2,0)$; $(-1,3,0,2,0)$; $(1,7,0,2,0)$; $(1,3,10,2,0)$; $(-1,3,10,2,0)$.

4.3.1.2 Cálculo da Fase Ótima

Em [3, 20], é apresentada uma forma de calcular a fase ótima do átomo de Gabor analiticamente a partir dos parâmetros $\{s, u, \xi\}$. Realizaram-se algumas alterações a fim de adequar esse cálculo ao átomo exponencial, principalmente no que diz respeito às exponenciais crescentes. Nesse caso, a fase ótima é obtida através dos parâmetros $\{\rho, u, \xi\}$.

Todo átomo de norma unitária pertencente ao dicionário de exponenciais pode ser representado por:

$$g_\gamma(t) = \frac{g_{\rho,u}(t) \cos(\xi t + \phi)}{\|g_{\rho,u}(t) \cos(\xi t + \phi)\|}, \quad (4.3)$$

onde $g_{\rho,u}(t) = g(\rho(t - u))$. A função $g_\gamma(t)$ corresponde à parte real das funções complexas $G_\gamma^+(t) = g_{\rho,u}(t) e^{j\xi t}$ e $G_\gamma^-(t) = g_{\rho,u}(t) e^{-j\xi t}$, ambas de norma unitária. Essas funções são utilizadas com o intuito de simplificar a notação. Com isso, ao decompor-se o n -ésimo resíduo $R^n f(t)$ obtém-se a fase ótima ϕ_o da seguinte forma:

1. Se $\xi = 0$ ou $\underline{\xi = \pi}$ então $\phi_o = 0$
2. Se $a = 0$ então $\phi_o = \frac{\pi}{2}$
3. Se $\xi \neq 0$ e $a \neq 0$ então $\phi_o = \arctan\left(-\frac{b}{a}\right)$
 - (a) Se $\rho > 0$ (exponencial decrescente) então $P_{\gamma_n}(t) = \text{Re}\{G_\gamma^+(t)\}$ e $Q_{\gamma_n}(t) = \text{Im}\{G_\gamma^+(t)\}$.
 - (b) Se $\rho < 0$ (exponencial crescente) então $P_{\gamma_n}(t) = \text{Re}\{G_\gamma^-(t)\}$ e $Q_{\gamma_n}(t) = \text{Im}\{G_\gamma^-(t)\}$.

onde:

$$a = \langle R^n f(t), P_{\gamma_n}(t) \rangle \|Q_{\gamma_n}(t)\|^2 - \langle R^n f(t), Q_{\gamma_n}(t) \rangle \langle P_{\gamma_n}(t), Q_{\gamma_n}(t) \rangle \quad (4.4)$$

$$b = \langle R^n f(t), Q_{\gamma_n}(t) \rangle \|P_{\gamma_n}(t)\|^2 - \langle R^n f(t), P_{\gamma_n}(t) \rangle \langle P_{\gamma_n}(t), Q_{\gamma_n}(t) \rangle \quad (4.5)$$

É importante destacar que pelo algoritmo original proposto em [20] o valor de ϕ_o para $\xi = \pi$ correspondia a $\frac{\pi}{2}$, pois $a = 0$. Portanto, $g_\gamma(t)$ para $\xi = \pi$ seria sempre 0 para todo t . Mas não faz sentido ter-se um átomo no dicionário com todas as amostras nulas. Pior, devido à imprecisão numérica gerava-se uma

seqüência diferente de zero porém aleatória, comprometendo seriamente o algoritmo de decomposição. Para solucionar esse problema, sempre que ξ for igual a π atribui-se a ϕ_o o valor nulo. Observa-se, também, que para todos os valores de ϕ dentro do intervalo $(0, \frac{\pi}{2})$, $g_{\gamma\{\xi=\pi, \phi=(0, \frac{\pi}{2})\}}(t) = g_{\gamma\{\xi=\pi, \phi=0\}}(t)$, visto que o átomo possui norma unitária. Isso é melhor ilustrado na Figura 4.4.

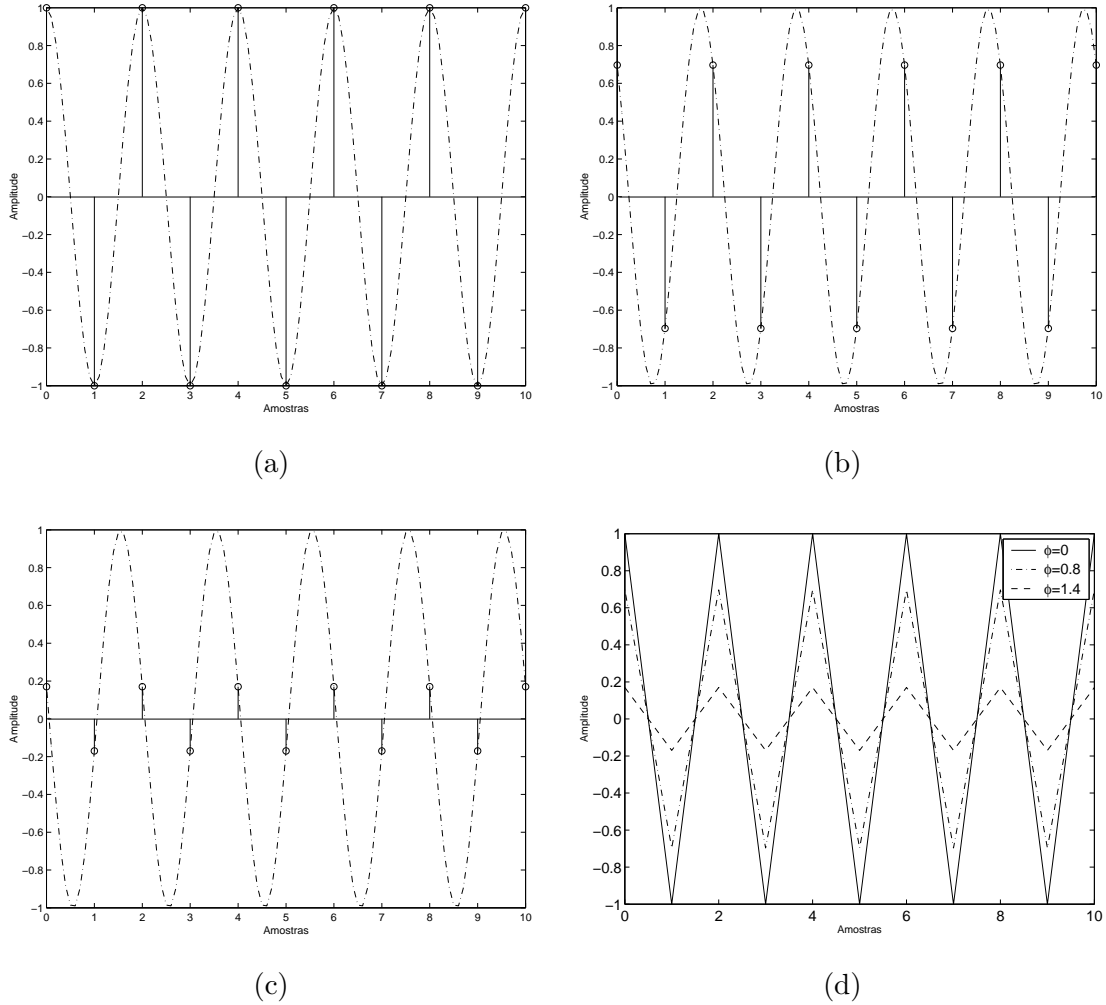


Figura 4.4: Gráficos referentes à função $\cos(\pi n + \phi)$ para diferentes valores de ϕ em radianos: 0 (a), 0.8 (b), 1.4 (c). Em (d), apresentam-se os resultados das operações de (a), (b) e (c). Observa-se que se normalizarmos as três funções, elas passarão a ser idênticas.

Quando $\xi = 0$, $Q_{\gamma_n} = 0$, logo, $\phi_o = 0$. Para provar que $\phi_o = \arctan(-\frac{b}{a})$ quando $\xi \neq 0$ e $a \neq 0$, pode-se reescrever a Equação (4.3) da seguinte forma:

$$g_{\gamma_n} = \frac{P_{\gamma_n} \cos(\phi) - Q_{\gamma_n} \text{sen}(\phi)}{\|P_{\gamma_n} \cos(\phi) - Q_{\gamma_n} \text{sen}(\phi)\|}. \quad (4.6)$$

A projeção do resíduo $R^n f$ no átomo g_{γ_n} resulta em:

$$\langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle = \frac{\langle R^n f, P_{\gamma_n} \rangle \cos(\phi) - \langle R^n f(t), Q_{\gamma_n} \rangle \sin(\phi)}{\|P_{\gamma_n} \cos(\phi) - Q_{\gamma_n} \sin(\phi)\|}, \quad (4.7)$$

onde:

$$P_{\gamma_n} = g_{\rho,u}(t) \cos(\xi t) \quad \text{e} \quad Q_{\gamma_n} = \pm g_{\rho,u}(t) \sin(\xi t).$$

Note que Q_{γ_n} é positivo se $\rho \geq 0$, e negativo, se $\rho < 0$.

Define-se $x = \tan(\phi)$. A prova consiste em maximizar a função $h(x) = \langle R^n f, g_{\gamma} \rangle^2$. Tem-se que:

$$h(x) = \frac{(\langle R^n f, P_{\gamma_n} \rangle - \langle R^n f(t), Q_{\gamma_n} \rangle x)^2}{\|P_{\gamma_n} - Q_{\gamma_n} x\|^2}. \quad (4.8)$$

Derivando $h(x)$, obtém-se:

$$h'(x) = \frac{-2(\langle R^n f, P_{\gamma_n} \rangle - \langle R^n f(t), Q_{\gamma_n} \rangle x)^2}{\|P_{\gamma_n} - Q_{\gamma_n} x\|^4} (ax + b). \quad (4.9)$$

Quando $a = 0$, $h(x)$ não possui um máximo global, exceto quando $|x| = \infty$, nesse caso, $\phi_o = \frac{\pi}{2}$. Dado que $a \neq 0$ e $h'(x) = 0$ tem-se que $x = -\frac{b}{a}$ logo:

$$\phi_o = \arctan\left(-\frac{b}{a}\right). \quad (4.10)$$

Viu-se anteriormente que as exponenciais crescentes são obtidas a partir da reversão temporal das decrescentes. Na Figura 4.5, traçaram-se as exponenciais $g_{\gamma_1}(t)$ e $g_{\gamma_2}(t)$ onde $\gamma_1 = (\rho, u, \xi) = (0.5, 0, 0)$ e $\gamma_2 = (-0.5, 0, 0)$. Nesse caso, $g_{\gamma_2}(t)$ é obtido a partir da reversão temporal de $g_{\gamma_1}(t)$, e elas são denominadas exponenciais **correspondentes**.

Outra forma de compreender essa reversão temporal consiste em considerar que, para a exponencial crescente, a janela $g(t) = e^t$, em vez de e^{-t} , e ρ é positivo, todavia $g_{\gamma}(t)$ é definido em um suporte temporal negativo. A Figura 4.6 ilustra os átomos $g_{\gamma_1}(t)$ e $g_{\gamma_2}(t)$.

Essa perspectiva mostra o motivo pelo qual o cálculo da fase ótima ϕ_o é diferenciado para exponenciais crescentes e decrescentes. Quando a exponencial é decrescente, utiliza-se $G_{\gamma}^+(t)$ para o cálculo da fase; do contrário, no caso crescente,

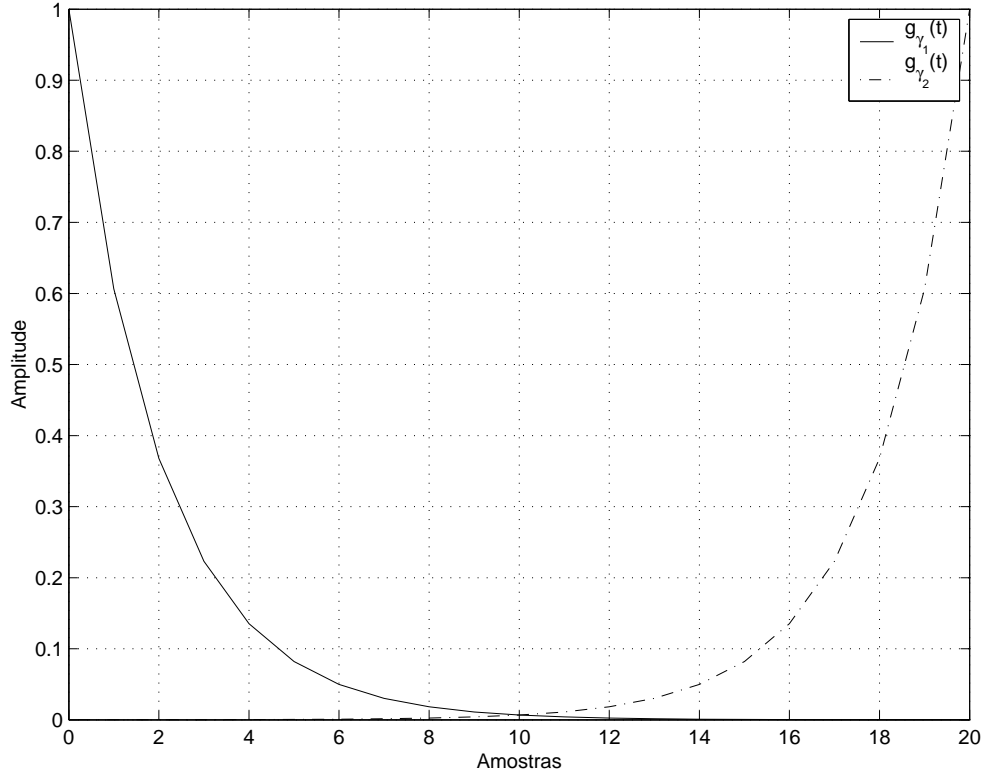


Figura 4.5: Átomos exponenciais crescente e decrescente correspondentes.

utiliza-se $G_{\gamma}^{-}(t)$. Isso ocorre porque a função seno é ímpar. A Figura 4.7 ilustra exemplos de $G_{\gamma}^{+}(t)$ e $G_{\gamma}^{-}(t)$ utilizados para o cálculo das fases ótimas de duas exponenciais moduladas correspondentes.

4.3.1.3 Resultado da Aproximação por Átomo Exponencial Discreto

A Figura 4.8 ilustra o resultado da aproximação do sinal sintético s_1 através da busca do átomo melhor correlacionado com ele no dicionário discreto de exponenciais usando MP.

Observa-se que o átomo exponencial obtido na busca ainda consiste de uma aproximação grosseira de s_1 . Com o objetivo de maximizar essa aproximação, utilizou-se um algoritmo de otimização com base em parâmetros contínuos, o qual será descrito a seguir.

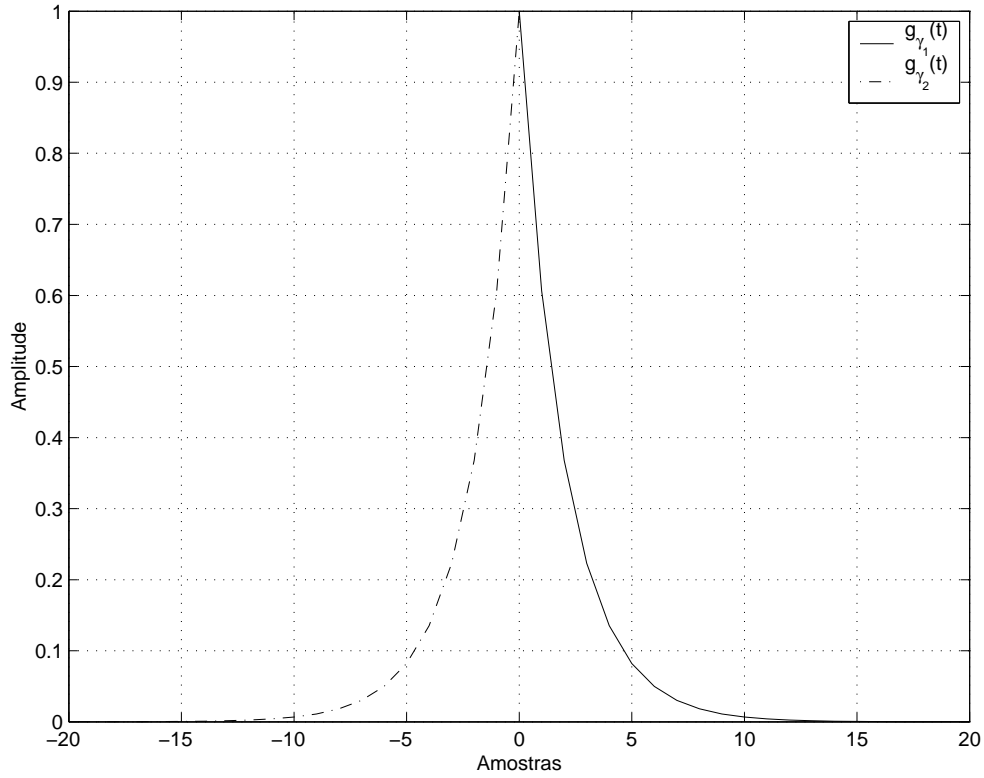


Figura 4.6: Átomos exponenciais crescente e decrescente correspondentes em outra perspectiva.

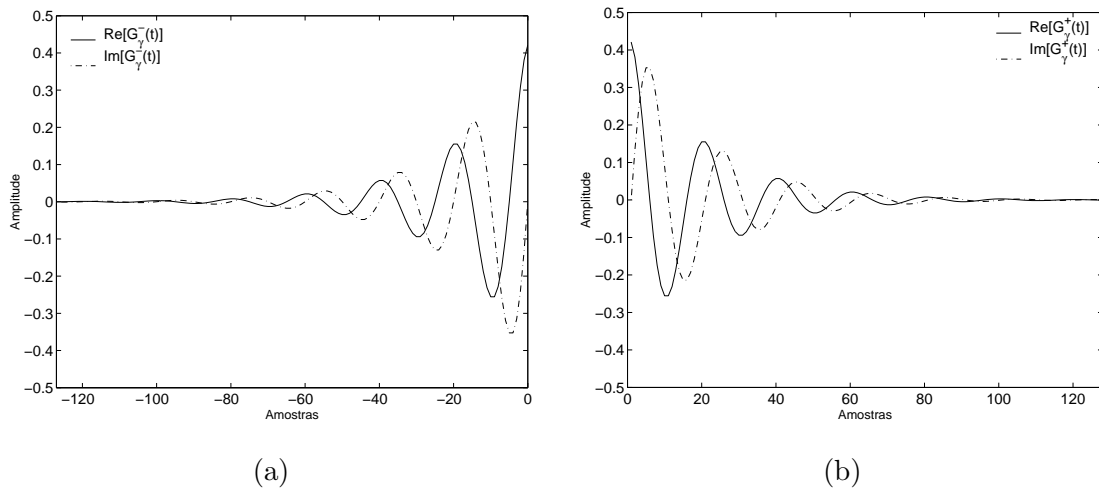


Figura 4.7: As partes reais e imaginárias de $G_{\gamma}^{-}(t)$ (a) $G_{\gamma}^{+}(t)$ (b) para o cálculo das fases ótimas.

4.3.2 Maximização da Aproximação por Átomo Exponencial de Parâmetros Contínuos

Uma vez que os parâmetros amostrados $\gamma_d = (m_f, j, p, k, \phi)$ são escolhidos na

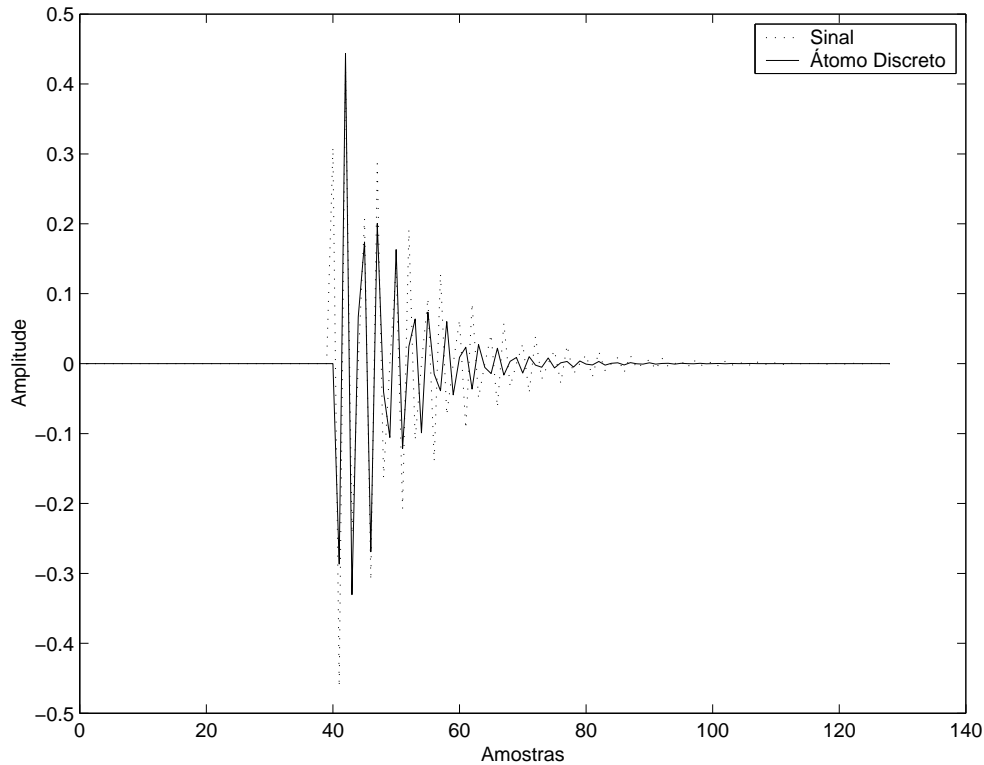


Figura 4.8: Resultado da aproximação do sinal s_1 com base na busca em um dicionário discreto de exponenciais.

etapa de busca no dicionário discreto, estes são substituídos em $\gamma_d = (m_f 2^{-j}, p2^j, k\pi 2^{1-j}, \phi)$, obtendo-se, assim, os correspondentes parâmetros contínuos $\gamma_o = (\rho_o, u_o, \xi_o, \phi_o)$. Esse conjunto de parâmetros γ_o está relacionado ao estado inicial do algoritmo de otimização que maximiza a aproximação do átomo exponencial em relação ao resíduo. É importante lembrar que as fases ϕ e ϕ_o são obtidas a partir dos outros parâmetros, portanto, na realidade, ϕ_o não é usado como parâmetro inicial.

Surgem dois problemas ao utilizar-se o método de Newton tradicional para maximizar essa aproximação [3]:

1. A função-objetivo, que consiste no produto interno entre o resíduo e o átomo, não possui forma fechada, ou seja, não pode ser definida por uma única função derivável;
2. Esse produto interno deve ser calculado a cada alteração dos parâmetros realizada durante a execução do algoritmo.

Em face desses detalhes, adaptou-se o método de Newton, chegando-se, assim, a um algoritmo denominado Pseudo-Newton, apresentado em [3], que maximiza o produto interno da seguinte forma:

1. Obtém-se $\gamma_o = (\rho_o, u_o, \xi_o)$ a partir de γ_d resultante da busca do átomo no dicionário discreto exponenciais;
2. Definem-se os valores dos incrementos iniciais $\Delta_o = (\Delta\rho_o, \Delta u_o, \Delta\xi_o)$ de cada um dos parâmetros: $\Delta\rho_o = \rho_o / 2$, $\Delta u_o = 1 / 2\rho_o$, $\Delta\xi_o = \pi \rho_o$;
3. Definem-se os valores de tolerância $\{\epsilon_\rho, \epsilon_u, \epsilon_\xi\}$, relacionados ao critério de parada;
4. Definem-se o conjunto atual $\gamma_a = (\rho, u, \xi)$ e $\Delta = (\Delta\rho, \Delta u, \Delta\xi)$, onde inicialmente $\gamma_a = \gamma_o$ e $\Delta = \Delta_o$;
5. Enquanto $\Delta\rho > \epsilon_\rho$, ou $\Delta u > \epsilon_u$, ou $\Delta\xi > \epsilon_\xi$:

(a) Realiza-se o seguinte procedimento para $x = \rho$ e $\Delta x = \Delta\rho$:

- i. Define-se γ' , tal que $x = x + \Delta x$, mantendo-se os outros parâmetros fixos;
- ii. Calcula-se a fase ótima ϕ_o correspondente a γ' ;
- iii. Gera-se o átomo a partir de (γ', ϕ_o) ;
- iv. Calcula-se o produto interno entre o resíduo e o átomo.
- v. Se houver um aumento do produto interno:
 - A. Atualiza-se $\gamma_a = \gamma'$;
 - B. Atualiza-se $\Delta x = \alpha \Delta x$ (ver comentário a seguir sobre α);
 - C. Retorna ao passo 5.(a).i;
- vi. Caso contrário:
 - A. Atualiza-se $\Delta x = -\Delta x / 2$;
 - B. Vai para o passo seguinte.

(b) Realiza-se o passo 5.(a) para $x = u$ e $\Delta x = \Delta u$;

(c) Realiza-se o passo 5.(a) para $x = \xi$ e $\Delta x = \Delta\xi$;

(d) Em seguida, retorna ao passo 5.

É importante mencionar que ao fim desse algoritmo, dado que o átomo é real, ocorre um ajuste de ξ para mantê-lo em um intervalo entre $[0, \pi]$.

Foram feitas duas modificações importantes em relação ao algoritmo original apresentado em [3], com o objetivo de melhorar seu desempenho. A primeira está relacionada ao item 2; os incrementos iniciais foram escolhidos com base no esquema de amostragem dos parâmetros de γ , o que resulta em $\gamma_d = (m_f 2^{-j}, p2^j, k\pi 2^{1-j})$. Observa-se que ρ corresponde à inversa de uma potência de 2; isso implica que, à medida que j é decrementado, ρ dobra de valor, por isso escolheu-se $\Delta\rho_o = \rho_o / 2$. Como o intervalo entre deslocamentos subseqüentes corresponde a $1 / \rho$, dividiu-se esse intervalo por 2, obtendo-se $\Delta u_o = 1 / 2\rho_o$. Da mesma forma, como o intervalo entre duas frequências subseqüentes equivale a $\pi 2 \rho_o$, fez-se $\Delta\xi_o = \pi \rho_o$. Pode-se dizer que foi realizada uma inicialização bem fundamentada do algoritmo.

A segunda alteração corresponde à inserção do item relacionado à atualização do incremento do parâmetro $\Delta x = \alpha \Delta x$ quando ocorre um aumento do produto interno. O coeficiente α pode ser um valor constante, ou fazer parte de uma PA ou PG, onde a cada iteração a α é somada ou multiplicada uma razão. No decorrer da execução do algoritmo, os incrementos vão diminuindo até alcançarem seus respectivos limiares de suficiência. Entretanto, como a troca do parâmetro a ser ajustado durante a otimização ocorre de forma seqüencial, pode ocorrer que, à proporção que ξ seja alterado, os valores ótimos de ρ e u também se alterem. Essa alteração pode ser suficiente para que $\Delta\rho$ se torne bem menor que a diferença entre o valor atual de ρ e seu novo valor ótimo. Dessa forma, prejudica-se bastante o desempenho do método, o qual necessitará de muito mais iterações para se chegar no novo valor. Com essa segunda modificação, consegue-se alcançar o valor ótimo com muito mais velocidade. Neste trabalho, com base em algumas simulações, para os parâmetros ρ e u atribuiu-se a α uma PG de razão 2, e para ξ , utilizou-se $\alpha = 2$.

É importante salientar que esse algoritmo de otimização pode ser restringido a uma ou duas das variáveis de γ , mantendo a(s) outra(s) em valor(es) fixo(s).

Visto que a função objetivo em questão não possui forma fechada, não é possível garantir que através do método Pseudo-Newton obtenhamos sempre o mínimo global. Em face disso, realizaram-se alguns testes utilizando o algoritmo de Adaptive

Simulated Annealing (ASA) [21, 22], o qual é capaz de escapar de eventuais mínimos locais. Verificou-se que os resultados de otimização de ambos os métodos foram bem parecidos. Contudo, o Pseudo-Newton obteve resultados mais precisos, com menor complexidade. Dessa forma, optou-se por utilizar este método neste trabalho. Para maiores informações a respeito do Simulated Annealing, vide [23–26].

A Figura 4.9 ilustra a aproximação do átomo de parâmetros contínuos em relação ao mesmo sinal s_1 utilizando o método Pseudo-Newton. Observa-se que, nesse caso, ocorreu um excelente casamento do átomo com o sinal.

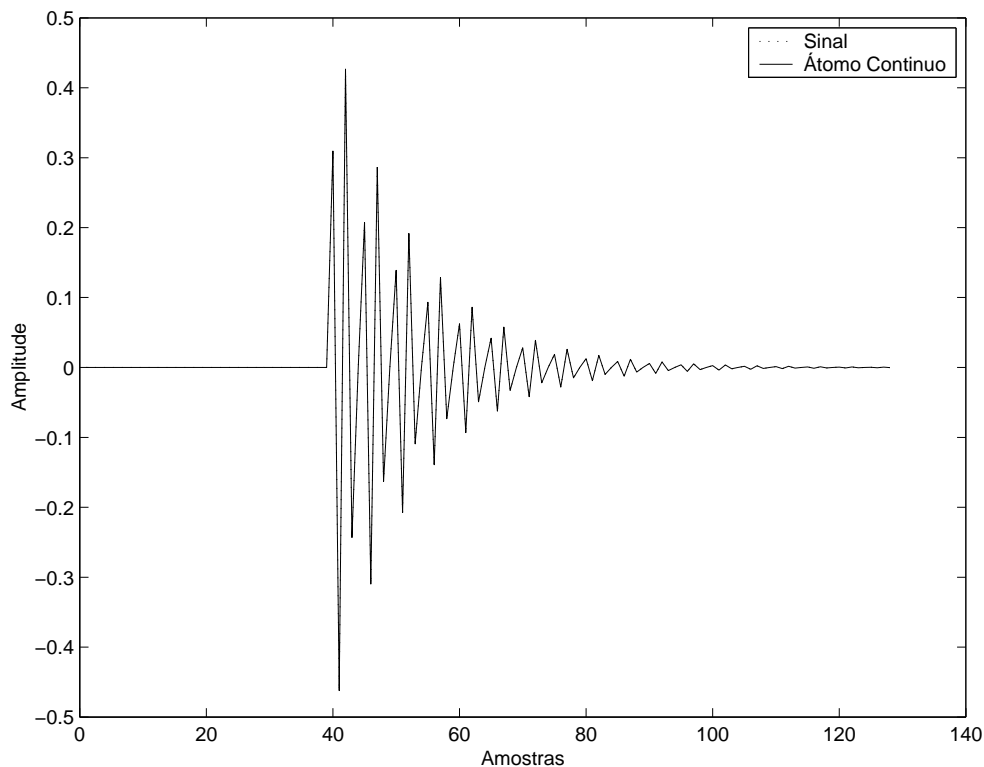


Figura 4.9: Resultado da aproximação do sinal s_1 através de otimização.

4.3.3 Análise do Ganho de Desempenho

Neste trabalho, reduziu-se o procedimento de aproximação inicial do resíduo em relação ao algoritmo de [3] para somente duas etapas: a busca no dicionário discreto de exponenciais e a maximização da aproximação através do método de otimização.

Tendo em vista o sinal s_1 , realizou-se a aproximação inicial deste pelo átomo

exponencial através do algoritmo original, sendo o resultado ilustrado na Figura 4.10. Após as duas primeiras etapas da aproximação, observa-se que o átomo gaussiano não é capaz de representar bem o sinal. Mesmo depois de realizada a estimação do átomo exponencial, a aproximação continua insatisfatória. Contudo, somente após a otimização, obtém-se o casamento exato entre o átomo e o sinal.

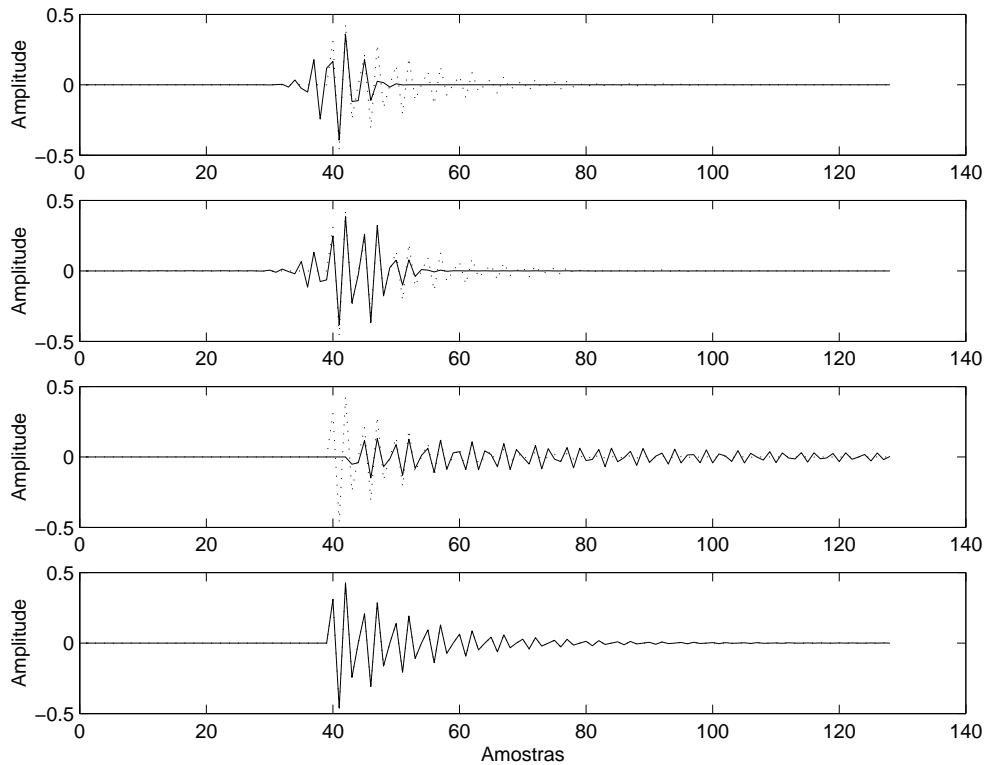


Figura 4.10: Resultado da aproximação inicial pelo algoritmo de [3] (resíduo - pontilhado, átomo - linha cheia). De cima para baixo, resultados: da busca no dicionário discreto de Gabor, da maximização da aproximação do átomo de Gabor, do casamento com o átomo exponencial e, novamente, da maximização da aproximação.

No algoritmo modificado, obteve-se um melhor desempenho, pois a aproximação partiu diretamente do átomo exponencial, necessitando somente de duas etapas para se obter o casamento entre o átomo e o sinal. A Figura 4.11 ilustra essa aproximação inicial de s_1 . Note que essas mesmas duas etapas foram ilustradas nas Figuras 4.8 e 4.9, respectivamente. Contudo, a fim de se poder comparar o desempenho do novo algoritmo com o desempenho do algoritmo original, foram apresentadas novamente por conveniência.

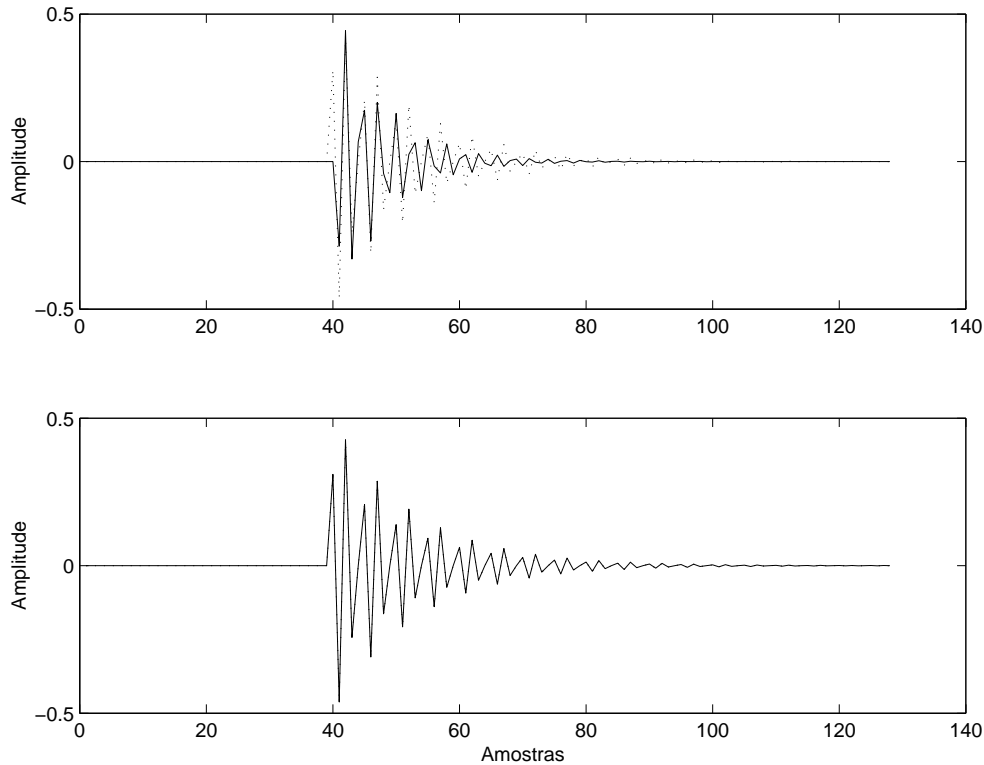


Figura 4.11: Resultado da aproximação inicial pelo algoritmo modificado (resíduo - pontilhado, átomo - linha cheia). De cima para baixo, resultados: da busca no dicionário discreto de exponenciais e da maximização da aproximação.

4.4 Reconhecimento de Fenômenos Localizados

Verificou-se que o algoritmo de decomposição obtém grande êxito ao realizar a aproximação inicial do átomo exponencial quando se trata de resíduos compostos somente por uma forma de onda. No exemplo apresentado na seção anterior, o sinal s_1 era formado apenas por uma exponencial decrescente modulada. Contudo, os sinais de perturbações elétricas são normalmente constituídos da composição de diferentes formas de onda, as quais correspondem a fenômenos localizados em intervalos de tempo distintos.

A Figura 4.12 ilustra um exemplo de sinal real (rs_{11}) de perturbação elétrica, onde ocorreu uma falta do tipo fase-terra. Esse sinal corresponde à tensão da fase A , e pode ser separado em dois momentos: a pré-falta e a pós-falta. Na pré-falta, ele é apenas composto por uma senóide pura de frequência fundamental, enquanto que na pós-falta ocorre um decaimento da amplitude da fundamental (sub-tensão)

e surgem componentes de alta frequência, até que o disjuntor abre na amostra 528.

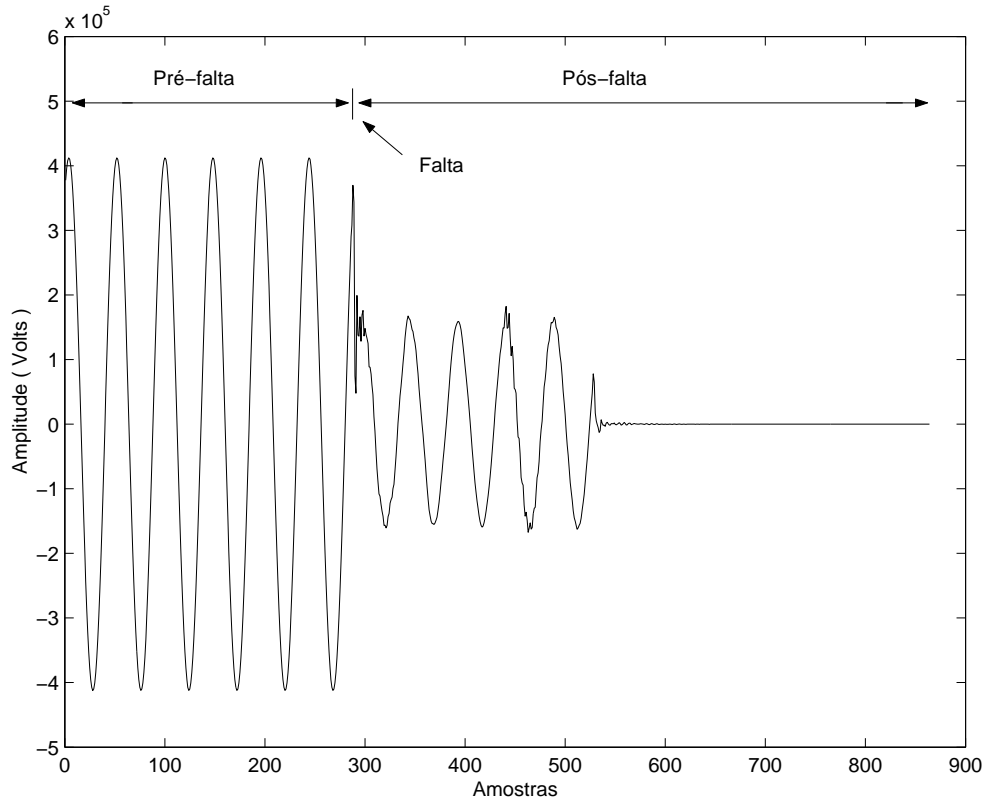


Figura 4.12: Um exemplo de sinal real de perturbação elétrica.

Observa-se na Figura 4.13 que foi obtido o átomo exponencial melhor correlacionado com o sinal considerando todo seu suporte temporal. Entretanto, esse resultado não é satisfatório em termos de coerência, pois não houve casamento do átomo com nenhum dos fenômenos localizados presentes no sinal. Em [27], menciona-se que esse é um problema comum de algoritmos vorazes como o *Matching Pursuits*. Visto que o produto interno não é uma métrica quanto a forma e sim, de correlação, o fato do produto interno entre o átomo e o sinal possuir um valor significativo não quer dizer que ele seja coerente com o mesmo.

Com o propósito de solucionar este problema, alterou-se a equação do átomo g_γ de forma a possibilitar o controle de seu suporte temporal de forma bilateral. Dessa maneira, tem-se que:

$$g_\gamma = K_\gamma g(\rho(t-u)) \cos(\xi t + \phi) [U(t-t_i) - U(t-t_f)], \quad (4.11)$$

onde K_γ é o fator de normalização, $g(t) = e^{-t}$ e $U(t)$ corresponde à função degrau.

Define-se o novo $\gamma = (\rho, \xi, \phi, t_i, t_f)$, onde t_i e t_f são os tempos de início e fim do suporte temporal do átomo, logo $t_i < t_f$. Antes, o suporte era ajustado apenas por um dos lados, através do deslocamento u , sendo que nas exponenciais crescentes o ajuste se dava pela esquerda e nas crescentes, pela direita. Nota-se que essa liberdade de se definir o melhor suporte temporal está prevista no modelo para sinais de perturbações elétricas apresentado na seção 3.6.

É importante destacar que, nesse caso, o deslocamento u é obtido a partir de ρ e t_i ou t_f : se $\rho \geq 0$, $u = t_i$, caso contrário, $u = N - t_f$, onde N é o comprimento do sinal.

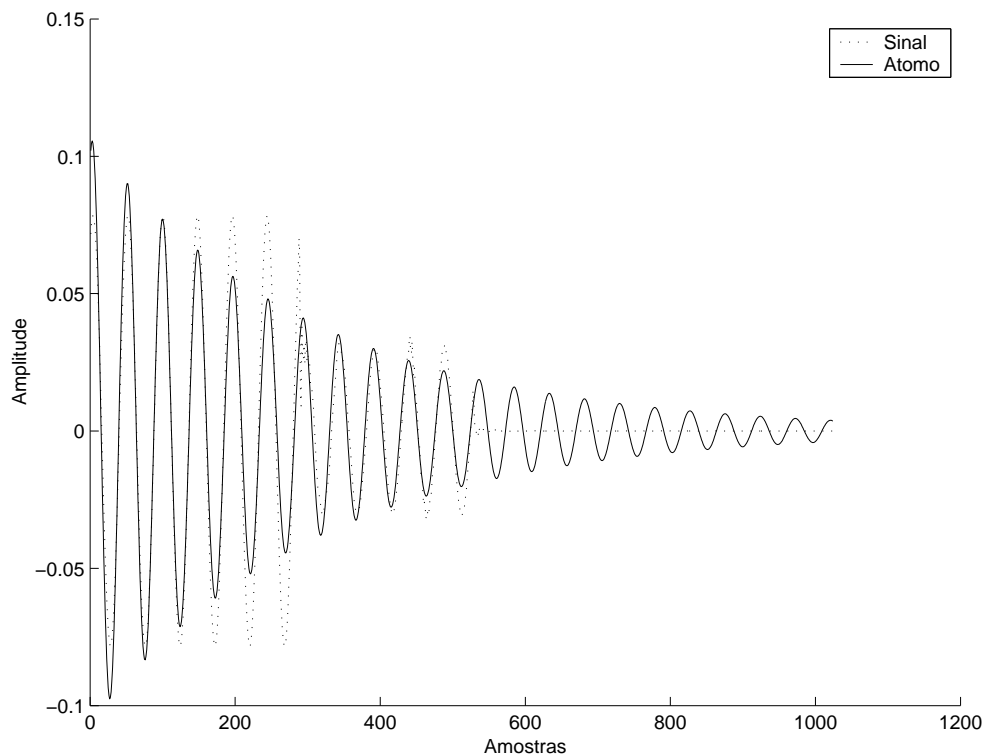


Figura 4.13: Resultado da aproximação inicial do sinal rs_{11} .

Com o objetivo de obter um maior grau de similaridade entre o átomo e os fenômenos do resíduo, baseado nesse novo g_γ , desenvolveu-se o seguinte procedimento, para depois da realização da aproximação inicial:

1. Procura-se um melhor suporte temporal do átomo;
2. Realiza-se a quantização da frequência;
3. Procura-se um melhor suporte temporal novamente;

4. Decide-se optar ou não por uma senóide pura ao invés do átomo exponencial com base em uma heurística;

A seguir, veremos com mais detalhes cada uma dessas etapas.

4.4.1 Busca por Melhor Suporte Temporal

Dado que as amostras do sinal m_{io} e m_{fo} ($\in \mathbb{Z}$) correspondem aos tempos t_{io} e t_{fo} , e que inicialmente $\gamma_a = (\rho, \xi, \phi, m_{io}, m_{fo})$, a busca por melhor suporte temporal é realizada da seguinte maneira:

1. Se $\rho \geq 0$:
 - (a) Reduz-se o suporte da direita para a esquerda amostra a amostra, variando m'_f de m_{fo} a m_{io} . Para cada valor de m'_f :
 - i. Calcula-se a fase ótima ϕ ;
 - ii. Gera-se o átomo de norma unitária correspondente a $\gamma' = (\rho, \xi, \phi, m_{io}, m'_f)$;
 - iii. Calcula-se o produto interno entre o resíduo do passo e o átomo $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'} \rangle$;
 - iv. Se $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'} \rangle \geq \langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma^*} \rangle$, atualiza-se $\gamma_a = \gamma'$, onde $\gamma^* = (\rho, \xi, \phi, m_{io}, m'_f + 1)$;
 - (b) Reduz-se o suporte da esquerda para a direita amostra a amostra, variando m'_i de m_{io} a m'_f . Para cada valor de m'_i :
 - i. Calcula-se a fase ótima ϕ ;
 - ii. Gera-se o átomo de norma unitária correspondente a $\gamma' = (\rho, \xi, \phi, m'_i, m'_f)$;
 - iii. Calcula-se o produto interno entre o resíduo do passo e o átomo $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'} \rangle$;
 - iv. Se $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'} \rangle \geq \langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma^*} \rangle$, atualiza-se $\gamma_a = \gamma'$, onde $\gamma^* = (\rho, \xi, \phi, m'_i - 1, m'_f)$;
2. Se $\rho < 0$:

- (a) Reduz-se o suporte da esquerda para a direita amostra a amostra, variando m'_i de m_{io} a m_{fo} . Para cada valor de m'_i :
- i. Calcula-se a fase ótima ϕ ;
 - ii. Gera-se o átomo de norma unitária correspondente a $\gamma' = (\rho, \xi, \phi, m'_i, m_{fo})$;
 - iii. Calcula-se o produto interno entre o resíduo do passo e o átomo $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'} \rangle$;
 - iv. Se $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'} \rangle \geq \langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma^*} \rangle$, atualiza-se $\gamma_a = \gamma'$, onde $\gamma^* = (\rho, \xi, \phi, m'_i - 1, m_{fo})$;
- (b) Reduz-se o suporte da direita para a esquerda amostra a amostra, variando m'_f de m_{fo} a m'_i . Para cada valor de m'_f :
- i. Calcula-se a fase ótima ϕ ;
 - ii. Gera-se o átomo de norma unitária correspondente a $\gamma' = (\rho, \xi, \phi, m'_i, m'_f)$;
 - iii. Calcula-se o produto interno entre o resíduo do passo e o átomo $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'} \rangle$;
 - iv. Se $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'} \rangle \geq \langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma^*} \rangle$, atualiza-se $\gamma_a = \gamma'$, onde $\gamma^* = (\rho, \xi, \phi, m'_i, m'_f + 1)$;
3. Ao fim, obtém-se $\gamma_a = (\rho, \xi, \phi, m'_i, m'_f)$ que maximiza o produto interno $\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma_a} \rangle$, onde $m'_f - m'_i \leq m_{fo} - m_{io}$. Isso é realizado através do método de Pseudo-Newton com os ajustes de ρ e ξ .

Observa-se que o átomo é renormalizado para 1 a cada alteração do suporte, portanto, para o novo suporte temporal tem-se que $\|g_{\gamma_a}\| = 1$. É fundamental mencionar também que essa busca é realizada em dois momentos: logo após a aproximação inicial do resíduo e depois da quantização da frequência, entretanto, neste último caso, o algoritmo Pseudo-Newton atua ajustando apenas ρ .

A Figura 4.14 ilustra o resultado da busca por melhor suporte temporal, aplicada após a aproximação inicial do sinal sintético s_2 . Nota-se que eliminaram-se as amostras de valor nulo, contudo, o átomo ainda não é capaz de realizar um bom casamento com os fenômenos localizados do resíduo. Nesse caso, confundem-se

duas senóides de mesma frequência, mas de amplitudes diferentes, com uma única exponencial decrescente modulada. O mesmo acontece com o sinal $r_{s_{11}}$ ilustrado na Figura 4.15.

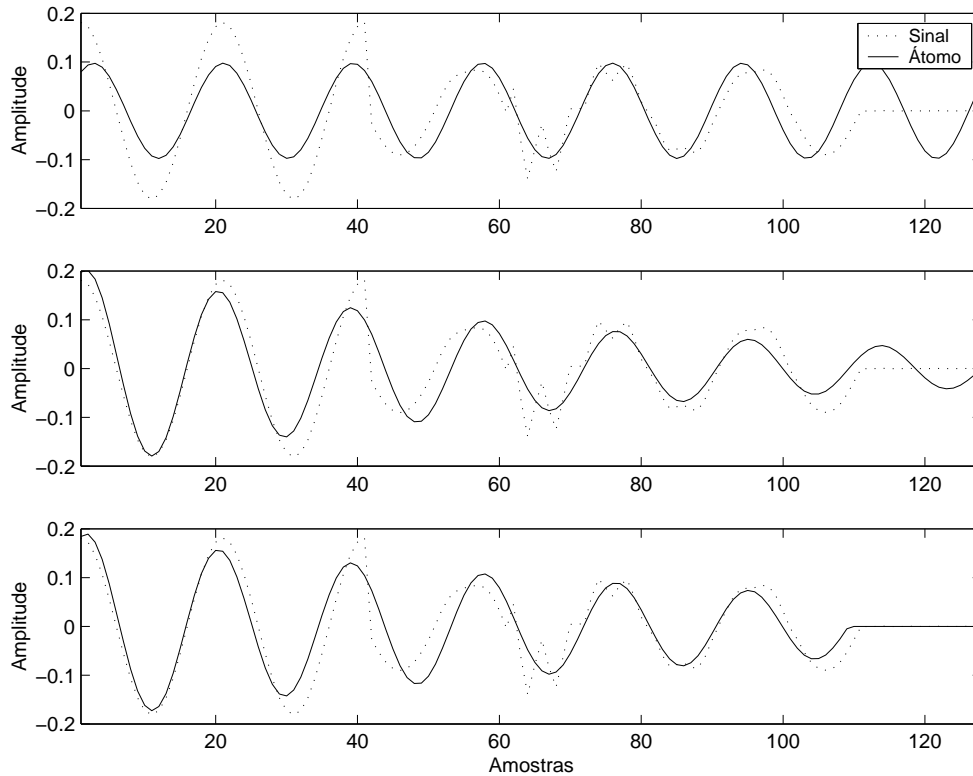


Figura 4.14: De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_2 : da busca no dicionário discreto de exponenciais, da maximização da aproximação do resíduo e da busca por melhor suporte temporal.

4.4.2 Quantização da Frequência

Com base no modelo apresentado na seção 3.6, quantizaram-se as frequências dos átomos para múltiplos inteiros da frequência fundamental, respeitando o critério de Nyquist (a maior frequência possível $\xi_{\text{máx}} \leq \pi$). Com isso, realizou-se a quantização da seguinte forma:

1. Calcula-se a razão entre a metade da frequência de amostragem e a fundamental, $r_f = \frac{(F_s/2)}{F}$;
2. Obtém-se o passo de quantização $\Delta_{q(\xi)} = \frac{\pi}{r_f}$;

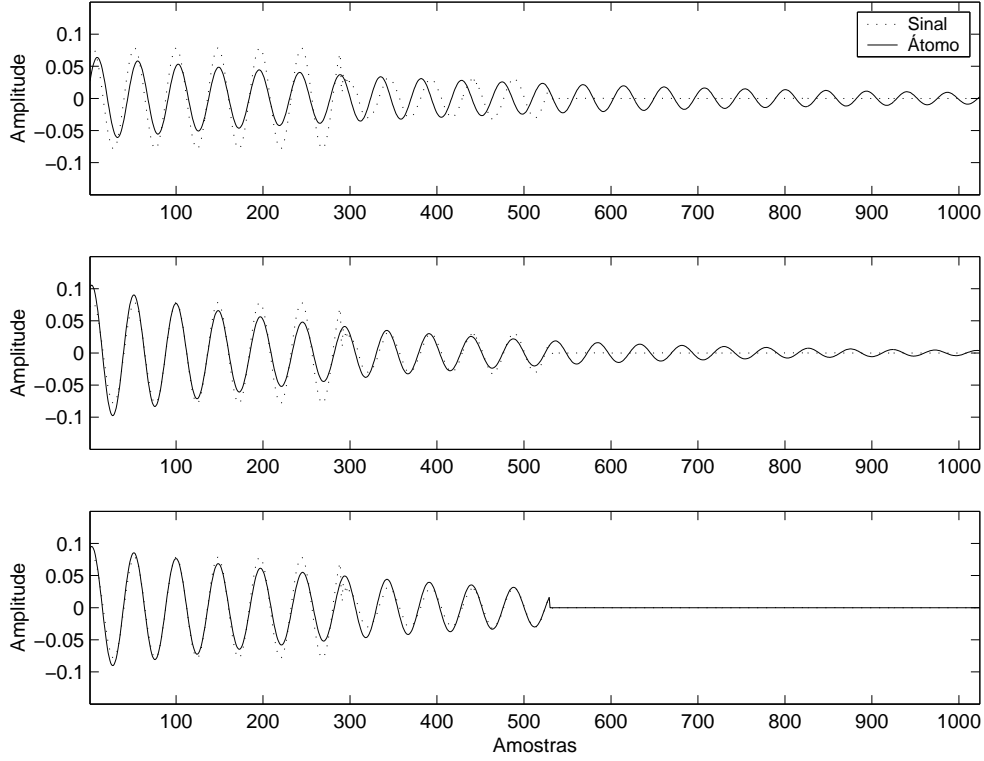


Figura 4.15: De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal rs_{11} : da busca no dicionário discreto de exponenciais, da maximização da aproximação do resíduo e da busca por melhor suporte temporal.

3. Obtém-se a frequência quantizada $\xi_q = \left\lfloor \frac{\xi + \frac{\Delta_q(\xi)}{2}}{\Delta_q(\xi)} \right\rfloor \times \Delta_q(\xi)$, onde ξ corresponde à frequência original.
4. Com a frequência quantizada, maximiza-se a aproximação através do método Pseudo-Newton, ajustando-se apenas ρ .

A quantização da frequência permite separar duas senóides contíguas que estejam defasadas devido à falta ocorrida, mesmo que possuam diferentes amplitudes, como ilustra a Figura 4.16. Observa-se que ao realizar-se a busca do suporte após a aproximação inicial do sinal s_2 , o átomo resultante possui uma frequência diferente da do sinal. Ao quantizar-se a frequência, o átomo passa a estar em fase com a senóide pura de maior energia referente à pré-falta. Por fim, quando novamente busca-se um melhor suporte, ocorre o casamento entre o átomo e a senóide.

No caso em que, por exemplo, existem dois trechos de senóides puras em fase, a quantização de frequência seguida da busca por suporte não é capaz de distinguir

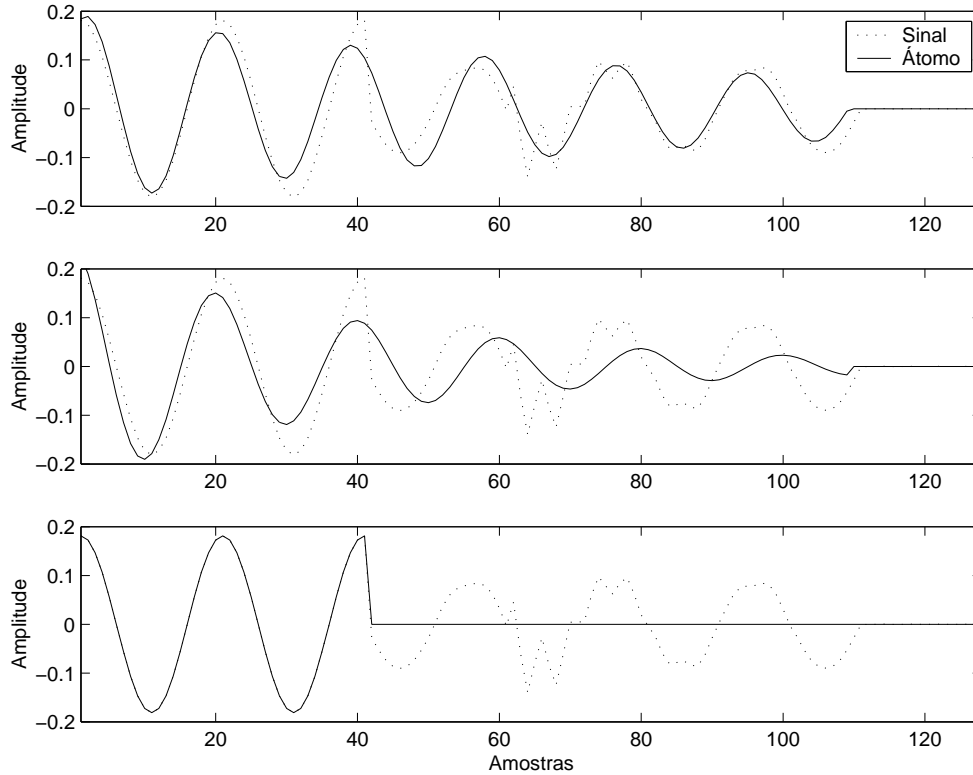


Figura 4.16: De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_2 : da busca por melhor suporte temporal do átomo, da quantização da frequência e da busca por melhor suporte novamente.

uma da outra. Tal situação é ilustrada na Figura 4.17, nesse caso, observa-se que as senóides do sinal sintético s_3 nos trechos inicial e final estão em fase. Dessa forma, O átomo obtido após a quantização da frequência encontra-se em fase com essas duas senóides, impossibilitando que, logo em seguida, a busca por suporte aproxime o átomo de uma delas.

4.4.3 Identificação de Senóide Pura

Com o propósito de aproximar o átomo de senóides puras localizadas, em casos nos quais não se obtém êxito após a quantização da frequência, propôs-se em [3] uma heurística baseada em uma métrica de similaridade quanto a forma. Escolhe-se, entre o átomo exponencial ou uma senóide pura, aquele que apresenta menor erro por amostra em relação ao resíduo em uma determinada região de suporte.

Considerando o resíduo atual $\mathbf{R}^n \mathbf{f}$ e os respectivos conjuntos de parâmetros

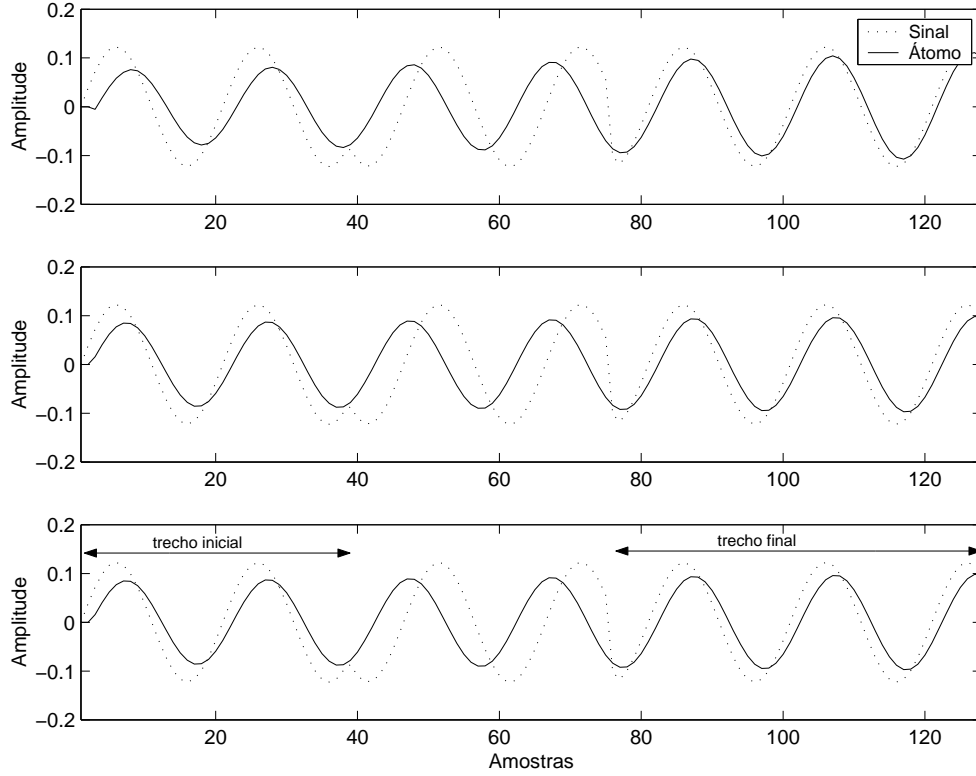


Figura 4.17: De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_3 : da busca por melhor suporte temporal do átomo, da quantização da freqüência e da busca por melhor suporte novamente.

$\gamma_n = (\xi_q, \rho, \phi, m_{io}, m_{fo})$ e $\gamma'_n = (\xi_q, 0, \phi, m_{io}, m_{fo})$ do átomo e da senóide pura, a identificação desta é realizada da seguinte forma:

1. Se $|\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'_n} \rangle| \geq k_1 |\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma_n} \rangle|$, onde $k_1 = 0.9999$, decide-se pela senóide pura;
2. Caso contrário, se $|\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'_n} \rangle| \geq k_2 |\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma_n} \rangle|$, onde $k_2 = 0.75$, deve-se verificar a existência de alguma senóide pura localizada dentro do suporte inicial $[m_{io}, m_{fo}]$. Para isso:
 - (a) Calcula-se o número de amostras referentes a um ciclo da fundamental, $\Delta_T = \frac{F_s}{F}$, onde F_s e F são as freqüências de amostragem e da fundamental, respectivamente;
 - (b) Atribui-se ao produto inicial $P_a = 0.75 |\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma_n} \rangle|$;
 - (c) O conjunto inicial de parâmetros $\gamma_a = (\xi_q, \rho, \phi, m_{io}, m_{fo})$;

(d) O erro por amostra inicial é dado por:

$$\varepsilon_a = \frac{\|(\mathbf{R}^n \mathbf{f} - \langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma_a} \rangle \mathbf{g}_{\gamma_a})[\mathbf{U}(m - m_{io}) - \mathbf{U}(m - m_{fo})]\|}{m_{fo} - m_{io} + 1}$$

(e) Se $\rho > 0$ (exponencial decrescente):

i. Busca-se um melhor suporte temporal. Reduz-se, primeiramente, o suporte da direita para a esquerda amostra a amostra, variando m'_f de $(m_{fo} + \frac{\Delta_T}{2})$ a m_{io} . Para cada valor de m'_f :

A. Gera-se o átomo exponencial g_{γ_n} a partir de $\gamma_n = (\xi_q, \rho, \phi, m_{io}, m'_f)$;

B. Calculam-se o produto interno $|\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma_n} \rangle|$ e o erro por amostra

$$\varepsilon_{\gamma_n};$$

C. Gera-se a senóide pura $g_{\gamma'_n}$ a partir de $\gamma_n = (\xi_q, 0, \phi, m_{io}, m'_f)$;

D. Calculam-se o produto interno $|\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'_n} \rangle|$ e o erro por amostra

$$\varepsilon_{\gamma'_n}.$$

ii. Posteriormente, da esquerda para a direita, variando m'_i de $(m_{io} - \frac{\Delta_T}{2})$ a m'_f . Para cada valor de m'_i :

A. Gera-se o átomo exponencial g_{γ_n} a partir de $\gamma_n = (\xi_q, \rho, \phi, m'_i, m'_f)$;

B. Calculam-se o produto interno $|\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma_n} \rangle|$ e o erro por amostra

$$\varepsilon_{\gamma_n};$$

C. Gera-se a senóide pura $g_{\gamma'_n}$ a partir de $\gamma_n = (\xi_q, 0, \phi, m'_i, m'_f)$;

D. Calculam-se o produto interno $|\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'_n} \rangle|$ e o erro por amostra

$$\varepsilon_{\gamma'_n}.$$

iii. A cada iteração da busca, atualizam-se
$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_a = \gamma'_n \\ \varepsilon_a = \varepsilon_{\gamma'_n} \\ P_a = |\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'_n} \rangle| \end{array} \right.$$

caso as seguintes desigualdades sejam satisfeitas simultaneamente:

A. $P_a \leq |\langle \mathbf{R}^n \mathbf{f}, \mathbf{g}_{\gamma'_n} \rangle|$;

B. $\varepsilon_{\gamma'_n} \leq \varepsilon_{\gamma_n}$;

C. $\varepsilon_{\gamma'_n} \leq (\varepsilon_a / 2)$.

(f) Se $\rho < 0$ (exponencial crescente), realiza-se o mesmo procedimento de $\rho > 0$, contudo, a busca do suporte se inicia da esquerda para direita;

Ao fim desse algoritmo, identifica-se a senóide pura com $\gamma_a = (\xi_q, 0, \phi, m'_i, m'_{fo})$ ou mantém-se o átomo exponencial inicial com $\gamma_a = (\xi_q, \rho, \phi, m_{io}, m_{fo})$.

O procedimento do item 1 trata de casos em que $\rho \simeq 0$ ou $\rho = 0$, ou seja, a aproximação após a quantização da frequência resulta em um átomo exponencial bem próximo ou exatamente igual a uma senóide pura. Dessa maneira, corrige-se o erro numérico ocasionado pelo algoritmo Pseudo Newton na etapa anterior.

Em [3], considera-se $k_1 = 0.99$, contudo, no exemplo da Figura 4.17, nota-se que o átomo resultante da quantização da frequência seguida pela busca por suporte possui um ρ próximo de zero. Com o valor de $k_1 = 0.99$, o processo de identificação aproxima o átomo diretamente para uma senóide pura sem realizar a busca pelo suporte, comprometendo seriamente a decomposição, pois, nesse caso, o átomo obtido não é coerente com o resíduo. Por isso, alterou-se o valor para $k_1 = 0.9999$. O valor de $k_2 = 0.75$ mostrou-se adequado durante as simulações, logo, foi mantido.

Durante a identificação da senóide pura referente ao item 2, observa-se que ocorre um ajuste do suporte meio ciclo da fundamental para a direita e meio ciclo para a esquerda, permitindo que a possível região de suporte da senóide pura seja um ciclo maior que o suporte original do átomo.

É importante mencionar que a condição de aceitação da senóide pura $\varepsilon_{\gamma'_n} \leq (\varepsilon_a / 2)$, onde o fator $1/2$ foi escolhido de forma empírica, possui um papel primordial para que a decomposição não se perca a ponto de aproximar todo e qualquer resíduo por uma senóide pura ou um impulso. Dessa forma, o algoritmo demoraria a convergir e a energia do sinal decomposto se espalharia por inúmeros coeficientes.

As Figuras 4.18 e 4.19 ilustram ótimos resultados do procedimento de identificação de senóide pura para os sinais s_3 e s_4 , onde a quantização da frequência não obtivera sucesso.

4.5 Ajuste e Armazenamento dos Parâmetros

Depois de encontrar-se o átomo que melhor se casa com resíduo, realizam-se alguns ajustes com o propósito de se obter um bom desempenho na quantização dos parâmetros, que será vista com detalhes no Capítulo 5. Dessa forma, são feitos os

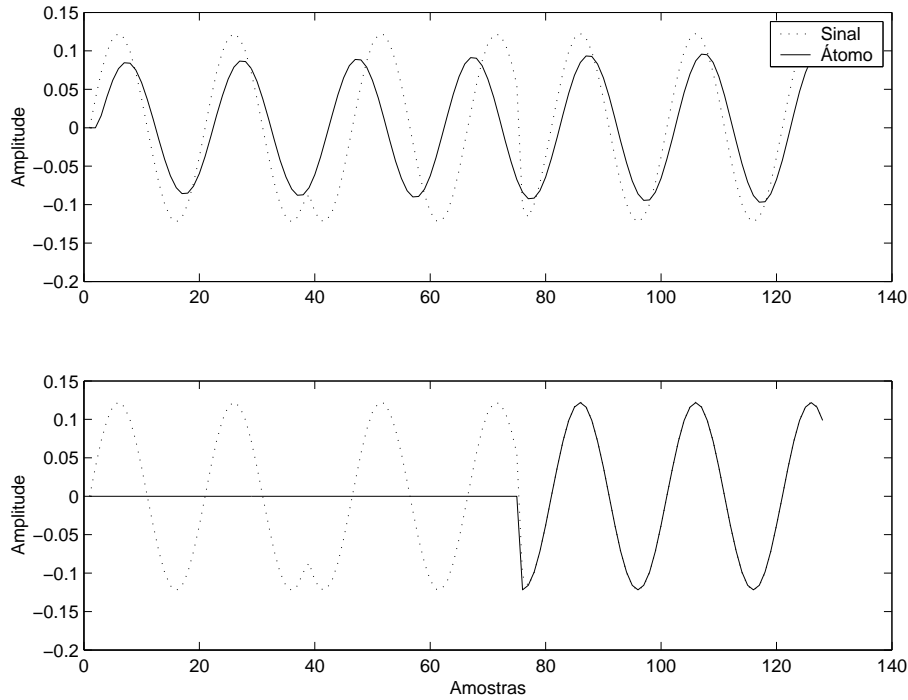


Figura 4.18: De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_3 : da quantização da frequência seguida pela busca por suporte, e da identificação da senóide pura.

seguintes ajustes:

1. Se $|\rho| > k$, onde $k = 4$ (obtido de forma empírica), aproxima-se o átomo a um impulso.
2. Se $\alpha_n < 0$, onde $\alpha_n = \langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle$ soma-se π à fase ϕ para que α_n seja positivo. Dessa maneira tem-se que $\phi \in [0, 2\pi]$.

Após o ajuste, adiciona-se o coeficiente α_n a γ_n obtendo-se, assim, $\nu_n = (\alpha_n, \xi_q, \rho, \phi, m_i, m_f)$ que é armazenado no livro de estruturas. Nota-se que o átomo obtido está de acordo com o modelo de sinais de perturbações elétricas apresentado na seção 3.6.

4.6 Teste de Parada da Decomposição

Na seção 3.5, viu-se que a taxa de aproximação $\lambda(R^n f)$ decai exponencialmente em função dos passos da decomposição até atingir um valor médio estacionário λ_o , quando o resíduo passa a se comportar como um ruído branco estacionário em

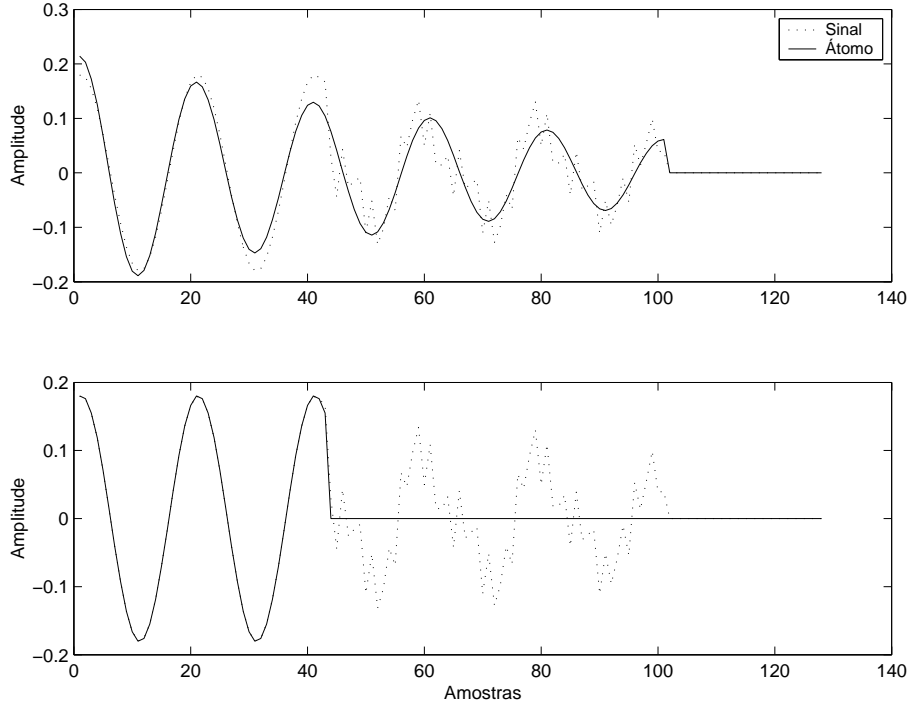


Figura 4.19: De cima para baixo, os resultados referentes ao sinal s_4 : da quantização da frequência seguida pela busca por suporte, e da identificação da senóide pura.

relação ao dicionário. Com base nisso, desenvolveu-se um critério de parada onde, para um dado passo M , calcula-se uma média móvel considerando os próximos L passos:

$$\lambda_m(R^M f) = \frac{1}{L} \sum_{n=M}^{M+L-1} \frac{\|\langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle\|}{\|R^n f\|} \quad (4.12)$$

onde $L = \log_2 N$, sendo N o comprimento do sinal. Nesse caso, escolheu-se L de forma empírica com o intuito de criar uma relação entre a média e o comprimento do sinal. Quando a média móvel for próxima do valor médio estacionário λ_o significa que o resíduo aproximado corresponde a ruído. Dessa forma, a decomposição é realizada enquanto a seguinte desigualdade for satisfeita:

$$\lambda_m(R^M f) > \lambda_o + \epsilon \quad (4.13)$$

onde ϵ é uma constante de confiabilidade. Dessa forma, obtém-se uma representação do sinal decomposto constituída somente de átomos coerentes, separando-os do ruído [3, 28].

É importante mencionar que λ_o depende do dicionário e de sua dimensão, ou seja, do comprimento do sinal. Visto que o dicionário discreto de exponenciais só possui dimensões sendo potências de 2, obteve-se λ_o para dicionários de dimensões $N = 2^j$, onde $j = \{6, 7, 8, 9, 10, 11\}$, da seguinte forma:

1. Decompõe-se um sinal de ruído branco gaussiano de comprimento N gerado sinteticamente, apenas aproximando o resíduo utilizando MP com base no dicionário de exponenciais de parâmetros contínuos;
2. Calcula-se a taxa de aproximação para um grande número de passos;
3. Ao fim, obtém-se λ_o calculando-se a média das taxas de aproximação de todos os passos.

A Figura 4.20 mostra o comportamento da taxa de aproximação em mil passos para ruídos gaussianos de todos comprimentos relativos ao índice j (64, 128, 256, 512, 1024 e 2048). Observa-se que para cada comprimento, a taxa oscila em torno de um valor médio desde o início da decomposição. Tendo em vista esses resultados, obtiveram-se os valores de λ_o , contidos na Tabela 4.1, a serem utilizados no critério de parada da decomposição.

Tabela 4.1: Tabela dos valores de critério de parada obtidos a partir da decomposição de sinais de ruído de diferentes comprimentos utilizando MP com base no dicionário de exponenciais com parâmetros contínuos.

Comprimento do Sinal	64	128	256	512	1024	2048
λ_o	0.4439	0.3256	0.2361	0.17	0.1203	0.0881

É importante destacar que um sinal de comprimento diferente de potência de 2 é preenchido de zeros até a menor potência de 2 maior que comprimento, antes de iniciar-se a decomposição.

4.7 Resultados da Decomposição Coerente

Primeiramente, verificou-se o desempenho da decomposição na obtenção de uma representação coerente com o sinal decomposto. Para isso, analisou-se passo

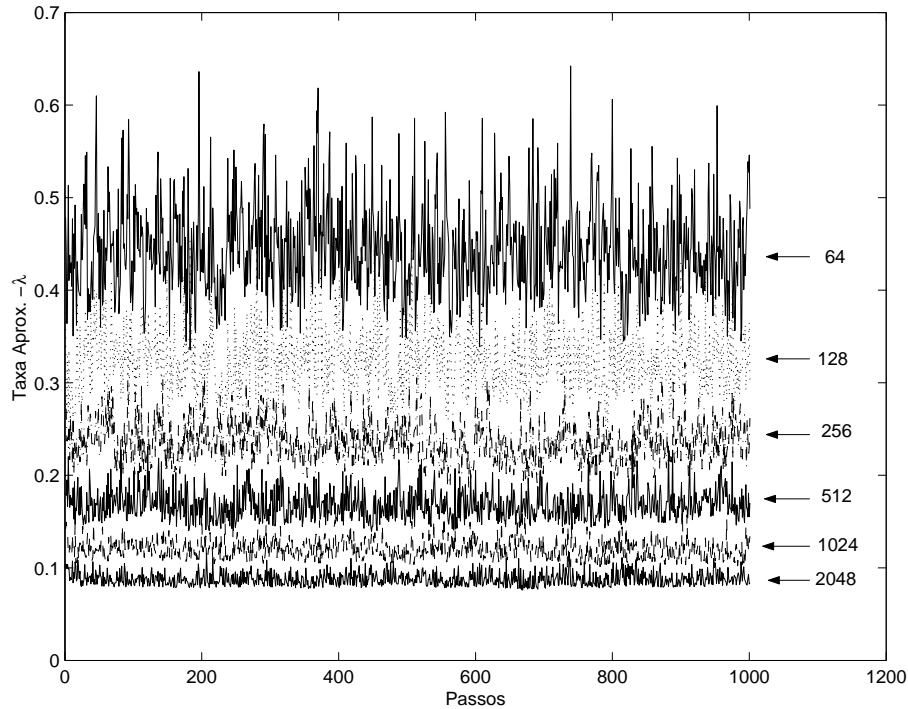


Figura 4.20: Comportamento da taxa de aproximação para ruídos de diferentes comprimentos.

a passo a decomposição do sinal s_2 , o qual foi gerado de forma sintética a partir da Equação (3.24) vista na seção 3.6. Dessa forma, sabe-se de antemão que s_2 é composto por quatro formas de onda, cujos parâmetros estão listados na Tabela 4.2, onde k define a frequência da forma de onda, sendo um inteiro que multiplica a frequência fundamental.

A Figura 4.21 apresenta os quatro primeiros átomos, cujos parâmetros também estão na Tabela 4.2, obtidos na decomposição do sinal s_2 . Observa-se o excelente casamento dos átomos com seus respectivos resíduos. Além disso, nesses quatro primeiros passos, a decomposição foi capaz de identificar as formas de onda geradoras de s_2 . Os parâmetros dos átomos listados na Tabela 4.2 reforçam essa afirmação.

É importante mencionar que o parâmetro de amplitude não foi incluído na tabela, pois as formas de onda geradoras do sinal não possuem norma unitária enquanto que os átomos obtidos na decomposição possuem. Dessa forma, esse parâmetro não traz nenhum significado comparativo.

Mesmo que a decomposição tenha identificado as formas de onda geradoras

Tabela 4.2: Parâmetros das formas de onda de s_2 e dos átomos obtidos nos quatro primeiros passos da decomposição.

	k	$\phi(rad)$	ρ	m_i	m_f
Formas de onda de s_1	1	0	0	0	40
	1	1.5708	0	40	110
	3	1.9722	0	50	100
	5	4.7124	0.1	60	127
Átomos obtidos na decomposição	1	6.2831	0	0	40
	1	1.5566	0	41	109
	3	1.9710	0	50	100
	5	4.7528	0.0938	61	97

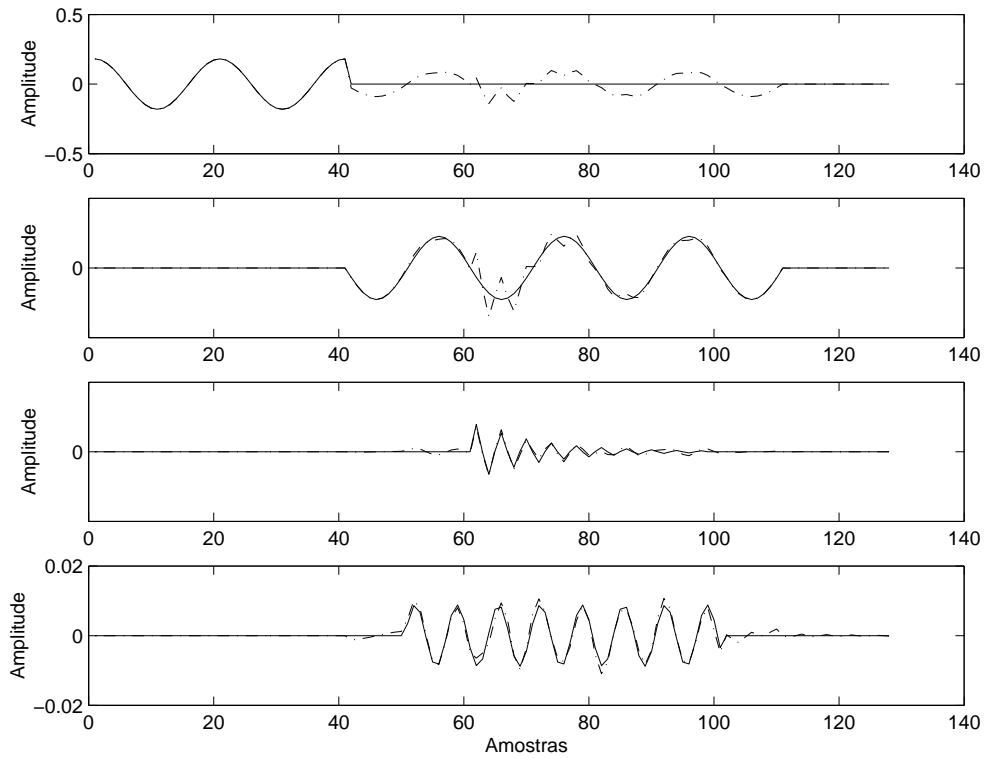


Figura 4.21: Resultado da decomposição de s_2 nos quatro primeiros passos, onde, a linha pontilhada corresponde ao resíduo e a cheia, ao átomo.

de s_2 nos quatro primeiros passos, ela continua a encontrar estruturas coerentes com o dicionário de exponenciais por vários passos à frente. Nesse caso, obteve-

se um total de 60 átomos para representar s_2 , como pode ser visto na Tabela 4.3, onde apresentam-se também os números de átomos obtidos pela decomposição para os demais sinais vistos neste capítulo. Além disso, lista-se a razão de compressão relativa a cada um deles.

Tabela 4.3: Os números de átomos resultantes das decomposições dos sinais s_1 , s_2 , s_3 , s_4 e rs_{11} , e suas respectivas razões de compressão RC .

Sinal	Número de Átomos	RC
s_1	6	3.5
s_2	60	0.35
s_3	11	1.94
s_4	77	0.27
rs_{11}	280	0.51

Sabe-se que os sinais sintéticos s_1 , s_2 , s_3 e s_4 possuem comprimento 128 e o sinal real rs_{11} , 864. Considerando que cada amostra é representada por 32 bits, tal como cada parâmetro da sêxtupla ν_n armazenada no livro de estruturas, nesse caso, calcula-se a razão de compressão da seguinte forma:

$$RC = \frac{N}{6 \times N_a} \quad (4.14)$$

onde N é o comprimento do sinal e N_a é o número de átomos obtidos na decomposição. Observa-se na Tabela 4.3 que em alguns casos a decomposição ocasionou expansão do sinal ao invés de compressão. Essa é uma constatação alarmante quando se deseja obter uma representação compacta, além de coerente. Dessa forma, conclui-se que uma representação coerente nem sempre implica um bom nível de compactação.

Contudo, felizmente a maioria dos átomos obtidos pela decomposição possuem baixa energia, como mostra a Figura 4.22, onde apresenta-se o comportamento dos coeficientes obtidos a cada passo da decomposição de s_2 . Observa-se que a partir do quinto passo, os átomos possuem coeficientes menores que 0.01. Portanto, verifica-se que a maior parte dos coeficientes possui valor próximo de zero e será naturalmente eliminada da representação ao realizar-se a quantização dos parâmetros

contidos no livro de estruturas. Dessa forma, é possível obter uma representação tanto coerente quanto compacta, como será visto no Capítulo 5.

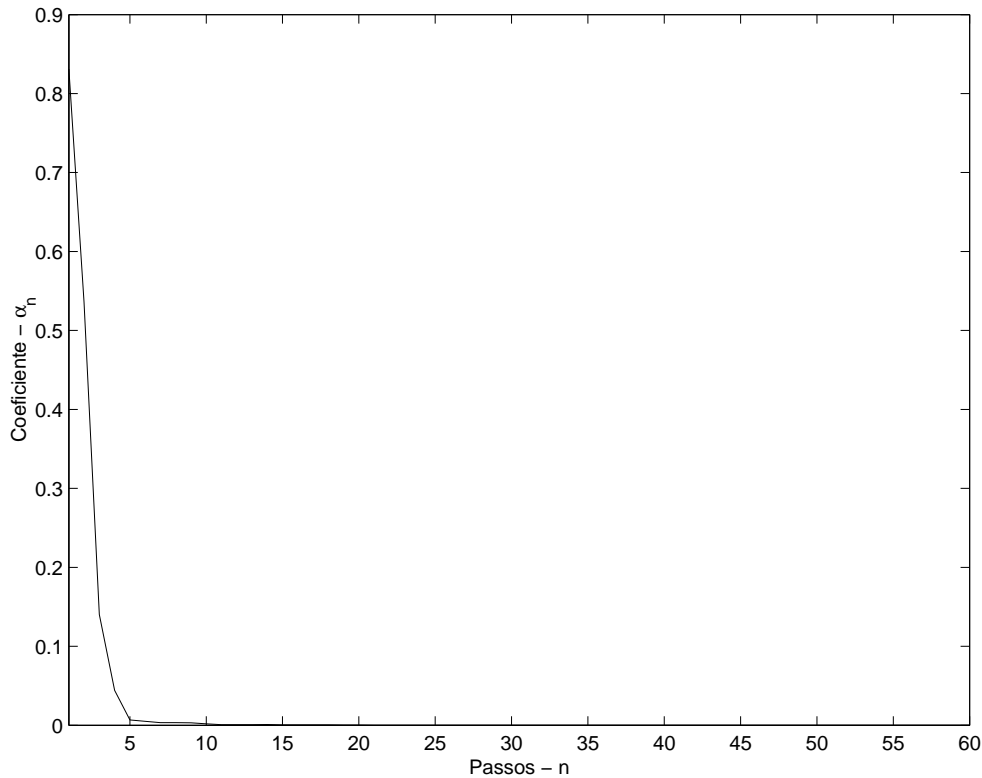


Figura 4.22: Comportamento dos coeficientes obtidos pela decomposição de s_2 .

4.8 Conclusões

Observou-se que o método de decomposição coerente proposto realmente obteve um menor custo computacional em relação ao apresentado em [3], graças às modificações realizadas na etapa de aproximação inicial do resíduo. Além disso, com algumas alterações no procedimento de reconhecimento de fenômenos localizados, ele também apresentou um bom desempenho ao identificar as estruturas presentes nos sinais testados.

Além disso, foram obtidos novos valores para os critérios de parada da decomposição a partir do dicionário de exponenciais. Em [3], foram considerados os valores para o dicionário de gaussianas.

Com base nos resultados obtidos nesse capítulo, concluiu-se que a decomposição coerente nem sempre obtém uma representação compacta. Entretanto, em

conjunto com a quantização do livro de estruturas é possível alcançar um bom nível de compressão, eliminando-se os coeficientes de baixa energia. No capítulo a seguir, será visto como essa decomposição é utilizada na compressão de arquivos de oscilografia.

Capítulo 5

Método de Compressão de Oscilogramas Usando Decomposição Coerente

5.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo descrever um método de compressão por síntese de arquivos de oscilografia utilizando decomposição coerente com *Matching Pursuits*. A seção 5.2 fornece uma visão geral do método de compressão. Em seguida, a seção 5.3 descreve com mais detalhes o esquema de quantização dos parâmetros do livro de estruturas. Por fim, a seção 5.4 mostra como os quantizadores são projetados de forma a proporcionar a alocação ótima de bits, fornecendo a menor distorção para uma dada razão de compressão.

5.2 Visão Geral do Método de Compressão

De forma geral, um método de compressão de sinais pode ser dividido em três partes [29, 30], como ilustra a Figura 5.1:

1. **Transformação:** obtém-se uma representação mais compacta do sinal resultando em um menor número de coeficientes;
2. **Quantização:** mapeiam-se os coeficientes da transformação em um conjunto

finito de símbolos;

3. **Codificação:** mapeiam-se os símbolos em bits.

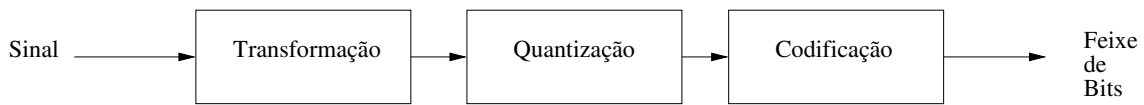


Figura 5.1: Método geral de compressão sinais.

No bloco de transformação, são utilizadas técnicas tais como codificação por transformada (*transform coding*), em sub-bandas (*subband coding*) ou baseadas em *wavelets* [30]. No caso da quantização, pode ser aplicada a quantização escalar ou vetorial [30,31]. Por fim, como exemplos de métodos de codificação, têm-se códigos de Huffman e codificador aritmético [30,32].

Além disso, existem dois tipos de compressão: com e sem perdas. Na compressão sem perdas, recupera-se exatamente o sinal original a partir do codificado, enquanto que na compressão com perdas o sinal recuperado a partir do codificado é diferente do original. Contudo, este é capaz de alcançar maiores níveis de compressão que o sem perdas, em troca da distorção introduzida no sinal.

Neste trabalho, desenvolveu-se um método de compressão por síntese de sinais de oscilografia, cujo diagrama de blocos está ilustrado na Figura 5.2: no lugar do bloco de transformação, introduziu-se o método de decomposição coerente usando MP descrito no Capítulo 4, e aplicou-se uma simples quantização escalar uniforme nos parâmetros do livro de estruturas. Não se utilizou codificação por entropia para os símbolos gerados pela quantização. Ademais, trata-se de uma compressão com perdas.

É importante lembrar que um oscilograma é formado por canais analógicos e digitais; todavia, nesse caso, considera-se apenas a compressão de oscilogramas que contêm somente canais analógicos. Dessa forma, realiza-se a compressão do oscilograma da seguinte forma, para cada canal:

1. Normaliza-se o sinal;
2. Realiza-se a decomposição coerente do sinal, obtendo-se, assim, o livro de estruturas;

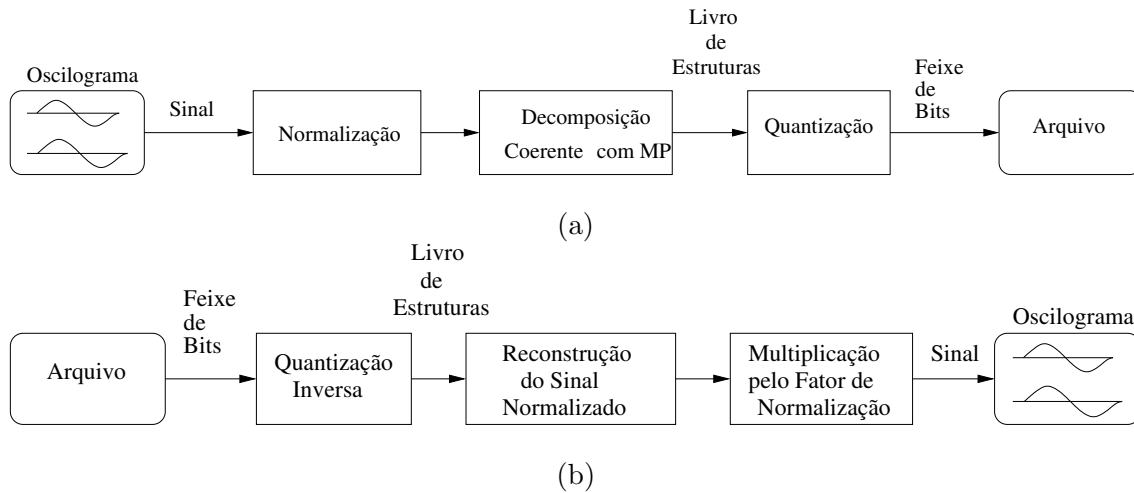


Figura 5.2: Método de compressão de sinais de oscilografia: codificação (a) e reconstrução (b).

3. Quantizam-se os parâmetros do livro de estruturas, gerando os índices de quantização.
4. Codificam-se os parâmetros do cabeçalho e os índices, formando o feixe de bits;
5. Armazena-se o feixe de bits em um arquivo.

Já o procedimento inverso é realizado da seguinte maneira, para cada canal:

1. Decodifica-se o feixe de bits, recuperando-se os parâmetros do cabeçalho e os índices dos parâmetros do livro de estruturas;
2. Realiza-se a quantização inversa, obtendo-se os parâmetros do livro de estruturas;
3. Reconstrói-se o sinal normalizado através da soma ponderada dos átomos pertencentes ao livro de estruturas;
4. Por fim, multiplica-se o sinal pelo fator de normalização.

A seguir será descrito com mais detalhes o procedimento de quantização do livro de estruturas.

5.3 Quantização dos Parâmetros do Livro de Estruturas

A quantização consiste em um processo de mapeamento de N números em M números, onde $N > M$. Dessa forma, reduz-se o número de símbolos a serem codificados, e em conseqüência, o número de bits necessário para representá-los. A Figura 5.3 ilustra um quantizador escalar uniforme do tipo *midtread* [30], o qual utiliza-se neste trabalho. Tem-se que x e x_q são os parâmetros de entrada e saída do quantizador; t_i 's são os níveis de decisão e r_i 's os de reconstrução.

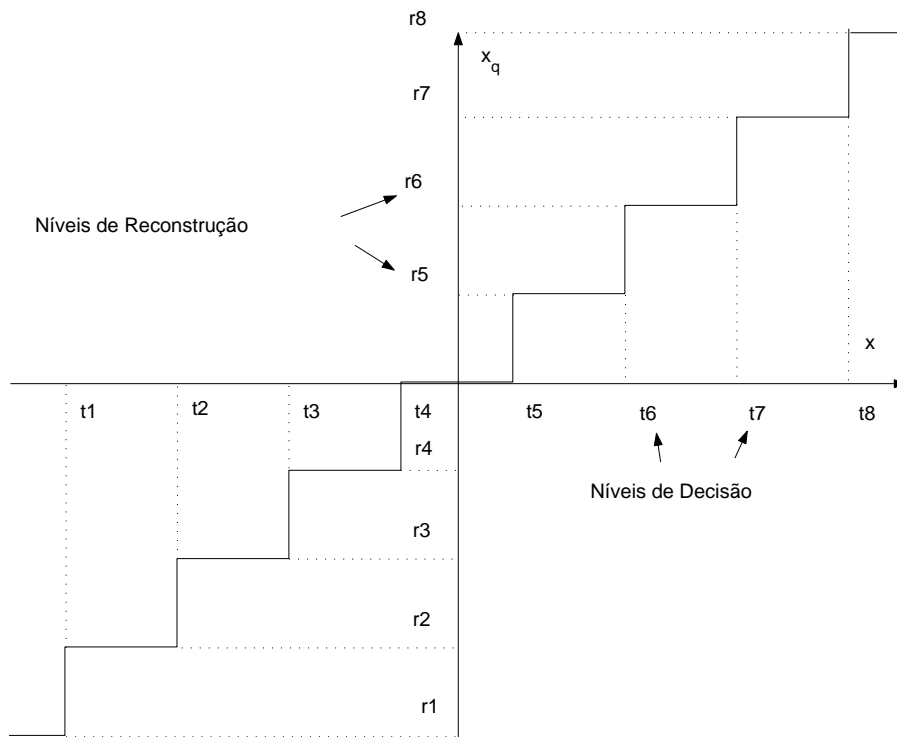


Figura 5.3: Quantizador escalar uniforme *midtread*.

De um modo geral, quanto menor o número de níveis de reconstrução, menor o número de bits/símbolo necessário para representar a saída de um quantizador.

Considere o livro de estruturas S formado por N_s elementos definidos pelo conjunto de parâmetros $\nu(k) = (\alpha(k), \xi(k), \rho(k), \phi(k), m_i(k), m_f(k))$, onde $k = [1..N_s]$, $\alpha(k)$ corresponde à amplitude, $\xi(k)$ é a freqüência, $\rho(k)$ é o fator de decaimento ou elevação, $\phi(k)$ corresponde à fase, e $m_i(k)$ e $m_f(k)$ são as amostras inicial e final da região de suporte. Cada elemento $g_{\nu(k)}$ é gerado segundo a equação:

$$g_{\nu(k)}(n) = \alpha(k) \cos(\xi(k)n + \phi(k)) e^{-\rho(k)(n-m_i(k))} [u(n-m_i(k)) - u(n-m_f(k))] \quad (5.1)$$

Note que essa equação está de acordo com o modelo de sinais de perturbações elétricas apresentado na seção 3.6. Cada parâmetro de $\nu(k)$ é quantizado de forma independente através de um quantizador escalar uniforme segundo a seguinte equação:

$$x_q = I_x \times \Delta_{q(x)}, \quad \text{onde } I_x = \left\lfloor \frac{x + \frac{\Delta_{q(x)}}{2}}{\Delta_{q(x)}} \right\rfloor \quad (5.2)$$

onde x é o parâmetro e x_q sua versão quantizada, $\Delta_{q(x)}$ corresponde ao passo de quantização e I_x é o índice de quantização de x . O índice I_x ($I_x \in \mathbb{Z}$) é codificado associando-lhe um código correspondente a sua representação binária, e o mesmo ocorre com o cabeçalho. Dessa maneira, alocando-se b bits a x , têm-se $l = 2^b$ níveis de reconstrução, o que resulta em uma faixa dinâmica para o índice $I_x = [0..l-1]$.

Tendo em vista essa discussão preliminar, o processo de quantização do elemento $\nu(k) \in S$ é realizado da seguinte forma:

1. Quantiza-se o quadrado da amplitude ($\alpha^2(k)$, a razão da quantização do quadrado da amplitude será explicado mais adiante) de todos os elementos $\nu(k) \in S$ da seguinte forma:
 - (a) Definem-se os valores máximo e mínimo de $\alpha^2(k)$, onde $\alpha_{\min}^2 = 0$ e $\alpha_{\max}^2 = \max_k \alpha^2(k)$;
 - (b) Define-se o número de bits b_{α^2} ;
 - (c) Define-se o passo de quantização $\Delta_{q(\alpha^2)} = \frac{\alpha_{\max}^2 - \alpha_{\min}^2}{l_{\alpha^2} - 1}$, onde $l_{\alpha^2} = 2^{b_{\alpha^2}}$;
 - (d) Obtêm-se os índices $I_{\alpha^2}(k) = \left\lfloor \frac{\alpha^2(k) + \frac{\Delta_{q(\alpha^2)}}{2}}{\Delta_{q(\alpha^2)}} \right\rfloor$;
 - (e) Eliminam-se os elementos $\nu(k)$ em que $\alpha_q^2(k) = 0$, obtido segundo a Equação (5.2).
2. Para os elementos $\nu(k) \in S_{\alpha_q^2(k) \neq 0}$, que corresponde ao conjunto dos elementos em que $\alpha_q^2(k) \neq 0$:
 - (a) Quantiza-se $\rho(k)$ da seguinte forma:

- i. Se $\rho(k) \geq 0$, $I_{\rho_{sig}}(k) = 1$ e caso contrário, $I_{\rho_{sig}}(k) = 0$, onde $b_{\rho_{sig}} = 1$ e $I_{\rho_{sig}}(k)$ é o índice relativo ao sinal de $\rho(k)$;
- ii. Definem-se os valores máximo e mínimo de $|\rho|$, onde $\rho_{\min} = \min_k |\rho(k)|$ e $\rho_{\max} = \max_k |\rho(k)|$;
- iii. Define-se o número de bits b_ρ ;
- iv. Define-se o passo de quantização $\Delta_{q(\rho)} = \frac{\rho_{\max} - \rho_{\min}}{l_\rho - 1}$, onde $l_\rho = 2^{b_\rho}$;
- v. Obtêm-se os índices $I_\rho(k) = \left\lfloor \frac{|\rho(k)| + \frac{\Delta_{q(\rho)}}{2}}{\Delta_{q(\rho)}} \right\rfloor$;
- vi. Se $I_{\rho_{\min}} \neq 0$ atualizam-se todos os índices $I_\rho(k) = I_\rho(k) - I_{\rho_{\min}}$, onde $I_{\rho_{\min}} = \min_k I_\rho(k)$.

(b) Quantiza-se $\phi(k)$ da seguinte forma:

- i. Definem-se os valores máximo e mínimo de $\phi(k)$, onde $\phi_{\min} = \min_k \phi(k)$ e $\phi_{\max} = \max_k \phi(k)$;
- ii. Define-se o número de bits b_ϕ ;
- iii. Define-se o passo de quantização $\Delta_{q(\phi)} = \frac{\phi_{\max} - \phi_{\min}}{l_\phi - 1}$, onde $l_\phi = 2^{b_\phi}$;
- iv. Obtêm-se os índices $I_\phi(k) = \left\lfloor \frac{\phi(k) + \frac{\Delta_{q(\phi)}}{2}}{\Delta_{q(\phi)}} \right\rfloor$;
- v. Se $I_{\phi_{\min}} \neq 0$ atualizam-se todos os índices $I_\phi(k) = I_\phi(k) - I_{\phi_{\min}}$, onde $I_{\phi_{\min}} = \min_k I_\phi(k)$.

(c) Quantiza-se $\xi(k)$ como descrito na seção 4.4.2:

- i. Calcula-se a razão entre a metade frequência de amostragem e a fundamental, $r_f = \frac{(F_s/2)}{F}$;
- ii. Obtêm-se o número de bits $b_\xi = \log_2 r_f$;
- iii. Obtêm-se o passo de quantização $\Delta_{q(\xi)} = \frac{\pi}{r_f}$;
- iv. Obtêm-se os índices $I_\xi(k) = \left\lfloor \frac{\xi(k) + \frac{\Delta_{q(\xi)}}{2}}{\Delta_{q(\xi)}} \right\rfloor$;

(d) Quantizam-se $m_i(k)$ e $m_f(k)$ com $\Delta_m = 1$ e $b_m = \log_2 N$, onde N é o comprimento do sinal. Nesse caso, tem-se que os índices são as próprias amostras, ou seja, $I_{m_i}(k) = m_i(k)$ e $I_{m_f}(k) = m_f(k)$, onde $m_i(k), m_f(k) \in [0..N - 1]$.

3. Ao fim do procedimento de quantização, obtêm-se o conjunto de índices $I_\nu(i) = (I_{\alpha^2}(i), I_{\rho_{sig}}(i), I_\rho(i), I_\xi(i), I_\phi(i), I_{m_i}(i), I_{m_f}(i))$, $i \in [1..N_{sq}]$, onde N_{sq} é o número de elementos do livro de estruturas quantizado S_q , onde $N_{sq} \leq N_s$.

Em seguida, forma-se um feixe de bits, ilustrado na Figura 5.4, contendo os códigos binários do cabeçalho e referentes aos conjuntos de índices $I_\nu(i)$, $i \in [1..N_{sq}]$. O cabeçalho, por sua vez, é composto de parâmetros necessários para a realização da quantização inversa dos parâmetros, os quais estão listados na Tabela 5.1 com seus respectivos números de bits. Observa-se que o cabeçalho possui um total de 109 bits. Além disso, é importante destacar que ainda existe o cabeçalho do oscilograma, o qual contém os parâmetros comuns a todos os canais. A Tabela 5.2 mostra quais são esses parâmetros e os números de bits que consomem, note que totalizam 40 bits.

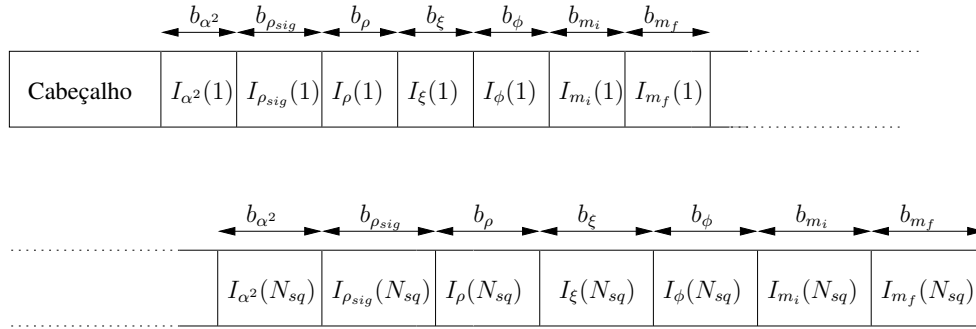


Figura 5.4: Formatação do feixe de bits armazenado em arquivo correspondente a um canal do oscilograma.

Com base no algoritmo descrito, observa-se que o grau de quantização pode ser controlado apenas pelos parâmetros $\{b_{\alpha^2}, b_{\rho}, b_{\phi}\}$. Além disso, nota-se que as correções de *offset* dos índices $I_{\rho}(k)$ e $I_{\phi}(k)$ se devem ao fato de $I_{\rho_{\min}}$ e $I_{\phi_{\min}}$ poderem ser diferentes de zero. Nesse caso, ajustam-se todos índices $I_{\rho}(k)$ e $I_{\phi}(k)$ para que $I_{\rho_{\min}} = I_{\phi_{\min}} = 0$, $I_{\rho_{\max}} = 2^{l_{\rho}} - 1$ e $I_{\phi_{\max}} = 2^{l_{\phi}} - 1$ (ver 2.a.vi e 2.b.v).

É importante lembrar que os parâmetros $\alpha(k)$ e $\rho(k)$ podem ser negativos. Em face disso, com o propósito de reduzir o número de bits gastos na quantização de cada um desses parâmetros, diminuíram-se as suas respectivas faixas dinâmicas da seguinte forma:

- No caso de $\alpha(k)$, na etapa de ajuste dos parâmetros durante a decomposição coerente (ver Capítulo 4), sempre que a amplitude $\alpha(k) < 0$, soma-se π à fase ϕ , tornando $\alpha(k)$ positivo.

Tabela 5.1: Elementos do cabeçalho do canal.

Elemento	Descrição	N_{bits}
$norm$	Fator de normalização	24
N_{sq}	Número de estruturas de S_q	10
$\alpha_{m\acute{a}x}^2$	Valor máximo de α^2	5
b_{α^2}	Número de bits de α^2	4
$\rho_{m\acute{a}x}$	Valor máximo de ρ	23
$\rho_{m\acute{i}n}$	Valor mínimo de ρ	23
b_{ρ}	Número de bits de ρ	4
$\phi_{m\acute{a}x}$	Valor máximo de ϕ	6
$\phi_{m\acute{i}n}$	Valor mínimo de ϕ	6
b_{ϕ}	Número de bits de ϕ	4
Número total de bits do cabeçalho do canal:		109

Tabela 5.2: Elementos do cabeçalho do oscilograma.

Elemento	Descrição	N_{bits}
N	Comprimento do sinal	12
F_s	Frequência de amostragem	27
F	Frequência fundamental	1
Número total de bits do cabeçalho do oscilograma:		40

- Já no caso de $\rho(k)$, designou-se um bit para o seu sinal, quantizando $|\rho(k)|$ em separado. Com isso, garante-se, além de um menor consumo de bits, que o valor nulo esteja sempre entre os níveis de reconstrução do quantizador de $\rho(k)$, sendo muito importante para a caracterização de senóides puras, as quais são bastante freqüentes em sinais de perturbações elétricas.

A quantização inversa, por sua vez, é realizada da seguinte maneira:

1. Decodifica-se o feixe de bits contido no arquivo, recuperando-se os índices $I_{\nu}(i)$ e os parâmetros do cabeçalho;
2. Obtém-se o conjunto de parâmetros quantizados

$\nu_q(i) = (\alpha_q(i), \rho_q(i), \xi_q(i), \phi_q(i), m_{iq}(i), m_{fq}(i))$, $\nu_q(i) \in S_{sq}$ e $i \in [1..N_{sq}]$, utilizando-se a Equação (5.2), da seguinte forma:

- (a) Calcula-se $\alpha_q(i) = \sqrt{\alpha^2(i)} = \sqrt{I_{\alpha^2}(i) \times \Delta_{\alpha^2}}$;
- (b) Calcula-se $\rho_q(i) = \rho_{\text{mín}} + (I_{\rho}(i) \times \Delta_{\rho})$. Se $I_{\rho_{sig}}(i) = 0$, $\rho_q(i) = -\rho_q(i)$;
- (c) Calcula-se $\phi_q(i) = \phi_{\text{mín}} + (I_{\phi}(i) \times \Delta_{\phi})$;
- (d) Calcula-se $\xi_q(i) = I_{\xi}(i) \times \Delta_{\xi}$;
- (e) Calculam-se $m_{iq}(i) = I_{m_i}(i)$ e $m_{fq}(i) = I_{m_f}(i)$, pois $\Delta_{m_i} = \Delta_{m_f} = 1$.

É importante destacar que os passos de quantização são obtidos a partir dos parâmetros do cabeçalho, sendo calculados da mesma forma como no procedimento de quantização.

Em [1], mostra-se que o quantizador é capaz de obter um melhor desempenho em termos de taxa-distorção, realizando a quantização linear no quadrado da amplitude ao invés de linear na amplitude. A fim de se comprovar tal afirmação, realizou-se um teste com o sinal s_1 , calculando-se a razão de compressão r_c (ver Equação 5.8) e a distorção (SNR em dB) para diferentes números de bits de amplitude, tanto para o caso linear quanto para o quadrático, com os números de bits de ρ e ϕ fixos. A Figura 5.5 apresenta os resultados desse teste com $b_{\rho} = b_{\phi} = 8$ e o número de bits da amplitude variando de 1 a 30 nos dois casos. Observa-se que para razões de compressão mais baixas as duas quantizações se equiparam, contudo à medida que a razão de compressão aumenta a linear no quadrado apresenta melhor desempenho.

5.4 Projeto dos Quantizadores

Com o esquema de quantização definido, deve-se realizar a alocação de bits para o conjunto de parâmetros $\nu(k) = (\alpha(k), \rho(k), \xi(k), \phi(k), m_i(k), m_f(k))$, $\nu(k) \in S$, dos átomos de forma a representar o sinal com o menor número possível de bits para uma dada qualidade de reprodução. Dessa forma, define-se a taxa de bits de um átomo como:

$$R_i = R_{\alpha^2}(i) + R_{\rho}(i) + R_{\phi}(i) + R_{fixo}(i) \quad (5.3)$$

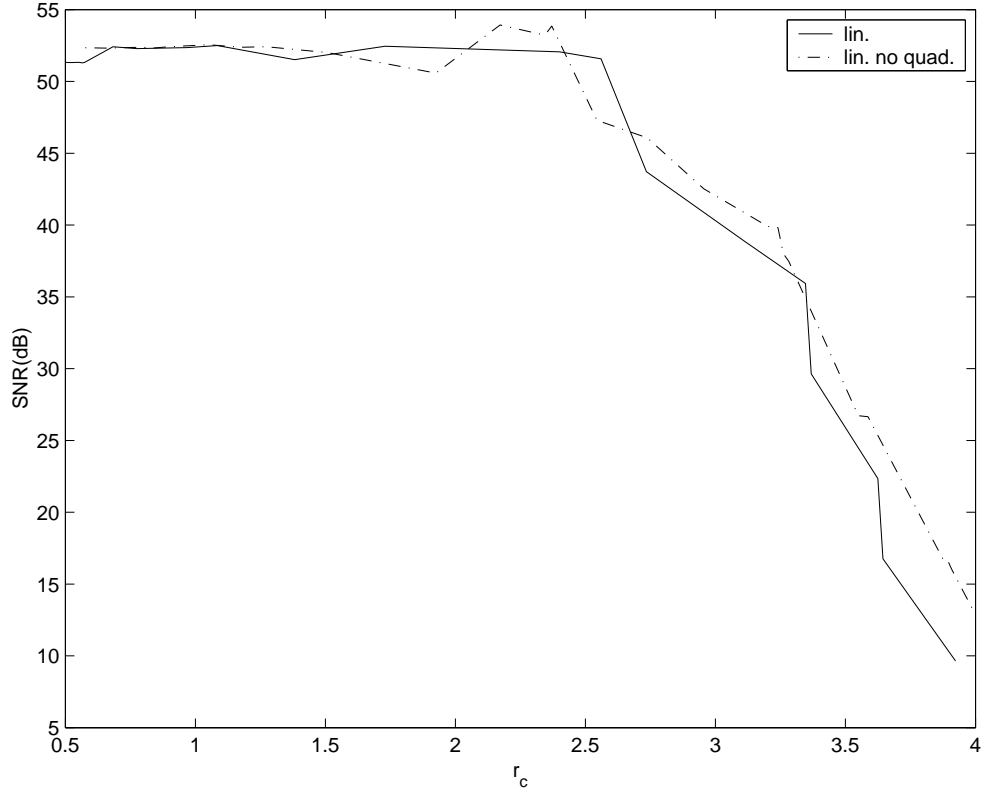


Figura 5.5: As curvas $r_c \times SNR(dB)$ resultantes das quantizações lineares na amplitude e no quadrado da amplitude.

onde i é o índice do átomo; $R_{\alpha^2}(i)$, $R_\rho(i)$ e $R_\phi(i)$ são as taxas de bits de α^2 , ρ e ϕ , respectivamente; e $R_{fixo}(i)$ é a soma das taxas de ξ , m_i e m_f . É importante destacar que $R_{fixo}(i)$ é igual para todos os átomos de S , pois os números de bits alocados para m_i e m_f dependem do comprimento do sinal, e o passo de quantização de ξ depende das frequências fundamental e de amostragem. Já a distorção de um átomo é dada em função das taxas que variam, ou seja, de $R_{\alpha^2}(i)$, $R_\rho(i)$ e $R_\phi(i)$:

$$D_i = f(R_{\alpha^2}(i), R_\rho(i), R_\phi(i)) \quad (5.4)$$

O quantizador ótimo de um sinal para uma dada taxa é obtido através da minimização da distorção total dos átomos a partir dos ajustes de $\{R_{\alpha^2}(i), R_\rho(i), R_\phi(i)\}$ [33], isto é:

$$\min_{[R_{\alpha^2}(i), R_\rho(i), R_\phi(i)], i=0, \dots, N_a-1} D_T = \sum_{i=0}^{N_a-1} D_i \quad \text{sujeito a } R_{alvo} = \sum_{i=0}^{N_a-1} R_i \quad (5.5)$$

onde N_a corresponde ao número de átomos do livro de estruturas e R_{alvo} é a taxa desejada. Usualmente, resolve-se esse problema através de otimização Lagrangeana [33], cuja idéia básica consiste em se minimizar a seguinte função custo:

$$J = D_T + \lambda R_T \quad (5.6)$$

onde λ corresponde ao multiplicador de Lagrange, sendo um número real não negativo, e $R_T = R_{alvo}$.

Contudo, nesse caso, não é possível minimizar J , pois D_T não possui forma fechada em função de $R_{\alpha^2}(i)$, $R_\rho(i)$ e $R_\phi(i)$. No nosso caso, vamos considerar que todos os átomos vão ter seus parâmetros com o mesmo número de bits, isto é, $b_{\alpha^2} = R_{\alpha^2}(i)$, $b_\rho = R_\rho(i)$ e $b_\phi = R_\phi(i)$. Dessa maneira, considerando o vetor de alocação de bits $\mathbf{b} = (b_{\alpha^2}, b_\rho, b_\phi)$ o qual define o quantizador, realizou-se o seguinte procedimento para a obtenção dos quantizadores ótimos para um dado sinal:

1. Calculam-se a taxa e a distorção para diferentes combinações dos elementos de \mathbf{b} ;
2. A partir do conjunto de pares taxa/distorção, traça-se uma curva denominada de curva operacional ou fecho convexo¹ [33] contendo os quantizadores ótimos;

É importante mencionar que, neste trabalho, utilizou-se como medida de distorção o MSE (*Mean Square Error*), dado pela seguinte equação:

$$mse = \|\mathbf{x}_o - \mathbf{x}_r\|, \quad (5.7)$$

onde \mathbf{x}_o é o sinal original e \mathbf{x}_r , o reconstituído. Já como medida de taxa utilizou-se a razão de compressão:

$$r_c = \frac{b_o}{b_c}, \quad (5.8)$$

onde b_o corresponde ao número de bits do sinal original e b_c , ao número de bits do sinal comprimido. Nesse caso, para o cálculo de r_c considerou-se $b_o = 16$, pois na norma do COMTRADE [9], onde é definido o formato de oscilogramas, especifica-se que em um arquivo binário cada amostra do sinal é representada por 2 bytes.

¹Proveniente do inglês *convex hull*

Idealmente, a curva operacional é construída a partir do conjunto de todos os quantizadores possíveis, entretanto, sem perda de generalidades, limitaram-se as faixas dinâmicas dos parâmetros de \mathbf{b} , as quais foram definidas de forma empírica, variando b_{α^2} de 3 a 16 bits, b_ρ e b_ϕ , de 1 a 12, mostrando-se adequadas para a geração de um número suficiente de pontos para a obtenção da curva.

Considere um quantizador $\mathbf{b}_k \in \mathcal{B}$, onde \mathcal{B} corresponde ao conjunto de 2061 quantizadores, gerado a partir de todas as combinações de bits, tendo em vista as faixas dinâmicas já definidas. Para cada \mathbf{b}_k desse conjunto, calcula-se o par $[r_c(k); mse(k)]$, resultando, portanto, em um gráfico $r_c \times mse$ como na Figura 5.6(a). Nota-se que, por exemplo, o quantizador B é certamente pior que A , pois possui o mesmo MSE com uma razão de compressão menor. Da mesma forma, o quantizador C é pior que A também, pois possui uma MSE maior com uma mesma razão de compressão. Para eliminar tais casos, acha-se o fecho convexo dos pontos, como ilustrado na Figura 5.6(b).

O algoritmo para se obter o fecho convexo é o seguinte:

1. Busca-se o quantizador de menor razão de compressão $\mathbf{b}_{k_o} = \underset{b_k \in \mathcal{B}}{\text{mín}} r_c(k)$;
2. Atribui-se a $\mathbf{b}_{k_{atual}} = \mathbf{b}_{k_o}$, portanto $[r_c(k_{atual}); mse(k_{atual})] = [r_c(k_o); mse(k_o)]$;
3. Traça-se uma reta do ponto $[r_c(k_{atual}); mse(k_{atual})]$ a todos os outros pontos $[r_c(k); mse(k)]$, onde $r_c(k) > r_c(k_{atual})$, como ilustra a Figura 5.7. Cada reta possui um ângulo θ_i com a horizontal;
4. Obtém-se $\mathbf{b}_{k_{próximo}}$, cujo par correspondente $[r_c(k_{próximo}); mse(k_{próximo})]$ possui o menor ângulo θ_i , ou seja, $\theta_{\text{mín}} = \underset{i}{\text{mín}} \theta_i$;
5. Se $\theta_{\text{mín}} \geq 0$, inclui-se $\mathbf{b}_{k_{atual}}$ na curva operacional e atualiza-se $\mathbf{b}_{k_{atual}} = \mathbf{b}_{k_{próximo}}$;
6. Se $\theta_{\text{mín}} < 0$, simplesmente atualiza-se $\mathbf{b}_{k_{atual}} = \mathbf{b}_{k_{próximo}}$;
7. Repete-se esse procedimento até alcançar-se o par de $r_c(k)$ máximo;
8. Ao fim, os pontos pertencentes à curva operacional correspondem aos quantizadores ótimos do sinal.

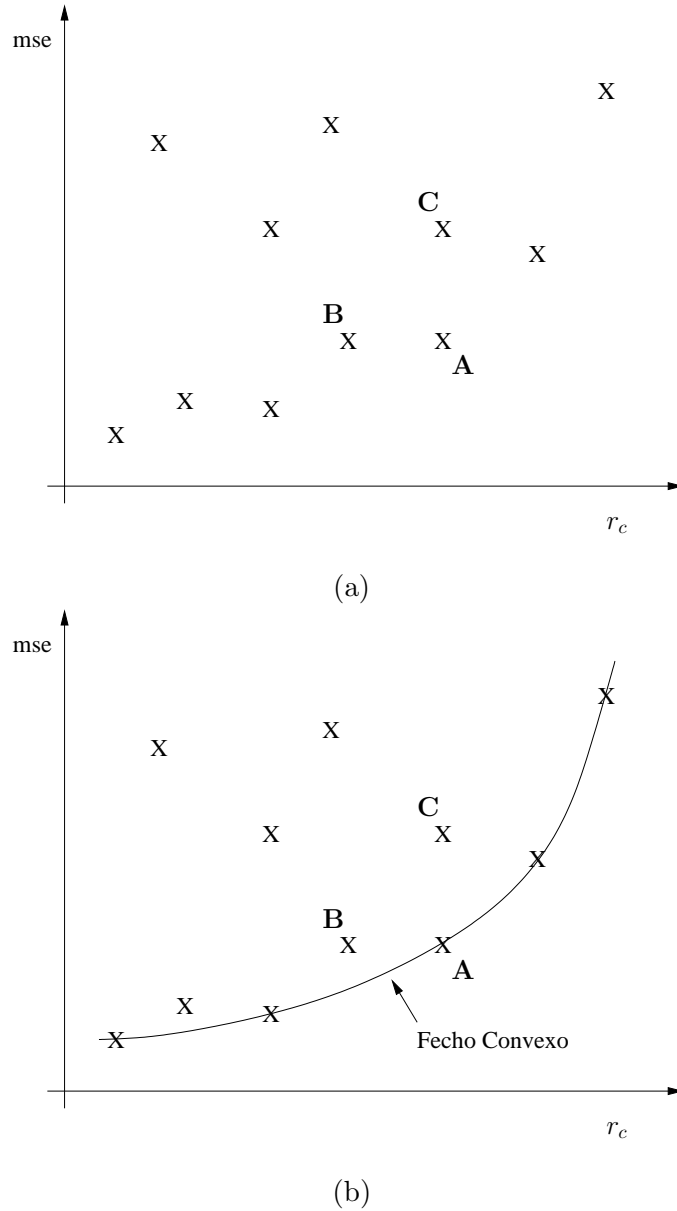


Figura 5.6: Exemplo de gráfico $r_c \times mse$ sem (a) e com (b) o fecho convexo traçado.

Como exemplo, obtiveram-se os quantizadores ótimos do canal 1 (rr_{11}) do oscilograma rr_1 (ver Apêndice A). A Figura 5.8 mostra o sinal rr_{11} (a) e o fecho convexo (b) obtido a partir dos pontos pertencentes a \mathcal{B} . Os pontos envolvidos por círculo correspondem aos quantizadores ótimos de rr_{11} , os quais estão listados na Tabela 5.3, onde $b_T = b_{\alpha^2} + b_{\rho} + b_{\phi}$. Nota-se, por exemplo, que com $b_T = 20$, para uma razão $r_c = 14$ a menor distorção é obtida com o quantizador $\mathbf{b} = (11, 4, 5)$.

Todavia, surge a seguinte dúvida: será que os quantizadores ótimos de rr_{11} pertencerão ou se situarão próximos à curva operacional de outros sinais? Com o objetivo de responder essa pergunta, traçaram-se as curvas operacionais dos demais

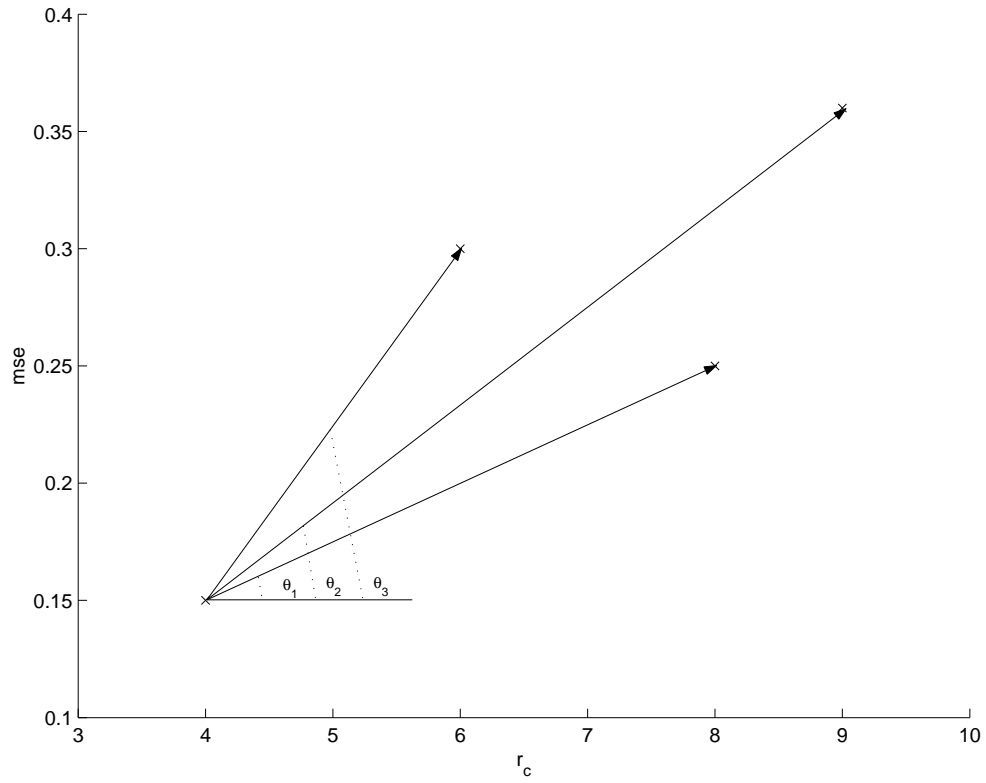
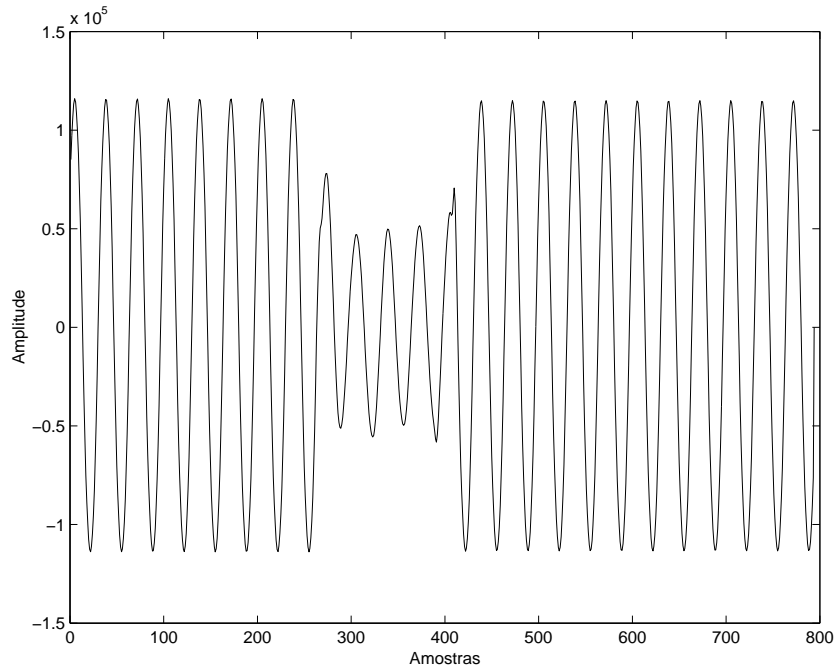


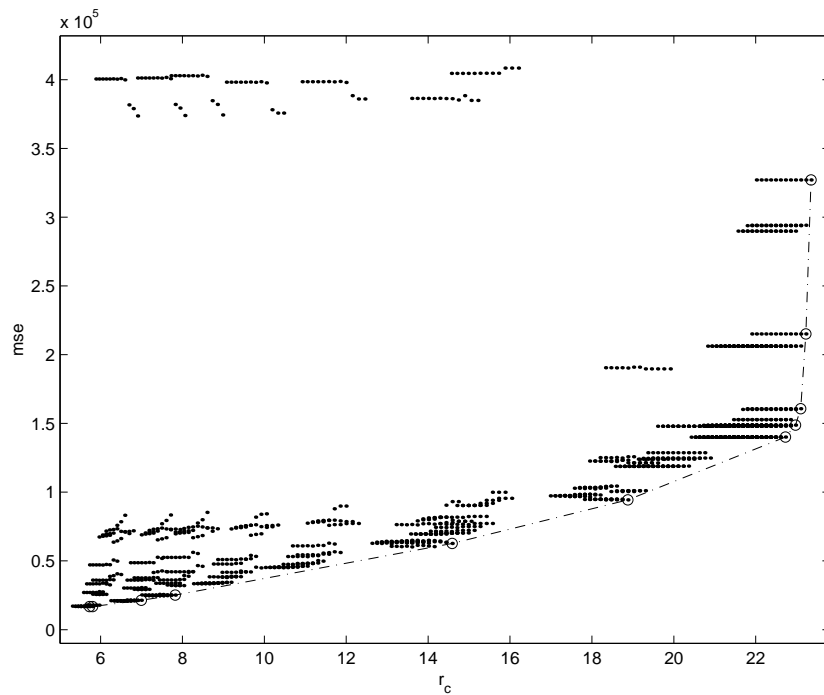
Figura 5.7: Traçando o fecho convexo. Nesse caso, $\theta_{\min} = \theta_1$.

Tabela 5.3: Quantizadores ótimos de rr_{11} .

b_T	b_{α^2}	b_ρ	b_ϕ	r_c	$mse (\times 10^5)$
5	3	1	1	23.3529	3.2708
6	3	1	2	23.2249	2.1508
7	4	1	2	23.0982	1.6076
8	4	1	3	22.9729	1.4880
10	6	1	3	22.7263	1.4014
18	9	1	8	18.8767	0.9442
20	11	4	5	14.5855	0.6274
29	14	6	9	7.8227	0.2515
30	15	6	9	6.9956	0.2136
33	16	8	9	5.8062	0.1683
34	16	8	10	5.7303	0.1677



(a)



(b)

Figura 5.8: Fecho convexo (curva pontilhada) em (b) correspondente ao sinal rr_{11} em (a), cujos quantizadores ótimos estão destacados por círculos.

sinais do oscilograma rr_1 : rr_{1z} , onde $z \in [2..8]$). É importante mencionar que R_{fixo} é igual para todos os sinais de rr_1 , pois possuem a mesma frequência de amostragem e mesmo comprimento. Para cada um desses sinais, destacaram-se também os pontos

resultantes dos quantizadores ótimos de rr_{11} . A Figura 5.9 ilustra o quão próximo esses pontos estão em relação a cada curva operacional. Observa-se que para os sinais rr_{13} e rr_{17} , os quantizadores de rr_{11} atuam bem próximos do fecho convexo; contudo, o mesmo não ocorre para os sinais rr_{16} e rr_{18} .

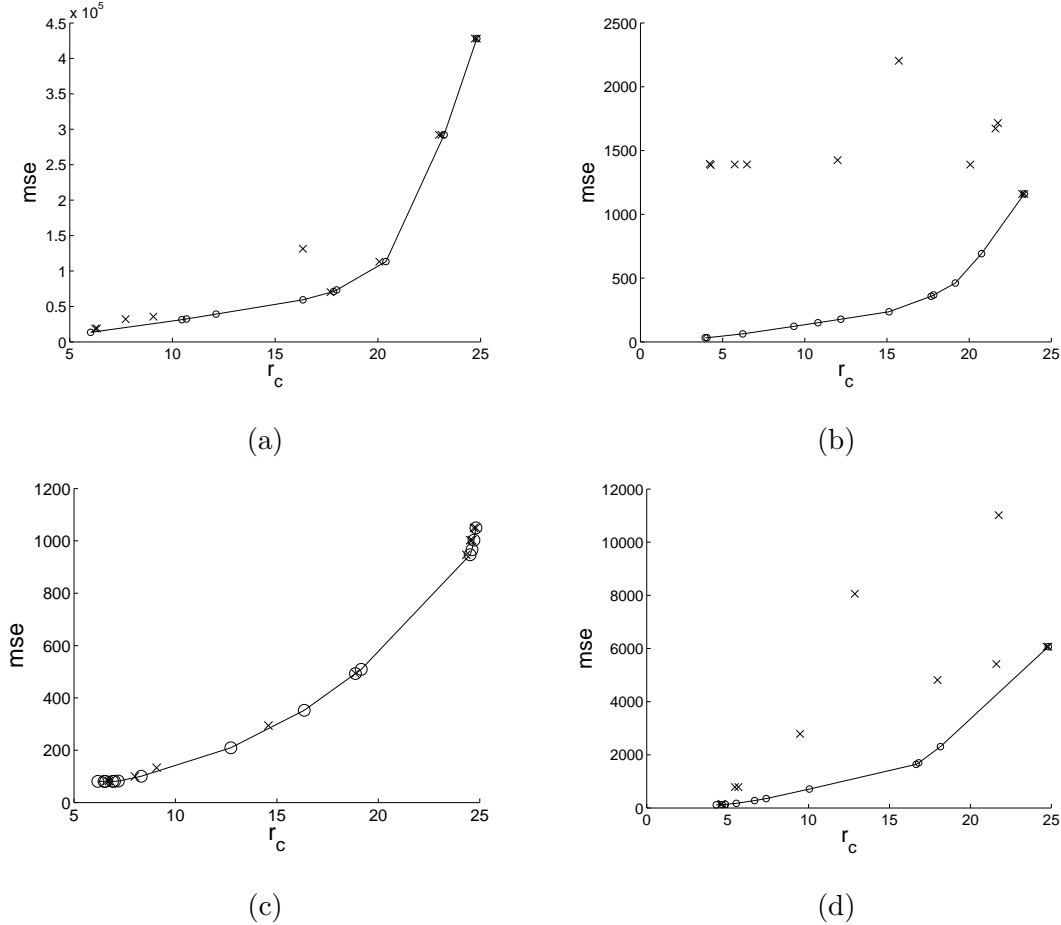


Figura 5.9: Fechos convexas dos sinais rr_{13} (a), rr_{16} (b), rr_{17} (c), e rr_{18} (d) em linhas contínuas. Os quantizadores ótimos dos sinais estão representados por “o”, enquanto que os quantizadores ótimos de rr_{11} aplicados aos mesmos sinais, por “x”.

Posteriormente, listaram-se os quantizadores ótimos de todos os 8 sinais de rr_1 (rr_{1z} , onde $z \in [1..8]$), agrupando-os por b_T . Em um total de 92 quantizadores ótimos, verificou-se que para alguns b_T 's obteve-se o mesmo quantizador para diferentes sinais, porém para outros, como os que estão listados na Tabela 5.4, obtiveram-se quantizadores bastante diferentes. Observe que, nesses casos, houve grande variação dos parâmetros b_{α^2} , b_ρ e b_ϕ para um mesmo b_T . Por exemplo, com $b_T = 27$, $b_{\alpha^2} = 10$ para rr_{14} e $b_{\alpha^2} = 15$ para rr_{17} . Essa significativa variação dos quantizadores ocorre porque as faixas dinâmicas utilizadas na quantização dos

parâmetros dos átomos variam de um sinal para outro. Além disso, o número de átomos do livro de estruturas quantizado S_q variam de acordo com b_{α^2} , recordando que os átomos cujas amplitudes ao quadrado forem quantizadas para zero, ou seja, com $\alpha_q^2(k) = 0$, são eliminados.

Tabela 5.4: Alguns quantizadores ótimos dos sinais de rr_1 .

$b_T = 16$				$b_T = 27$				$b_T = 32$			
Sinal	b_{α^2}	b_ρ	b_ϕ	Sinal	b_{α^2}	b_ρ	b_ϕ	Sinal	b_{α^2}	b_ρ	b_ϕ
rr_{13}	8	1	7	rr_{14}	10	9	8	rr_{12}	15	8	9
rr_{15}	7	3	6	rr_{16}	10	10	7	rr_{13}	13	8	11
rr_{16}	6	6	4	rr_{17}	15	4	8	rr_{14}	15	9	8
rr_{17}	9	1	6	rr_{18}	13	7	7	rr_{16}	14	10	8

Com o propósito de se utilizar somente um único conjunto de quantizadores, obtiveram-se os quantizadores ótimos de um conjunto de teste o qual contém 29 sinais elétricos reais incluindo os 8 sinais de rr_1 (rr_2 , rr_3 e rr_4 foram os outros oscilogramas utilizados - ver Apêndice A), agrupando-os novamente em função de b_T . Primeiramente, gerou-se o conjunto de quantizadores, através do cálculo da média vetorial dos quantizadores de cada grupo associado a um dado b_T , lembrando que o quantizador é representado pelo vetor $\mathbf{b} = (b_{\alpha^2}, b_\rho, b_\phi)$. Posteriormente, obtiveram-se os quantizadores a partir da mediana vetorial de cada grupo. É importante explicar que a mediana vetorial corresponde ao vetor que possui a menor soma das distâncias (medido em MSE) em relação aos outros vetores do grupo. Em alguns casos, os resultados obtidos através da média e da mediana vetorial foram bons, no entanto, em outros foram bastante insatisfatórios, como ilustra a Figura 5.10. Observa-se que para o sinal rr_{47} , os pontos correspondentes aos quantizadores, tanto da média quanto da mediana vetorial, estão próximos da curva operacional; já para o sinal rr_{44} , os pontos de ambas se situam distantes da curva.

Com base nas análises realizadas até o momento, observou-se que a partir do conjunto de sinais de teste obtiveram-se, de um total de 2061 quantizadores possíveis, 313 quantizadores ótimos, dentre os quais, alguns se repetiam para mais de um sinal. Dessa maneira, retiraram-se os repetidos, resultando, assim, em um

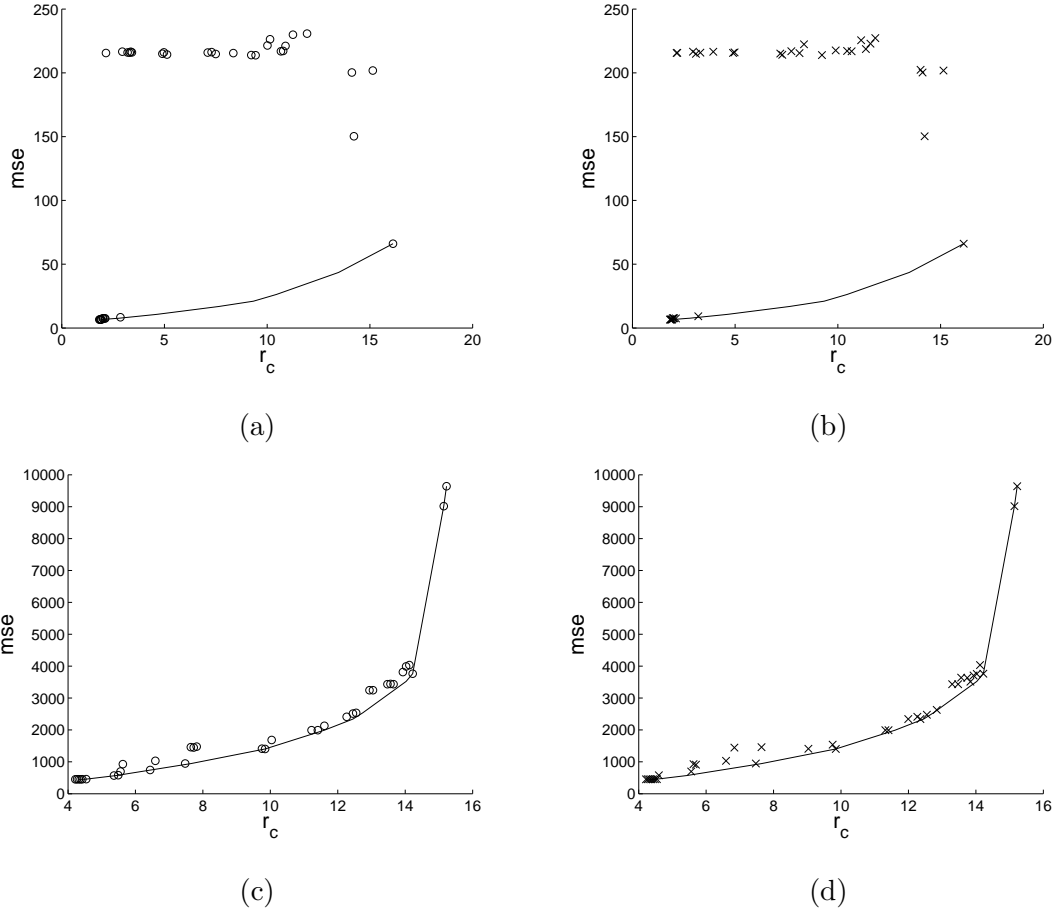


Figura 5.10: Aproximação dos pontos relativos aos quantizadores da média e da mediana em relação às curvas operacionais dos sinais rr_{44} ((a) e (b)) e rr_{47} ((c) e (d)) em linhas contínuas. Os quantizadores da média estão representados por “o” e da mediana, por “x”.

conjunto Q de 189 quantizadores (ver Apêndice B).

Tendo em vista o conjunto Q , introduz-se um controle de taxa na etapa de quantização, onde se escolhe o quantizador que resulta na menor distorção para um dado r_c . Portanto, para dada uma razão de compressão desejada r_c^{Alvo} :

1. Calculam-se os pares $[r_c(k); mse(k)]$ para cada um dos quantizadores $\mathbf{b}_k \in Q$;
2. Constrói-se a curva operacional, obtendo-se, assim, os quantizadores ótimos do sinal. Contudo, nesse caso, a curva não deve corresponder ao fecho convexo, e sim, a uma curva monótona não decrescente (ver comentário a seguir).
3. Escolhe-se o quantizador ótimo \mathbf{b}_k^{otm} da curva operacional com a razão de compressão $r_c(k)$ com o valor mais próximo de r_c^{Alvo} .

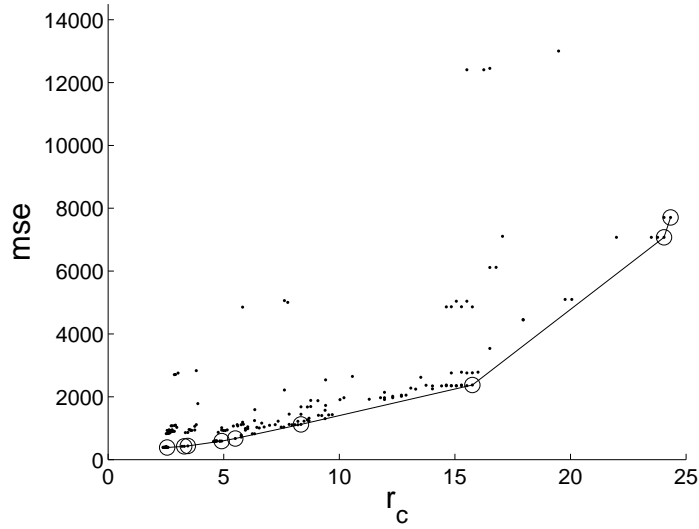
4. Por fim, realiza-se a quantização do livro de estruturas conforme descrito na seção 5.3.

É importante destacar que optou-se por uma curva operacional monótona não decrescente, pois ela consegue ser bem menos restritiva que o fecho convexo, sem comprometer o desempenho da quantização. Dessa forma, evita-se o surgimento de pontos subseqüentes da curva operacional com lacunas muito grandes entre razões de compressão. Note na Figura 5.11 que a curva monótona não decrescente possui mais pontos que o fecho convexo, permitindo um maior refinamento na escolha da razão de compressão r_c^{Alvo} em que se deseja comprimir o sinal rr_{56} , o qual não pertence ao conjunto de sinais de teste.

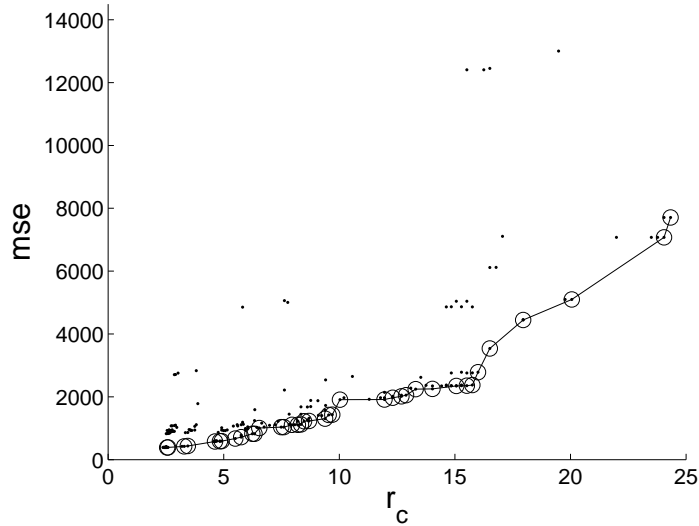
Em face desse esquema de escolha do quantizador, realizou-se a compressão do mesmo sinal rr_{56} para diferentes razões de compressão. A Figura 5.12 ilustra o sinal original e suas versões comprimidas com as razões de compressão 5, 12 e 20. Observe que a distorção introduzida no sinal para $r_c = 5$ é quase imperceptível. Já com $r_c = 12$, começam a aparecer alguns artefatos mais grosseiros, note que o decaimento da senóide de maior amplitude desaparece. Enfim, para $r_c = 20$, a senóide pura do trecho inicial também desaparece.

Dessa forma, é necessária uma avaliação do método de compressão com o objetivo de se verificar o nível máximo de distorção no qual os artefatos se mantêm imperceptíveis. A princípio, isso pode ser resolvido facilmente através da visualização do oscilograma, contudo, o procedimento de análise de sinais elétricos engloba muito mais do que a simples avaliação subjetiva dos mesmos. De um modo geral, os especialistas utilizam também ferramentas de auxílio para os cálculos de fasores, da impedância da linha, etc.

Com isso, propusemos duas formas de avaliação do método, as quais serão apresentadas com maior número de detalhes no Capítulo 6. A primeira consiste em se avaliar o desempenho do método com o auxílio de especialistas em análise de perturbações. Essa avaliação nos permite verificar se a compressão do arquivo resulta em perda significativa de informação que possa conduzir a uma análise diferente em relação ao arquivo original. Para isso, elaborou-se um roteiro, baseado em procedimentos rotineiros realizados por um especialista, para análise e medição de grandezas elétricas de um conjunto de oscilogramas. Nesse conjunto, existem



(a)



(b)

Figura 5.11: Curvas operacionais de rr_{56} : fecho convexo (a) e monótona não decrescente (b).

as versões original e comprimida de diferentes oscilogramas, sem que o especialista tenha conhecimento delas, evitando, assim, que seja feita uma análise tendenciosa. A segunda forma está relacionada a uma avaliação em termos de análise automática, a qual consiste em se utilizar uma ferramenta de localização de faltas em ambas as versões de cada oscilograma, possibilitando obter o erro percentual do resultado com a versão comprimida em relação à versão original. Dessa maneira, foi possível obter uma noção melhor dos níveis de compressão que não comprometem os resultados da

análise de um oscilograma.

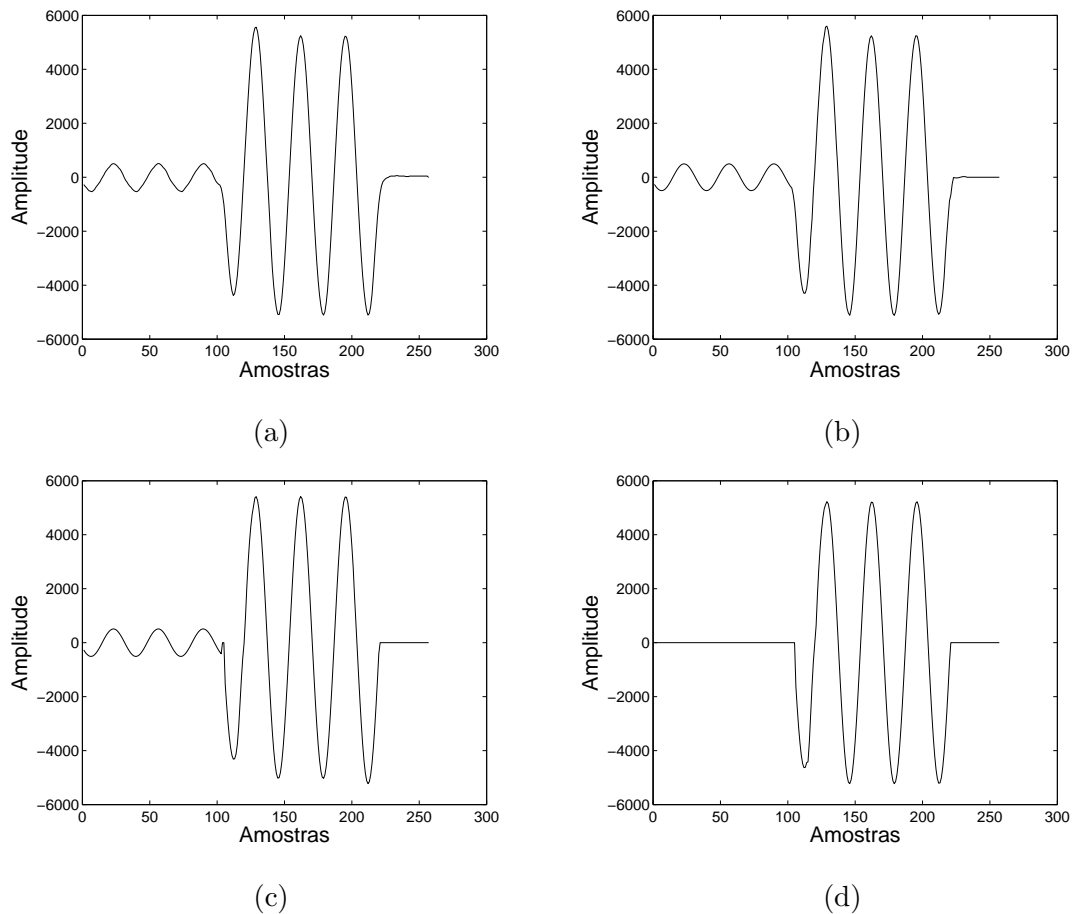


Figura 5.12: O sinal rr_{56} (a) e suas versões comprimidas com as razões de compressão 5 (b), 12 (c) e 20 (d).

5.5 Conclusões

Este capítulo apresentou um método de compressão de arquivos de oscilografia, primeiramente fornecendo uma visão geral e posteriormente explicando em detalhes a forma como foi realizada a quantização dos parâmetros do livro de estruturas. Em seguida, descreveu-se o projeto dos quantizadores para a obtenção de um melhor desempenho do método, onde se escolhe o quantizador que resulta na menor distorção para uma dada razão de compressão.

Deve-se considerar, ainda, o aspecto da consistência, onde o método de compressão é considerado consistente caso um especialista em análise de perturbações consiga observar no oscilograma comprimido as mesmas características existentes

no original. Apresentaram-se, de forma sucinta, duas abordagens de avaliação da consistência do método de compressão com o propósito de se obter os níveis de compressão em que não há o comprometimento dos resultados da análise do oscilograma.

Capítulo 6

Avaliação do Desempenho do Método de Compressão

6.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo descrever os procedimentos de avaliação do método de compressão de arquivos de oscilografia apresentados no Capítulo 5. A seção 6.2 apresenta uma descrição geral das duas metodologias utilizadas. A seção 6.3 descreve em detalhes a avaliação realizada por especialistas em análise de perturbações elétricas e apresenta os resultados de suas análises. A seção 6.4 descreve a avaliação realizada com o auxílio de um localizador de faltas e apresenta os resultados correspondentes.

6.2 Descrição Geral da Avaliações

No Capítulo 5, foi apresentado um método de compressão de sinais de oscilografia controlado pela razão de compressão. Portanto, dada uma razão de compressão r_c , introduz-se um certo nível de distorção no sinal comprimido e, à medida que aumentamos r_c , a distorção também aumenta. Dessa forma, surge a necessidade de se definir o nível máximo de compressão, de modo que a distorção inserida no sinal não interfira no resultado da análise do oscilograma comprimido em relação ao original. Isso pode ser feito avaliando-se o desempenho do método para diferentes razões de compressão.

Com isso, propõem-se duas formas de se avaliar o desempenho do método. A primeira corresponde a uma avaliação do desempenho com o auxílio de especialistas em análise de perturbações de Furnas Centrais Elétricas e do Centro de Pesquisa de Energia Elétrica (CEPEL). Essa avaliação nos permite verificar se a compressão do arquivo resulta ou não em perda significativa de informação que possa conduzir a uma análise diferente em relação ao arquivo original. Com esse objetivo, elaborou-se um roteiro, baseado em procedimentos rotineiros realizados por um especialista, para análise e medição de grandezas elétricas de um conjunto de oscilogramas. Nesse conjunto, existem as versões original e comprimidas de diferentes oscilogramas, sem que o especialista tenha conhecimento delas, evitando, assim, que seja feita uma análise tendenciosa.

A segunda forma está relacionada a uma avaliação em termos de análise automática, a qual consiste em se aplicar uma ferramenta de localização de faltas no mesmo conjunto de oscilogramas avaliado pelos especialistas, possibilitando obter o erro percentual do resultado das versões comprimidas em relação à versão original. A partir dessas duas avaliações, foi possível obter uma perspectiva real do potencial desse método de compressão para arquivos de oscilografia, cujos resultados serão apresentados mais adiante.

Nas avaliações, utilizaram-se sete arquivos de oscilografia, sendo quatro provenientes de faltas reais e três de faltas simuladas em ATP. Para cada um desses arquivos foram geradas duas versões comprimidas, sendo que uma com nível de compressão menor r_{c1} , com o erro quase imperceptível; e a outra com um nível de compressão maior r_{c2} , contendo um pouco mais de distorção, contudo ainda apresentando uma boa qualidade visual. Portanto, temos um total de 21 arquivos, incluindo o original e duas versões comprimidas de cada oscilograma. Esses oscilogramas podem ser vistos no Apêndice A.3. A Tabela 6.1 mostra as razões de compressão r_{c1} e r_{c2} das versões comprimidas de cada um dos arquivos de oscilografia utilizados nas avaliações.

É importante mencionar que os especialistas utilizaram um *software* implementado no CEPEL (Centro de Pesquisa de Energia Elétrica) denominado SINAPE [34] (Sistema Integrado de Apoio à Análise de Perturbações) que auxilia no processo de análise de arquivos de oscilografia, permitindo a visualização dos canais

Tabela 6.1: As razões de compressão r_{c1} e r_{c2} das versões comprimidas de cada um dos arquivos de oscilografia utilizados nas avaliações.

Razão de compressão	Oscilograma						
	rr_5	rr_6	rr_7	rr_8	rs_1	rs_2	rs_3
r_{c1}	3	10	3	6	8	11	12
r_{c2}	12	27	18	26	37	38	46

analógicos e digitais, a medição de diversas características da perturbação, o cálculo da impedância da linha de transmissão, dos fasores, etc. Para a segunda avaliação, utilizou-se uma ferramenta de localização de faltas, também elaborada no CEPEL, a qual se baseia em um algoritmo apresentado por Takagi et al [35,36] já consagrado e bastante utilizado por especialistas em proteção de sistemas elétricos.

6.3 Avaliação por Especialistas em Análise de Perturbações Elétricas

Nessa avaliação, três especialistas em análise de perturbações elétricas, sendo dois de Furnas Centrais Elétricas e um do CEPEL, preencheram um questionário, formado por perguntas baseadas em procedimentos rotineiros de análise de sinais oscilográficos, para cada um dos 21 oscilogramas. É importante lembrar que os especialistas não tiveram conhecimento de quais eram os arquivos originais e comprimidos. Ademais, esse questionário foi elaborado com a colaboração fundamental dos próprios especialistas.

A seguir, descrevem-se os itens presentes no questionário e para cada item demonstra-se como é realizada análise pelo especialista utilizando o SINAPE. Como exemplo, analisou-se o oscilograma rs_1 original.

Identificação do tipo de falta

O especialista deve identificar se a falta é do tipo:

- Fase-terra: AN, BN, CN;
- Bifásico-terra: ABN, BCN, CAN;

- Trifásico: ABC.

Na maioria das vezes isso pode ser feito pela simples visualização do oscilograma, observando-se em que fase ocorreu uma mudança mais significativa do comportamento do sinal. No caso do oscilograma rs_1 , a falta é do tipo AN, pois verifica-se através da Figura 6.1 que houve uma subtensão na fase A e um aumento da amplitude da corrente da mesma fase.

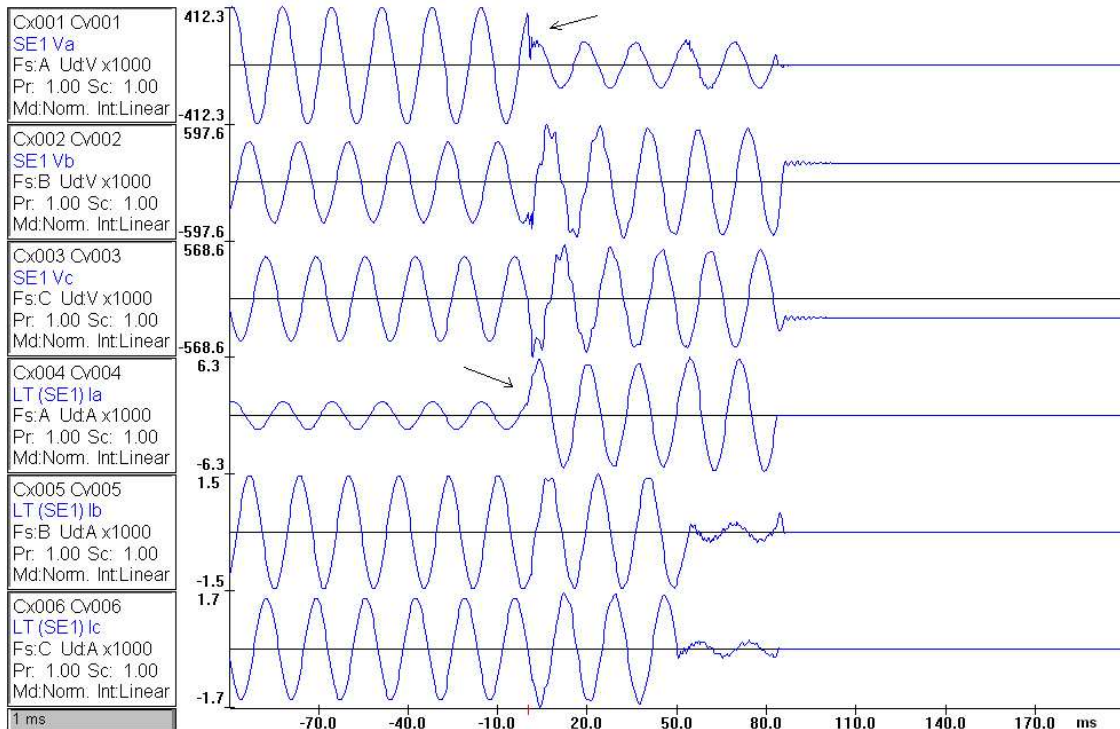


Figura 6.1: Identificação do tipo de falta no oscilograma rs_1 .

Verificação do equilíbrio entre as fases A, B e C

Esse procedimento é realizado quando o especialista deseja verificar as condições de pré-falta. Nesse caso, isso é feito através de uma ferramenta do SINAPE para o cálculo de fasores.

A análise pode ser feita de duas formas, que podem ser melhor compreendidas observando-se a tela do programa na Figura 6.2. A primeira consiste em verificar se as diferenças entre os ângulos das tensões das três fases no fasor original, se aproximam de 120 graus.

A segunda considera o fato de que o fasor original é equivalente à soma de suas componentes simétricas: seqüência positiva, negativa e zero. Caso haja equilíbrio

entre as fases, as seqüências negativa e zero apresentam vetores nulos, e a seqüência positiva é idêntica ao fasor original.

É importante destacar que, nesse caso, a janela de cálculo dos fasores deve ser posicionada dentro do trecho de pré-falta.

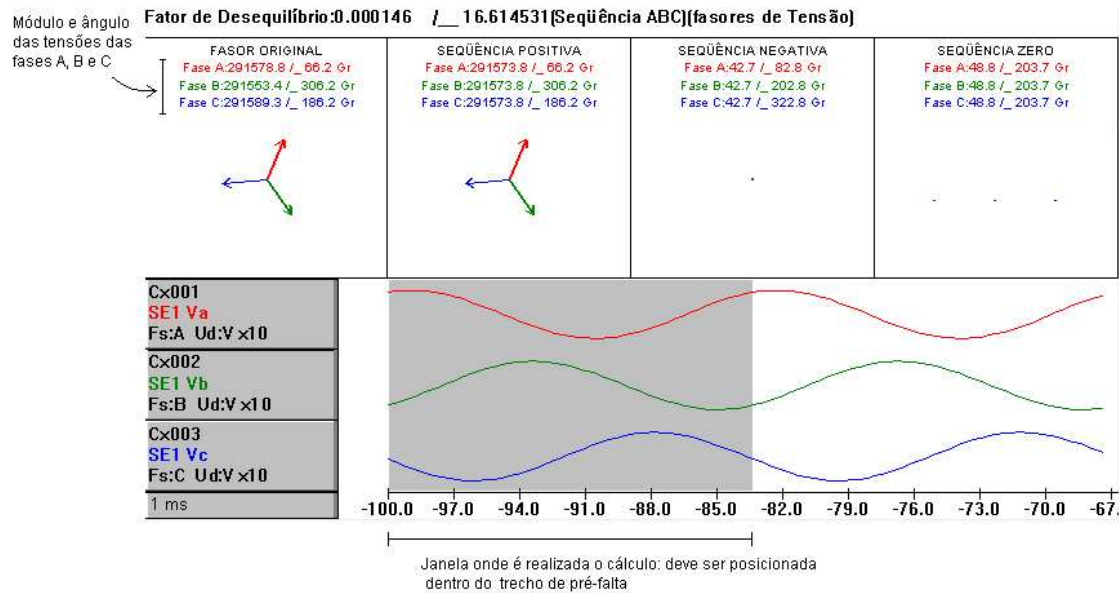


Figura 6.2: Verificação do equilíbrio entre as fases no oscilograma rs_1 .

Identificação dos tempos de início e fim da falta

Os tempos de início e fim da falta são obtidos com o auxílio de uma linha vertical tracejada capaz de percorrer todo o oscilograma. Note que, além de indicar o tempo no canto esquerdo abaixo da figura, o SINAPE retorna também os valores instantâneo (V_{inst}) e RMS (V_{rms}) das amplitudes das tensões e correntes situados na caixa de texto do lado esquerdo de cada sinal. A identificação do tempo de início da falta no oscilograma rs_1 é ilustrada na Figura 6.3. É importante dizer que o instante do fim da falta foi considerado como sendo o momento de abertura do disjuntor.

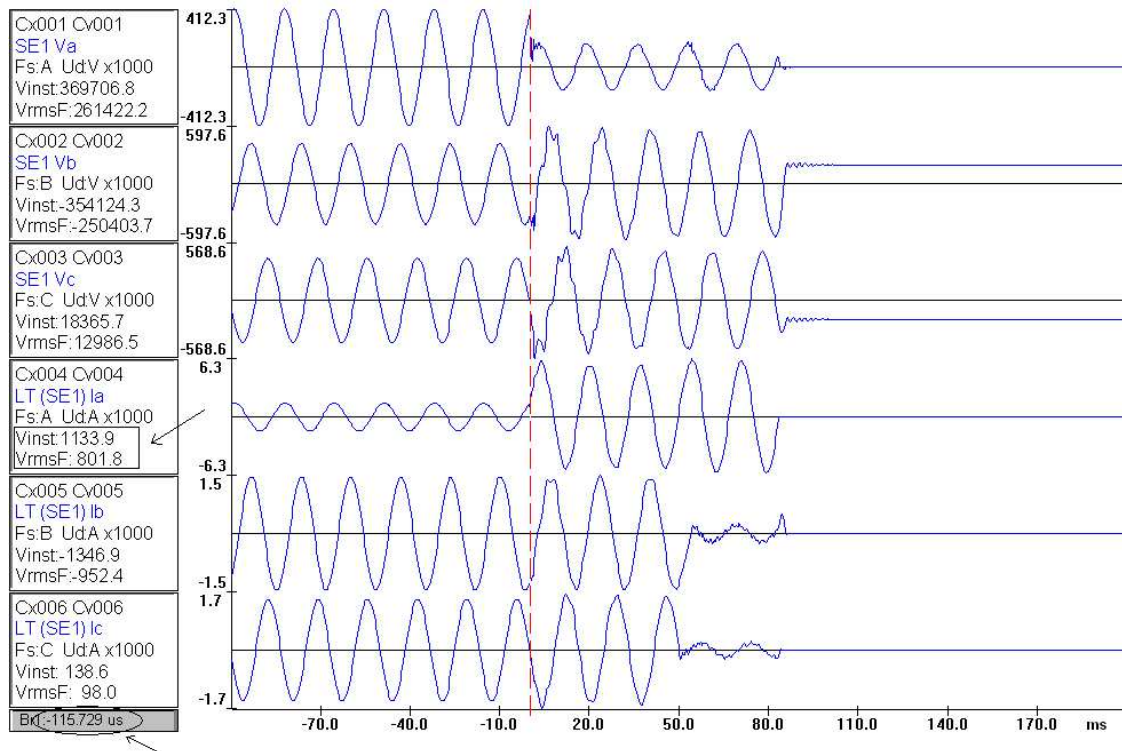


Figura 6.3: Identificação dos tempos de início da falha no oscilograma r_{s1} .

Obtenção do valor da corrente de curto-circuito antes da abertura do disjuntor

A análise do valor da corrente de curto-circuito é normalmente realizada para fins de manutenção de disjuntores. Esse valor é obtido observando o valor de pico da corrente afetada um ciclo antes da abertura do mesmo. Para isso, utilizou-se a mesma linha vertical utilizada na identificação dos tempos de início e fim da falha.

Obtenção dos valores de módulo e ângulo das tensões e correntes das fases A, B e C nos períodos de pré-falha e pós-falha:

Esses valores são obtidos através da ferramenta de cálculo de fasores apresentada na verificação do equilíbrio entre as fases. Todavia, ao se calcular os valores de módulo e ângulo na pós-falha, como mostra a Figura 6.4, deve-se posicionar a janela de cálculo dos fasores alguns ciclos após a falha quando a perturbação já estiver estabilizada. Nesse exemplo, posicionou-se o início da janela em 20 milissegundos.

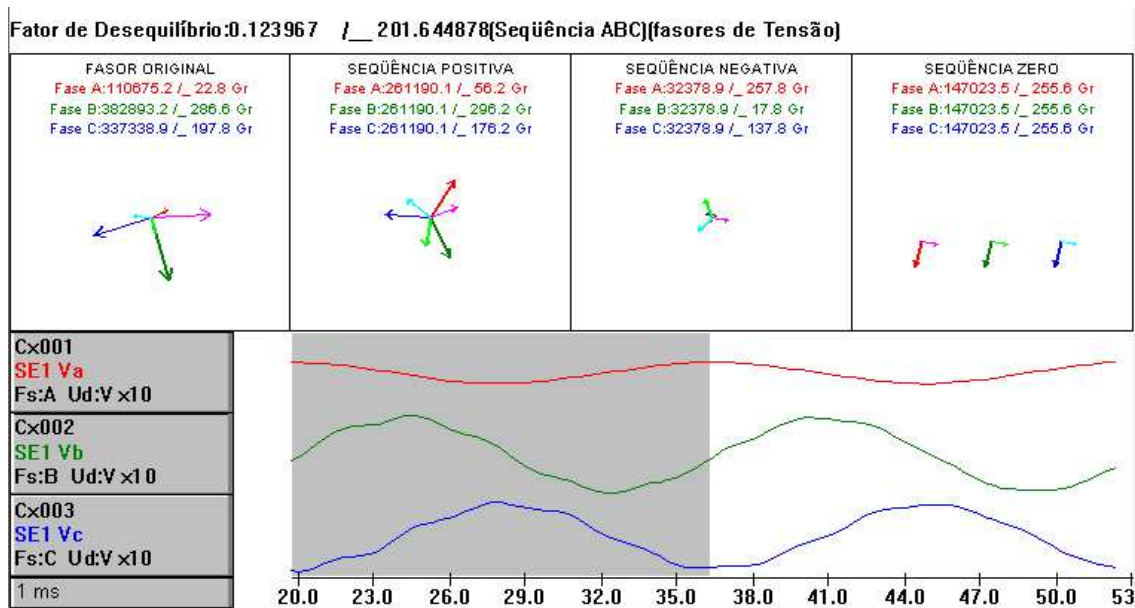


Figura 6.4: Análise dos valores de módulo e ângulo das tensões nas fases A, B e C durante a pós-falta relacionados ao oscilograma rs_1 .

Os resultados da análise dos 21 oscilogramas realizada por cada especialista foram organizados em tabelas, as quais se encontram no Apêndice C para maiores detalhes. Contudo, os dados das tabelas por si só não proporcionam a exata noção do desempenho do método de compressão. Além disso, os critérios de avaliação podem variar de um especialista para outro. Em face disso, traduziram-se essas informações para formas mais claras que permitam verificar o real desempenho do método.

Primeiramente, montaram-se as tabelas de probabilidade de acerto de cada oscilograma comparando os resultados obtidos na identificação do **tipo de falta** e na verificação do **equilíbrio** entre as fases a partir das versões comprimidas, em relação aos resultados obtidos na análise da versão original.

A Tabela 6.2 apresenta os resultados da análise do oscilograma rr_5 original e de suas versões comprimidas com as razões de compressão r_{c1} e r_{c2} com respeito a esses dois itens. Note que ocorreu 100% de acerto tanto na identificação da falta quanto na verificação do equilíbrio para as duas razões de compressão.

Da mesma forma, obtiveram-se as probabilidades de acerto para os demais oscilogramas, cujos resultados são apresentados na Tabela de 6.3, bem como os resultados relativos ao oscilograma rr_5 . Observe que houve falha de interpretação

na verificação do equilíbrio entre as fases somente nas versões comprimidas com r_{c2} dos oscilogramas rr_6 e rr_7 . Isso ocorreu porque a quantização dos sinais do oscilograma é realizada de forma independente. Dessa maneira, introduziu-se maior distorção na amplitude e na fase de um dos sinais de tensão em relação aos outros, ocasionando o desequilíbrio. Entretanto, mesmo com um nível de compressão mais alto, o método apresentou um bom desempenho, permitindo 100% de acerto na identificação do tipo de falta. Além disso, ele se mostrou bastante robusto para os arquivos comprimidos com a razão de compressão r_{c1} , permitindo 100% de acerto tanto na identificação da falta quanto na verificação do equilíbrio entre as fases. A Tabela 6.4 apresenta a média das probabilidades de acerto dos oscilogramas e a Figura 6.5 ilustra um gráfico de barras que agrega as probabilidades de acerto de todos os oscilogramas, listadas na Tabela 6.3.

Tabela 6.2: Os resultados da análise do oscilograma rr_5 original e de suas versões comprimidas com as razões de compressão r_{c1} e r_{c2} , com respeito ao tipo de falta e verificação do equilíbrio entre as fases.

	Especialista 1		Especialista 2		Especialista 3	
	Tipo de Falta	Equilíbrio	Tipo de Falta	Equilíbrio	Tipo de Falta	Equilíbrio
original	BN	Sim	BN	Sim	BN	Sim
r_{c1}	BN	Sim	BN	Sim	BN	Sim
r_{c2}	BN	Sim	BN	Sim	BN	Sim

Tabela 6.3: Probabilidades de acerto dos sete oscilogramas para as razões de compressão r_{c1} e r_{c2} .

Oscilograma	Tipo de Falta (%)	Equilíbrio (%)
rr_5	r_{c1}	100
	r_{c2}	100
rr_6	r_{c1}	100
	r_{c2}	66.7
rr_7	r_{c1}	100
	r_{c2}	33.3
rr_8	r_{c1}	100
	r_{c2}	100
rs_1	r_{c1}	100
	r_{c2}	100
rs_2	r_{c1}	100
	r_{c2}	100
rs_3	r_{c1}	100
	r_{c2}	100

Tabela 6.4: Média das probabilidades de acerto dos oscilogramas.

	Tipo de Falta (%)	Equilíbrio (%)
r_{c1}	100	100
r_{c2}	100	85.7

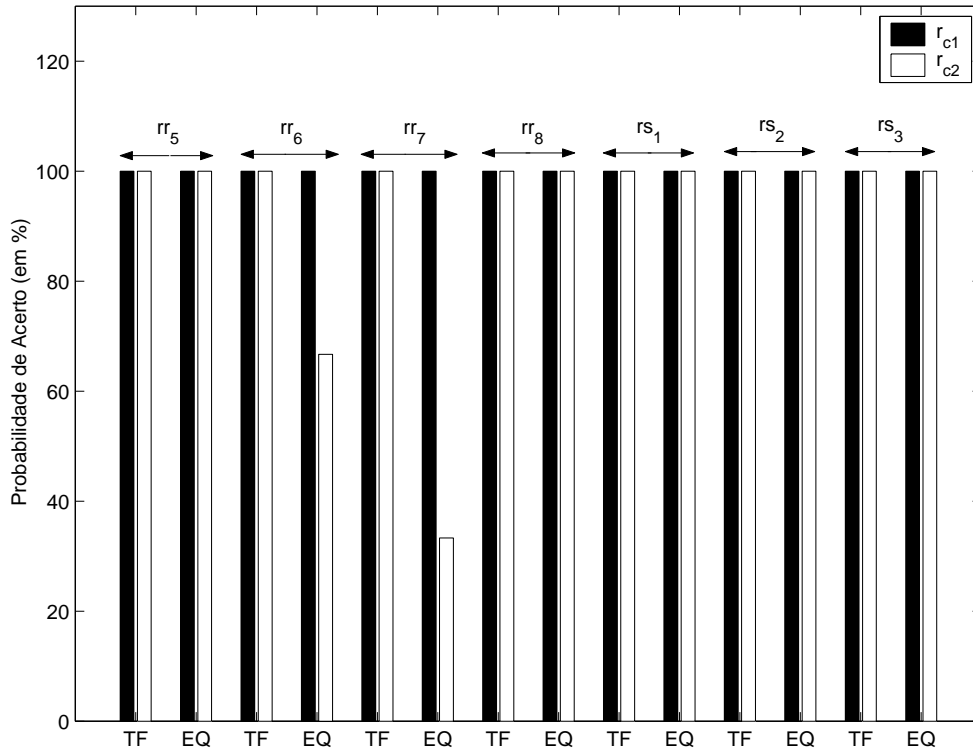


Figura 6.5: Probabilidades de acerto de todos os oscilogramas para as razões de compressão r_{c1} e r_{c2} . TF corresponde ao tipo de falta e EQ, ao equilíbrio entre as fases.

Já considerando os tempos de **início** e **fim** da falta, a **corrente** de curto-circuito e os **módulos** das tensões e correntes das fases na pré-falta e na pós-falta, foi traçado um gráfico de barras para cada oscilograma (Figuras de 6.6 a 6.12) apresentando os erros percentuais médios desses parâmetros a partir dos resultados das análises dos três especialistas. Por exemplo, para um dado oscilograma e um dado especialista, obtém-se o erro percentual da corrente de curto obtida na análise da versão comprimida em relação à corrente obtida na análise da versão original. Em seguida, realiza-se a média aritmética dos erros percentuais dos três especialistas, resultando, assim, no erro percentual médio da corrente de curto do oscilograma para uma dada razão de compressão (r_{c1} ou r_{c2}).

É importante mencionar que os erros percentuais dos tempos de início e fim da falta são calculados com base no tempo de duração da falta, e não em função dos tempos medidos no arquivo original. A Figura 6.13 apresenta a média dos erros percentuais médios entre os oscilogramas.

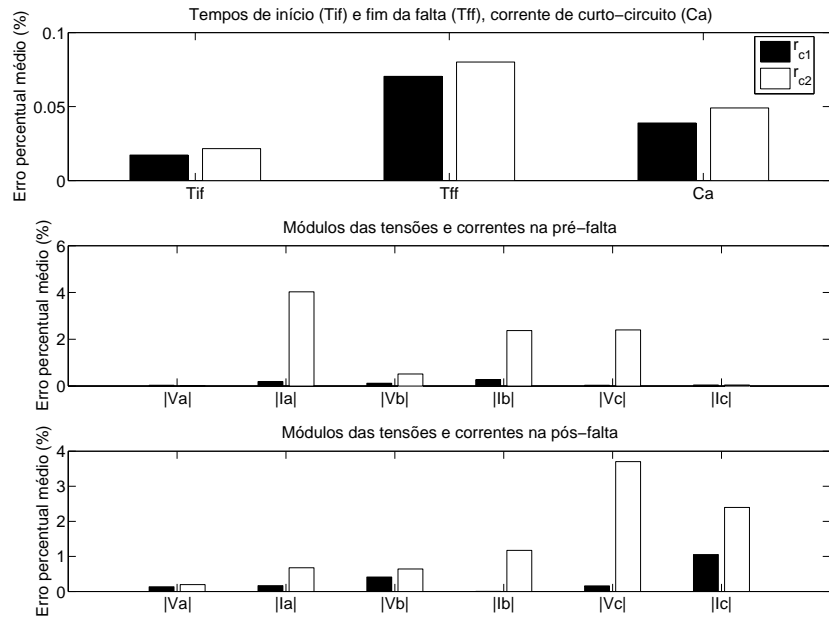


Figura 6.6: Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_5 .

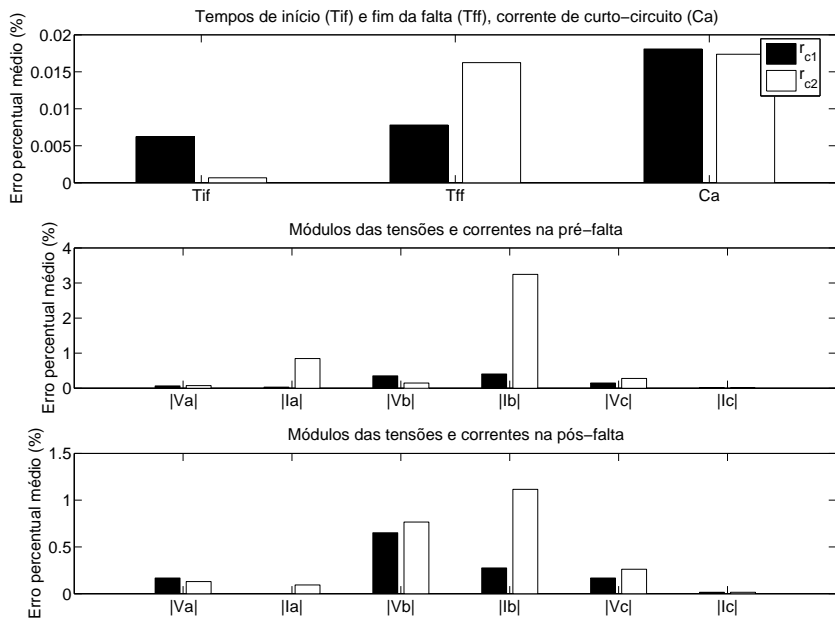


Figura 6.7: Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_6 .

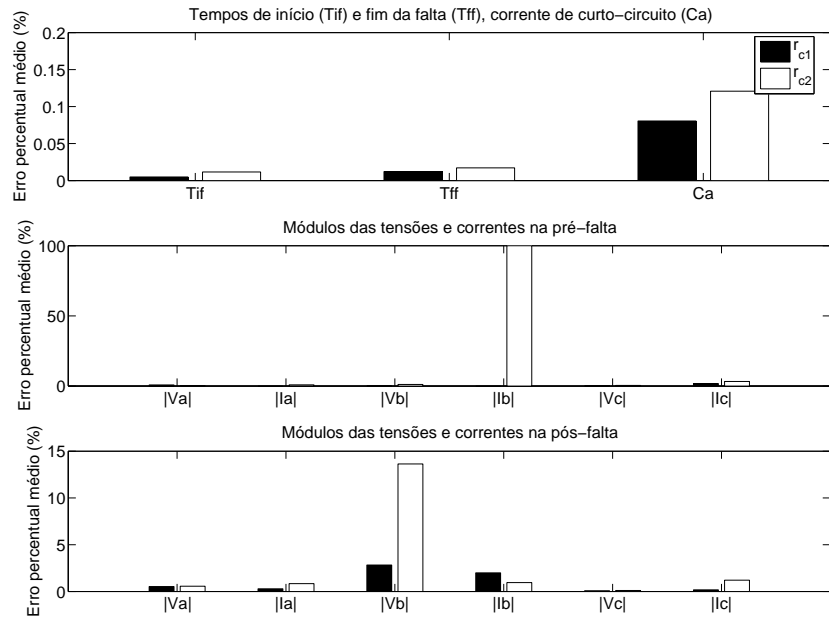


Figura 6.8: Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_7 .

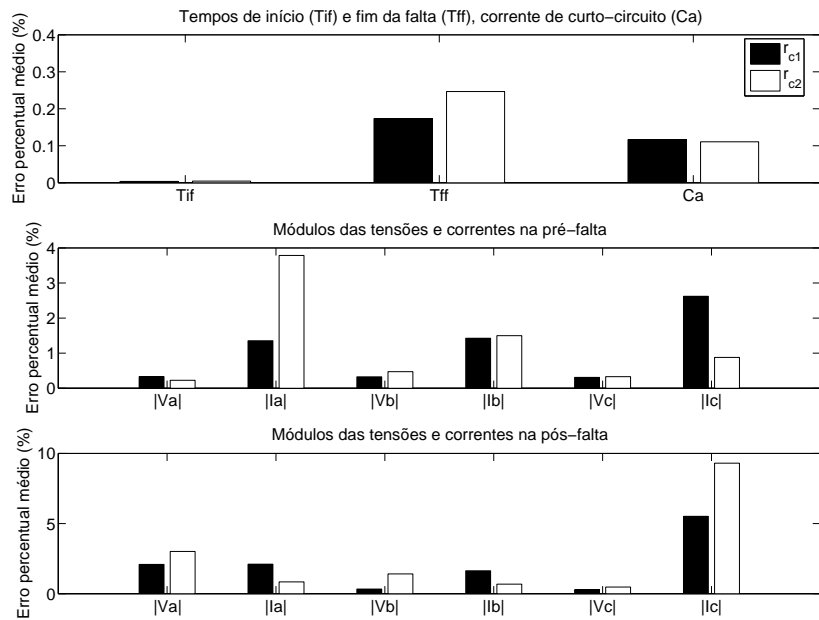


Figura 6.9: Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_8 .

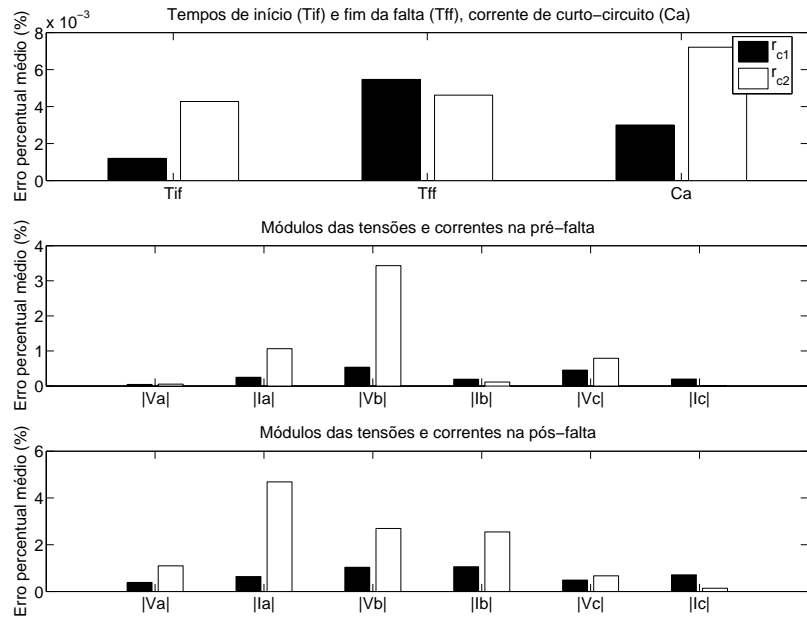


Figura 6.10: Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_1 .

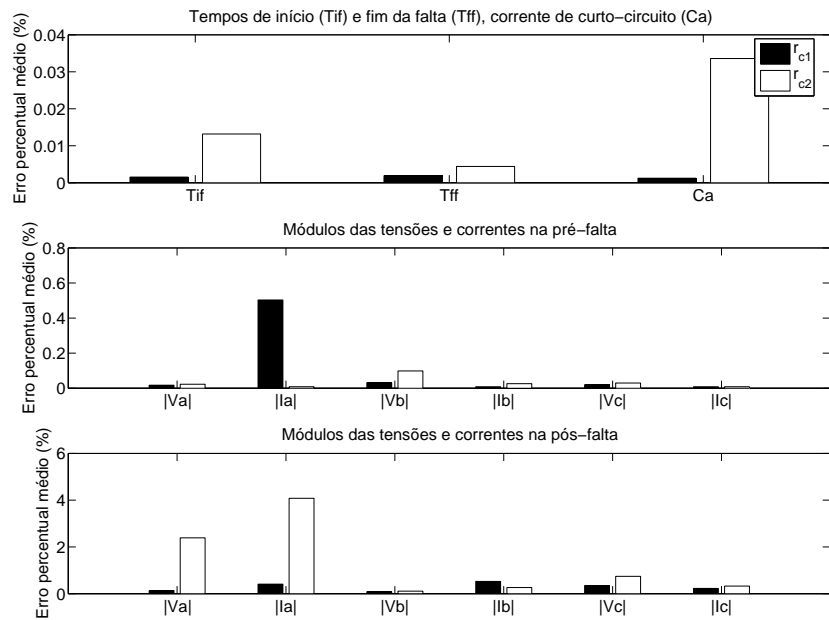


Figura 6.11: Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_2 .

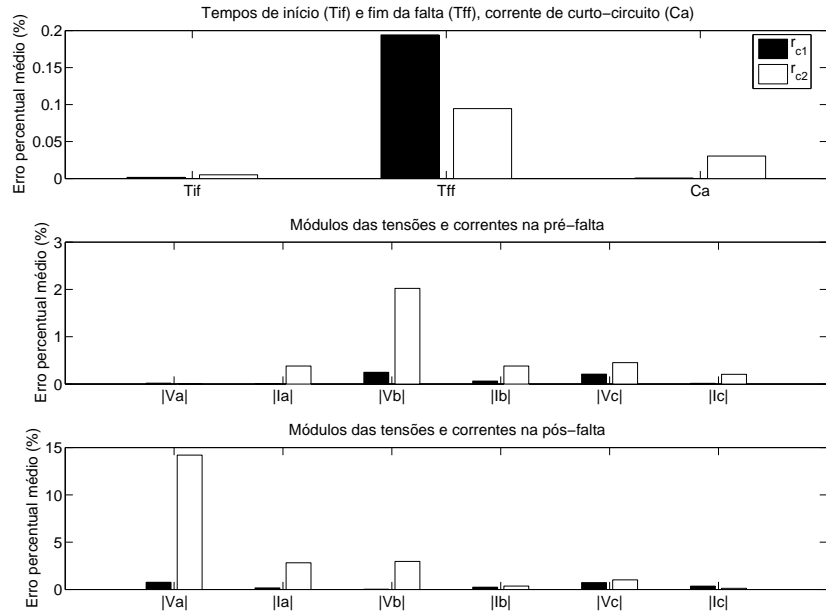


Figura 6.12: Erros percentuais médios dos parâmetros analisados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_3 .

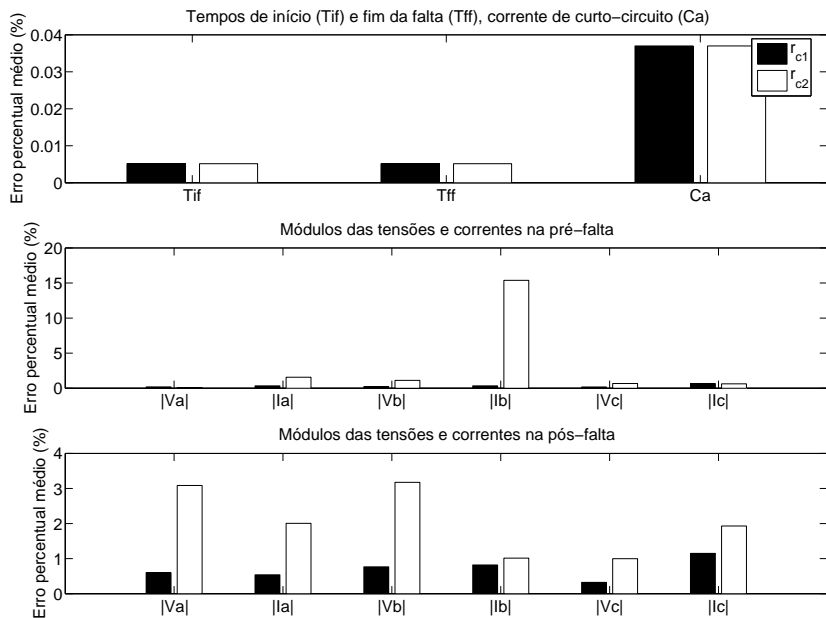


Figura 6.13: Média dos erros percentuais entre os sete oscilogramas

Observe que os resultados foram bastante satisfatórios, contudo note na Figura 6.8 que para o oscilograma rr_7 comprimido com r_{c2} , obteve-se um erro percentual na medição da corrente $|Ib|$ de 100%. Isso pode ser facilmente compreendido ao observarmos o oscilograma comprimido e o compararmos com a sua versão original (ver Apêndice A.3). A Figura 6.14 apresenta somente os sinais dos oscilogramas original e comprimido de rr_7 correspondentes à corrente Ib . Observe que a senóide presente no período de pré-falta da corrente Ib foi eliminada na compressão. Apesar deste fato isolado, obtiveram-se, de um modo geral, erros percentuais bastante reduzidos.

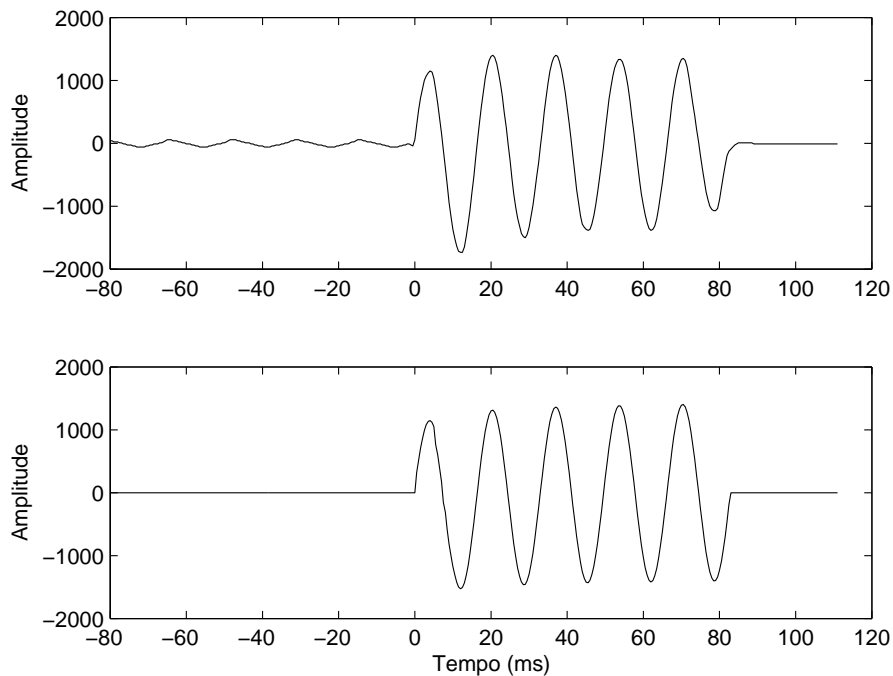


Figura 6.14: Corrente Ib nos oscilogramas original e comprimido de rr_7 .

A partir do gráfico da média dos erros percentuais (ver Figura 6.13), verifica-se que, em geral, os arquivos comprimidos com maior nível de compressão r_{c2} apresentaram maior discrepância nos resultados da análise que os arquivos comprimidos com menor nível de compressão, r_{c1} , o que já era esperado. Contudo, mesmo assim a maioria dos arquivos comprimidos com r_{c2} ainda são aceitáveis. Por exemplo, para os oscilogramas rr_5 e rs_1 obtiveram-se erros abaixo de 6%, mesmo com altas razões de compressão, 12 e 26 respectivamente.

Finalmente, com base nos valores dos ângulos das tensões e correntes das fases obtidos pelos especialistas, foram traçados gráficos de barras correspondentes ao erro absoluto dos valores medidos a partir da análise do arquivo comprimido em relação ao original. As Figuras de 6.15 a 6.21 ilustram os gráficos de erro absoluto médio dos ângulos das tensões e correntes de cada oscilograma. A Figura 6.22 apresenta o gráfico da média dos erros absolutos entre os oscilogramas.

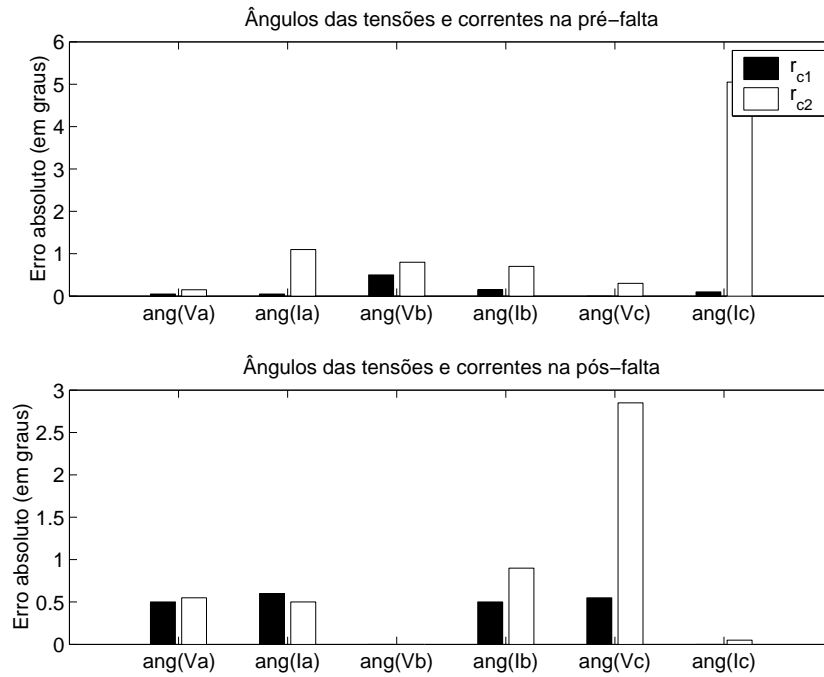


Figura 6.15: Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_5 .

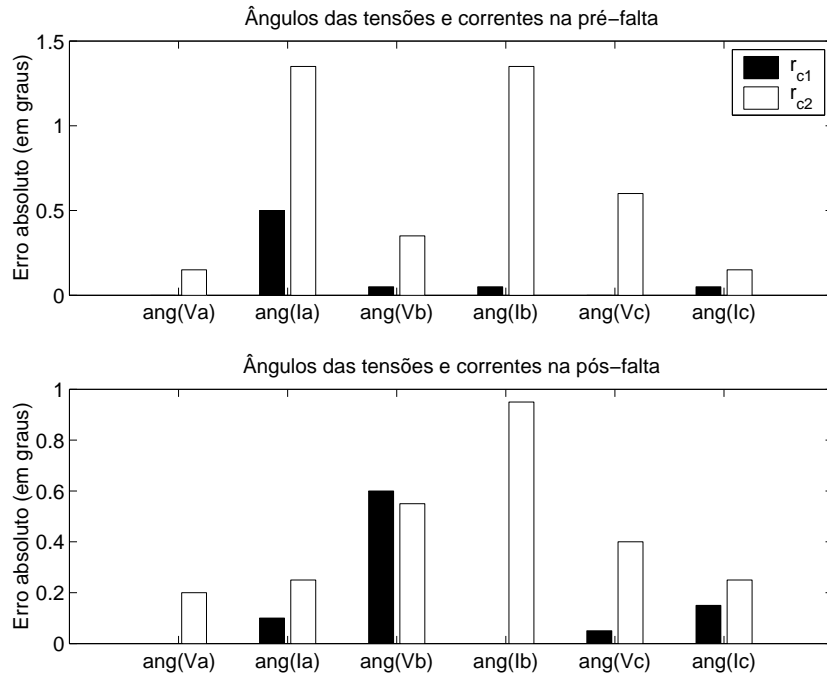


Figura 6.16: Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_6 .

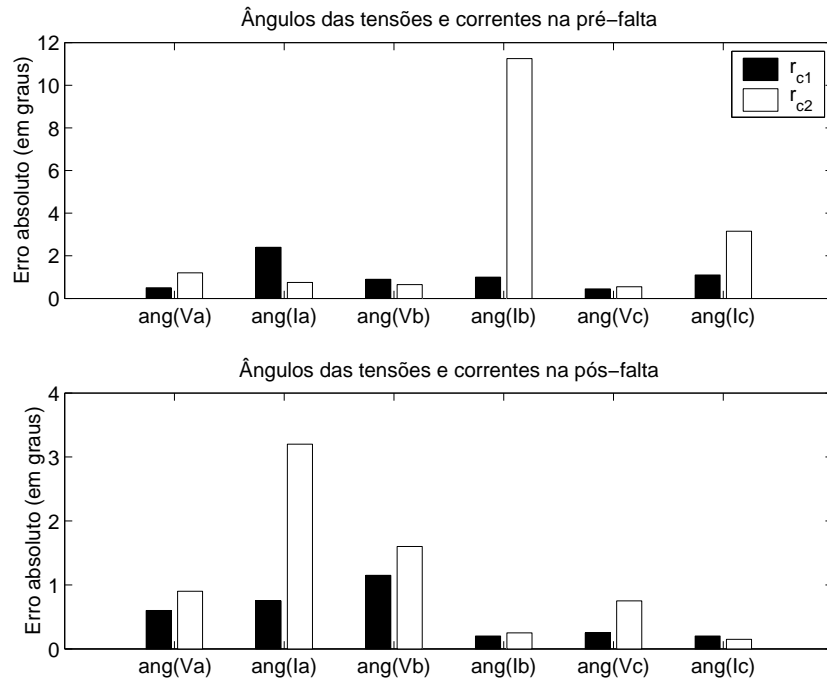


Figura 6.17: Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_7 .

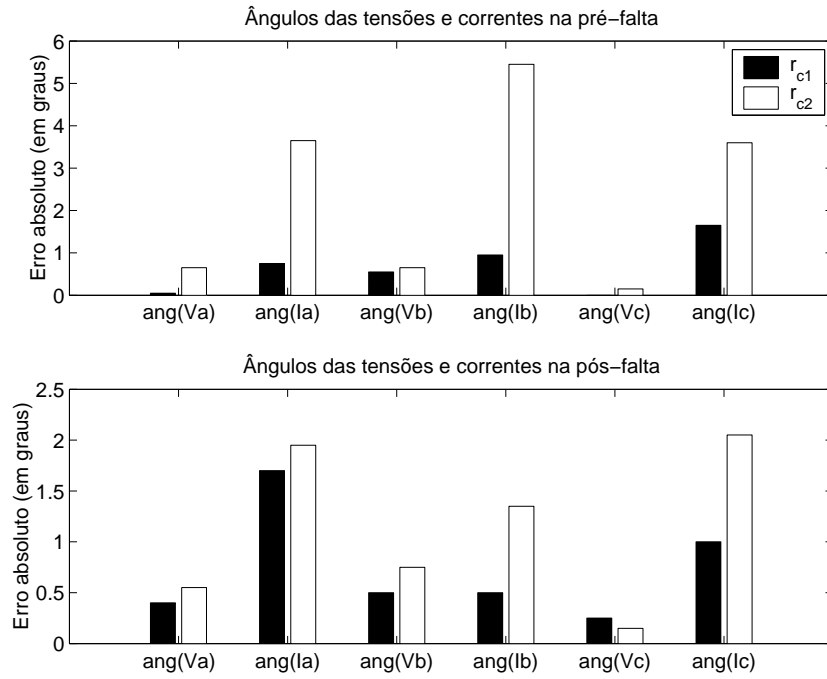


Figura 6.18: Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rr_8 .

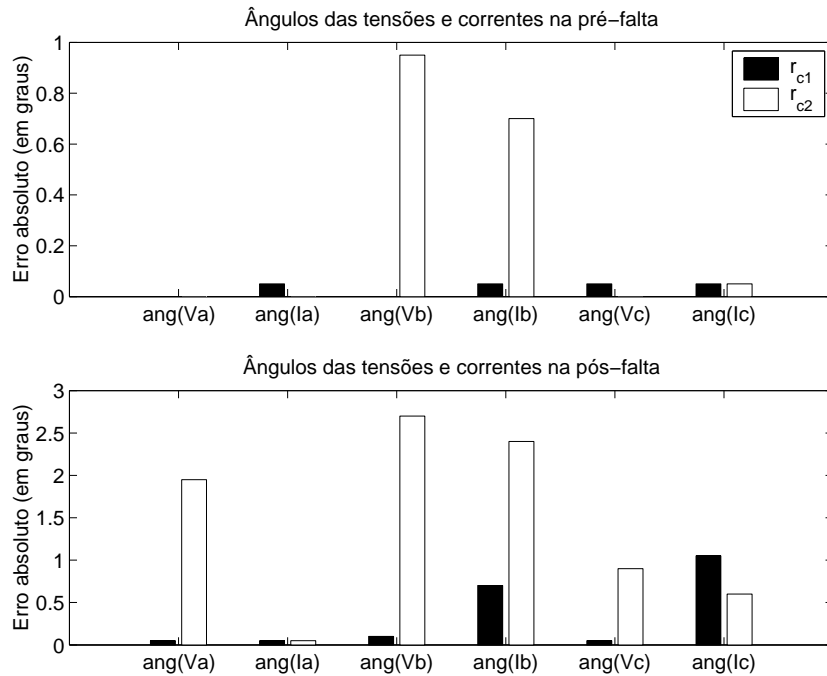


Figura 6.19: Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_1 .

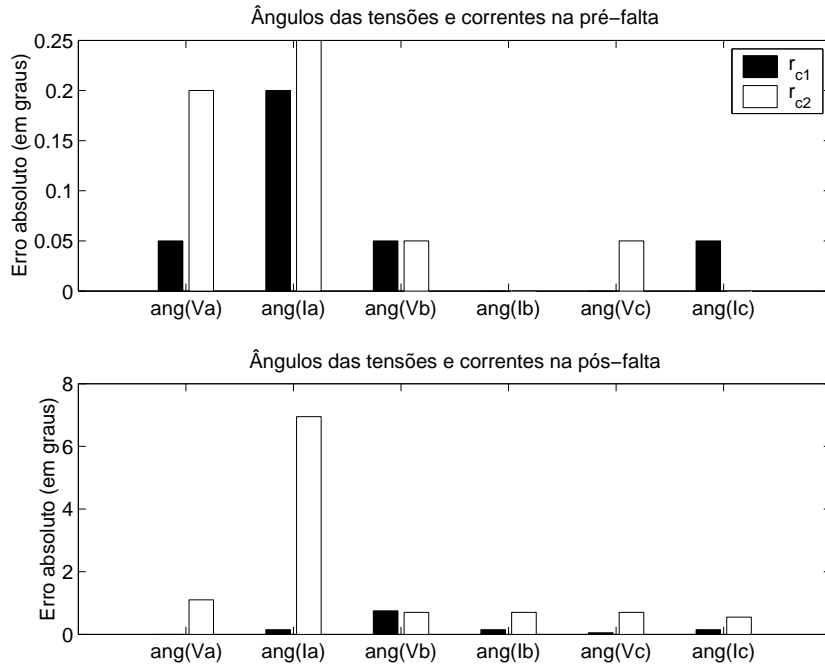


Figura 6.20: Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_2 .

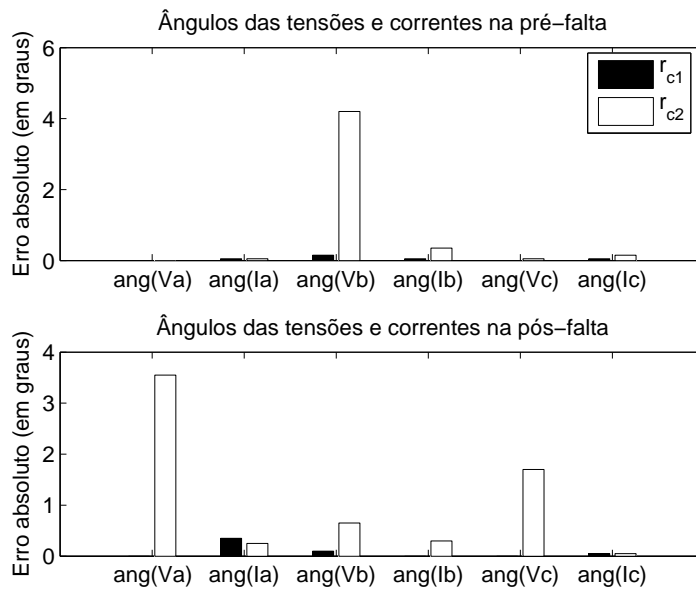


Figura 6.21: Erros absolutos dos valores de ângulo observados nos oscilogramas comprimidos em relação ao original de rs_3 .

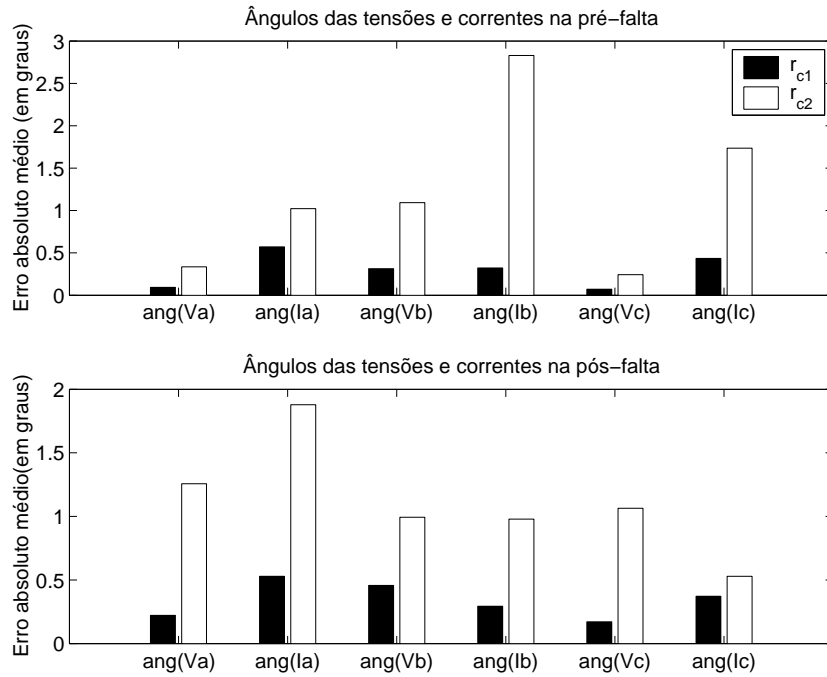


Figura 6.22: Média dos erros absolutos entre os sete oscilogramas.

Da mesma forma, observa-se que os resultados das medições dos ângulos também foram satisfatórios. Note que ocorreu uma maior discrepância na medição do ângulo da corrente Ib no oscilograma rr_7 comprimido com r_{c2} pelo mesmo motivo pelo qual houve um maior erro na medição do módulo, já explicado anteriormente. A compressão inseriu um nível de distorção capaz de eliminar a senóide da pré-falta.

A partir do gráfico das médias dos erros absolutos, verifica-se que, em geral, os arquivos comprimidos com maior nível de compressão, r_{c2} , também apresentaram maior discrepância nos resultados de medição dos ângulos das tensões e das correntes comparados aos resultados obtidos com os arquivos comprimidos com menor nível de compressão, r_{c1} , o que também já se esperava. Novamente, pode-se dizer que, mesmo assim, a maioria dos arquivos comprimidos com r_{c2} ainda são aceitáveis. Por exemplo, para o oscilograma rs_3 , mesmo comprimido com uma razão de compressão de 46 vezes, foi possível obter erros absolutos abaixo de 6 graus.

6.4 Avaliação através da Ferramenta de Localização de Faltas

Nessa avaliação, utilizou-se uma ferramenta capaz de calcular a distância de uma falta ocorrida em uma linha de transmissão no mesmo conjunto de oscilogramas avaliado pelos especialistas, com exceção dos oscilogramas rr_6 e rr_8 , pois nestes casos a falta não ocorreu na linha monitorada. Maiores detalhes sobre o algoritmo de localização de faltas podem ser encontrados em [35, 36].

A Tabela 6.5 lista as distâncias, em percentual do comprimento da linha de transmissão, encontradas aplicando-se o algoritmo de localização de faltas nos oscilogramas originais e em suas versões comprimidas.

Tabela 6.5: Resultados dos testes de localização de faltas. A distância da falta é dada em percentual do comprimento total da linha de transmissão.

Oscilograma		Distância (%)
rr_5	original	77.2
	r_{c1}	77.7
	r_{c2}	77.8
rr_7	original	58.7
	r_{c1}	58.7
	r_{c2}	61.1
rs_1	original	25.3
	r_{c1}	25.8
	r_{c2}	26.5
rs_2	original	26.9
	r_{c1}	27.2
	r_{c2}	33
rs_3	original	25.3
	r_{c1}	25.5
	r_{c2}	24

Com base nessa tabela, construiu-se um gráfico, ilustrado na Figura 6.23, que

apresenta os erros absolutos das distâncias obtidas para os oscilogramas comprimidos (com as razões de compressão r_{c1} e r_{c2}) em relação à distância obtida para o original. Note que os arquivos comprimidos com r_{c1} apresentaram erros abaixo de 1%; novamente, constata-se a robustez do método para tais níveis de compressão. Mesmo os arquivos comprimidos com maior razão de compressão, r_{c2} , apresentaram bons resultados, sendo que o maior erro, correspondente ao oscilograma rs_2 , foi de 6% do comprimento total da linha. Segundo os especialistas essa magnitude de erro somente não é aceitável em algumas situações.

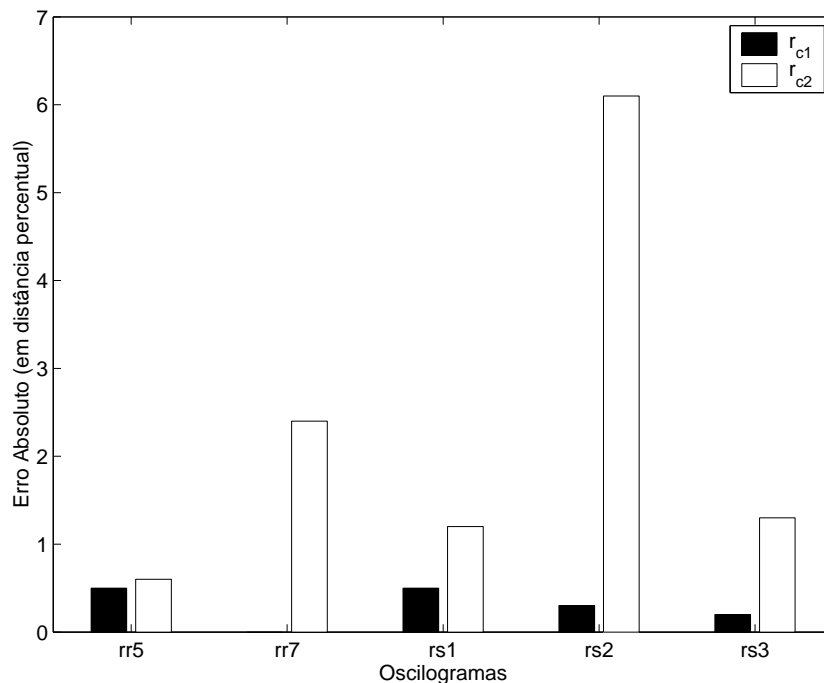


Figura 6.23: Erros absolutos das distâncias obtidas para os oscilogramas comprimidos (com as razões de compressão r_{c1} e r_{c2}) em relação à distância obtida para o original.

Em seguida, construiu-se um gráfico, ilustrado na Figura 6.24, que apresenta os erros absolutos das distâncias obtidas para as versões original e comprimidas dos arquivos simulados (rs_1 , rs_2 e rs_3) em relação à distância definida na geração do arquivo simulado original. O valor da distância é o mesmo para todos os arquivos simulados e equivale a 25% do comprimento da linha. Observe que o algoritmo de localização de faltas possui uma boa precisão, pois obtiveram-se erros menores que 2% para os oscilogramas originais.

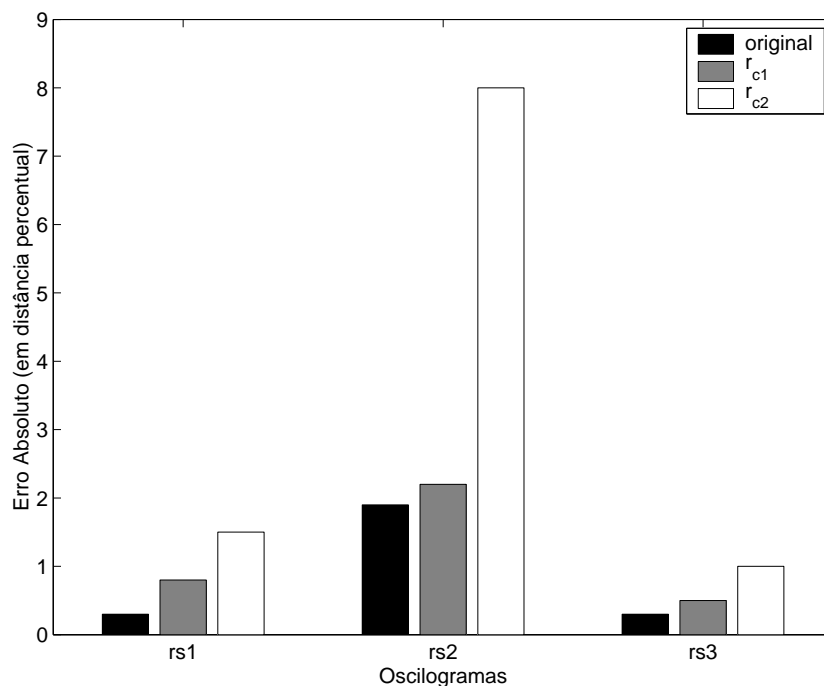


Figura 6.24: Erros absolutos das distâncias obtidas para as versões original e comprimidas dos arquivos simulados (rs_1 , rs_2 e rs_3) em relação à distância pré-definida na geração do arquivo simulado original.

6.5 Conclusões

A partir dos resultados das avaliações apresentados neste capítulo, observou-se que a probabilidade de erro das análises dos arquivos comprimidos com esses dois níveis de compressão é pequena.

Observou-se que os erros de interpretação do equilíbrio entre as fases ocorreram, porque introduziu-se maior distorção na amplitude e na fase de um dos sinais de tensão em relação aos outros, dado que os sinais do oscilograma são quantizados de forma independente.

Verificou-se o bom desempenho do método na compressão dos arquivos com níveis razoáveis de compressão variando de 3 a 12 vezes. Conclui-se que para tais níveis de compressão o especialista irá obter os mesmos resultados de análise da versão comprimida em relação ao original.

Quanto aos arquivos comprimidos com maiores níveis de compressão variando de 12 a 46 vezes, observou-se que em alguns casos ocorreria falha de interpretação

em alguns procedimentos da análise; entretanto, na maioria dos casos, o método apresentou um bom desempenho. Portanto, conclui-se que mesmo com esses níveis de compressão mais altos a probabilidade de erro ainda é pequena, comprovando a robustez do método.

Além disso, o bom desempenho do método já era esperado, visto que se trata de um método de compressão por síntese e não por formas de onda. Nesse caso, quantizam-se os parâmetros dos átomos e não as amostras do sinal. Dessa forma, foi possível obter uma maior razão de compressão com menos inserção de distorção nos sinais.

Dado que a compressão é realizada por síntese, espera-se que o resultado da decomposição coerente resulte em formas de onda que possam, de alguma forma, diminuir os erros de interpretação dos sinais do oscilograma, bem como revelar fenômenos que não podem ser observados diretamente através da simples visualização da perturbação.

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho, apresentou-se um método de compressão por síntese de arquivos de oscilografia usando decomposições adaptativas redundantes capazes de fornecer uma representação coerente com os fenômenos presentes nos sinais. Quando isso ocorre, estas podem ser denominadas decomposições coerentes. Para isso, utilizou-se a técnica de *Matching Pursuits* com base em um dicionário de exponenciais, cujos elementos possuem alta correlação com os fenômenos de perturbações elétricas.

Primeiramente, verificou-se a importância da oscilografia na análise pós-evento de perturbações elétricas, destacando-se os procedimentos mais comuns realizados por um especialista em análise de perturbações e a importância de se utilizar ferramentas computacionais específicas para obter informações que não são encontradas de forma trivial apenas visualizando os sinais dos oscilogramas.

Observou-se também a necessidade de se desenvolver métodos de compressão de arquivos de oscilografia para um uso mais eficiente dos recursos de transmissão e armazenamento, visto que o número de arquivos de oscilografia tem aumentado significativamente. Isso está acontecendo devido à disseminação dos registradores digitais de perturbações em sistemas de proteção.

Em seguida, realizou-se um estudo mais detalhado sobre as decomposições adaptativas redundantes. Verificou-se que é possível obter uma representação coerente do sinal, caso utilizemos um dicionário de elementos que possuam alta correlação com os fenômenos presentes no mesmo. Além disso, viu-se um outro aspecto importante, relacionado ao critério de parada da decomposição, que garante a coerência da representação. Contudo, surgiu a seguinte dúvida: uma representação

coerente também pressupõe que seja compacta?

Com base nos resultados da decomposição utilizada neste trabalho, observou-se que normalmente se obtém um grande número de coeficientes, porém, a maioria com baixa energia. Através da quantização, eles podem ser eliminados, proporcionando, assim, um bom nível de compactação da representação do sinal.

A partir das modificações realizadas no método de decomposição coerente apresentado em [3], observou-se que o método proposto realmente passou a apresentar um menor custo computacional, graças às modificações realizadas na etapa de aproximação inicial do resíduo. Nesse caso, ao invés de iniciarmos a busca em um dicionário de gaussianas para, em seguida, estimarmos a exponencial, iniciamos diretamente com um dicionário de exponenciais. Além disso, as alterações realizadas no procedimento de reconhecimento de fenômenos localizados resultaram em um bom desempenho na identificação das estruturas presentes nos sinais, proporcionando, assim, maior grau de coerência de suas representações.

É importante destacar que foram obtidos novos valores para os critérios de parada da decomposição a partir do dicionário de exponenciais. Em [3], haviam sido considerados os valores para o dicionário de gaussianas.

Posteriormente, descreveu-se com detalhes o método de compressão de arquivos de oscilografia proposto, fornecendo primeiramente uma visão geral e, em seguida, detalhando a forma como foi realizada a quantização dos parâmetros do livro de estruturas. Projetaram-se os quantizadores com o propósito de se obter melhor desempenho do método em termos de taxa-distorção. Dessa forma, a compressão passou a ser controlada pela taxa, sendo que para uma dada taxa escolhe-se o quantizador que resulta na menor distorção no sinal.

Enfim, avaliou-se o desempenho do método de compressão com base nos procedimentos mais comuns realizados por especialistas em análise de perturbações. Essas avaliações foram realizadas com o auxílio de especialistas de Furnas Centrais Elétricas e do Centro de Pesquisa de Energia Elétrica (CEPEL). A partir dos resultados das avaliações apresentados, observou-se que a probabilidade de erro das análises dos arquivos comprimidos com os dois níveis de compressão considerados é pequena, demonstrando a consistência do método.

Observou-se que os erros de interpretação do equilíbrio entre as fases ocorre-

ram, porque introduziu-se maior distorção na amplitude e na fase de um dos sinais de tensão em relação aos outros, dado que os sinais do oscilograma são quantizados de forma independente.

Verificou-se o bom desempenho do método na compressão dos arquivos com níveis razoáveis de compressão, variando de 3 a 12 vezes. Conclui-se que para tais níveis de compressão, o especialista irá obter os mesmos resultados de análise da versão comprimida em relação ao original.

Quanto aos arquivos comprimidos com maiores níveis de compressão variando de 12 a 46 vezes, observou-se que em alguns casos ocorreria falha de interpretação em alguns procedimentos da análise; entretanto, em geral, o método apresentou um bom desempenho, visto que na maioria dos casos isso não ocorreria. Portanto, conclui-se que mesmo com os níveis de compressão mais altos, a probabilidade de erro ainda é pequena, comprovando a robustez do método.

O bom desempenho obtido pelo método já era esperado, visto que se trata de um método de compressão por síntese, e não por formas de onda. Nesse caso, quantizam-se os parâmetros dos átomos, e não as amostras do sinal. Dessa forma, foi possível obter uma bom nível de compressão de compressão com menos inserção de distorção nos sinais.

Um outro fato importante é que, dado que a compressão é realizada por síntese, espera-se que o resultado da decomposição coerente resulte em formas de onda que possam, de alguma forma, diminuir os erros de interpretação dos sinais do oscilograma por especialistas, bem como revelar fenômenos que não podem ser observados diretamente através da simples visualização da perturbação.

Na realidade, a fim de se obter um conhecimento mais profundo do desempenho do método seria necessário gerar um número maior de versões comprimidas dos oscilogramas com intervalos menores entre razões de compressão, dando, assim, maior refinamento às avaliações. Por outro lado, como o número de oscilogramas a serem avaliados iria aumentar significativamente e o tempo para se fazer os testes era limitado, decidiu-se gerar somente dois níveis de compressão. Entretanto, mesmo assim, foi possível constatar que o método de compressão proposto tende a apresentar altas razões de compressão aliadas a baixas taxas de erros na análise.

Contribuições do trabalho

Resumindo, as principais contribuições deste trabalho foram:

1. Modificações no algoritmo de decomposição coerente apresentado em [3] com o propósito de:
 - (a) Diminuir o custo computacional;
 - (b) Aumentar o grau de coerência da representação do sinal.
2. Ajuste no cálculo da fase ótima;
3. Obtenção de novos valores para os critérios de parada da decomposição a partir do dicionário de exponenciais, proporcionando, também, um aumento do grau de coerência da representação do sinal;
4. Projeto dos quantizadores para que o método obtivesse um melhor desempenho em termos de taxa-distorção;
5. Avaliação do desempenho do método de compressão com base nos procedimentos mais comuns realizados por especialistas em análise de perturbações;
6. Desenvolvimento de uma ferramenta de compressão de arquivos de oscilografia escrita na linguagem de programação C++;

Trabalhos futuros

Algumas das sugestões para dar continuidade ao trabalho estão listadas a seguir:

1. Introduzir no método de compressão de oscilogramas um codificador por entropia, aumentando ainda mais o seu desempenho de compressão;
2. Introduzir no modelo de sinais elétricos componentes de frequências distintas dos harmônicos com o propósito de tratar fenômenos que incluam variações na frequência fundamental, como, por exemplo, os fenômenos sub-síncronos;
3. Realizar testes mais extensos, a fim de se avaliar com maior profundidade o desempenho deste método de compressão para um maior número de versões comprimidas de cada oscilograma;

4. Verificar se o conhecimento das componentes dos fenômenos, proporcionado como um “bônus” pelo método proposto, pode ajudar a diminuir os erros de interpretação dos sinais do oscilograma por especialistas, bem como revelar fenômenos os quais não podem ser observados diretamente através da simples visualização da perturbação;
5. Aplicar o método de compressão em oscilogramas de longa duração;
6. Desenvolver um esquema de quantização conjunta entre os sinais do oscilograma, com o intuito de evitar o desequilíbrio entre as fases na pré-falta, quando este inexistente no arquivo original.

Referências Bibliográficas

- [1] LOVISOLO, L., *Representação de Sinais Usando Dicionário de Exponenciais*. Tema de Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Dezembro 2004.
- [2] RODRIGUES, M. A. M., *Decomposições Eficientes para Codificação de Sinais*. Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Março 1999.
- [3] LOVISOLO, L., RODRIGUES, M. A. M., DA SILVA, E. A. B., *et al.*, “Efficient Coherent Adaptive Representations of Monitored Electric Signals in Power Systems Using Damped Sinusoids”, 2005. A ser publicado em *IEEE Transactions on Signal Processing*.
- [4] RODRIGUES, M. A. M., FIGUEIREDO, M. V. F., MIRANDA, A. L. L., *et al.*, “Oscillography for Power System Operational Planning”. In: *VII Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning*, May 2000.
- [5] MAEZONO, P. K., *Análise de Perturbações: Conceitos e Conhecimentos Básicos*. Apostila do curso oferecido pela Schweitzer Engineering Laboratories, Julho 2001.
- [6] MALLAT, S., ZHANG, Z., “Matching Pursuits with Time-Frequency Dictionaries”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 41, n. 12, pp. 3397–3415, December 1993.
- [7] LOVISOLO, L., *Representações Coerentes de Sinais Elétricos*. Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Abril 2001.
- [8] RODRIGUES, M. A. M., FILHO, S. M., VILELA, J. M. F., “Ferramentas Computacionais Tradicionais e Inteligentes para a Análise de Perturbações em

- Sistemas de Potência”. In: *XIV Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, Belém, 1997.
- [9] IEEE, “Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE) for Power Systems”, IEEE c37.111-1991, com revisões em 1997 e 1999.
- [10] MALLAT, S., *A Wavelet Tour of Signal Processing*. San Diego, Califórnia, USA, Academic Press, 1998.
- [11] DAUBECHIES, I., *Ten Lectures on Wavelets*. Philadelphia, Pennsylvania, USA, Society for Industrial and Applied Mathematics, 1991.
- [12] COIFMAN, R. R., WICKERHAUSER, M. V., “Entropy-Based Algorithms for Best-Basis Selection”, *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 38, n. 2, pp. 713–718, March 1992.
- [13] CHEN, S., DONOHO, D., “Basis Pursuit”. In: *Proceeding of the 28th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, v. 1, pp. 41–44, September 1994.
- [14] CHEN, S., DONOHO, D., SAUNDERS, M., “Basis Pursuit”, <http://www-stat.stanford.edu/~donoho/Reports/199530401.ps.Z>, 1995, Department of Statistics, Stanford University.
- [15] DAVIS, G., *Adaptive Nonlinear Approximations*. Ph.D. Thesis, Courant Institute of Mathematical Sciences, C. S. Dept, NYU, New York, USA, September 1994.
- [16] XU, W., “Component Modelling Issues for Power Quality Assessment”, *IEEE Power Engineering Review*, v. 21, n. 11, pp. 12–15,17, November 2001.
- [17] LOBOS, T., RESMER, J., KOGLIN, H. J., “Analysis of Power System Transients Using Wavelets and Prony Method”. In: *IEEE Porto Power Tech Conference*, v. 4, Porto, Portugal, September 2001.

- [18] TAWFIK, M. M., MORCOS, M. M., “ANN-Based Techniques for Estimating Fault Location on Transmission Lines using Prony Method”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 16, n. 2, pp. 219–224, April 2001.
- [19] LOVISOLO, L., DA SILVA, E. A. B., DINIZ, P. S. R., “Construção de Frames Exponenciais Descrescentes para Algoritmos de Decomposição Adaptativa de Sinais”. In: *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Belém, Brasil, Setembro 2004.
- [20] FERRANDO, S. E., KOLASA, L. A., KOVACEVIC, N., “Algorithm 820: A Flexible Implementation of Matching Pursuit for Gabor Functions on the Interval”, *ACM Transactions on Mathematical Software(TOMS)*, v. 28, pp. 337–353, September 2002.
- [21] INGBER, A. L., “Adaptive Simulated Annealing (ASA): Lessons Learned”, *Journal of Control and Cybernetics*, , 1995.
- [22] SOUZA-FILHO, J. B. O., *Ensaio com o Adaptive Simulated Annealing (ASA)*, Relatório Técnico, PEE/COPPE/UFRJ, 2003.
- [23] INGBER, A. L., “Very Fast Simulated Re-annealing”, *Journal of Mathematical Computing Modeling*, v. 12, pp. 967–973, 1989.
- [24] INGBER, A. L., “Simulated Annealing: Practice versus Theory”, *Journal of Mathematical Computing Modeling*, v. 18, n. 11, pp. 29–57, 1993.
- [25] MENDONÇA, P. S., CALÔBA, L. P., “New simulated annealing algorithms”. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, v. 3, pp. 1668–1671, June 1997.
- [26] MONTEIRO, J. B., *Identificação de Sistemas Dinâmicos Não Lineares Usando Redes Neurais*. Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Novembro 1997.
- [27] DE VORE, R. A., TEMLYAKOV, V. N., “Some Remarks in Greedy Algorithms”, *Advances in Computational Mathematics*, v. 5, pp. 173–187, September 1996.

- [28] LOVISOLO, L., RODRIGUES, M. A. M., SILVA, E. A. B. D., *et al.*, “Coherent Decompositions of Power Systems Signals Using Damped Sinusoids with Applications to Denoising”. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, v. 5, Scottsdale, AZ, USA, May 2002.
- [29] DA SILVA, E. A. B., “Introdução ao Vídeo Digital”, 2002. Apostila da disciplina de TV digital oferecido no curso de engenharia eletrônica UFRJ.
- [30] SAYOOD, K., *Introduction to Data Compression*. 2 ed. San Francisco, Califórnia, USA, Morgan Kaufman, 2000.
- [31] GERSHO, A., GRAY, R. M., *Vector Quantization and Signal Compression*. Norwell, Massachusetts, USA, Kluwer Academic Publishers, 1992.
- [32] BELL, T. C., CLEARY, J. G., WITTEN, I. H., *Text Compression*. Englewood, New Jersey, USA, Prentice Hall, 1990.
- [33] ORTEGA, A., RAMCHANDRAN, K., “Rate-Distortion Methods for Image and Video Compression”, *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 15, pp. 23–50, November 1998.
- [34] CEPTEL, “Sistema Integrado de Apoio à Análise de Perturbações”, <http://www.sinape.cepel.br>.
- [35] TAKAGI, T., YAMAKOSHI, Y., BABA, J., *et al.*, “A new algorithm of an accurate fault location for EHV/UHV transmission lines: Part I - Fourier Transformation Method”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-100, n. 3, March 1981.
- [36] TAKAGI, T., YAMAKOSHI, Y., BABA, J., *et al.*, “A new algorithm of an accurate fault location for EHV/UHV transmission lines: Part II - Laplace Transformation Method”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-101, n. 3, March 1982.

Apêndice A

Sinais e Oscilogramas

Neste apêndice, encontram-se os sinais e os oscilogramas utilizados neste trabalho. Primeiramente, apresentam-se, na Tabela A.1, as principais características de cada sinal ou oscilograma.

Tabela A.1: Características dos sinais e dos oscilogramas utilizados neste trabalho.

Sinal ou Oscilograma	Tipo	Freq. de Amostragem (amostras/s)	Número de Amostras	Tipo de Falta	Distância da Falta Simulada (%)	Tamanho da Linha (km)
s_1	sintético	1200	128	-	-	-
s_2	sintético	1200	128	-	-	-
s_3	sintético	1200	128	-	-	-
s_4	sintético	1200	128	-	-	-
rr_1	real	2000	794	AN	-	-
rr_2	real	1200	221	AN	-	-
rr_3	real	2000	592	AN	-	-
rr_4	real	2592	512	BN	-	-
rr_5	real	2000	257	BN	-	-
rr_6	real	2000	512	BN	-	-
rr_7	real	2000	383	BN	-	-
rr_8	real	4800	1022	AN	-	-
rs_1	simulado	2880	864	AN	25	195
rs_2	simulado	2880	864	AN	25	195
rs_3	simulado	2880	864	AN	25	195

A.1 Sinais Sintéticos

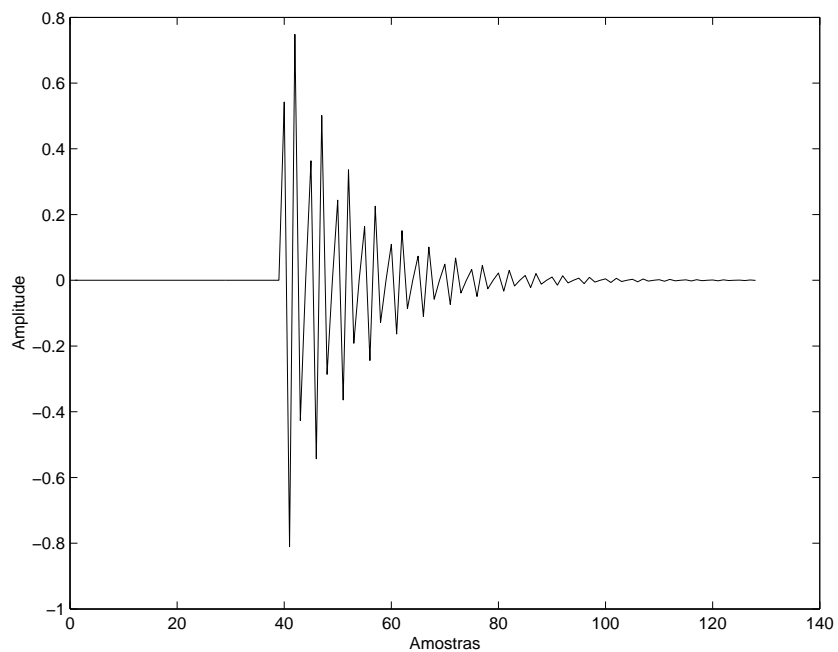


Figura A.1: Oscilograma s_1 .

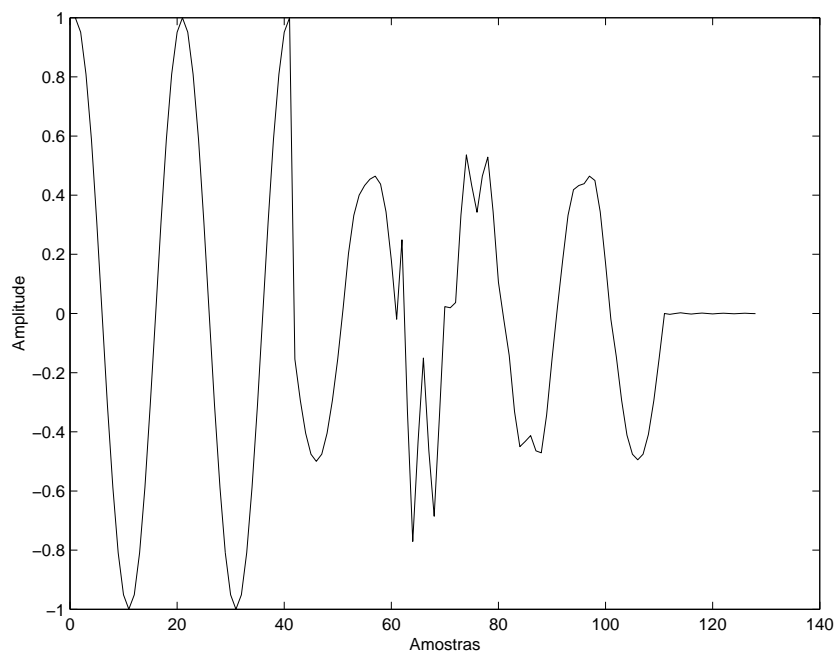


Figura A.2: Oscilograma s_2 .

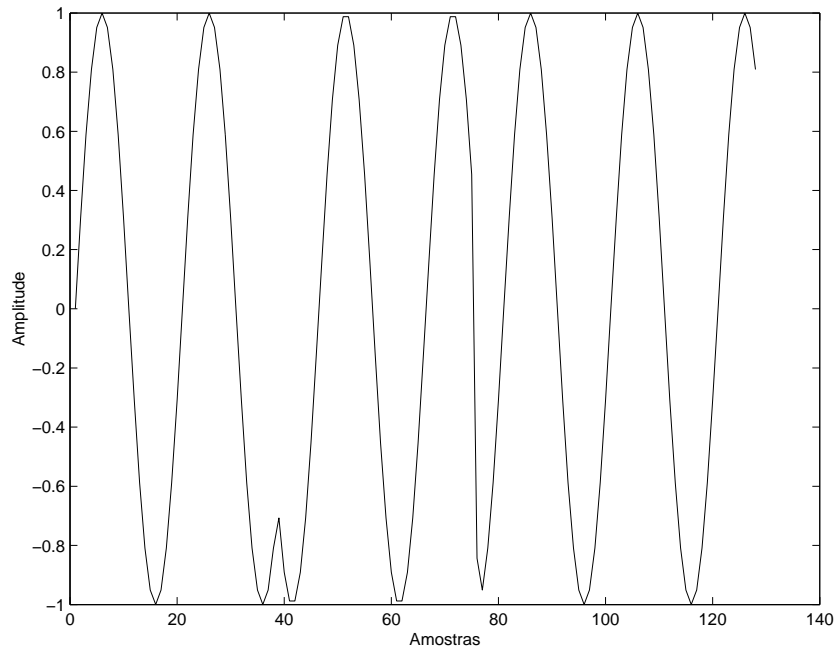


Figura A.3: Oscilograma s_3 .

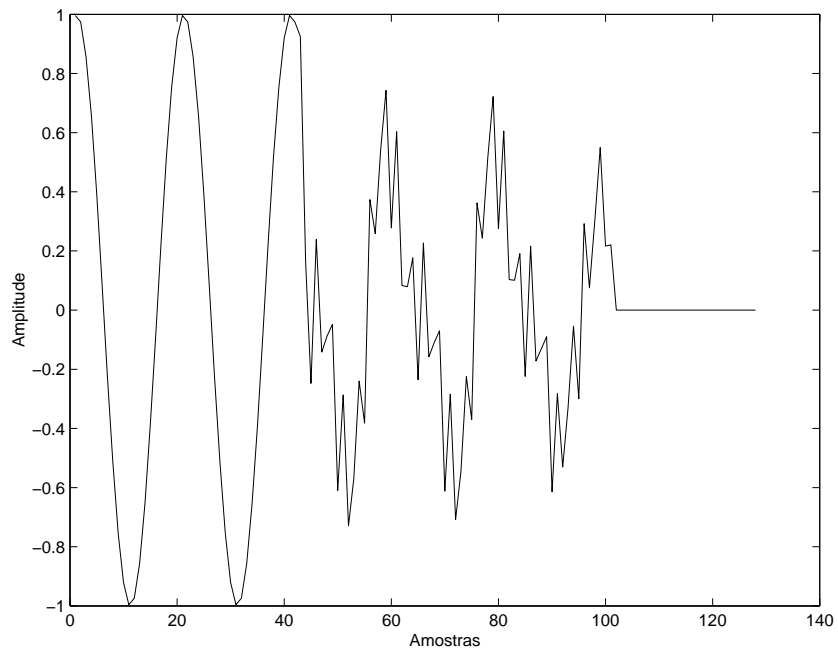


Figura A.4: Oscilograma s_4 .

A.2 Oscilogramas Reais Utilizados no Projeto dos Quantizadores

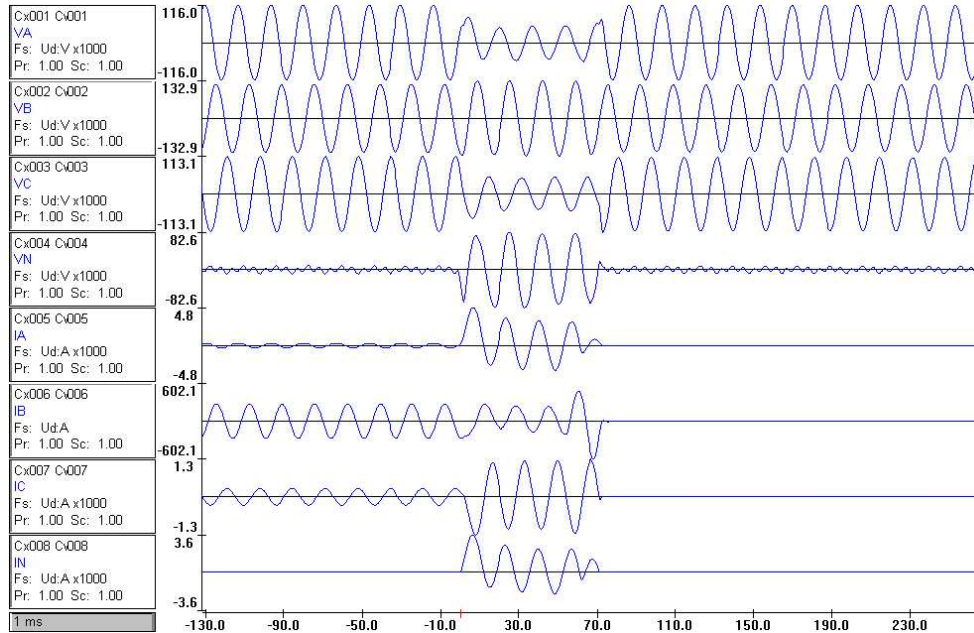


Figura A.5: Oscilograma rr_1 .

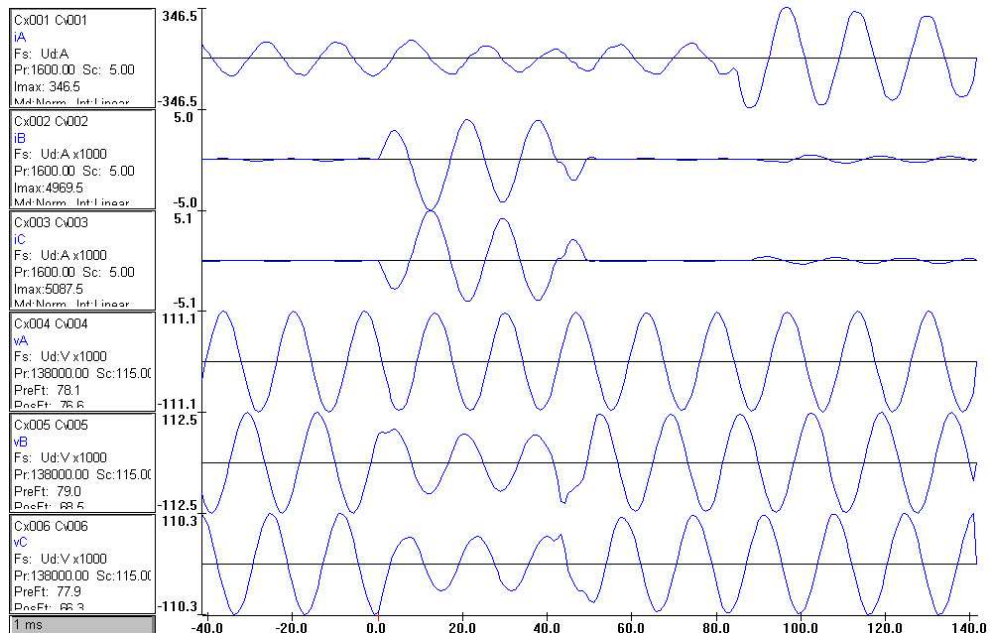


Figura A.6: Oscilograma rr_2 .

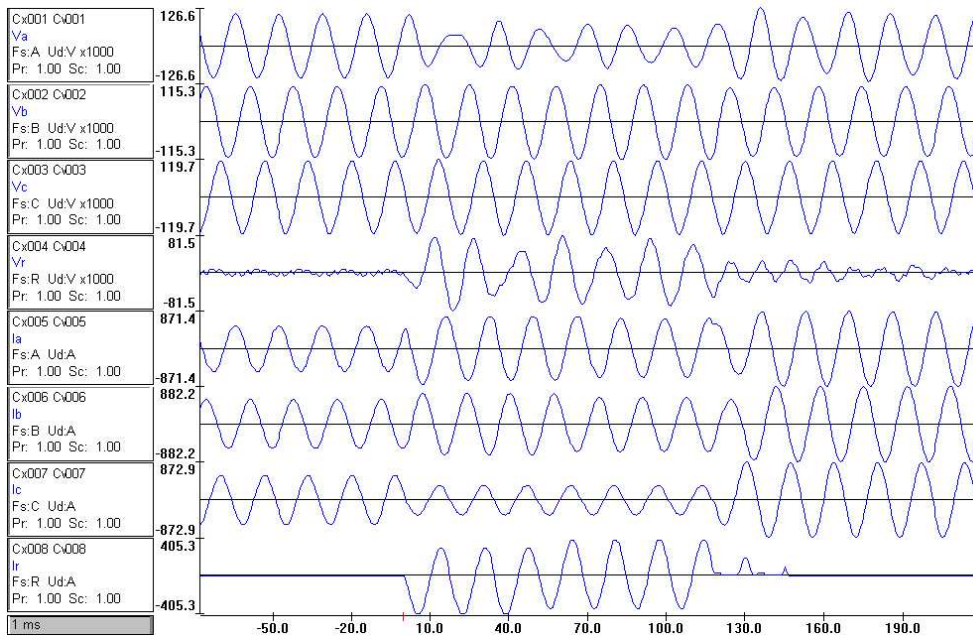


Figura A.7: Oscilograma rr_3 .

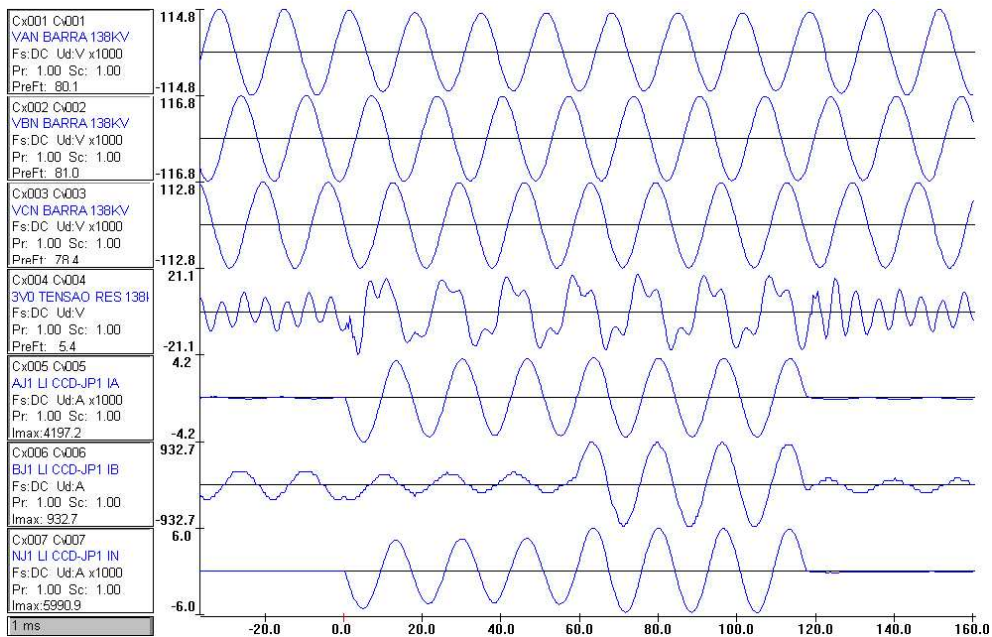


Figura A.8: Oscilograma rr_4 .

A.3 Oscilogramas Utilizados nas Avaliações

A.3.1 Oscilogramas Reais

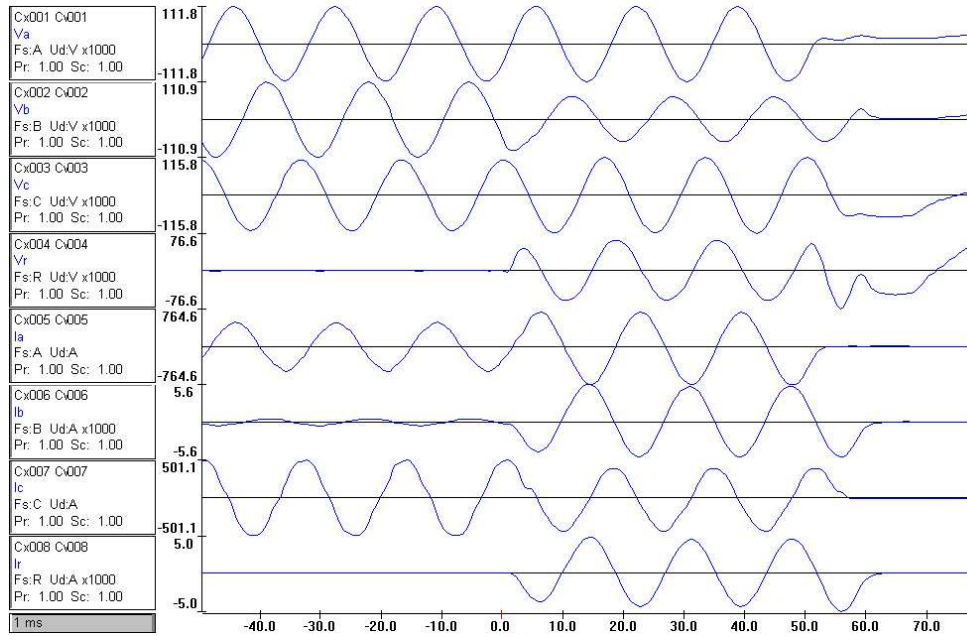


Figura A.9: Oscilograma rr_5 original.

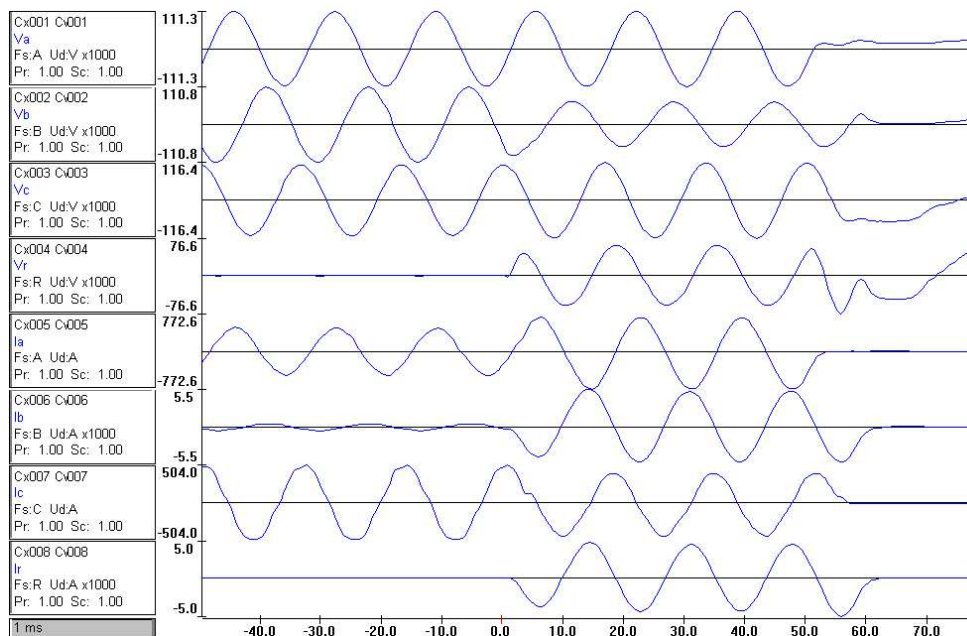


Figura A.10: Oscilograma rr_5 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .

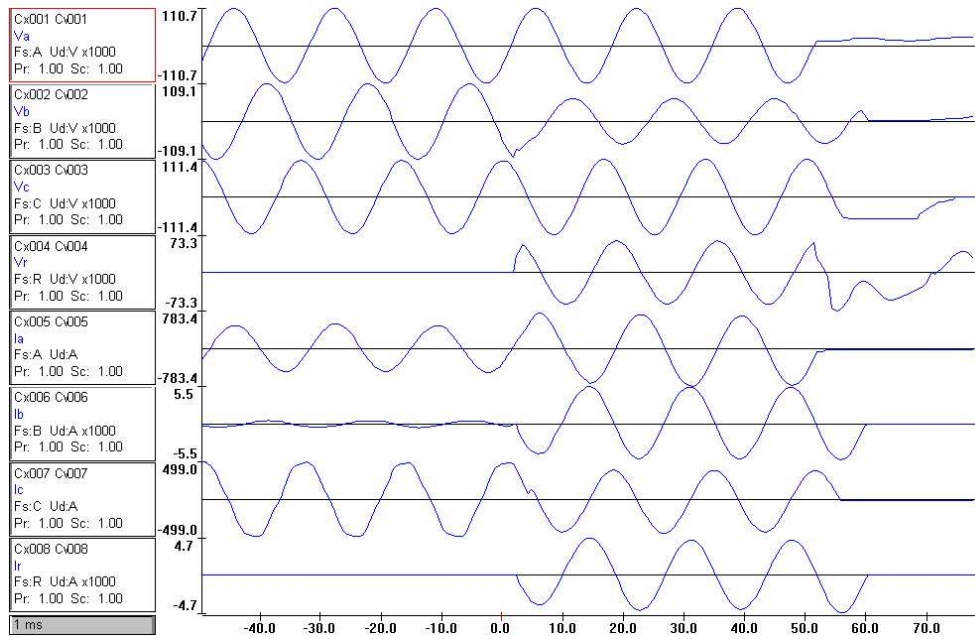


Figura A.11: Oscilograma rr_5 comprimido com a razão de compressão rc_2 .

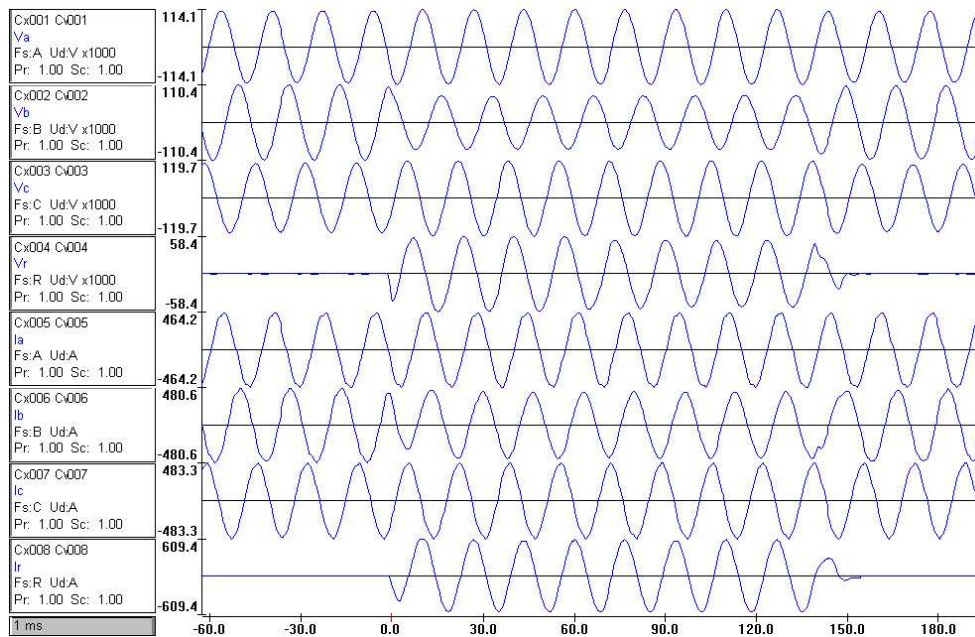


Figura A.12: Oscilograma rr_6 original.

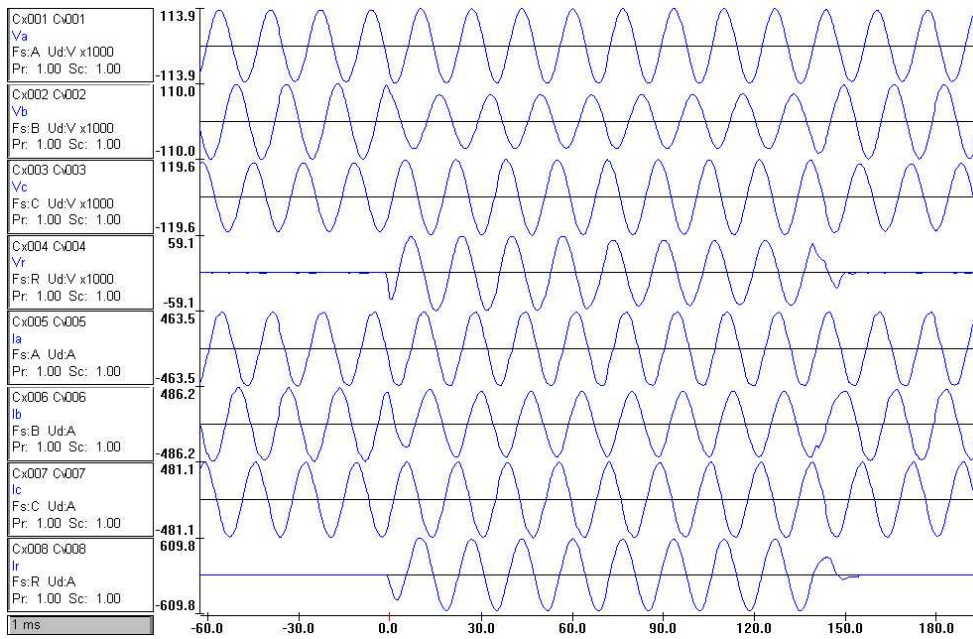


Figura A.13: Oscilograma rr_6 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .

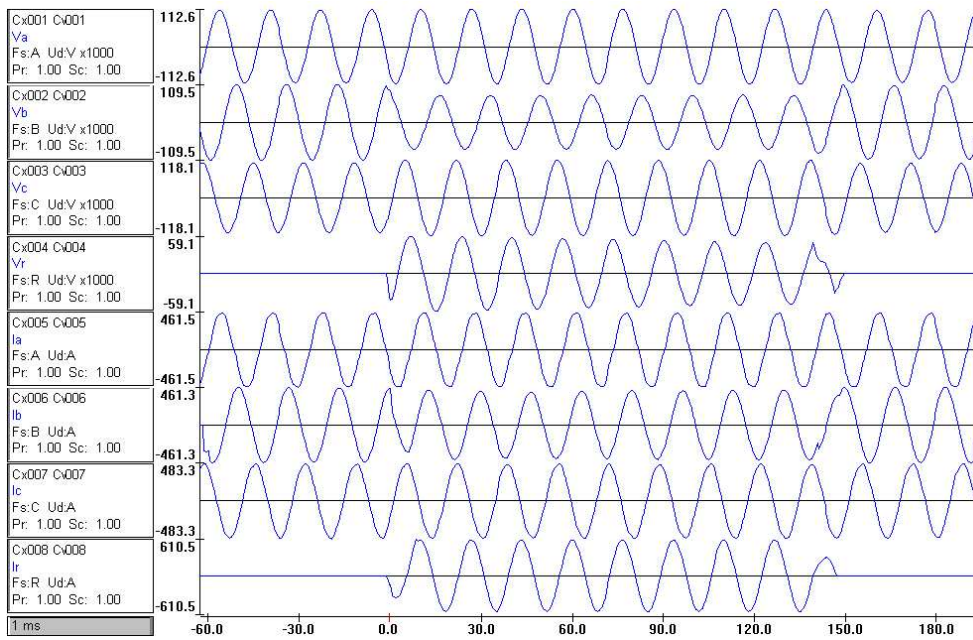


Figura A.14: Oscilograma rr_6 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .

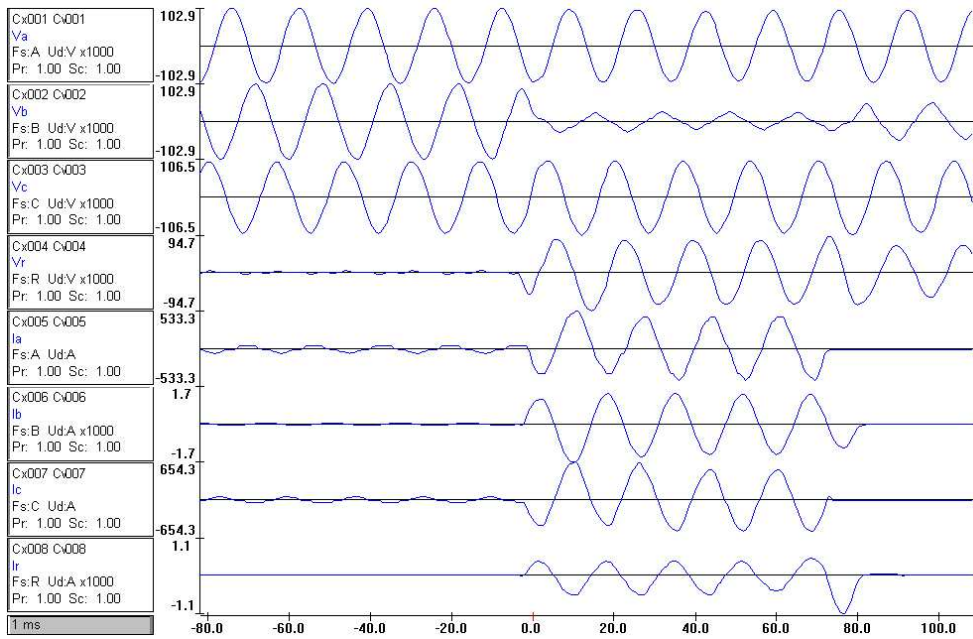


Figura A.15: Oscilograma rr_7 original.

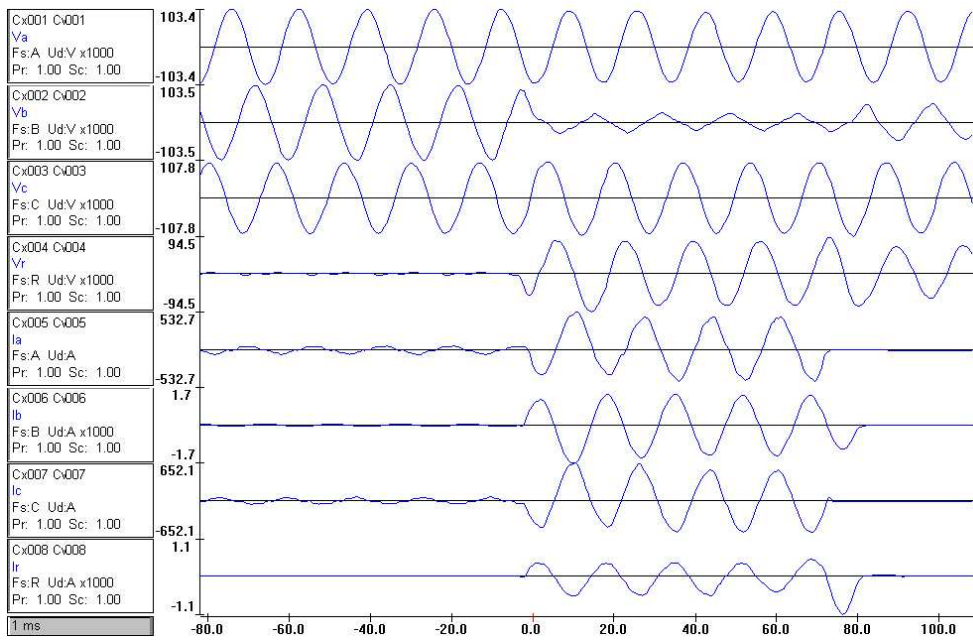


Figura A.16: Oscilograma rr_7 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .

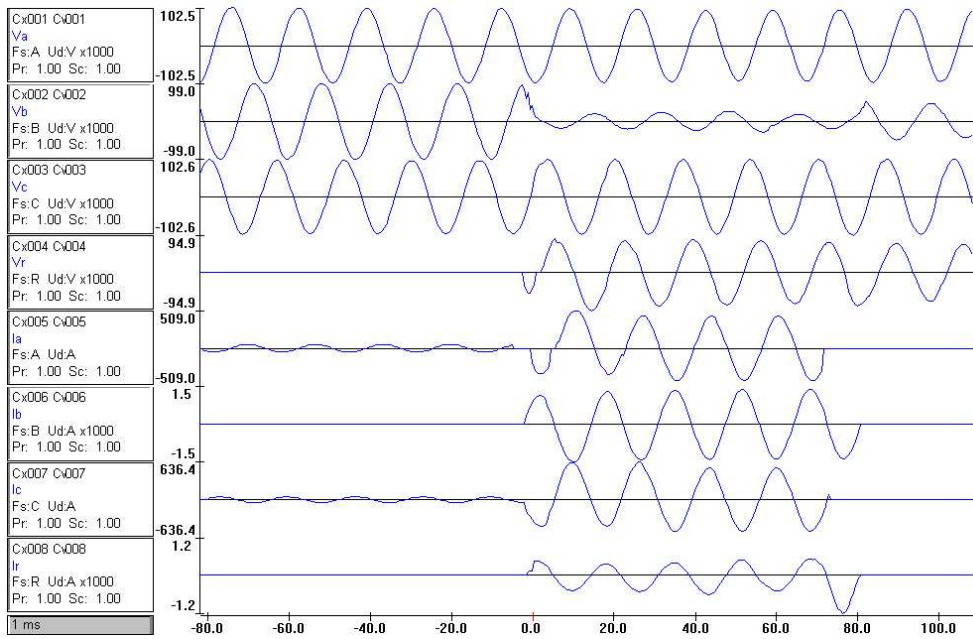


Figura A.17: Oscilograma rr_7 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .

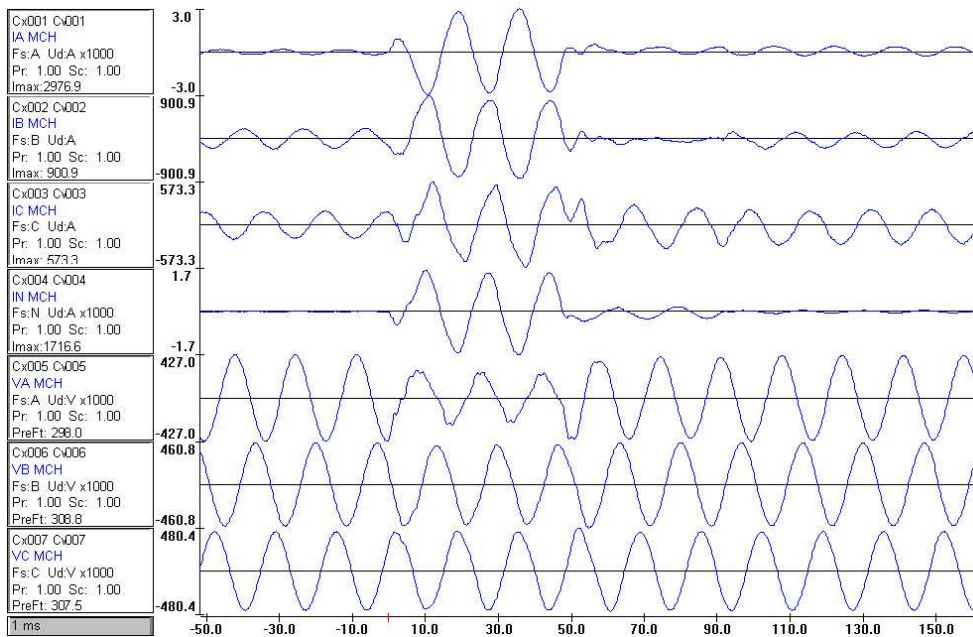


Figura A.18: Oscilograma rr_8 original.

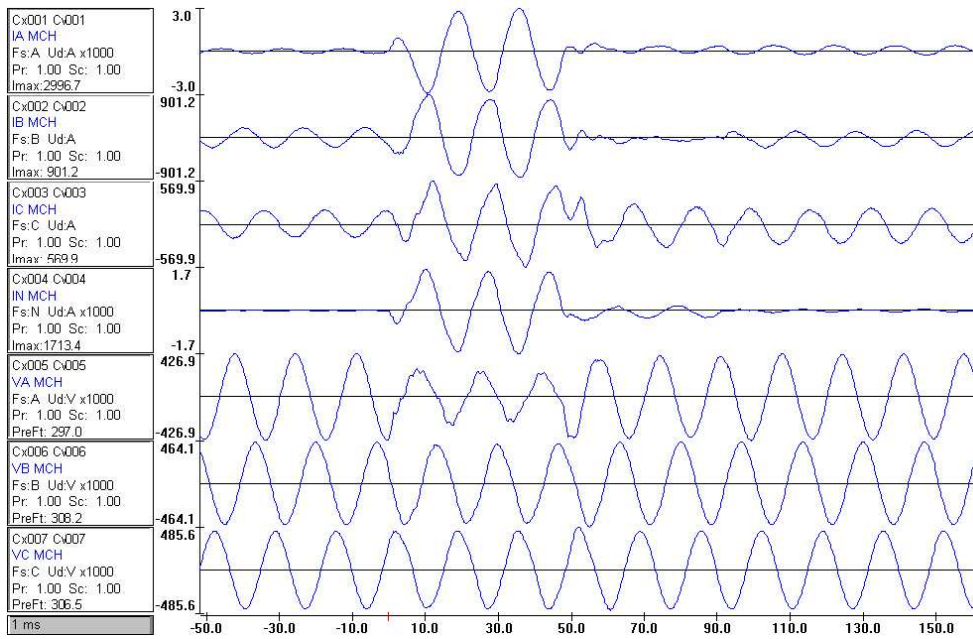


Figura A.19: Oscilograma rr_8 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .

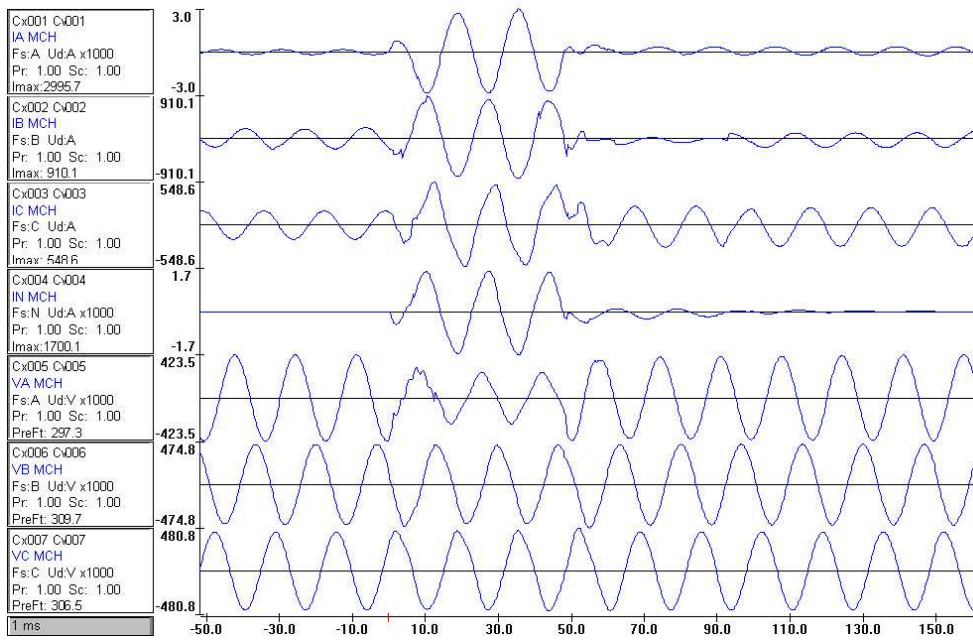


Figura A.20: Oscilograma rr_8 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .

A.3.2 Oscilogramas Simulados em ATP

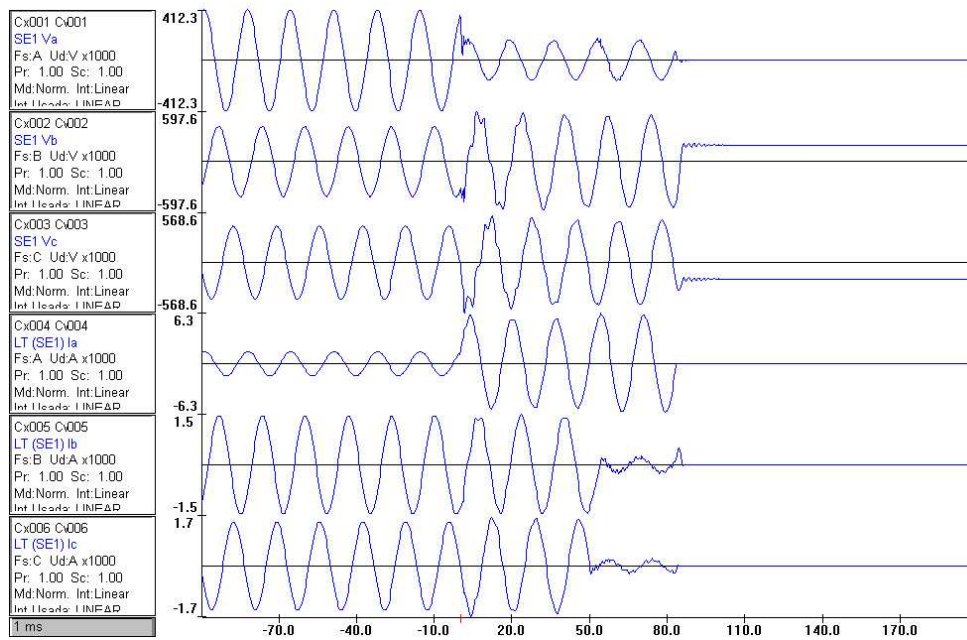


Figura A.21: Oscilograma rs_1 original.

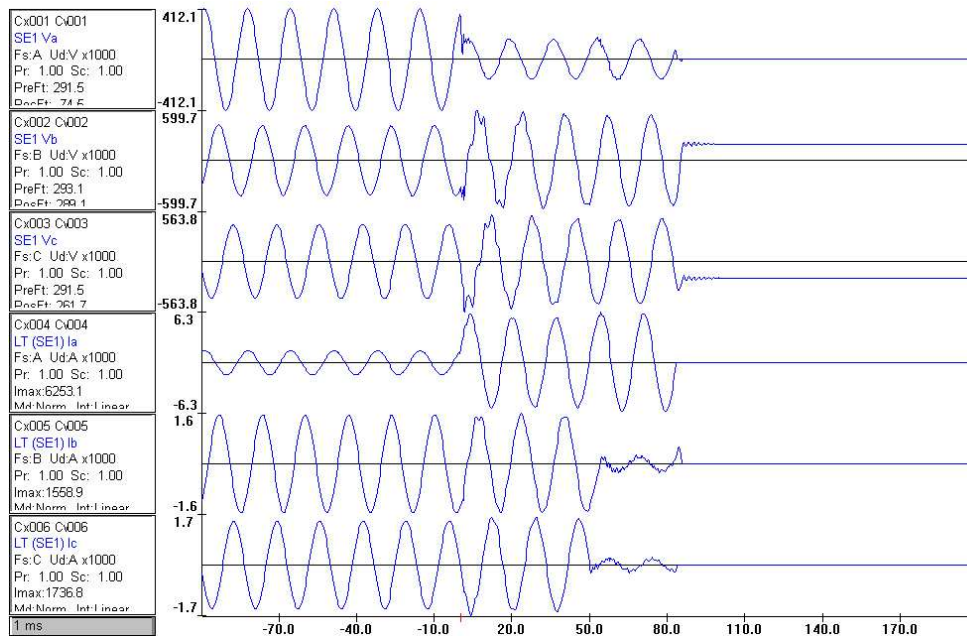


Figura A.22: Oscilograma rs_1 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .

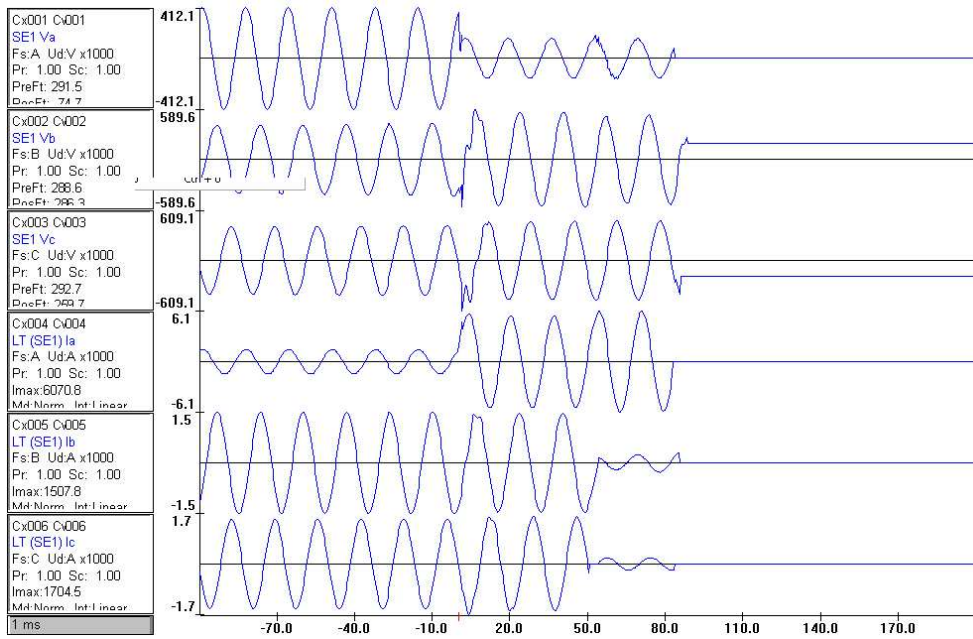


Figura A.23: Oscilograma rs_1 comprimido com a razão de compressão rc_2 .

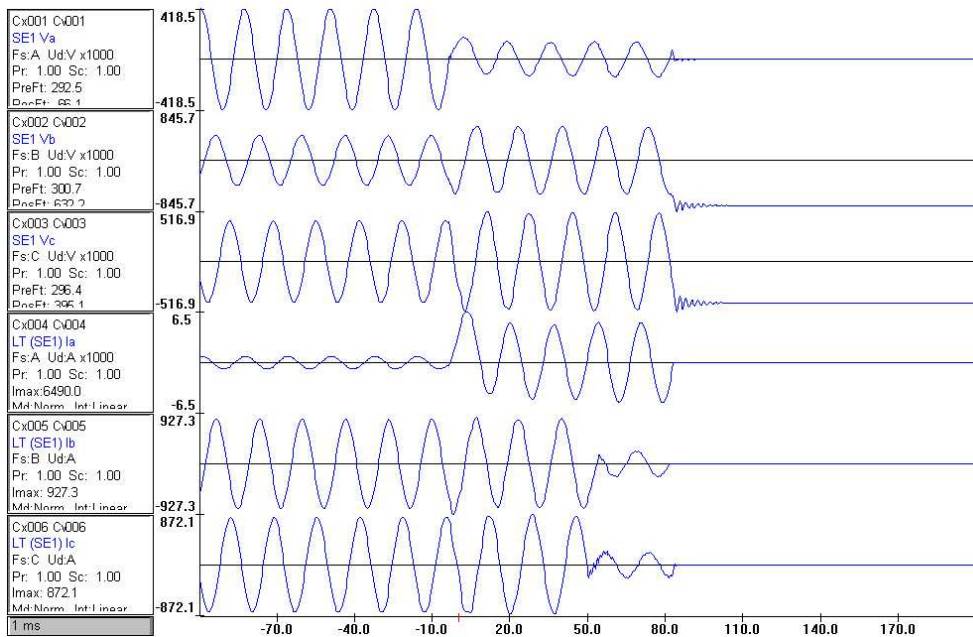


Figura A.24: Oscilograma rs_2 original.

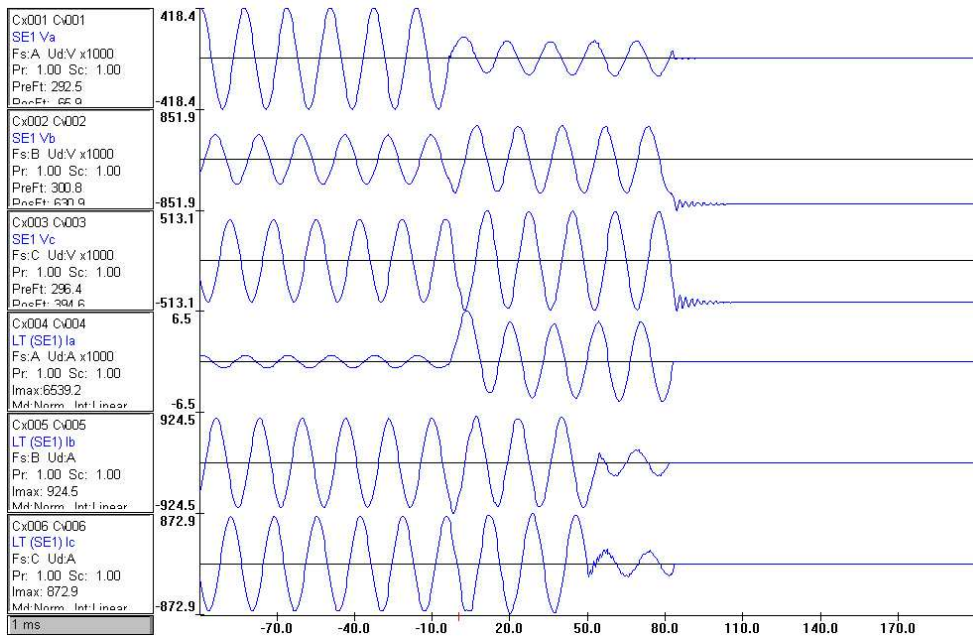


Figura A.25: Oscilograma rs_2 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .

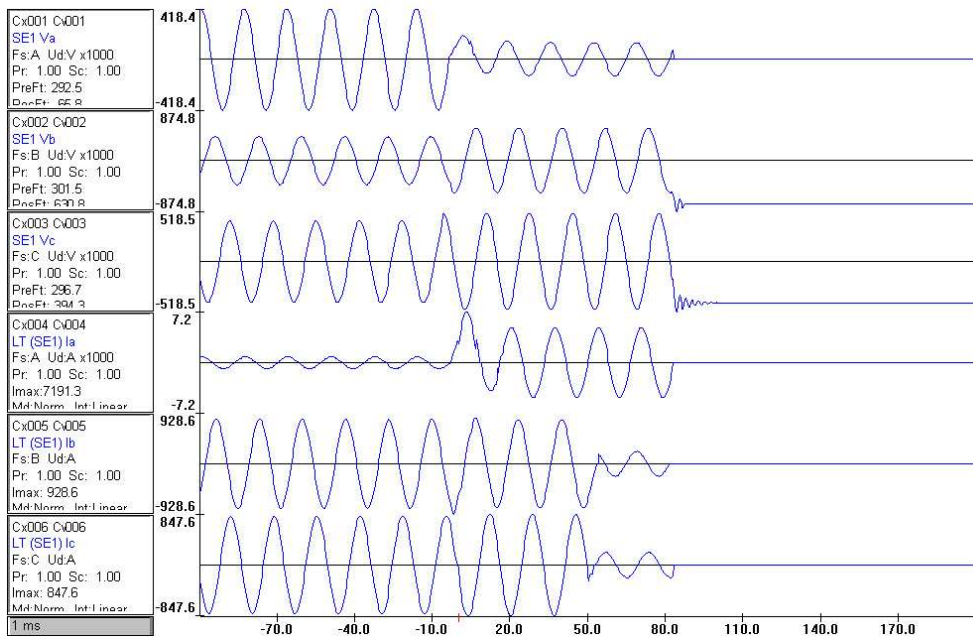


Figura A.26: Oscilograma rs_2 comprimido com a razão de compressão r_{c2} .

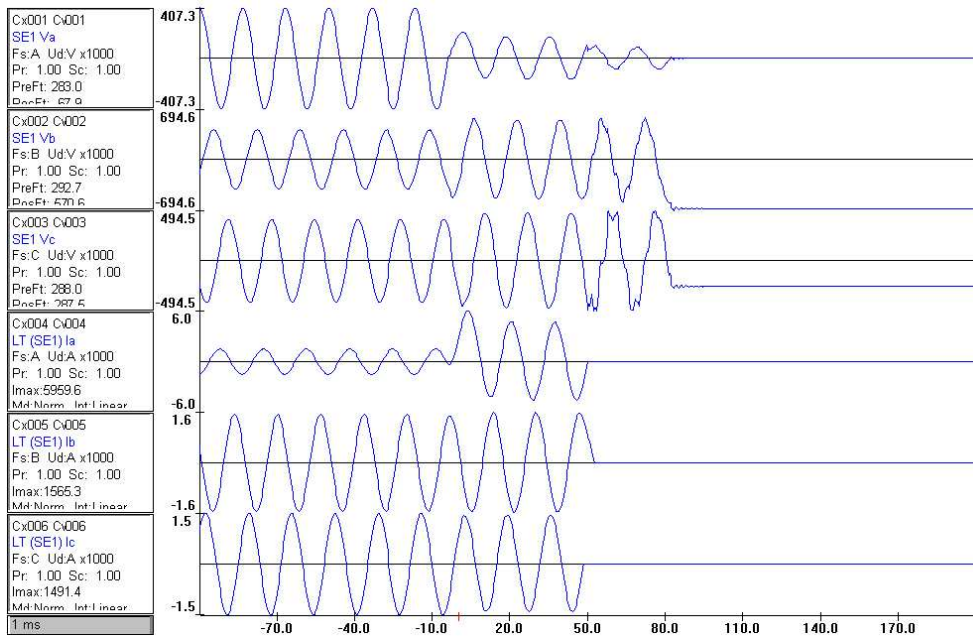


Figura A.27: Oscilograma rs_3 original.

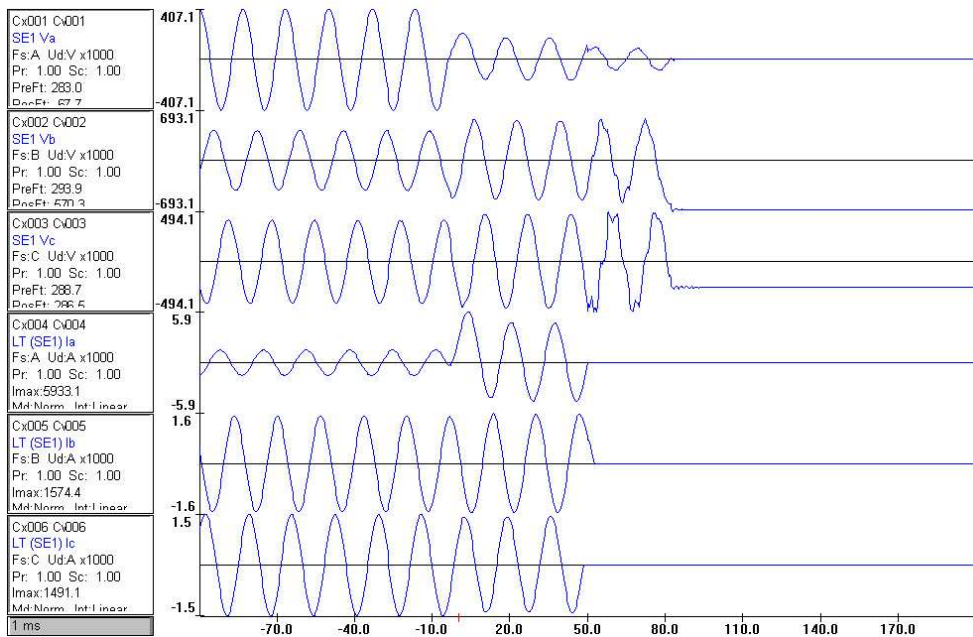


Figura A.28: Oscilograma rs_3 comprimido com a razão de compressão r_{c1} .

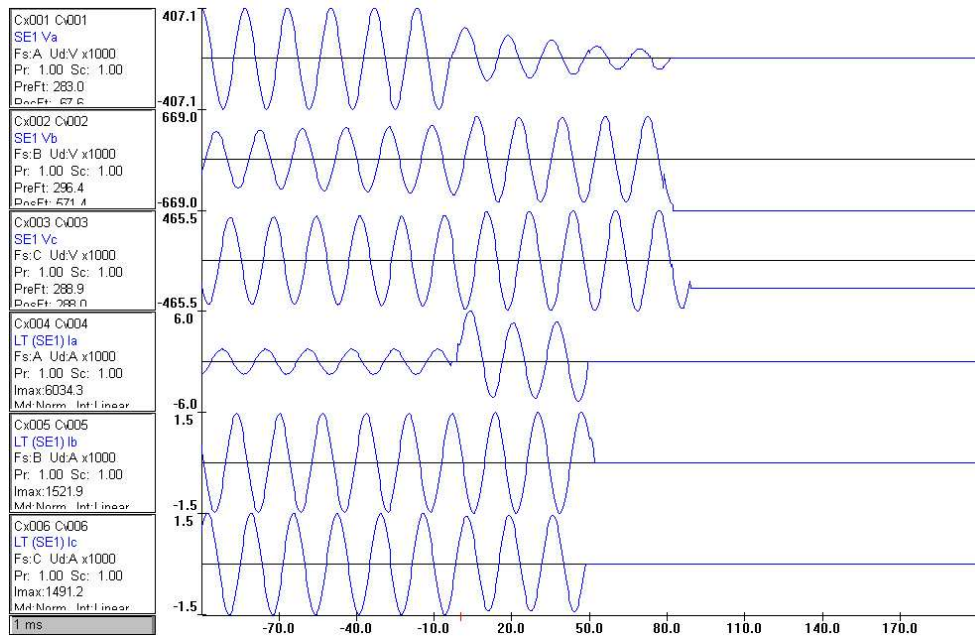


Figura A.29: Oscilograma rs_3 comprimido com a razão de compressão rc_2 .

Apêndice B

Quantizadores do Esquema de Alocação Ótima de Bits

Neste apêndice, encontra-se a tabela dos quantizadores utilizados no esquema da alocação ótima de bits.

Tabela B.1: Tabela dos quantizadores.

b_{α^2}	b_{ρ}	b_{ϕ}	b_{α^2}	b_{ρ}	b_{ϕ}	b_{α^2}	b_{ρ}	b_{ϕ}	b_{α^2}	b_{ρ}	b_{ϕ}	b_{α^2}	b_{ρ}	b_{ϕ}	b_{α^2}	b_{ρ}	b_{ϕ}
3	1	1	7	4	7	10	6	6	12	7	7	14	12	7	16	7	7
3	1	2	7	6	4	10	6	7	12	8	9	14	12	8	16	7	8
4	1	1	7	6	5	10	7	7	12	9	7	14	12	9	16	7	9
4	1	2	8	1	1	10	9	8	12	9	8	15	2	9	16	7	10
4	1	3	8	1	4	10	10	7	12	10	8	15	3	9	16	7	11
4	6	4	8	1	7	11	1	4	13	1	10	15	4	6	16	7	12
5	1	1	8	4	7	11	1	6	13	6	8	15	4	8	16	8	6
5	1	2	8	4	9	11	1	8	13	6	9	15	6	5	16	8	8
5	1	3	8	6	4	11	1	9	13	7	7	15	6	9	16	8	9
5	3	7	8	6	7	11	1	11	13	7	8	15	7	7	16	8	10
5	5	5	8	9	8	11	2	3	13	8	8	15	7	8	16	8	11
6	1	1	9	1	1	11	2	8	13	8	9	15	7	9	16	8	12
6	1	3	9	1	3	11	3	8	13	8	11	15	8	9	16	9	9
6	1	5	9	1	4	11	4	5	13	9	8	15	8	11	16	9	10
6	1	6	9	1	6	11	4	8	13	11	6	15	9	8	16	9	11
6	1	7	9	1	7	11	4	9	13	11	9	15	9	11	16	9	12
6	4	4	9	1	8	11	6	6	14	2	5	15	11	11	16	10	9
6	4	5	9	2	7	11	6	7	14	3	6	16	3	9	16	10	10
6	4	7	9	3	8	11	6	8	14	4	3	16	3	12	16	10	11
6	6	4	9	4	7	11	6	9	14	4	7	16	4	5	16	10	12
7	1	1	9	5	8	11	8	8	14	6	8	16	4	6	16	11	9
7	1	2	9	6	7	11	9	7	14	6	9	16	4	8	16	11	10
7	1	3	9	7	6	11	10	8	14	6	10	16	4	9	16	11	11
7	1	5	9	7	7	11	11	8	14	7	10	16	4	10	16	11	12
7	1	6	9	9	8	12	2	3	14	8	9	16	4	12	16	12	8
7	2	6	10	1	1	12	2	4	14	9	8	16	5	6	16	12	9
7	3	5	10	1	4	12	3	3	14	9	9	16	5	12	16	12	10
7	3	6	10	1	6	12	3	5	14	9	12	16	6	5	16	12	11
7	3	7	10	1	7	12	3	6	14	10	8	16	6	8	16	12	12
7	4	3	10	2	8	12	3	8	14	11	9	16	6	9	-	-	-
7	4	4	10	4	7	12	4	9	14	11	10	16	6	11	-	-	-
7	4	6	10	4	8	12	6	9	14	11	11	16	7	5	-	-	-

Apêndice C

Resultados das Avaliações por Especialistas

Neste apêndice, encontram-se os resultados das análises realizadas pelo especialistas de Furnas Centrais Elétricas e do Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL).

C.1 Especialista 1

Tabela C.1: Tipo de falta e verificação do equilíbrio entre as fases.

Oscilograma	Tipo de falta	Equilíbrio	
<i>rr5</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Sim
<i>rr6</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Sim
<i>rr7</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Não
<i>rr8</i>	original	AN	Não
	<i>r_{c1}</i>	AN	Não
	<i>r_{c2}</i>	AN	Não
<i>rs1</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim
<i>rs2</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim
<i>rs3</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim

Tabela C.2: Tempos de início e fim da falta, e a corrente de abertura da linha de transmissão (“na” significa que não houve abertura da linha).

Oscilograma		Início da falta (ms)	Fim da falta (ms)	Corrente de abertura (A)
<i>rr5</i>	original	0.5	62.33	3300
	<i>r_{c1}</i>	2	62	3650
	<i>r_{c2}</i>	2	60	3690
<i>rr6</i>	original	0	150	na
	<i>r_{c1}</i>	-2	150	na
	<i>r_{c2}</i>	0	147	na
<i>rr7</i>	original	-3.18	81.54	800
	<i>r_{c1}</i>	-3	80	960
	<i>r_{c2}</i>	-2	80	1000
<i>rr8</i>	original	0	50	1672
	<i>r_{c1}</i>	0	54	2050
	<i>r_{c2}</i>	0	54	2030
<i>rs1</i>	original	0	83	4250
	<i>r_{c1}</i>	0	83	4260
	<i>r_{c2}</i>	0	83	4290
<i>rs2</i>	original	-3	83	3640
	<i>r_{c1}</i>	-3	83	3640
	<i>r_{c2}</i>	0	83	3520
<i>rs3</i>	original	-3	53	3200
	<i>r_{c1}</i>	-3	50	3200
	<i>r_{c1}</i>	-3	50	3300

Tabela C.3: Módulos e ângulos da tensões e correntes da fase A na pré-falta e na pós-falta.

Oscilograma		Pré-falta				Pós-falta			
		$ Va $ (V)	$\angle Va$ (gr.)	$ Ia $ (A)	$\angle Ia$ (gr.)	$ Va $ (V)	$\angle Va$ (gr.)	$ Ia $ (A)	$\angle Ia$ (gr.)
rr_5	original	77400	335	339	331	78100	339	511	324
	r_{c1}	77400	335	340	331	77900	340	510	325
	r_{c2}	77400	335	354	332	78200	340	506	324
rr_6	original	76900	308	319	293	79400	315	320	295
	r_{c1}	76800	308	319	294	79500	315	320	295
	r_{c2}	76800	307.8	324	294.8	79400	315.1	320	295
rr_7	original	72200	280	36	193.4	67800	280	309	247
	r_{c1}	72600	280	36	196	67650	281	310	248
	r_{c2}	72300	282	36	194	67900	281	304	251
rr_8	original	297900	241	125	319	158300	217	2036	357
	r_{c1}	297000	241	125	320	158400	217	2050	358
	r_{c2}	297300	242	128	323	163100	218	2030	359
rs_1	original	291600	66	1060	63	114100	33	4240	358
	r_{c1}	291450	66	1065	63	114400	33	4260	358
	r_{c2}	291400	66	1051	63	112900	31	4290	358
rs_2	original	296100	77	576	70	101300	42	3640	5
	r_{c1}	296000	77	579	70	101200	42	3650	5
	r_{c2}	296000	77	576	70	97080	40	3520	2
rs_3	original	287800	90	1050	279	121000	50	3230	5
	r_{c1}	287900	90	1050	279	120000	50	3240	4.4
	r_{c2}	287800	90	1056	279	97200	46.4	3375	4.6

Tabela C.4: Módulos e ângulos da tensões e correntes da fase B na pré-falta e na pós-falta.

Oscilograma		Pré-falta				Pós-falta			
		$ Vb $ (V)	$\angle Vb$ (gr.)	$ Ib $ (A)	$\angle Ib$ (gr.)	$ Vb $ (V)	$\angle Vb$ (gr.)	$ Ib $ (A)	$\angle Ib$ (gr.)
rr_5	original	77500	216	351	212	45800	207	3650	150
	r_{c1}	77400	217	351	212	45600	207	3650	151
	r_{c2}	77100	217	360	211	46100	207	3680	151
rr_6	original	77300	188	332	176	55700	183	291	253
	r_{c1}	77000	188	332	176	55000	182	290	253
	r_{c2}	77500	188.6	324	173.4	55200	182.4	292	252
rr_7	original	70800	158	36	100.6	14130	150	990	82
	r_{c1}	70800	159	36	101	13880	151	960	82
	r_{c2}	70000	159	0	90	15000	148	1000	82
rr_8	original	308750	121	144	191	292360	121	592	178
	r_{c1}	306800	120	141	191	293800	122	598	177
	r_{c2}	308000	120	145	183	296900	122	592	180
rs_1	original	291600	306	1060	303	382500	296	158	31
	r_{c1}	293000	306	1064	303	379600	296	155	32
	r_{c2}	282600	305	1060	302	363900	300	166	35
rs_2	original	296100	317	576	310	395700	305	574	307.8
	r_{c1}	296000	317	576	310	395200	304	576.3	307.7
	r_{c2}	295800	317	576	310	395200	304	573	308
rs_3	original	287800	330	1050	159	382500	320	1080	161
	r_{c1}	288700	330	1050	159	382600	320	1085	161
	r_{c2}	287000	325.8	1054	158.6	395800	319	1080	161.4

Tabela C.5: Módulos e ângulos das tensões e correntes da fase C na pré-falta e na pós-falta.

Oscilograma		Pré-falta				Pós-falta			
		$ V_c $ (V)	$\angle V_c$ (gr.)	$ I_c $ (A)	$\angle I_c$ (gr.)	$ V_c $ (V)	$\angle V_c$ (gr.)	$ I_c $ (A)	$\angle I_c$ (gr.)
	original	76800	95	354	85	81600	92	298	62
rr_5	r_{c1}	76800	95	354	85	81700	93	292	62
	r_{c2}	73600	95	354	95	78500	95	288	62
	original	76600	68	335	57	83300	65	334	59
rr_6	r_{c1}	76800	68	335	57	83500	65	334	59
	r_{c2}	76500	69	335	57.2	83400	64.6	334	58.6
	original	70500	39	37	339	71500	39	370	261
rr_7	r_{c1}	70600	39	36	341	71570	39	370	261
	r_{c2}	70600	39	36	342	71600	38	376	261
	original	307550	0	125	68	303530	-5	363	150
rr_8	r_{c1}	306600	0	129	67	302200	355	366	150
	r_{c2}	306500	360	127	72	301900	355	352	152
	original	291600	186	1060	183	334800	206	146	286
rs_1	r_{c1}	290100	186	1064	183	336800	206	144	288
	r_{c2}	289600	186	1060	183	336800	205	146	287
	original	296100	197	576	190	349700	218	596.9	190.9
rs_2	r_{c1}	296000	197	576	190	350400	218	598.7	190.8
	r_{c2}	296000	197	576	190	347900	217	600	190
	original	287800	210	1050	39	325500	230	1000	39
rs_3	r_{c1}	288700	210	1050	39	322600	230	995	39
	r_{c2}	287900	210	1054	38.8	322750	231.7	1000	38.9

C.2 Especialista 2

Tabela C.6: Tipo de falta e verificação do equilíbrio entre as fases.

Oscilograma	Tipo de falta	Equilíbrio	
<i>rr5</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Sim
<i>rr6</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Sim
<i>rr7</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Sim
<i>rr8</i>	original	AN	Não
	<i>r_{c1}</i>	AN	Não
	<i>r_{c2}</i>	AN	Não
<i>rs1</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim
<i>rs2</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim
<i>rs3</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim

Tabela C.7: Tempos de início e fim da falta, e a corrente de abertura da linha de transmissão (“na” significa que não houve abertura da linha).

Oscilograma		Início da falta (ms)	Fim da falta (ms)	Corrente de abertura (A)
	original	0.5	62.33	3643
<i>rr5</i>	<i>r_{c1}</i>	2	62	3664
	<i>r_{c2}</i>	2.5	60	3690
	original	-1.2	149.2	na
<i>rr6</i>	<i>r_{c1}</i>	-2	149.2	na
	<i>r_{c2}</i>	-1.5	150	na
	original	-2.3	80.7	930
<i>rr7</i>	<i>r_{c1}</i>	-3	81	966
	<i>r_{c2}</i>	-2.3	80.4	995
	original	0.14	91.7	na
<i>rr8</i>	<i>r_{c1}</i>	0	54	na
	<i>r_{c2}</i>	0.5	138.6	na
	original	0.6	84	4256
<i>rs1</i>	<i>r_{c1}</i>	0.3	85	4263
	<i>r_{c2}</i>	-0.1	83	4290
	original	-4	83	3636
<i>rs2</i>	<i>r_{c1}</i>	-3.6	83	3640
	<i>r_{c2}</i>	-3.6	83.4	3521
	original	-3.6	83	3231
<i>rs3</i>	<i>r_{c1}</i>	-3.2	51.6	3237
	<i>r_{c2}</i>	-3	88.5	3330

C.3 Especialista 3

Tabela C.8: Tipo de falta e verificação do equilíbrio entre as fases.

Oscilograma	Tipo de falta	Equilíbrio	
<i>rr5</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Sim
<i>rr6</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Não
<i>rr7</i>	original	BN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	BN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	BN	Não
<i>rr8</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim
<i>rs1</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim
<i>rs2</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim
<i>rs3</i>	original	AN	Sim
	<i>r_{c1}</i>	AN	Sim
	<i>r_{c2}</i>	AN	Sim

Tabela C.9: Tempos de início e fim da falta, e a corrente de abertura da linha de transmissão.

Oscilograma		Início da falta (ms)	Fim da falta (ms)	Corrente de abertura (A)
	original	0.2048	51.956	5229.7
<i>rr5</i>	<i>r_{c1}</i>	0.0426	62.339	5255
	<i>r_{c2}</i>	-0.2189	60.49	5314.5
	original	-1.617	150.583	426
<i>rr6</i>	<i>r_{c1}</i>	-1.617	154.145	418.3
	<i>r_{c2}</i>	-1.617	147.02	418.6
	original	-3.535	83.298	1345.3
<i>rr7</i>	<i>r_{c1}</i>	-3.182	82.029	1349.1
	<i>r_{c2}</i>	-1.73	80.722	1402.6
	original	0.303	56.6	2971.7
<i>rr8</i>	<i>r_{c1}</i>	-0.209	55	2992.4
	<i>r_{c2}</i>	0.842	48.29	2993
	original	-0.1157	85.716	6025.5
<i>rs1</i>	<i>r_{c1}</i>	-0.1157	85.337	6055.7
	<i>r_{c2}</i>	0.264	85.876	6051
	original	-3.534	84.197	5150.5
<i>rs2</i>	<i>r_{c1}</i>	-3.534	83.704	5164
	<i>r_{c2}</i>	-3.543	83.438	4964.2
	original	-3.912	42.043	4643.4
<i>rs3</i>	<i>r_{c1}</i>	-3.912	49.693	4644.2
	<i>r_{c2}</i>	-4.291	49.693	4780

Tabela C.10: Módulos e ângulos das tensões e correntes da fase A na pré-falta e na pós-falta.

Oscilograma		Pré-falta				Pós-falta			
		$ V_a $ (V)	$\angle V_a$ (gr.)	$ I_a $ (A)	$\angle I_a$ (gr.)	$ V_a $ (V)	$\angle V_a$ (gr.)	$ I_a $ (A)	$\angle I_a$ (gr.)
	original	77424.1	335.4	338.9	331.2	78100.1	339.7	510.7	324.9
<i>rr5</i>	<i>r_{c1}</i>	77477.1	335.3	339.2	331.1	78092	339.7	511.4	325.1
	<i>r_{c2}</i>	77445.5	335.7	351.2	330	78308.4	339.8	512.6	323.9
	original	77003.7	308.6	319.5	294.1	79424.6	315.4	320.5	295.5
<i>rr6</i>	<i>r_{c1}</i>	77005.1	308.6	319.3	294.1	79590.6	315.4	320.5	295.7
	<i>r_{c2}</i>	77018.5	308.5	319.9	295	79630.6	315.1	319.9	295
	original	72197.3	281.4	35.4	194.8	67104.9	280.8	308.6	247.9
<i>rr7</i>	<i>r_{c1}</i>	72931.6	280.4	35.4	192.6	67671.5	281	309.4	248.4
	<i>r_{c2}</i>	72562.6	281.8	36	193.9	67758.6	280	308.8	250.3
	original	298011	241.3	121.8	320.1	158475	217.5	2053.7	357.7
<i>rr8</i>	<i>r_{c1}</i>	296952.7	241.4	125.1	320.6	164992.6	218.3	1981.5	0.1
	<i>r_{c2}</i>	297262.7	241.6	128.1	323.4	163211.4	217.6	2025.2	359.6
	original	291567.9	66.1	1064.7	62.8	114182.8	33.2	4255.9	10.4
<i>rs1</i>	<i>r_{c1}</i>	291454.9	66.1	1065	62.9	114766.8	33.1	4290.1	10.3
	<i>r_{c2}</i>	291454.5	66.1	1051.1	62.8	112875.1	31.3	3907.3	10.3
	original	296083.2	77.4	576.6	70.2	97662.5	40.5	3357.8	12.7
<i>rs2</i>	<i>r_{c1}</i>	296086.1	77.3	579.4	70.6	97504	40.5	3339.6	12.4
	<i>r_{c2}</i>	296049.2	77	576.5	70.7	97063	40.3	3521	1.8
	original	287848	90	1054.4	278.9	120789.6	49.7	3245.8	4.5
<i>rs3</i>	<i>r_{c1}</i>	287846.5	90	1054.2	278.8	119957.1	49.7	3245	4.4
	<i>r_{c2}</i>	287846.5	90	1056.4	279	110226.3	46.2	3208.3	4.6

Tabela C.11: Módulos e ângulos das tensões e correntes da fase B na pré-falta e na pós-falta.

Oscilograma		Pré-falta				Pós-falta			
		$ Vb $ (V)	$\angle Vb$ (gr.)	$ Ib $ (A)	$\angle Ib$ (gr.)	$ Vb $ (V)	$\angle Vb$ (gr.)	$ Ib $ (A)	$\angle Ib$ (gr.)
	original	77554	216.9	352.9	212.2	45818.2	207.2	3649.6	151.5
rs_3	r_{c1}	77468.6	216.9	351	211.9	45641.1	207.2	3649.8	151.5
	r_{c2}	77153.2	217.5	360.6	211.8	46107.2	207.2	3705.2	150.7
	original	77290.2	188.9	333.2	176.1	55709.4	182.9	291.3	252.9
rs_3	r_{c1}	77046.9	188.8	330.5	176.2	55734.6	183.1	291.9	252.9
	r_{c2}	77317.9	188.8	319.6	176	55355.7	182.4	296.8	252
	original	70791.8	159.4	35.9	101.9	14439.5	151.8	980.5	82
rs_3	r_{c1}	70721.8	158.6	35.9	100.3	13879.2	150.5	971.2	81.6
	r_{c2}	69987.7	159.1	0	90	17489.3	153	989.3	82.5
	original	308792	120.9	143.4	191	293253	121.9	600.4	180.3
rs_3	r_{c1}	308845.7	121	144.5	192.9	293749.8	121.9	586.9	180.3
	r_{c2}	310959.8	120.6	140.1	188.1	296948.9	122.4	592.2	181
	original	291554.7	306.1	1064.7	302.8	383887.6	296.3	1039.4	299.7
rs_3	r_{c1}	293278.4	306.1	1064.8	302.9	378848.5	296.1	1041.7	300.1
	r_{c2}	280538.2	305.2	1067.1	302.4	385901.9	294.9	1039.7	298.9
	original	296124.4	317.4	576.3	310.2	395533.1	304	571.7	307.6
rs_3	r_{c1}	296038.6	317.3	576.2	310.2	395692.4	304.5	575.4	307.4
	r_{c2}	295840.4	317.3	576.6	310.2	395187.3	304.4	573.7	308.8
	original	287820.3	330	1054.6	158.9	383386.8	319.2	1086.1	161.2
rs_3	r_{c1}	288346.7	329.7	1053.3	158.8	383525.9	319.4	1086.3	161.2
	r_{c2}	276981.8	325.8	1050.6	158.6	392799.6	318.9	1078.3	161.4

Tabela C.12: Módulos e ângulos das tensões e correntes da fase C na pré-falta e na pós-falta.

Oscilograma		Pré-falta				Pós-falta			
		$ V_c $ (V)	$\angle V_c$ (gr.)	$ I_c $ (A)	$\angle I_c$ (gr.)	$ V_c $ (V)	$\angle V_c$ (gr.)	$ I_c $ (A)	$\angle I_c$ (gr.)
	original	76837.8	95.2	353.9	85.1	81616.4	92.9	292.7	62.4
rs_3	r_{c1}	76788.2	95.2	354.2	85.3	81776.2	92.8	292.970000	62.4
	r_{c2}	76351.7	94.6	354.2	85.0	78672.6	95.6	288.5	62.3
	original	76586.9	69.1	334.7	57.5	83360.4	65	334.3	58.7
rs_3	r_{c1}	76561.3	69.1	334.8	57.4	83280.8	65.1	334.4	59
	r_{c2}	76259	69.3	334.8	57.6	83024.2	64.6	334.4	58.6
	original	70523.5	39.7	37.2	341.9	71575.3	38.7	373	261.1
rs_3	r_{c1}	70549.1	38.8	37.5	342.1	71532.7	39.2	374.3	261.5
	r_{c2}	71003.4	38.6	35.8	345.2	71628.7	38.2	376	261.4
	original	307504	0.3	127.4	68.7	303164	355.4	305.7	150
rs_3	r_{c1}	306547.6	0.3	124.8	66.4	302776.2	355.9	336.9	152
	r_{c2}	306532.8	0	127.6	71.9	301917.5	355.1	353.3	152.1
	original	291568.6	186.1	1064.3	182.8	335300.7	206.4	1116.7	182.9
rs_3	r_{c1}	292707.4	186.2	1064.5	182.9	336574.2	206.5	1117.3	183
	r_{c2}	288954.6	186.1	1064.5	182.9	332820.3	205.6	1119.8	183.1
	original	296090.5	197.4	576.6	190.2	351401.7	217.5	599.4	190.7
rs_3	r_{c1}	296072.7	197.4	576.5	190.1	349664.6	217.6	600.3	190.9
	r_{c2}	296013.8	197.3	576.5	190.2	347983.1	217.1	600.2	190.5
	original	287845.5	210	1054.4	38.9	324762	230.1	998.6	38.9
rs_3	r_{c1}	288149.3	210	1054.7	38.8	322931.7	230.1	996.6	39
	r_{c2}	285339.7	210.1	1054.7	38.8	320895.1	231.8	996.1	38.9