DANIEL BARBOSA

Estimação da Frequência em Sistemas Elétricos de Potência através de Filtragem Adaptativa

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos
da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para
obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Sistemas Elétricos de Potência
Orientador: Prof. Tit. Denis Vinicius Coury

São Carlos
2007

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

B238e Barbosa, Daniel
 Estimação da frequência em sistemas elétricos de
potência através de filtragem adaptativa / Daniel Barbosa
; orientador Denis Vinicius Coury. -- São Carlos, 2007.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas
Elétricos de Potência) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2007.

1. Sistemas elétricos de potência. 2. Estimação de
frequência. 3. Filtro adaptativo. 4. Proteção digital.
5. Variação de frequência. 6. ATP. 7. Mínimos quadrados.
I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **DANIEL BARBOSA**

Dissertação defendida e julgada em 08/08/2007 perante a Comissão Julgadora:

Prof. Titular **DENIS VINICIUS COURY (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

APROVADO

Prof. Dr. **FERNANDO AUGUSTO MOREIRA**
(Universidade Federal da Bahia/UFBA)

APROVADO

Dr. **JOSÉ CARLOS DE MELO VIEIRA JUNIOR**
(Pós-doutorando FAPESP)

APROVADO

Prof. Associado **GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
em Engenharia Elétrica e
Presidente da Comissão de Pós-Graduação da EESC

Dedicatória

Aos meus pais, Wilson e Angélica, por tudo o que fizeram e fazem por mim. A minha irmã, Daniela, por todo apoio e afeto dedicado. Aos meus familiares pelo incansável apoio ao longo do período de elaboração deste trabalho e a minha namorada, Ava, pelo amor e carinho.

Agradecimentos

A Deus pela minha vida e família.

Ao professor Denis Vinicius Coury, pela orientação, por ter-me dado voto de confiança para que eu realizasse o mestrado e também pela atenção concedida.

Ao professor Mário Oleskovicz, pela atenção dispensada, apoio, incentivo e amizade em todos os momentos.

Aos amigos e colegas da pós-graduação e em especial a Ricardo, Odilon, Ulisses, Sílvio, Wesley, Marco Aurélio, Alexandre Paciência, Letícia e Juliano, dentre outros, pela amizade e auxílio valiosos. Aos amigos Murilo e Anderson pelo estímulo, apoio e dedicação. Ao amigo Renato M. Monaro pelas dificuldades e, principalmente, pelas conquistas compartilhadas neste trabalho.

A minha namorada Ava, por sua presença, compreensão, companheirismo e incentivo.

Às amigas Ana e Naja, pela companhia e momentos de alegria.

A todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, da Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) - Universidade de São Paulo (USP), que de algum modo colaboraram durante a minha permanência nesta universidade.

Ao Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica - LSEE, pela acomodação e equipamentos disponibilizados no desenvolvimento desse trabalho.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) e ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) pela concessão da bolsa de mestrado e pelo apoio financeiro para a realização desta pesquisa.

"Quanto maior a dificuldade, tanto maior o mérito em superá-la."

H. W. Beecher

Sumário

Resumo	xv
Abstract	xvii
Lista de Figuras	xix
Lista de Tabelas	xxiii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xxv
1 Introdução	1
1.1 Contextualização e justificativa	1
1.2 Objetivos do trabalho	4
1.3 Metodologia adotada	5
1.4 Estrutura do trabalho	6
2 Revisão bibliográfica	9
3 Relés numéricos	19
3.1 Breve evolução histórica dos relés numéricos	22
3.2 Relés numéricos de frequência	25
3.2.1 Aplicações de relés de frequência	26
3.2.2 Relés de frequência comerciais	30
4 Sistema elétrico analisado	33
4.1 Formulação matemática para a obtenção de dados iniciais empregando o <i>software</i> Matlab	34
4.2 Sistema elétrico simulado	35
4.2.1 Gerador síncrono	36
4.2.2 Transformadores	42
4.2.3 Modelagem das linhas de transmissão	44

4.2.4	Cargas conectadas ao sistema elétrico simulado	48
5	Filtros adaptativos	51
5.1	Filtros adaptativos	52
5.2	Estruturas do filtro adaptativo	54
5.3	Teoria básica do filtro de <i>Wiener</i>	57
5.4	O algoritmo MMQ básico	60
5.5	Outros filtros adaptativos	65
5.6	Utilização dos filtros adaptativos	65
6	Algoritmo para a estimação da frequência utilizando MMQ	67
6.1	Algoritmo de estimação da frequência	68
6.1.1	Aquisição dos dados	69
6.1.2	Normalização	70
6.1.3	Filtro digital	71
6.1.4	Transformação modal	71
6.1.5	Gerador de coeficientes	73
6.1.6	Filtro adaptativo - MMQ	73
6.1.7	Tratamento do sinal de saída	77
6.1.8	Cálculo da frequência	78
6.1.9	Critério de parada	79
7	Resultados Obtidos com o Método de Mínimos Quadrados para Estimação da Frequência	81
7.1	Resultados alcançados pelo algoritmo para sinais gerados pela formulação matemática	82
7.1.1	Variação do número de iterações	83
7.1.2	Variação da amplitude	84
7.1.3	Variação da fase	85
7.1.4	Variação do número de <i>bits</i> do CAD	86
7.1.5	Variação da frequência	87
7.2	Resultados obtidos para sinais gerados através de simulações com o <i>software</i> ATP	89
7.2.1	Entrada e saída súbita de um bloco de cargas	91
7.2.2	Falta a 50% da linha de transmissão LT1	91
7.2.3	Falta AT no barramento BLT2	92
7.2.4	Energização do transformador TR3A sob condição de falta externa	93
7.2.5	Falta ABCT no barramento BLT3O	94

8	Conclusões	95
8.1	Considerações sobre o algoritmo proposto	95
8.2	Sugestões para a continuidade da pesquisa	97
	Referências Bibliográficas	99
A	Arquivo fonte da simulação no ATP	105

Resumo

BARBOSA, D. **Estimação da Frequência em Sistemas Elétricos de Potência através de Filtragem Adaptativa**. 2007. 120 f. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.

Este trabalho apresenta um método para a estimação da frequência em sistemas elétricos de potência utilizando filtros adaptativos baseados no algoritmo dos mínimos quadrados (*LMS - least mean square*). A análise do sistema de potência é realizada através da conversão das tensões trifásicas em um sinal complexo pela aplicação da transformada $\alpha\beta$, cuja forma complexa foi direcionada ao algoritmo de filtragem adaptativa. O método é baseado na aplicação da filtragem adaptativa para a realização de rastreamento do sinal de entrada, o que permite verificar o seu comportamento variante no tempo. O algoritmo proposto foi testado através de formas de ondas geradas com o *software* Matlab e de simulações realizadas através do *software Alternative Transients Program* (ATP). É importante salientar que nas simulações do ATP foram modelados diversos equipamentos que constituem o sistema elétrico de potência, incluindo um gerador síncrono com regulação de velocidade, linhas de transmissão com variação em frequência e transformadores de potência com suas respectivas curvas de saturação. Estas modelagens tiveram por objetivo gerar dados das mais diversas e distintas situações para a verificação e análise da metodologia proposta. Os resultados da pesquisa mostram a excelência na aplicabilidade do algoritmo proposto na estimação da frequência de um sistema elétrico, mesmo com sinais ruidosos, além do rastreamento fiel da frequência em situações de manobra e operação. Alguns dos resultados apresentados comparam as estimativas obtidas pela técnica proposta em relação às estimativas de um determinado relé comercial, habilitado à supervisão da frequência.

Palavras-Chave: estimação da frequência, filtro adaptativo, proteção digital, sistema elétrico

de potência, variação da frequência, ATP, mínimos quadrados.

Abstract

BARBOSA, D. **Frequency Estimation in Power System through Adaptive Filtering**. 2007. 120 f. Dissertation (Master) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.

This work presents a method for frequency estimation in power systems using adaptive filters based in the algorithm of least mean square (LMS). The analysis of the power system is made through the conversion of the three-phase voltages in a complex signal with the application of $\alpha\beta$ transform, whose complex form was directed to the algorithm of adaptive filtering. The method is based on the application of the adaptive filtering for tracking the input signal, and it allows verifying its variant behavior in time. The algorithm was tested through waveforms generated by Matlab software and simulations carried out through Alternative Transients Program (ATP) software. It is important to point out that in the simulations using ATP many different power system equipments had been modeled, including a synchronous generator with speed regulation, transmission lines with variation in frequency and power transformers with their saturation curves. The objective of these tests was to generate data for diverse and distinct situations for the verification and the analysis of the proposed methodology. The results of the research show the excellence in the applicability of the algorithm considered in frequency estimation of an electrical system, even with noisy signals, as well as the tracking of the frequency during operation. Some of the results are compared to the ones presented by a commercial relay set to track frequency.

Keywords: frequency estimation, adaptive filter, digital protection, power system, frequency variation, ATP, least mean square.

Lista de Figuras

1.1	Limitações das turbina a vapor sob condições anormais de frequência.	4
1.2	Método de desenvolvimento da pesquisa.	6
3.1	Subsistemas do sistema de proteção.	20
3.2	Representação lógica dos relés de proteção.	21
3.3	Principais componentes de um relé eletromecânico de corrente RSA da CdC.	22
3.4	Esquema de um relé de estado sólido.	23
3.5	Esquemático de um relé numérico.	24
3.6	Esquema de rejeição de cargas.	28
3.7	Comportamento da frequência durante a rejeição de carga automática.	29
3.8	Relés digitais comerciais.	31
4.1	Fluxograma da geração dos sinais de teste.	34
4.2	Tensões trifásicas geradas dispondo do <i>software</i> Matlab.	35
4.3	Modelo do sistema elétrico utilizado dispondo do <i>software</i> ATP.	36
4.4	Modelagem do gerador síncrono no ATP.	38
4.5	Esquema com as malhas de controle do SEP.	39
4.6	Esquema do regulador com queda de velocidade.	40
4.7	Função de transferência do regulador de velocidade.	40
4.8	Diagrama de Bode da função de transferência do regulador de velocidade.	41
4.9	Diagrama básico do funcionamento do sistema simulado.	41

4.10	Modelagem da malha de controle de frequência no ATP.	42
4.11	Modelo do transformador monofásico elevador empregado via ATP.	43
4.12	Detalhes das conexões dos enrolamentos.	43
4.13	Arquivo de entrada do modelo do transformador.	44
4.14	Curva de saturação dos transformadores.	45
4.15	Arquivo de entrada da rotina SATURATION.	45
4.16	Silhueta de torre da linha de 138kV.	46
4.17	Transposição de uma linha de transmissão qualquer.	47
4.18	Representação do modelo por parâmetros distribuídos.	47
4.19	Variação do módulo da impedância característica da LT em função da frequência.	48
4.20	Arquivo de entrada da rotina JMARTI.	49
5.1	Diagrama esquemático de um filtro.	51
5.2	Algumas configurações dos filtros adaptativos.	54
5.3	Diagrama de blocos do filtro adaptativo como anulador de ruído.	54
5.4	Filtro adaptativo transversal.	55
5.5	Filtro adaptativo por combinação linear.	56
5.6	Estrutura do filtro IIR.	56
5.7	Filtro básico de <i>Wiener</i>	58
5.8	Superfície de desempenho do filtro <i>Wiener</i>	59
5.9	Implementação em <i>hardware</i> para a filtragem adaptativa em tempo real.	62
5.10	Ilustração da variação dos coeficientes do filtro.	62
5.11	Variação da superfície de erro no tempo.	63
5.12	Ilustração da sobreposição espectral entre o sinal e o ruído.	66
6.1	Fluxograma do algoritmo de estimação de frequência.	68
6.2	Diagrama da aquisição de dados.	69

6.3	A aquisição de dados realizada de forma janelada.	70
6.4	Fluxograma da normalização dos dados.	70
6.5	Fluxograma do gerador de coeficientes.	73
6.6	Diagrama resumido do algoritmo proposto.	75
6.7	Parte real e imaginária dos coeficientes do filtro.	75
6.8	Parte real e imaginária do sinal de entrada complexo.	76
6.9	Fluxograma do filtro DFT.	79
7.1	Fluxograma da geração de casos.	83
7.2	Estimação do AEFMMQ frente a variações do número de iterações.	84
7.3	Estimação do AEFMMQ frente a variações da amplitude do sinal.	85
7.4	Estimação do AEFMMQ frente a variações da fase do sinal entre 0 e 360 graus.	86
7.5	Estimação do AEFMMQ frente a variações do número de <i>bits</i> do CAD.	87
7.6	Estimação do AEFMMQ frente a variações da frequência.	88
7.7	Resposta do AEFMMQ para uma súbita alteração da frequência.	89
7.8	Ensaio laboratorial para obtenção dos resultados do relé comercial.	89
7.9	Frequência para o sistema em regime permanente.	90
7.10	Entrada e saída súbita do bloco de cargas 3.	91
7.11	Falta 3ϕ a 50% da LT1 com o seu posterior desligamento.	92
7.12	Estimação de frequência para uma falta AT em BLT2.	93
7.13	Energização do transformador TR3A sob condição de falta externa.	93
7.14	Estimação de frequência para falta ABCT em BLT3O.	94

Lista de Tabelas

4.1	Dados do gerador síncrono utilizado na simulação.	37
4.2	Parâmetros do regulador de velocidade.	40
4.3	Dados de tensão e corrente para a rotina SATURATION.	44
4.4	Dados das cargas em estrela utilizadas nas simulações.	50
4.5	Dados das cargas em delta utilizadas nas simulações.	50
7.1	Componentes harmônicas nas formas de onda geradas.	82

Lista de Abreviaturas e Siglas

AEFLMS	Algoritmo de Estimação da Frequência por <i>Least Mean Square</i>
AG	Algoritmo Genético
ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
CAD	Conversor Analógico Digital
CC	Corrente Contínua
COMTRADE	<i>Common Format for Transient Data Exchange</i>
CPFL	Companhia Paulista de Força e Luz
DC	<i>Direct Current</i>
DSP	Processador Digital de Sinais
FIR	Filtro de Resposta ao Impulso
IIR	Filtro de Resposta Infinita ao Impulso
JMARTI	Rotina do ATP para modelagem de linhas de transmissão com variação em frequência
LEC	<i>Leuven EMTP Center</i>
LES	<i>Least Error Square</i>
LMS	<i>Least Mean Square</i>
LT	Linha de Transmissão
ONS	Operador Nacional do Sistema
pu	por unidade
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
RNA	Rede Neural Artificial
SATURATION	Rotina do ATP para a geração da curva de saturação do transformador
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>
TC	Transformador de Corrente

TDF	Transformada Discreta de Fourier
TP	Transformador de Potencial
TW	Transformada Wavelet
VCO	Oscilador de Tensão Controlada

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização e justificativa

O contínuo avanço tecnológico e a crescente necessidade de uma maior oferta de energia elétrica tem impulsionado uma expansão progressiva do sistema elétrico de potência (SEP), desde os primórdios de sua criação nos Estados Unidos em 1885, até os dias atuais (Stevenson, 1986). Tal sistema é basicamente composto de três grandes sub-sistemas: a geração, a transmissão e a distribuição, os quais são planejados para proporcionar adequados padrões de qualidade no fornecimento e suprir a demanda de energia elétrica para os consumidores.

É importante salientar que a ampliação permanente do SEP traz uma série de novos desafios à engenharia, já que seus reflexos repercutem diretamente nos padrões de qualidade, confiabilidade e continuidade da energia elétrica. Como fato, temos que a ocorrência de surtos ou situações transitórias são freqüentemente observadas ao longo do sistema, podendo provocar anomalias ou um funcionamento anormal do mesmo, seja pela ocorrência de algum tipo de falta ou pela manobra de algum equipamento alimentado pela rede. Essas condições de operação são indesejáveis e podem oferecer riscos a equipamentos e usuários que se beneficiam do SEP. Dos possíveis danos provocados por situações transitórias, conforme citado por Ganesan e Das (2003), citam-se: a interrupção do processamento dos dados, estresse do equipamento e a sua possível inutilização. Vale comentar que tais situações dependerão da intensidade do distúrbio e susceptibilidade do equipamento frente às anomalias. Esses problemas provenientes dos surtos no sistema vêm sendo evidenciados nos últimos anos devido à vasta aplicação de dispositivos digitais de alta velocidade e microprocessadores em sistemas de processos industriais e outros equipamentos eletrônicos

sensíveis. Com este panorama, faz-se necessário o uso de mecanismos que possam evitar ou minimizar o impacto de tais problemas em função da utilização de adequados e precisos sistemas de proteção.

Portanto, faz-se necessário observar os diversos distúrbios que afetam diretamente o funcionamento do sistema elétrico de potência e a qualidade da energia proveniente deste e suas correspondentes conseqüências. Segundo Dugan *et al.* (2002), os principais problemas relacionados à QEE e, conseqüentemente, à rede elétrica são:

1. transitórios;
2. variações de tensão de curta ou longa duração;
3. desequilíbrios das fases de tensão;
4. distorções na forma de onda;
5. flutuação de tensão e
6. variações na frequência.

Tais fenômenos estão diretamente associados às grandezas elétricas de tensão e frequência, o que possibilita a utilização destas como parâmetros de operação do SEP, uma vez que o seu funcionamento pode ser monitorado e controlado por essas variáveis.

A tensão, como parâmetro de desempenho do sistema elétrico, que deve obedecer os valores eficazes definidos pelo Decreto N. 73.080, de 5 de novembro de 1973 (BRASIL, 1973), e a frequência de geração, devem possuir características senoidais marcantes, como: simetria e periodicidade.

A frequência é uma das grandezas fundamentais do sistema, cuja estimação é de extrema importância para a garantia de uma operação mais robusta e eficaz frente a situações de distúrbios e instabilidades, dado o aumento da complexidade de operação do SEP e sua manutenção como um todo. É importante lembrar que o valor nominal para o sistema nacional, determinado pelo Decreto N. 41.019, de 26 de fevereiro de 1957 (BRASIL, 1957), é de 60 Hz, podendo possuir uma faixa de variação de $\pm 0,5$ Hz, antes que seja efetuado o desligamento automático da geração responsável pelo sistema (ONS, 2001).

Vale lembrar que a frequência é a grandeza elétrica que está diretamente associada à velocidade de rotação dos geradores que fornecem energia elétrica ao SEP. Deste modo, é factível a

percepção de pequenas variações ao longo de um determinado período, as quais são provenientes do balanço dinâmico entre as cargas conectadas ao sistema e geração, de modo a garantir que toda a potência mecânica motriz dos geradores seja consumida pelas cargas e pelas perdas em toda a extensão da rede elétrica (Elmore, 1994).

Contudo, os limites de frequência do SEP para operação normal definidos pelo Operador Nacional do Sistema (ONS), conforme suas normas de operação (ONS, 2001), podem ser excedidos devido a faltas ou distúrbios na rede elétrica, sejam estes causados pela própria dinâmica de funcionamento do sistema ou pela perda repentina de potência, como a saída ou entrada de um grande bloco de carga ou o desligamento de uma fonte de geração.

O tamanho da variação de frequência e sua duração dependem do tipo de carga e do tempo de resposta dos reguladores de velocidade, que ajustam a potência motriz dos geradores em função da manutenção da frequência nominal. Neste contexto, o excesso de energia mecânica no sistema provoca uma elevação na velocidade do gerador e por fim um acréscimo na frequência, enquanto que a escassez causa uma queda na frequência do sistema elétrico.

Vale comentar que a ocorrência de variações de frequência consideráveis são comumente observadas em sistemas isolados, ou seja, áreas rurais e remotas onde os principais produtores de energia são fontes de energia renováveis em combinação com geradores a diesel, como ilustra Milosevic e Andersson (2005). Nesses sistemas, pequenas variações de cargas podem provocar desequilíbrios avultosos entre a potência ativa produzida e a demandada, já que a geração e o consumo são próximos, e proporcionar uma conseqüente situação de instabilidade que comprometa o funcionamento do sistema elétrico a este sistema de geração associado.

As alterações da frequência do sistema fora da faixa de operação normal provocam uma série de transtornos aos usuários do mesmo, já que os equipamentos apresentam desde a redução da vida útil a alterações significativas das características elétricas, de modo a comprometer o seu funcionamento. Neste sentido, é importante vislumbrar os impactos que as variações de frequência causam em linhas de transmissão, banco de capacitores e máquinas elétricas, pois as alterações das impedâncias destes dispositivos trazem grandes conseqüências à operação da rede elétrica, incluindo modificações no sentido de fluxo de carga e na estabilidade da mesma. Desta forma, ressalta-se ainda mais a intenção de que a frequência do sistema seja mantida bem próxima do seu valor nominal. A figura 1.1 ilustra as limitações típicas das turbinas a vapor durante condições de frequência anormais, reforçando a necessidade de um eficiente monitoramento.

Frente ao exposto, vislumbra-se um monitoramento e supervisionamento da frequência que

Figura 1.1: Limitações das turbina a vapor sob condições anormais de frequência.

Fonte: Almeida (2002).

possibilite caracterizar o comportamento do SEP frente às variações dinâmicas de carga e geração. Tais tarefas cabem aos relés associados, que ao detectarem algum distúrbio presente na rede elétrica atuam sobre os disjuntores, a fim de isolar o problema, caso os limites de operação sejam ultrapassados.

1.2 Objetivos do trabalho

As ações desenvolvidas neste trabalho objetivam abordar os problemas relacionados com a variação da frequência no SEP, assim como apresentar uma implementação computacional baseada em filtros adaptativos capaz de estimar a frequência de operação de forma dinâmica, rápida e precisa.

O filtro iterativo utilizado na técnica proposta emprega o algoritmo dos mínimos quadrados com controle de passo variável, de forma que a convergência seja rápida e direta em sinais ruidosos, o que evidenciará a robustez e a confiabilidade da técnica em sistemas elétricos poluídos.

Diante da facilidade de implementação e da precisão apresentadas pelo algoritmo, um segundo objetivo foi formulado para contribuição da pesquisa que é o de minimizar o esforço computacional através de alterações estruturais, e maximizar a velocidade de processamento, vislumbrando uma futura aplicação em relés comerciais.

1.3 Metodologia adotada

A pesquisa foi desenvolvida no intuito de implementar o algoritmo proposto e compará-lo com outras técnicas de estimação da frequência presentes na literatura. Neste sentido, o algoritmo foi implementado inicialmente em *script* com a utilização do *software* Matlab (MathWorks, 2001) e posteriormente em linguagem de programação *C* (Schildt, 1996), possibilitando a realização de uma série de testes que viabilizassem a verificação efetiva do desempenho do mesmo. Os dados para realização desta investigação foram obtidos através de simulações dispondo dos *softwares* ATP (EEUG, 1987) e Matlab.

Os resultados aqui apresentados evidenciarão a aplicabilidade, confiabilidade e precisão do método proposto frente aos relés comerciais, que neste trabalho são apresentados apenas com a finalidade de uma análise qualitativa e comparativa dos resultados obtidos pelo algoritmo proposto.

Para alcançar os objetivos descritos anteriormente, a pesquisa se desenvolveu a partir das etapas que são apresentadas a seguir:

- a. Revisão bibliográfica – o início da pesquisa ocorreu a partir do levantamento bibliográfico que abordava temas como proteção, métodos de estimação da frequência e a importância do monitoramento da frequência para a operação normal do SEP, sendo que, para isso, foram consultados autores da área;
- b. Desenvolvimento preliminar – a partir da revisão bibliográfica e da determinação do método a ser desenvolvido, foi implementado o algoritmo em *script* do Matlab para a realização dos testes iniciais, de forma a verificar a convergência, velocidade e a influência dos parâmetros de configuração no desempenho do mesmo;
- c. Obtenção de resultados – após os testes preliminares, iniciou-se a análise dos resultados, variando-se a frequência do sinal de entrada, níveis de ruído, e os parâmetros de configuração;
- d. Otimização do algoritmo – após as comparações e verificações dos resultados, foram feitas alterações em algumas partes do algoritmo a fim de torná-lo mais rápido e eficiente, onde os parâmetros foram selecionados de forma a obter os melhores resultados.
- e. Desenvolvimento do algoritmo em linguagem *C* – com a realização dos ajustes e otimizações do processo iterativo, o algoritmo foi portado da plataforma Matlab para a linguagem

de programação C , tornando-o sensivelmente mais rápido e proporcionando uma melhor portabilidade entre os diversos sistemas operacionais existentes.

- f. Comparação de resultados – nesta etapa, alguns dos resultados obtidos pelo algoritmo proposto foram comparados com os alcançados pelos relés comerciais.
- g. Conclusões da pesquisa – com a definição final do algoritmo, tanto da parte estrutural quanto da configuração, analisou-se o desempenho global da técnica frente as diversas situações a qual esta foi submetida, fornecendo subsídios para a formulação das conclusões da pesquisa que englobam os seus resultados e as recomendações para novos estudos relacionados ao tema.

A figura 1.2 a seguir, mostra os estágios através dos quais a pesquisa foi desenvolvida. Nela, estão ilustradas as etapas da pesquisa, conforme anteriormente descrito.

Figura 1.2: Método de desenvolvimento da pesquisa.

1.4 Estrutura do trabalho

No seu conjunto, este trabalho contém oito capítulos, considerando a introdução.

Na "Introdução", estão apresentados a contextualização e a justificativa da pesquisa, o problema e os objetivos do trabalho, o desenvolvimento e a metodologia utilizada na pesquisa, além da sua estrutura. No capítulo 2, cujo título é "Revisão bibliográfica", é feita uma abordagem acerca da evolução do tema durante os anos, trazendo as várias definições e métodos propostos por diversos pesquisadores. Os relés numéricos, equipamentos que utilizam os diversos algoritmos desenvolvidos, bem como a aplicação destes no monitoramento da frequência são apresentados no capítulo 3. A validação da técnica proposta é efetuada em duas etapas distintas, as quais são descritas e apresentadas no capítulo 4, incluindo desde as formulações matemáticas às simulações computacionais aplicadas durante o decorrer da pesquisa. No capítulo 5, intitulado "Filtros adaptativos", descrevem-se as características dos filtros digitais e a teoria básica sobre o assunto abordado. Ainda no capítulo 5 é feita uma alusão sobre a aplicabilidade dos filtros adaptativos, incluindo alguns exemplos de topologias e métodos existentes. No capítulo 6 é apresentado em detalhes o algoritmo proposto, incluindo todas as etapas implementadas em *script* do Matlab, desde a aquisição dos dados nos secundários dos transformadores de potencial (TPs) até os critérios de parada utilizados no controle iterativo do mesmo. O capítulo 7 traz os resultados obtidos, assim como uma análise destacando as principais características do mesmo. No capítulo 8 são apresentadas as considerações e as recomendações para a continuidade da pesquisa.

Capítulo 2

Revisão bibliográfica

O crescente aumento da importância da energia elétrica para a sociedade e da extensão do SEP nas últimas décadas evidenciou a necessidade de uma busca contínua por novos métodos e tecnologias que garantam a confiabilidade e segurança nas diversas situações de operação da rede elétrica. Isso significa que as técnicas que possibilitem a manutenção da operabilidade do sistema em condições anormais, de forma a isolar o problema no menor tempo possível, sejam cada vez mais eficientes e robustas a fim de garantir a máxima funcionalidade do sistema elétrico.

Nesse contexto, onde a perda do sistema elétrico não é admitida, destaca-se a ascensão do interesse de pesquisadores e engenheiros pelo comportamento da frequência nas variadas circunstâncias, uma vez que esta representa um importante parâmetro de operação. Tal ânimo tem como reflexo a elevação do número de publicações nas mais importantes revistas e congressos referentes ao assunto, principalmente em relação a algoritmos que forneçam bons resultados em sinais poluídos pela presença de ruídos e componentes harmônicas.

Este levantamento bibliográfico visa comentar alguns dos trabalhos em destaque que apresentem metodologias de estimação da frequência, buscando aperfeiçoar os sistemas de proteção às quais são inerentes.

Os pesquisadores Widrevitz e Armington (1977) foram uns dos precursores no estudo de algoritmos para a aplicação em relés digitais, com o objetivo de estimar a frequência e avaliar sua variação em função do excesso ou falta de carga. Esses autores evidenciaram as vantagens do uso dos relés, devido à sensibilidade no controle da estabilidade entre a geração e a carga, além da relativa simplicidade de implementação.

Assim como os seus antecessores, Sachdev e Giray (1978) apresentaram um algoritmo digital

para determinar a frequência do sistema elétrico e sua taxa de variação pelas formas de onda da tensão. Após a determinação do método a ser utilizado, através de uma investigação de alguns possíveis métodos com possibilidades de aplicação, um relé digital foi desenvolvido. Tal dispositivo tinha como objetivo testar a precisão e desempenho deste na utilização de esquemas de rejeição de carga, uma vez que os algoritmos digitais apresentam a possibilidade de aplicações com lógicas flexíveis, além de características de operação definidas por patamares e/ou de forma contínua.

Como é de conhecimento, o desbalanço energético entre o consumo (carga) e a geração de energia elétrica provocados por distúrbios ou uma má operação do sistema elétrico de potência, podem acarretar em possíveis variações na frequência. A depender da intensidade destas variações, pode-se causar danos aos equipamentos e aos demais sistemas conectados. Neste sentido, os pesquisadores Girgis e Ham (1982) propuseram um algoritmo para a detecção de cargas utilizando a transformada rápida de *Fourier* (*Fast Fourier Transformer* - FFT). Estes enfatizam que a técnica calcula o desvio da frequência observada e prevê a porcentagem da geração ou da carga, em desequilíbrio. O procedimento evidenciado atua apenas nas cargas excedentes, sem o comprometimento da estabilidade do processo. Apesar da alta precisão, da velocidade na estimação e da sua viabilidade de implementação em circuitos impressos, este procedimento não foi testado, devido ao alto custo dos microprocessadores na época.

Phadke *et al.* (1983) desenvolveram uma técnica baseada na disposição dos fasores de tensão para a determinação da frequência do sistema. A análise desenvolvida pelo método utiliza as componentes de sequência positiva dos fasores de tensão, sendo estes filtrados digitalmente e adquiridos diretamente nas barras pertencentes ao sistema. As principais vantagens apresentadas por essa técnica, segundo esses autores, são a não dependência tanto da passagem pelo zero como dos conseqüentes erros provocados pelas componentes harmônicas e a possibilidade de implementação em computadores dedicados e/ou como parte da lógica dos relés para proteção de linhas de transmissão. O desenvolvimento prático dessa técnica foi prejudicado pela escassa tecnologia na época em que os estudos foram realizados.

Sachdev e Giray (1985) aplicaram o método dos mínimos quadrados em amostras de tensão digitalizadas obtidas no ponto de localização do relé. O desenvolvimento matemático do algoritmo proposto considera que a frequência da rede elétrica é estimada em condições normais de operação, ou seja, são descartadas situações nas quais existe uma descaracterização da forma de onda, como por exemplo, situações de falta. Desta forma, pode-se representar a forma de onda

da tensão senoidal por:

$$v(t) = V_{max} \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (2.1)$$

onde V_{max} é valor máximo da tensão, ω é valor da frequência em radianos e θ é ângulo de fase.

A expressão que determina a frequência do sistema elétrico é alcançada após aplicar-se identidades trigonométricas conhecidas e a série de *Taylor* na equação 2.1. Os autores evidenciam que os resultados obtidos nos testes são satisfatórios, embora o desempenho da técnica seja muito influenciada pelos seguintes parâmetros de configuração: o tamanho da janela de dados, a frequência de amostragem e a aproximação realizada na expansão da série de *Taylor*.

Com a continuação dos estudos sobre métodos de estimação de frequência, Giray e Sachdev (1989) propuseram um novo algoritmo que calcula a amplitude e a frequência do sinal de tensão utilizando uma técnica estendida do erro quadrático (LES - *Least Error Square*), possibilitando o aumento da faixa de atuação. Essa metodologia consiste em uma tomada de amostras de tensão do sistema elétrico de potência, considerando que o sinal amostrado seja senoidal com uma simples frequência. Os autores evidenciam a aplicação favorável do algoritmo em relés e medidores digitais, devido aos bons resultados em uma larga faixa de frequência. Entretanto, não fica explícito no texto a realização de testes em sinais poluídos com harmônicas e ruídos.

Soliman *et al.* (1990) apresentaram um método formado pela aproximação do último valor absoluto, cujas amostras de tensão adquiridas no ponto de localização do relé são utilizadas para determinar a frequência e sua taxa de carga. O desenvolvimento matemático do algoritmo foi desenvolvido para estimar simultaneamente a amplitude, a frequência e o desvio da frequência do sistema elétrico, sendo expostos dois modelos: um assumindo a frequência constante e o outro, variável. Os testes dos modelos propostos foram submetidos a amostras perfeitas dos dados e também a situações decorrentes da presença de ruídos aleatórios e ou a erros grosseiros na aquisição.

Com a facilidade de desenvolvimento proporcionada pelo avanço dos microprocessadores nas últimas décadas, diversos autores propuseram soluções baseadas na confiabilidade e velocidade inerentes às tecnologias, sendo estas essenciais à área de proteção de sistemas elétricos. Assim, seguindo a tendência, os pesquisadores Sachdev e Nagpal (1991) apresentaram um algoritmo recursivo que utiliza o menor erro quadrático para estimar grandezas elétricas do sistema em análise. Destaca-se o desempenho satisfatório da técnica em sinais senoidais, a eficiência compu-

tacional e a sua aplicação na estimação de harmônicas e da componente contínua do sinal.

O aumento excessivo de componentes harmônicos na rede elétrica, devido em grande parte ao uso da eletrônica de potência, causa uma preocupação crescente nos estudiosos, uma vez que as distorções decorrentes desse aumento, sobrepostas às formas de ondas, comprometem o funcionamento normal do sistema elétrico e a qualidade de fornecimento da energia elétrica. Diante destes fatos, Begovic *et al.* (1993) buscaram novas alternativas que estimassem a frequência, mesmo na presença de altos índices de distorções harmônicas. Nesses estudos, os autores encontraram três técnicas que podem ser utilizadas a fim de se sobrepor aos problemas causados por tais distúrbios. A primeira metodologia, embora baseada na passagem do sinal de entrada pelo zero, não apresenta as dificuldades mostradas em técnicas anteriores que utilizaram o mesmo princípio de funcionamento. O segundo método fundamenta-se no ajuste polinomial e recursivo do fasor positivo da TDF, apresentado por Phadke *et al.* (1983). A terceira filosofia de estimação da frequência opera com o sinal complexo obtido através da técnica de demodulação quadratural. Esses autores salientam que apesar dos resultados serem satisfatórios e distintos em cada mecanismo apresentado, todos apresentam a característica de imunidade a certos índices de ruídos e harmônicos sobre o sistema.

Djuric e Terzija (1994) apresentam um algoritmo digital para estimação em tempo real da frequência do sistema de potência baseando-se no método de Newton-Raphson. A técnica utiliza amostras obtidas do barramento de tensão, que são processadas simultaneamente pelo método dos mínimos quadrados e iterativamente por Newton-Raphson para determinar a frequência e todos os outros parâmetros do sinal processado. Os autores sugerem que o procedimento iterativo seja inicializado pelo mínimo quadrado, uma vez que a técnica base requer uma solução inicial. Os resultados foram satisfatórios para uma larga faixa de frequência, o que evidencia a possibilidade de aplicação em relés de frequência.

Seguindo a linha de desenvolvimento de algoritmos que visam minimizar o erro quadrático, Mostafa *et al.* (1995) trazem uma técnica que utiliza uma forma de onda senoidal sintetizada para o desenvolvimento progressivo da estimativa da frequência, a fim de possibilitar a sua disponibilização em tempo real. Além de possibilitar sua aplicação em relés de frequência, tal procedimento foi testado em um protótipo, o qual apresentou bons e precisos resultados, provando a viabilidade de implementação prática do mesmo.

Moore *et al.* (1996) apresentaram um relé de frequência baseado no processamento digital de sinais capaz de mensurar as sobre e sub-freqüências instantâneas e suas variações, além de

considerar as condições dinâmicas do sistema. O algoritmo também apresenta mecanismos que evitam operações não desejadas do relé provenientes de impulsos no sinal de entrada. O principal benefício, realçado pelos autores, é a obtenção da frequência instantânea independentemente do ângulo de fase do sinal de entrada, além das boas respostas observadas frente às condições dinâmicas do sistema, fornecendo desta maneira a frequência *on-line* do sistema. Os sinais de tensão medidos no sistema são utilizados como entrada do método, devido às características de amplitudes uniformes, ao contrário da corrente, que oscila constantemente durante a operação normal da rede elétrica. Após a aquisição dos dados, o algoritmo utiliza filtros de resposta ao impulso finito (FIR) derivados da TDF com o objetivo de ortogonalizar o sinal de entrada, o que possibilita a estimação da frequência sem a necessidade de nenhum tratamento para a amplitude do sinal de entrada.

Em Soliman *et al.* (1996), procedimentos rápidos e precisos são propostos para computar o valor da frequência local e da amplitude do fasor de tensão a partir de sinais distorcidos coletados da barra de tensão. O algoritmo processa valores instantâneos do sinal de entrada e seus derivados, tanto para sinais corrompidos por ruídos como por harmônicos. Para os procedimentos, um número limitado de amostras é necessário para calcular a amplitude do fasor e a frequência. Simulações computacionais demonstraram que o método possui boa habilidade de estimação, desde que a amplitude do sinal e a frequência sejam independentes do tempo.

Inspirado no processo de demodulação tradicional, Akke (1997) apresentou a demodulação por dois sinais complexos onde, para estimar a frequência do sinal da rede, convertem-se as três fases do sistema trifásico em um sinal complexo através da transformada $\alpha\beta$. O sinal convertido é demodulado através de um fasor complexo conhecido com direção oposta a este. O autor informa que a vantagem da técnica abordada é a não introdução de componentes de frequência, os bons resultados obtidos e a velocidade do cálculo para sinais com baixo nível de ruído. Todavia, é salientado que a solução fornecida pelo algoritmo é muito influenciada pelo conteúdo da componente de sequência negativa, além do uso das três fases do sistema em vez de apenas uma, como apresentado nas outras técnicas.

Lobos e Rezmer (1997) relataram um método de obtenção da frequência do sistema elétrico de potência que se fundamenta na filtragem digital e na técnica de estimação de *Prony*. Inicialmente, o sinal de tensão adquirido da rede é filtrado por um algoritmo baseado na TDF, cujos coeficientes são calculados primordialmente assumindo a frequência constante. Se o sistema não estiver operando normalmente, ou seja, existir um desvio na frequência do sinal de entrada, a filtragem

não será precisa e provocará um erro. Entretanto, com o objetivo de melhorar a filtragem e evitar os erros pela má sincronia, aplicam-se as funções de janelamento de *Hamming* e *Brackman*. Para calcular a frequência, usa-se o sinal de saída do filtro em um algoritmo de estimação de *Prony*. As simulações realizadas pelos autores apresentaram alta precisão e velocidade mesmo em situações adversas. O tempo de resposta para esse método, segundo os autores, é de três a quatro períodos da componente fundamental.

Dash *et al.* (1997) trazem uma arquitetura de rede neural artificial (RNA) para a estimação da frequência. A aproximação usa neurônios artificiais lineares adaptativos conhecidos como "Adaline" para identificação dos parâmetros do modelo discreto do sinal de tensão da rede elétrica. Tais variáveis são ajustadas para forçar a diminuir o erro entre o atual e o calculado com as novas amostras adquiridas, satisfazendo a equação de estabilidade da diferença do erro e minimizando a função de erro. O algoritmo proposto pelos pesquisadores apresentou alto grau de robustez e respostas dinâmicas.

Aplicando a teoria de componentes ortogonais, os autores Szafran e Rebizant (1998) discorreram sobre um novo algoritmo que utiliza dois filtros ortogonais do tipo de resposta ao impulso, para a estimação da frequência. A propriedade essencial da técnica, segundo os pesquisadores, é a excelente imunidade à amplitude das componentes ortogonais e os ganhos variáveis do filtro, os quais asseguram resultados com precisão de $1,5 - 20\text{mHz}$. Uma importante vantagem desse procedimento é a precisão independentemente da taxa de amostragem do sinal de entrada, além da simplicidade e estabilidade, o que possibilita sua aplicação a equipamentos de proteção.

Sidhu (1999) apresentou um algoritmo baseado na metodologia desenvolvida para o processamento digital de sinais com a capacidade de estimar a frequência do sistema elétrico. Tal metodologia utiliza amostras digitalizadas de tensão e um filtro digital de resposta ao impulso para minimizar o efeito do ruído e dos harmônicos. A principal vantagem do algoritmo proposto é a capacidade de obter resultados precisos mesmo na presença de ruídos e harmônicos, além da viabilidade de implementação em processadores digitais de sinal.

Dash *et al.* (1999) propuseram um filtro de *Kalman* complexo estendido para a obtenção da frequência na presença de ruídos e de distorções. O algoritmo utiliza valores discretos dos três sinais de tensão, com os quais é formado o vetor de tensão complexa pela transformada $\alpha\beta$. A formulação do estado do espaço não-linear é obtida para o sinal complexo e a aproximação do filtro estendido de *Kalman* é usada para calcular o verdadeiro estado do modelo iterativo frente a ruídos significativos e distorções harmônicas. Com a modelagem da frequência como estado, a

estimação dos estados do vetor produz a frequência desconhecida até então do sistema elétrico. Os resultados obtidos possuem uma precisão em torno de $0,01 - 0,02Hz$, mesmo na presença de ruídos. Entretanto, esses autores alertam sobre a redução da velocidade de convergência quando da presença simultânea de ruídos e harmônicos no sinal.

El-Naggar e Youssef (2000) apresentaram um método para rastreamento da frequência, da amplitude e do ângulo de fase de um dado sinal de entrada, baseado na técnica de otimização por algoritmos genéticos (AGs) de representação binária. Os autores aplicaram diferentes funções de avaliação para minimizar o erro estimado. O AG apresentado foi submetido a diversas simulações que incluíam a variação dos seguintes parâmetros: amplitude, frequência, taxa de amostragem e tamanho da janela de dados. Os resultados obtidos foram satisfatórios na estimação dos parâmetros da onda, principalmente da frequência. Todavia, é importante observar que os autores não apresentaram resultados com dados de situações reais e ou com simulações dispondo de *softwares* especializados, como o ATP (*Alternative Transients Program*), por exemplo.

O cálculo preciso da frequência no sistema elétrico torna-se complexo quando neste existem ruídos randômicos, componentes harmônicas e contínua (CC). Devido a estes conhecidos complicadores, Salcic e Mikhael (2000) desenvolveram um algoritmo que cria pontos de referência no sinal senoidal distorcido pelos ruídos e com estes determina a frequência instantânea do sinal. Os pontos de referência são determinados a partir da característica de simetria do sinal adquirido, possibilitando a determinação do tempo de amostragem entre os ciclos consecutivos e, posteriormente, a estimação da frequência. Duas características importantes são empregadas no método: a "correlação" entre o sinal original e o corrompido, permitindo a extração do efeito dos ruídos, e a característica de "detecção simétrica", para gerar um ponto de referência e somente um instante de tempo em cada ciclo. O método é direcionado para a aplicação de relés de frequência para rejeição de carga, uma vez que possibilita aplicações em tempo real e por ser implementado em circuito impresso, apesar da complexa computação exigida.

Vislumbrando a frequência como um parâmetro importante no SEP e como indicadora da qualidade de energia elétrica (QEE), os autores Lin *et al.* (2001) propuseram uma nova aproximação recursiva de estimação da frequência utilizando a Transformada *Wavelet* (TW). Os autores evidenciam que o algoritmo pode ser aplicado em uma larga faixa de desvio da frequência com alta robustez e precisão na estimação, mesmo sob condições dinâmicas e sinais com componentes harmônicas e corrente contínua CC, sendo desta forma, apropriado na implementação em tempo real. Ainda neste trabalho, os pesquisadores fazem uma breve análise das características

e limitações do algoritmo de filtragem por Fourier em comparação à técnica proposta.

Como a estimação da frequência é requerida tanto no controle quanto na proteção de sistemas de potência, Karimi-Ghartemani e Iravani (2003) desenvolveram um estimador capaz de medir desvios de frequência em relação ao valor nominal. Tal algoritmo consegue acompanhar variações oscilatórias na forma de rampa e degrau. Outras características importantes destacadas pelos autores são: simplicidade estrutural, desempenho robusto na presença de componentes harmônicas e distúrbios externos, imunidade a ruído e flexibilidade no controle de velocidade e precisão. A técnica é baseada no oscilador de tensão controlada (VCO) que acrescentado ao detector de fase compara o sinal de entrada ao sinal gerado pelo oscilador, até que o erro seja minimizado. Os pesquisadores evidenciam que a faixa de utilização do método é de $10 - 100Hz$ com um erro médio de $20mHz$.

Soliman *et al.* (2003) apresentam uma proposta de avaliação da frequência e de harmônicos em um determinado sistema elétrico de potência. A técnica é baseada na regressão linear *fuzzy* e emprega amostras digitalizadas de tensão para estimar a frequência e o conteúdo harmônico do sinal. Um problema de otimização foi formulado com o objetivo de minimizar a expansão das amostras de tensão até a localização do relé para satisfazer duas restrições de desigualdades em cada tensão amostrada.

Preocupados com a estabilidade do sistema elétrico, os pesquisadores Wies *et al.* (2004) desenvolveram um algoritmo de filtragem adaptativa pelo método dos mínimos quadrados (MMQ) capaz de estimar a baixa frequência do funcionamento eletromecânico. As raízes do filtro são usadas para computar a frequência e determinar quais situações possuem a capacidade de provocar instabilidade excessiva do sistema elétrico. Os resultados providos pela técnica se mostraram bastante precisos e satisfatórios nas diversas situações simuladas.

Pradhan *et al.* (2005) expõem uma metodologia que utiliza um filtro digital baseado no algoritmo dos mínimos quadrados na forma complexa, com o objetivo de determinar a frequência do sistema elétrico de potência. A estrutura mostrada pelos autores é composta de uma conversão das tensões trifásicas para a forma complexa, através da transformada $\alpha\beta$. O filtro MMQ apresenta passo variável e a estimação da frequência provém a partir dos coeficientes do filtro após sua convergência. Os autores salientam que nos testes realizados, os resultados obtidos foram exatos e rápidos, mesmo na presença de ruídos e harmônicas. Outras vantagens apresentadas são a simplicidade de formulação e a eficiência computacional, possibilitando a aplicação prática a relés de frequência.

Ressalta-se que a pesquisa aqui apresentada possui as seguintes características: utilização de janela móvel no tempo, gerenciamento dos coeficientes do filtro adaptativo para maior desempenho e aplicação da normalização nos dados adquiridos. Estes aspectos promovem uma melhora na velocidade de estimação da frequência, um aumento na gama de aplicações possíveis e a diferencia da metodologia apresentada em Pradhan *et al.* (2005).

Capítulo 3

Relés numéricos

Os relés de proteção são dispositivos compactos que são conectados ao SEP e possuem características de projeto e funcionamento interessadas na detecção de condições anormais de operação que excedam limites toleráveis, e na inicialização de ações corretivas que possibilitem o retorno do SEP a seu estado normal (Horowitz e Phadke, 1996). Tais equipamentos, sejam analógicos e ou digitais, são responsáveis pela análise das grandezas elétricas associadas à rede elétrica e pela lógica necessária à tomada de decisão pelo sistema de proteção, caso algum distúrbio seja encontrado.

Embora a principal função do relé seja mitigar os efeitos dos curtos-circuitos e de outras condições anormais de operação, estes exercem uma função importante na determinação do tipo de distúrbio que está ocorrendo no sistema, como a sua localização, possibilitando uma análise mais ampla do problema e suas possíveis soluções (Mason, 1962).

Entretanto, o sistema de proteção não é composto apenas pelo relé, mas por um conjunto de subsistemas integrados que interagem entre si com o objetivo de produzir a melhor atuação sobre o sistema, ou seja, isolar a área defeituosa sem que esta comprometa o restante do SEP. Estes subsistemas são formados basicamente por relés, disjuntores, transformadores de instrumentação e pelo sistema de suprimento de energia (Phadke e Thorp, 1994). A figura 3.1 a seguir, ilustra os subsistemas do sistema de proteção como foi caracterizado.

As principais funções de cada subsistema supracitado são:

- a. Relés: responsáveis pela lógica de atuação do sistema de proteção, que através das condições dos sinais de entrada, sejam tensão e/ou corrente, atuam ou não sobre os disjuntores locais ou remotos associados.

Figura 3.1: Subsistemas do sistema de proteção.

- b. Disjuntores: interrompem a passagem de corrente e isolam o ramo defeituoso do resto do sistema elétrico. Estes são caracterizados como as chaves de disjunção que interligam todo o sistema.
- c. Transformadores de instrumentação (transdutores): realizam a redução dos níveis de tensão e/ou corrente, reproduzem as formas de onda presentes no sistema elétrico e isolam os equipamentos a estes conectados, sem que haja perda de informação.
- d. Baterias (suprimento auxiliar): fornecem energia ao sistema de proteção em caso de falha do sistema supridor, de modo a garantir o funcionamento dos outros subsistemas associados.

Na realidade, os relés de proteção são considerados os mais importantes componentes do sistema de proteção, uma vez que a decisão lógica sobre a atuação em uma determinada região é feita por estes equipamentos (Phadke e Thorp, 1994). Por causa dessa importância para o sistema, os relés devem ser equipamentos extremamente confiáveis e robustos, pois suas funções só serão exigidas em condições anormais de operação, não sendo requeridos durante a operação normal do SEP (Elmore, 1994).

Contudo, o funcionamento dos relés depende diretamente dos transformadores de instrumentação a estes associados, ou seja, dos sinais fornecidos nos secundários dos transdutores que são a base de operação dos relés, sejam estes analógicos (TCs e TPs) ou digitais (TCs ópticos). Sobre os sinais aquisitados, sejam diretamente ou através de combinações, são efetuadas as operações de comparação com os limiares previamente estabelecidos. A figura 3.2 ilustra uma representação lógica dos relés de proteção, na qual cada bloco representa uma etapa a ser executada pelo relé, seja este eletromecânico ou digital.

É importante salientar que a tomada de decisão de um relé de proteção, isto é, o envio do sinal

Figura 3.2: Representação lógica dos relés de proteção.

Fonte: Blackburn (1987).

de abertura do disjuntor (*trip*), é determinada pelo tipo de função que o relé está executando e de suas configurações, já que cada aplicação exige uma parametrização específica de acordo com a topologia da rede elétrica, da filosofia de proteção adotada e da porção do sistema que se deseja proteger. A parte do sistema elétrico a qual o relé deverá atuar no sentido de protegê-la é conhecida como zona de proteção.

Os equipamentos para aplicação em sistemas de proteção, incluindo os relés, devem observar algumas características básicas para a realização satisfatória da proteção do sistema. Segundo Blackburn (1987), as propriedades demandadas para o sistema de proteção são:

- a. Confiabilidade: assegurar que a proteção atuará corretamente quando for necessária, distinguindo entre situações de falta e condições normais de operação.
- b. Seletividade: maximizar a continuidade do serviço de fornecimento de energia, desconectando o mínimo do sistema em situações de falta.
- c. Velocidade de operação: minimizar o tempo de duração da falta e conseqüente perigo para os equipamentos.
- d. Simplicidade: mínimo de equipamentos de proteção e circuitos elétricos associados para executar os objetivos da filosofia de proteção desejada.
- e. Economia: máxima proteção com o mínimo de custo.

É factível observar que algumas dessas premissas citadas são diretamente influenciadas pelo comportamento dos relés presentes no sistema de proteção, de modo que as mudanças das características do SEP e suas respectivas cargas, como a presença de harmônicos, interferem no funcionamento dos relés e provocam possíveis erros de atuação. Desta forma, fica claro que os dispositivos de proteção necessitaram e continuam dependentes de uma evolução durante os anos para assegurar os níveis de confiabilidade exigidos.

3.1 Breve evolução histórica dos relés numéricos

A presença de relés de proteção é essencial no funcionamento do SEP moderno, sendo sua operação diretamente dependente da filosofia e dos tipos comercialmente disponíveis. Desta forma, a evolução contínua desses dispositivos é uma consequência da necessidade do estabelecimento de novas condições operacionais, aumentando a confiabilidade e reduzindo os prejuízos causados por problemas que ocorrem na rede elétrica.

Os primeiros relés desenvolvidos com finalidades específicas para atuações pela variação de alguma grandeza elétrica eram baseados, geralmente, na atuação de forças produzidas pela interação eletromagnética entre as correntes e o fluxo magnético sobre um condutor móvel. Este constituído por um disco ou um cilindro, como se fosse um motor (Horowitz e Phadke, 1996). Estes dispositivos, devido à sua principal característica de operação, são conhecidos como relés de proteção eletromecânicos. Entretanto, alguns desses equipamentos utilizam a força produzida pela expansão de metais causada pelo aumento de temperatura devido à passagem da corrente elétrica. A figura 3.3 ilustra os principais componentes que constituem um relé eletromecânico.

Figura 3.3: Principais componentes de um relé eletromecânico de corrente RSA da CdC.

Fonte: Caminha (1977).

É importante salientar que os relés eletromecânicos atuam por forças criadas da combinação de sinais de entrada (correntes, tensões, etc), energia armazenada em molas espirais ou em dispositivos de amortecimento de choques e vibração (Horowitz e Phadke, 1996). Tais equipamentos podem utilizar múltiplos sinais de entrada, porém só executam um determinado tipo de função,

ou seja, são monofuncionais.

A expansão, o aumento da complexidade e a mudança das características das cargas no SEP moderno causam um aumento da necessidade de um sistema de proteção cada vez mais confiável e seguro, o que se reflete no acréscimo de velocidade e de sofisticadas características dos relés de proteção. Nesse sentido, com o desenvolvimento dos componentes semicondutores e de estudos das suas aplicabilidades, iniciou-se o projeto de relés de proteção mais rápidos que utilizavam componentes discretos ou integrados, ao contrário dos eletromecânicos que aplicavam componentes mecânicos, sendo posteriormente conhecidos como relés de estado sólido ou estáticos. A figura 3.4 mostra uma possível configuração de um relé de estado sólido para a função de sobrecorrente instantânea, na qual evidencia-se a utilização de componentes eletrônicos e o atraso na resposta do relé.

Figura 3.4: Esquema de um relé de estado sólido.

Fonte: Horowitz e Phadke (1996).

Além do aumento de velocidade na tomada de decisão, a implantação destes novos equipamentos eletrônicos possibilitaram a diminuição do espaço físico das cabines de proteção nas subestações, aumento da flexibilidade nas filosofias de proteção e a alteração das características pelo ajuste dos elementos lógicos. Todavia, estes dispositivos apresentavam alguns problemas em relação ao ambiente de instalação, uma vez que a capacidade de tolerância à temperatura e à umidade era limitada, além da necessidade de fonte extra de suprimento de energia, induzindo a implantação de sistemas adicionais de alimentação.

Com a crescente evolução tecnológica e a utilização de microprocessadores, os relés de proteção sofreram uma grande evolução, tanto nos aspectos construtivos quanto na sua concepção de funcionamento, o que possibilitou um aumento considerável no desempenho e na confiabilidade dos sistemas de proteção (Coury *et al.*, 2007).

Os relés microprocessados ou numéricos, assim como os ditos convencionais (eletromecânicos), usam correntes e tensões provenientes do SEP como sinais de entrada. Contudo, estes

necessitam da representação digital dos mesmos, ou seja, que os sinais analógicos sejam amostrados e condicionados para o início do processamento do relé. A figura 3.5 ilustra um diagrama funcional simplificado do relé numérico, incluindo as principais etapas do fluxo da informação obtida dos transdutores, desde os filtros passa-baixa na entrada até o processamento efetivo através da utilização de microprocessadores.

Figura 3.5: Esquemático de um relé numérico.

Fonte: Jonhs e Salman (1995).

Nessa nova geração de equipamentos, diferentemente das antecessoras, a decisão de abertura do disjuntor (*trip*) é definida pelo resultado de operações matemáticas, o que possibilita a integração de várias funções em um único equipamento. Além da realização de múltiplas funções, os relés microprocessados trazem algumas vantagens adicionais como (Phadke e Thorp, 1994; Jonhs e Salman, 1995):

- a. Auto-checagem e confiabilidade: o relé computadorizado pode ser programado para monitorar continuamente os subsistemas de *hardware* e *software*, de modo a detectar possíveis falhas na operação e o conseqüente disparo de alertas, possibilitando sua retirada sem o comprometimento da proteção por este fornecida.
- b. Integração de sistemas e ambiente digital: os sistemas digitais possibilitam uma maior integração entre seus componentes, o que permite uma maior flexibilidade e velocidade na obtenção das informações registradas pelos equipamentos, além da possibilidade de troca de informações entre os dispositivos para a melhor tomada de decisão, por exemplo, a

coordenação lógica.

- c. Flexibilidade funcional e adaptabilidade: talvez uma das principais características dos relés modernos é a capacidade de alteração dos seus parâmetros de configuração de acordo com a topologia atual da rede, ou seja, se o relé está programado para uma determinada característica de operação do sistema elétrico, e esta muda, o relé tem a capacidade de identificar o tipo de mudança realizada e adotar parâmetros que melhor se adaptem àquela nova situação.
- d. Considerações de custo-benefício: o avanço da microeletrônica e a disseminação desta na aplicação de relés de proteção têm orientado uma redução substancial nos custos dos circuitos digitais, embora, as despesas associadas com os *softwares* tenha aumentado. Todavia, é factível observar que os relés numéricos executam diversas funções em uma mesma plataforma, o que diminui a razão do custo/benefício, diferentemente dos tradicionais relés eletromecânicos.

3.2 Relés numéricos de frequência

Os relés de frequência são equipamentos que monitoram e analisam o comportamento da frequência dos sinais de tensão no SEP, baseando-se em parâmetros previamente definidos que possibilitam possíveis intervenções na rede elétrica em situações de distúrbios.

Estes relés, assim como os demais, evoluíram desde os modelos eletromecânicos aos microprocessados de modo a garantir uma melhor estimativa da frequência e um monitoramento mais rápido e preciso do comportamento do SEP frente aos possíveis distúrbios.

Alguns relés numéricos utilizam princípios próximos aos aplicados nos relés digitais (estado sólido), porém com recursos e sofisticações adicionais (Elmore, 1994). Todavia, com o avanço tecnológico, principalmente do uso de microprocessadores, diversos métodos de cálculo podem ser implementados para a estimativa da frequência. Entre eles está a técnica de passagem pelo zero, que consiste em determinar o tempo entre duas passagens consecutivas do sinal de tensão¹ pelo eixo das abscissas.

Os procedimentos auxiliares de auto-verificação e os modernos algoritmos de avaliação incorporados aos relés atuais permitem uma alta exatidão no cálculo da frequência, em torno de

¹O sinal de tensão $v(t)$ é dado por:
 $v(t) = V_{max} \sin(2\pi f_{sistema} t + \phi) + \xi(t)$

$\pm 0,5\%$ de erro, e o desenvolvimento de ferramentas que promovem a verificação de possíveis falhas na operação do equipamento. Além disso, eles possibilitam a manutenção preventiva do mesmo, evitando problemas mais graves.

Além das facilidades de operação e manutenção proporcionadas pela utilização dos circuitos integrados, a unificação de diferentes funções de proteção, tais como a sobre ou sub-freqüência, e o gerenciamento automático dos procedimentos de restauração e rejeição de cargas em um único aparelho, possibilitaram o aumento da confiabilidade do sistema e melhores padrões na qualidade da energia elétrica.

3.2.1 Aplicações de relés de freqüência

Muitas das aplicações destes relés são destinadas a controle e monitoramento do comportamento de máquinas rotativas frente a variações da freqüência do sistema, como por exemplo, os relés de sobre-freqüência aplicados em geradores que protegem o equipamento contra sobre velocidade durante a partida ou quando há uma retirada abrupta de carga do sistema, evitando possíveis danos mecânicos e paradas inesperadas do sistema de geração. Os relés de freqüência também são aplicados no monitoramento do sincronismo de geradores com a rede elétrica e na restauração e/ou supervisão do restabelecimento das cargas após a estabilização do SEP.

Entretanto, quando as alterações em freqüência são significativas, alguns procedimentos de operação do sistema elétrico devem ser adotados na tentativa de recuperar as condições normais de operação e garantir a continuidade do fornecimento de energia, entre estes, pode-se citar as chamadas operações de rejeição de carga.

Rejeição de cargas

A rejeição de carga pode ser considerada como uma prática a ser utilizada em situações extremas, principalmente em indústrias de potência, cujas características marcantes são a velocidade, a simplicidade e as conseqüências das ações adotadas (Concordia *et al.*, 1995). Sua aplicação sugere uma uniformidade na distribuição da energia elétrica, pois em caso de detecção de sub-freqüência, perturbação na qual o procedimento é aplicado, a rede elétrica vai retornar às condições normais de operação de forma mais rápida e precisa.

O princípio básico de funcionamento da rejeição de cargas é a eliminação gradativa de um conjunto de cargas por ordem de prioridade, de modo a permitir a volta da freqüência para

patamares admissíveis. Entretanto, diversos parâmetros e critérios devem ser considerados em sua implantação, como por exemplo (Elmore, 1994; Concordia *et al.*, 1995):

- os limites de frequência a serem utilizados;
- os tamanhos dos passos ou degraus;
- a quantidade desses passos;
- o tempo de espera entre dois degraus distintos;
- as prioridades e o sistema de distribuição a serem utilizados e
- o montante de carga que participará do esquema de rejeição.

Os limites de frequência são previamente definidos e coordenados de acordo com as características e com os sistemas de proteção dos equipamentos e máquinas alimentados pela rede elétrica, de modo a não comprometer o desempenho e a vida útil em condições de provável operação do procedimento aqui descrito.

Dos parâmetros citados, um dos mais significativos e importantes para a aplicação desta metodologia é a especificação da potência a ser rejeitada por passo. Sugere-se que a determinação dos blocos de corte seja feita baseada na porcentagem de sobrecarga, já que a estabilidade do sistema é diretamente influenciada pela relação carga/geração, conforme citado anteriormente (Elmore, 1994).

É importante lembrar que o sistema responde aos desequilíbrios provenientes das movimentações de entrada e retirada de carga da rede elétrica, que a depender do percentual de potência associado com estas manobras, podem prover sérias contingências ao funcionamento do SEP. Assim, o ajuste dos passos deve prever as mais variadas situações de instabilidade, permitindo uma melhor adequabilidade do esquema de rejeição de carga perante os possíveis distúrbios.

A figura 3.6 ilustra um diagrama unifilar típico do esquema de rejeição de cargas, na qual as prioridades de cargas são definidas de acordo com a importância desta para a planta a qual o sistema pertence. É possível observar que o relé de frequência, operando com esquema de rejeição de carga, atua diretamente sobre os disjuntores de saída de modo a proporcionar uma melhor relação geração/carga e uma conseqüente normalização da operação do sistema elétrico em situações de distúrbio.

Figura 3.6: Esquema de rejeição de cargas.

A mudança nos estados do esquema de rejeição, ou seja, o aumento do descarte de cargas devido ao aumento de prioridade, é feita através da análise da freqüência do sistema com os limites de importância pré-estabelecidos, os quais visam preservar os sistemas vitais alimentados pelo sistema elétrico em questão.

A flexibilidade desejada perante os problemas com o uso diversificado de probabilidades implica, muitas vezes, em um número excessivo de prováveis eliminações de carga, que por sua vez proporciona sérias dificuldades de coordenação e escalonamento das prioridades. Por isso, na maioria das aplicações, utilizam-se entre dois e três degraus de primazia no esquema de rejeição de cargas, pois é praticamente inviável a coordenação destes (Elmore, 1994). É importante lembrar que tempos curtos ou faixas de freqüência estreitas podem provocar erros de atuação dos relés, uma vez que os transientes de acomodação do sistema estão presentes em cada rejeição de carga.

Uma maneira de evitar os problemas dos transitórios entre a eliminação de blocos de cargas é o uso de um tempo de retardo mínimo suficiente para acomodação do SEP, conforme ilustra a figura 3.7 a seguir.

Os esquemas de rejeição de cargas são planejados basicamente seguindo duas prioridades, a saber (Concordia *et al.*, 1995):

- a importância da carga para o sistema elétrico associado e

Figura 3.7: Comportamento da frequência durante a rejeição de carga automática.

Fonte: Elmore (1994).

- o benefício da ação para toda a rede.

É válido salientar que o conhecimento prévio e detalhado do sistema ao qual se deseja implementar a prática de rejeição de cargas é primordial tanto para a localização dos relés, responsáveis pela atuação dos disjuntores e conseqüente desconexão das cargas, como para determinar as prioridades e os impactos, também conhecidos como distúrbios, provocados por cada eliminação.

Outro aspecto a ser considerado em qualquer estudo e aplicação de esquemas de rejeição de cargas é a restauração do serviço, isto é, a reinterligação dos equipamentos que foram retirados do sistema. Os procedimentos de religamento possuem as mesmas preocupações já citadas na interrupção, de modo a permitir que o sistema possa absorver a carga sem maiores interferências ou perturbações.

Normalmente a carga rejeitada é restaurada seqüencialmente em blocos de potência que variam de 1 a 3% do total instalado, com intervalos de acomodação superiores a 30 segundos (Elmore, 1994). De uma forma geral, todo o procedimento é realizado de forma contínua e automática, garantindo melhor eficiência e confiabilidade para o SEP.

3.2.2 Relés de frequência comerciais

Os modernos relés microprocessados de frequência atualmente comercializados integram várias funções de proteção, controle, monitoramento, sinalização e análise, além da possibilidade de criar esquemas de rejeição de carga, de maneira que um único equipamento seja capaz de atuar sobre o sistema e restabelecer a condição normal de operação em situações de desequilíbrio entre geração e carga.

Com tal flexibilidade e abrangência, é válido salientar as principais características presentes nos relés comerciais, entre as quais destacam-se (GE, 2003; Siemens, 2001):

- a. Contínuo monitoramento de *hardware* e *software* para a rápida detecção de faltas internas.
- b. Captura de oscilografias das formas de onda.
- c. Monitoramento e registro da frequência com alta precisão.
- d. Módulos de cargas programáveis para a realização de esquemas de rejeição de carga.
- e. Configuração da variação da frequência no tempo $\left(\frac{df}{dt}\right)$.
- f. Diferentes combinações de funções de proteção e supervisão.
- g. Interfaces de configuração por *software* ou teclado.
- h. Portas de comunicação.
- i. Imunidade a transientes e harmônicos.

A figura 3.8 ilustra alguns modelos de relés de frequência comercializados por diversos fabricantes e que possuem características de funcionamento similares.

(a) SEL 547

(b) GE DFF1000

(c) ABB SPAF140C

(d) Siemens 7RW600

Figura 3.8: Relés digitais comerciais.

Capítulo 4

Sistema elétrico analisado

A validação da técnica proposta por este trabalho foi realizada em duas etapas. A primeira foi baseada nas formas de onda geradas pelo *software* Matlab, conforme será abordada na seção 4.1. A utilização do Matlab permite o controle dos parâmetros dos sinais a serem analisados, possibilitando uma análise mais detalhada do comportamento do algoritmo. Na segunda etapa, o método foi avaliado com dados obtidos através de simulações de um sistema elétrico próximo ao real. Tais simulações foram realizadas através do *software* ATP, empregado para simular um sistema elétrico em condições normais e anormais de operação, com o objetivo de gerar curvas características com as variações dinâmicas necessárias para testar devidamente a estimação da frequência.

O *software* ATP é uma ferramenta de simulação computacional para análise de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos em SEP de grande flexibilidade e de alta confiabilidade nos resultados fornecidos. As simulações resultantes das modelagens efetuadas neste *software* permitem a validação e a investigação de novos métodos para a proteção de sistemas elétricos nas diversas situações de operação e funções de proteção. Neste sentido, formas de ondas resultantes de simulações desenvolvidas nesta ferramenta foram utilizadas na segunda etapa do processo de validação da técnica em desenvolvimento.

4.1 Formulação matemática para a obtenção de dados iniciais empregando o *software* Matlab

Na busca pela validação e aperfeiçoamento do algoritmo proposto, optou-se pela utilização de formas de ondas modeladas matematicamente, conforme a equação 4.1 a seguir (Vargas, 2005):

$$v(t) = V_{max} \text{sen}(2\pi f_s t + \phi) + \xi(t) \quad (4.1)$$

na qual V_{max} é a amplitude máxima do sinal de tensão, f_s é a frequência do sinal, t é o instante de tempo, ϕ é a fase do sinal e ξ é o erro associado a cada instante de tempo.

O erro associado ao sinal é variante no tempo e representa uma parcela importante da modelagem utilizada, pois é este termo do equacionamento que é responsável pela caracterização dos harmônicos, dos ruídos e das demais distorções que o sinal possa possuir. A figura 4.1 mostra o fluxograma da geração dos sinais monofásicos de teste com base na formulação matemática. É factível observar que o algoritmo proposto utiliza sinais trifásicos para a obtenção da frequência do sistema elétrico em análise.

Figura 4.1: Fluxograma da geração dos sinais de teste.

Entretanto, com a utilização de equipamentos microprocessados e de algoritmos digitais, existe a necessidade da utilização de um conjunto de amostras discretas de tensão. As amostras consideradas para a análise e os eventuais testes, que representam esta etapa no processo de validação do algoritmo, são obtidas de formas de onda que possam ser amostradas a uma frequência predeterminada e constante. A equação 4.2 ilustra o sinal amostrado em função do intervalo de amostragem e do erro associado, cuja referência de tempo é arbitrária.

$$\begin{aligned}
v(t_1) &= V_{max} \sin(2\pi f_s t_1 + \phi) + \Xi_1 \\
v(t_2) &= V_{max} \sin(2\pi f_s t_2 + \phi) + \Xi_2 \\
&\vdots \\
v(t_n) &= V_{max} \sin(2\pi f_s t_n + \phi) + \Xi_n \\
v(k) &= V_{max} \sin(2\pi f_s k \Delta t + \phi) + \Xi(k)
\end{aligned} \tag{4.2}$$

na qual k é o número da amostra, Δt é o intervalo de amostragem e Ξ é o erro associado ao sinal original acrescido dos erros provenientes do processo de digitalização, entre os quais destaca-se o erro de quantização. A figura 4.2 apresenta formas de ondas geradas dispendo do *software* Matlab, caracterizadas por 127 Volts de amplitude e uma frequência de amostragem de 960Hz.

Figura 4.2: Tensões trifásicas geradas dispendo do *software* Matlab.

4.2 Sistema elétrico simulado

Para a realização da segunda etapa de testes, com a conseqüente validação do algoritmo proposto, será utilizado o modelo completo de um SEP, no qual serão incluídos elementos de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. A figura 4.3 a seguir, mostra um esquema representativo do sistema elétrico considerado, com a designação dos principais nós utilizados nos arquivos de entrada.

O sistema elétrico consiste de um gerador síncrono de 13,8kV com potência de 76MVA, conectado em estrela aterrada ligado ao barramento geral com capacidade de transmissão nominal de 75MVA. No barramento, três transformadores elevadores (13,8/138kV) de 25MVA cada estão conectados e fornecendo energia para três linhas de transmissão (LTs) com comprimentos variando entre 80 e 150 km de extensão. Ao final de cada LT são conectados transformadores abaixadores (138/13,8kV), seguidos de cargas com diferentes potências e fatores de potência,

Figura 4.3: Modelo do sistema elétrico utilizado dispondo do *software* ATP.

induzindo a uma generalização da aplicação da simulação e dos dados obtidos.

4.2.1 Gerador síncrono

Os geradores são equipamentos essenciais para o sistema elétrico, pois estes são responsáveis pelo fornecimento da energia elétrica e pela manutenção da potência disponibilizada nos diversos ramos que constituem uma rede elétrica. Na maioria das aplicações de geradores, utilizam-se máquinas síncronas, que em sistemas isolados (um único gerador síncrono) supre a potência consumida pelas cargas e age como uma fonte de tensão cuja frequência é determinada pela velocidade da fonte primária de energia ou "sistema motor primário" (Fitzgerald *et al.*, 1975).

Deste modo, adotou-se um sistema que possui apenas um único gerador síncrono na sua topologia, viabilizando as análises do comportamento do mesmo às variações de carga e alterações estruturais da rede elétrica, como por exemplo, quando da saída de uma determinada linha de transmissão. Esse sistema está apresentado na figura 4.3 acima. Todavia, algumas eventuais simplificações foram efetuadas para a viabilizar as simulações realizadas.

Para a realização das simulações através do ATP, aplicou-se o modelo de máquina trifásica síncrona dinâmica, cujos parâmetros referentes à modelagem realizada do gerador em estrela aterrado (Y_g) são apresentados na tabela 4.1.

A aplicação deste modelo de máquina elétrica permite a obtenção de diversos parâmetros

Tabela 4.1: Dados do gerador síncrono utilizado na simulação.

Descrição	Valor (un.)
Potência nominal (S)	76 (MVA)
Número de pólos (N_p)	8
Tensão nominal de linha (V_L)	13,8 (kV _{rms})
Frequência (f)	60 (Hz)
Corrente de campo (IFD)	250 (A)
Resistência de armadura (R_a)	0,004 (p.u.)
Reatância de dispersão não saturada (X_l)	0,175 (p.u.)
Reatância de sequência zero não saturada (X_o)	0,132 (p.u.)
Reatância síncrona de eixo direto não saturada (X_d)	1,150 (p.u.)
Reatância síncrona de eixo em quadratura não saturada (X_q)	0,685 (p.u.)
Reatância transitória de eixo direto não saturada (X'_d)	0,310 (p.u.)
Reatância subtransitória de eixo direto não saturada (X''_d)	0,210 (p.u.)
Reatância subtransitória de eixo em quadratura não saturada (X''_q)	0,182 (p.u.)
Constante de tempo transitória em vazio de eixo direto (τ'_{do})	5,850 (seg.)
Constante de tempo subtransitória em vazio de eixo direto (τ''_{do})	0,036 (seg.)
Constante de tempo subtransitória em vazio de eixo em quadratura (τ''_{qo})	0,073 (seg.)
Momento de Inércia (HICO)	3,333065 (kg-m ² .10 ⁶)

Fonte: EEUG (1987).

de operação, incluindo as correntes de campo, de fase e de armadura, os torques magnético e elétrico, os ângulos mecânicos, dentre outros. Entretanto, a principal variável de saída para este trabalho é o desvio da velocidade mecânica em relação à velocidade síncrona, pois é através desta que a frequência da tensão de saída é encontrada. Desta maneira, a frequência elétrica é fornecida pela equação 4.3, (Fitzgerald *et al.*, 1975).

$$f_{sistema} = \frac{N_p \omega}{2\pi} \quad (4.3)$$

na qual $f_{sistema}$ é a frequência da tensão de saída, ω é a velocidade angular da máquina e N_p é o número de pares de pólos. A figura 4.4 ilustra o cartão de entrada do ATP utilizado para modelar a máquina síncrona trifásica desejada, cujos parâmetros utilizados estão apresentados na tabela 4.1 acima.

A variação constante do estado de equilíbrio carga/geração, conforme supracitado, faz com que haja uma busca contínua pelo restabelecimento do equilíbrio operativo do SEP, ou seja, que as potências gerada e consumida sejam as mesmas. Desta forma, verifica-se a necessidade da implantação de um sistema de controle capaz de corrigir tais oscilações de potência e, assim, manter a condição normal de operação (Vieira Filho, 1984).

Nesse contexto, considerando o sistema apresentado na figura 4.3 e que o gerador síncrono é

```

C < n 1><>< Tensão >< Freq >< Angulo >
59GERA 11831.0354 60. 00.0
GERB
GERC
TOLERANCES 200
PARAMETER FITTING 2.0
C <><> <N>< SMOTVTP>< SMOVTQ >< RMVA >< RKV >< AGLINE >< S1D >< S2D > -- Dados da Máq. Síncr.
1 1 8 1.0 1.0 76.0 13.80 250.0
-1.
C RA >< XL >< XD >< XQ >< XDD >< XQQ >< XDDD >< XQQQ > -- Parâmetros Elétricos
0.004 0.175 1.150 0.685 0.310 0.685 0.210 0.182
C TDOP >< TQOP >< TDOPP >< TQOPP >< XO >< RN >< XN >< XCAN > -- Parâmetros Elétricos
5.850 0.036 0.073 0.132
C < >< EXTRS >< HICO >< DSR >< HSP >< DSB > -- Dados do sistema mecânico
1 1.00 3.3330650
BLANK CARD ENDING MASS CARDS
C --- DATA OUTPUT
c GA< >< >< >< >< >< >< >< >< >
11
FINISH

```

Figura 4.4: Modelagem do gerador síncrono no ATP.

diretamente influenciado pelas variações de equilíbrio, pode-se considerar que a ação do regulador de velocidade será responsável pela manutenção e busca do equilíbrio entre carga e geração.

É importante salientar que o SEP tem a propriedade de alcançar um novo ponto de equilíbrio, mesmo que este não apresente nenhum tipo de ação reguladora. Tal condição pode ser explicado pelo fato de que a carga varia com a frequência, fazendo com que, em geral, o valor absoluto da carga diminua com o decréscimo de frequência. Essa característica inerente do sistema elétrico é conhecida como regulação própria (Vieira Filho, 1984).

Todavia, a utilização da regulação própria para a obtenção do novo ponto de equilíbrio é desaconselhada, uma vez que esta propicia uma grande variação de frequência ao SEP. Desta forma, faz-se necessário a aplicação de sistemas automáticos de controle que garantam o retorno do equilíbrio entre carga e geração durante a operação do SEP, que como supracitado varia dinamicamente em função do tempo.

Por estas razões, os geradores são dotados de mecanismos de regulação de velocidade, para desvios de frequência (velocidade do gerador), e de reguladores de tensão, utilizados para manter a tensão de saída do gerador constante. É válido salientar que existe uma forte interação entre a potência ativa (P) e a frequência (f), assim como entre a potência reativa (Q) e a tensão (V). Essas relações constituem as duas grandes malhas de controle do SEP: malha de controle de frequência (com auxílio das potências ativas) e a malha de controle de tensão (com auxílio das potências reativas). A figura 4.5 ilustra a ação destas duas malhas de controle em um gerador interligado ao SEP (Vieira Filho, 1984).

Figura 4.5: Esquema com as malhas de controle do SEP.

Fonte: Adaptado de Vieira Filho (1984).

Nesse trabalho, apenas a malha de controle de frequência foi utilizada, uma vez que o foco do estudo realizado é a estimação da frequência do SEP e o seu comportamento frente a variações nas diversas condições de operação.

Regulador de velocidade

Além do gerador síncrono propriamente dito, a simulação considerou a influência do regulador de velocidade no controle da máquina, proporcionando uma melhor representação do sistema elétrico estudado. É importante ressaltar que a inclusão do regulador de velocidade permite as observações conclusivas sobre o comportamento do gerador às variações de carga e evita a perda de sincronismo durante o comportamento dinâmico do SEP.

Dentre os diversos tipos de reguladores de velocidade encontrados na literatura, optou-se pela aplicação do regulador com queda de velocidade, cujas características de realimentação o tornam rápido e estável, conforme ilustrado na figura 4.6.

O comportamento do regulador utilizado pode ser expresso através da função de transferência, apresentada na figura 4.7, na qual a dependência da variação de frequência $\Delta F(s)$ fica evidenciada.

Nesta figura, $\Delta F(s)$ é a variação de frequência, R é a constante de regulação de velocidade em

Figura 4.6: Esquema do regulador com queda de velocidade.

Fonte: Vieira Filho (1984).

Figura 4.7: Função de transferência do regulador de velocidade.

Fonte: Vieira Filho (1984).

regime permanente (estatismo permanente), T_g é a constante de tempo do regulador de velocidade e ΔA é o acréscimo de potência a ser inserido na turbina do gerador, também conhecido como potência acelerante.

Os parâmetros adotados para o regulador de velocidade são típicos de conjuntos com sistemas hidráulicos e são apresentados na tabela 4.2 (Vieira Filho, 1984).

Tabela 4.2: Parâmetros do regulador de velocidade.

Descrição	Valor (un.)
Constante de Tempo (T_g)	0,600 (seg)
Constante de Tempo Dashpot (T_r)	0,838 (seg)
Estatismo Transitório (r)	0,279
Estatismo Permanente (R)	0,100
Constante de Inércia do Gerador (M)	1,344 (seg)
Constante de Tempo da Partida da Água (T_W)	0,150 (seg)

Segundo Costa (2002), os parâmetros r e T_r do compensador devem ser ajustados para um bom comportamento transitório. Tal ajuste é realizado, em geral, em sistemas isolados e

obedecem as equações 4.4 e 4.5, cujos resultados são apresentados na tabela 4.2 acima.

$$r = 2,5 \frac{T_W}{M} \quad (4.4)$$

$$T_r = \left[\frac{\frac{r}{R} - 1}{0,536 \frac{r}{R}} + \sqrt{\left(\frac{\frac{r}{R} - 1}{0,536 \frac{r}{R}} \right)^2 - \frac{R}{r}} \right] \cdot \frac{T_W}{0,4} \quad (4.5)$$

A resposta em frequência do controlador de velocidade utilizado é ilustrada através do Diagrama de Bode pela figura 4.8. Assim, é possível verificar os atrasos de fase e a degradação da amplitude em função da frequência.

Figura 4.8: Diagrama de Bode da função de transferência do regulador de velocidade.

O diagrama básico do funcionamento do sistema com regulador de velocidade pode ser observado na figura 4.9. Todavia, salientamos que os efeitos da turbina e da ação direta do variador de velocidade ($\Delta\gamma(s)$) não foram considerados nos estudos.

Figura 4.9: Diagrama básico do funcionamento do sistema simulado.

É possível observar, através da figura 4.9, que o regulador de velocidade responde às variações de potência demandada pela carga ($\Delta P_D(s)$), fornecendo ou retirando potência mecânica da turbina do gerador ($\Delta P_m(s)$). Este gerador fornece mais potência nas saídas ($\Delta P_G(s)$), garantindo o balanço energético entre as cargas e o sistema de geração.

A figura 4.10 exibe o cartão de entrada do ATP da malha de controle de frequência, no qual estão incluídos os cálculos de variação de frequência, ganhos e da função de transferência do regulador de velocidade.

```

TACS HYBRID
C CARREGANDO A VELOCIDADE DO GERADOR                                < T INIT ><T FIM >
92VELOC                                                                -1.0000000
77VELOC    94.2477796
C FREQUÊNCIA DE REFERÊNCIA - 60Hz
C <OUT ><>< A >< B >< C >                                < T INIT ><T FIM >
11FSOLL    6.000000E10.000000E00.000000E0                                -1.0000000
C CÁLCULO DA FREQUÊNCIA ATUAL PELA VELOCIDADE DO GERADOR
88FGERCC = ((4 * VELOC) / (2 * PI))
C CALCULO DA VARIACAO DA FREQUENCIA - COMPARADOR
88FDELTA = FSOLL - FGERCC
C GANHO - 1/R
C <NAME><> <IN1 > <IN2 > <IN3 > <IN4 > <IN5 > <GAIN><F LO><F HI><N LO><N HI>
OFGANH                                +FDELTA                                10.00
C FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO REGULADOR DE VELOCIDADE COM QUEDA DE VELOCIDADE
C <NAME><> <IN1 > <IN2 > <IN3 > <IN4 > <IN5 > <GAIN><F LO><F HI><N LO><N HI>
2CTRL                                +FGANH                                1.000
C  N0 >< N1 >< N2 >< N3 >< N4 >< N5 >< N6 >< N7 >
C  D0 >< D1 >< D2 >< D3 >< D4 >< D5 >< D6 >< D7 >
      3.398    4.056
      4.056    11.92    5.689
C CÁLCULO DA POTÊNCIA MÁXIMA
88STEMDE = CTRL + 1
33STEMDE
C LIMITAÇÃO DA POTÊNCIA DE ENTRADA DO GERADOR
C <NAME><> <IN1 > <IN2 > <IN3 > <IN4 > <IN5 > <GAIN><F LO><F HI><N LO><N HI>
OCTRTR                                +STEMDE                                1.00 0.50 1.20
C TORQUE MECÂNICO
77STEAM    1.00000
88STEAM =CTRTR
BLANK CARD ENDING TACS DATA

```

Figura 4.10: Modelagem da malha de controle de frequência no ATP.

4.2.2 Transformadores

Os transformadores de potência desempenham uma função importante no SEP, uma vez que estes são os responsáveis pela interligação dos três principais ramos do SEP (geração, transmissão e distribuição), além de determinar os níveis de tensões desejados, elevando ou diminuindo a tensão da rede ao longo do sistema.

Devido à grande relevância destes equipamentos para a composição do modelo do sistema elétrico utilizado, empregou-se uma modelagem completa via ATP para representar o compor-

tamento destes, incluindo a relação de transformação, curva de saturação e conexões dos enrolamentos delta e estrela. As figuras 4.11 e 4.12 apresentam, respectivamente, o modelo do transformador monofásico empregado e o detalhe das conexões dos enrolamentos, assim como a utilização da curva de saturação magnética do equipamento.

Figura 4.11: Modelo do transformador monofásico elevador empregado via ATP.

Na figura 4.11, é possível observar a representação das resistências ($R1$ e $R2$) e indutâncias ($L1$ e $L2$), tanto do primário quanto do secundário, respectivamente.

Figura 4.12: Detalhes das conexões dos enrolamentos.

A figura 4.13 apresenta o cartão de entrada do ATP utilizado para modelar o transformador trifásico apresentado na figura 4.12. É possível observar que na modelagem do equipamento foi considerada a curva de saturação, efetivando a utilização de todos os parâmetros para uma melhor caracterização do transformador frente as variações dinâmicas do SEP simulado.

A curva de saturação do transformador foi obtida pela utilização da rotina SATURATION (EEUG, 1987), a qual fornece os dados de corrente e de fluxo a partir dos valores de tensão e de corrente do transformador provenientes de ensaios, possibilitando a utilização dessas informações na caracterização do equipamento. A tabela 4.3 fornece os valores de tensão e de corrente (por

```

C TRANSFORMER><          ><    ><FLUX><BUST><RMAG><          >F
TRANSFORMER              3.019326.899TE1A  63000.
1.06055811E+00  2.68995372E+01
3.28814356E+00  2.98883747E+01
2.08489263E+01  3.28772122E+01
1.29055289E+02  3.43716309E+01
3.80764491E+02  3.52682821E+01
          9999
C <BUS1><BUS2><          >< R  >< L  ><VRAT><          >I
1TE1PA          0.0175  1.5147967.4
2TE1SA TE1SC    1.048091.577138.E3
C segundo transformador
TRANSFORMER TE1A          TE1B
1TE1PB
2TE1SB TE1SA
C terceiro transformador
TRANSFORMER TE1A          TE1C
1TE1PC
2TE1SC TE1SB

```

Figura 4.13: Arquivo de entrada do modelo do transformador.

unidade - p.u.) para a aplicação da rotina SATURATION.

Tabela 4.3: Dados de tensão e corrente para a rotina SATURATION.

Tensão (pu)	Corrente (p.u. x 10^{-3})
0,90	0,717
1,00	1,450
1,10	7,978
1,15	41,112
1,18	113,777

Fonte: Bernardes (2006).

Com os valores de tensão e de corrente necessários e o conhecimento da rotina SATURATION, a curva de saturação é calculada ponto a ponto, podendo ser utilizada no arquivo principal da simulação. A figura 4.14 ilustra a curva de saturação calculada para os transformadores de 25MVA.

A figura 4.15 ilustra o arquivo de entrada da rotina SATURATION para o cálculo da curva de saturação dos transformadores utilizados.

4.2.3 Modelagem das linhas de transmissão

A estrutura da linha de transmissão de 138kV, conforme ilustra a figura 4.16, é uma configuração típica empregada na Companhia Paulista de Força e Luz (CPFL) no interior paulista.

Com a definição da topologia a ser utilizada para a realização da modelagem e simulação do sistema elétrico, fez-se necessário o levantamento dos parâmetros e/ou das características da

Figura 4.14: Curva de saturação dos transformadores.

```

BEGIN NEW DATA CASE
$ERASE
SATURATION
C FREQ ><VBASE ><SBASE >          < KTHIRD>
60.0      7.9674338.333333          0
C  IRMS (PU) >< VRMS (PU) >
0.7170000000E-03      0.90
1.45062000000E-03      1.00
7.9786000000E-03      1.10
41.112900000E-03      1.15
113.77700000E-03      1.18
          9999
$PUNCH
BLANK LINE
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK LINE ENDING ALL CASES

```

Figura 4.15: Arquivo de entrada da rotina SATURATION.

linha de transmissão, conforme apresentadas a seguir (Fuchs, 1977).

- Condutor de fase: cabo Linnet
 1. diâmetro externo do condutor: 18,313 mm
 2. resistência em corrente contínua a 50°C: 0,19017 Ω /m
 3. raio geométrico médio: 7,4 mm
- Cabos pára-raios: EHS 5/16"
 1. raio externo do condutor: 8,68 mm
 2. resistência em corrente contínua: 5,592 Ω /m
- Resistividade do solo
 1. R_{solo} : 1000 Ω .km

Figura 4.16: Silhueta de torre da linha de 138kV.

- Flecha a meio vão

1. condutores fase: 7,5 m
2. cabos pára-raios: 6,0 m

Para a realização da simulação do sistema dispondo do *software* ATP algumas considerações foram efetuadas em função das disposições geométricas dos condutores nas torres de transmissão apresentadas na figura 4.16. Este diagrama representa uma torre de transmissão composta por dois circuitos em paralelo, mutuamente acoplados. Dentre as considerações realizadas, decidiu-se por linhas transpostas, uma vez que essa situação compensa os desequilíbrios magnéticos entre os condutores, as estruturas metálicas e o solo sob a linha de transmissão. Segundo Stevenson (1986), os sistemas não transpostos provocam dissimetrias indesejáveis entre os condutores, ocasionando uma conseqüente diferença entre as reatâncias dos mesmos. Dessa forma, aplicou-se a transposição para prevenir tais efeitos. A figura 4.17 ilustra a transposição de uma linha de transmissão qualquer.

A modelagem da linha de transmissão foi efetuada considerando-se parâmetros distribuídos e variantes com a frequência, o que possibilita um estudo mais detalhado do comportamento da mesma perante ao dinamismo do SEP. Para tal situação, empregou-se a rotina JMARTI incluída

Figura 4.17: Transposição de uma linha de transmissão qualquer.

Fonte: Stevenson (1986).

no *software* ATP, a qual será detalhada no que segue.

Segundo Silva (2003), a garantia de uma solução precisa e exata para os parâmetros de qualquer linha de transmissão se deve à consideração da distribuição uniforme dos parâmetros no decorrer do comprimento da linha, ou seja, não existindo uma concentração destes em um único ponto. A figura 4.18 ilustra um esquema monofásico do modelo de parâmetros distribuídos utilizado pela rotina JMARTI no cálculo da linha de transmissão. Os parâmetros de resistência ($\mathbf{R}$), indutância ($\mathbf{L}$) e capacitância ($\mathbf{C}$) são representados por unidade e em função de pequenos trechos (Δx) da linha de transmissão.

Figura 4.18: Representação do modelo por parâmetros distribuídos.

Fonte: Silva (2003).

Rotina JMARTI e arquivo de entrada para o *software* ATP

A rotina JMARTI é uma função incorporada ao ATP capaz de gerar um modelo para linhas de transmissão baseado na teoria de ondas viajantes, considerando a variação dos parâmetros desta com a frequência. A variação de frequência dos parâmetros da linha de transmissão é ilustrada na figura 4.19, onde o comportamento dependente da frequência e do módulo da impedância característica da linha fica evidenciado.

Nesta rotina são consideradas diversas características do sistema a ser modelado, como por exemplo, a estrutura da torre, o número de condutores por fase, a resistividade do solo, o intervalo de frequência a ser utilizado, a disposição da linha (com ou sem transposição), dentre outros.

Figura 4.19: Variação do módulo da impedância característica da LT em função da frequência.

Devido à grande flexibilidade proporcionada por esse procedimento, utilizou-se desta rotina para o cálculo dos parâmetros das linhas de transmissão definidas no modelo do sistema elétrico aplicado. O arquivo de entrada da rotina JMARTI para uma das linhas de transmissão empregada é ilustrado pela figura 4.20.

4.2.4 Cargas conectadas ao sistema elétrico simulado

Como supracitado, a variação dinâmica entre a potência gerada e a consumida pelas cargas produz alguns fenômenos no sistema elétrico, entre os quais destaca-se a variação da frequência. Nesse contexto, e a fim de consolidar a simulação, optou-se pela utilização de um conjunto de cargas com características específicas que serão inseridas à rede elétrica em tempos distintos, com o objetivo de verificar o comportamento dinâmico e a resultante flutuação da frequência. Tal investigação é necessária a fim de obter dados mais realistas para a consolidação dos resultados obtidos através do algoritmo proposto.

As cargas simuladas nesse sistema são compostas por elementos resistivos, indutivos e capacitivos, dimensionadas para que o conjunto tenha um fator de potência de $\delta = 0,92$ indutivo. É importante salientar que a potência total instalada e observada pelo gerador varia de 25 a 110% da potência nominal do mesmo.

Dados referentes às cargas conectadas em estrela (Y) e em delta (Δ)

Para a caracterização dos dados que serão posteriormente apresentados, foram consideradas as seguintes características elétricas:

```

BEGIN NEW DATA CASE
JMARTI SETUP, 1.0
$ERASE
C > <SEND><REC1><SEND><REC2><SEND><REC3><SEND><REC4><SEND><REC5><SEND><REC6>
BRANCH LT11IALT11OALT11IBLT11OBLT11ICLT11OCLT12IALT12OALT12IBLT12OBLT12ICLT12OC
LINE CONSTANTS
METRIC
C CONDUTORES FASE
C ><SKI><RESIS ><><REACT ><DIAM ><HORIZ ><VTOWER><VMID >
1.2225 .19017 4 1.8313 -3.81 22.299 14.799
2.2225 .19017 4 1.8313 -3.81 18.199 10.699
C ...
6.2225 .19017 4 1.8313 3.81 22.299 14.799
C CONDUTORES DOS CABOS PÁRA-RAIOS
0 .500 5.592 4 0.79375 -1.25 26.14 20.14
0 .500 5.592 4 0.79375 1.25 26.14 20.14
BLANK card ending conductorS cards
C RHO >< FREQ >< FCAR >< >< DIST > I <D><P> <>
1000. 60. 1 100 0
1000. .001 1 100 9 10 0
BLANK card ending frequency cards
BLANK CARD ENDING LINE CONSTANTS Inbedded USAGE
C < IDEBUG><IPUNCH><KOUTPR><GMODE >
1 .48D-7
C NEXMI><EPSTOL><NORMAX><IECODE>< IFWTA><IFPLOT><IFDAT ><INELIM><AMINA1>
.30 30 0 1 1 0 0
.30 30 0 1 1 0 0 .0
BLANK card ending JMARTI CASE
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

Figura 4.20: Arquivo de entrada da rotina JMARTI.

- a. Tensão de linha ($\mathbf{V}_L$): $13,8 \text{ kV}_{rms}$
- b. Fator de potência (θ): 0,92 indutivo

$$\theta = \arccos(0,92) = 23,074^\circ$$

Para a carga conectada em estrela ($\mathbf{Y}$) temos as seguintes relações (Irwin, 2000):

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_{3\phi} &= \sqrt{3} \mathbf{V}_L \mathbf{I}_L \\
 |\mathbf{Z}_{Y_{1\phi}}| &= \frac{\mathbf{V}_L}{\sqrt{3} \mathbf{I}_L} \\
 |\mathbf{Z}_{Y_{1\phi}}| &= \frac{\mathbf{V}_L^2}{\mathbf{S}_{3\phi}}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

A tabela 4.4 apresenta os valores de resistência e indutância para as cargas conectadas em estrela, conforme relações apresentadas na equação 4.6 acima.

Para as cargas conectadas em delta (Δ), temos as seguintes relações (Irwin, 2000):

Tabela 4.4: Dados das cargas em estrela utilizadas nas simulações.

Potência (MVA)	Resistência (Ω)	Indutância (mH)
25,00	7,008192	7,919224
15,00	11,68032	13,19871
10,00	17,52048	19,79806
5,00	35,04096	39,59612

$$\begin{aligned}
\mathbf{I}_{\Delta} &= \frac{\mathbf{I}_L}{\sqrt{3}} \\
|\mathbf{Z}_{\Delta_{1\phi}}| &= \frac{\mathbf{V}_L}{\mathbf{I}_{\Delta}} \\
|\mathbf{Z}_{\Delta_{1\phi}}| &= 3 \frac{\mathbf{V}_L^2}{\mathbf{S}_{3\phi}} \\
\mathbf{Z}_{\Delta_{1\phi}} &= 3\mathbf{Z}_{Y_{1\phi}}
\end{aligned} \tag{4.7}$$

A tabela 4.5 dispõe os dados das cargas conectadas em delta de acordo com a potência nominal carga.

Tabela 4.5: Dados das cargas em delta utilizadas nas simulações.

Potência (MVA)	Resistência (Ω)	Indutância (mH)
25,00	21,02458	23,75767
15,00	35,04096	39,59612
10,00	52,56144	59,39418
5,00	105,1229	118,7884

Capítulo 5

Filtros adaptativos

O termo *filtro* é comumente utilizado para descrever ou referenciar sistemas que extraem os dados desejados de um determinado sinal seguindo regras específicas. Ou seja, estes são os elementos capazes de retirar determinadas componentes de frequências que contenham informações de interesse dentro de uma determinada banda de frequência.

Os filtros, assim como sistemas em geral, podem ser classificados em lineares e não-lineares. Os lineares são aqueles cuja função de transferência obedece a funções lineares, ou seja, se a saída resultante do processo de filtragem for função linear da entrada. Caso tal condição não seja atendida, o filtro é chamado de não linear. A figura 5.1 ilustra um diagrama esquemático geral de um filtro adaptativo enfatizando a regra de transformação do sinal de entrada na compatibilização do sinal desejado.

Figura 5.1: Diagrama esquemático de um filtro.

Fonte: Farhang-Boroujeny (1999).

A utilização de filtros para transformar sinais de entrada em determinadas saídas é uma boa aproximação para se obter o sinal desejado. O processo de seleção dos parâmetros do filtro como a busca pela melhor aproximação entre o sinal desejado e de saída do filtro é fornecida pelo processo de otimização que é definido como uma função de desempenho (Farhang-Boroujeny, 1999). A função de desempenho pode ser definida por estruturas estatísticas ou determinísticas, sendo a estatística a mais utilizada, principalmente aquelas referentes ao valor médio quadrático

do erro, isto é, a diferença entre a resposta desejada e a saída atual do filtro (Haykin, 2001). Para entradas estacionárias, a solução ótima para funções de desempenho referentes ao erro médio quadrático é conhecida como filtro de *Wiener*, recebendo o ponto de mínimo da superfície de erro a designação de *solução de Wiener*.

5.1 Filtros adaptativos

Os filtros, como supracitado, são necessários para obtermos um dado sinal desejado utilizando determinadas características determinísticas e ou estocásticas. A formulação estatística, como o filtro de *Wiener*, requer o prévio conhecimento das características do sinal de entrada para a determinação das propriedades necessárias que fornecerão o resultado desejado. Outrora, se a informação de entrada não for completamente conhecida ou esta altere seu comportamento no decorrer do tempo, este tipo de formulação não é aplicada. Logo, torna-se necessário um filtro que pré-determine os parâmetros desconhecidos do sinal de entrada e utilize estes resultados na concepção dos parâmetros do filtro. Nesses sistemas desconhecidos, aplicam-se os filtros adaptativos, que se auto-projetam através de algoritmos recursivos.

Para que os algoritmos iniciem o processo de ajuste dos filtros adaptativos, eles consideram uma configuração predeterminada sobre alguma condição inicial, de modo que as informações previamente conhecidas sobre o sinal sejam consideradas. Se o sinal de entrada for estacionário, o algoritmo procura após sucessivas iterações a convergência para a solução ótima fornecida pelo filtro de *Wiener*. Todavia, se o sinal não for estacionário, o algoritmo irá rastrear as variações estatísticas do sinal de entrada para proporcionar a melhor solução, desde que as variações sejam suficientemente lentas (Haykin, 2001).

Uma grande variedade de algoritmos adaptativos foram desenvolvidos na literatura com o objetivo de melhorar a gama de aplicações para a filtragem digital nas mais diversas áreas do conhecimento. Essa busca visa alterar um ou alguns dos seguintes fatores (Haykin, 2001):

- a. Razão de convergência: é o fator definido como o número de iterações necessárias para o algoritmo convergir em resposta ao sinal de entrada estacionário.
- b. Erro de ajuste: parâmetro pelo qual o valor final do erro médio quadrático desvia do erro de referência fornecido pelo filtro de *Wiener*.
- c. Rastreo ou *tracking*: é o parâmetro responsável pela atuação do algoritmo recursivo em

ambientes não estacionários.

- d. Robustez: verifica se pequenos distúrbios no sinal de entrada provocam grandes erros na saída.
- e. Requisitos computacionais: esse fator é responsável por avaliar o número total de operações necessárias para executar o algoritmo, o tamanho da alocação de memória requerida e o custo do equipamento em que o algoritmo será implementado.
- f. Estrutura: fator referente à estrutura do fluxo de informação do algoritmo, determinando qual a forma de implementação *hardware* para a execução do programa.

Resumidamente, pode-se definir os filtros adaptativos como filtros digitais¹ que ajustam seus parâmetros ou características automaticamente através de algoritmos recursivos, proporcionando uma melhora no desempenho, de acordo com testes realizados nos sinais de entrada e com critérios pré-estabelecidos.

A constituição dos filtros adaptativos é formada basicamente por duas partes distintas: o filtro digital com os coeficientes ajustáveis e o algoritmo adaptativo utilizado para ajustar ou modificar os coeficientes do filtro. Além da formação básica, estes podem possuir várias configurações para diferentes princípios e/ou propósitos de atuação, entre os quais destacam-se: o cancelamento do ruído, a predição linear, o aprimoramento do sinal adaptativo e o controle adaptativo. Em geral, as diferentes topologias utilizam sinais de referência (y_k), ruído (x_k) e erro (e_k), ou possíveis derivações a depender da aplicação. Algumas das configurações para filtros adaptativos são apresentadas na figura 5.2.

Considerando a configuração de anulador de ruído, por exemplo, tem-se que este utiliza simultaneamente os sinais de ruído (x_k) e de referência (y_k). É importante salientar que o sinal y_k é composto pelo sinal desejado (s_k) e de um ruído (n_k), desde que seja assumido que não há correlação entre estes. Desta forma, a filtragem digital é responsável por estimar o ruído presente no sinal de referência, para que deste obtenha-se o sinal desejado. A figura 5.3 apresenta um esquema do funcionamento do filtro adaptativo como anulador de ruído.

O principal objetivo no cancelamento do ruído é a produção da estimação ótima do ruído que contamina o sinal de referência e portanto maximizar a precisão na estimação do sinal desejado. Tal sinal é obtido pela utilização do sinal estimado ($\hat{s}_k$) no arranjo de retroalimentação para o

¹Os filtros digitais, em linhas gerais, são simulações de filtros analógicos cujo propósito é a aplicação em microprocessadores, ou seja, em sistemas discretos (Parks e Burrus, 1987).

Figura 5.2: Algumas configurações dos filtros adaptativos.

Fonte: Ifeachor e Jervis (1993).

Figura 5.3: Diagrama de blocos do filtro adaptativo como anulador de ruído.

Fonte: Ifeachor e Jervis (1993)

ajuste dos coeficientes do filtro pelo algoritmo adaptativo. Através da minimização do ruído em $\hat{s}_k$ consegue-se obter o resultado esperado. Na realidade, o sinal de saída estimado ($\hat{s}_k$) serve a dois propósitos: como estimativa do sinal desejado e como sinal de erro a ser utilizado no ajuste dos coeficientes do filtro.

5.2 Estruturas do filtro adaptativo

Na maioria das implementações de sistemas adaptativos aplica-se a estrutura transversal, também conhecida como estrutura do filtro com resposta finita ao impulso (FIR), descrita pela figura 5.4. Nesta, o filtro adaptativo possui uma entrada simples ($x(n)$) e uma saída ($y(n)$), além de um sinal desejado, $d(n)$. O sinal de saída, $y(n)$, é gerado como uma combinação linear das amostras atrasadas da seqüência de valores de entrada, $x(n)$, de acordo com a equação 5.1,

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i), \quad (5.1)$$

na qual $w_i(n)$ são os coeficientes do filtro e N é o tamanho do filtro. As amostras de entrada são dadas por $x(n-i)$, para $i = 0, 1, \dots, N-1$. Os coeficientes são variantes no tempo e são controlados pelo algoritmo adaptativo.

Figura 5.4: Filtro adaptativo transversal.

Fonte: Farhang-Boroujeny (1999).

Em algumas aplicações, os coeficientes do filtro não são atrasados em relação às amostras do sinal de entrada, o que leva à utilização de uma outra estrutura, conhecida como combinação linear. Tal arranjo faz com que a saída do filtro seja uma combinação linear direta entre os diferentes sinais recebidos na entrada do filtro e os seus respectivos coeficientes, desconsiderando-se o atraso existente na estrutura anterior. Essa combinação é fornecida pela equação 5.2, apresentada a seguir.

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n) \quad (5.2)$$

É factível observar que a estrutura de combinação linear é mais generalizada do que a estrutura transversal, uma vez que esta pode ser obtida da primeira considerando $x_i(n) = x(n-i)$ (Farhang-Boroujeny, 1999). A figura 5.5 ilustra a forma da estrutura por combinação linear.

É importante observar que as estruturas anteriormente apresentadas são utilizadas por filtros não recursivos, nos quais o cálculo da saída do filtro não envolve nenhum tipo de mecanismo de retroalimentação. A aplicação de tais arranjos, conforme as figuras 5.4 e 5.5 apresentadas anteriormente, é vinculada a filtros do tipo FIR, desde que a resposta ao impulso seja de duração limitada no tempo. O filtro de resposta infinita ao impulso (IIR), difere do tipo de filtro anterior, sendo governado por equações recursivas como a apresentada na equação 5.3, a seguir.

Figura 5.5: Filtro adaptativo por combinação linear.

Fonte: Farhang-Boroujeny (1999).

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)x(n-i) + \sum_{i=1}^{M-1} b_i(n)y(n-i) \quad (5.3)$$

Nesta, os $a_i(n)$ e $b_i(n)$ são os coeficientes do filtro no sentido direto e da retroalimentação, respectivamente. Todavia, as aplicações de filtros do tipo IIR são particularmente limitadas, devido às muitas dificuldades que envolvem a sua adaptação e a sua fragilidade quanto à estabilidade durante o processo de adaptação. A figura 5.6 mostra o diagrama da estrutura aplicada a filtros do tipo IIR.

Figura 5.6: Estrutura do filtro IIR.

Fonte: Farhang-Boroujeny (1999).

O processo de escolha do tipo de filtro a ser utilizado, seja FIR ou IIR e sua conseqüente estrutura, depende de considerações práticas e facilidades de implementação. Entretanto, a

aplicação de critérios estatísticos para a otimização e aperfeiçoamento do projeto do filtro podem ser influenciados pelo tratamento matemático, o que pode proporcionar sérias distorções no resultado desejado.

Outras características devem ser consideradas na seleção de um filtro, com destaque para a estabilidade frente às condições de adaptação. Um filtro FIR, por exemplo, é particularmente estável devido somente à existência de caminhos diretos na produção do resultado desejável, o que proporciona uma robustez frente a possíveis instabilidades na otimização dos coeficientes. Por outro lado, um filtro IIR possui caminhos diretos e retroalimentados que particionam a saída fornecida por ele, como apresentado na equação 5.3. Neste caso, outras variáveis internas podem ser alimentadas através da entrada. Tal perspectiva mostra que caso este não seja devidamente projetado, existe a possibilidade do filtro tornar-se instável e do resultado obtido ser oscilante, o que torna tal operação inaceitável. Embora o problema de estabilidade apresentado nos filtros do tipo IIR seja manejável, tanto em condições teóricas quanto práticas, este se agrava quando há a inclusão de adaptatividade, o que explica a utilização de filtros FIR na maioria das aplicações de filtros adaptativos (Haykin, 2001).

5.3 Teoria básica do filtro de *Wiener*

O conhecimento prévio do filtro de *Wiener* é importante para a compreensão do comportamento dos filtros digitais adaptativos, uma vez que a maioria dos algoritmos de ajustes adaptativos podem ser visualizados como aproximações do filtro discreto de *Wiener*, como ilustrado na figura 5.7. Neste caso, os dois sinais ($x(n)$ e $y(n)$) são aplicados simultaneamente ao filtro, onde geralmente $y(n)$ é uma componente correlatada de $x(n)$. Tal consideração é utilizada na produção da estimativa ótima de $y(n)$, onde, através da minimização do erro² ($e(n)$), tem-se a retirada do ruído do sinal de entrada e a obtenção do sinal desejado.

Considerando a estrutura transversal apresentada na figura 5.4, o erro ($e(n)$) é calculado através da equação 5.4, a seguir:

$$e(n) = y(n) - \hat{r}(n) = y(n) - \mathbf{W}(n)^T \mathbf{X}(n) = y(n) - \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i), \quad (5.4)$$

na qual, $\hat{r}(n)$ é o ruído estimado, N é o número de coeficientes, $\mathbf{W}(n)$ e $\mathbf{X}(n)$ representam os

²O erro representa a diferença entre o sinal estimado e o sinal desejado ($d(n)$)

Figura 5.7: Filtro básico de *Wiener*.

Fonte: Ifeachor e Jervis (1993).

vetores com os coeficientes dos filtros e o sinal de entrada, respectivamente. Esses vetores são dados por:

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-N+1) \end{bmatrix} \quad \mathbf{W}(n) = \begin{bmatrix} w_0(n) \\ w_1(n) \\ \vdots \\ w_{N-1}(n) \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

O cálculo dos coeficientes ótimos do filtro de *Wiener* obedece à seguinte seqüência. Inicialmente, deve ser calculado o quadrado do erro, determinado pela equação 5.6, a seguir:

$$\begin{aligned} e^2(n) &= [y(n) - \mathbf{W}^T(n)\mathbf{X}(n)]^2 \\ &= y^2(n) - 2y(n)\mathbf{X}^T(n)\mathbf{W}(n) + \mathbf{W}^T(n)\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^T(n)\mathbf{W}(n) \end{aligned} \quad (5.6)$$

O erro médio quadrático (J_{MSE}), é obtido pela tomada da esperança matemática³ em ambos os lados da equação 5.6, desde que o vetor de entrada ($\mathbf{X}(n)$) e o sinal $y(n)$ sejam assumidos estacionários um em relação ao outro. Ou seja, que ao longo do tempo os sinais permaneçam com o mesmo comportamento entre si. Desta forma, pode-se obter o erro médio quadrático pela equação 5.7.

³A esperança matemática, ou simplesmente esperança, é definida como a soma da função de uma variável aleatória ($g(X)$) por sua distribuição de probabilidade ($p_X(x)$) (Soong, 2004).

$$E[g(X)] = \sum_i g(x_i)p_X(x_i)$$

$$\begin{aligned}
J_{MSE} &= E[e^2(k)] = E[y^2(n)] - 2E[y(n)\mathbf{X}^T(n)\mathbf{W}(n)] + E[\mathbf{W}^T(n)\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^T(n)\mathbf{W}(n)] \\
&= E[y^2(n)] - 2E[y(n)\mathbf{X}(n)]^T \mathbf{W}(n) + \mathbf{W}^T(n)E[\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^T(n)]\mathbf{W}(n) \\
&= \sigma^2 + 2\mathbf{P}^T \mathbf{W}(n) + \mathbf{W}^T(n)\mathbf{R}\mathbf{W}(n)
\end{aligned} \tag{5.7}$$

Onde $E[\cdot]$ simboliza a esperança, σ^2 a variância de $y(n)$, $\mathbf{P}$ o vetor de correlação cruzada de tamanho N entre os vetores contendo o sinal de entrada e o desejado e $\mathbf{R}$ é a matriz de auto-correlação com dimensão $N \times N$ do vetor com o sinal de entrada.

A partir das equações anteriores é possível obter a superfície de erro (S_{MSE}) para o filtro de *Wiener*, ilustrada pela figura 5.8.

Figura 5.8: Superfície de desempenho do filtro *Wiener*.

Fonte: Ifeachor e Jervis (1993).

Nessa figura, os coeficientes do filtro de *Wiener* ($w_k(n)$) correspondem a pontos espalhados na superfície de desempenho. A otimização destes (coeficientes ótimos) será alcançada quando o gradiente da superfície for zero. A equação 5.8, também conhecida com solução de *Wiener-Hoft*, apresenta essa situação.

$$\begin{aligned}
\nabla S_{MSE} &= \frac{\partial J}{\partial \mathbf{W}(n)} = -2\mathbf{P} + 2\mathbf{R}\mathbf{W}(n) = 0 \\
\mathbf{W}_{ótimo}(n) &= \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}
\end{aligned} \tag{5.8}$$

Onde ∇S_{MSE} é o gradiente da superfície de desempenho.

A tarefa da filtragem adaptativa é ajustar todos os coeficientes do filtro digital, dados por $\mathbf{W}(n)$, conforme a equação 5.5, através de algoritmo capaz de buscar na superfície de desempenho

o ponto em que o erro seja minimizado.

Embora o filtro básico de *Wiener* apresente resultados satisfatórios, ele apresenta algumas limitações práticas, destacando-se:

- a necessidade da matriz de auto-correlação do sinal de entrada ($\mathbf{R}$) e o vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada e o desejado ($\mathbf{P}$), ambos desconhecidos *a priori*;
- caso os sinais não sejam estacionários (ou seja, os valores de $\mathbf{R}$ e $\mathbf{P}$ se alteram com o tempo) o valor $\mathbf{W}_{\text{ótimo}}(n)$ deve ser calculado repetidamente, o que aumenta consideravelmente o esforço computacional.

5.4 O algoritmo MMQ básico

O algoritmo MMQ é um dos métodos adaptativos de maiores sucessos no mundo desde seu desenvolvimento por *Windrow* e *Hoff* em 1960. A larga utilização do algoritmo MMQ nas mais variadas aplicações pode ser atribuída à simplicidade e à robustez na manipulação de sinais estatísticos. A importância do MMQ pode ser verificada pela quantidade de citações e trabalhos desenvolvidos por diversos centros de pesquisa espalhados pelo mundo e pelas inúmeras adaptações propostas.

Esse método, diferente do filtro de *Wiener* citado anteriormente, ajusta os coeficientes de amostra a amostra de modo que o erro médio quadrático seja minimizado. O MMQ convencional, também conhecido como MMQ básico, é baseado na implementação estocástica do algoritmo de *steepest descent*, no qual os coeficientes são atualizados conforme a equação 5.9 (Farhang-Boroujeny, 1999).

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu \nabla e^2(n) \quad (5.9)$$

Na equação, $\mathbf{W}(n)$ representa o vetor de coeficientes, μ o parâmetro de controle de estabilidade e razão de convergência, $e(n)$ o erro entre o sinal desejado ($d(n)$) e o sinal de saída do filtro ($y(n)$) e ∇ o gradiente em relação a cada coeficiente do filtro, sendo definido pela equação 5.10.

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial w_0(n)}, \frac{\partial}{\partial w_1(n)}, \dots, \frac{\partial}{\partial w_{N-1}(n)} \right]^T \quad (5.10)$$

Considerando o erro quadrático ($e^2(n)$) e aplicando-se o vetor gradiente amostra a amostra

sobre este erro, observa-se que o i -ésimo elemento de $\nabla e^2(n)$ é dado segundo a equação 5.11.

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i(n)} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i(n)} \quad (5.11)$$

Substituindo o erro ($e(n)$) da equação 5.11 por sua definição, sabendo que o $d(n)$ é independente de w_i e que $y(n)$ é dado pela equação 5.1, supondo a estrutura do filtro como transversal⁴, obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i(n)} &= -2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i(n)} \\ \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i(n)} &= -2e(n)x(n-i) \end{aligned} \quad (5.12)$$

Aplicando o gradiente na equação anterior e considerando o resultado na equação 5.9, encontra-se o algoritmo MMQ de *Widrow-Hopf* para atualização dos coeficientes do filtro adaptativo, conforme apresentado na equação 5.13.

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (5.13)$$

Onde $\mathbf{x}(n)$ é o vetor contendo as amostras do sinal de entrada, assim como mostrado na equação 5.5.

O algoritmo MMQ é um método prático para estimar os coeficientes do filtro ($\mathbf{W}(n)$) em tempo real, já que a obtenção destes a cada nova amostra de entrada resume-se a um procedimento recursivo, não havendo a necessidade da inversão de matrizes, do cálculo da auto-correlação e da correlação cruzada, como no filtro de *Wiener*. Desta forma, verifica-se que o algoritmo MMQ não precisa do prévio conhecimento estatístico dos sinais, embora utilize as estatísticas instantâneas (Ifeachor e Jervis, 1993). A figura 5.9 apresenta o esquema da implementação em *hardware* para a filtragem adaptativa em tempo real utilizando o MMQ.

Os coeficientes obtidos pelo o algoritmo MMQ são estimações que variam gradativamente no tempo de modo a aperfeiçoar os ajustes do filtro, permitindo abstrair as características inerentes dos sinais analisados. Entretanto, antes da aplicação direta desta técnica, considerações sobre as condições de convergência devem ser analisadas, de modo que os coeficientes resultantes rastreiem

⁴ A estrutura do filtro transversal é descrita por: $y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i)$, conforme anteriormente explanado.

Figura 5.9: Implementação em *hardware* para a filtragem adaptativa em tempo real.

Fonte: Ifeachor e Jervis (1993).

corretamente o comportamento do sinal de entrada e converjam para o valor correto. A condição de convergência em função da matriz covariância é fornecida pela inequação 5.14 (Farhang-Boroujeny, 1999).

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}} \quad (5.14)$$

Sendo λ_{max} o maior autovalor da matriz covariância dos dados de entrada. Na prática, $\mathbf{W}(n)$ nunca alcança os valores teóricos ótimos fornecidos pela solução de *Wiener*, mas resultados que flutuam em torno desta, como apresentada na figura 5.10.

Figura 5.10: Ilustração da variação dos coeficientes do filtro.

Fonte: Ifeachor e Jervis (1993).

Limitações práticas da utilização do algoritmo MMQ básico

A implementação prática do algoritmo básico do MMQ encontra algumas barreiras, principalmente em relação ao desempenho. Desta forma, alguns dos principais problemas serão apresentados a seguir (Ifeachor e Jervis, 1993):

a. Efeitos da não estacionaridade

Em um ambiente estacionário, a superfície de desempenho do erro apresentada pelo filtro possui forma e orientação constantes, e o filtro adaptativo simplesmente converge para o ponto ótimo de operação ou para próximo dele. Se o sinal estatístico se alterar após a convergência dos coeficientes, o filtro adaptativo responde à mudança e reajusta os valores dos coeficientes para os novos valores ótimos, desde que o sinal sofra a variação de forma lenta e o filtro possa encontrar o novo ponto de convergência.

Todavia, se o ambiente for não estacionário, o ponto inferior ou mínimo da superfície de desempenho move-se continuamente e altera tanto a orientação quanto a curvatura desta. Nessa situação, o algoritmo não tem apenas a tarefa de procurar o ponto mínimo da superfície, mas também rastreá-la, o que influencia diretamente no desempenho do processo. A figura 5.11, ilustra a mudança da superfície de erro no tempo para um sistema não estacionário.

Figura 5.11: Variação da superfície de erro no tempo.

Fonte: Ifeachor e Jervis (1993).

b. Requisitos do número de *bits*

Quando os filtros adaptativos são implementados em tempo real, isto é, em sistemas embarcados, existe a necessidade de representar os coeficientes e as variáveis de entrada por um número limitado de *bits*, assim como as operações matemáticas envolvidas no decorrer do processamento utilizam uma determinada precisão aritmética. Essas limitações de capa-

cidade, juntamente com a natureza recursiva do algoritmo MMQ, faz com que haja perda de alguns *bits*. Neste contexto, há uma limitação quanto à precisão durante o cálculo, o que pode trazer alterações significativas nos valores das variáveis envolvidas e conseqüentes erros são introduzidos no filtro adaptativo.

Os erros provenientes de limitações do processamento digital provocam efeitos na filtragem adaptativa, entre as quais destacam-se:

1. A possibilidade de não convergência para a solução ótima.
2. A saída do filtro pode conter ruído devido a flutuações aleatórias.
3. A terminação prematura do algoritmo pode ocorrer.

Apesar do erro introduzido pela limitação do número de *bits*, este pode ser minimizado a valores toleráveis. Por isso, a escolha correta do processador digital a ser aplicado na implementação em tempo real é muito importante. A literatura descreve que para manter o erro em níveis aceitáveis, os sinais de entrada e o desejado devem ser representados por números de ponto flutuante entre 8 e 16 *bits* e os coeficientes entre 16 e 26 *bits*.

c. Flutuação dos coeficientes

Os coeficientes do filtro adaptativo podem flutuar em torno dos valores ótimos com lentidão no progresso de convergência para alguns tipos de sinais de entrada, podendo exceder a precisão fornecida pelo número de *bits* disponíveis para esta variável. Esse problema é inerente ao algoritmo MMQ e importante na degradação do desempenho do mesmo, seja pelo erro obtido na saída, seja pela demora na convergência. Na prática, a flutuação dos coeficientes é cancelada pela utilização de um fator de ligação que limita a variação excessiva na atualização destes, conforme apresentada nas equações 5.15 e 5.16 anteriormente.

$$w_i(n+1) = \delta w_i(n) + 2\mu e(n)x(n-i) \quad (5.15)$$

$$w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu e(n)x(n-i) \pm \delta \quad (5.16)$$

Nestas equações, δ representa o valor de ligação e varia entre 0 e 1.

A utilidade do algoritmo MMQ básico tem sido estendida pelo aumento da sofisticação e alteração de algumas características por novos algoritmos baseados no MMQ clássico.

5.5 Outros filtros adaptativos

Com a possibilidade de aplicação nas diversas áreas do conhecimento, os filtros adaptativos sofrem uma evolução contínua nos seus algoritmos recursivos, de forma que a atualização das características destes filtros seja a mais favorável possível para a determinação do sinal desejado. Neste sentido, diversas técnicas foram apresentadas na literatura, não somente limitando-se ao algoritmo MMQ, o qual faz parte do corpo de estudo deste trabalho.

Algumas das principais técnicas de filtros adaptativos, sejam estas derivações do MMQ clássico ou métodos inovadores, são listadas abaixo:

- a. Algoritmo MMQ complexo;
- b. Algoritmos MMQ rápidos;
- c. Filtros adaptativos de implementação em bloco;
- d. Filtros adaptativos de sub-banda;
- e. Filtros de Lattice e
- f. Filtros IIR adaptativos.

5.6 Utilização dos filtros adaptativos

A contaminação de sinais por ruído é um assunto de interesse nas diversas áreas do conhecimento que utilizam o processamento de sinais, já que este é indesejável e atinge a maioria das aplicações. O ruído é um problema largamente estudado por diversos pesquisadores, pois podem ser gerados por diversas fontes, ocupar bandas de frequência destinadas ao sinal de informação e provocar, conseqüentemente, possíveis perdas de dados.

Quando o ruído e o sinal desejado ocupam raias fixamente separadas no espectro de frequência, pode-se utilizar filtros lineares convencionais com coeficientes fixos para extrair o sinal de informação do ruído e assim recuperar os dados desejados. No entanto, quando existe a necessidade de se alterar as características do filtro às variações dos sinais de entrada, ou quando há superposição espectral entre o sinal de informação e o ruído, os filtros lineares não apresentam uma adequada eficiência, tornando-se impróprios para essas aplicações. A figura 5.12 ilustra o efeito da sobreposição espectral entre o sinal e uma forte interferência.

Figura 5.12: Ilustração da sobreposição espectral entre o sinal e o ruído.

Fonte: Ifeachor e Jervis (1993).

Essas limitações de aplicação dos filtros de coeficientes fixos são superadas com a utilização dos filtros adaptativos, que através de suas características de auto-ajuste, possibilitam a sua utilização nas mais diversas situações onde a alteração do sinal de entrada é intrínseco ao processo. Neste sentido, destacam-se as seguintes aplicações: controle, comunicação, radar, processamento digital de sinais, cancelamento de interferência, engenharia biomédica e outros (Farhang-Boroujeny, 1999).

Capítulo 6

Algoritmo para a estimação da frequência utilizando MMQ

Os equipamentos microprocessados para a proteção digital de sistemas elétricos de potência utilizam métodos numéricos implementados em tempo real. Tais técnicas e suas aplicações dependem do tipo de função que a proteção adotada vai desempenhar frente às condições de operação da rede elétrica, isto é, o algoritmo presente nos dispositivos são específicos para cada finalidade a ser exercida pela filosofia de proteção adotada. Nesse sentido, há um aumento expressivo do interesse pelo uso dos sistemas digitais nos esquemas de proteção, desde a aquisição de dados até sua integração com sistemas supervisórios.

Com a evolução do relés, como explicitado em capítulos anteriores, diversos métodos numéricos foram propostos e desenvolvidos para a obtenção cada vez mais precisa da frequência do SEP. Isto decorre da observação de que, do comportamento dinâmico da frequência, diversas informações podem ser obtidas sobre o estado do sistema elétrico frente às diversas situações de operação, sendo estas normais ou sobre o efeito de algum distúrbio.

Diante deste contexto, uma das alternativas apresentadas pela literatura para a estimação da frequência é a utilização do algoritmo de filtragem adaptativa baseada no algoritmo MMQ (Pradhan *et al.*, 2005). Tal técnica apresenta uma precisão alta com um processamento rápido das informações de entrada, possibilitando sua aplicação em relés de proteção, além de fornecer a base do algoritmo de estimação da frequência que será apresentado neste capítulo.

O algoritmo proposto será apresentado e descrito desde a aquisição das tensões provenientes do sistema elétrico analisado até o valor estimado da frequência, evidenciando a estrutura e o

processamento iterativo inerente a esta técnica.

6.1 Algoritmo de estimação da frequência

Nesta seção, descreve-se o algoritmo de estimação da frequência baseado na filtragem digital pelo método dos mínimos quadrados, denominado Algoritmo de Estimação da Frequência pelo MMQ (AEFMMQ). Como foi descrito anteriormente, o método é iterativo e busca a melhor aproximação entre o sinal desejado e o sinal de entrada, de modo que os coeficientes do filtro adaptativo decorrentes do processo proporcionem uma otimização do erro, e, conseqüentemente, o resultado esperado.

A figura 6.1 exibe o fluxograma simplificado do algoritmo estimador da frequência, onde diferentes estágios de processamento estão envolvidos.

Figura 6.1: Fluxograma do algoritmo de estimação de frequência.

Como pode ser observado na figura 6.1, as etapas que compõem o algoritmo de estimação do valor da frequência são as seguintes: aquisição dos dados, normalização, filtro digital, transfor-

mação modal, filtro adaptativo - MMQ, gerador de coeficientes, tratamento do sinal de saída e cálculo da frequência das tensões trifásicas. Essas etapas serão descritas em detalhes a seguir:

6.1.1 Aquisição dos dados

Os sinais de tensão para a realização dos cálculos são obtidos via simulações com alta taxa de amostragem, de modo que os dados discretizados resultantes representam fielmente os sinais analógicos encontrados na rede elétrica. Neste sentido, admite-se estes sinais como sendo os valores de referência para a continuidade dos estudos. A figura 6.2 mostra o diagrama do fluxo da informação na etapa de aquisição de dados.

Figura 6.2: Diagrama da aquisição de dados.

Este estágio, na realidade, tem o objetivo de simular a entrada de dados de um relé comercial, no qual evidencia-se a utilização de filtros passa baixa (modelados segundo a aproximação de Butterworth), a amostragem simultânea das três tensões e o processo de digitalização através de um conversor analógico digital (CAD) de 16 bits. Uma característica importante a ser destacada é a incorporação do erro de quantização inerente ao processo de digitalização do sinal de entrada, que, agregado a outros ruídos, pode provocar erros consideráveis na estimação da frequência.

Em decorrência do processo de aquisição dos dados ilustrados na figura 6.2, assume-se que as tensões trifásicas da rede elétrica sejam representadas pela equação 6.1, a seguir.

$$\begin{aligned}
 V_a(n) &= A_{max} \cos(\omega n \Delta t + \phi) + \xi_{n_a} \\
 V_b(n) &= A_{max} \cos(\omega n \Delta t + \phi - \frac{2\pi}{3}) + \xi_{n_b} \\
 V_c(n) &= A_{max} \cos(\omega n \Delta t + \phi + \frac{2\pi}{3}) + \xi_{n_c}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

onde A_{max} é a amplitude de pico da onda, ω é a frequência angular do sinal¹, n é o número da amostra do sinal discretizado, Δt é o tempo entre duas amostras consecutivas, ϕ é fase do sinal e ξ_n é o erro associado a cada amostra do sinal.

A aquisição de dados é realizada de forma janelada com o tamanho de um ciclo de informação e com passo fixo de uma amostra, ou seja, todas as demais etapas a seguir são desenvolvidas para apenas uma janela de dados, sendo esta variada a cada nova amostra coletada do sistema. A figura 6.3 ilustra o passo da janela a cada amostra nova.

Figura 6.3: A aquisição de dados realizada de forma janelada.

6.1.2 Normalização

A normalização é o módulo do algoritmo que padroniza os dados obtidos do sistema elétrico monofasicamente, independentemente do nível de tensão analisado. Desta forma, caso ocorra um afundamento ou elevação em uma ou mais fases do SEP, o algoritmo manterá sua estimativa sem perda na precisão ou na velocidade. A figura 6.4 ilustra o procedimento de normalização dos dados coletados do SEP.

Figura 6.4: Fluxograma da normalização dos dados.

¹ $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência do sistema

Todavia, é importante salientar que a utilização desta etapa não descaracteriza a frequência dos dados coletados do SEP, uma vez que apenas a amplitude do sinal está sendo alterada.

6.1.3 Filtro digital

Após a digitalização dos sinais de entrada pelo CAD, os dados são filtrados digitalmente por um filtro de resposta finita ao impulso (FIR) passa baixa com a aproximação de *Butterworth* de segunda ordem com frequência de corte em $200Hz$. Essa nova filtragem proporciona uma redução do ruído introduzido pela conversão analógico-digital e uma conseqüente melhora nos resultados obtidos, sejam as entradas decorrentes de simulações via *software* ATP ou de dados reais obtidos pelos registradores em campo.

É importante salientar que a utilização de filtros digitais após a conversão analógico-digital é aplicada em alguns relés comerciais, além de ser utilizada para avaliar o comportamento e aplicabilidade destes em equipamentos comerciais (Schweitzer e Hou, 1993).

6.1.4 Transformação modal

A utilização da transformada modal tem o objetivo desacoplar as fases do sistema trifásico, de modo que a rede seja tratada como três circuitos monofásicos e independentes, ou seja, possibilita a eliminação e/ou a redução do efeito da indutância mútua observadas nos sistemas elétricos de potência.

Os modos, ou as fases desacopladas provenientes da transformação, são divididos em três partes: dois aéreos (α e β) e um terrestre. O último apresenta a influência do solo, na qual a impedância característica e a velocidade de propagação são distintas em relação aos modos aéreos. Evidencia-se, então, a importância de se efetuar tal procedimento para eliminar o efeito do solo frente aos demais modos, uma vez que nessa aplicação os sinais de interesse não englobam a terra.

Neste trabalho, a transformação modal constitui uma etapa importante do algoritmo proposto, pois além de separar os modos de sequência positiva, negativa e zero das tensões trifásicas a serem analisadas, possibilita a formulação complexa do problema no formato " $a + jb$ ". Pode-se verificar que a parte real seria a componente de sequência positiva e a parte imaginária, a sequência negativa, possibilitando uma redundância no processamento da informação.

Uma vez realizado o desacoplamento dos sinais de tensão, os modos aéreos α e β são usados

como entrada para a etapa de filtragem digital do algoritmo, onde estes irão compor o vetor complexo que será a base da estimativa da frequência, ou seja, representarão o sinal de onde será extraída a frequência desconhecida do sistema elétrico analisado.

Além do bloqueio do modo terrestre devido ao não interesse do efeito da terra, o modo zero não é utilizado pelo fato dos harmônicos serem formados principalmente por sequência zero, situação que possibilita a exclusão deste modo nas análises futuras tanto para eliminar ou diminuir o efeito dos componentes harmônicos, como os de terceira ordem, quanto para simplificar e maximizar a velocidade dos cálculos, possibilitando sua aplicação em sistemas de tempo real (Akke, 1997).

Neste trabalho foi utilizada a matriz base da transformação $\alpha\beta$, também conhecida como os modos aéreos das Componentes de *Clarke*, que é dada por (Akke, 1997):

$$M_T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Ao aplicar a transformada em questão nos sinais de tensão, obtêm-se os componentes modais aéreos que, como supracitado, serão utilizados para a estimação da frequência. Tal transformação é descrita conforme apresentado na equação 6.3, a seguir:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_\alpha(n) \\ \mathbf{V}_\beta(n) \end{bmatrix} = M_T \begin{bmatrix} \mathbf{V}_a(n) \\ \mathbf{V}_b(n) \\ \mathbf{V}_c(n) \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

na qual $\mathbf{V}_{\alpha,\beta}(n)$ são os vetores modais aéreos de tensão e $\mathbf{V}_{a,b,c}(n)$ são os vetores de fase da tensão, conforme apresentados na equação 6.1.

Após o processamento e o desacoplamento realizado pelo cálculo anterior, as componentes α e β das tensões são obtidas e definidas como o sinal complexo que será utilizado como referencial na computação da frequência do sistema. Esse vetor complexo é definido segundo a equação 6.4.

$$\mathbf{U}(n) = \mathbf{V}_\alpha(n) + j\mathbf{V}_\beta(n) \quad (6.4)$$

onde $\mathbf{U}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-N+1)]$ e N é o número de amostras de uma janela de dados.

6.1.5 Gerador de coeficientes

Esse módulo do algoritmo é responsável pela geração dos coeficientes da primeira iteração do filtro adaptativo. Este fornece os coeficientes de $\mathbf{W}(n)$ que iniciarão a estimação para uma determinada frequência de referência, que neste caso, é a frequência fundamental do sistema elétrico². Este procedimento tem o objetivo de aumentar a velocidade de inicialização do algoritmo proposto em redes elétricas operando em condições normais (Barbosa *et al.*, 2006).

Outra função exercida pelo Gerador de Coeficientes (GC) é o armazenamento dos coeficientes obtidos após a convergência do filtro para uma dada janela de dados, uma vez que estes serão utilizados na primeira iteração da próxima janela. Desta forma, evidencia-se uma relação entre o processamento da janela de dados atual e das posteriores, proporcionando uma redução significativa no esforço computacional, uma vez que o algoritmo apenas rastreará a defasagem entre amostras consecutivas. A figura 6.5 ilustra o funcionamento do GC, enfatizando a retroalimentação dos coeficientes para $t > 0s$ e a obtenção dos coeficientes da forma padrão ou do arquivo de dados em $t = 0s$.

Figura 6.5: Fluxograma do gerador de coeficientes.

6.1.6 Filtro adaptativo - MMQ

O filtro adaptativo corresponde à etapa principal da técnica em desenvolvimento, pois é nesta que o processamento efetivo do sinal será realizado, isto é, onde os coeficientes são atualizados recursivamente, proporcionando uma redução no erro quadrático e a convergência do mesmo. O algoritmo utilizado para rastrear o comportamento do sinal de entrada transformado, no

²No sistema elétrico brasileiro, a frequência nominal é de 60Hz

módulo anterior, é o MMQ complexo desenvolvido inicialmente por Widrow *et al.* (1975), e posteriormente aplicado por Pradhan *et al.* (2005).

O MMQ complexo, assim como o básico supracitado, busca a otimização dos coeficientes do filtro adaptativo de forma que este se ajuste às características do sinal de entrada. Deste modo, a diferença entre o valor desejado de saída e o estimado pelo filtro é minimizada, conduzindo o sinal de erro ($e(n)$) a limites aceitáveis. A equação 6.5 ilustra o cálculo do erro para um dado instante.

$$e(n) = u(n) - y(n) \quad (6.5)$$

nesta, $y(n)$ representa o valor estimado pela filtragem e o $u(n)$ é a amostra desejada proveniente da transformação $\alpha\beta$. A tensão complexa ($u(n)$), porém, pode ser descrita segundo a equação 6.6.

$$\begin{aligned} u(n) &= U_{max}e^{j(\omega n\Delta T + \phi)} + \xi(n) \\ &= y(n) + \xi(n) \end{aligned} \quad (6.6)$$

na qual U_{max} é a amplitude do sinal complexo, ξ é a componente de ruído e ω é a frequência angular do sinal analisado. A tensão complexa estimada $y(n)$, por sua vez, pode ser descrita pela equação 6.7, que junto com a equação 6.6 proporcionam a base do modelo a ser utilizado na estimação da frequência proposta.

$$y(n) = y(n-1)e^{j\omega\Delta T} \quad (6.7)$$

O diagrama com o esquema que descreve o procedimento de estimação é ilustrado na figura 6.6, onde evidencia-se o cálculo das variáveis supracitadas.

A saída estimada do filtro ($y(n)$), embora seja representada pelo modelo anterior, consiste de uma combinação linear entre o vetor de entrada defasado de uma amostra ($\mathbf{U}(n-1)$) e o vetor contendo os coeficientes do filtro ($\mathbf{W}(n)$), conforme a equação 6.8:

$$y(n) = \mathbf{W}^H(n)\mathbf{U}(n-1), \quad (6.8)$$

na qual H é a transposta conjugada do vetor³. O vetor $\mathbf{W}(n)$ denota a defasagem entre duas amostras consecutivas, isto é, a diferença de fase entre as amostras em análise, de tal forma que

³Também conhecida como transformada de *Hilbert*

Figura 6.6: Diagrama resumido do algoritmo proposto.

a sua modelagem possa ser efetuada segundo a equação 6.9.

$$\mathbf{W}(n) = e^{j\bar{\omega}(n-1)\Delta T} \quad (6.9)$$

Nesta última equação, $\bar{\omega}$ é a frequência angular estimada.

A figura 6.7 ilustra o comportamento dos coeficientes ($\mathbf{W}(n)$) de um filtro de oitava ordem em um dado instante. Observa-se que os coeficientes tendem a se estabilizar, de forma que a defasagem angular seja compensada.

(a) Parte real do vetor $\mathbf{W}(n)$.

(b) Parte imaginária do vetor $\mathbf{W}(n)$.

Figura 6.7: Parte real e imaginária dos coeficientes do filtro.

A figura 6.8, a seguir, ilustra a parte real e imaginária do vetor $\mathbf{U}(n)$ para uma dada janela de dados contendo um ciclo de informação. Nessa figura evidencia-se o vetor $\mathbf{U}(n-1)$, que está sendo processado, delimitado pelo retângulo, e a amostra que será estimada no processo.

Na busca pela minimização do erro e da otimização dos coeficientes para os valores ótimos fornecidos pelo filtro de *Wiener*, o algoritmo MMQ atualiza os coeficientes do filtro a cada

(a) Parte real do vetor $\mathbf{U}(\mathbf{n})$. (b) Parte imaginária do vetor $\mathbf{U}(\mathbf{n})$.

Figura 6.8: Parte real e imaginária do sinal de entrada complexo.

iteração através de uma relação entre o erro obtido e o sinal de entrada, de modo que o erro resultante do processo esteja dentro de limites esperados. A equação 6.10, a seguir, representa a atualização que deve ser aplicada aos coeficientes do filtro na estimação corrente.

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)e(n)^*\mathbf{U}(n-1), \quad (6.10)$$

na qual o símbolo $*$ representa o conjugado complexo e μ ilustra o fator de controle e da razão da convergência do algoritmo.

Para melhorar a velocidade de convergência, caracterizou-se o algoritmo *MMQ* com um tamanho de passo variável. Neste caso, a cada iteração, o parâmetro de convergência (μ) é modificado dentro de limites pré-estabelecidos, possibilitando uma melhora significativa no desempenho do filtro sem a perda de estabilidade do processo. A atualização do μ é fornecida segundo Aboulnasr e Mayyas (1997), conforme a equação 6.11:

$$\mu(n+1) = \lambda\mu(n) + \gamma p(n)p(n)^*, \quad (6.11)$$

na qual p retrata a autocorrelação dos erros conseguintes e λ e γ são constantes determinadas por estudos estatísticos para controle do tempo de convergência. Os valores de λ variam entre 0 e 1 e γ assume valores superiores a 0, conforme reportado pelos pesquisadores Kwong e Johnston (1992).

A autocorrelação dos erros considera a dependência entre dois erros consecutivos para que a correção dos coeficientes tenda a valores mais próximos do ótimo, de tal forma que o processo de convergência seja mais rápido. A equação 6.12 ilustra como essas considerações são ponderadas

e computadas.

$$p(n) = \rho p(n-1) + (1-\rho)e(n)e(n-1) \quad (6.12)$$

nesta, ρ é a constante que representa o carregamento exponencial e também controla o tempo de convergência do algoritmo. Este parâmetro assume valores entre 0 e 1 e, similarmente aos parâmetros de controle, são determinados por estudos estatísticos (Kwong e Johnston, 1992).

Estabilidade do MMQ

A estabilidade é um fator crítico na utilização do algoritmo MMQ, principalmente se o parâmetro de convergência (μ) sair do intervalo associado. Devido a estes problemas, um monitoramento contínuo das amostras presentes na janela de dados é executado, proporcionando um auto-ajuste do intervalo de convergência. A equação 6.13 governa o comportamento do μ e é ilustrada a seguir Wies *et al.* (2004).

$$0 < \mu < \frac{1}{\frac{N}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \mathbf{U}(n)\mathbf{U}(n)^*} \quad (6.13)$$

na qual, por esta equação, N e M representam o tamanho do filtro e da janela de dados, respectivamente.

6.1.7 Tratamento do sinal de saída

O sinal de saída do algoritmo AEFMMQ é composto pelas seguintes informações: o erro relativo, conforme apresentado na seção 6.1.9, o número de iterações utilizadas e a frequência estimada. Embora a estimação do AEFMMQ possua alta precisão e confiabilidade, esta possui uma característica oscilante proveniente da técnica utilizada e em função dos transitórios provocados por alterações buscas nas tensões de entrada, como na ocorrência de faltas, de rejeições de carga, etc.

Para solucionar este problema, utilizou-se um filtro digital passa baixa com a aproximação de *Butterworth* de quinta ordem com frequência de corte em $5Hz$ (Monaro *et al.*, 2007). É importante salientar que apesar do atraso inserido pelo filtro, este não compromete a velocidade de atuação do algoritmo, conforme pode ser observado nos resultados apresentados no capítulo 7.

6.1.8 Cálculo da frequência

A estimação da frequência das tensões obtidas do SEP é efetuada baseada na diferença de fase entre duas amostras consecutivas. Para caracterizar a diferença de fase, definiu-se a variável complexa Γ conforme a equação 6.14 abaixo.

$$\Gamma = y(n)y(n-1)^* \quad (6.14)$$

Expandindo esta equação 6.14, obtém-se a relação entre Γ e a frequência do sistema, sendo esta descrita pela equação 6.15:

$$\begin{aligned} \Gamma &= U_{max} \left[e^{j(\omega n \Delta T + \phi)} e^{-j(\omega(n-1)\Delta T + \phi)} \right] = U_{max} \left[e^{j[\omega n \Delta T + \phi - \omega n \Delta T + \omega \Delta T - \phi]} \right] \\ &= U_{max} e^{j2\pi f_{est} \Delta T} \end{aligned} \quad (6.15)$$

na qual f_{est} é a frequência estimada da rede elétrica e ΔT é o tempo de amostragem do sinal.

Manipulando a equação 6.15, a frequência desconhecida do sinal $\mathbf{U}(n)$ é fornecida pela equação 6.16:

$$f_{est} = \frac{f_s}{2\pi} \arctan \left(\frac{\Im(\Gamma)}{\Re(\Gamma)} \right), \quad (6.16)$$

na qual f_s é a frequência de amostragem e $\Re(\cdot)$ e $\Im(\cdot)$ são as partes reais e imaginárias do vetor, respectivamente.

Filtro por derivação da frequência no tempo (DFT)

Além da aplicação do filtro digital supracitado, foi utilizado um filtro que considera a variação da frequência no tempo $\left(\frac{df}{dt} \right)$. Tal filtro tem o objeto de minimizar o aparecimento de variações abruptas na frequência estimada, uma vez que o algoritmo MMQ apresenta uma oscilação quando a janela de dados analisada possui significativas distorções na forma de onda. O fluxograma de funcionamento desse filtro é apresentado na figura 6.9.

É importante salientar nesse tópico, que o limiar utilizado no filtro DFT foi obtido empiricamente através de observações das simulações realizadas neste trabalho.

Figura 6.9: Fluxograma do filtro DFT.

6.1.9 Critério de parada

Os critérios de parada são as condições que determinam o fim do processo iterativo, o que permite a limitação do tempo de processamento. Alguns critérios foram adotados para finalizar a computação da frequência, sendo estes listados abaixo:

- Número máximo de iterações: esta regra reflete sobre o tempo máximo que o algoritmo pode ficar continuamente processando a informação sem que as outras contingências sejam satisfeitas. Neste trabalho foi adotado 1000 iterações como o máximo admitido.
- Erro absoluto: é o critério referente ao erro satisfatório para a condição de convergência, isto é, uma diferença satisfatória entre o valor estimado e o valor desejado, sem que haja uma degradação significativa nos resultados encontrados. Nessa proposta, o erro é calculado pela equação 6.17 e deve ser inferior a 0,1%:

$$e_{perc} = abs\left(\frac{y(n) - u(n)}{u(n)}\right) 100\%, \quad (6.17)$$

na qual e_{perc} é o erro percentual, $abs(\cdot)$ o valor absoluto, $y(n)$ o valor estimado e $u(n)$ o valor desejado ou amostra de entrada.

Capítulo 7

Resultados Obtidos com o Método de Mínimos Quadrados para Estimação da Frequência

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos da aplicação do algoritmo MMQ proposto, sobre diversas condições de operação de específicos sistemas elétricos, a fim de observar e analisar o comportamento da técnica.

É importante evidenciar que as estimativas da frequência realizadas, assim como os respectivos erros, consideram os seguintes parâmetros de configuração do algoritmo: $p_{inicial} = 0$, $\lambda = 0,97$, $\gamma = 0,01$ e $\rho = 0,99$. Tal caracterização se fez necessário devido à grande influência dos parâmetros de ajuste perante aos resultados apresentados, sendo que suas quantificações foram seguidas conforme as apresentadas por Kwong e Johnston (1992).

Os resultados estão divididos em duas etapas principais de acordo com o método de geração dos sinais de entrada, sejam estes gerados por formulação matemática (Matlab) ou através de simulações com o *software* ATP. A primeira etapa corresponde aos testes realizados com tensões geradas através das equações matemáticas, conforme as apresentadas anteriormente na seção 4.1, onde nas quais são consideradas as componentes harmônicas e ruídos gaussianos. Na segunda e decisiva etapa, os sinais são gerados através de simulações do comportamento do SEP, incluindo as dinâmicas de equipamentos e linhas de transmissão, como supracitado na seção 4.2.

7.1 Resultados alcançados pelo algoritmo para sinais gerados pela formulação matemática

Antes da análise dos resultados obtidos nesta seção, algumas considerações quanto às simulações pela formulação matemática devem ser elucidadas, principalmente as referentes às características das formas de onda geradas e ao conteúdo harmônico considerado. Desta forma, os seguintes parâmetros da onda digitalizada devem ser considerados:

- a. Amplitude: as simulações consideram a amplitude normalizada, exceto em situações que o parâmetro sob análise é o comportamento do algoritmo perante sinais não normalizados.
- b. Frequência de amostragem de geração do sinal: todas as formas de ondas observadas foram geradas com a frequência de $1MHz$. Tal frequência foi adotada de modo a simular os erros decorrentes dos processos de amostragem e digitalização do sinal através do conversor analógico digital.
- c. Relação sinal-ruído (SNR): a relação sinal-ruído indica a quantidade de ruído branco gaussiano que foi adicionado ao sinal em análise. Esse parâmetro varia nas diversas situações analisadas e é apresentado explicitamente em cada caso apresentado.
- d. Frequência do sinal: a frequência dos sinais gerados corresponde à frequência do sistema elétrico brasileiro, ou seja, $60Hz$. Todavia, há situações em que a variação da frequência é realizada de modo a verificar a capacidade de estimação em uma larga faixa de frequência.
- e. Componentes harmônicas: as simulações que incorporam as componentes harmônicas consideram a distribuição percentual destas conforme ilustrado na tabela 7.1.

Tabela 7.1: Componentes harmônicas nas formas de onda geradas.

Ordem	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
%	2	3	1,5	3	0,5	1	0	3	0,7	1,5	0	1,5

Os valores apresentados pela tabela 7.1 foram estipulados com base na norma IEEE 519 (IEEE, 1992), embora estes não representem necessariamente os valores determinados por esta especificação.

Os resultados serão apresentados segundo os casos analisados aos quais o algoritmo foi submetido, incluindo a variação da frequência, o número máximo de iterações por janelamento, o ruído, a amplitude dos sinais e a resolução do conversor analógico digital.

Cabe adiantar que pelas simulações caracterizadas, pode-se observar o erro máximo percentual apresentado pelo algoritmo, frente à variação do parâmetro em análise. Desta forma, pode-se verificar o comportamento do algoritmo perante às diversas variáveis envolvidas. A figura 7.1 ilustra o fluxograma com a sequência de eventos utilizados para a geração destes resultados iniciais.

Figura 7.1: Fluxograma da geração de casos.

7.1.1 Variação do número de iterações

Para esta abordagem, considerou-se uma variação máxima do número de iterações para o processo, ou seja, um número máximo de vezes, por janela, que o algoritmo MMQ terá para rastrear a frequência desejada. Este parâmetro tem influência direta no desempenho e na precisão do algoritmo, sendo um fator decisivo para a implementação da técnica em tempo real. A figura 7.2 apresenta os erros obtidos para a estimação da frequência de um sistema operando em $60Hz$, incluindo as situações de harmônicos e ruído, conforme ilustrado na figura 7.2(b).

Ao comparar as figuras 7.2(a) e 7.2(b), observa-se um aumento significativo do erro percentual devido à presença de harmônicos e um considerável ruído no sinal. Entretanto, mesmo nesta situação o algoritmo apresentou um erro abaixo de 1%, o qual representa o limite de aceitabilidade da técnica. Verifica-se ainda que os erros permaneceram dentro de uma mesma faixa de apresentação, o que confirma a credibilidade do método para as variações no número de iterações. Deste modo, determinou-se 1000 iterações como referência (número máximo de vezes),

(a) Sinal puro.

(b) Sinal com harmônicos e SNR 50.

Figura 7.2: Estimação do AEFMMQ frente a variações do número de iterações.

pois além de proporcionar resultados satisfatórios, este valor não requer um excessivo esforço computacional.

7.1.2 Variação da amplitude

Tomou-se a variação de amplitude como base para a análise. Para esta situação, excursionou-se a amplitude dentro de uma faixa normalmente encontrada em secundários de transformadores de potencial (TPs), ou seja, entre $\frac{115}{\sqrt{3}}$ e 115 volts. Assim, verificou-se qual o erro máximo que o algoritmo apresenta para esta variação que é ilustrada pela figura 7.3.

Realizando uma análise dos gráficos 7.3(a) e 7.3(b) foi verificado que o algoritmo é imune a variações de amplitude, caso o sinal de entrada não esteja com altos níveis de poluição, tanto de harmônicos quanto de ruído. Apesar da não influência na precisão da técnica, cabe comentar que, mesmo quando a amplitude do sinal é aumentada, resultados satisfatórios continuam sendo reportados, não vindo a comprometer a operabilidade do relé associado.

(a) Sinal puro.

(b) Sinal com harmônicos e SNR 60.

Figura 7.3: Estimação do AEFMMQ frente a variações da amplitude do sinal.

O aumento direto do erro apresentado em relação ao acréscimo de amplitude pode ser observado como uma consequência da sobreposição da amplitude das componentes harmônicas e do ruído, já que ambos são proporcionais à amplitude do sinal. É válido lembrar que os resultados apresentam apenas o erro máximo obtido pelo algoritmo para um determinado conjunto de tensões provenientes das simulações.

7.1.3 Variação da fase

A figura 7.4 ilustra o comportamento do AEFMMQ frente à variação de fase do sinal analisado. A faixa analisada envolve todas as possibilidades de 0 a 360 graus com passo de 1 grau, o que totaliza 361 situações testadas para esse parâmetro em questão.

As figuras 7.4(a) e 7.4(b) ilustram a independência da precisão do algoritmo perante a variação de fase. Vale lembrar que a técnica não considera a fase do sinal analisado para a estimação

(a) Sinal puro.

(b) Sinal com harmônicos e SNR 40.

Figura 7.4: Estimação do AEFMMQ frente a variações da fase do sinal entre 0 e 360 graus.

da frequência, conforme supracitado na seção 6.1.8.

7.1.4 Variação do número de *bits* do CAD

No intuito de verificar a aplicabilidade do método em *hardware* para uma futura implementação em tempo real, fez-se uma análise da sensibilidade do algoritmo aos erros de quantização provenientes do conversor analógico digital (CAD). A figura 7.5 mostra os histogramas do erro para a variação do número de *bits* do conversor utilizado, tanto para sinais limpos, ou seja, sem ruído e harmônicos, quanto para um sinal com uma considerável distorção na forma de onda.

Os gráficos 7.5(a) e 7.5(b) trazem conclusões importantes quanto ao número de *bits* a serem utilizados, uma vez que para as duas situações extremas apresentadas, a precisão proporcionada pelo algoritmo tende a um determinado patamar. Ou seja, o erro intrínseco do algoritmo torna-se superior ao erro introduzido pelo CAD e a influência deste no resultado final pode ser

(a) Sinal puro.

(b) Sinal com harmônicos e SNR 40.

Figura 7.5: Estimação do AEFMMQ frente a variações do número de *bits* do CAD.

desconsiderada a partir de um determinado número de *bits*.

7.1.5 Variação da frequência

A análise do comportamento do AEFMMQ para a variação da frequência tem o objetivo de verificar qual a faixa de frequência e o erro associado a esta, aos quais o algoritmo tem a capacidade de fornecer resultados satisfatórios. Nesse contexto, variou-se a frequência entre 57 e 63Hz, conforme apresentado pela figura 7.6, a seguir.

Verifica-se através da figura 7.6, que o algoritmo não apresenta sensibilidade quanto à frequência do sinal estimado, ou seja, o erro médio na estimação permanece praticamente o mesmo, dentro da faixa estudada. Desta forma, observa-se a robustez da técnica proposta frente possíveis variações dinâmicas da frequência do sistema elétrico a ser protegido.

Para complementar esta idéia, temos que a inserção de um grande bloco de carga pode afetar

(a) Sinal puro.

(b) Sinal com harmônicos e SNR 35.

Figura 7.6: Estimação do AEFMMQ frente a variações da frequência.

a tensão do sinal do sistema, fazendo com que a frequência desta caia rapidamente em um curto espaço de tempo. Deste modo, é observado na figura 7.7 a resposta do algoritmo para um degrau de tensão, caracterizando em consequência, uma variação abrupta da frequência de $60Hz$ para $59Hz$.

Diante desta situação, é verificado na figura 7.7 um atraso de uma janela na estimação da frequência, sendo esta caracterizada pelo tempo necessário para a inicialização do algoritmo. Ao efetuar a variação abrupta da frequência, o algoritmo necessita também de uma janela para rastrear corretamente a frequência, uma vez que nas janelas de transição o sinal analisado não possui uma frequência característica.

Figura 7.7: Resposta do AEFMMQ para uma súbita alteração da frequência.

7.2 Resultados obtidos para sinais gerados através de simulações com o *software* ATP

O algoritmo de estimação da frequência (AEFMMQ) completo e utilizado na geração dos resultados desta seção foi implementado em linguagem de programação C e testado utilizando dados provenientes de simulações via *software* ATP. Para uma ampla compreensão dos testes e validação quanto à confiabilidade dos resultados, estes serão apresentados juntamente com as oscilografias obtidas de um relé comercial com monitoramento da frequência (81), proporcionando conclusões incisivas e sólidas.

Para a realização dos testes e conclusões apresentadas nesta seção, além dos parâmetros de configuração supracitados, foram considerados os seguintes critérios: frequência de amostragem de 1200Hz , filtro adaptativo com 32 coeficientes e limiar do filtro DFT igual a 1,5. É factível observar que todos os resultados obtidos do relé comercial seguiram a metodologia apresentada por Bernardes *et al.* (2006), que, de forma resumida, pode ser representada pela figura 7.8.

Figura 7.8: Ensaio laboratorial para obtenção dos resultados do relé comercial.

Ainda com relação ao relé comercial, é importante verificar que o aspecto serrilhado das respostas obtidas foi provocado pela baixa resolução das oscilografias, uma vez que a utilização de uma maior taxa de amostragem implicaria diretamente no consumo de memória, conseqüentemente no tempo total de registro. Outro fator relevante é a sincronização dos resultados baseada nas medições das tensões, o que garante a mesma estampa de tempo em todas as comparações realizadas.

Antes da apresentação dos resultados, faz-se necessário ilustrar o sistema em regime permanente para referenciar as futuras análises e observações a serem apresentadas. Na figura 7.9 é mostrado a estimação da frequência para o sistema em regime permanente. É válido ressaltar que mesmo para essa situação, existe uma pequena oscilação na frequência do sistema, a qual pode ser atribuída ao controle de velocidade do gerador síncrono, uma vez que a função de transferência do regulador de velocidade é de segunda ordem.

A figura 7.9 ilustra a estimação da frequência do AEFMMQ com e sem o filtro DFT, a referência do ATP calculada a partir da velocidade do gerador síncrono e a oscilografia de frequência exibida por um relé comercial com a função 81 incorporada.

Figura 7.9: Frequência para o sistema em regime permanente.

É importante enfatizar que em todos os testes, as tensões foram medidas no barramento do gerador síncrono (BGER), uma vez que o interesse dessa investigação é verificar a viabilidade da utilização do algoritmo proposto em sistemas de rejeição de cargas e proteção de geradores, sendo último o foco dos resultados a seguir.

7.2.1 Entrada e saída súbita de um bloco de cargas

A figura 7.10 ilustra a estimação da frequência do gerador síncrono para a entrada súbita (no instante de tempo de 2 segundos) de 25 MVA de carga no barramento BGCH3 e a sua respectiva saída no instante de tempo de 6 segundos. É importante observar que o comportamento da frequência do gerador, como encontrado na literatura, varia conforme a entrada ou saída de carga, validando a simulação do SEP.

Figura 7.10: Entrada e saída súbita do bloco de cargas 3.

Considerando a frequência fornecida pelo ATP como referência, verifica-se que o relé 81 e o AEFMMQ apresentaram bons resultados quanto à estimação, embora o relé 81 apresente um pequeno atraso na mesma. É possível observar que o algoritmo proposto acompanha fielmente o comportamento do sistema nas duas situações de manobra sem que este apresente nenhum atraso na estimação.

Ainda na figura 7.10 é possível observar ainda o detalhe com o atraso proporcionado pelo relé comercial e pelo algoritmo proposto em comparação ao calculado pelo ATP que é a referência.

7.2.2 Falta a 50% da linha de transmissão LT1

Para esta abordagem, considerou-se uma falta trifásica a 50% da linha de transmissão LT1, com o seu posterior desligamento após 80ms. Desta maneira, foi simulado a perda de uma das linhas que alimentam o barramento de carga BGCH1. A validação para esta condição é essencial para observar a robustez da técnica frente a situações extremas de operação. A figura 7.11 apresenta a estimação da frequência para esta situação.

Figura 7.11: Falta 3ϕ a 50% da LT1 com o seu posterior desligamento.

Ao comparar a estimação do algoritmo AEFMMQ e a do relé 81, observa-se uma considerável oscilação na estimação da técnica proposta no momento de ocorrência da falta, a qual se deve pela resposta do algoritmo à distorção das tensões no momento da manobra, o que não ocorre com o relé 81. Todavia, é importante verificar que apesar do transiente apresentado, o resultado do algoritmo acompanha aproximadamente o comportamento do SEP analisado, enquanto que o relé 81 apresenta um atraso considerável no início da estimação, o que valida o método proposto como uma alternativa às técnicas atualmente aplicadas em equipamentos comerciais.

7.2.3 Falta AT no barramento BLT2

A figura 7.12 ilustra o comportamento do AEFMMQ para uma situação de falta envolvendo a fase "A" com conexão a terra (AT) no barramento BLT2 e com a abertura dos disjuntores associados após 100ms. É importante salientar que o SEP adotado apresentou a tendência de recuperação do sincronismo do gerador, porém a frequência extrapolou os limites de operação de $60 \pm 0,5Hz$ definidos pela ONS (ONS, 2001).

Nesta condição de operação, observa-se que mesmo com a atuação da proteção de barramento (simulado pela abertura dos disjuntores em 100ms) o sistema não conseguiu recuperar a frequência em tempo hábil, ou seja, antes que este perdesse a estabilidade. Desta forma, verifica-se a importância de uma boa estimação da frequência, sendo esta, por esta proposição, realizada através do AEFMMQ.

É importante verificar a fidelidade da estimação apresentado pelo algoritmo, que mesmo em

Figura 7.12: Estimação de frequência para uma falta AT em BLT2.

Figura 7.13: Energização do transformador TR3A sob condição de falta externa.

situações com uma considerável variação da frequência consegue proporcionar uma boa estimativa.

7.2.4 Energização do transformador TR3A sob condição de falta externa

A figura 7.13 mostra o comportamento da frequência do sistema elétrico frente à condição de energização do transformador TR3A sob falta externa próxima ao transformador de corrente do secundário. Verifica-se que a velocidade da máquina dispara, fazendo com que haja um acréscimo significativo na frequência.

Observa-se ainda na figura 7.13 que as estimativas da frequência pelo AEFMMQ e pelo relé

81 seguem a tendência, porém, mesmo com o comportamento praticamente constante de subida, o relé comercial insere um atraso na medição.

7.2.5 Falta ABCT no barramento BLT3O

A figura 7.14 ilustra o comportamento do AEFMMQ para uma situação de falta ABCT no barramento BLT3O e com a abertura dos disjuntores associados após 100ms. Nessa condição observa-se uma grande oscilação no sistema e que o algoritmo proposto e o resultado do relé comercial são próximos.

Figura 7.14: Estimação de frequência para falta ABCT em BLT3O.

É factível observar que o resultado do AEFMMQ-DFT não apresentou as mesmas oscilações do AEFMMQ, justificando a sua implementação e inclusão no algoritmo como um estabilizador, evitando que o sistema de proteção atue indevidamente.

Capítulo 8

Conclusões

Este trabalho apresentou uma técnica de estimação da frequência a partir das tensões trifásicas do sistema elétrico de potência. O algoritmo proposto é fundamentado na teoria de filtros adaptativos, o que permite uma melhor adaptação das variações dinâmicas e proporciona um processamento rápido e preciso, tornando-o altamente adequado para a aplicação em sistemas de proteção.

Para a realização deste trabalho foram utilizadas formas de ondas arbitrárias trifásicas geradas através do *software* Matlab e de simulações computacionais realizadas através do *software* ATP, nos quais foram considerados diversos equipamentos que compõem um SEP. Após a aquisição dos dados, ou seja, das tensões trifásicas, estas foram submetidas ao algoritmo desenvolvido (AEFMMQ) a fim de verificar sua aplicabilidade, assim como a precisão e confiabilidade dos resultados apresentados.

8.1 Considerações sobre o algoritmo proposto

O algoritmo proposto neste trabalho é formado por um conjunto de seis blocos distintos que através de funções específicas proporcionam o bom desempenho nas mais severas condições, conforme pôde ser observado no capítulo 7, no qual os resultados são apresentados e analisados.

É factível verificar que os resultados foram apresentados em dois grupos. O primeiro apresentou os erros obtidos de sinais com e sem ruídos provenientes de simulações oriundas do *software* Matlab, enquanto que o segundo grupo de resultados mostrou a estimação da frequência para sinais simulados através do ATP, nos quais a variação da frequência foi obtida através de manobras

operativas no sistema simulado.

Considerando os erros das estimações no primeiro grupo de resultados, observamos que estes são subdivididos em duas partes. Na primeira, consideram-se sinais puros, ou seja, sem que nenhum tipo de ruído fosse inserido às tensões de entrada, enquanto na segunda, inseriram-se sinais poluídos por harmônicos e ruídos na entrada do algoritmo. Tais ilustrações paralelas foram concebidas pela observação de que a presença de distorções na forma de onda das tensões trifásicas adicionam erros consideráveis na estimação da frequência realizada pelo algoritmo, quando comparado a sistemas elétricos sem deformações nas formas de onda. Todavia, mesmo com um aumento da incerteza do resultado, o algoritmo apresentou índices satisfatórios, o que encoraja a continuação da implementação do mesmo em estudos futuros.

As estimações da frequência provenientes do ATP ilustram a confiabilidade do algoritmo quando comparado ao relé comercial aplicado, visto que a frequência de referência apresentada pelo ATP, é calculada a partir da velocidade síncrona da máquina. É importante observar a existência de uma perda de informação durante certas situações de manobra. Tal situação é proveniente da interação entre as amostras com diferentes frequências, o que provoca uma oscilação no valor da frequência estimada. Todavia, apesar das incertezas geradas, seja pelo ruído ou pelas manobras, o algoritmo apresentou índices satisfatórios, possibilitando a sua aplicação prática no futuro.

Entretanto, algumas observações relativas ao controle do algoritmo devem ser salientadas, uma vez que estas representam uma grande influência sobre os resultados e sobre a convergência, visto que pequenas variações podem vir a causar uma instabilidade na filtragem e uma conseqüente divergência. Embora a complexidade da busca por parâmetros otimizados exista, podemos nos referenciar aos autores Kwong e Johnston (1992) que apontam quais os valores a serem adotados de modo a garantir a estabilidade e a velocidade de convergência requerida em aplicações voltadas à proteção em SEP.

Outro aspecto de grande importância observado na utilização da filtragem digital é a relação entre o tamanho da janela e o tamanho do filtro, pois os testes mostraram que a eficiência computacional do método, assim como a capacidade de rastreamento sofrem influências. Contudo, não foram realizados testes para determinar qual a interdependência efetiva entre os parâmetros supracitados, sendo somente considerados os estudos anteriores apresentados na literatura correlata.

8.2 Sugestões para a continuidade da pesquisa

De posse dos resultados já obtidos, tem-se a motivação para a continuação da pesquisa em função de uma possível aplicabilidade do método em sistemas *on-line*, além das possibilidades de melhorar alguns aspectos do trabalho:

- a. Ampliação da simulação do sistema elétrico adotado via *software* ATP, acrescentando características de controle de tensão.
- b. Realização de um estudo comparativo entre os filtros digitais para verificar qual a melhor aproximação a ser adotada para a saída do algoritmo.
- c. Desenvolvimento de um estudo comparativo entre as diversas técnicas de estimação da frequência existentes, incluindo técnicas inteligentes, como, por exemplo, os algoritmos genéticos.

Referências Bibliográficas

- Aboulnasr, T. e K. Mayyas (1997). A robust variable step-size LMS-type algorithm: analysis and simulations. *IEEE Transactions on Signal Processing* 45(3), 631–639.
- Akke, M. (1997). Frequency estimation by demodulation of two complex signals. *IEEE Transactions on Power Delivery* 12(1), 157–163.
- Almeida, P. C. (2002). Esquemas de proteção de sistemas de energia elétrica. Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro.
- Barbosa, D., R. M. Monaro, D. V. Coury, e M. Oleskovicz (2006). Filtro adaptativo baseado em mínimos quadrados para estimação da frequência em sistemas elétricos. In *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, Campina Grande.
- Begovic, M. M., P. M. Djuric, S. Dunlap, e A. G. Phadke (1993). Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics. *IEEE Transactions on Power Delivery* 8(2), 480–486.
- Bernardes, A. P. (2006). Esquema completo de proteção diferencial de transformadores para testes em um relé digital. Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos – Universidade de São Paulo.
- Bernardes, A. P., M. da Silva, D. Barbosa, M. Oleskovicz, D. V. Coury, e R. Abboud (2006). Prática laboratorial para a avaliação da proteção diferencial de transformadores de potência considerando um relé digital. In *Seminário Brasileiro de Sistemas Elétricos*, Campina Grande.
- Blackburn, J. L. (1987). *Protective Relaying: Principles and Applications*. New York: Marcel Dekker, Inc.
- BRASIL (1957). Decreto no. 41.019, de 26 de fevereiro de 1957 – regulamenta os serviços de energia elétrica. *Presidência da República – Casa Civil – Subchefia para Assuntos Jurídicos*.

- BRASIL (1973). Decreto no. 73.080, de 5 de novembro de 1973 – altera o artigo 47, do decreto número 41.019, de 26 de fevereiro de 1957, que regulamenta os serviços de energia elétrica. *Presidência da República – Casa Civil – Subchefia para Assuntos Jurídicos*.
- Caminha, A. C. (1977). *Introdução à proteção dos sistemas elétricos*. São Paulo: Editora Edgard Blücher Ltda.
- Concordia, C., L. H. Fink, e G. Poullikkas (1995). Load shedding on an isolated system. *IEEE Transactions on Power Systems* 10(3), 1467–1472.
- Costa, A. S. (2002). Ajuste de parâmetros de reguladores de velocidade de turbinas hidráulicas. Apostila disponível em: <http://www.labspot.ufsc.br/simoes/dincont/rv-hidr.pdf>.
- Coury, D. V., M. Oleskovicz, e R. Giovanini (2007). *Proteção Digital de Sistemas Elétricos de Potência: dos Relés Eletromecânicos aos Microprocessados Inteligentes*. São Carlos: Universidade de São Paulo. ISBN: 978-85-85205-78-2.
- Dash, P. K., A. K. Padhan, e G. Panda (1999). Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex kalman filter. *IEEE Transactions on Power Delivery* 14(3), 761–766.
- Dash, P. K., D. P. Swain, A. Routray, e A. C. Liew (1997). An adaptive neural network approach for the estimation of power system frequency. *Electric Power Systems Research* 41, 203–210.
- Djuric, M. B. e V. V. Terzija (1994). An algorithm for frequency relaying based on the newton-raphson method. *Electric Power Systems Research* 31, 119–124.
- Dugan, R. C., M. F. McGranaghan, H. W. Beaty, e S. Santoso (2002). *Electrical power systems quality* (2 ed.). New York: McGraw-Hill Professional.
- EEUG (1987). *Alternative Transients Program Rule Book*. LEC.
- El-Naggar, K. M. e H. K. M. Youssef (2000). A genetic based algorithm for frequency-relaying applications. *Electric Power Systems Research* 55, 173–178.
- Elmore, W. A. (Ed.) (1994). *Protective relaying theory and applications* (1 ed.). New York: ABB Power T&D Company Inc.
- Farhang-Boroujeny, B. (1999). *Adaptive Filters: Theory and Applications*. Chichester: John Wiley & Sons, Inc.

-
- Fitzgerald, A. E., C. kingsley Jr., e A. Kusko (1975). *Máquinas Elétricas*. São Paulo: Editora McGraw-Hill do Brasil, ltda.
- Fuchs, R. D. (1977). *Transmissão de Energia Elétrica*, Volume 2. Rio de Janeiro: LTC / EFEL.
- Ganesan, R. e S. K. Das (2003). Power line transient interference and mitigation techniques. In *International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility*, pp. 147–154.
- GE (2003). *Digital Frequency Relay DFF series 1000: Instructions GEK 106166A*. General Electric Co.
- Giray, M. M. e M. S. Sachdev (1989). Off-nominal frequency measurements in eletric power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery* 4(3), 1573–1578.
- Girgis, A. A. e F. M. Ham (1982). A new fft-based digital frequency relay for load shedding. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-101*(2), 433–439.
- Haykin, S. (2001). *Adaptive Filter Theory* (4 ed.). New Jersey: Prentice Hall.
- Horowitz, S. H. e A. G. Phadke (1996). *Power System Relaying* (2 ed.). Research Studies Press Ltd.
- IEEE (1992). IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. *IEEE Industry Applications Society / Power Engineering Society*.
- Ifeachor, E. C. e B. W. Jervis (1993). *Digital Signal Processing: a pratical approach*. London: Addison-Wesley Prublishers Ltd.
- Irwin, J. D. (2000). *Análise de circuitos em engenharia* (4 ed.). São Paulo: Pearson Education do Brasil.
- Jonhs, A. T. e S. K. Salman (1995). *Digital Protection for Power Systems*, Volume 15 of *IEE Power Series*. Stevenage: Peter Peregrinus Ltd.
- Karimi-Ghartemani, M. e M. R. Iravani (2003). Wide-range, fast and robust estimation of power system frequency. *Electric Power Systems Research* 66, 109–117.
- Kwong, R. H. e E. W. Johnston (1992). A variable step size LMS algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing* 40, 1633–1642.
- Lin, T., M. Tsuji, e E. Yamada (2001). A wavelet approach to real time estimation of power system frequency. In *Proceedings of the 40th SICE Annual Conference*, pp. 58–65.

- Lobos, T. e J. Rezmer (1997). Real-time determination of power system frequency. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 46(4), 877–811.
- Mason, C. R. (1962). *The Art & Science of Protective Relaying*. General Electric. Acessado em: 07 de junho de 2006.
- MathWorks (2001). *Using MATLAB version 6*. The MathWorks, Inc.
- Milosevic, M. e G. Andersson (2005). Generation control in small isolated power systems. In *Proceedings of the 37th Annual North American Power Symposium*, pp. 524–529.
- Monaro, R. M., D. Barbosa, D. V. Coury, e M. Oleskovicz (2007). Estimação da frequência através de filtragem adaptativa para análise da qualidade de energia elétrica de um sistema elétrico de potência. In *VII Conferência Brasileira Sobre Qualidade da Energia Elétrica*, Santos.
- Moore, P. J., J. H. Allmeling, e A. T. Johns (1996). Frequency relaying based on instantaneous frequency measurement. *IEEE Transactions on Power Delivery* 11(4), 1737–1742.
- Mostafa, M. A., M. E. El-Hawary, M. M. Mansour, K. M. El-Naggar, e A. M. El-Arabaty (1995). Performance evaluation and real time implemetation of least square estimation technique for frequency relaying. In *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Volume 2, pp. 1083–1086.
- ONS (2001). *Submódulo 10.8 – Norma de Operação – Controle da Geração em Operação Normal* (2 ed.). Operador Nacional do Sistema.
- Parks, T. W. e C. S. Burrus (1987). *Digital Filter Design*. New York: John Wiley & Sons, Inc.
- Phadke, A. G. e J. S. Thorp (1994). *Computer Relaying for Power Sysems*. Somerset: Research Studies Press Ltd.
- Phadke, A. G., J. S. Thorp, e M. G. Adamiak (1983). A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-102*(5), 1025–1038.
- Pradhan, A. K., A. Routray, e A. Basak (2005). Power system frequency estimation using least mean square technique. *IEEE Transactions on Power Delivery* 20(3), 1812–1816.
- Sachdev, M. S. e M. M. Giray (1978). A digital frequency and rate of change of frequency relay. *Transactions of the Canadian Electrical Association* 17, 1–10.

-
- Sachdev, M. S. e M. M. Giray (1985). A least error squares technique for determining power system frequency. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-104* (2), 437–444.
- Sachdev, M. S. e M. Nagpal (1991). A recursive least error squares algorithm for power system relaying and measurement applications. *IEEE Transactions on Power Delivery* 6(3), 1008–1015.
- Salcic, Z. e R. Mikhael (2000). A new method for instantaneous power system frequency measurement using reference points detection. *Electric Power Systems Research* 55, 97–102.
- Schildt, H. (1996). *C Completo e Total* (3 ed.). São Paulo: Makron Books.
- Schweitzer, E. O. e D. Hou (1993). Filtering for protective relays. In *47th Annual Georgia Tech Protective Relaying Conference*, Atlanta.
- Sidhu, T. S. (1999). Accurate measurement of power system frequency using a digital signal processing technique. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 48(1), 75–81.
- Siemens (2001). *Siprotec 7RW600: Instruction Manual* (3 ed.). Siemens AG.
- Silva, M. (2003). Localização de faltas em linhas de transmissão utilizando a teoria de ondas viajantes e transformada wavelet. Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos – Universidade de São Paulo.
- Soliman, S. A., A. M. Al-Kandari, e M. E. El-Hawary (1996). Procedures for measuring the local frequency and voltage phasor magnitude of distorted voltages for power system relaying. *Electric Power Systems Research* 38, 145–151.
- Soliman, S. A., R. A. Alammari, e M. E. El-Hawary (2003). Frequency and harmonics evolution in power networks using fuzzy regression technique. *Electric Power Systems Research* 66, 171–177.
- Soliman, S. A., G. S. Christensen, D. H. Kelly, e N. Liu (1990). An algorithm for frequency relaying based on least absolute value approximations. *Electric Power Systems Research* 19, 73–84.
- Soong, T. T. (2004). *Fundamentals of probability and statistics for engineers*. Chichester: John Wiley & Sons Ltd.
- Stevenson, W. D. (1986). *Elementos de análise de sistemas de potência* (2 ed.). São Paulo: McGraw-Hill Ltda.

- Szafran, J. e W. Rebizant (1998). Power system frequency estimation. *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution* 145, 578–582.
- Vargas, E. T. (2005). Aplicação de algoritmos genéticos em relés de frequência. Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos – Universidade de São Paulo.
- Vieira Filho, X. (1984). *Operação de Sistemas de Potência com Controle Automático de Geração*. Rio de Janeiro: Editora Campus Ltda.
- Widrevitz, B. C. e R. E. Armington (1977). A digital rate-of-change underfrequency protective relay for power systems. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-96*(5), 1707–1714.
- Widrow, B., J. Mccool, e M. Ball (1975). The complex LMS algorithm. *Proceedings of the IEEE* 63, 719 – 720.
- Wies, R. W., J. W. Pierre, e D. J. Trudnowski (2004). Use of least mean squares (LMS) adaptive filtering technique for estimating low-frequency electromechanical modes in power systems. In *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Volume 2, pp. 1893–1870.

Apêndice A

Arquivo fonte da simulação no ATP

No que segue, apresenta-se a máscara (arquivo fonte) que serve como entrada para as situações geradas e simuladas dispondo do *software* ATP. Esta máscara ilustra a situação de regime permanente do sistema elétrico simulado, conforme o diagrama unifilar apresentado na figura 4.3.

```
$MONITOR
POWER FREQUENCY, 60
    1.0E-4      10
    999999      1      1      1      1      1
TACS HYBRID
90GERA
98FGER  50      +GERA      6.00E10.00E0
33FGER
92VELOC      -1.0000000
77VELOC  94.2477796
33VELOC
11FSOLL  6.000000E10.000000E00.000000E0      -1.0000000
33FSOLL
88FGERCC = ((4 * VELOC) / (2 * PI))
33FGERCC
88FDELTA = FSOLL - FGERCC
33FDELTA
0FGANH      +FDELTA      10.00
33FGANH
2CTRL      +FGANH      1.000
    3.398      4.056
    4.056      11.92      5.689
33CTRL
88STEMDE = CTRL + 1
33STEMDE
0CTRT      +STEMDE      1.00      0.50      1.20
```

33CTRT

77STEAM 1.00000

88STEAM =CTRT

33STEAM

BLANK CARD ENDING TACS DATA

-1LT11IALT11OA

2. 1.00

-2

16

8.3070582882402500000E+02

2.12599884479114700E+03 5.39838565159191400E+03 3.18560616599095600E+03

-2.02617503148984300E+03 1.66208711890397900E+03 6.52004683773527100E+03

4.08689240607709900E+04 1.06990698212195800E+05 2.41725028292920700E+05

1.21598466894138400E+05 1.14394838746427700E+05 1.03333009946743000E+06

4.20005338424749500E+06 1.23936631270069800E+07 3.73520348636297100E+07

7.56665549709946500E+07

6.95016656564441400E+00 1.32694753452363100E+01 9.05430505200374100E+00

1.38030690522760800E+01 2.32285530876081100E+01 6.94153811452719700E+01

3.94141072862581600E+02 9.61128979046698400E+02 1.51315088857241700E+03

2.33278302883066900E+03 4.09183824281674600E+03 3.10244975969482400E+04

1.28232166923512000E+05 3.93865998860514700E+05 1.22177825184846300E+06

2.68047183024319400E+06

16

3.8100930428576300000E-04

8.64735878078549400E-02 4.47448047028662400E-01 5.42615574514156200E-01

1.07507663770650700E+00 7.43526426605289000E+00 4.72098167859630400E+01

7.95886925147195000E+01 5.17615493458154000E+01 3.36565363602705000E+02

6.33016378431585900E+03 2.44277511158447700E+03 2.60620332335538800E+05

-1.12450929417450100E+04 1.25460255427489600E+10 -2.51818789544515800E+10

1.26355947388114500E+10

2.99695100928173800E+01 1.49291302912261600E+02 1.89795823972587000E+02

3.32455375560065800E+02 5.56566960876563100E+02 1.02816636839609000E+03

1.14547957640104200E+03 1.25931613420549100E+03 4.02834198110401100E+03

1.99330975033881800E+04 2.29177265663094600E+04 6.47593568280547000E+04

2.45933625719534400E+05 9.12147066957595800E+04 9.13059214024554200E+04

9.13972273238578200E+04

-2LT11IBLT11OB

2. 1.00

-2

17

3.9283488544044440000E+02

5.71008950457679400E+02 1.20983541088182800E+03 3.05319783644724300E+03

1.21954376032078400E+03 4.56331868294972400E+03 8.94325378423407900E+03

2.82419837410749800E+03 1.78605114687125800E+03 1.13901156991455700E+03

1.49136983799026900E+03 7.54119472907976300E+02 6.93494648143093200E+02

9.99244513484645300E+02 1.40234499299468900E+03 4.03945767511215500E+04

5.18186095776506000E+04 1.16079163748034900E+06

2.49583787030216300E+00 3.99542090957264900E+00 5.18389469398285000E+00

6.14119111138183500E+00 1.08270537064513000E+01 3.02315292155693500E+01

5.80959754325031100E+01 8.86280746465046700E+01 1.21007532326889200E+02

2.00567354202917800E+02 3.29180795196763900E+02 5.79527615377282800E+02

8.13843406399016200E+02 1.08606329237202000E+03 2.86475787517224800E+04

3.76844080072321400E+04 8.37946747117936400E+05

13

3.3628444788160640000E-04

6.44867940939869300 E-02	2.15330408708051800 E-01	5.37696007574245700 E-01
4.00245032186507400 E+01	4.58721624914386700 E+02	1.70599793442812800 E+03
2.82275483052681400 E+04	9.23157625524439200 E+04	9.58440492520249200 E+05
-1.23720570952813700 E+05	7.31791523776947100 E+11	-1.46394928048927200 E+12
7.32156799243553500 E+11		
1.13877782546348300 E+01	3.83089940915282900 E+01	9.67460549442546200 E+01
6.96171099664342900 E+03	1.93798638089925000 E+04	3.83382532058849900 E+04
2.31457946377422300 E+05	4.35967734544476800 E+05	1.29314201300133500 E+06
1.44295854721180900 E+07	3.58964445288838400 E+06	3.59323409734127500 E+06
3.59682733143861900 E+06		
-3LT11ICLT11OC	2. 1.00	-2
17 3.9283488544044440000 E+02		
5.71008950457679400 E+02	1.20983541088182800 E+03	3.05319783644724300 E+03
1.21954376032078400 E+03	4.56331868294972400 E+03	8.94325378423407900 E+03
2.82419837410749800 E+03	1.78605114687125800 E+03	1.13901156991455700 E+03
1.49136983799026900 E+03	7.54119472907976300 E+02	6.93494648143093200 E+02
9.99244513484645300 E+02	1.40234499299468900 E+03	4.03945767511215500 E+04
5.18186095776506000 E+04	1.16079163748034900 E+06	
2.49583787030216300 E+00	3.99542090957264900 E+00	5.18389469398285000 E+00
6.14119111138183500 E+00	1.08270537064513000 E+01	3.02315292155693500 E+01
5.80959754325031100 E+01	8.86280746465046700 E+01	1.21007532326889200 E+02
2.00567354202917800 E+02	3.29180795196763900 E+02	5.79527615377282800 E+02
8.13843406399016200 E+02	1.08606329237202000 E+03	2.86475787517224800 E+04
3.76844080072321400 E+04	8.37946747117936400 E+05	
13 3.3628444788160640000 E-04		
6.44867940939869300 E-02	2.15330408708051800 E-01	5.37696007574245700 E-01
4.00245032186507400 E+01	4.58721624914386700 E+02	1.70599793442812800 E+03
2.82275483052681400 E+04	9.23157625524439200 E+04	9.58440492520249200 E+05
-1.23720570952813700 E+05	7.31791523776947100 E+11	-1.46394928048927200 E+12
7.32156799243553500 E+11		
1.13877782546348300 E+01	3.83089940915282900 E+01	9.67460549442546200 E+01
6.96171099664342900 E+03	1.93798638089925000 E+04	3.83382532058849900 E+04
2.31457946377422300 E+05	4.35967734544476800 E+05	1.29314201300133500 E+06
1.44295854721180900 E+07	3.58964445288838400 E+06	3.59323409734127500 E+06
3.59682733143861900 E+06		
-4LT12IALT12OA	2. 1.00	-2
17 3.9283488544044440000 E+02		
5.71008950457679400 E+02	1.20983541088182800 E+03	3.05319783644724300 E+03
1.21954376032078400 E+03	4.56331868294972400 E+03	8.94325378423407900 E+03
2.82419837410749800 E+03	1.78605114687125800 E+03	1.13901156991455700 E+03
1.49136983799026900 E+03	7.54119472907976300 E+02	6.93494648143093200 E+02
9.99244513484645300 E+02	1.40234499299468900 E+03	4.03945767511215500 E+04
5.18186095776506000 E+04	1.16079163748034900 E+06	
2.49583787030216300 E+00	3.99542090957264900 E+00	5.18389469398285000 E+00
6.14119111138183500 E+00	1.08270537064513000 E+01	3.02315292155693500 E+01
5.80959754325031100 E+01	8.86280746465046700 E+01	1.21007532326889200 E+02
2.00567354202917800 E+02	3.29180795196763900 E+02	5.79527615377282800 E+02

8.13843406399016200E+02	1.08606329237202000E+03	2.86475787517224800E+04
3.76844080072321400E+04	8.37946747117936400E+05	
13	3.3628444788160640000E-04	
6.44867940939869300E-02	2.15330408708051800E-01	5.37696007574245700E-01
4.00245032186507400E+01	4.58721624914386700E+02	1.70599793442812800E+03
2.82275483052681400E+04	9.23157625524439200E+04	9.58440492520249200E+05
-1.23720570952813700E+05	7.31791523776947100E+11	-1.46394928048927200E+12
7.32156799243553500E+11		
1.13877782546348300E+01	3.83089940915282900E+01	9.67460549442546200E+01
6.96171099664342900E+03	1.93798638089925000E+04	3.83382532058849900E+04
2.31457946377422300E+05	4.35967734544476800E+05	1.29314201300133500E+06
1.44295854721180900E+07	3.58964445288838400E+06	3.59323409734127500E+06
3.59682733143861900E+06		
-5LT12IBLT12OB	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000E+02	
5.71008950457679400E+02	1.20983541088182800E+03	3.05319783644724300E+03
1.21954376032078400E+03	4.56331868294972400E+03	8.94325378423407900E+03
2.82419837410749800E+03	1.78605114687125800E+03	1.13901156991455700E+03
1.49136983799026900E+03	7.54119472907976300E+02	6.93494648143093200E+02
9.99244513484645300E+02	1.40234499299468900E+03	4.03945767511215500E+04
5.18186095776506000E+04	1.16079163748034900E+06	
2.49583787030216300E+00	3.99542090957264900E+00	5.18389469398285000E+00
6.14119111138183500E+00	1.08270537064513000E+01	3.02315292155693500E+01
5.80959754325031100E+01	8.86280746465046700E+01	1.21007532326889200E+02
2.00567354202917800E+02	3.29180795196763900E+02	5.79527615377282800E+02
8.13843406399016200E+02	1.08606329237202000E+03	2.86475787517224800E+04
3.76844080072321400E+04	8.37946747117936400E+05	
13	3.3628444788160640000E-04	
6.44867940939869300E-02	2.15330408708051800E-01	5.37696007574245700E-01
4.00245032186507400E+01	4.58721624914386700E+02	1.70599793442812800E+03
2.82275483052681400E+04	9.23157625524439200E+04	9.58440492520249200E+05
-1.23720570952813700E+05	7.31791523776947100E+11	-1.46394928048927200E+12
7.32156799243553500E+11		
1.13877782546348300E+01	3.83089940915282900E+01	9.67460549442546200E+01
6.96171099664342900E+03	1.93798638089925000E+04	3.83382532058849900E+04
2.31457946377422300E+05	4.35967734544476800E+05	1.29314201300133500E+06
1.44295854721180900E+07	3.58964445288838400E+06	3.59323409734127500E+06
3.59682733143861900E+06		
-6LT12ICLT12OC	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000E+02	
5.71008950457679400E+02	1.20983541088182800E+03	3.05319783644724300E+03
1.21954376032078400E+03	4.56331868294972400E+03	8.94325378423407900E+03
2.82419837410749800E+03	1.78605114687125800E+03	1.13901156991455700E+03
1.49136983799026900E+03	7.54119472907976300E+02	6.93494648143093200E+02
9.99244513484645300E+02	1.40234499299468900E+03	4.03945767511215500E+04
5.18186095776506000E+04	1.16079163748034900E+06	
2.49583787030216300E+00	3.99542090957264900E+00	5.18389469398285000E+00

6.14119111138183500 E+00	1.08270537064513000 E+01	3.02315292155693500 E+01
5.80959754325031100 E+01	8.86280746465046700 E+01	1.21007532326889200 E+02
2.00567354202917800 E+02	3.29180795196763900 E+02	5.79527615377282800 E+02
8.13843406399016200 E+02	1.08606329237202000 E+03	2.86475787517224800 E+04
3.76844080072321400 E+04	8.37946747117936400 E+05	
13	3.3628444788160640000 E-04	
6.44867940939869300 E-02	2.15330408708051800 E-01	5.37696007574245700 E-01
4.00245032186507400 E+01	4.58721624914386700 E+02	1.70599793442812800 E+03
2.82275483052681400 E+04	9.23157625524439200 E+04	9.58440492520249200 E+05
-1.23720570952813700 E+05	7.31791523776947100 E+11	-1.46394928048927200 E+12
7.32156799243553500 E+11		
1.13877782546348300 E+01	3.83089940915282900 E+01	9.67460549442546200 E+01
6.96171099664342900 E+03	1.93798638089925000 E+04	3.83382532058849900 E+04
2.31457946377422300 E+05	4.35967734544476800 E+05	1.29314201300133500 E+06
1.44295854721180900 E+07	3.58964445288838400 E+06	3.59323409734127500 E+06
3.59682733143861900 E+06		
-1LT21IALT21OA	2. 1.00	-2
16	8.3070582882402500000 E+02	
2.12599884479114700 E+03	5.39838565159191400 E+03	3.18560616599095600 E+03
-2.02617503148984300 E+03	1.66208711890397900 E+03	6.52004683773527100 E+03
4.08689240607709900 E+04	1.06990698212195800 E+05	2.41725028292920700 E+05
1.21598466894138400 E+05	1.14394838746427700 E+05	1.03333009946743000 E+06
4.20005338424749500 E+06	1.23936631270069800 E+07	3.73520348636297100 E+07
7.56665549709946500 E+07		
6.95016656564441400 E+00	1.32694753452363100 E+01	9.05430505200374100 E+00
1.38030690522760800 E+01	2.32285530876081100 E+01	6.94153811452719700 E+01
3.94141072862581600 E+02	9.61128979046698400 E+02	1.51315088857241700 E+03
2.33278302883066900 E+03	4.09183824281674600 E+03	3.10244975969482400 E+04
1.28232166923512000 E+05	3.93865998860514700 E+05	1.22177825184846300 E+06
2.68047183024319400 E+06		
13	3.0258305092629860000 E-04	
5.39957081656202000 E-01	2.47683970834155900 E+00	9.12912243036615800 E+00
2.76391784136214100 E+01	5.79741288871502900 E+01	1.38164792109529100 E+02
3.06056748166876700 E+03	9.59731654647511600 E+04	-2.98345291796535800 E+06
2.95630023237213300 E+06	2.12107897689543000 E+10	-4.24880103621306000 E+10
2.12771484762050100 E+10		
9.16999985048086000 E+01	3.92152579611620800 E+02	6.70233397969045700 E+02
1.27809896840915800 E+03	1.03767093594228600 E+03	1.79864688685272500 E+03
1.35191635758525100 E+04	5.60800792421760500 E+04	2.97266250888756300 E+05
2.97563517139644800 E+05	1.14513189103268300 E+05	1.14627702292371600 E+05
1.14742329994664000 E+05		
-2LT21IBLT21OB	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000 E+02	
5.71008950457679400 E+02	1.20983541088182800 E+03	3.05319783644724300 E+03
1.21954376032078400 E+03	4.56331868294972400 E+03	8.94325378423407900 E+03
2.82419837410749800 E+03	1.78605114687125800 E+03	1.13901156991455700 E+03
1.49136983799026900 E+03	7.54119472907976300 E+02	6.93494648143093200 E+02

9.99244513484645300E+02	1.40234499299468900E+03	4.03945767511215500E+04
5.18186095776506000E+04	1.16079163748034900E+06	
2.49583787030216300E+00	3.99542090957264900E+00	5.18389469398285000E+00
6.14119111138183500E+00	1.08270537064513000E+01	3.02315292155693500E+01
5.80959754325031100E+01	8.86280746465046700E+01	1.21007532326889200E+02
2.00567354202917800E+02	3.29180795196763900E+02	5.79527615377282800E+02
8.13843406399016200E+02	1.08606329237202000E+03	2.86475787517224800E+04
3.76844080072321400E+04	8.37946747117936400E+05	
12	2.6905624037656610000E-04	
5.16929628634775900E-02	1.72867164779212300E-01	4.32632098426654900E-01
2.95239790019941000E+01	4.08989018849989100E+02	1.28585916691625200E+03
2.01600739505592800E+04	7.57850984770440600E+04	8.03249485173645500E+05
1.26238481382881000E+06	1.84898341800693300E+09	-1.85114672250773600E+09
1.13942751460808200E+01	3.83308499241994200E+01	9.68012467931623100E+01
6.45104946289663000E+03	2.13800240705920400E+04	3.63591671129360600E+04
2.24785678700689900E+05	4.52599532955211500E+05	1.39368853381588500E+06
6.86723297890170800E+06	3.27433945313856800E+06	3.27761379259170200E+06
-3LT21CLT21OC	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000E+02	
5.71008950457679400E+02	1.20983541088182800E+03	3.05319783644724300E+03
1.21954376032078400E+03	4.56331868294972400E+03	8.94325378423407900E+03
2.82419837410749800E+03	1.78605114687125800E+03	1.13901156991455700E+03
1.49136983799026900E+03	7.54119472907976300E+02	6.93494648143093200E+02
9.99244513484645300E+02	1.40234499299468900E+03	4.03945767511215500E+04
5.18186095776506000E+04	1.16079163748034900E+06	
2.49583787030216300E+00	3.99542090957264900E+00	5.18389469398285000E+00
6.14119111138183500E+00	1.08270537064513000E+01	3.02315292155693500E+01
5.80959754325031100E+01	8.86280746465046700E+01	1.21007532326889200E+02
2.00567354202917800E+02	3.29180795196763900E+02	5.79527615377282800E+02
8.13843406399016200E+02	1.08606329237202000E+03	2.86475787517224800E+04
3.76844080072321400E+04	8.37946747117936400E+05	
12	2.6905624037656610000E-04	
5.16929628634775900E-02	1.72867164779212300E-01	4.32632098426654900E-01
2.95239790019941000E+01	4.08989018849989100E+02	1.28585916691625200E+03
2.01600739505592800E+04	7.57850984770440600E+04	8.03249485173645500E+05
1.26238481382881000E+06	1.84898341800693300E+09	-1.85114672250773600E+09
1.13942751460808200E+01	3.83308499241994200E+01	9.68012467931623100E+01
6.45104946289663000E+03	2.13800240705920400E+04	3.63591671129360600E+04
2.24785678700689900E+05	4.52599532955211500E+05	1.39368853381588500E+06
6.86723297890170800E+06	3.27433945313856800E+06	3.27761379259170200E+06
-4LT22IALT22OA	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000E+02	
5.71008950457679400E+02	1.20983541088182800E+03	3.05319783644724300E+03
1.21954376032078400E+03	4.56331868294972400E+03	8.94325378423407900E+03
2.82419837410749800E+03	1.78605114687125800E+03	1.13901156991455700E+03
1.49136983799026900E+03	7.54119472907976300E+02	6.93494648143093200E+02
9.99244513484645300E+02	1.40234499299468900E+03	4.03945767511215500E+04

5.18186095776506000 E+04	1.16079163748034900 E+06	
2.49583787030216300 E+00	3.99542090957264900 E+00	5.18389469398285000 E+00
6.14119111138183500 E+00	1.08270537064513000 E+01	3.02315292155693500 E+01
5.80959754325031100 E+01	8.86280746465046700 E+01	1.21007532326889200 E+02
2.00567354202917800 E+02	3.29180795196763900 E+02	5.79527615377282800 E+02
8.13843406399016200 E+02	1.08606329237202000 E+03	2.86475787517224800 E+04
3.76844080072321400 E+04	8.37946747117936400 E+05	
12	2.6905624037656610000 E-04	
5.16929628634775900 E-02	1.72867164779212300 E-01	4.32632098426654900 E-01
2.95239790019941000 E+01	4.08989018849989100 E+02	1.28585916691625200 E+03
2.01600739505592800 E+04	7.57850984770440600 E+04	8.03249485173645500 E+05
1.26238481382881000 E+06	1.84898341800693300 E+09	-1.85114672250773600 E+09
1.13942751460808200 E+01	3.83308499241994200 E+01	9.68012467931623100 E+01
6.45104946289663000 E+03	2.13800240705920400 E+04	3.63591671129360600 E+04
2.24785678700689900 E+05	4.52599532955211500 E+05	1.39368853381588500 E+06
6.86723297890170800 E+06	3.27433945313856800 E+06	3.27761379259170200 E+06
-5LT22IBLT22OB	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000 E+02	
5.71008950457679400 E+02	1.20983541088182800 E+03	3.05319783644724300 E+03
1.21954376032078400 E+03	4.56331868294972400 E+03	8.94325378423407900 E+03
2.82419837410749800 E+03	1.78605114687125800 E+03	1.13901156991455700 E+03
1.49136983799026900 E+03	7.54119472907976300 E+02	6.93494648143093200 E+02
9.99244513484645300 E+02	1.40234499299468900 E+03	4.03945767511215500 E+04
5.18186095776506000 E+04	1.16079163748034900 E+06	
2.49583787030216300 E+00	3.99542090957264900 E+00	5.18389469398285000 E+00
6.14119111138183500 E+00	1.08270537064513000 E+01	3.02315292155693500 E+01
5.80959754325031100 E+01	8.86280746465046700 E+01	1.21007532326889200 E+02
2.00567354202917800 E+02	3.29180795196763900 E+02	5.79527615377282800 E+02
8.13843406399016200 E+02	1.08606329237202000 E+03	2.86475787517224800 E+04
3.76844080072321400 E+04	8.37946747117936400 E+05	
12	2.6905624037656610000 E-04	
5.16929628634775900 E-02	1.72867164779212300 E-01	4.32632098426654900 E-01
2.95239790019941000 E+01	4.08989018849989100 E+02	1.28585916691625200 E+03
2.01600739505592800 E+04	7.57850984770440600 E+04	8.03249485173645500 E+05
1.26238481382881000 E+06	1.84898341800693300 E+09	-1.85114672250773600 E+09
1.13942751460808200 E+01	3.83308499241994200 E+01	9.68012467931623100 E+01
6.45104946289663000 E+03	2.13800240705920400 E+04	3.63591671129360600 E+04
2.24785678700689900 E+05	4.52599532955211500 E+05	1.39368853381588500 E+06
6.86723297890170800 E+06	3.27433945313856800 E+06	3.27761379259170200 E+06
-6LT22ICLT22OC	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000 E+02	
5.71008950457679400 E+02	1.20983541088182800 E+03	3.05319783644724300 E+03
1.21954376032078400 E+03	4.56331868294972400 E+03	8.94325378423407900 E+03
2.82419837410749800 E+03	1.78605114687125800 E+03	1.13901156991455700 E+03
1.49136983799026900 E+03	7.54119472907976300 E+02	6.93494648143093200 E+02
9.99244513484645300 E+02	1.40234499299468900 E+03	4.03945767511215500 E+04
5.18186095776506000 E+04	1.16079163748034900 E+06	

2.49583787030216300E+00	3.99542090957264900E+00	5.18389469398285000E+00
6.14119111138183500E+00	1.08270537064513000E+01	3.02315292155693500E+01
5.80959754325031100E+01	8.86280746465046700E+01	1.21007532326889200E+02
2.00567354202917800E+02	3.29180795196763900E+02	5.79527615377282800E+02
8.13843406399016200E+02	1.08606329237202000E+03	2.86475787517224800E+04
3.76844080072321400E+04	8.37946747117936400E+05	
12	2.6905624037656610000E-04	
5.16929628634775900E-02	1.72867164779212300E-01	4.32632098426654900E-01
2.95239790019941000E+01	4.08989018849989100E+02	1.28585916691625200E+03
2.01600739505592800E+04	7.57850984770440600E+04	8.03249485173645500E+05
1.26238481382881000E+06	1.84898341800693300E+09	-1.85114672250773600E+09
1.13942751460808200E+01	3.83308499241994200E+01	9.68012467931623100E+01
6.45104946289663000E+03	2.13800240705920400E+04	3.63591671129360600E+04
2.24785678700689900E+05	4.52599532955211500E+05	1.39368853381588500E+06
6.86723297890170800E+06	3.27433945313856800E+06	3.27761379259170200E+06
-1LT3IHALT3IOA	2. 1.00	-2
16	8.3070582882402500000E+02	
2.12599884479114700E+03	5.39838565159191400E+03	3.18560616599095600E+03
-2.02617503148984300E+03	1.66208711890397900E+03	6.52004683773527100E+03
4.08689240607709900E+04	1.06990698212195800E+05	2.41725028292920700E+05
1.21598466894138400E+05	1.14394838746427700E+05	1.03333009946743000E+06
4.20005338424749500E+06	1.23936631270069800E+07	3.73520348636297100E+07
7.56665549709946500E+07		
6.95016656564441400E+00	1.32694753452363100E+01	9.05430505200374100E+00
1.38030690522760800E+01	2.32285530876081100E+01	6.94153811452719700E+01
3.94141072862581600E+02	9.61128979046698400E+02	1.51315088857241700E+03
2.33278302883066900E+03	4.09183824281674600E+03	3.10244975969482400E+04
1.28232166923512000E+05	3.93865998860514700E+05	1.22177825184846300E+06
2.68047183024319400E+06		
16	5.8574616434513910000E-04	
4.20215218962737200E-02	2.67995430928722200E-01	3.47330959198590900E-01
6.83406838570840800E-01	5.02013607636731400E+00	1.87864784341043700E+01
-1.72869887902694800E+03	9.79614627225628300E+02	9.88241790020353600E+02
1.49325624912351700E+02	6.72451892310878400E+02	9.15729627754746000E+02
1.60099745135936600E+05	4.55869929204156300E+05	3.47466393996533700E+07
-3.53646108860458600E+07		
1.54768643134372500E+01	9.53408443818277500E+01	1.28722124111515000E+02
2.24860159153576500E+02	3.98660715674847700E+02	6.66690981723591900E+02
1.24087619979279900E+03	1.20810932161425400E+03	1.24903362070980700E+03
2.47279576769021500E+03	7.36771477403869200E+03	1.11422386853906300E+04
3.98685163899183500E+04	5.75255781088104000E+04	5.09018058160162900E+04
5.09527076218323500E+04		
-2LT3IIBLT3IOB	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000E+02	
5.71008950457679400E+02	1.20983541088182800E+03	3.05319783644724300E+03
1.21954376032078400E+03	4.56331868294972400E+03	8.94325378423407900E+03
2.82419837410749800E+03	1.78605114687125800E+03	1.13901156991455700E+03

1.49136983799026900 E+03	7.54119472907976300 E+02	6.93494648143093200 E+02
9.99244513484645300 E+02	1.40234499299468900 E+03	4.03945767511215500 E+04
5.18186095776506000 E+04	1.16079163748034900 E+06	
2.49583787030216300 E+00	3.99542090957264900 E+00	5.18389469398285000 E+00
6.14119111138183500 E+00	1.08270537064513000 E+01	3.02315292155693500 E+01
5.80959754325031100 E+01	8.86280746465046700 E+01	1.21007532326889200 E+02
2.00567354202917800 E+02	3.29180795196763900 E+02	5.79527615377282800 E+02
8.13843406399016200 E+02	1.08606329237202000 E+03	2.86475787517224800 E+04
3.76844080072321400 E+04	8.37946747117936400 E+05	
14	5.0430130722110450000 E-04	
4.63011831997050100 E-02	2.61588024133071800 E-01	1.50438741944419100 E-01
2.16501181412586800 E-01	2.22788347451318900 E+00	5.22928318951269300 E+01
1.04752380044600700 E+02	9.17061233144936100 E+02	8.87288663905900100 E+03
3.86651406839944100 E+04	7.07498636905428300 E+05	9.01135198599443100 E+09
5.07027738926724200 E+10	-5.97148819923399200 E+10	
8.45955747918118900 E+00	5.02450603615771900 E+01	2.73160731523339400 E+01
3.98935140011063000 E+01	4.23217968771139300 E+02	1.01163659013124100 E+04
8.90475044699609300 E+03	2.10666578566269500 E+04	9.06798508601624800 E+04
2.14007887201467800 E+05	8.71559243467520100 E+05	2.03946472441609500 E+06
2.02604797711878100 E+06	2.02807402509590100 E+06	
-3LT31ICLT31OC	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000 E+02	
5.71008950457679400 E+02	1.20983541088182800 E+03	3.05319783644724300 E+03
1.21954376032078400 E+03	4.56331868294972400 E+03	8.94325378423407900 E+03
2.82419837410749800 E+03	1.78605114687125800 E+03	1.13901156991455700 E+03
1.49136983799026900 E+03	7.54119472907976300 E+02	6.93494648143093200 E+02
9.99244513484645300 E+02	1.40234499299468900 E+03	4.03945767511215500 E+04
5.18186095776506000 E+04	1.16079163748034900 E+06	
2.49583787030216300 E+00	3.99542090957264900 E+00	5.18389469398285000 E+00
6.14119111138183500 E+00	1.08270537064513000 E+01	3.02315292155693500 E+01
5.80959754325031100 E+01	8.86280746465046700 E+01	1.21007532326889200 E+02
2.00567354202917800 E+02	3.29180795196763900 E+02	5.79527615377282800 E+02
8.13843406399016200 E+02	1.08606329237202000 E+03	2.86475787517224800 E+04
3.76844080072321400 E+04	8.37946747117936400 E+05	
14	5.0430130722110450000 E-04	
4.63011831997050100 E-02	2.61588024133071800 E-01	1.50438741944419100 E-01
2.16501181412586800 E-01	2.22788347451318900 E+00	5.22928318951269300 E+01
1.04752380044600700 E+02	9.17061233144936100 E+02	8.87288663905900100 E+03
3.86651406839944100 E+04	7.07498636905428300 E+05	9.01135198599443100 E+09
5.07027738926724200 E+10	-5.97148819923399200 E+10	
8.45955747918118900 E+00	5.02450603615771900 E+01	2.73160731523339400 E+01
3.98935140011063000 E+01	4.23217968771139300 E+02	1.01163659013124100 E+04
8.90475044699609300 E+03	2.10666578566269500 E+04	9.06798508601624800 E+04
2.14007887201467800 E+05	8.71559243467520100 E+05	2.03946472441609500 E+06
2.02604797711878100 E+06	2.02807402509590100 E+06	
-4LT32IALT32OA	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000 E+02	

5.71008950457679400E+02	1.20983541088182800E+03	3.05319783644724300E+03
1.21954376032078400E+03	4.56331868294972400E+03	8.94325378423407900E+03
2.82419837410749800E+03	1.78605114687125800E+03	1.13901156991455700E+03
1.49136983799026900E+03	7.54119472907976300E+02	6.93494648143093200E+02
9.99244513484645300E+02	1.40234499299468900E+03	4.03945767511215500E+04
5.18186095776506000E+04	1.16079163748034900E+06	
2.49583787030216300E+00	3.99542090957264900E+00	5.18389469398285000E+00
6.14119111138183500E+00	1.08270537064513000E+01	3.02315292155693500E+01
5.80959754325031100E+01	8.86280746465046700E+01	1.21007532326889200E+02
2.00567354202917800E+02	3.29180795196763900E+02	5.79527615377282800E+02
8.13843406399016200E+02	1.08606329237202000E+03	2.86475787517224800E+04
3.76844080072321400E+04	8.37946747117936400E+05	
14	5.0430130722110450000E-04	
4.63011831997050100E-02	2.61588024133071800E-01	1.50438741944419100E-01
2.16501181412586800E-01	2.22788347451318900E+00	5.22928318951269300E+01
1.04752380044600700E+02	9.17061233144936100E+02	8.87288663905900100E+03
3.86651406839944100E+04	7.07498636905428300E+05	9.01135198599443100E+09
5.07027738926724200E+10	-5.97148819923399200E+10	
8.45955747918118900E+00	5.02450603615771900E+01	2.73160731523339400E+01
3.98935140011063000E+01	4.23217968771139300E+02	1.01163659013124100E+04
8.90475044699609300E+03	2.10666578566269500E+04	9.06798508601624800E+04
2.14007887201467800E+05	8.71559243467520100E+05	2.03946472441609500E+06
2.02604797711878100E+06	2.02807402509590100E+06	
-5LT32IBLT32OB	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000E+02	
5.71008950457679400E+02	1.20983541088182800E+03	3.05319783644724300E+03
1.21954376032078400E+03	4.56331868294972400E+03	8.94325378423407900E+03
2.82419837410749800E+03	1.78605114687125800E+03	1.13901156991455700E+03
1.49136983799026900E+03	7.54119472907976300E+02	6.93494648143093200E+02
9.99244513484645300E+02	1.40234499299468900E+03	4.03945767511215500E+04
5.18186095776506000E+04	1.16079163748034900E+06	
2.49583787030216300E+00	3.99542090957264900E+00	5.18389469398285000E+00
6.14119111138183500E+00	1.08270537064513000E+01	3.02315292155693500E+01
5.80959754325031100E+01	8.86280746465046700E+01	1.21007532326889200E+02
2.00567354202917800E+02	3.29180795196763900E+02	5.79527615377282800E+02
8.13843406399016200E+02	1.08606329237202000E+03	2.86475787517224800E+04
3.76844080072321400E+04	8.37946747117936400E+05	
14	5.0430130722110450000E-04	
4.63011831997050100E-02	2.61588024133071800E-01	1.50438741944419100E-01
2.16501181412586800E-01	2.22788347451318900E+00	5.22928318951269300E+01
1.04752380044600700E+02	9.17061233144936100E+02	8.87288663905900100E+03
3.86651406839944100E+04	7.07498636905428300E+05	9.01135198599443100E+09
5.07027738926724200E+10	-5.97148819923399200E+10	
8.45955747918118900E+00	5.02450603615771900E+01	2.73160731523339400E+01
3.98935140011063000E+01	4.23217968771139300E+02	1.01163659013124100E+04
8.90475044699609300E+03	2.10666578566269500E+04	9.06798508601624800E+04
2.14007887201467800E+05	8.71559243467520100E+05	2.03946472441609500E+06

2.02604797711878100E+06	2.02807402509590100E+06	
-6LT32ICLT32OC	2. 1.00	-2
17	3.9283488544044440000E+02	
5.71008950457679400E+02	1.20983541088182800E+03	3.05319783644724300E+03
1.21954376032078400E+03	4.56331868294972400E+03	8.94325378423407900E+03
2.82419837410749800E+03	1.78605114687125800E+03	1.13901156991455700E+03
1.49136983799026900E+03	7.54119472907976300E+02	6.93494648143093200E+02
9.99244513484645300E+02	1.40234499299468900E+03	4.03945767511215500E+04
5.18186095776506000E+04	1.16079163748034900E+06	
2.49583787030216300E+00	3.99542090957264900E+00	5.18389469398285000E+00
6.14119111138183500E+00	1.08270537064513000E+01	3.02315292155693500E+01
5.80959754325031100E+01	8.86280746465046700E+01	1.21007532326889200E+02
2.00567354202917800E+02	3.29180795196763900E+02	5.79527615377282800E+02
8.13843406399016200E+02	1.08606329237202000E+03	2.86475787517224800E+04
3.76844080072321400E+04	8.37946747117936400E+05	
14	5.0430130722110450000E-04	
4.63011831997050100E-02	2.61588024133071800E-01	1.50438741944419100E-01
2.16501181412586800E-01	2.22788347451318900E+00	5.22928318951269300E+01
1.04752380044600700E+02	9.17061233144936100E+02	8.87288663905900100E+03
3.86651406839944100E+04	7.07498636905428300E+05	9.01135198599443100E+09
5.07027738926724200E+10	-5.97148819923399200E+10	
8.45955747918118900E+00	5.02450603615771900E+01	2.73160731523339400E+01
3.98935140011063000E+01	4.23217968771139300E+02	1.01163659013124100E+04
8.90475044699609300E+03	2.10666578566269500E+04	9.06798508601624800E+04
2.14007887201467800E+05	8.71559243467520100E+05	2.03946472441609500E+06
2.02604797711878100E+06	2.02807402509590100E+06	
\$VINTAGE, 1		
BGCH1A	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
BGCH1B	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
BGCH1C	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
BGCH2A	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
BGCH2B	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
BGCH2C	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
BGCH3A	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
BGCH3B	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
BGCH3C	7.008192E+00	7.919224E+00 0.000000000E+00 0
NEUT1 NN1	1.000000000E-03	0.000000000E+00 0.000000000E+00 0
NN1	1.	
NEUT2 NN2	1.000000000E-03	0.000000000E+00 0.000000000E+00 0
NN2	1.	
NEUT3 NN3	1.000000000E-03	0.000000000E+00 0.000000000E+00 0
NN3	1.	
NEUT4 NN4	1.000000000E-03	0.000000000E+00 0.000000000E+00 0
NN4	1.	
NEUT5 NN5	1.000000000E-03	0.000000000E+00 0.000000000E+00 0
NN5	1.	
NEUT6 NN6	1.000000000E-03	0.000000000E+00 0.000000000E+00 0

```

NN6                                1.
TRANSFORMER                        3.019326.899TE1A   63000.
1.06055811E+00  2.68995372E+01
3.28814356E+00  2.98883747E+01
2.08489263E+01  3.28772122E+01
1.29055289E+02  3.43716309E+01
3.80764491E+02  3.52682821E+01
9999
1TE1PA NEUT1                      0.0175  1.5147967.4
2TE1SA TE1SC                      1.048091.577138.E3
TRANSFORMER TE1A                  TE1B
1TE1PB NEUT1
2TE1SB TE1SA
TRANSFORMER TE1A                  TE1C
1TE1PC NEUT1
2TE1SC TE1SB
TRANSFORMER                      3.019326.899TE2A   63000.
1.06055811E+00  2.68995372E+01
3.28814356E+00  2.98883747E+01
2.08489263E+01  3.28772122E+01
1.29055289E+02  3.43716309E+01
3.80764491E+02  3.52682821E+01
9999
1TE2PA NEUT2                      0.0175  1.5147967.4
2TE2SA TE2SC                      1.048091.577138.E3
TRANSFORMER TE2A                  TE2B
1TE2PB NEUT2
2TE2SB TE2SA
TRANSFORMER TE2A                  TE2C
1TE2PC NEUT2
2TE2SC TE2SB
TRANSFORMER                      3.019326.899TE3A   63000.
1.06055811E+00  2.68995372E+01
3.28814356E+00  2.98883747E+01
2.08489263E+01  3.28772122E+01
1.29055289E+02  3.43716309E+01
3.80764491E+02  3.52682821E+01
9999
1TE3PA NEUT3                      0.0175  1.5147967.4
2TE3SA TE3SC                      1.048091.577138.E3
TRANSFORMER TE3A                  TE3B
1TE3PB NEUT3
2TE3SB TE3SA
TRANSFORMER TE3A                  TE3C
1TE3PC NEUT3
2TE3SC TE3SB
TRANSFORMER                      3.019326.899TA1A   63000.

```

1.06055811E+00	2.68995372E+01		
3.28814356E+00	2.98883747E+01		
2.08489263E+01	3.28772122E+01		
1.29055289E+02	3.43716309E+01		
3.80764491E+02	3.52682821E+01		
9999			
1TA1SA NEUT4	0.0175	1.5147967.4	
2TA1PA TA1PC	1.048091.577138.E3		
TRANSFORMER TA1A		TA1B	
1TA1SB NEUT4			
2TA1PB TA1PA			
TRANSFORMER TA1A		TA1C	
1TA1SC NEUT4			
2TA1PC TA1PB			
TRANSFORMER	3.019326.899TA2A	63000.	
1.06055811E+00	2.68995372E+01		
3.28814356E+00	2.98883747E+01		
2.08489263E+01	3.28772122E+01		
1.29055289E+02	3.43716309E+01		
3.80764491E+02	3.52682821E+01		
9999			
1TA2SA NEUT5	0.0175	1.5147967.4	
2TA2PA TA2PC	1.048091.577138.E3		
TRANSFORMER TA2A		TA2B	
1TA2SB NEUT5			
2TA2PB TA2PA			
TRANSFORMER TA2A		TA2C	
1TA2SC NEUT5			
2TA2PC TA2PB			
TRANSFORMER	3.019326.899TA3A	63000.	
1.06055811E+00	2.68995372E+01		
3.28814356E+00	2.98883747E+01		
2.08489263E+01	3.28772122E+01		
1.29055289E+02	3.43716309E+01		
3.80764491E+02	3.52682821E+01		
9999			
1TA3SA NEUT6	0.0175	1.5147967.4	
2TA3PA TA3PC	1.048091.577138.E3		
TRANSFORMER TA3A		TA3B	
1TA3SB NEUT6			
2TA3PB TA3PA			
TRANSFORMER TA3A		TA3C	
1TA3SC NEUT6			
2TA3PC TA3PB			
BLANK CARD ENDING BRANCH DATA			
GERA BGERA	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00 0
GERB BGERB	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00 0

GERC	BGERC	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERA	TE1PA	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERB	TE1PB	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERC	TE1PC	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERA	TE2PA	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERB	TE2PB	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERC	TE2PC	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERA	TE3PA	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERB	TE3PB	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BGERC	TE3PC	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE1SA	BLT1A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE1SB	BLT1B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE1SC	BLT1C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE2SA	BLT2A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE2SB	BLT2B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE2SC	BLT2C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE3SA	BLT3A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE3SB	BLT3B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
TE3SC	BLT3C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT1A	LT111A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT1B	LT111B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT1C	LT111C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT1A	LT121A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT1B	LT121B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT1C	LT121C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT2A	LT211A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT2B	LT211B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT2C	LT211C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT2A	LT221A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT2B	LT221B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT2C	LT221C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT3A	LT311A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT3B	LT311B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT3C	LT311C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT3A	LT321A	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT3B	LT321B	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
BLT3C	LT321C	-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT11OABLT1OA		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT11OBBLT1OB		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT11OCBLT1OC		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT12OABLT1OA		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT12OBBLT1OB		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT12OCBLT1OC		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT21OABLT2OA		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT21OBBLT2OB		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT21OCBLT2OC		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0
LT22OABLT2OA		-1.00E+04	1.000E+04	0.000E+00	0

GERA GERB GERC

BLANK CARD ENDING SELECTIVE NODE VOLTAGE OUTPUT REQUEST

PRINTER PLOT

BLANK CARD ENDING PLOT REQUEST

BEGIN NEW DATA CASE

BLANK