

Monitoramento de Reguladores de Tensão Utilizando Análise de Vibração Através de Sistemas Inteligentes

Eduardo Furtado de Simas Filho

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, como
parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia
Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Sinais

Antonio Cezar de Castro Lima, Ph.D.

Orientador

Luiz Alberto Luz de Almeida, Dr.

Co-Orientador

©Eduardo Furtado de Simas Filho, Dezembro de 2004

Monitoramento de Reguladores de Tensão Utilizando Análise de Vibração Através de Sistemas Inteligentes

Eduardo Furtado de Simas Filho

Dissertação de Mestrado

Antonio Cezar de Castro Lima, Ph.D.

Orientador

Luiz Alberto Luz de Almeida, Dr.

Co-Orientador

Niraldo Roberto Ferreira, Dr.

Componente da Banca

João Fernando Marar, Dr.

Componente da Banca

Salvador, Bahia, Brasil Dezembro de 2004

Agradecimentos

Agradeço aos professores Antonio Cezar de Castro Lima e Luiz Alberto Luz de Almeida pela orientação recebida na realização deste trabalho.

Aos demais professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica pela contribuição para a minha formação pessoal e profissional desde a graduação.

Aos amigos do LABSIS/LPS e aos colegas do mestrado por tornarem os momentos de estudo e trabalho mais leves.

Aos engenheiros Leandro Ferreira e Robson Magalhães pela inestimável ajuda no desenvolvimento da pesquisa.

À meus pais, amigos e toda minha família por estarem presentes em todos os momentos.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pela bolsa de estudos concedida para a dedicação exclusiva ao curso, e a todos que não estão citados acima, mas que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho é fruto de um projeto de pesquisa em parceria com a fornecedora de energia elétrica local (Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia - COELBA), que vem tendo problemas com a manutenção dos reguladores de tensão, por este procedimento ser dispendioso e consumir muito tempo. Atualmente, o processo é realizado periodicamente, e na falta de um diagnóstico apropriado, algumas vezes, equipamentos que poderiam ser utilizados por mais tempo são colocados em manutenção. Em outros casos, o regulador apresenta problemas de funcionamento antes do previsto, tendo que ser trocado em caráter de urgência.

O objetivo deste estudo é a implementação de um sistema não-invasivo de monitoramento de reguladores de tensão. Para isso, foi desenvolvido um módulo de condicionamento de dados, que coleta o sinal de vibração emitido pelo regulador. Com isso será possível determinar o estado do equipamento e programar as paradas para manutenção, prolongando ao máximo o tempo de uso dos reguladores, sem por em risco a qualidade da tensão fornecida ao consumidor final. Os principais componentes de um regulador são o transformador e o comutador de derivação sob carga (OLTC - *On Load Tap Changer*), que são dispositivos eletromecânicos amplamente usados na regulação de tensão em redes de energia elétrica. Métodos não-invasivos de monitoramento do estado dos contatos elétricos, utilizando análise acústica, vem sendo propostos na literatura. Os sinais de vibração emitidos durante as mudanças de posição são coletados e pós-processados utilizando análise espectral e técnicas de reconhecimento de padrões. Alguns trabalhos existentes utilizam transformada Wavelet para a detecção da envoltória do sinal e uma rede neural para classificar o estado do OLTC. Visando uma redução da complexidade do sistema classificador, um novo método baseado em Algoritmos Genéticos é proposto nesta dissertação. São apresentados uma descrição do sistema de aquisição de sinais e os correspondentes dados experimentais. A técnica proposta é detalhada e os resultados discutidos.

Abstract

This work is part of a research in association with the local energy supplier (Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia - COELBA), that has had problems with the maintenance of voltage regulators, as it is an expensive and time consuming procedure. Nowadays, the process is made in regular intervals. Without a proper diagnosis, equipments that could still work well for sometime are putted out of service. In some other cases, a failure condition occurs before the scheduled maintenance process, and the regulator has to be changed with urgency.

The purpose of this work is to implement a voltage regulators non-invasive monitoring system. For this, a data condition unit was developed to collect the regulator's vibration signal. With the monitoring procedure, the equipment condition can be inferred, and the maintenance procedures scheduled for a proper time, without any risk for the power delivery quality. The most important components of a voltage regulator are the transformer and the On Load Tap Changer (OLTC). The tap changers are widely used for voltage regulation in electricity networks. Non-invasive vibration methods for condition monitoring of internal electrical contacts have been recently proposed in the literature. On this approach, the vibration signals emitted during the tap changes are recorded and post-processed using spectral analysis and some pattern classifier technique. Some existing works, use Wavelet transform for the signal envelope detection, and a neural network to classify the OLTC's condition. To reduce the complexity of the classifier, a new technique based on Genetic Algorithm is proposed here. A description of the data acquisition system and the corresponding collected experimental data are presented. The proposed technique is detailed and the experimental results are discussed.

Conteúdo

1	Introdução	4
1.1	Regulação de Tensão	4
1.2	Objetivo do Trabalho	5
1.3	Organização desta Dissertação	7
2	O Regulador de Tensão OLTC	8
2.1	Introdução	8
2.2	Descrição do Equipamento	9
2.2.1	Autotransformadores	10
2.2.2	Comutadores	14
2.2.3	Novos Modelos de Reguladores de Tensão	14
2.3	O Processo de Comutação	15
3	O Modelo Utilizado	17
3.1	Introdução	17
3.2	Análise de Vibrações	18
3.2.1	Técnicas de Processamento de Sinais	18
3.2.2	Transdutores para Medição de Vibração	26
3.2.3	Medidas Realizadas	28
3.2.4	Modelagem do Sinal	30
3.3	Módulo de Condicionamento de Dados	32
3.3.1	Filtro Rejeita-Faixa Utilizado	32
3.4	Tratamento e Modelagem dos Dados	36
3.4.1	Algoritmo RLS	39
4	Algoritmos Genéticos	41
4.1	Introdução	41
4.2	Motivações para o uso de Algoritmos Genéticos	42
4.2.1	Métodos Baseados em Cálculo Numérico	42
4.2.2	Métodos de Busca Global	48

4.2.3	Algoritmo Genético como Método de Otimização	49
4.3	Estrutura de um Algoritmo Genético	50
4.3.1	Conceitos Principais	50
4.3.2	Escalonamento de Aptidão	53
4.3.3	Blocos Construtivos	53
4.3.4	Teorema Fundamental dos Algoritmos Genéticos	54
4.3.5	Implementação de um Algoritmo Genético	55
4.3.6	O Algoritmo Genético Utilizado	57
5	Simulações e Resultados	59
5.1	Resultados Experimentais	59
5.1.1	Obtenção das Frequências Principais	59
5.1.2	Intervalo a	62
5.1.3	Intervalo b	62
5.1.4	Intervalo c	62
5.2	Análise dos Resultados Obtidos	69
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	72
A	Deduções	74
A.1	Dedução da Função de Transferência do Filtro Rejeita-Faixa Utilizado	74
A.2	Dedução da Aceleração do Modelo Adotado	76
B	Código do Algoritmo Genético Utilizado	78
B.1	ag.m	79
B.2	decodebtr.m	81
B.3	decode2tr.m	82
B.4	fitcalc.m	82
B.5	sinaled.m	83
B.6	fitfunc.m	83
B.7	fitescala.m	83
B.8	selecao.m	84
B.9	crossover.m	85
B.10	crossuniform.m	85
B.11	mutacao.m	85
B.12	gerap.m	86

Lista de Figuras

1.1	Curva de tensão da sub-estação Lençóis, barramento 34,5kV, dia 01/09/2004, fonte-COELBA.	5
1.2	Regulador aguardando manutenção.	6
1.3	Fluxo do sistema não-invasivo de monitoramento de OLTC's proposto.	7
2.1	Fluxo de eventos que contribuem para falhas num OLTC.	9
2.2	Comparação entre um contato desgastado (esquerda) e um contato novo (direita).	9
2.3	Regulador aberto para manutenção.	10
2.4	Módulo Comutador.	11
2.5	Esquema simplificado do módulo comutador de um OLTC de oito posições.	12
2.6	Fluxo de atuação do módulo de controle.	12
2.7	Diagrama do módulo comutador.	13
2.8	Etapas de uma mudança de posição do comutador.	15
2.9	Intervalos de tempo do sinal.	16
3.1	Modelos (a) AR, (b) MA e (c) ARMA.	24
3.2	Estimativas da PSD (em dB), (a) pelo método de Burg e (b) pelo periodograma.	27
3.3	Local de fixação do acelerômetro	29
3.4	Circuito do filtro rejeita-faixa.	33
3.5	Circuito do amplificador.	33
3.6	Circuito da fonte DC.	33
3.7	Módulo de condicionamento de sinais.	34
3.8	Módulo de condicionamento de sinais - circuito.	34
3.9	Diagramas de Bode do filtro: (a) amplitude e (b) fase teóricos.	37
3.10	Diagramas de Bode do filtro: (a) amplitude e (b) fase medidos.	38
3.11	Acima: sinal não filtrado; abaixo: sinal filtrado.	39
3.12	Filtro adaptativo na configuração cancelador de ruído.	39
4.1	Função mono-modal	43
4.2	Função multi-modal	43

4.3	(a) Função convexa e (b) função não-convexa.	46
4.4	Exemplo de um cromossomo binário	50
4.5	(a) Recombinação em ponto único e (b) recombinação uniforme.	52
4.6	Fluxo de um Algoritmo Genético	56
5.1	PSD de 16 contatos desgastados (a) e novos (b).	60
5.2	Comparação entre a PSD de contatos novos (linha tracejada) e desgastados (linha contínua), para os contatos (a) 1, 3, 7 e 13, e (b) 2, 8, 15 e 16.	61
5.3	Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 200\text{Hz}$, intervalo a , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos. . .	63
5.4	Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 440\text{Hz}$, intervalo a , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos. . .	64
5.5	Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 740\text{Hz}$, intervalo a	65
5.6	Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 150\text{Hz}$, intervalo b , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos. . .	66
5.7	Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 450\text{Hz}$, intervalo b , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos. . .	67
5.8	Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 1000\text{Hz}$, intervalo b , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos. . .	68
5.9	Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 480\text{Hz}$, intervalo c , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos. . .	70
5.10	Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 900\text{Hz}$, intervalo c , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos. . .	71
A.1	Circuito do filtro rejeita-faixa utilizado.	75

Lista de Símbolos e Abreviaturas

Símbolos

U	Tensão
I	Corrente
N_i e N_o	Número de enrolamentos do primário e do secundário de um transformador
V_o e V_i	Tensão de saída e de entrada do transformador
$x(t)$	Sinal de informação contínuo, no domínio do tempo
j	$\sqrt{-1}$
c_k	Coefficientes da série de Fourier
$x[n]$	Sinal de informação discreto
$X(\omega)$	Espectro contínuo de frequências de $x(t)$
$X(\Omega)$	Espectro contínuo de frequências de $x[n]$
r_{xx}	Auto-correlação de um sinal
c_{xx}	Auto-covariância de um sinal
r_{xy}	Correlação cruzada
P_{xx}	Densidade espectral de potência
$E(\cdot)$	Operador esperança
η_T	Média temporal
η	Média ou esperança
$W[n]$	Função de ajanelamento
$u[n]$	Entrada do filtro do modelo paramétrico
$h[k]$	Resposta ao impulso do filtro do modelo paramétrico
$H(z)$	Função de transferência do filtro do modelo paramétrico
ρ_m	Variância do ruído branco
$a[k]$ e $b[k]$	Parâmetros auto-regressivos do modelo ARMA
$\hat{\varepsilon}[n]$ e $\check{\varepsilon}[n]$	Saídas do método de Burg
P_N	Potência média do ruído branco $\varepsilon[n]$, saída do método de Burg
c	Coefficiente de amortecimento
k	Coefficiente de restauração

c_c	Coeficiente de amortecimento crítico
α	Coeficiente de decaimento
ϕ_x	Fase do sinal
A_i	Amplitude da componente i
to_i	Atraso da componente i
ω_o e f_o	Frequências centrais do filtro, em rad/s e Hz, respectivamente
Q	Fator de qualidade do filtro
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números reais
C^1 e C^2	Conjunto das funções diferenciáveis de primeira e segunda ordem
f' e f''	Primeira e segunda derivadas da função $f(x)$
$fit(x)$	Valor da função <i>fitness</i> do cromossomo x
$\nabla f(\mathbf{x})$	Vetor das derivadas parciais de $f(x)$ (Gradiente)
$\mathbf{F}(\mathbf{x})$	Matriz das segundas derivadas de $f(x)$ (Hessiana)
p_{rec}	Taxa de recombinação do Algoritmo Genético
p_{mut}	Taxa de mutação do Algoritmo Genético
H	Hiperplano (<i>schema</i>)
$\delta(H)$	Comprimento do <i>schema</i> H
$o(H)$	Número de posições fixas do <i>schema</i> H
$P(H, t)$	Parcela da população que realiza a busca sobre o hiperplano H
$f(H, t)$	Valor médio da função aptidão dos indivíduos que pertencem a $P(H, t)$

Abreviaturas

No caso de algumas abreviaturas internacionalmente conhecidas, optou-se por manter as mesmas em inglês.

AG	Algoritmo Genético
AR	<i>Autoregressive</i>
ARMA	<i>Autoregressive Moving Average</i>
CIGRE	<i>Conseil International Des Grands Réseaux Electriques</i>
CL-5C	Tipo de controle utilizado nos reguladores testados
COELBA	Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia
DFT	<i>Discrete Fourier transform</i>
DGA	<i>Dissolved gas-in-oil analysis</i>
DTFT	<i>Discrete time Fourier transform</i>
EE	Estratégia Evolutiva
FFT	<i>Fast Fourier transform algorithm</i>
FT	<i>Fourier transform</i>
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
MA	<i>Moving Average</i>
OLTC	<i>On load tap changer</i>
PSD	<i>Power spectral density</i>
RLS	<i>Recursive least square algorithm</i>
RNA	Rede Neural Artificial
VR-32	Modelo de regulador testado, do fabricante <i>McGraw-Edison</i>
WWS	<i>Wide sense stationary</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Regulação de Tensão

A carga da rede de distribuição de energia elétrica está em constante oscilação, variando no decorrer do dia com a conexão e desconexão de equipamentos. Juntamente com a carga, varia também a tensão (U) fornecida pela distribuidora. Quando os valores de U estão muito distantes da tensão nominal da rede, referência usada no projeto de equipamentos, uma série de problemas pode ocorrer, desde pequenas falhas até a queima de aparelhos e máquinas elétricas. Na figura 1.1 pode-se ver a variação da tensão do barramento de 34,5kV, da sub-estação Lençóis, no dia 01/09/2004.

A potência máxima fornecida (P_{max}) é um valor limitado pelas características da rede em questão. Com o aumento da corrente (I), a tensão (U) deve cair, para respeitar o valor da potência (P_{max}), conforme a equação:

$$|P_{max}| = \sqrt{3}|U||I|. \quad (1.1)$$

Os reguladores de tensão são dispositivos eletromecânicos utilizados nas redes de distribuição, na tentativa de manter a tensão fornecida o mais próximo possível da tensão nominal. São transformadores onde pode-se variar a relação entre o número de enrolamentos no primário e no secundário através de uma chave rotativa, a partir da análise das tensões de entrada ou de saída, visando manter a última constante e igual à referência. Os reguladores são compostos basicamente do transformador e do módulo comutador de derivação sob carga (OLTC - *On Load Tap-Changer*). Cada posição deste módulo corresponde a uma relação de transformação.

Os reguladores são instalados em postes, ou nas subestações e podem ser monofásicos ou trifásicos. Os monofásicos também são usados para regular uma fase de um sistema trifásico.

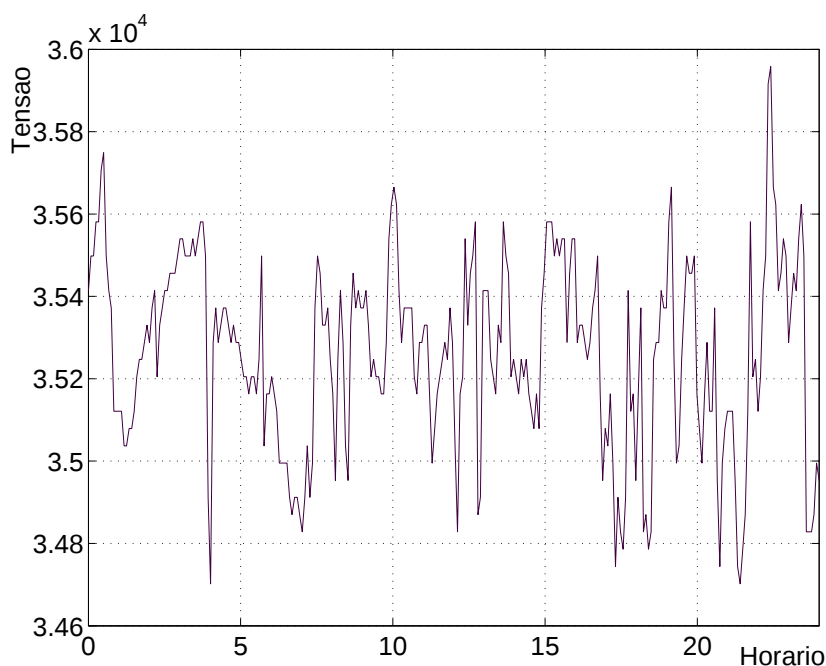


Figura 1.1: Curva de tensão da sub-estação Lençóis, barramento 34,5kV, dia 01/09/2004, fonte-COELBA.

A cada mudança de posição do comutador, ocorre uma série de eventos elétricos e mecânicos que contribui para o desgaste do equipamento (este processo será descrito com detalhes no capítulo 2). O procedimento de manutenção além de dispendioso é demorado e requer manobras na rede elétrica para o desligamento do regulador. Na fornecedora de energia elétrica local (Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia - COELBA), o processo de manutenção dos OLTC's é realizado periodicamente, ou na ocorrência de falhas. Por falta de um sistema de monitoramento, algumas vezes, os equipamentos que vão para a manutenção periódica estão em boas condições e poderiam continuar em funcionamento por mais tempo (Kay, 1997). Já os equipamentos em condição de falha podem comprometer a qualidade do sistema de distribuição. Na figura 1.2 vê-se um regulador de tensão aguardando manutenção.

Sistemas não invasivos de monitoramento de reguladores de tensão vem sendo propostos na literatura recentemente. Neles as principais variáveis medidas são as características do óleo isolante (Wang et al., 2000) e a vibração emitida pelo comutador durante uma mudança de contato. Para a análise do sinal acústico, alguns utilizam transformada Wavelet (Kang and Birtwhistle, 2001) e outros convolução de Hilbert (Foata et al., 2000).

1.2 Objetivo do Trabalho

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um sistema não-invasivo de monitoramento, através da análise da vibração emitida pelo equipamento a cada mudança de contato, sendo

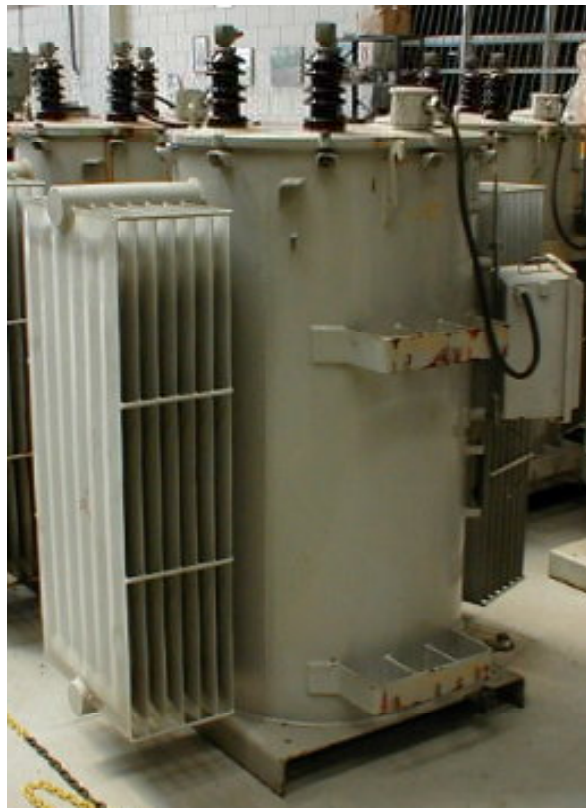


Figura 1.2: Regulador aguardando manutenção.

proposta uma modelagem do sinal de vibração utilizando Algoritmos Genéticos. Com o monitoramento será possível determinar o estado do OLTC e programar as paradas para manutenção, prolongando ao máximo o tempo de uso dos reguladores, sem por em risco a qualidade da tensão fornecida ao consumidor final.

O sistema de monitoramento desenvolvido, conforme a figura 1.3, é composto de:

Módulo de Condicionamento de Dados - formado pelo sensor de vibração e circuito de polarização, amplificador e filtro analógicos.

Rotina de Tratamento de Dados - rotina de pré-processamento do sinal, onde se elimina o ruído e se prepara o sinal para a entrada no estimador de parâmetros.

Estimador de Parâmetros - um Algoritmo Genético (AG) foi desenvolvido para estimar os parâmetros do sinal de vibração adquirido.

Rotina de Análise dos Parâmetros Obtidos - a partir dos parâmetros obtidos pelo AG, chega-se à condição de funcionamento do OLTC.

Um resumo do trabalho e os primeiros resultados obtidos podem ser encontrados no artigo (de Simas Filho et al., 2004).

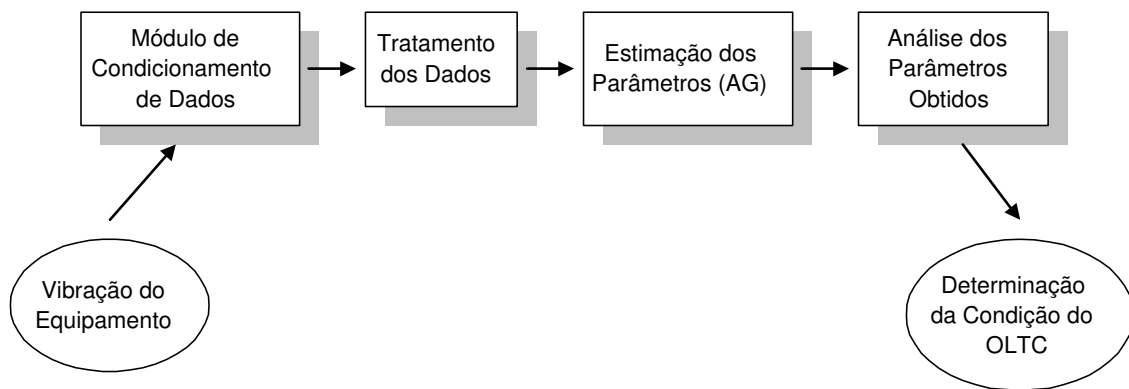


Figura 1.3: Fluxo do sistema não-invasivo de monitoramento de OLTC's proposto.

1.3 Organização desta Dissertação

O texto está dividido em 6 capítulos:

- O capítulo 1 traz uma introdução sobre o problema e as ferramentas utilizadas.
- No capítulo 2 é feita uma descrição do equipamento em estudo, o OLTC, onde são mostrados o seu princípio de funcionamento, seus principais componentes e o processo de mudança de contato.
- O capítulo 3 descreve os procedimentos de aquisição e processamento de sinais de vibração, o módulo de condicionamento de dados, e as rotinas de tratamento e modelagem.
- O capítulo 4 mostra a teoria de otimização de funções e os algoritmos genéticos como método de otimização.
- No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos nas simulações e feitas comparações com alguns métodos existentes.
- O capítulo 6 conclui a dissertação e apresenta sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

O Regulador de Tensão OLTC

2.1 Introdução

O bom funcionamento dos reguladores de tensão é muito importante para a confiabilidade do sistema de distribuição de energia elétrica. O OLTC acoplado a um transformador forma um sistema regulador, que é responsável pela manutenção da tensão de saída em níveis constantes, mesmo com variações do potencial de entrada. No OLTC, o conjunto de contatos é movido pelo mecanismo de posicionamento para a posição determinada. Através de leituras da tensão de entrada (ou saída), a unidade de controle escolhe a posição que mantém a tensão de saída regulada. Todas as partes descritas, exceto a unidade de controle, trabalham dentro da carcaça imersas em óleo isolante, juntamente com os enrolamentos do transformador.

Os reguladores testados, são do modelo VR-32 do fabricante *McGraw-Edison* e regulam a tensão de linha de 10% acima ou a baixo da tensão nominal (U_n) em 32 passos, sendo cada passo de aproximadamente 5/8% de U_n (McGraw-Edison, 1999). São equipamentos monofásicos com tensão nominal $U_n=13,8\text{kV}$ e podem ser usados tanto em sistemas monofásicos como em uma fase de um sistema trifásico. Dois reguladores ligados em delta aberto ou três em delta podem regular um circuito trifásico. Quando ligados em estrela aterrada três reguladores podem estabilizar um sistema trifásico a quatro fios. Seu módulo comutador possui oito contatos fixos (derivações), a posição neutra, um par de contatos móveis e uma chave reversora. O contato móvel pode assumir duas posições distintas para cada derivação. Em um ciclo completo têm-se $8 \times 2 = 16$ níveis de tensão. Cada um destes níveis pode corresponder a um aumento ou redução da tensão de entrada, conforme a posição da chave reversora, contabilizando os 32 passos do regulador.

Por ser um dispositivo comutador eletromecânico, o OLTC é a parte mais cara e vulnerável do sistema regulador. As causas mais freqüentes de falhas num OLTC são defeitos nos contatos ou no mecanismo de posicionamento (Pengju Kang and McCulloch, 2000). Cada vez que ocorre uma mudança de posição há surgimento de arco elétrico, essa descarga provoca a queima do

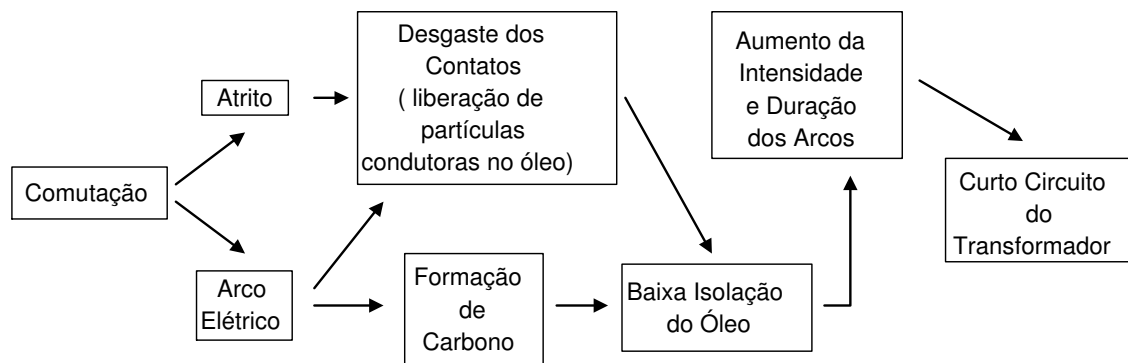


Figura 2.1: Fluxo de eventos que contribuem para falhas num OLTC.



Figura 2.2: Comparação entre um contato desgastado (esquerda) e um contato novo (direita).

óleo e, com isso, a formação de carbono. Percebe-se da figura 2.1 que as descargas, juntamente com o atrito, provocam também o desgaste físico dos contatos e, conseqüentemente, a liberação de partículas de material condutor no óleo. Com o aumento da concentração de carbono e o acúmulo de partículas condutoras o óleo perde sua capacidade isolante, permitindo a formação de arcos mais intensos e de maior duração e, em casos extremos, um curto circuito. Na figura 2.2 pode-se verificar as ranhuras e imperfeições de um contato desgastado, quando comparado com outro novo. Um problema no mecanismo de posicionamento pode deixar os contatos fora de posição, isto é, não acoplados corretamente, gerando descargas parciais entre as derivações. A perda de sincronismo entre o motor e o sistema de disparo pode ocasionar o aumento no tempo de duração dos arcos.

2.2 Descrição do Equipamento

Um Regulador de tensão é composto basicamente de: comutador de derivação (OLTC), transformador, óleo isolante, módulo de controle, carcaça e ferragens de sustentação. Na figura 2.3 tem-se um regulador em processo de manutenção, podendo-se identificar o comutador e o



Figura 2.3: Regulador aberto para manutenção.

transformador.

2.2.1 Autotransformadores

Os reguladores de tensão são autotransformadores com várias entradas, permitindo ajustar o número de enrolamentos de acordo com a variação da tensão de entrada. O ajuste do número de enrolamentos é feito por meio de uma chave rotativa. Se o cursor da chave estiver na posição 0 (neutral) o regulador está desligado.

Em um transformador, a igualdade:

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{N_i}{N_o}, \quad (2.1)$$

onde V_i e N_i são respectivamente a tensão e o número de enrolamentos do primário (ou entrada) e V_o e N_o a tensão e o número de enrolamentos do secundário (ou saída) é conhecida como relação de transformação.

Havendo variações da entrada, V_o pode ser mantida constante desde que seja ajustado o

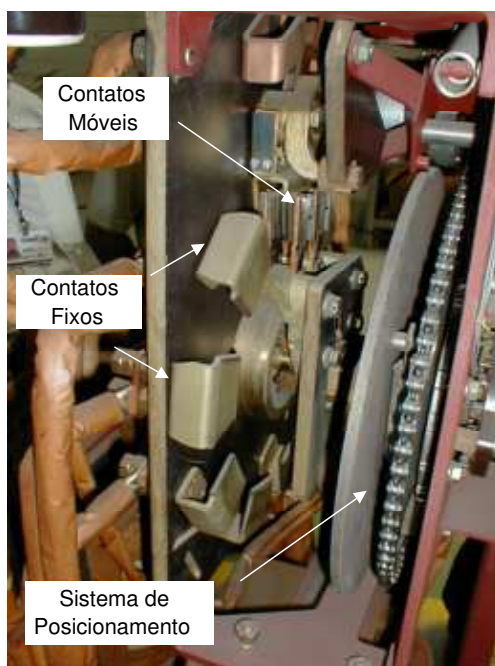


Figura 2.4: Módulo Comutador.

quociente $\frac{N_o}{N_i}$, conforme equação 2.2:

$$V_o = V_i \frac{N_o}{N_i}. \quad (2.2)$$

Nas figuras 2.4 e 2.5 têm-se, respectivamente, o módulo comutador e seu esquema simplificado, na última a tensão de entrada V_i é medida pelo módulo de controle que escolhe a posição final da chave seletora, mantendo a saída V_o regulada. Na figura 2.5 é mostrado o esquema de um regulador de 8 posições, a entrada é fornecida por uma fonte de tensão, que pode ser um gerador ou a própria rede elétrica, dependendo do valor de V_i , o regulador pode funcionar como um transformador elevador (posições positivas) ou redutor (posições negativas). Na figura 2.6 é mostrado o fluxo de atuação do módulo de controle. A partir da comparação entre a tensão V_i medida e a referência (voltagem nominal) o sistema decisório escolhe a nova relação de transformação. O controle também pode ser feito a partir da medição de valores de V_o .

Quando realizado sob carga, o processo de mudança de derivação gera arco elétrico. Na tentativa de diminuir a intensidade do mesmo usa-se geralmente um autotransformador preventivo ou reator, projetado para limitar a corrente circulante dentro de um valor de segurança durante o intervalo de tempo em que se faz a transição entre os contatos adjacentes, embora esta montagem não seja capaz de eliminar o arco, reduz sua intensidade (Christie, 1969).

Na figura 2.7 tem-se o esquema de um regulador de tensão com 32 níveis (McGraw-Edison VR-32), vê-se, conforme mencionado anteriormente, que o sistema possui oito contatos fixos, a posição neutra e uma chave reversora. Os contatos móveis podem se posicionar em apenas 1, ou

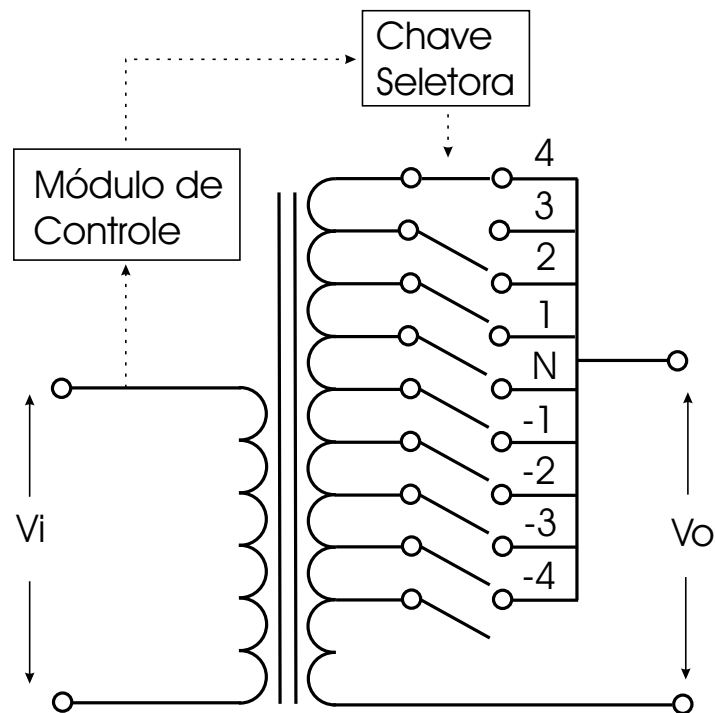


Figura 2.5: Esquema simplificado do módulo comutador de um OLTC de oito posições.

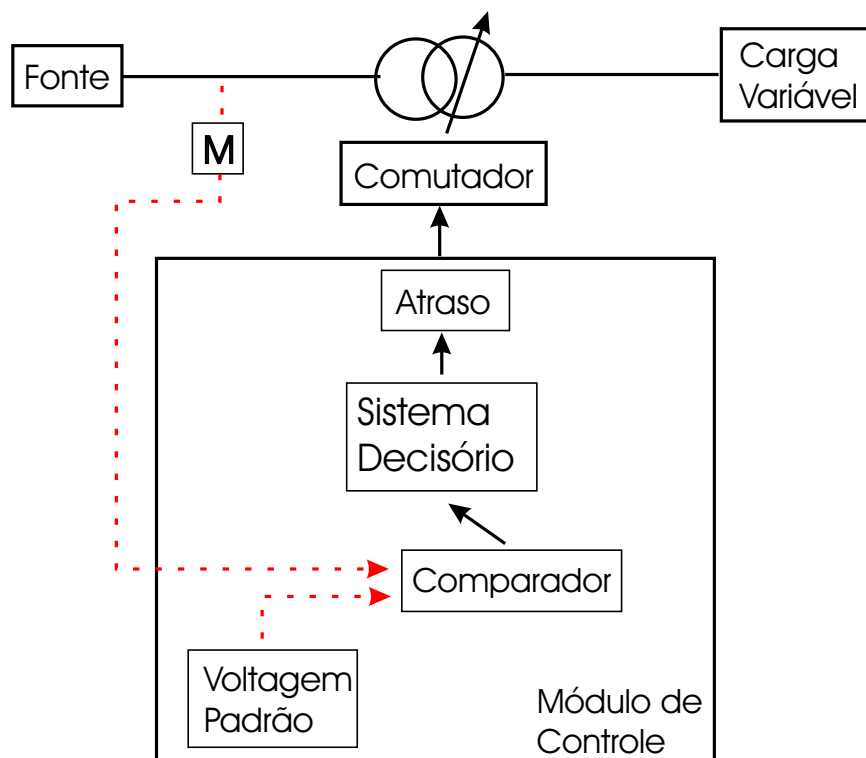


Figura 2.6: Fluxo de atuação do módulo de controle.

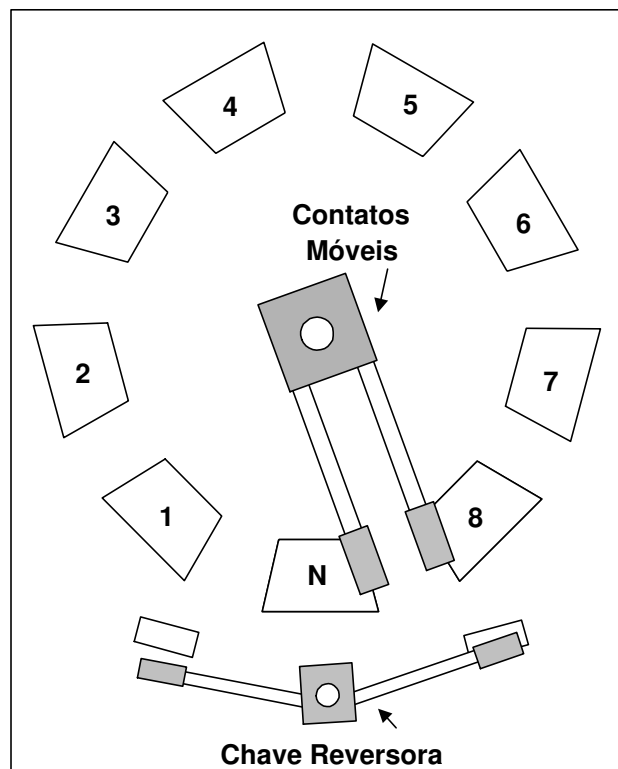


Figura 2.7: Diagrama do módulo comutador.

Meio Ciclo Negativo do Regulador																	
Posição	1	1/2	2	2/3	3	3/4	4	4/5	5	5/6	6	6/7	7	7/8	8	8/N	N
Relação	-16	-15	-14	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0

Tabela 2.1: Ciclo negativo de um regulador de 32 posições.

sobre 2 contatos fixos adjacentes. A cada posição distinta do comutador estão associadas duas relações de transformação, uma elevando e outra reduzindo, de acordo com a posição da chave reversora, que somente é acionada quando o regulador está na posição neutral. Nas tabelas 2.1 e 2.2 está ilustrado o ciclo completo de um regulador de 32 níveis, mostrando a correspondência entre a posição dos contatos e a relação de transformação. Vê-se que uma mesma posição pode corresponder a uma relação positiva e outra negativa, por exemplo a posição 2 corresponde às relações -14 e 4, já as posições 8/N (figura 2.7), N e N/1, estão associadas às relações -1, 0 e 1, respectivamente. Como os passos de regulação são de aproximadamente 5/8% (McGraw-Edison, 1999), a relação -16 será usada quando a tensão de entrada for 10% acima da tensão padrão, já a relação 1 será usada quando a tensão de entrada estiver entre 5/8% e 10/8% abaixo da padrão.

Meio Ciclo Positivo do Regulador																	
Posição	N	N/1	1	1/2	2	2/3	3	3/4	4	4/5	5	5/6	6	6/7	7	7/8	8
Relação	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16

Tabela 2.2: Ciclo positivo de um regulador de 32 posições.

2.2.2 Comutadores

Os OLTC's, segundo o mecanismo de comutação, podem ser classificados em: comutadores de mola e de acionamento direto. Reguladores para aplicação em baixa corrente ($I < 219A$) utilizam comutadores acionados pela energia armazenada em mola. Reguladores usados em aplicações de média e elevada corrente ($I > 219A$) empregam comutadores acionados diretamente por motor (McGraw-Edison, 1999). Os reguladores testados possuem acionamento por mola, utilizando motores monofásicos de 120V/60Hz. Independente do mecanismo utilizado, a rapidez do processo de comutação é importante para limitar a duração da descarga elétrica entre os contatos, evitando o desgaste excessivo do equipamento.

Em comutadores acionados por mola, quando o controle pede uma mudança do comutador, o seguintes eventos ocorrem:

1. o freio do motor se solta e o motor parte;
2. a chave de retenção do motor fecha assegurando que a mudança será completada;
3. o eixo de acionamento começa a girar o braço de manivela e a mola começa a ser estendida;
4. a 180° da posição inicial o braço de manivela está na posição final e as molas estão totalmente carregadas;
5. a mola descarrega instantaneamente empurrando os contatos em alta velocidade, realizando uma comutação.

2.2.3 Novos Modelos de Reguladores de Tensão

Novos trabalhos propõem modelos diferentes de reguladores que solucionariam alguns dos problemas dos atuais. No trabalho de (Gao et al., 2002) é proposto um esquema para uma novo tipo de OLTC que tenta amenizar as principais deficiências dos modelos mais comuns: formação de arco elétrico e a perda de condutividade, causada pelos resistores de transição. Estes resistores são usados em alguns modelos para diminuir a intensidade da corrente circulante durante uma mudança de contato. Por outro lado, o uso deste tipo de circuito contribui para o surgimento de perdas por condução. Gao *et al* propõe uma configuração com três contatos móveis de movimento independente e chaves AC de estado sólido (com tiristores e diodos) em substituição

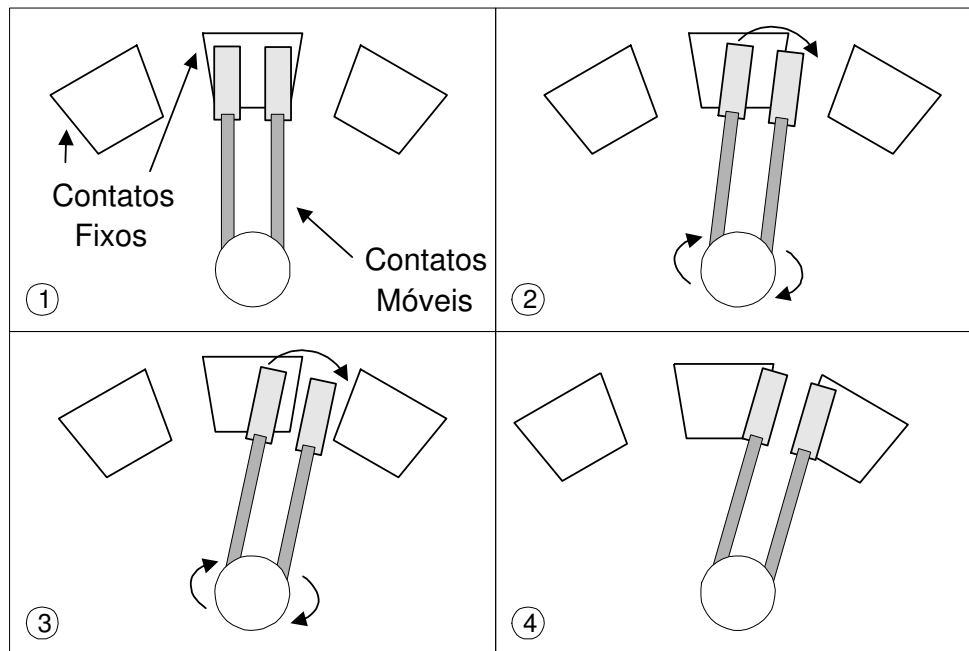


Figura 2.8: Etapas de uma mudança de posição do comutador.

aos resistores de transição. Já (Peck, 1995) desenvolveu um modelo de OLTC com o comutador acondicionado em um tanque separado do transformador. Esta montagem evita que o óleo seja contaminado pelos gases e pelo carbono produzido durante as comutações, e facilita o processo de manutenção, uma vez que não será preciso drenar todo o óleo para abrir o módulo comutador. Este modelo, porém, só apresenta viabilidade econômica para transformadores de tensão nominal menor que 132 kV. Em (Echavarria et al., 2000) é desenvolvido um OLTC de ação rápida. Com a substituição do módulo comutador mecânico por um conjunto de chaves elétricas a IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), foi implementado um regulador capaz de corrigir variações na tensão de entrada com grande rapidez. Uma vez que não é mais usado o módulo comutador mecânico, não existem mais os problemas decorrentes do desgaste dos contatos e de falhas no sistema de posicionamento. Embora estas novas idéias representem uma perspectiva muito boa para o futuro, ainda é preciso tratar os problemas existentes nos modelos mais comuns de OLTC em uso nas diversas concessionárias de energia.

2.3 O Processo de Comutação

A mudança de posição pode ser dividida em quatro estágios conforme mostra a figura 2.8:

1. no primeiro estágio ocorre o início da comutação;
2. no segundo os contatos móveis estão sendo arrastados sobre os fixos;

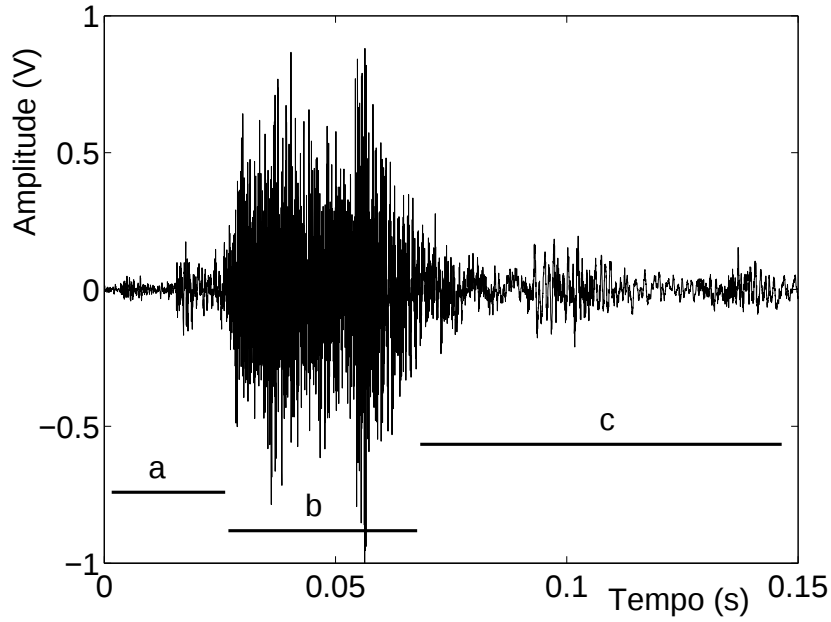


Figura 2.9: Intervalos de tempo do sinal.

3. no terceiro um dos contatos móveis se desprende do contato fixo, nesta etapa ocorrem os arcos elétricos;
4. no último estágio os contatos móveis finalizam o acoplamento, é neste momento que ocorre o choque mecânico devido ao descarregamento da mola.

Na figura 2.9, dividiu-se o sinal acústico típico de uma comutação nos intervalos *a*, *b* e *c*. Procurou-se associar os estágios da comutação aos intervalos temporais: em *a* ocorrem os estágios 1 e 2, em *b*, onde o sinal tem maior amplitude, ocorrem os estágios 3 e 4, e *c* é o tempo de resposta de todo o sistema ao estímulo de vibração gerado na troca de posição. Nos intervalos *a* e *b* há a ocorrência de eventos mecânicos e elétricos. Em *c*, temos basicamente eventos mecânicos.

A divisão é importante para garantir que informações relevantes, presentes em apenas um espaço de tempo do sinal, sejam consideradas. A partir dela realiza-se a modelagem e estimação de parâmetros para os intervalos *a*, *b* e *c*.

O sinal de vibração foi amostrado a uma frequência de 44100Hz, cada comutação dura entre 0,18 e 0,2 segundos, gerando um sinal com 8000 a 9000 pontos. O intervalo *a* tem aproximadamente 0,02s e *b* 0,07s, correspondendo a 900 e 3000 pontos, respectivamente. No restante do tempo têm-se o intervalo *c*.

Capítulo 3

O Modelo Utilizado

3.1 Introdução

Alguns trabalhos de monitoramento de OLTC já desenvolvidos utilizam a análise das características do óleo isolante (Wang et al., 2000), chamada de DGA (*dissolved gas-in-oil analysis*). Esta técnica permite associar a mudança da concentração de certos gases dissolvidos no óleo às condições de falha do equipamento. A análise é feita de forma não-invasiva, usando dados de imagens térmicas no espectro do infravermelho. Noutra vertente, utiliza-se os dados extraídos do sinal de vibração, colhido na carcaça do equipamento a cada mudança de contactos. Alguns destes trabalhos utilizam transformada wavelet para detectar a envoltória do sinal e depois fazem a análise dos dados com mapas auto-organizáveis (P.Kang and Birtwhistle, 2001a), (P.Kang and Birtwhistle, 2001b), (Pengju Kang and McCulloch, 2000). Já M. Foata em (Foata et al., 2000) usa convolução de Hilbert para detectar a envoltória, fazendo comparações entre o sinal medido e uma referência pré-estabelecida. No estudo da CIGRE (*Conseil International Des Grands Réseaux Electriques*) (Guuinic and Aubin, 2001) pode-se encontrar os métodos mais usados para monitoramento de OLTC's. Além dos citados acima (DGA e análise acústica), o estudo indica que pode-se extrair informações importantes a partir do monitoramento das seguintes variáveis: corrente e torque do motor do sistema de posicionamento e temperatura relativa das partes do OLTC.

No presente trabalho é proposta uma análise da vibração do equipamento, utilizando como ferramenta Algoritmos Genéticos (AG's) e algoritmos RLS (*Recursive Least Square*). Foram desenvolvidos um módulo de aquisição de dados com filtragem analógica e a rotina de tratamento do sinal. O método utilizado permite a obtenção de características importantes do sinal como amplitude, fase e variação temporal das principais componentes de frequência. A partir destas variáveis, é feito o diagnóstico do equipamento. Em comparação com os métodos acústicos existentes, o processo de classificação é simplificado, por ter sido realizado utilizando-se um número limitado de parâmetros, e não a envoltória do sinal.

3.2 Análise de Vibrações

O estudo das vibrações de equipamentos vem se desenvolvendo como uma técnica de monitoramento bastante eficiente. Com sensores cada vez mais precisos e técnicas de processamento de sinais avançadas, pode-se prever o estado de funcionamento e até diagnosticar os tipos de falhas.

3.2.1 Técnicas de Processamento de Sinais

Processamento de sinais, neste trabalho, é o conjunto de técnicas utilizadas para extrair informações importantes dos dados em questão. Estas informações geralmente estão relacionadas com as componentes de frequência e conseqüentemente com a transformada de Fourier. Para sinais aleatórios, ou sinais contaminados com ruído, é preciso usar uma abordagem estatística, não sendo possível determinar o espectro de frequência exato, mas sim, uma estimativa. Dados extraídos desta estimativa servirão de entrada para o Algoritmo Genético (AG) no processo de extração dos parâmetros do sinal de vibração.

Transformada de Fourier

A abordagem clássica de processamento de sinais é feita através do uso da transformada de Fourier (FT - *Fourier Transform*) que é assim chamada em homenagem ao francês Jean Baptiste Fourier (1768-1830) um dos pioneiros no estudo da representação de funções por somatório de senóides. A FT é uma ferramenta matemática capaz de, a partir do sinal no domínio do tempo $x(t)$, obter uma função $X(\omega)$ que descreve seu comportamento no domínio da frequência.

Tomando-se inicialmente um sinal periódico $x(t)$, com período T , $x(t)$ pode ser expresso por uma soma (em geral infinita) de exponenciais complexas (Kamen and Heck, 2000):

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_0 t}, \quad -\infty < t < \infty, \quad (3.1)$$

a representação acima é conhecida como série de Fourier, e os coeficientes c_k são calculados através da expressão:

$$c_k = \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.2)$$

Para que um sinal periódico tenha representação em séries de Fourier é necessário que atenda algumas condições (Condições de Dirichlet):

1. $|x(t)|$ deve ser integrável em qualquer período: $\int_a^{a+T} |x(t)| dt < \infty$;

2. $x(t)$ deve possuir um número finito de máximos e mínimos em qualquer período;
3. $x(t)$ deve possuir um número finito de descontinuidades em qualquer período.

Sinais não-periódicos também podem ser expressos em função das suas componentes de frequência, mas para isso usa-se a Transformada de Fourier:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt, \quad -\infty < \omega < \infty \quad (3.3)$$

onde ω é a frequência angular contínua (em *rad/s*). A existência da transformada de Fourier também está atrelada às condições de Dirichlet, conforme descritas acima.

A expressão 3.4 permite o cálculo da transformada inversa de Fourier, ou seja, a reconstituição do sinal temporal a partir de seu espectro de frequência.

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)e^{j\omega t} d\omega. \quad (3.4)$$

Com o advento e evolução dos sistemas digitais foi preciso adaptar a teoria de Fourier para o tratamento de dados amostrados (sinais discretos). Para estes, foram criadas a transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT - *Discrete Time Fourier Transform* e a transformada discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*).

Dado um sinal discreto $x[n]$, a transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT) de $x[n]$ é definida como:

$$X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\Omega n}, \quad (3.5)$$

a DTFT é portanto uma função contínua da variável real Ω , obtida a partir de uma sequência amostrada. Pode-se notar que 3.5 é uma versão discreta de 3.3, onde o somatório substitui a integral. O ω maiúsculo (Ω) é usado para distinguir o caso contínuo do discreto.

Por ser uma função contínua, $X(\Omega)$ não pode ser manipulada digitalmente, para isso foi preciso discretizar os valores de frequência, levando ao desenvolvimento da transformada discreta de Fourier (DFT) (Kamen and Heck, 2000).

Supondo que a sequência discreta $x[n]$ é zero pra $0 > n \geq N$, onde N é um inteiro positivo. A DFT (X_k) de $x[n]$ é definida por:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.6)$$

Diferente da DTFT, a DFT é uma função discreta, que pode ser implementada facilmente

em sistemas digitais. Para o cálculo da DFT existe um algoritmo bastante eficiente que ficou conhecido como FFT (*Fast Fourier Transform*). Esta contribuição facilitou muito o tratamento de sinais amostrados com grande número de pontos. O algoritmo da FFT está descrito em (David J. De Fatta, 1988).

Sinais Aleatórios

Os sinais podem ser classificados em determinísticos e aleatórios. São ditos determinísticos quando respostas idênticas são obtidas em repetidas medições. Já os aleatórios apresentam diferenças quando medidos repetidamente. A obtenção do espectro de frequência, através do uso direto da transformada de Fourier, somente pode ser aplicada para processos determinísticos. Para o tratamento de sinais aleatórios alguns conceitos de estatística devem ser introduzidos.

A auto-correlação do sinal aleatório discreto $x[n]$ é dada por:

$$r_{xx}[n_1, n_2] = E\{x[n_1]x^*[n_2]\}, \quad (3.7)$$

onde E é o operador esperança, diz-se também que $\bar{x}[n] = E\{x[n]\}$ é a média ou valor esperado de $x[n]$, e $x^*[n]$ é seu complexo conjugado. O operador esperança é responsável pela eliminação da componente aleatória do sinal, e r_{xx} é, portanto, uma função determinística de n .

Pode-se definir a auto-covariância como:

$$c_{xx}[n_1, n_2] = E\{(x[n_1] - \bar{x}[n_1])(x^*[n_2] - \bar{x}^*[n_2])\}. \quad (3.8)$$

Os termos “correlação” e “covariância” são muitas vezes usados como sinônimos, mas, analisando as expressões 3.9 e 3.8, vemos que elas são iguais apenas quando o processo em questão ($x[n]$) tem média zero.

Para a análise de dois processos aleatórios $x[n]$ e $y[n]$ define-se a correlação cruzada como sendo:

$$r_{xy}[n_1, n_2] = E\{x[n_1]y^*[n_2]\}, \quad (3.9)$$

Um processo aleatório é dito estacionário em sentido amplo (WWS - *Wide Sense Stationary* se tem a média constante para todos os índices temporais, e sua auto-correlação depende somente da diferença $m = n_1 - n_2$. Um processo aleatório WWS discreto $x[n]$ é caracterizado por sua média constante

$$\bar{x}[n] = \bar{x}, \quad (3.10)$$

por sua sequência de auto-correlação

$$r_{xx}(m) = E\{x[n+m]x^*[n]\}, \quad (3.11)$$

e por sua sequência de auto-covariância

$$c_{xx}(m) = r_{xx}(m) - |\bar{x}|^2. \quad (3.12)$$

A densidade espectral de potência (PSD - *Power Spectral Density*) é definida como sendo a DTFT da sequência de auto-correlação:

$$P_{xx}(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_{xx}[n]e^{-j\Omega n}, \quad (3.13)$$

No caso de processos contínuos, a DTFT é substituída pela transformada de Fourier (FT).

Os processos de média ergódica, são definidos como aqueles que possuem a média temporal η_T , calculada a partir de uma realização de $x(t)$, próxima de $\eta = E\{x(t)\}$, com probabilidade perto de 1, ou seja:

$$E\{\eta_T\} = E\left\{\frac{1}{2T} \sum_{n=-T}^T x[n]\right\} = \eta. \quad (3.14)$$

Para processos de média ergódica a PSD pode ser estimada diretamente dos valores de $x[n]$ utilizando a expressão (Papoulis, 1991):

$$P_{xx}(\Omega) \approx S_T(\Omega) = E\left\{\frac{1}{2T} \left| \sum_{n=-T}^T W[n]x[n]e^{-2j\Omega n} \right|^2\right\}, \quad (3.15)$$

onde $W[n]$ é a função de ajanelamento escolhida, e, $S_T(\Omega)$ é a densidade de potência do sinal $x_T(t)$, dado por:

$$x_T(t) = x(t)p_T(t) \quad p_T(t) = \begin{cases} 1 & |t| < T \\ 0 & |t| > T \end{cases} \quad (3.16)$$

A função de ajanelamento depende do método de cálculo escolhido.

Estimação Espectral

As técnicas clássicas de estimação espectral usam as expressões 3.13 e 3.15 para obter aproximações da densidade espectral de potência (PSD) do sinal $x[n]$. O método que usa a aproximação diretamente a partir do sinal $x[n]$, equação 3.15, é chamado *periodograma* e o que faz o cálculo da PSD a partir da DTFT da autocorrelação do sinal 3.13 é conhecido como *correlograma*. Estas técnicas apresentam algumas limitações de resolução, que nos periodogramas depende do tipo de ajanelamento escolhido. Necessitam de janelas maiores e maior número de pontos para obter boa resolução. Métodos iterativos de cálculo de periodogramas e correlogramas estão descritos em (Marple, 1987).

Uma solução para alguns dos problemas das técnicas clássicas de estimação espectral é o uso de modelos paramétricos. Estes métodos obtêm, em geral, resultados melhores, mesmo para sinais com poucas amostras. São derivados do filtro linear definido a partir da equação de diferença:

$$x[n] = - \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] + \sum_{k=0}^q b[k]u[n-k] \quad (3.17)$$

onde $x[n]$, $u[n]$ e $h[k]$ são, respectivamente a saída, a entrada, e a resposta ao impulso do filtro. A função de transferência $H(z)$ é definida como a transformada z da seqüência $h[n]$:

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h[n]z^{-n}. \quad (3.18)$$

A transformada z é a equivalente discreta da transformada de Laplace, e pode ser obtida da expressão da DTFT 3.5, acrescentando-se o termo ρ^{-n} , onde ρ é um número real.

$$X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]\rho^{-n}e^{-j\Omega n}, \quad (3.19)$$

fazendo-se $z = \rho e^{-j\Omega}$, chega-se a expressão da transformada z :

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n}. \quad (3.20)$$

$H(z)$ pode ser expressa na forma racional:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_qz^{-q}}{a_0 + a_1z^{-1} + \dots + a_pz^{-p}}. \quad (3.21)$$

Os polinômios $A(z)$ e $B(z)$ podem ser expressos como:

$$A(z) = \sum_{n=0}^p a[n]z^{-n} \quad (3.22)$$

$$B(z) = \sum_{n=0}^q b[n]z^{-n} \quad (3.23)$$

A equação 3.17 é um modelo auto-regressivo de média variante (ARMA - *Autoregressive Moving Average*) de $x[n]$, onde a entrada $u[n]$ é uma sequência de ruído branco com média zero e variância ρ_m . Os parâmetros $a[k]$ são responsáveis pela parcela auto-regressiva (AR) e os $b[k]$ pela de média variante (MA). Pode-se utilizar esquemas mais simples, com apenas uma das partes do modelo ARMA. Na figura 3.1 têm-se diagramas dos modelos AR, MA e ARMA.

Para a estimação espectral precisa-se relacionar os coeficientes $a[k]$ e $b[k]$ com a sequência de autocorrelação do sinal a ser analisado. Essa relação pode ser obtida através de:

$$E\{x[n]x^*[n-m]\} = -\sum_{k=1}^p a[k]E\{x[n-k]x^*[n-m]\} + \sum_{k=0}^q b[k]E\{u[n-k]x^*[n-m]\}, \quad (3.24)$$

que, utilizando a equação 3.9, pode ser reduzida a:

$$r_{xx}[m] = -\sum_{k=1}^p a[k]r_{xx}[m-k] + \sum_{k=0}^q b[k]r_{ux}[m-k] \quad (3.25)$$

O ganho estático do sistema é igual a um, já que considerou-se que $b[0] = 1$ e $a[0] = 1$, e lembrando que a entrada do sistema é uma sequência de ruído branco com variância ρ_m , tem-se que a correlação cruzada é igual a:

$$r_{ux}[i] = \begin{cases} 0 & i > 0 \\ \rho_m & i = 0 \\ \rho_m h^*[-i] & i < 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

substituindo-se (3.26) em (3.25) chega-se a uma nova expressão para r_{xx} :

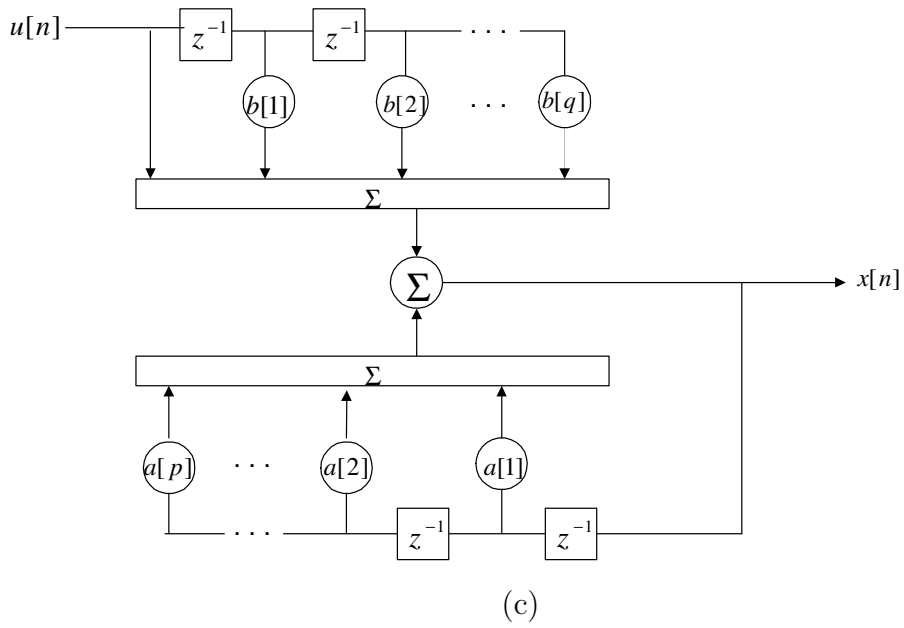
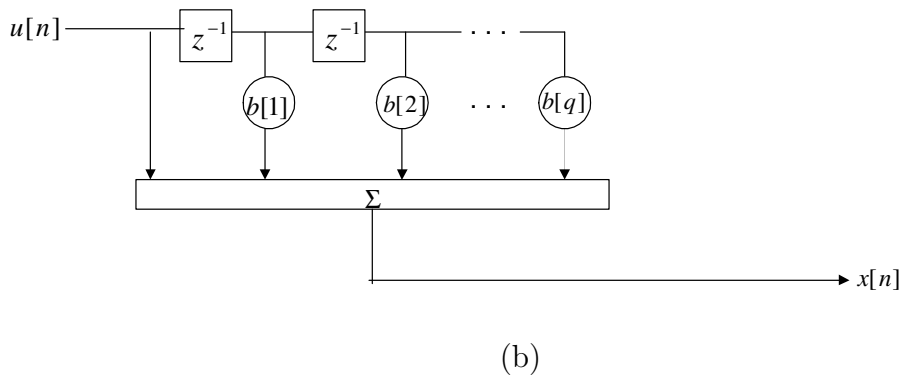
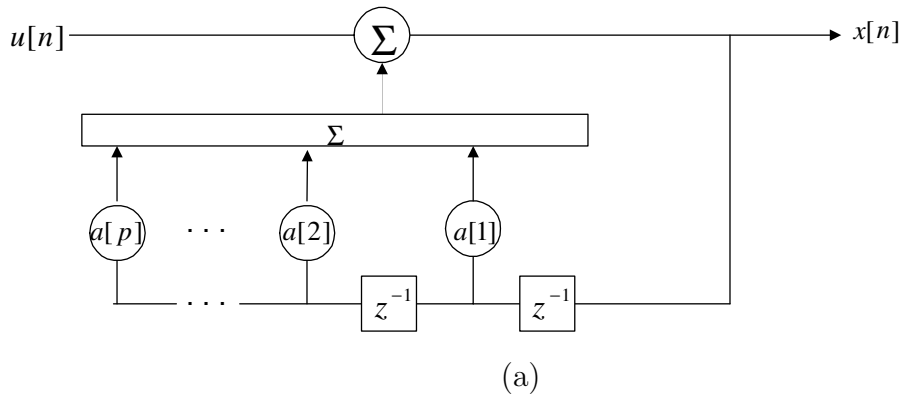


Figura 3.1: Modelos (a) AR, (b) MA e (c) ARMA.

$$r_{xx}[m] = \begin{cases} r_{xx}^*[-m] & m < 0 \\ -\sum_{k=1}^p a[k]x[m-k] + \rho_m \sum_{k=0}^q b[k]h^*[k-m] & 0 \leq m \leq q \\ -\sum_{k=1}^p a[k]r_{xx}[m-k] & m > q \end{cases} \quad (3.27)$$

Para análise do sinal de vibração coletado, utilizou-se um método auto-regressivo (AR) de estimação espectral, que não leva em consideração a parte MA. Então, fazendo o $b[k] = 0$ para $k = 2, \dots, q$ e $b[0] = 1$ na equação 3.27, chega-se ao sistema:

$$\begin{pmatrix} r_{xx}[0] & r_{xx}[-1] & \dots & r_{xx}[-p] \\ r_{xx}[1] & r_{xx}[0] & \dots & r_{xx}[-p+1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{xx}[p] & r_{xx}[p-1] & \dots & r_{xx}[0] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ a[1] \\ \vdots \\ a[p] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \rho_m \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

O sistema de equações obtido de 3.28 é conhecido como *Equações Normais de Yule-Walker*, e a através dele pode-se determinar os parâmetros AR, a partir da seqüência de autocorrelação $r_{xx}(k)$. Em problemas reais, entretanto, os valores de $r_{xx}(k)$ não são conhecidos e precisam ser estimados a partir da seqüência $x[n]$. Este resultado é, então, usado para encontrar os valores dos parâmetros $a[k]$. Um procedimento mais direto foi proposto por J. P. Burg em (Burg, 1967), e evita o cálculo de $r_{xx}(k)$.

A abordagem que ficou conhecida como método de *Burg* (ou método da máxima entropia), parte do princípio que o processo AR $x[n]$ satisfaz a expressão:

$$\varepsilon[n] = x[n] - a_1^N x[n-1] - \dots - a_N^N x[n-N], \quad (3.29)$$

onde a saída $\varepsilon[n]$ é o ruído branco de potência média P_N , e o índice superior dos parâmetros a_k^N identifica a ordem do filtro utilizado. A variável $\varepsilon[n]$ é decomposta em $\hat{\varepsilon}$ e $\check{\varepsilon}$ que representam, respectivamente, as saídas em avanço e em atraso. O cálculo dos valores de a_k^N é feito recursivamente utilizando as expressões:

$$P_{N-1}K_N = E\{\hat{\varepsilon}_{N-1}[n] + \check{\varepsilon}_{N-1}[n-1]\} \quad (3.30)$$

$$P_N = \frac{1}{2}E\{\hat{\varepsilon}_N^2[n] + \check{\varepsilon}_N[n]\}$$

a iteração começa com os seguintes valores: $P_0 = \frac{1}{J} \sum_{n=1}^J x^2[n]$ e $\hat{\varepsilon}_0[n] = \check{\varepsilon}_0[n] = x[n]$, e os próximos passos são atualizados de acordo com as expressões abaixo:

$$K_N = \frac{\sum_{n=N+1}^J (\hat{\varepsilon}_{N-1}[n] + \check{\varepsilon}_{N-1}[n-1])}{\frac{1}{2} \sum_{n=N+1}^J (\hat{\varepsilon}_{N-1}^2[n] + \check{\varepsilon}_{N-1}^2[n-1])} \quad (3.31)$$

$$P_N = (1 - K_N^2) P_{N-1} \quad (3.32)$$

$$a_k^N = a_k^{N-1} - K_N a_{N-k}^{N-1} \quad k = 1, \dots, N-1 \quad (3.33)$$

$$a_N^N = K_N$$

$$\hat{\varepsilon}_N[n] = x[n] - \sum_{k=1}^{N-1} a_k^N x[n-k] \quad (3.34)$$

$$\check{\varepsilon}_N[n] = x[n-N] - \sum_{k=1}^N a_k^{N-k} x[n-N+k]$$

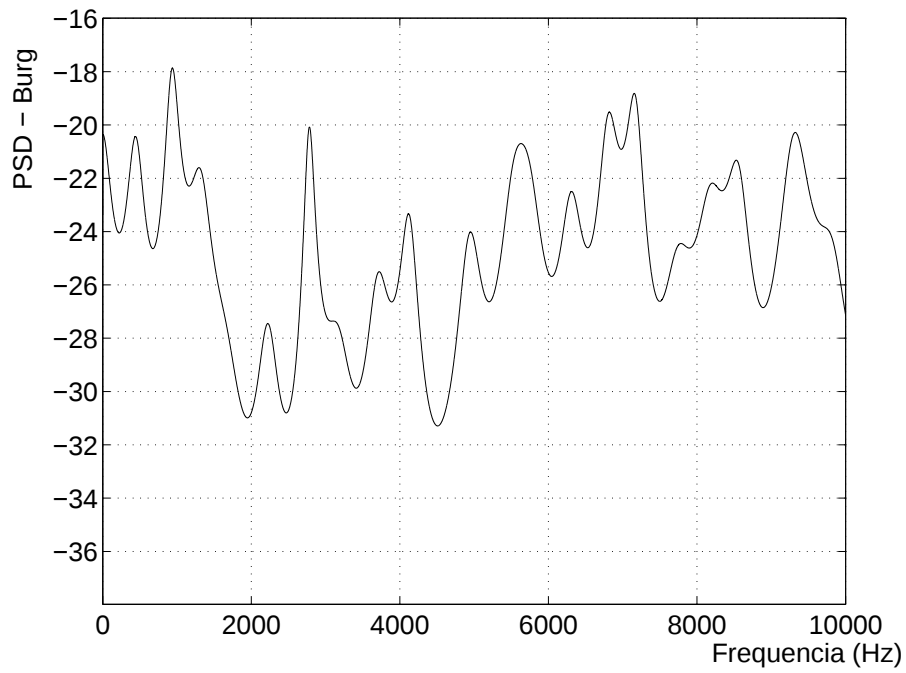
Após a N-ésima interação têm-se os os valores desejados, e a partir deles, pode-se calcular a PSD do sinal de entrada $x[n]$ utilizando:

$$P_{xx}(\Omega) = \frac{P_N}{|1 + \sum_{k=1}^N a_k e^{-j\omega k}|^2} \quad (3.35)$$

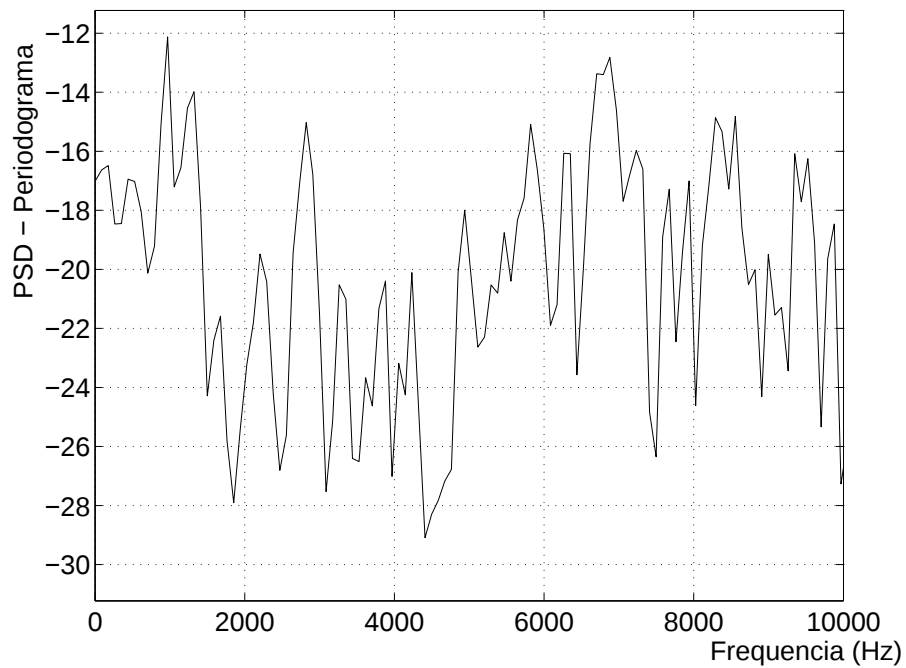
Na figura 3.2 são mostradas as estimativas espectrais (PSD) de um sinal coletado, utilizando o método de *Burg*, com um filtro de ordem $N=100$, e o método do periodograma, para uma FFT de 500 pontos. As formas de ondas dos dois métodos são semelhantes, mas o método utilizado (*Burg*) apresenta variações mais suaves, permitindo uma melhor visualização dos máximos e mínimos do espectro. Aumentando-se o número de pontos da FFT, o periodograma tende a ficar mais ruidoso. Comparando-se os dois métodos, percebe-se que há uma diferença nos valores da PSD decorrente dos diferentes processos de cálculo utilizados, que chega a até 6dB em determinadas frequências.

3.2.2 Transdutores para Medição de Vibração

Para a medição de sinais de vibração pode-se utilizar como variáveis de entrada o deslocamento, a velocidade ou a aceleração do objeto em teste. Existem transdutores específicos para cada um dos casos acima. Devido às suas características de construção, cada sensor é apropriado para medições numa faixa de frequência específica, conforme descrito na tabela 3.1 (Goldman, 1999).



(a)



(b)

Figura 3.2: Estimativas da PSD (em dB), (a) pelo método de Burg e (b) pelo periodograma.

Parâmetro	Deslocamento	Velocidade	Aceleração
Transdutor	Proxímetro	Sensores Sísmicos de Velocidade	Acelerômetro
Frequência(Hz)	0 a 30	5 a 2000	5 a 20000

Tabela 3.1: Sensores de vibração - frequências de operação

A seguir faz-se uma descrição dos sensores de vibração:

- **Proxímetros** - são sensores de deslocamento que medem a distância entre o dispositivo e uma superfície condutora. A proximidade entre o transdutor e a superfície causa interferência no campo magnético, gerando uma variação na saída. Como a saída do proxímetro é uma função não-linear da distância entre a ponta de prova e a superfície condutora, é necessário o uso de um circuito linearizador. Funcionam apenas em baixas frequências.
- **Sensores Sísmicos de Velocidade** - compostos de uma massa magnética presa a uma mola e envolta por um enrolamento de fio, com todo esse conjunto imerso em óleo. O movimento da massa gera um campo eletromagnético e conseqüentemente diferença de potencial nos terminais do enrolamento. Apresentam grandes dimensões se comparados aos acelerômetros piezo-elétricos. São sensíveis a efeitos de eixos transversos: montado verticalmente, também é afetado por um movimento horizontal. Sua resposta em frequência vai até 2000Hz.
- **Acelerômetros** - utilizam uma massa fixada a um cristal piezo-elétrico. Quando o dispositivo vibra, uma carga proporcional à força aplicada no cristal é gerada, como a massa permanece sempre constante, tem-se uma corrente proporcional à aceleração. Só capta vibração em uma direção. Caso seja necessário, o sinal pode ser integrado uma vez para obter-se a velocidade ($v = \int a dt$) e duas para o deslocamento ($X = \int v dt = \int (\int a dt) dt$). Apresentam dimensões reduzidas e baixas correntes de polarização, os cabos de conexão podem ter até 50m, sem gerar atenuações consideráveis no sinal. Alguns modelos apresentam resposta em frequência linear de 5Hz até 20kHz, sendo o tipo de sensor de vibração mais utilizado por sua praticidade e resposta em frequência.

Em medições de sinal de vibração, deve-se ter muito cuidado com a fixação do sensor de forma a mantê-lo bem fixado na estrutura do objeto a ser medido. Com uma fixação incorreta pode-se perder informação, principalmente as componentes de alta frequência. Numa tentativa de evitar possíveis erros, em cada verificação de um mesmo equipamento são realizadas três coletas. Os sinais são comparados e pode-se tomar uma média das características de cada um, ou descartar alguma amostra com problemas de leitura. Nas medidas realizadas neste trabalho, utilizou-se como sensor de vibração o acelerômetro Monitran 1800, que tem suas principais características descritas na tabela 3.2.

3.2.3 Medidas Realizadas

Estão sendo realizadas dois tipos de medidas:

Acelerômetro Monitran /1800	
Resposta em Frequência	5 Hz a 12 kHz $\pm$ 10%
Frequência de Ressonância	25 kHz
Desvio de Fase	$\pm$ 5%
Temperatura de Operação	-55 a 120°C
Coefficiente de Temperatura	0.08 % C
Sensibilidade	1000 mV/g $\pm$ 5%
Faixa de Corrente	0.5 a 8 mA
Montagem	Colar com cera de abelha ou outro adesivo

Tabela 3.2: Características do acelerômetro utilizado



Figura 3.3: Local de fixação do acelerômetro

1. em equipamentos defeituosos, desenergizados, antes e depois da manutenção;
2. em equipamentos em funcionamento nas subestações.

As medidas tipo 1 mostram a variação do sinal de um equipamento com um defeito específico, para o sinal do mesmo equipamento em perfeito estado, após a manutenção, fornecendo resultados mais imediatos, enquanto que, nas medidas do tipo 2 colhe-se os dados de um OLTC em suas condições normais de operação, verificando a variação gradual do estado do equipamento, sendo concluídas somente após o fim da vida útil dos contatos, o que pode levar alguns anos. As medidas do tipo 1 são efetuadas com o equipamento desenergizado, não havendo a ocorrência de arco elétrico. Os efeitos deste fenômeno serão avaliados com as medidas tipo 2. Na figura 3.3 pode-se verificar o local de fixação do acelerômetro durante a medição. Escolhido

por estar bem próximo ao módulo comutador, esta é a região onde o sinal de vibração tem maior amplitude. Procurou-se sempre realizar as medições com a menor variação possível do ponto de fixação.

3.2.4 Modelagem do Sinal

As estimações espectrais a partir da PSD e da própria FFT são bastante utilizadas para sinais estacionários, porém, como toda a teoria de Fourier, não são capazes de detectar as singularidades, variações e amortecimento dos fenômenos não-estacionários (Mallat and Hwang, 1992). Uma alternativa de análise de processos não estacionários é o uso da transformada Wavelet. O sinal de vibração do OLTC é não-estacionário e de curta duração (aproximadamente 0,2 segundos), o trabalho (Silva et al., 2004) desenvolvido paralelamente a este, analisa o uso da transformada Wavelet, para a análise acústica do OLTC.

Nesta dissertação, utilizando uma outra abordagem, foi desenvolvido um modelo para os dados adquirido, que leva em consideração não somente a amplitude e frequência das componentes, mas também o amortecimento e o atraso temporal.

Para modelar o sinal de vibração foi considerado inicialmente um sistema em movimento amortecido com apenas um grau de liberdade, este movimento é regido pela seguinte equação diferencial (Beer and Johnston, 1991):

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = 0, \quad (3.36)$$

sendo m a massa do sistema, c o coeficiente de amortecimento, e k o coeficiente de restauração. A equação diferencial descrita acima tem como resposta temporal (Rao, 2000):

$$x(t) = X_1 e^{\{-\frac{c}{2m} + \sqrt{(\frac{c}{2m})^2 - \frac{k}{m}}\}t} + X_2 e^{\{-\frac{c}{2m} - \sqrt{(\frac{c}{2m})^2 - \frac{k}{m}}\}t}, \quad (3.37)$$

onde X_1 e X_2 são constantes de integração que podem ser determinadas a partir das condições iniciais do sistema. O tipo de resposta temporal da equação 3.37 depende do termo dentro da raiz quadrada, o valor crítico do coeficiente de amortecimento ($c = c_c$) é aquele que faz com que este termo seja zero.

$$\left(\frac{c_c}{2m}\right)^2 - \frac{k}{m} = 0 \rightarrow c_c = 2\sqrt{km}. \quad (3.38)$$

O coeficiente de amortecimento crítico é uma propriedade do sistema, dependendo exclusivamente dos valores de k e m . O fator de amortecimento é definido como sendo a razão:

$$\xi = \frac{c}{c_c}, \quad (3.39)$$

e determina o tipo de resposta do sistema. Para diferentes valores de ξ têm-se 3 tipos distintos de amortecimento (Beer and Johnston, 1991):

- Supercrítico - $\xi > 1 \rightarrow (c > c_c)$, a equação 3.37 se resume a:

$$x(t) = X_1 e^{\lambda_1 t} + X_2 e^{\lambda_2 t}, \quad (3.40)$$

onde λ_1 e λ_2 são números reais obtidos da equação 3.37,

- Crítico - $\xi = 1 \rightarrow (c = c_c)$, a equação 3.37 fica:

$$x(t) = (X_1 + X_2) e^{-\frac{c}{2m}t}, \quad (3.41)$$

- Subcrítico - $\xi < 1 \rightarrow (c < c_c)$, a equação 3.37 pode ser simplificada para:

$$x(t) = e^{-\frac{c}{2m}t} (X_1 \sin(\omega t) + X_2 \cos(\omega t)), \quad (3.42)$$

Utilizando-se transformações trigonométricas, a equação 3.42 pode ser reduzida a:

$$x(t) = X_m e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \phi_x), \quad (3.43)$$

sendo $X_m = \sqrt{X_1^2 + X_2^2}$ a amplitude, $\alpha = -\frac{c}{2m}$ o coeficiente de decaimento, ω a frequência angular em rad/s e $\phi_x = \tan^{-1}(-\frac{X_2}{X_1})$ a fase do sinal.

O sensor de vibração utilizado é um acelerômetro, então, o sinal obtido será a aceleração do sistema. Pode-se provar, conforme demonstração no apêndice A, que a aceleração do sistema é descrita por:

$$a(t) = A e^{-\alpha t} \cos(\omega t + \phi), \quad (3.44)$$

Após análise dos sinais coletados, verificou-se que o sistema a ser modelado apresenta amortecimento sub-crítico. Na abordagem proposta, considerou-se que o sinal a ser estimado é formado de um somatório de n funções como aquela descrita na equação 3.44, e atribui-se a cada componente i um instante inicial to_i . O objetivo é estimar os parâmetros A_i , α_i , ω_i , to_i e ϕ_i da equação abaixo:

$$a(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-\alpha_i(t-to_i)} \cos(\omega_i(t - to_i) + \phi_i). \quad (3.45)$$

As frequências ω_i são obtidas após um estudo das características da resposta em frequência de contatos novos e desgastados, conforme descrito no capítulo 5.

Então, para cada função i do somatório, restaram quatro parâmetros a serem aproximados, gerando-se um espaço de busca de dimensão $4 \times n$. Para a determinação do número de componentes do somatório fez-se uma série de simulações utilizando valores de n entre 2 e 6. Verificou-se que para $n > 3$ o processamento se tornava muito lento, sem haver um ganho de precisão considerável, já para $n < 3$ perde-se na precisão dos valores encontrados. A partir desta análise, foi utilizado, em geral, $n = 3$, implicando em espaços de ordem 12. Devido ao grande número de parâmetros e à natureza não-linear da função objetivo, a ferramenta computacional utilizada para aproximação foi um Algoritmo Genético (A.G.).

3.3 Módulo de Condicionamento de Dados

Para a aquisição do sinal de vibração foi desenvolvido o Módulo de Condicionamento de Sinais. Conforme pode-se verificar no esquema da figura ??, o mesmo é composto por: sensor, circuito de polarização do acelerômetro, amplificador de ganho ajustável, filtro rejeita-faixa tipo dente (*notch*) centrado em 60Hz e fonte CC de ± 12 volts. Como sensor de vibração utilizamos um acelerômetro com faixa de operação de 5Hz a 12kHz (ver tabela 3.2). O filtro e o amplificador foram implementados com amplificadores operacionais de baixo ruído (TL-072), a partir dos circuitos das figuras: 3.4 e 3.5, respectivamente. A fonte CC que alimenta os circuitos citados (ver figura 3.6), pode ser ligada na rede elétrica a 110 ou 220 volts. O Módulo de Condicionamento tem como entrada o sinal de vibração medido pelo acelerômetro e sua saída é conectada a um microcomputador através da placa de som. O sinal pode ser, então, amostrado com a frequência desejada e salvo em formato de arquivo de som (.wav), para ser tratado e analisado posteriormente no MATLAB®. Não foi necessária a implementação de um filtro *anti-aliasing*, que já está presente nas placas de som utilizadas. Nas figuras 3.7 e 3.8, têm-se as visões externa e interna do módulo de condicionamento de dados.

3.3.1 Filtro Rejeita-Faixa Utilizado

O filtro rejeita-faixa foi utilizado para atenuar o ruído de 60Hz existente nas sub-estações e nos possíveis locais de instalação do equipamento. O filtro ativo foi implementado através do circuito da figura 3.4. Esta é a topologia de um filtro de segunda ordem, com fator de qualidade (Q) ajustável. O ajuste de Q é feito com o resistor variável R_4 .

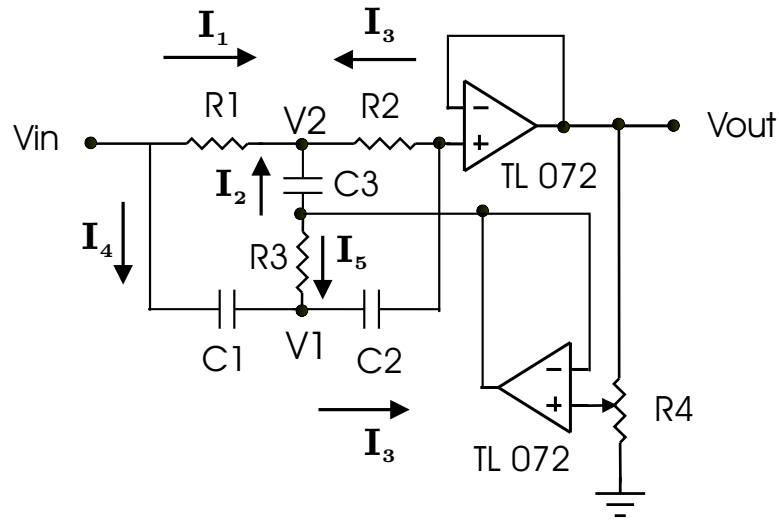


Figura 3.4: Circuito do filtro rejeita-faixa.

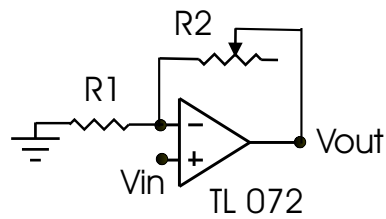


Figura 3.5: Circuito do amplificador.

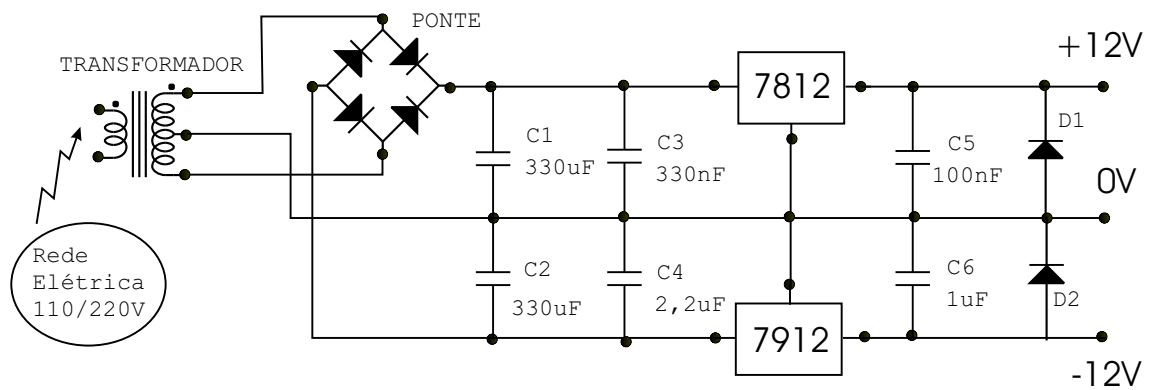


Figura 3.6: Circuito da fonte DC.



Figura 3.7: Módulo de condicionamento de sinais.



Figura 3.8: Módulo de condicionamento de sinais - circuito.

Função de Transferência do Filtro

A função de transferência do filtro rejeita faixa foi obtida a partir das equações a seguir, extraídas do circuito da figura 3.4 :

$$(V_{in} - V_2) = R_1 I_1, \quad (3.46)$$

$$(\gamma V_{out} - V_2) = \frac{1}{SC_3} I_2, \quad (3.47)$$

$$(V_{out} - V_2) = R_2 I_3, \quad (3.48)$$

$$(V_{in} - V_1) = \frac{1}{SC_1} I_4, \quad (3.49)$$

$$(\gamma V_{out} - V_1) = R_3 I_5, \quad (3.50)$$

$$(V_{out} - V_1) = \frac{1}{SC_2} I_3, \quad (3.51)$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0, \quad (3.52)$$

$$I_4 + I_5 - I_3 = 0, \quad (3.53)$$

onde $\gamma = \frac{Rv1}{Rv1 + Rv2}$ e $R4 = Rv = Rv1 + Rv2$.

Após o desenvolvimento, exposto no apêndice A, chega-se à expressão final da função de transferência:

$$H(S) = \frac{S^2 + \frac{1}{C^2 R^2}}{S^2 + S \frac{4(1-\gamma)}{RC} + \frac{1}{C^2 R^2}}. \quad (3.54)$$

Sabendo-se que um filtro rejeita-faixa tipo dente de segunda ordem tem a seguinte função de transferência teórica (Sedras and Smith, 1995):

$$H(S) = \frac{S^2 + \omega_o^2}{S^2 + S\frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (3.55)$$

e que $R = R_1 = R_2 = 2R_3$ $C = C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}$. Pode-se de 3.54 e 3.55 chegar às expressões da frequência central $\omega_o = \frac{1}{2\pi RC}$ e do fator de qualidade $Q = \frac{1}{4(1-\gamma)}$. Para fazer $f_o = 60\text{Hz}$, sabendo-se que $f_o = \frac{\omega_o}{2\pi}$, utilizou-se os valores: $R = 10M\Omega$ e $C = 270pF$.

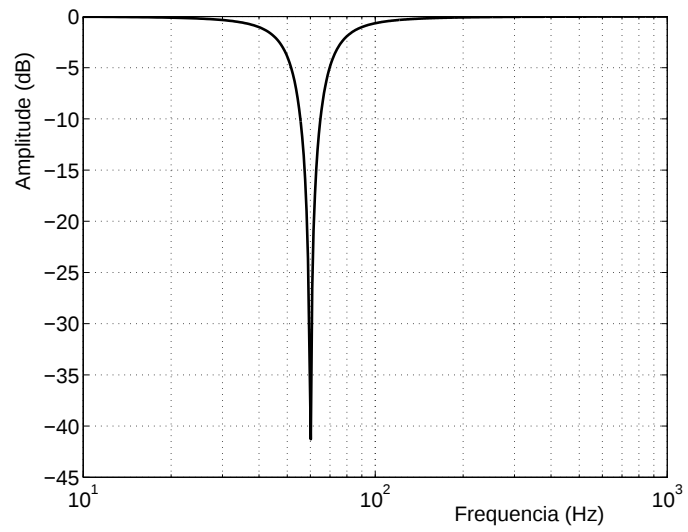
Tentou-se reduzir ao máximo a banda de rejeição para a obtenção de um filtro bem seletivo, o que implicou em altos valores do fator de qualidade Q , mas na implementação do circuito verificou-se que o mesmo se tornava instável para valores de γ muito altos ($\gamma > 0.9 \rightarrow Q > 2.5$). O valor $\gamma \cong 0.9 \rightarrow Q \approx 2.5$ apresentou características de estabilidade e banda de rejeição bastante satisfatórios, sendo portanto escolhido para a implementação do circuito.

Para validar o filtro construído, foram realizadas uma série de medidas da amplitude e da fase da saída, variando-se a frequência do sinal de entrada. Com estes dados foram traçados os diagramas de Bode. Nas figuras 3.9 e 3.10 vê-se os diagramas de módulo e fase teóricos e medidos, respectivamente. Os gráficos teóricos foram traçados a partir da função de transferência 3.54, com a substituição dos valores de C e R escolhidos.

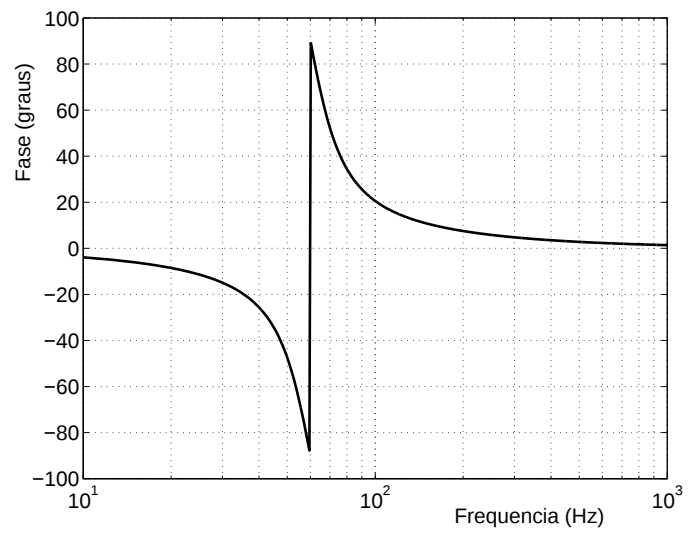
Pode-se ver que o filtro implementado apresentou um comportamento muito próximo do previsto teoricamente. A banda de rejeição é bem semelhante ($Q \approx 2.28 \rightarrow \gamma \cong 0.89$), mas devido às perdas e à instabilidade do circuito o filtro implementado não foi capaz de apresentar atenuação na frequência central da ordem de -40dB conforme previsto, chegando a -24dB. Pode-se observar, também, algumas distorções na fase medida.

3.4 Tratamento e Modelagem dos Dados

Os sinais acústicos adquiridos estão contaminados por um alto nível de ruído decorrente do acelerômetro e de fontes externas, uma vez que, a coleta de dados é realizada em ambiente com alto nível de poluição sonora e elétrica. Para a eliminação do ruído consideramos que o mesmo é composto por componentes harmônicas de 60Hz que não foram eliminadas pelo filtro analógico. O ruído é, então, estimado por um algoritmo RLS e depois subtraído do sinal original. Na figura 3.11 pode-se comparar a mesma amostra antes e depois da eliminação do ruído.

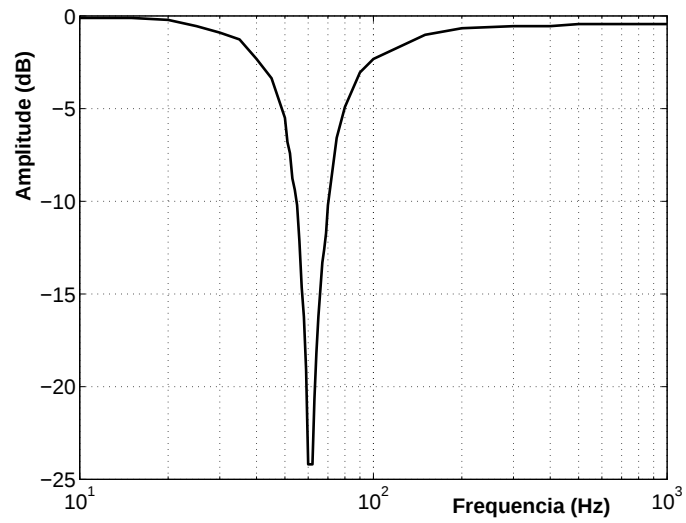


(a)

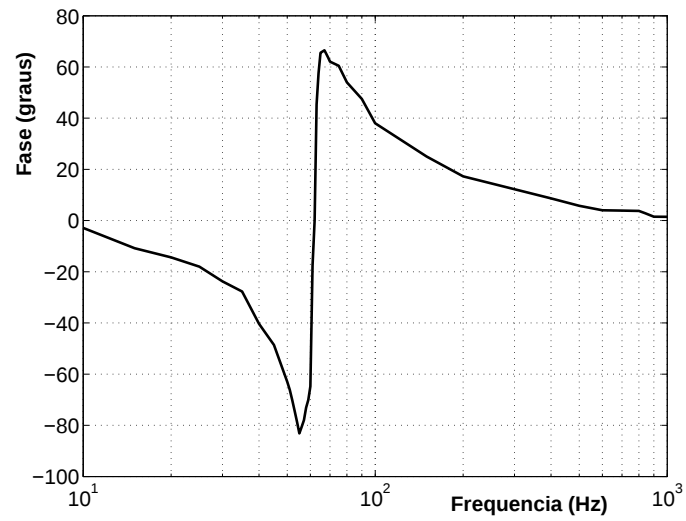


(b)

Figura 3.9: Diagramas de Bode do filtro: (a) amplitude e (b) fase teóricos.



(a)



(b)

Figura 3.10: Diagramas de Bode do filtro: (a) amplitude e (b) fase medidos.

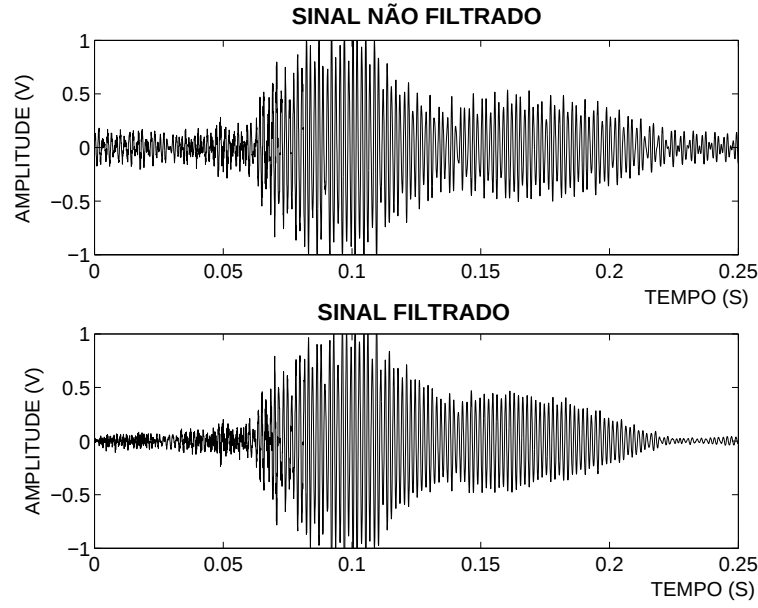


Figura 3.11: Acima: sinal não filtrado; abaixo: sinal filtrado.

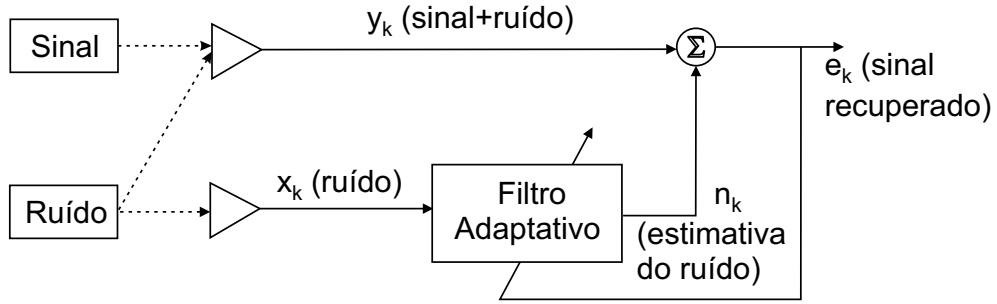


Figura 3.12: Filtro adaptativo na configuração cancelador de ruído.

3.4.1 Algoritmo RLS

O algoritmo de filtragem adaptativa RLS (*Recursive Least Square*) se baseia no conhecido método dos mínimos quadrados, onde a saída discreta y_k , medida no instante k , em resposta às entradas $x_k(i)$ é obtida do seguinte modelo (Ifeachor and Jervis, 1993):

$$y_k = \sum_{i=0}^{n-1} w(i)x_k(i) + e_k, \quad (3.56)$$

onde e_k representa os erros de medição, e $w(i)$ o peso da i -ésima entrada contida na saída.

Uma estimação ótima (baseada em mínimos quadrados) dos pesos, $w(i)$, é dada por:

$$\mathbf{W}_m = [\mathbf{X}_m^T \mathbf{X}_m]^{-1} \mathbf{X}_m^T \mathbf{Y}_m, \quad (3.57)$$

as matrizes $\mathbf{W}_m$, $\mathbf{X}_m$ e $\mathbf{Y}_m$ são obtidas usando todos os m pontos amostrados.

Para evitar o cálculo da matriz inversa na equação 3.57, desenvolveu-se o algoritmo RLS, que realiza esta operação recursivamente através da aproximação:

$$\mathbf{P}_k = \frac{1}{f_e} [\mathbf{P}_{k-1} - \mathbf{G}_k \mathbf{x}^T(k) \mathbf{P}_{k-1}], \quad (3.58)$$

onde $\mathbf{G}_k = \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{x}(k)}{f_e \mathbf{x}^T(k) \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{x}(k)}$. Os pesos $w(i)$ são obtidos de:

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_{k-1} + \mathbf{G}_k e_k. \quad (3.59)$$

O algoritmo RLS foi utilizado na configuração de cancelador adaptativo de ruído, considerando que o mesmo seja composto de componentes harmônicas de 60Hz, ver figura 3.59. Após a eliminação do ruído, o sinal resultante é dividido em três intervalos de tempo, conforme mostrado no capítulo 2 (ver figuras 2.8 e 2.9), estando pronto para o processo de extração de parâmetros, que utiliza a metodologia descrita nos capítulos seguintes.

Capítulo 4

Algoritmos Genéticos

4.1 Introdução

Idealizados inicialmente por John Holland e seus alunos nos anos 70 (Holland, 1975), na Universidade de Michigan, os Algoritmos Genéticos (AG's) são métodos de busca baseados na teoria da evolução. O objetivo inicial de Holland era utilizar os mecanismos de evolução, adaptação e seleção natural dos seres vivos como modelos para sistemas computacionais. Mais tarde, David E. Goldberg, um de seus alunos, escreve (Goldberg, 1989), considerado um dos mais completos livros sobre AG's.

Na natureza os indivíduos apresentam qualidades particulares que podem torná-los mais ou menos aptos para sobreviver às adversidades do meio ambiente. A seleção natural e os operadores genéticos, como a reprodução e a mutação, podem ocasionar o surgimento de exemplares com características mais favoráveis, melhorando as chances de sobrevivência da população.

Nos problemas computacionais, traçando um paralelo com a natureza, as possíveis soluções são chamadas cromossomos ou indivíduos, cada um possuindo características que o fazem melhor ou pior candidato à resolução do problema. Os melhores são selecionados para reproduzirem-se gerando uma nova geração. Espera-se que a cada iteração apareçam indivíduos mais aptos. A mutação, por sua vez, introduz aleatoriamente informações não existentes no conjunto original, contribuindo para a manutenção da diversidade populacional.

Além dos Algoritmos Genéticos existem outras técnicas computacionais que utilizam analogias com fenômenos naturais. As Redes Neurais Artificiais (RNA's) (Haykin, 2001), as Estratégias Evolutivas (EE's) (Costa and Oliveira, 2002) e (Rodzin, 2002), e o Resfriamento Simulado (Finnerty and Sen, 1994) e (Rosen, 1992) são alguns destes exemplos. Entre os métodos citados as RNA's e os AG's são os mais difundidos. Os últimos se destacam por sua flexibilidade, facilidade de implementação e eficácia em realizar busca global em ambientes adversos (Tanomaru, 1995). O AG pode não ser capaz de encontrar a melhor solução, mas encontrará um conjunto de soluções quase-ótimas, que pode ser usado para a análise da condição

de funcionamento do OLTC.

Neste capítulo utilizou-se variáveis em negrito para representar vetores e matrizes, e variáveis em texto normal, para escalares.

4.2 Motivações para o uso de Algoritmos Genéticos

O modelo proposto para o sinal de vibração, equação 3.45 ou 4.1, requer a estimação de 4 parâmetros para cada componente do somatório (A_i , α_i , to_i e ω_i):

$$a(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-\alpha_i(t-to_i)} \cos(\omega_i(t - to_i) + \phi_i). \quad (4.1)$$

Utilizando-se $n = 3$, têm-se 12 parâmetros a aproximar, numa função não-linear e multi-modal. O objetivo é buscar as soluções do seguinte problema de otimização:

$$\text{minimizar } \overline{(f(\mathbf{x}, t) - f_e(\mathbf{x}, t))^2} \text{ para } \mathbf{x} \in S, \quad (4.2)$$

onde S é o conjunto domínio. A função estimada, $f_e(\mathbf{x}, t)$, é obtida a partir do somatório da equação 4.1, onde $\mathbf{x}$ é o vetor de parâmetros, composto por A_i , α_i , to_i e ϕ_i , para $1 \leq i \leq n$. Os valores de $f(\mathbf{x}, t)$ são obtidos a partir dos dados adquiridos no módulo de condicionamento de sinais, conforme exposto anteriormente.

Através de análise experimental verificou-se que a função a ser minimizada é não-linear e multi-modal ou, seja, apresenta vários mínimos/máximos locais. Nas figuras 4.1 e 4.2 vemos respectivamente uma função mono-modal e outra multi-modal, as primeiras apresentam um único mínimo/máximo local, que é também global. Já as multi-modais, têm mais de um ponto extremo. Para aproximação deste tipo de função é preciso utilizar um método que realize a busca em todo o domínio, e encontre o extremo global.

Vê-se então, que, para a solução do problema exposto na equação 4.2, é necessário um método de busca global que seja robusto em ambientes multi-modais e não-lineares. Nos tópicos a seguir serão apresentados os métodos de otimização mais utilizados e suas limitações, esclarecendo a real necessidade de utilização do algoritmo genético.

4.2.1 Métodos Baseados em Cálculo Numérico

Considerando o seguinte problema de minimização: dada uma função $f(\cdot)$ de $\mathfrak{R}_n$ em $\mathfrak{R}$ e um espaço de busca S contido em $\mathfrak{R}_n$, encontrar:

$$x^* \mid f(\mathbf{x}^*) \leq f(\mathbf{x}), \text{ para todo } \mathbf{x} \in S. \quad (4.3)$$

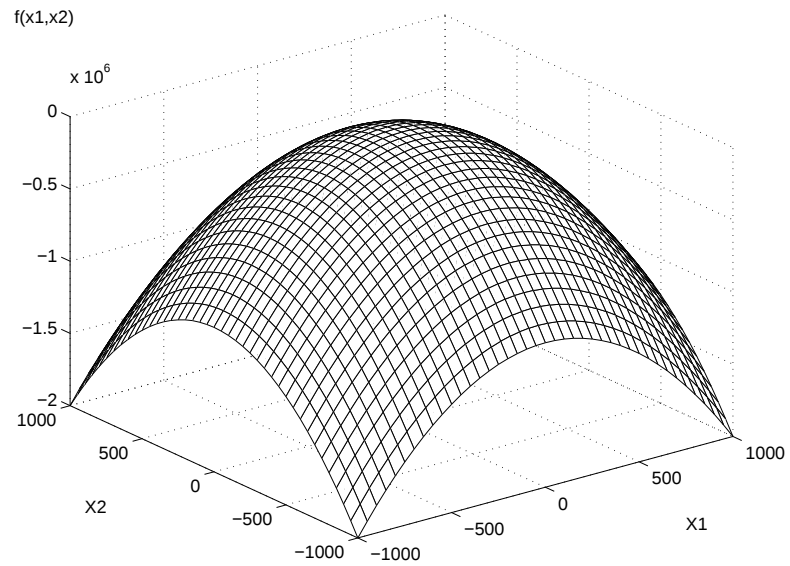


Figura 4.1: Função mono-modal

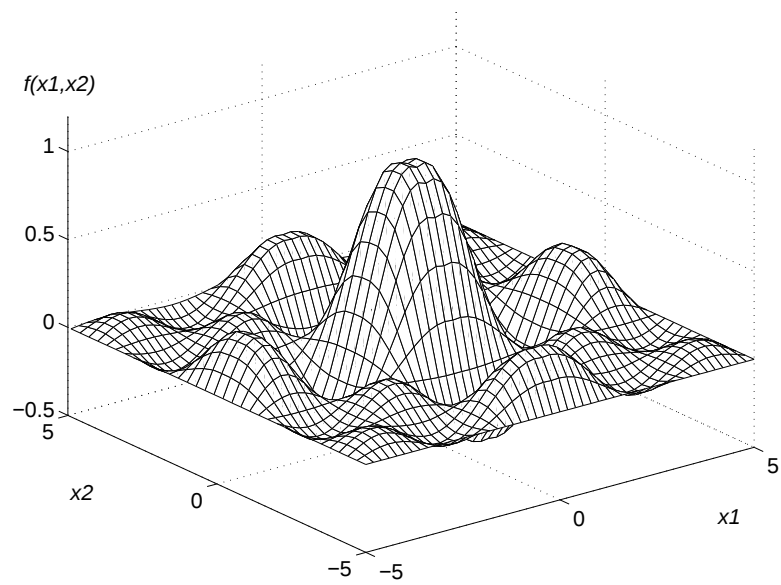


Figura 4.2: Função multi-modal

As mesmas propriedades e deduções que se aplicam para os mínimos valem também para os máximos, com algumas manipulações algébricas. A partir deste ponto serão considerados apenas os pontos de mínimo conforme as definições abaixo:

Mínimo Relativo - Um ponto $\mathbf{x}^* \in S$ é dito um *ponto de mínimo local* de f sobre S se existe um $\zeta > 0$ tal que $f(\mathbf{x}) \geq f(\mathbf{x}^*)$ para todo $\mathbf{x} \in S$, dentro de uma vizinhança ζ de $\mathbf{x}^*$, ou seja, $|\mathbf{x} - \mathbf{x}^*| < \zeta$.

Mínimo Global - Um ponto $\mathbf{x}^* \in S$ é dito um *ponto de mínimo global* de f sobre S se $f(\mathbf{x}) \geq f(\mathbf{x}^*)$ para todo $\mathbf{x} \in S$.

Os métodos de otimização baseados em cálculo numérico buscam os pontos de mínimo a partir do atendimento de certas regras pré-estabelecidas. As chamadas condições necessárias de primeira e segunda ordem são assim definidas:

- *Condições Necessárias de Primeira Ordem:* Sendo S um subconjunto de $\mathbb{R}^n$, e $f \in C^1$ uma função em S . Se $\mathbf{x}^*$ é um ponto de mínimo relativo de f em S , então, $\forall \mathbf{d} \in \mathbb{R}^n$ e que é uma direção realizável em $\mathbf{x}^*$, têm-se (Luenberger, 1984):

1. $\nabla^T f(\mathbf{x}^*)\mathbf{d} \geq 0$

Diz-se que $\mathbf{d}$ é uma direção realizável em $\mathbf{x}$ se $\exists \bar{\vartheta} > 0$ tal que $\mathbf{x} + \vartheta\mathbf{d} \in S, \forall \vartheta$ em $0 \leq \vartheta \leq \bar{\vartheta}$.

Para o caso de um problema sem restrições de domínio, a condição de primeira ordem se resume a: $\nabla f(\mathbf{x}^*) = 0$

- *Condições necessárias de segunda ordem:* Sendo S um subconjunto de $\mathbb{R}^n$, e $f \in C^2$ uma função em S . Se $\mathbf{x}^*$ é um ponto de mínimo relativo de f em S , então, $\forall \mathbf{d} \in \mathbb{R}^n$ e que é uma direção realizável em $\mathbf{x}^*$, têm-se:

1. $\nabla^T f(\mathbf{x}^*)\mathbf{d} \geq 0$;
2. se $\nabla^T f(\mathbf{x}^*)\mathbf{d} = 0$, então $\mathbf{d}^T \nabla^2 f(\mathbf{x}^*)\mathbf{d} \geq 0$.

onde $\nabla^2 f(\mathbf{x}^*)$ é a matriz Hessiana ($\mathbf{F}(\mathbf{x})$) de f . A condição 2 é equivalente dizer que $\mathbf{F}(\mathbf{x})$ é semi-definida positiva.

Para problemas sem restrições pode-se chegar às condições suficientes de segunda ordem. Sendo $f \in C^2$ uma função definida numa região que tem $\mathbf{x}^*$ como ponto interior e satisfeitas as condições:

- $\nabla f(\mathbf{x}^*) = 0$;
- $\mathbf{F}(\mathbf{x})$ é definida positiva.

então $\mathbf{x}^*$ é um ponto de mínimo relativo de f .

Mesmo atendendo às condições acima ainda não chegamos a solução do problema proposto em 4.1, uma vez que, não foi atingido um mínimo global, e sim, local. Para garantir que o extremo local encontrado seja também global, é preciso que a função em questão seja convexa:

Definição - Uma função definida num conjunto convexo S é dita convexa se, para todo $x_1, x_2 \in S$ e todo α , $0 \leq \alpha \leq 1$,

$$f(\alpha x_1 + (1 - \alpha)x_2) \leq \alpha f(x_1) + (1 - \alpha)f(x_2). \quad (4.4)$$

E se, para todo $0 < \alpha < 1$ e $x_1 \neq x_2$,

$$f(\alpha x_1 + (1 - \alpha)x_2) < \alpha f(x_1) + (1 - \alpha)f(x_2), \quad (4.5)$$

então a função f é dita estritamente convexa.

Geometricamente pode-se dizer que uma função é convexa se a linha que une dois pontos da mesma nunca passa abaixo do seu gráfico, ver figuras 4.3(a) e 4.3(b). Para funções convexas, as condições de primeira ordem são necessárias e suficientes para que um ponto seja um extremo global.

A obtenção de mínimos locais está vinculada às condições de primeira e segunda ordem, porém, como escolher os pontos a serem verificados? Não é viável o teste de todos os pontos do domínio S . Então, foram criados métodos iterativos de aferição das condições que, utilizando certas aproximações caminham, a partir de um ponto inicial, até o mínimo local mais próximo. Dentre estes métodos podemos destacar o método de Newton, o do Gradiente Conjugado e o Quase-Newton.

- **Método de Newton**- É um método básico de descida assim como o da máxima declividade ou a regra de Armijo. Supondo que a função a ser minimizada é uma função quadrática q: $q(x) = f(x_k) + f'(x_k)(x - x_k) + \frac{1}{2}f''(x_k)(x - x_k)^2$, e a estimativa x_{k+1} do ponto de mínimo é calculada fazendo-se:

$$0 = q'(x_{k+1}) = f'(x_k) + f''(x_k)(x_{k+1} - x_k),$$

chegamos então a:

$$x_{k+1} = x_k - \frac{f'(x_k)}{f''(x_k)}. \quad (4.6)$$

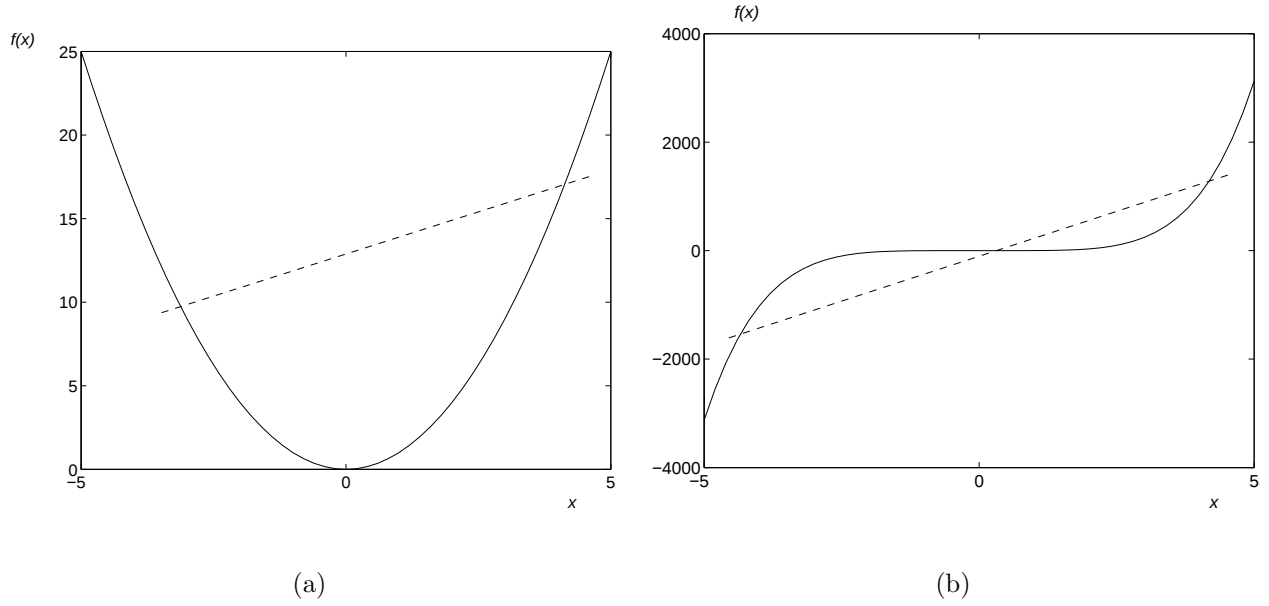


Figura 4.3: (a) Função convexa e (b) função não-convexa.

Para funções de mais de uma variável têm-se:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \mathbf{F}(\mathbf{x}_k)^{-1} \nabla f(\mathbf{x}_k)^T. \quad (4.7)$$

O cálculo de 4.6 e 4.7 requer que sejam conhecidas a função f e suas derivadas $\nabla f(\mathbf{x}_k)$ e $\mathbf{F}(\mathbf{x}_k)^{-1}$. O esforço computacional do cálculo das derivadas e da inversão da matriz Hessiana é a principal desvantagem deste método.

- **Métodos de Direção Conjugada** foram criados para tentar acelerar a convergência, em geral lenta, do método da máxima declividade, sem o esforço computacional de Newton.

No método da máxima declividade (ou gradiente), o ponto $\mathbf{x}_{k+1}$ é obtido de:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \alpha_k \mathbf{g}_k, \quad (4.8)$$

onde $\mathbf{g}_k = \nabla f(\mathbf{x}_k)^T$ e α_k é o escalar não negativo que minimiza $f(\mathbf{x}_k - \alpha_k \mathbf{g}_k)$.

O método do gradiente é mais freqüentemente aplicado na solução de problemas quadráticos, onde a função a ser minimizada é do tipo:

$$f(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} - \mathbf{b}^T \mathbf{x}, \quad (4.9)$$

e $\mathbf{Q}$ é uma matriz $n \times n$ positiva definida, o que implica que f é estritamente convexa (Luenberger, 1984), garantindo que o mínimo encontrado seja global.

Os métodos de direção conjugada também foram desenvolvidos para a aplicação em funções quadráticas, como a da equação 4.9, e são definidos conforme o seguinte teorema:

Teorema das Direções Conjugadas: Sendo $\mathbf{d}_{i=0}^{n-1}$ um conjunto de vetores $\mathbf{Q}$ -ortogonais.

Para qualquer $\mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^n$, a sequência x_k gerada por:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + \alpha_k \mathbf{d}_k, \quad k \geq 0 \quad (4.10)$$

onde

$$\alpha_k = - \frac{\mathbf{g}_k^T \mathbf{d}_k}{\mathbf{d}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{d}_k} \quad (4.11)$$

e $\mathbf{g}_k = \mathbf{Q} \mathbf{x}_k - \mathbf{b}$, converge para a solução de $\mathbf{Q} \mathbf{x}_k = \mathbf{b}$, depois de n iterações, ou seja, $\mathbf{x}_n = \mathbf{x}^*$.

Para o caso mais geral de uma função não quadrática, devem ser consideradas as seguintes equivalências: $\mathbf{g}_k \leftrightarrow \nabla f(\mathbf{x}_k)$ e $\mathbf{Q} \leftrightarrow \mathbf{F}(\mathbf{x}_k)$, novamente aparecendo o problema do cálculo das derivadas a cada iteração.

- **Métodos Quase-Newton** São métodos que tentam obter a rápida convergência do método de Newton, mas, evitam o cálculo da matriz Hessiana ($\mathbf{F}(\mathbf{x})$) e sua inversa a cada iteração, usando aproximações de $\mathbf{F}(\mathbf{x})^{-1}$. Cada aproximação usada dá nome a um método diferente. Estas variam da mais simples, onde o valor permanece constante todo o processo, às mais complexas, onde as aproximações são atualizadas a cada iteração, baseadas em informações adquiridas durante a busca. São exemplos de métodos Quase-Newton o método de Newton Modificado e o método de *Davidon-Fletcher-Powell*.

Quando se tem conhecimento dos fenômenos envolvidos, e funções convexas diferenciáveis até segunda ordem, o uso de métodos numéricos satisfaz completamente o problema. Porém, se o cálculo das derivadas de primeira e segunda ordem (ou suas aproximações) demanda grande esforço computacional, ou se a função tratada não é convexa, os métodos descritos até aqui não são capazes de atingir mínimos globais.

Pelo exposto acima, e sabendo que os sinais acústicos do OLTC tem comportamento não-convexo, percebe-se que os métodos de otimização baseados em cálculo numérico não podem ser aplicados ao problema proposto.

4.2.2 Métodos de Busca Global

A partir da segunda metade da década de 60 começaram a surgir pesquisadores interessados em modelar matematicamente fenômenos naturais como o funcionamento dos neurônios ou a evolução dos seres vivos. Mais tarde estes estudos deram origem a modelos matemáticos bastante eficientes chamados métodos de inteligência artificial, eles foram capazes de solucionar problemas complexos com um custo de processamento baixo. São abordagens específicas para situações de difícil solução, onde os métodos tradicionais, baseados em cálculo numérico, falham. Dentre os mais conhecidos pode-se destacar:

- **Redes Neurais Artificiais (RNA's)**- amplamente difundidas e estudadas, as RNA's constituem uma área importante da inteligência artificial. O seu uso como método de otimização também é bastante freqüente (R. Zoppoli and Sanguineti, 1996) e (Ciuca, 1998). Utilizam o neurônio como elemento fundamental, simulando o funcionamento de um neurônio biológico. O livro (Haykin, 2001) fornece um vasto material para estudo do assunto.
- **Resfriamento Simulado**- baseado na analogia com o fenômeno do resfriamento dos metais e vidros. Sabe-se que, em altas temperaturas as moléculas dos líquidos estão livres para se movimentarem, tem alta energia cinética. Com o resfriamento ocorre a formação de cristais, que são os estados de menor energia do sistema. Quando o resfriamento ocorre lentamente, é atingido o estado de menor energia possível. Numa analogia com o fenômeno descrito, à medida que a temperatura diminui, a chance de se encontrar um mínimo local é maior. Quanto menor a temperatura menor o mínimo local, até que, para a temperatura zero é encontrado o mínimo global. O Resfriamento Simulado pode ser usado tanto para otimização (Rosen, 1992), quanto para classificação (Finnerty and Sen, 1994).
- **Algoritmos Evolutivos**- ferramentas de busca e otimização bastante difundidas, utilizam operadores que simulam a evolução dos seres vivos para buscar a solução de problemas complexos. Existem diversos tipos de algoritmos evolutivos, os mais importantes são as Estratégias Evolutivas e os Algoritmos Genéticos. Idealizados na mesma época, décadas de 60 e 70, com algumas características semelhantes, acabaram por caminhar em direções diferentes. Nos últimos anos estes dois campos vem se desenvolvendo e influen-

ciando mutuamente com o surgimento de algoritmos que usam os fundamentos das duas técnicas (Whitley, 2002):

- **Estratégias Evolutivas (EE's)**- desenvolvidos na Alemanha por Rechenberg e Schwefel (Rechenberg, 1973)(Schwefel, 1975), trabalham com um conjunto de prováveis soluções do problema apresentando populações de tamanho variável, as populações intermediárias podem ter tamanho diferente da original (Costa and Oliveira, 2002). Numa EE tipo $(\mu + \lambda)$ μ pais geram λ descendentes, entre os $\mu + \lambda$ indivíduos da população intermediária os μ melhores são escolhidos para a próxima geração. Já numa EE (μ, λ) os μ melhores são escolhidos entre os λ componentes da geração intermediária. As EE consideram o progresso evolutivo do fenótipo, enquanto os Algoritmos Genéticos se baseiam no mecanismo genético hereditário em nível cromossômico (Rodzin, 2002).
- **Algoritmos Genéticos (AG's)**- desenvolvidos nos Estados Unidos por Holland e seus alunos (Holland, 1975). É o ramo dos Algoritmos Evolutivos mais reconhecido e estudado. Os AG's enfatizam a seleção, a recombinação e a mutação para o aperfeiçoamento do genótipo dos indivíduos. Em geral, utilizam populações de tamanho fixo e codificação binária. São ferramentas bastante utilizadas para otimização e extração de parâmetros (Zhijiang Guo and Jiang, 2002), (Someya and Yamamura, 2001) e (REnders and Flasse, 1996). Assim com as EE's os AG's utilizam apenas o cálculo da função objetivo, não são necessárias informações sobre derivadas ou outros cálculos. São métodos probabilísticos, não aleatórios, que levam a busca para regiões do espaço onde é provável que estejam os pontos ótimos (Tanomaru, 1995).

4.2.3 Algoritmo Genético como Método de Otimização

Comparado com outros métodos de busca e otimização os A.G.'s se destacam quando o problema tratado tem características altamente não lineares e o ambiente de busca é multi-modal. Outra vantagem é a facilidade de implementação. Em geral, os métodos numéricos precisam que a função objetivo $f(x)$ seja conhecida e diferenciável, pois se baseiam no cálculo das derivadas parciais, e acabam convergindo para extremos locais, sendo pouco eficientes em ambientes multi-modais. O AG não apresenta estes problemas, necessitando apenas dos valores de $f(x)$.

A partir de uma população inicial gerada aleatoriamente os melhores indivíduos de cada geração são escolhidos para reproduzirem-se, realizando a troca de informação genética. A mutação contribui para a exploração de outras regiões do espaço de busca. Algumas diferenças entre os AG's e os outros métodos:

1. trabalham com os parâmetros codificados;

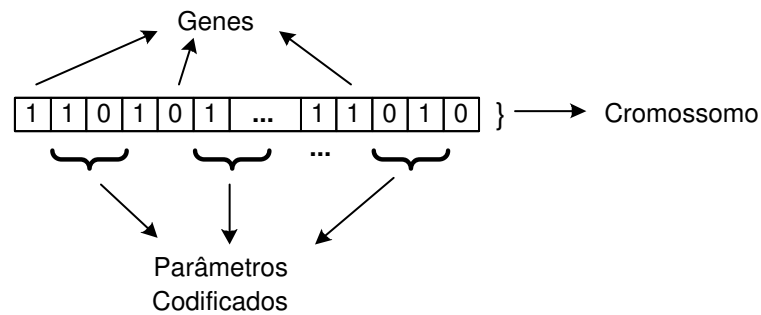


Figura 4.4: Exemplo de um cromossomo binário

2. realizam a busca a partir de uma população e não de um único ponto (processamento em paralelo);
3. utilizam informações da função objetivo, e não das derivadas;
4. usam regras probabilísticas e não determinísticas.

4.3 Estrutura de um Algoritmo Genético

Não existe uma definição rigorosa para os Algoritmos Genéticos, entretanto, a maioria dos métodos assim denominados tem em comum as seguintes características: população composta de cromossomos, seleção de acordo com a função de adequabilidade, recombinação e mutação para a produzir uma nova geração (Mitchel, 1996). A seguir tem-se uma breve descrição dos conceitos mais importantes na teoria dos Algoritmos Genéticos.

4.3.1 Conceitos Principais

- **Cromossomo** - Em geral, na teoria dos A.G.'s cada indivíduo é constituído de um único cromossomo, onde cada elemento equivale a um gene. Pode-se utilizar codificação binária simples, códigos de gray, e até codificação decimal. A codificação binária é a mais comum, nela cada gene pode assumir apenas dois valores 0 ou 1. Os cromossomos podem ser vistos como um ponto do espaço de busca das prováveis soluções do problema.
- **Codificação** - As variáveis a serem otimizadas precisam ser codificadas nos cromossomos. A quantidade de bits destinada a cada variável deve ser escolhida de forma a minimizar o esforço computacional, mas sempre levando em conta a precisão desejada. Na figura 4.4 tem-se a representação de um cromossomo binário, onde cada parâmetro é codificado por 4 bits distintos.

- **População** - Conjunto de cromossomos gerado inicialmente de forma aleatória, a população é atualizada a cada nova iteração do algoritmo, espera-se que a cada geração apareçam indivíduos mais aptos para a solução do problema. Em geral, usam-se populações de tamanho fixo.
- **Função Aptidão** (*Fitness Function*) - É na Função Aptidão ($fit(x)$) que são codificadas as informações sobre o sistema a ser otimizado. A cada geração são calculados os valores da Função Aptidão de todos os indivíduos. Esta informação será usada como base do processo de seleção.
- **Seleção** - Simula o processo de seleção natural, os indivíduos mais aptos, com maior valor da função aptidão, têm mais chances de serem escolhidos para o processo de recombinação.
- **Recombinação** (*Crossover*) - Promove a troca de informação genética. Os indivíduos são selecionados dois a dois, simulando um processo de reprodução sexuada, e parte do material genético (bits) é trocado. Existem vários modos de proceder esta troca de bits, cada um dá origem a um tipo diferente de recombinação, a seguir temos a descrição dos tipos mais comuns de *crossover* em cromossomos binários:
 - *Single-Point Crossover* - O modo mais simples e comum de recombinação, é escolhido aleatoriamente um ponto no cromossomo e são trocados os bits após este ponto.
 - *Multi-Point Crossover* - Semelhante à recombinação de ponto único, pontos aleatórios são escolhidos, e trocados os bits dos segmentos que ficam entre estes pontos.
 - *Uniform Crossover* - Alguns pontos são escolhidos de modo randômico e trocados os bits destes pontos. É gerado um cromossomo aleatório, as posições onde o valor do bit é igual a 1 serão trocadas. O *uniform crossover* foi proposto inicialmente em (Ackley, 1987) e (Syswerda, 1989). Na figura 4.5 são ilustrados os processos de recombinação de ponto único e uniforme.
- **Mutação** - A mutação é responsável pela manutenção da diversidade genética, inserindo, de modo aleatório, novas informações nos indivíduos. No caso de codificação binária, o bit selecionado tem o seu valor invertido.
- **Fenótipo** - Em analogia com o termo biológico, o fenótipo de um indivíduo pode ser expresso pelo valor da função aptidão, ou pelos parâmetros decodificados.

A recombinação e a mutação são controlados por parâmetros específicos, p_{rec} e p_{mut} , respectivamente. Estes parâmetros estabelecem a taxa de ocorrência dos processos. Exemplo: para $p_{rec} = 0.7$, a cada geração, 70% dos indivíduos são selecionados para participarem da recombinação, com $p_{mut} = 0.001$, a cada geração 0,1% dos bits sofrerão mutação.

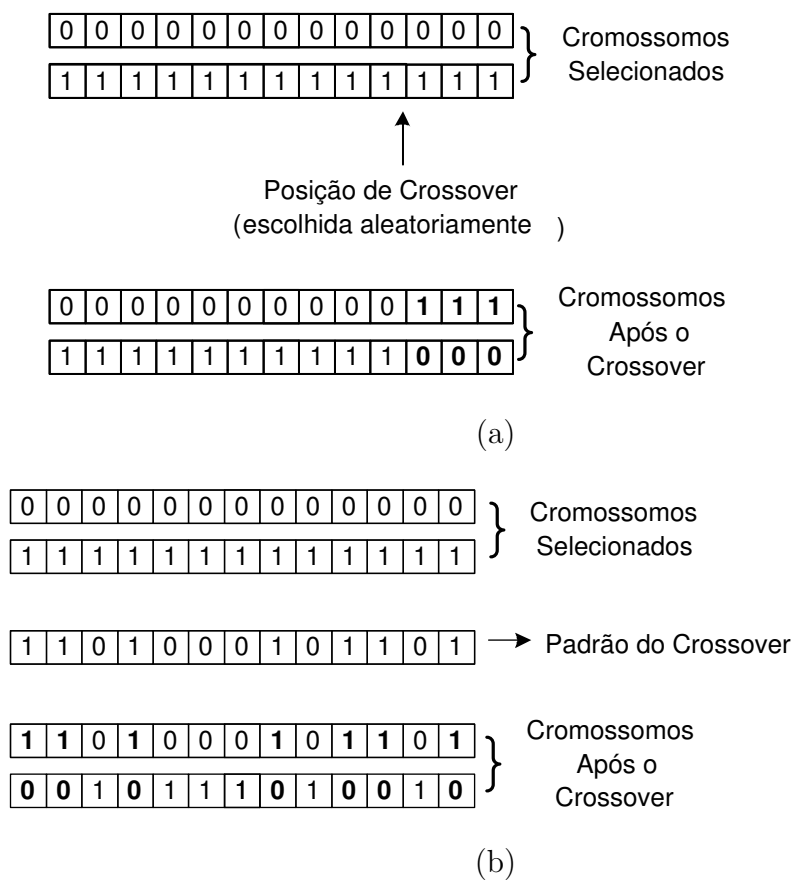


Figura 4.5: (a) Recombinação em ponto único e (b) recombinação uniforme.

4.3.2 Escalonamento de Aptidão

É importante salientar que problemas com a pressão seletiva (rigor com o qual é realizado o processo de seleção) do algoritmo podem levar à demora na convergência ou à convergência prematura. A última se caracteriza quando o AG concentra a busca em uma pequena região do domínio, e acaba apontando para um mínimo local. E a convergência lenta, acontece se o algoritmo, embora próximo do mínimo global, não consegue atender às condições de parada. Estes problemas podem ser minimizados com a adoção de um procedimento simples chamado escalonamento de aptidão (*fitness scaling*). No início do processo de busca é interessante que a pressão seletiva seja pequena, permitindo que o AG explore a maior porção possível do espaço de domínio. Após muitas gerações, a população já se encontra em um estágio mais avançado, sendo conveniente aumentar a pressão seletiva, uma vez que os indivíduos tem valores de *fitness* muito próximos, dificultando o destaque dos melhores candidatos. O escalonamento linear foi proposto por Goldberg em (Goldberg, 1989) e o valor da função aptidão escalonada (fit_e) é dada por:

$$fit_e = afit + b \quad (4.12)$$

os coeficientes a e b são calculados pela rotina `fitescala.m`, descrita no apêndice B, utilizando valores entre 1,2 e 2 para o fator multiplicador Cm .

4.3.3 Blocos Construtivos

Considerando-se um AG implementado através de codificação binária, algumas combinações de bits podem ser responsáveis por valores elevados da função aptidão. Por exemplo, o cromossomo A pode ser representado por:

$$A = a_1a_2a_3a_4a_5a_6$$

e verifica-se que os indivíduos que tem:

$$a_1 = 1, a_3 = 0 \text{ e } a_4 = 1$$

apresentam alta aptidão. Então o conjunto de indivíduos formado a partir de:

$$H = 1 * 01 * *$$

onde as posições com $*$ podem ser preenchidas indiferentemente com “zeros” ou “uns”, é chamado

de *schema*. Estas combinações de bits, que possuem aptidão acima da média, são chamados de blocos construtivos, e tendem a se difundir na população através do processo da reprodução. Por outro lado, os conjuntos de bits responsáveis por uma baixa aptidão vão desaparecendo com o passar das gerações.

A mutação pode, eventualmente, modificar um bit de um bloco construtivo, gerando um indivíduo menos apto, mas pode ser, também, responsável pela formação de novos blocos, que não estavam presentes na população inicial.

4.3.4 Teorema Fundamental dos Algoritmos Genéticos

Os Algoritmos Genéticos são métodos de implementação relativamente simples, porém, ainda não foi atingido um consenso quanto a teoria que melhor descreve o seu funcionamento. A abordagem clássica, desenvolvida por (Holland, 1975) e depois complementada em (Goldberg, 1989), utiliza a hipótese dos blocos construtivos, que são formados a partir de combinações de bits (*schemas* ou *schematas*). Com o desenvolvimento da população, as boas soluções vão se formando a partir dos blocos construtivos com aptidão acima da média. Cada *schema* H realiza a busca sobre um hiperplano.

O Teorema Fundamental dos Algoritmos Genéticos (*Schema Theorem*) (Holland, 1975), estabelece como os *schemas* são modificados pelos operadores genéticos, e como este processamento leva à busca por um mínimo global.

Sendo $P(H, t)$ a parcela da população que realiza a busca sobre o hiperplano H , no tempo t , $P(H, t + \xi)$ a parcela da população que realiza a busca sobre o hiperplano H após a seleção, antes da recombinação e da mutação, $fit(H, t)$ o valor médio da função aptidão dos indivíduos que pertencem a $P(H, t)$ e $\overline{fit}$ é a aptidão média de toda a população, então:

$$P(H, t + \xi) = P(H, t) \frac{fit(H, t)}{\overline{fit}} \quad (4.13)$$

Pode-se dizer que, *schemas* com aptidão acima da média da população serão passados para um número crescente de indivíduos, o contrário acontecerá com os abaixo da média. Em uma única geração são processados paralelamente um grande número de hiperplanos, sendo essa uma das vantagens dos AG's.

Através da equação 4.14 pode-se calcular um limite inferior para a probabilidade p_{sc} de sobrevivência de um *schema* ao *crossover* (considerando o *single point crossover*):

$$p_{sc} \geq 1 - p_{rec} \frac{\delta(H)}{l - 1} \quad (4.14)$$

sendo p_{rec} a probabilidade de *crossover*, l o número de bits do cromossomo e $\delta(H)$ o comprimento do *schema* H , que corresponde ao número de posições separando o primeiro e o último bit de H .

Considerando a mutação, a probabilidade de sobrevivência p_{sm} pode ser aproximada por:

$$p_{sm} \approx 1 - o(H)p_{mut} \quad (4.15)$$

onde $o(H)$ é o número de posições fixas do *schema* e p_{mut} a probabilidade de mutação.

Considerando os efeitos da recombinação e da mutação na equação 4.13, chega-se à expressão final do teorema:

$$P(H, t+1) \geq P(H, t) \frac{fit(H, t)}{\bar{fit}} \left(1 - p_{rec} \frac{\delta(H)}{l-1} - o(H)p_{mut} \right) \quad (4.16)$$

Com o uso da expressão obtida na equação 4.16 pode-se determinar o crescimento de um *schema* de uma geração para a próxima. Algumas críticas a este resultado são feitas em (Whitley, 2002), uma delas é o fato do teorema apresentar apenas um limite inferior para os valores de $P(H, t+1)$.

Quando o AG utiliza a recombinação uniforme (*uniform crossover*), a probabilidade de quebra do *schema* é independente do comprimento $\delta(H)$ (Whitley, 1994):

$$p_{sc} = p_{rec} \left[1 - \left(\frac{1}{2} \right)^{o(H)-1} \right] \quad (4.17)$$

Comparando as expressões de 4.14 e 4.17, Whitley, em (Whitley, 1994), chegou à conclusão que, em geral, para um *schema* a recombinação uniforme é mais destrutiva que a de ponto único.

Embora favoreça a destruição dos *schemas* a recombinação uniforme permite uma maior exploração do espaço de busca. Considerando a diferença D_H entre dois conjuntos de bits (*strings*), chamada de distância de *Hamming*, o *crossover* uniforme pode gerar $(2^{D_H} - 2)$ *strings* diferentes, enquanto que o de ponto único gera, apenas, $(D_H - 1)$. Isto faz com que a recombinação uniforme tenha um melhor desempenho em populações pequenas.

4.3.5 Implementação de um Algoritmo Genético

Um AG com codificação binária pode ser facilmente implementado utilizando-se *strings* de bits para designar os cromossomos. Os demais operadores podem ser implementados com operações

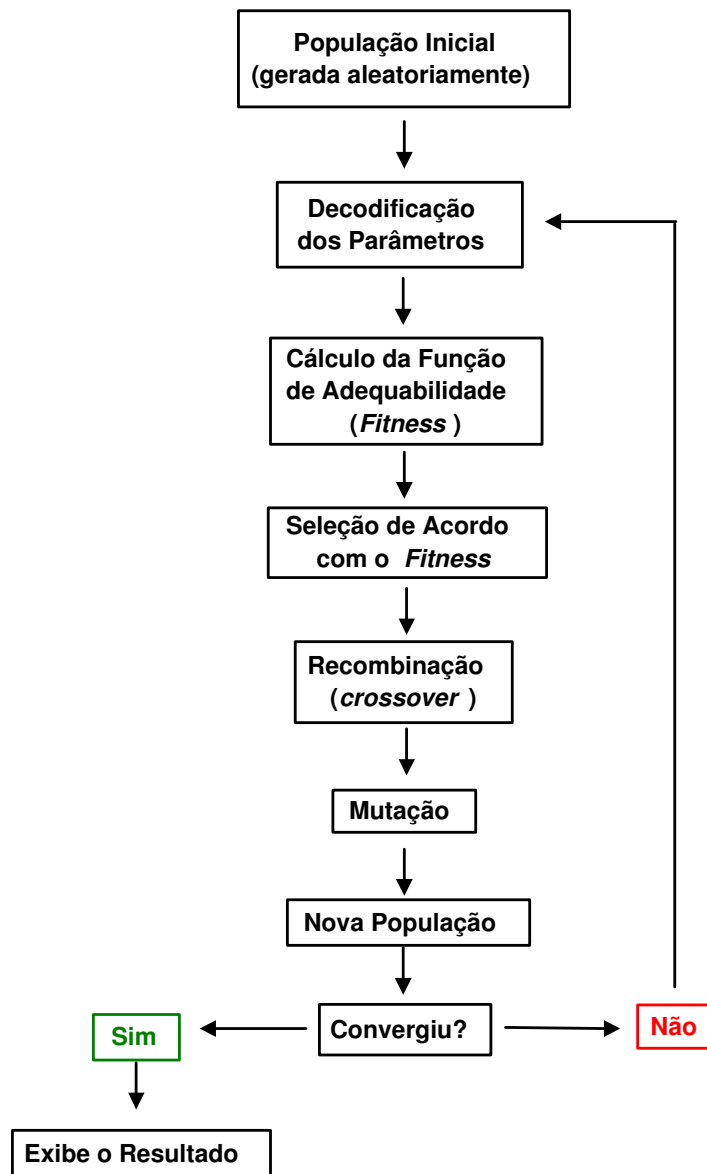


Figura 4.6: Fluxo de um Algoritmo Genético

de manipulação de bits. A maior parte do processamento computacional fica no cálculo da função aptidão, nesta etapa os cromossomos devem ser decodificados de valores binários em reais para obtenção dos parâmetros (x_i), e com estes calcula-se os valores da função aptidão ($fit(x)$) para cada indivíduo.

Para que a busca com um AG se torne eficiente, é preciso escolher corretamente os parâmetros do algoritmo. O tamanho da população, o número de bits destinado a cada variável e as taxas de recombinação e mutação exercem papel fundamental na velocidade de convergência e na globalidade da busca efetuada.

O uso de populações pequenas não permite o mapeamento de todas as regiões do espaço de domínio, já populações muito grandes tornam o algoritmo muito lento. Baixas taxas de mutação podem fazer a busca perder a generalidade, ou seja, ficar concentrada em pequenas

partes do espaço de busca, valores de p_{mut} muito altos podem gerar uma busca aleatória. Na escolha do p_{rec} deve-se permitir que uma parte da população permaneça inalterada, sob pena de gerar uma nova geração com indivíduos inferiores aos da anterior. No algoritmo desenvolvido, após uma série de testes práticos, onde diferentes valores destes parâmetros foram utilizados, decidiu-se pela utilização de: $p_{mut} = 5\%$, $p_{rec} = 80\%$ e uma população de 150 indivíduos.

4.3.6 O Algoritmo Genético Utilizado

O algoritmo Genético usado é semelhante ao proposto por Goldberg em (Goldberg, 1989), com modificações no processo de recombinação e a implementação de estratégias elitistas. Diferente do *single-point crossover*, proposto por Goldberg, onde é escolhido um ponto e trocados os bits que estão depois deste ponto, foi utilizada a recombinação ou *crossover* uniforme, que é feita escolhendo-se aleatoriamente o número e a posição dos bits a serem trocados. O elitismo foi implementado garantindo-se que cópias dos melhores indivíduos de cada geração estejam presentes na geração seguinte. Utilizou-se também, o escalonamento da aptidão, proposto em (Goldberg, 1989), este procedimento ameniza o problema da convergência prematura do algoritmo, regulando a pressão seletiva.

Escolheu-se como função objetivo a expressão do erro quadrático médio da equação 4.2. Como o AG foi desenvolvido para selecionar os indivíduos com maiores valores da função *fitness* ($fit(\mathbf{x})$), utilizou-se:

$$fit(\mathbf{x}) = \frac{1}{(f(\mathbf{x}, t) - f_e(\mathbf{x}, t))^2 + \zeta} \quad (4.18)$$

onde a constante ζ impede que $fit(\mathbf{x})$ assumam valores muito elevados à medida que o erro diminui.

Para uma boa amostragem do espaço de busca, é interessante usar populações grandes, mas, isso eleva muito o tempo de processamento. Na impossibilidade de fazer uso de um grande número de indivíduos, precisou-se implementar soluções alternativas. Na tentativa de corrigir problemas do algoritmo genético empregou-se alguns procedimentos:

Elitismo garante que os melhores indivíduos estejam presentes na geração seguinte, sem o risco de serem perdidos nos processos de *crossover* e mutação.

Recombinação uniforme para populações pequenas, age de modo mais eficiente que a de ponto único, facilitando a exploração das diversas regiões do espaço de busca.

Genocídio periódico Também visando evitar uma amostragem incompleta e a rápida perda de diversidade em populações pequenas, utilizou-se este procedimento de fácil implementação (Tanomaru, 1995), que consiste em, a um número conveniente de gerações,

aumentar o número de indivíduos de N para $\kappa \times N$, sendo κ um inteiro positivo, e depois, através de uma seleção rigorosa eliminar os $(\kappa - 1)N$ de menor aptidão.

O código de implementação do AG, escrito em MATLAB, composto de uma rotina principal (`ag.m`) e 11 sub rotinas, encontra-se no Apêndice B.

Capítulo 5

Simulações e Resultados

5.1 Resultados Experimentais

A partir do sinal de vibração coletado separou-se os intervalos a , b e c conforme mostrado na figura 2.9. Realizou-se o procedimento de análise inicialmente no sinal como um todo e depois em cada intervalo separadamente. As frequências $\omega_i = 2\pi f_i$ foram encontradas a partir de uma estimação espectral via PSD (*Power Spectral Density*), utilizando o método de *Burg* (Burg, 1967).

A respeito dos resultados obtidos deve-se considerar alguns fatos:

1. a medição dos contatos desgastados foi realizada em equipamentos que estavam em processo de manutenção, não é possível garantir que os contatos estejam uniformemente desgastados;
2. a diferença de posição dos contatos no comutador faz com que os sinais de vibração adquiridos na carcaça do OLTC apresentem características particulares devido aos múltiplos caminhos de propagação através do óleo isolante, sofrendo reflexões e refrações nas estruturas internas do equipamento;
3. procurou-se buscar parâmetros que pudessem ser usados para o diagnóstico de todos os contatos, independente da posição;
4. os sinais, antes de processados, tem a amplitude normalizada, fazendo-se sempre o valor máximo igual a 1.

5.1.1 Obtenção das Frequências Principais

Inicialmente traçou-se o gráfico da PSD para o sinal completo de 16 contatos desgastados (figura 5.1(a)) e 16 novos (figura 5.1(b)). Pôde-se perceber que os desgastados, independente

da posição no comutador, apresentam comportamento semelhante para frequências menores que 1500Hz, apenas com algumas variações de amplitude, o mesmo acontecendo com os novos. Para $f > 2000\text{Hz}$ os espectros dos 16 contatos mostram uma grande variação, ficando difícil a obtenção de características comuns. Optou-se, então, por concentrar a busca em frequências menores que 1500Hz.

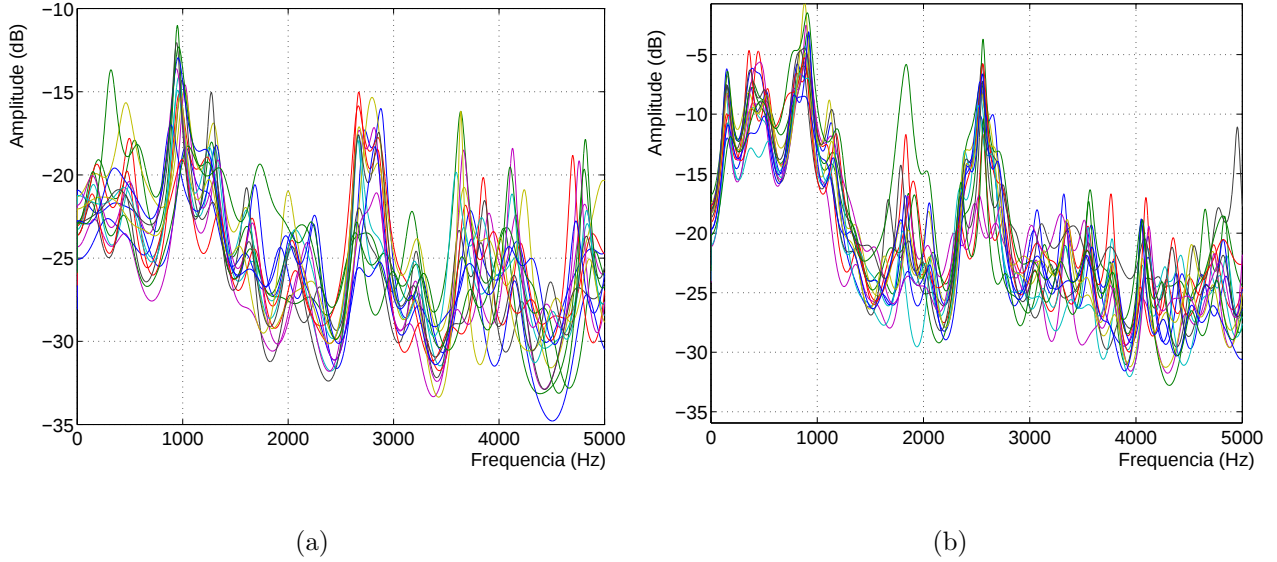


Figura 5.1: PSD de 16 contatos desgastados (a) e novos (b).

Outro fato que motivou a escolha deste intervalo foi a análise espectral comparativa, ver figuras 5.2(a) e 5.2(b). Percebeu-se que para frequências maiores que 1000Hz é difícil separar as amplitudes dos contatos novos e dos desgastados.

Após a divisão do sinal nos 3 intervalos, o AG foi iniciado, para fazer a busca das frequências principais (ω_i), da equação:

$$a(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-\alpha_i(t-t_{o_i})} \cos(\omega_i(t - t_{o_i}) + \phi_i). \quad (5.1)$$

Foram escolhidos aleatoriamente 5 contatos novos e outros 5 desgastados, o AG foi executado 3 vezes para cada amostra, num total de 30 execuções, considerando um somatório de 3 componentes ($n=3$). O AG não foi capaz de encontrar uma solução ótima para o problema, mas sim soluções quasi-ótimas, próximas da solução ótima. Por isso, para diferentes execuções do AG num mesmo sinal, foi possível encontrar soluções quasi-ótimas diferentes. A partir dos 90 valores de f encontrados, escolheu-se os que ocorreram mais vezes. Estes valores serviram de entrada para o AG, que buscou, para os ω_i especificados, os parâmetros A_i , α_i , t_{o_i} e ϕ_i de

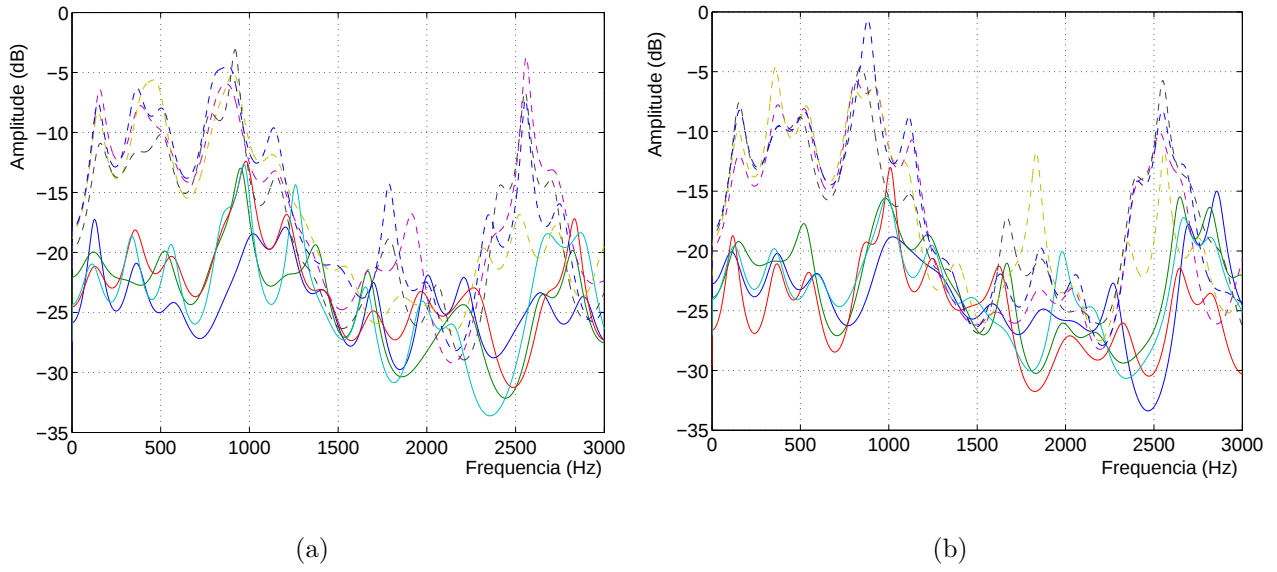


Figura 5.2: Comparação entre a PSD de contatos novos (linha tracejada) e desgastados (linha contínua), para os contatos (a) 1, 3, 7 e 13, e (b) 2, 8, 15 e 16.

todos os contatos. A busca foi realizada nos intervalos a , b e c , conforme descrito no capítulo 2 desta dissertação. O objetivo deste tratamento inicial foi reduzir a complexidade do problema e o tempo de processamento do algoritmo.

Nas simulações iniciais verificou-se que a defasagem ϕ era um parâmetro de difícil estimação, uma grande variação de ϕ pode acontecer sem haver um afastamento da solução quase-ótima. Visto que este parâmetro não exerce grande influência na obtenção do resultado final, e também na tentativa de diminuir o esforço computacional, evitou-se o cálculo da defasagem, que fica parcialmente determinada pelo atraso to a partir da equação 5.1, para $n=1$:

$$a(t) = Ae^{-\alpha(t-to)}\cos(\omega t - \omega to + \phi) \quad (5.2)$$

$$a(t) = Ae^{-\alpha(t-to)}\cos(\omega t + \phi_{to}) \quad (5.3)$$

onde $\phi_{to} = \phi - \omega to$. Este resultado pode ser estendido para valores de $n > 1$. Para os intervalos b e c o tempo de atraso to é calculado a partir do início de cada um deles.

O problema se resume, então, à busca dos parâmetros A_i , α_i e to_i , que minimizam o erro quadrático médio: $e(\mathbf{x}) = \overline{(f(\mathbf{x}, t) - f_e(\mathbf{x}, t))^2}$, conforme a equação 4.2, onde $\mathbf{x}$ é o vetor de parâmetros.

5.1.2 Intervalo *a*

Intervalo inicial do sinal, composto pelos primeiros 900 pontos amostrados, onde se espera que esteja a maior parte da informação referente aos contatos, por ser neste intervalo que acontecem o arraste e a formação do arco elétrico. As frequências principais encontradas para o intervalo “*a*” foram: $f_1 = 200\text{Hz}$, $f_2 = 440\text{Hz}$, $f_3 = 740\text{Hz}$. Fixados os valores de f_i , utilizou-se o AG para estimar os demais parâmetros. A partir da análise dos resultados obtidos chegou-se às seguintes conclusões:

- para $f = 200\text{Hz}$, figura 5.3, a amplitude (A_i) é maior em contatos novos, fator de amortecimento (α_i) e o tempo de atraso (to_i) assumem valores mais altos nos desgastados. Escolhendo-se o valor $\alpha_i = 19$ pode-se separar os contatos bons dos impróprios para uso;
- para $f = 440\text{Hz}$, figura 5.4, apenas a amplitude mantém um padrão de comportamento regular, sendo que para contatos desgastados $A_i < 0,015$ e para os recuperados $A_i > 0,02$. Para os demais parâmetros não foi possível estabelecer comparações;
- para $f = 740\text{Hz}$, figura 5.5, a amplitude e o fator de amortecimento são maiores em contatos novos, e o tempo de atraso (to_i) é maior nos desgastados. Para os A_i e to_i pode-se facilmente escolher um valor de referência que separa os contatos novos dos desgastados.

5.1.3 Intervalo *b*

Intervalo central, da amostra 901 à 3900, a grande amplitude deste intervalo é decorrente do descarregamento da mola. As frequências f_i utilizadas foram: $f_1 = 150\text{Hz}$, $f_2 = 450\text{Hz}$, $f_3 = 1000\text{Hz}$. Dos parâmetros obtidos concluiu-se que a amplitude das componentes é a variável mais aconselhada para ser usada na determinação da condição de desgaste. Para $f_1 = 150\text{Hz}$ e $f_2 = 450\text{Hz}$, os valores $A_1 = 0,030 \text{ m/s}^2$ e $A_2 = 0,025 \text{ m/s}^2$ separam contatos novos (acima) de desgastados (abaixo), ver figuras 5.6 e 5.7. Já, na figura 5.8, quando $f = 1000\text{Hz}$, o valor da amplitude é apenas um indicativo da condição de desgaste. Contatos bons têm, em geral, amplitudes maiores que os ruins.

5.1.4 Intervalo *c*

Intervalo final do sinal de vibração, do ponto 3901 até o final do arquivo. Corresponde ao tempo de resposta do sistema aos estímulos acústicos sofridos. Pode-se observar nas figuras 5.9 e 5.10, que, assim como no intervalo “*b*”, a amplitude é o único parâmetro que permite a identificação do desgaste dos contatos. Para $f_1 = 480\text{Hz}$, contatos novos são associados a $A > 0,025 \text{ m/s}^2$ e

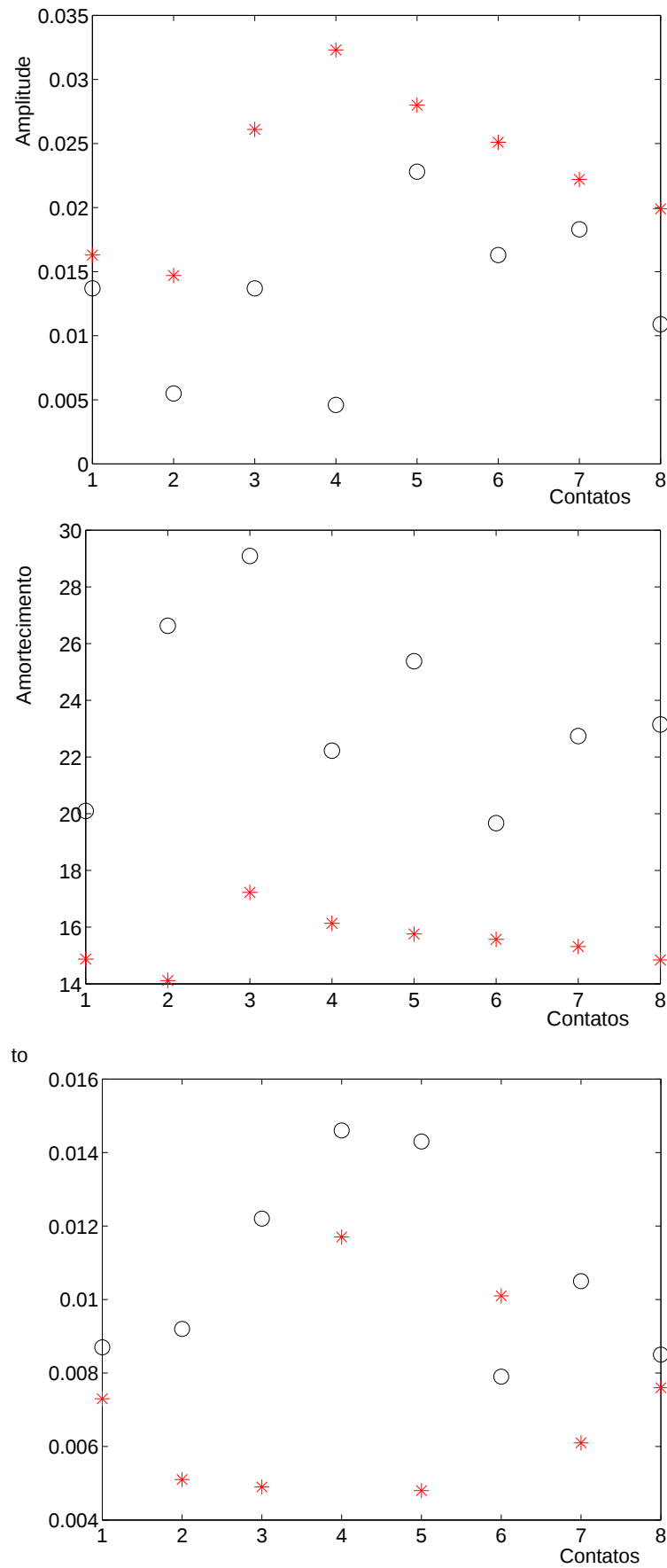


Figura 5.3: Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 200\text{Hz}$, intervalo a , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos.

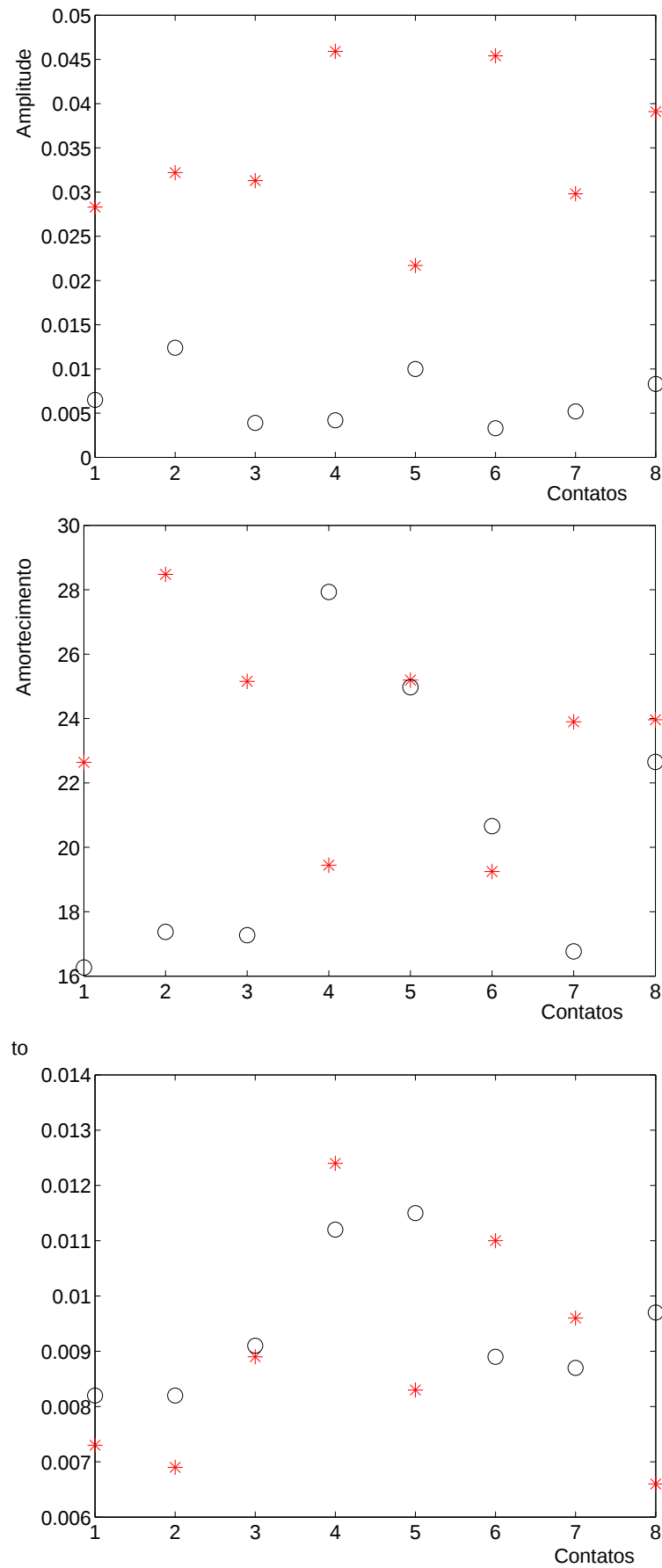


Figura 5.4: Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 440\text{Hz}$, intervalo a , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos.

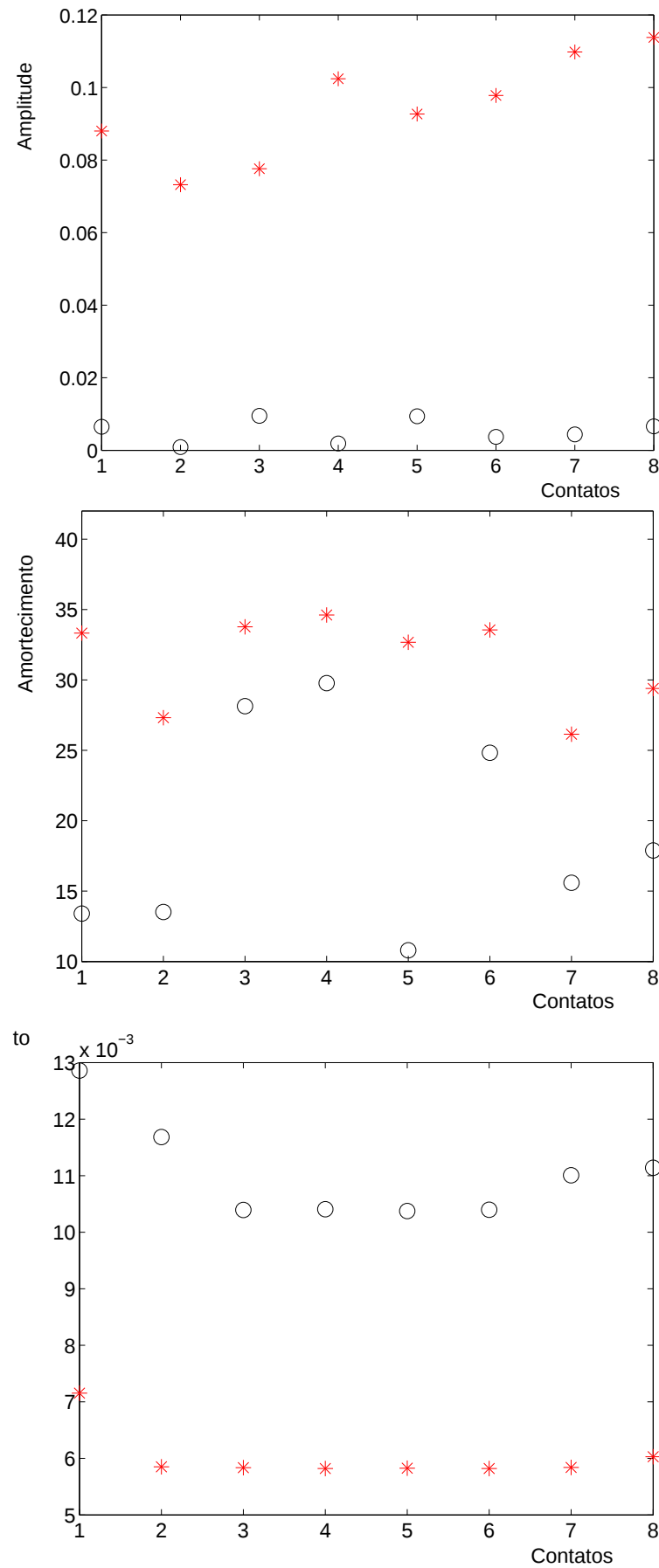


Figura 5.5: Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 740\text{Hz}$, intervalo a .

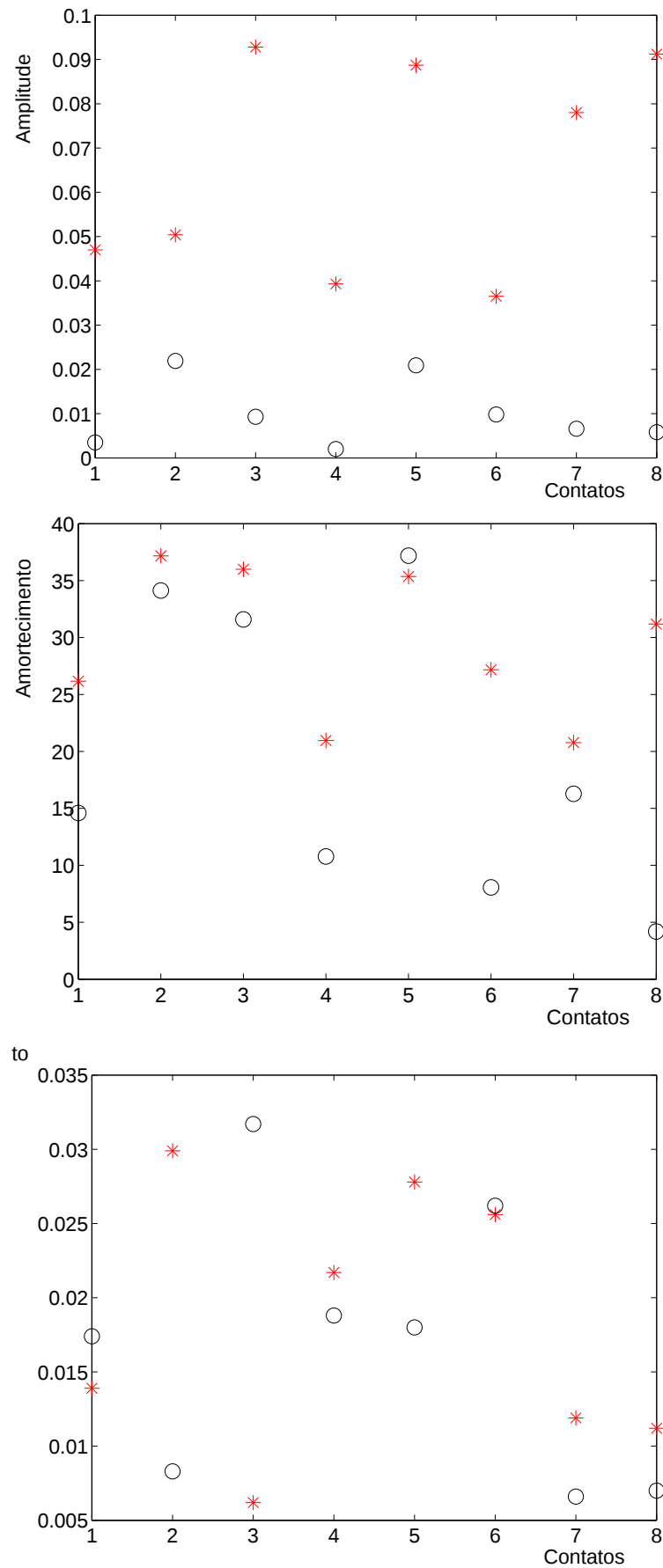


Figura 5.6: Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 150\text{Hz}$, intervalo b , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos.

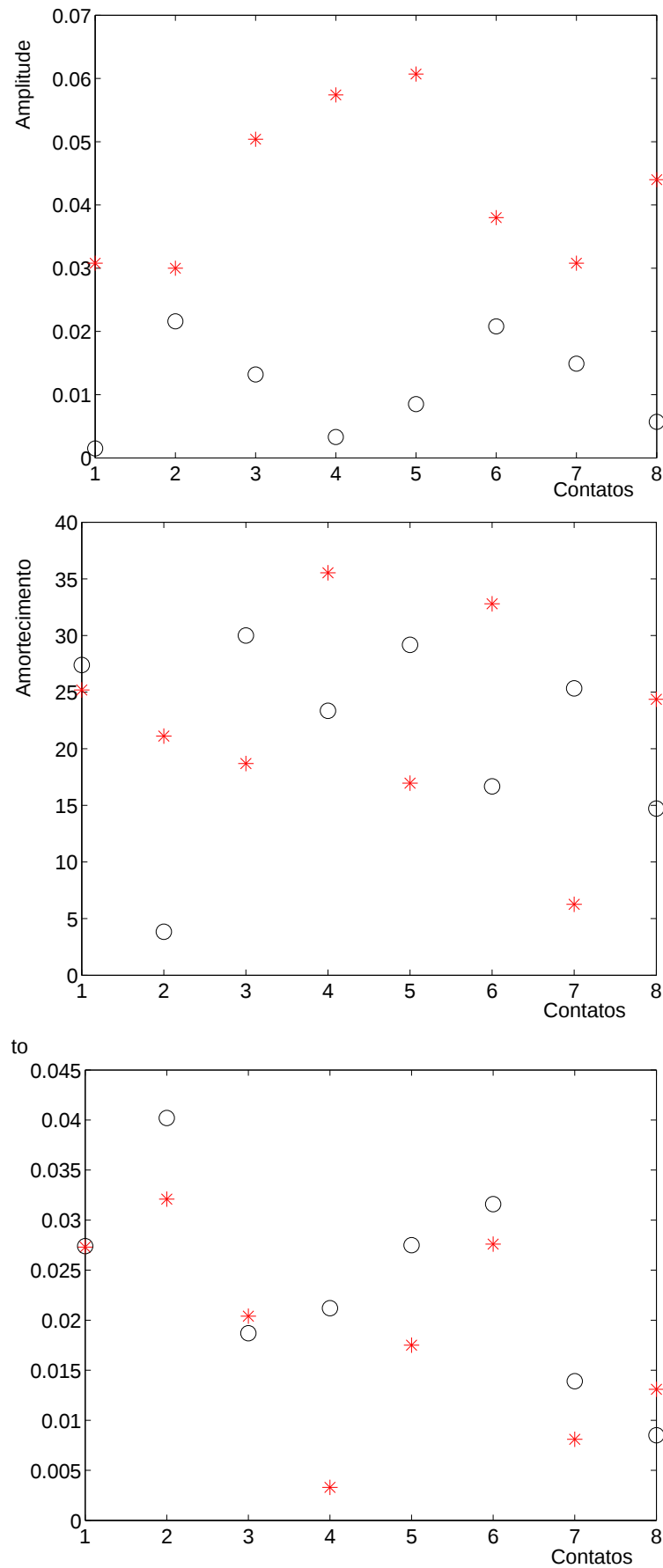


Figura 5.7: Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 450\text{Hz}$, intervalo b , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos.

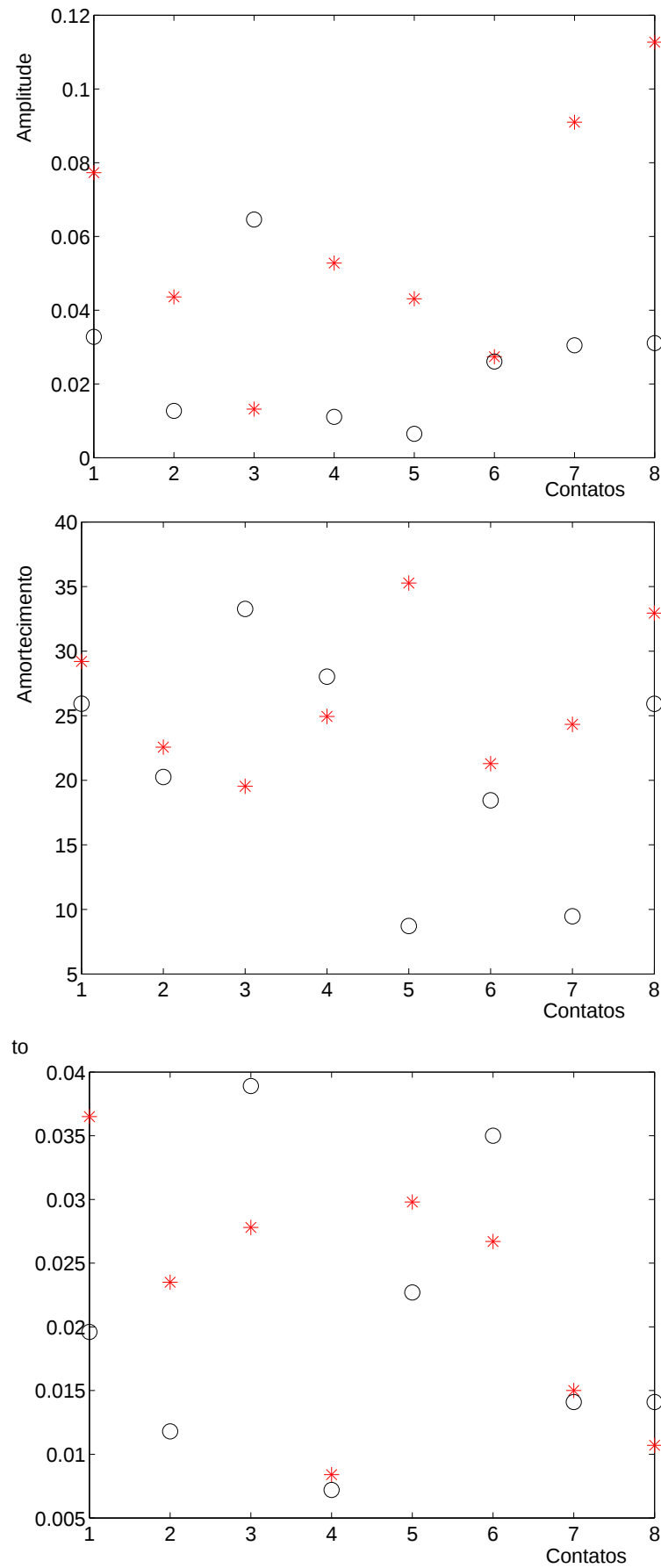


Figura 5.8: Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 1000\text{Hz}$, intervalo b , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos.

desgastados a $A < 0,015\text{m/s}^2$. A componente $f_2 = 900\text{Hz}$ apresenta distribuição semelhante, mas os valores limites são $A > 0,04\text{m/s}^2$ e $A < 0,07\text{m/s}^2$.

5.2 Análise dos Resultados Obtidos

A divisão em intervalos é importante para localizar as variações intermediárias do sinal, que passariam despercebidas numa análise do sinal completo. O intervalo a , conforme esperado, possui as informações mais relevantes, mostrando-se o mais apropriado para a identificação do estado dos contatos. A busca pode ser então concentrada neste intervalo, que tem o maior número de parâmetros necessários para a identificação e a menor duração, representando um menor tempo de processamento computacional.

Para automatizar o processo de identificação do estado dos contatos, a partir dos dados estimados pelo AG, pode-se criar um sistema classificador baseado nos valores limites encontrados acima, para contatos desgastados e novos, ou ainda utilizar um classificador inteligente, com o uso de redes neurais.

Comparados com outros métodos de análise de vibração de OLTC's, o método proposto apresenta a vantagem de poder utilizar apenas a parte inicial dos sinais coletados (intervalo a , primeiros 900 pontos), reduzindo o tempo de processamento e simplificando o sistema classificador, que não estará processando a envoltória do sinal, como proposto em (Foata et al., 2000), (Pengju Kang and McCulloch, 2000), (P.Kang and Birtwhistle, 2001a) e (P.Kang and Birtwhistle, 2001b), mas sim, os 9 parâmetros obtidos para o intervalo a .

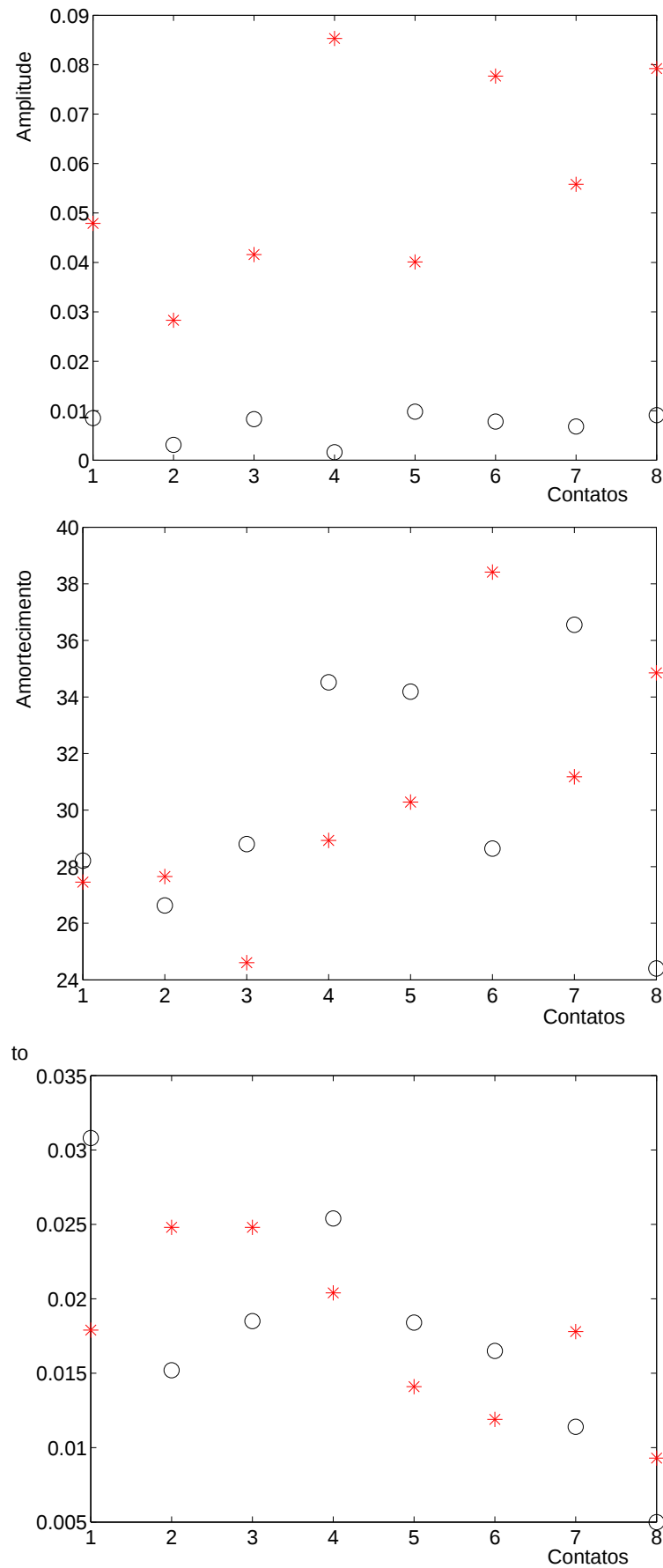


Figura 5.9: Amplitude (m/s^2), Fator de Amortecimento ($1/\text{s}$) e Tempo de Atraso (s) para $f = 480\text{Hz}$, intervalo c , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos.

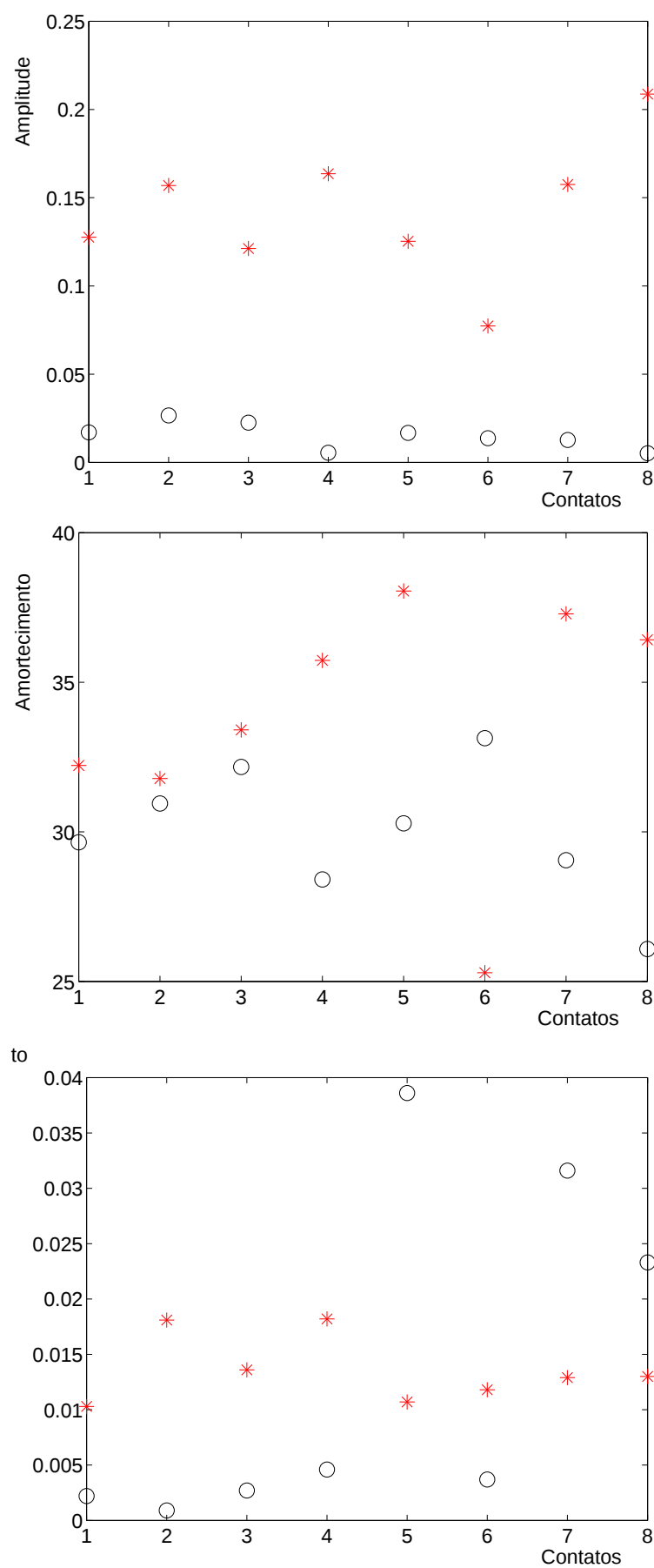


Figura 5.10: Amplitude (m/s²), Fator de Amortecimento (1/s) e Tempo de Atraso (s) para $f = 900\text{Hz}$, intervalo c , contatos novos em estrelas, desgastados em círculos.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

A previsão do estado de funcionamento dos reguladores de tensão é muito importante para as equipes de manutenção em concessionárias de energia elétrica. O OLTC é um dos responsáveis pela regulação de tensão na rede de distribuição. Por ser um dispositivo mecânico está mais sujeito a falhas e apresenta um elevado custo de manutenção quando comparado aos demais equipamentos desta rede. A condição de operação dos OLTC's está diretamente relacionada ao nível de desgaste dos contatos elétricos do módulo comutador.

Neste trabalho foi feita a descrição do funcionamento de um regulador de tensão e do processo de mudança de contato do OLTC. Foi estudada a teoria clássica de processamento de sinais, assim como alguns métodos paramétricos de estimação espectral. Foram expostos, também, os princípios básicos dos Algoritmos Genéticos e de outros métodos de otimização. Foi apresentado, ainda, a modelagem e o sistema de condicionamento de dados utilizado.

O sistema de monitoramento proposto apresenta baixo custo, é de fácil implementação, não exige grandes recursos computacionais e pode ser aplicado a outros modelos de reguladores. Para isto é necessário apenas repetir a análise inicial do sinal, a obtenção das frequências principais e a estimação dos parâmetros com o AG. Os resultados experimentais obtidos são bastante animadores. O algoritmo genético desenvolvido conseguiu aproximar de modo satisfatório o sinal de vibração capturado no módulo de aquisição de dados. Comparada com as principais pesquisas existentes nesta área (Foata et al., 2000), (Pengju Kang and McCulloch, 2000), (P.Kang and Birtwhistle, 2001a) e (P.Kang and Birtwhistle, 2001b), a modelagem utilizada foi desenvolvida visando uma diminuição do esforço computacional. Fazendo uso somente da parte inicial do sinal coletado simplifica-se a análise, gerando nove parâmetros, que após verificados permitem a determinação do estado de desgaste dos contatos. Para automatizar o processo de identificação pode-se utilizar uma rede neural como sistema classificador.

Estão sendo desenvolvidas, paralelamente a este trabalho, outras duas técnicas para o tratamento do sinal de vibração de OLTC's. Uma utilizando transformada Wavelet (Mallat and Hwang, 1992) e outra o método de Prony (Marple, 1987). Após a conclusão das referidas

pesquisas, fica a sugestão para a elaboração de um estudo comparativo, mostrando as vantagens e desvantagens de cada técnica, apontando para a mais adequada, ou até, verificando a possível utilização conjunta dos métodos. Visando introduzir novas informações provenientes de outras grandezas físicas, além da vibração, pode-se medir por exemplo a temperatura do óleo isolante e a corrente do regulador durante a mudança de contato. Estas duas grandezas podem indicar se estão ocorrendo descargas elétricas perigosas no OLTC, facilitando o monitoramento do regulador.

Apêndice A

Deduções

A.1 Dedução da Função de Transferência do Filtro Rejeita-Faixa Utilizado

Nesta seção serão apresentados o filtro rejeita-faixa utilizado, e os passos necessários para a obtenção de sua função de transferência.

Do circuito da figura A.1 obtêm-se as seguintes equações:

$$(V_{in} - V_2) = R_1 I_1, \quad (\text{A.1})$$

$$(\gamma V_{out} - V_2) = \frac{1}{SC_3} I_2, \quad (\text{A.2})$$

$$(V_{out} - V_2) = R_2 I_3, \quad (\text{A.3})$$

$$(V_{in} - V_1) = \frac{1}{SC_1} I_4, \quad (\text{A.4})$$

$$(\gamma V_{out} - V_1) = R_3 I_5, \quad (\text{A.5})$$

$$(V_{out} - V_1) = \frac{1}{SC_2} I_3, \quad (\text{A.6})$$

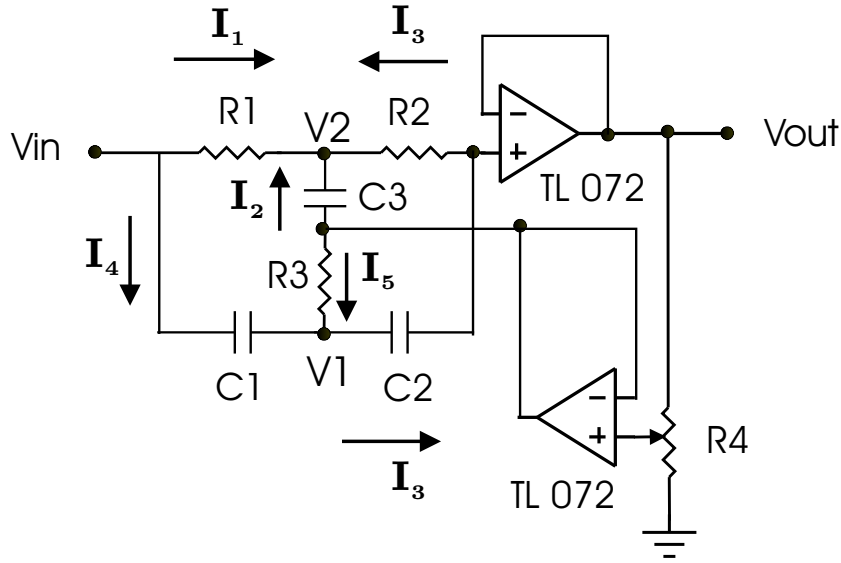


Figura A.1: Circuito do filtro rejeita-faixa utilizado.

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0, \quad (\text{A.7})$$

$$I_4 + I_5 - I_3 = 0, \quad (\text{A.8})$$

onde $\gamma = \frac{Rv1}{Rv1+Rv2}$ e $R_4 = Rv = Rv1 + Rv2$.

Substituindo as equações A.1, A.2, A.3 em A.7 chega-se a:

$$\frac{V_{in} - V_2}{R_1} + (\gamma V_{out} - V_2)SC_3 + \frac{V_{out} - V_2}{R_2} = 0, \quad (\text{A.9})$$

de (A.4, A.5, A.6 $\rightarrow$ A.8) tem-se:

$$(V_{in} - V_1)SC_1 + (V_{out} - V_1)SC_2 + \frac{\gamma V_{out} - V_1}{R_3} = 0, \quad (\text{A.10})$$

e de A.3 e A.6:

$$(V_{out} - V_1)SC_2 = -\frac{V_{out} - V_2}{R_2}. \quad (\text{A.11})$$

Fazendo $R = R_1 = R_2 = 2R3$ e $C = C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}$ e manipulando as expressões A.9, A.10 e A.11, pode-se escrever:

$$V_{in} \left[\frac{1}{R} + (SC)^2 \right] + V_{out} \left\{ SCR \left[-2 \left(\frac{SC+R}{SC} \right) \left(SC + \frac{1}{R} \right) + \frac{2\gamma}{R} + SC \right] + 2\gamma SC + R \right\} = 0, \quad (\text{A.12})$$

que na forma de função de transferência fica:

$$H(S) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{\frac{1}{R} + (SC)^2}{SCR \left[-2 \left(\frac{SC+R}{SC} \right) \left(SC + \frac{1}{R} \right) + \frac{2\gamma}{R} + SC \right] + 2\gamma SC + R}. \quad (\text{A.13})$$

Após algumas manipulações algébricas e simplificações, chegamos finalmente à expressão da função de transferência do filtro utilizado:

$$H(S) = \frac{S^2 + \frac{1}{C^2 R^2}}{S^2 + S \frac{4(1-\gamma)}{RC} + \frac{1}{C^2 R^2}} \quad (\text{A.14})$$

sabe-se que um filtro rejeita-faixa tipo dente de segunda ordem tem a seguinte função de transferência teórica (Sedras and Smith, 1995):

$$H(S) = \frac{S^2 + \omega_o^2}{S^2 + S \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2}. \quad (\text{A.15})$$

De A.14 e A.15 pode-se, facilmente, perceber que a frequência central e o fator de qualidade do filtro construído são dados, respectivamente, por: $\omega_o = \frac{1}{CR}$ e $Q = \frac{1}{4(1-\gamma)}$.

A.2 Dedução da Aceleração do Modelo Adotado

A partir da expressão do deslocamento $x(t)$:

$$x(t) = X_m e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \phi_x), \quad (\text{A.16})$$

sendo X_m a amplitude, α o coeficiente de decaimento, ω a frequência angular em rad/s e ϕ_x a fase do sinal, deseja-se chegar a uma expressão para a aceleração $a(t)$, sabendo que:

$$a(t) = \frac{dv(t)}{dt} = \frac{d^2 x(t)}{dt^2}. \quad (\text{A.17})$$

Derivando a expressão de $x(t)$ na eq A.16 chega-se à velocidade:

$$v(t) = -X_m \alpha e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \phi_x) + X_m \omega e^{-\alpha t} \cos(\omega t + \phi_x), \quad (\text{A.18})$$

e, derivando mais uma vez, à aceleração:

$$a(t) = X_m \alpha^2 e^{-\alpha t} \text{sen}(\omega t + \phi_x) - 2X_m \alpha \omega e^{-\alpha t} \cos(\omega t + \phi_x) - X_m \omega^2 e^{-\alpha t} \text{sen}(\omega t + \phi_x). \quad (\text{A.19})$$

A equação A.19 pode ser reduzida para:

$$a(t) = e^{-\alpha t} [X_m (\alpha^2 - \omega^2) \text{sen}(\omega t + \phi_x) - 2X_m \alpha \omega \cos(\omega t + \phi_x)]. \quad (\text{A.20})$$

Utilizando transformações trigonométricas, a expressão A.20 pode ser simplificada, resultando em:

$$a(t) = A(\omega) e^{-\alpha t} \text{sen}(\omega t + \phi(\omega)), \quad (\text{A.21})$$

onde: $A(\omega) = \sqrt{(X_m(\alpha^2 - \omega^2))^2 + 4(X_m \alpha \omega)^2}$ e $\phi(\omega) = \phi_x + \arctan(\frac{-2X_m \alpha \omega}{X_m(\alpha^2 - \omega^2)})$.

Vê-se, então, que o deslocamento (A.16) e a aceleração (A.21) podem ser escritas de forma semelhante.

Apêndice B

Código do Algoritmo Genético Utilizado

O código MATLAB® completo do Algoritmo Genético utilizado é apresentado neste apêndice. Composto de 12 rotinas onde são implementadas as diversas etapas do AG:

ag.m - Inicia o AG e chama as demais rotinas.

decodebtr.m - Chama o procedimento de decodificação.

decode2tr.m - Decodifica os cromossomos.

fitcalc.m - Inicia o cálculo da função *fitness*

sinaled.m - Calcula o valor da função estimada Y_e .

fitfunc.m - Afere o valor da função *fitness*.

fitescala.m - Escalamento os valores da função *fitness*.

selecao.m - Seleciona os indivíduos que farão parte da população intermediária, utiliza elitismo e o método da roleta giratória.

crossover.m - Realiza o procedimento de recombinação.

crossuniform.m - Desempenha a recombinação uniforme.

mutacao.m - Procede a mutação.

gerap.m - Realiza o genocídio periódico.

B.1 ag.m

```
% Inicia o algoritmo genetico
%
% Estrutura do comando:
%           ag_1(sizepop,vmin,vmax,numbits,pcross,pmut,numhar,amsf)
%
%onde: sizepop - tamanho da população
%      vmin - valores minimos das variaveis
%      vmax - valores maximos das variaveis
%      numbits - numero de bits destinados 'as variaveis
%      pcross - probabilidade de crossover (%)
%      pmut - probabilidade de mutação (%)
%      numhar - numero de harmonicos
%      amsf - sinal a ser analisado
%
%Algoritmo Genetico desenvolvido para tratamento de sinais de
%vibração do regulador de tensao OLTC.
%Desenvolvido por Eduardo Furtado de Simas Filho, como parte
%do trabalho de pesquisa do Mestrado em Engenharia Eletrica-UFBA,
%dentro do Convenio OLTC-Coelba.
%Copyright-2004 Eduardo F. Simas Filho.

function [amp,alfa,freq,to]=ag_mod(sizepop,vmin,vmax,numbits,
                                   pcross,pmut,freq,amsf)

%Definicao dos parametros do algoritmo
cm=2;           %coeficiente para o escalamento de fitness [1.2 2]
maxger=100;     %maximo de gerações (iterações)
contgen=15;     %contador de genocidio periodico
pfra=0;        %contador fracionario das mutações
converge=0; contador=0;

sizepop=2*ceil(sizepop/2); %garante um numero par de individuos
numhar=length(freq);
%cria população inicial pseudo-randomica:
if length(vmin)==length(vmax)
```

```

    numpar=length(vmin);
    pop=round(rand(sizepop,numhar*numbits*numpar));
else display('-- Erro! -- Os vetores vmin, vmax, tem comprimentos
diferentes --') end

%inicia a mostra das estatisticas de cada geraçao
disp(' ') disp('      Estatisticas do Fitness de cada geraçao:')
disp('    Geracao    Maximo    Minimo    Media    Desvio_Pradrao')

%contador de gerações para o caso de convergencia antes do maxger
while contador<maxger
    contador=contador+1;
        %Executa o genocidio coletivo
        if rem(contador,contgen)==0
            pop=gerap(pop,4);
        end

    %transforma o cromossomo (binario) em variaveis reais
    paramreal=decodebtr(pop,numbits,vmin,vmax);

    %calcula o valor da função fitness
    [fitness,maxfit,converge]=fitcalc_mod(paramreal,numpar,sizepop,
amsf,freq,contador);

    %teste de convergencia, caso menor que 950 continua o algoritmo
    if (maxfit<=950)&(converge==0)

        %fitness scaling (escalamento do "fitness")
        fitness=fitescala(fitness,cm);

        %seleção (roleta + elitismo)
        [popind,eliteind]=selecao(fitness,sizepop);

        elite=pop(eliteind,:);
        pop=pop(popind,:);
        %pop: população selecionada para crossover (pcross*popsiz)
        %elite: melhores individuos da população
    end
end

```

```

    pop=crossover(pop); %crossover uniforme

    [pop,pfra]=mutacao(pop,pmut,pfra); %mutacao

    %reagrupa a população, mantendo constante o numero de individuos
    pop=[elite;pop];

    else %convergencia do algoritmo
        disp('----- 0 AG Convergiu -----')
        contador=maxger;
        converge=1;

    end

end

%fim do genetico sem convergencia
if converge==0
    disp('-- 0 numero maximo de gerações foi atingido sem convergencia --')
end

%exibe o resultado:
melhor=elite(1,:); resultado=decodebtr(melhor,numbits,vmin,vmax);
amp=resultado(1:numhar)'; alfa=resultado(numhar+1:2*numhar)';
to=resultado(2*numhar+1:3*numhar)';

```

B.2 decodebtr.m

```

%função para converter um numero binario em real
%
function vreal=decodebtr(pop,nbits,vmin,vmax) [numind
bits]=size(pop);
npar=length(vmin); numhar=bits/(npar*nbits); for
i=1:npar
    for j=1:numhar
        vreal(:,(i-1)*numhar+j)=decode2tr(pop(:,(i-1)*nbits*numhar+(nbits*
(j-1)+1):(i-1)*nbits*numhar+nbits*j),vmin(i),vmax(i),nbits,numind);
    end
end

```

```
end
```

B.3 decode2tr.m

```
%função para converter um numero binario em real
%
function vreal=decode2tr(pop1,vmin,vmax,nbits,numind)

maxint=2^nbits-1; for i=1:numind
    int(i,:)=pop1(i,:).*(2.^[nbits-1:-1:0]);
    totint(i)=sum(int(i,:));
    vreal(i,:)=vmin+totint(i)*(vmax-vmin)/maxint;
end
```

B.4 fitcalc.m

```
% calcula o valor da função adequabilidade (fitness)
%
function
[fit,maxfit,conv]=fitcalc(real,numpar,sizepop,amsf,freq,cont)

Fs=44100; N=length(amsf); [numind resto]=size(real);
y = amsf; %calculo do valor real da função Y
numhar=resto/numpar;          %numero de senoides que entram no somatorio
for i=1:numhar;
    Ae(:,i)=real(:,i);
    alfae(:,i)=real(:,i+numhar);
    phie(:,i)=real(:,i+2*numhar);
end
foe=freq;
%calculo do valor estimado da função Y: Ye
for j=1:sizepop
    ye(j,:)=sinaled(Ae(j,:),alfae(j,:),freq,phie(j,:),Fs,N);
end

for j=1:sizepop
    fit(j,1)=fitfunc(y,ye(j,:));
```

```

end

maxfit=max(fit); disp([cont max(fit) min(fit) mean(fit) std(fit)])
if std(fit)<0.0001
    conv=1;
else
    conv=0;
end

```

B.5 sinaled.m

```

function y = sinalmod(amp,alfa,fo,to,Fs,N)

t = (1:N)/Fs; amp= repmat(amp',1,N); y =
amp.*(exp(-alfa'*t).*sin(2*pi*fo*t)); to=round(to);

for a=1:length(to)
    y(a,:)= [zeros(1,to(a)),y(a,1:N-to(a))];
end
y=sum(y);

```

B.6 fitfunc.m

```

function [fit]=fitfunc(y,ye)

fit=1/(mean((ye'-y).^2)+1e-3);

```

B.7 fitescala.m

```

% realiza um escalamento linear dos valores da funcao fitness
%cmult [1.2;2] quanto menor o valor de cmult escolhido, mais rigoroso
%sera o escalamento, menor sera a diferenca entre o fitness de dois
%individuos depois de executada a rotina.
%
function fit=fitescala(fit,cm)

sizepop=length(fit); %numero de individuos na populacao

```

```

fitmax=max(fit); % maximo valor da função fitness
fitmin=min(fit); %minimo valor da função fitness
fitmed=sum(fit)/sizepop;
if fitmin > (cm*fitmed - fitmax)/(cm-1) %teste para nao negatividade
    %escalamento normal
    delta=fitmax-fitmin;
    a=(cm-1)*fitmed/delta;
    b=fitmed*(fitmax-cm*fitmed)/delta;
else %escalonar o maximo possivel
    delta=fitmed-fitmin;
    a=fitmed/delta;
    b=-fitmin*fitmed/delta;
end

fit=a*fit+b; %escalamento

```

B.8 selecao.m

```

% seleciona os individuos que formarao a "população intermediaria"
% analisando os valores da função fitness e utilizando o metodo da roleta
%
function [select,bestind]= select(fitness,popsize)

%o tamanho da população determina o tamanho da elite
if popsize>50 mm=4; else mm=2; end
%seleciona os mm individuos de maior fitness
[x,a]=sort(fitness); bestind=a(popsize-mm+1:popsize);
bestind=flipud(bestind); nselect=popsize-mm;
%garantindo que o tamanho da população permaneça constante
sumfit=sum(fitness);

%inicia a selecao
for i=1:nselect
    esc=rand*sumfit;
    acum=0;
    j=0;
    while acum<esc

```

```

        j=j+1;
        acum=acum+fitness(j);
    end
    select(i)=j;
end

select=select(randperm(popsize-mm))';
%rearruma aleatoriamente o vetor select

```

B.9 crossover.m

```

%realiza a recombinação ou crossover

function pop1=crossover(pop1) [sizecross nbits]=size(pop1); for
j=1:sizecross/2
    pop1(2*j-1:2*j,:)=crossuniform(pop1(2*j-1,:),pop1(2*j,:));
end

```

B.10 crossuniform.m

```

%realiza crossover uniforme

function c=crossuni(a,b) nbits=length(a);
cross=round(rand(1,nbits)); for j=1:nbits
    if cross(j)==1
        a1=a(j);
        b1=b(j);
        a(j)=b1;
        b(j)=a1;
    end
end
c=[a;b];

```

B.11 mutacao.m

```

%realiza a mutação de um bit aleatório de um cromossomo aleatório
%

```

```

function [gene,pfra]= mut(gene,pmut,pfra)
[sizepop,lcrom]=size(gene); nbits=lcrom*sizepop;
nmutated=nbits*pmut/100; pint=fix(nmutated+pfra);
pfra=nmutated+pfra-pint; if pint==0 else
    for n=1:pint %so aplica a mutação, qdo nbits for multiplo de nmut,
        %ou seja, a cada nmut bits
        nx=round(nbits*rand);
        if nx==0
            nx=round(nbits*rand);
            if nx==0
                nx=round(nbits*rand);
            end
        end
        gene(nx)=1-gene(nx);
    end
end
end

```

B.12 gerap.m

```

%          ***** Genocidio Periodico *****
%   A cada x iterações adiciona A*N individuos, gerados aleatoriamente, a
%   população original e depois seleciona os N melhores individuos para
%   compor a proxima geração
%
function pop=gerap(oldpop,A)

[sizepop bitpop]=size(oldpop);
%gera aleatoriamente os novos individuos:
pop=round(rand(A*sizepop,bitpop)); pop=[oldpop;pop];

```

Bibliografia

- Ackley, D. (1987). A connectionist machine for genetic hillclimbing, *Kluwer Academic Publishers* .
- Beer, F. and Johnston, R. (1991). *Mecânica Vetorial para Engenheiros*, Makron, Mc Graw-Hill.
- Burg, J. P. (1967). Maximum entropy spectral analysis, *Proceedings of the 37th Meeting of the Society of Exploration Geophysicists* .
- Christie, C. V. (1969). *Elementos de Eletrotécnica*, Ed. Globo.
- Ciuca, I. (1998). On function approximators implementable as layered neural networks, *Proceedings of the 24th Euromicro Conference* **2**: 663 – 669.
- Costa, L. and Oliveira, P. (2002). An evolution strategy for multiobjective optimization, *Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation* **1**: 97 – 102.
- David J. De Fatta, Joseph G. Lucas, W. S. H. (1988). *Digital Signal Processing: A System Design Approach*, John Wiley and Sons.
- de Simas Filho, E. F., Wegelin, F. A., de Almeida, L. A. L. and de C. Lima, A. C. (2004). Monitoramento de comutadores de derivação em transformadores utilizando análise de vibração, *XV Congresso Brasileiro de Automática-CBA2004, Gramado-RS* .
- Echavarria, R., Cotorogea, M., Claudio, A. and Sanchez, V. (2000). Design and implementation of a fast on-load tap changing regulator, *IEEE Industry Applications Conference* **4**: 2078–2085.
- Finnerty, S. and Sen, S. (1994). Simulated annealing based classification, *Proceedings of the Sixth International Conference on Tools with Artificial Intelligence* pp. 824 – 827.
- Foata, M., Beauchemin, R. and Rajotte, C. (2000). On-line testing of on-load tap changers with a portable acoustic system, *IEEE 9th International Conference on Transmission and Distribution Construction, Operation and Live-Line Maintenance Proceedings* pp. 293 – 298.

- Gao, D., Lu, Q. and Luo, J. (2002). A new scheme for on-load tap-changer of transformers, *International Conference on Power System Technology Proceedings* **2**: 1016–1020.
- Goldberg, D. E. (1989). *Genetic algorithms in search, optimization and machine learning*, Addison-Wesley.
- Goldman, S. (1999). *Vibration Spectrum Analysis*, Industrial Press.
- Guuinic, P. and Aubin, J. (2001). Cigre’s work on power transforms, *EPRI Substation Equipment Diagnostics Conference IX*.
- Haykin, S. (2001). *Redes Neurais, Princípios e Prática*, Bookman.
- Holland, J. (1975). Adaptation in natural and artificial systems, *University of Michigan Press*.
- Ifeachor, E. C. and Jervis, B. W. (1993). *Digital Signal Processing, a practical approach*, Addison Wesley.
- Kamen, E. W. and Heck, B. S. (2000). *Fundamentals of Signals and Systems, Using the Web and Matlab®*, second edn, Prentice Hall.
- Kang, P. and Birtwhistle, D. (2001). Condition assessment of power transformer on load tap-changers using wavelet analysis, *IEEE Transactions on Power Delivery* **16**.
- Kay, A. G. (1997). The monitoring and protection of on load tap changers, *IEE Colloquium on Condition Monitoring of Large Machines and Power Transformers (Digest No: 1997/086)* pp. 5/1–5/9.
- Luenberger, D. G. (1984). *Linear and Nonlinear Programming*, Addison-Wesley.
- Mallat, S. and Hwang, W. L. (1992). Singularity detection and processing with wavelets, *IEEE Transactions on Information Theory* **38**(2).
- Marple, S. L. (1987). *Digital Spectral Analysis, with applications.*, Prentice Hall P T R.
- McGraw-Edison (1999). *Reguladores de Tensão McGraw-Edison VR-32/CL-5, Instalação, Operação, Manutenção e Informações Sobre Peças de Reposição*, McGraw-Edison.
- Mitchel, M. (1996). *An Introduction to Genetic Algorithms*, The MIT Press.
- Papoulis, A. (1991). *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill.

- Peck, D. A. (1995). On-load tap-changers current experience and future developments. principles and resulting benefits of separate tank (external) tap-changers, *IEE European Seminar on Developments On-Load Tapchangers: Current Experience and Future* .
- Pengju Kang, David Birtwhistle, J. D. and McCulloch, D. (2000). Non-invasive on-line condition monitoring of on load tap changers, *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution* **3**: 2223–2228.
- P.Kang and Birtwhistle, D. (2001a). Condition monitoring of power transformer on-load-tap-changers. part 1: Automatic condition diagnostics, *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution* **148**(4): 301–306.
- P.Kang and Birtwhistle, D. (2001b). Condition monitoring of power transformer on-load-tap-changers. part 2: Detection of ageing from vibration signatures, *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution* **148**(4): 307–311.
- R. Zoppoli, T. P. and Sanguineti, M. (1996). Neural aproximators for function optimization, *Proceedings of the 35th conference on decision and control* .
- Rao, J. (2000). *Vibratory Condition Monitoring of Machines*, CRC Press, Narosa.
- Rechenberg, I. (1973). *Evolutionsstrategie. Optimierung technischer Systeme nach Prinzipien der biologischen Evolution*, Frommann-Holzboog.
- REnders, J.-M. and Flasse, S. P. (1996). Hybrid methods using genetic algorithm for global optimization, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics* .
- Rodzin, S. (2002). Schemes of evolution strategies, *IEEE International Conference on Artificial Inteligente Systems* .
- Rosen, B. (1992). Function optimization based on advanced simulates annealing, *Workshop on Physics and Computation, PhysComp '92* .
- Schwefel, H.-P. (1975). *Evolutionsstrategie und numerische Optimierung*, PhD thesis, TU Berlin.
- Sedras, A. S. and Smith, K. C. (1995). *Microeletrônica*, Vol. 2, Makron Books.
- Silva, P. R. A. D., Lima, A. C. D. C. and Almeida, L. A. L. D. (2004). Um novo algoritmo para cálculo do wavelet modulus maxima em sinais de vibração de transformadores de potência, *XV Congresso Brasileiro de Automática-CBA2004, Gramado-RS* .

- Someya, H. and Yamamura, M. (2001). Genetic algorithm with search area adaptation for the function optimization and its experimental analysis, *Proceedings of the 2001 Congress on Evolutionary Computation* **2**: 933 – 940.
- Syswerda, G. (1989). Uniform crossover in genetic algorithms, *Proceedings of the 3rd International Conference on Genetic Algorithms* pp. 2–9.
- Tanomaru, J. (1995). Motivação, fundamentos e aplicações de algoritmos genéticos, *II Congresso Brasileiro de Redes Neurais, III Escola de Redes Neurais* .
- Wang, H., Liu, Y. and Griffin, P. (2000). Artificial intelligence in oltc fault diagnosis using dissolved gas-in-oil information, *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting* **4**: 2422 – 2427.
- Whitley, D. (1994). A genetic algorithm tutorial, *Colorado Advanced Software Institute Press* .
- Whitley, D. (2002). An overview of evolutionary algorithms: Practical issues and common pitfalls, *Colorado Advanced Software Institute Press* .
- Zhijiang Guo, H. Z. and Jiang, J. (2002). A powerful modified genetic algorithm for multimodal function optimization, *IEEE Proceedings of the American Control Conference* .