SILVIO APARECIDO DE SOUZA

**ALGORITMOS GENÉTICOS APLICADOS À PROTEÇÃO E
ESTIMAÇÃO DE HARMÔNICOS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE
POTÊNCIA**

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos,
da Universidade de São Paulo, para obtenção do Título
de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Prof. Tit. Denis Vinicius Coury

Co-Orientador: Prof. Dr. Mário Oleskovicz

São Carlos

2008

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **SILVIO APARECIDO DE SOUZA**

Tese defendida e julgada em 03/03/2008 perante a Comissão Julgadora:

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

APROVADO

Prof. Dr. **MARIO OLESKOVICZ (Co-orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

APROVADO

Prof. Dr. **JULIO CÉSAR STACCHINI DE SOUZA**
(Universidade Federal Fluminense/UFF)

APROVADO

Prof.^a Dr.^a **JACQUELINE GISÈLE ROLIM**
(Universidade Federal de Santa Catarina/UFSC)

APROVADO

Prof. Dr. **ALEXANDRE CLAUDIO BOTAZZO DELBEM**
(Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação/USP)

APROVADO

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

Dedicatória

---

*Dedico este trabalho aos meus amigos, à minha namorada Maria Eugênia e,
especialmente, à minha família.*

Agradecimentos

Agradeço, acima de tudo, a Deus por me conduzir durante esse doutoramento. Não somente nos momentos em que tudo transcorria bem, mas, sobretudo naqueles momentos adversos, Ele sempre me confortava e não me deixava desanimar.

A minha família, minha mãe Joselita, meu pai Francisco de Assis, meus irmãos Maria Lúcia, José Roberto e Maria do Carmo, meus sobrinhos Caroline Vitória, João Vitor e Henrique, cunhados Celismar e Vilidiana pelo carinho e constante incentivo.

A Maria Eugênia, minha “*hermosa*” namorada, pelos constantes ensinamentos, amizade, amor e apoio incondicional.

Aos Professores Denis V. Coury e Mário Oleskovicz pela orientação, amizade e por acreditar em meu potencial.

Aos Amigos de “república” Ricardo Vasques, Murilo, Odilon, Nilson e Thiago, pela agradável companhia durante o mestrado e doutorado. Aos amigos Bruno Feres e Tiago Viera, ambos do ICMC, pela amizade e ajuda durante a difícil fase de programação.

Aos Amigos do Grupo “Amor Maior”, equipe de cânticos litúrgicos da Igreja Nossa Senhora de Fátima, com os quais retribuímos a Deus o dom que nos foi concedido.

A todos os amigos que fiz em São Carlos, em especial aos amigos do Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica, por compartilharem comigo momentos de preocupações, discussões e principalmente muita alegria.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da EESC/USP que contribuíram de alguma forma, para o andamento deste trabalho.

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

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xiii
LISTA DE TABELAS	xxiii
RESUMO	xxvii
ABSTRACT	xxix
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Impacto das Componentes Harmônicas no Sistema Elétrico de Potência.....	3
1.1.1 Motores de Indução	5
1.1.2 Transformadores.....	5
1.1.3 Condutores Elétricos	6
1.1.4 Banco de Capacitores	7
1.1.5 Equipamentos Eletrônicos	8
1.1.6 Dispositivos de Proteção	8
1.1.7 Aparelhos de Medição	9
1.2 Importância do Relé de Frequência no Sistema Elétrico de Potência	9
1.3 Importância do Relé de Distância no Sistema Elétrico de Potência.....	13
1.4 Justificativa e Contribuições da Pesquisa.....	17
1.5 Disposição Geral da Tese	18

2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
2.1	Estimação de Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência.....	21
2.2	Estimação de Parâmetros Relativos a um Relé de Frequência	35
2.3	Estimação de Parâmetros Relativos a um Relé de Distância	40
3	ALGORITMOS GENÉTICOS	47
3.1	Os Algoritmos Genéticos e sua História.....	48
3.2	Os Algoritmos Genéticos e Suas Características Gerais.....	50
3.3	Representação dos Algoritmos Genéticos.....	53
3.4	A Função de Aptidão	54
3.5	Seleção	55
3.5.1	Método de Seleção da Roleta.....	55
3.5.2	Método da Seleção por Torneio	57
3.6	Elitismo	57
3.7	Operadores Genéticos	58
3.7.1	Operadores Genéticos Reais	59
3.7.2	Operadores Genéticos Binários.....	61
3.8	Parâmetros de Influência e Configuração	64
3.9	Vantagens e Desvantagens dos Algoritmos Genéticos.....	65
3.9.1	Vantagens dos Algoritmos Genéticos	66
3.9.2	Desvantagens dos Algoritmos Genéticos.....	67
3.10	Estratégias Empregáveis aos Algoritmos Genéticos.....	67
3.10.1	Hibridização	67
3.10.2	Computação Paralela.....	68

4	OS SISTEMAS ELÉTRICOS CONSIDERADOS	69
4.1	O <i>Software</i> ATP	70
4.2	Primeiro Sistema: Estimação de Harmônicos	70
4.2.1	Modelagem da Linha de Transmissão	72
4.2.2	Parâmetros do Sistema Elétrico	75
4.2.3	Rotina <i>Line Constant</i> e os Sinais Gerados pelo <i>Software</i> ATP	76
4.3	Segundo Sistema: Estimação de Harmônicos	84
4.4	Terceiro Sistema: Estimação de Harmônicos	86
4.5	Quarto Sistema: Relé de Distância	88
4.6	Filtragem dos Sinais - Filtro Butterworth Passa-Baixa	90
4.7	Digitalização dos Sinais de Tensão e Corrente	92
5	A ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS EM SISTEMAS ELÉTRICOS POR ALGORITMOS GENÉTICOS	95
5.1	Representação da Modelagem Harmônica	96
5.1.1	Formas de Ondas Empregadas na Análise Harmônica	98
5.1.2	Características do Algoritmo para a Análise Harmônica	101
5.2	Representação do Modelo para o Relé de Frequência	105
5.3	Representação do Modelo para o Relé de Distância	107
5.3.1	O Algoritmo para Proteção de Distância	107
5.4	A Função Aptidão Utilizada para os Problemas Propostos	116
5.5	Variação dos Parâmetros para os Problemas Propostos	117
5.6	A Tecnologia <i>Field Programmable Gate Array</i>	120
5.6.1	FPGA – Uma Solução <i>System-On-A-Chip</i>	129
5.6.2	Estrutura do AG para FPGAs - Estimação dos Parâmetro para o Relé de Frequência	131

6	RESULTADOS DAS APLICAÇÕES	137
6.1	Resultados Obtidos da Análise Harmônica.....	137
6.2	Resultados Obtidos da Análise do Relé de Frequência – Uma Estrutura de AGs para FPGAs	148
6.3	Resultados Obtidos da Análise do Relé de Frequência – Uma Estrutura de AGs Programada em FPGAs.....	156
6.4	Resultados Obtidos da Análise do Relé de Distância	163
6.4.1	O Algoritmo Implementado para o Relé de Distância.....	164
6.4.2	Resultados para Faltas Fase (AT) para Janelas de Um Ciclo	165
6.4.3	Resultados para Faltas Fase Terra (AT) para Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo....	171
6.4.4	Resultados para Faltas Fase (AT) para Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo.....	176
6.4.5	Resultados para Faltas Fase-Fase (AB) para Janelas de Um Ciclo..	181
6.4.6	Resultados para Faltas Fase-Fase (AB) para Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo.....	183
6.4.7	Resultados para Faltas Fase-Fase (AB) para Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo	186
7	CONCLUSÕES	189
7.1	Trabalhos Futuros	192
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	193
	APÊNDICE A – Resultados para Faltas (ABT) e (ABC).....	211

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estrutura básica de um algoritmo genético típico.....	52
Figura 2 - Representação do método da roleta.	56
Figura 3 - Algoritmo básico do método de seleção por torneio.	57
Figura 4 - Cruzamento de um-ponto.....	62
Figura 5 - Cruzamento de dois-pontos.	62
Figura 6 - Cruzamento uniforme.	63
Figura 7 - Esquema de mutação.	63
Figura 8 - Representação do primeiro sistema elétrico analisado.	71
Figura 9 - Silhueta de torre da linha de 440 kV tipo S.	73
Figura 10 - Silhueta de torre da linha de 440 kV tipos SD e S1D.....	73
Figura 11 - Representação de um trecho de uma linha de transmissão por parâmetros distribuídos.	75
Figura 12 - Transposição de uma linha de transmissão.....	76
Figura 13 - Rotina <i>Line Constant</i> para a LT2 com estrutura do tipo S.	77
Figura 14 - Circuito básico de um transformador de potencial capacitivo.....	79
Figura 15 - Formas de onda de tensão para uma falta (AT) aplicada a 52 km da barra B.	81
Figura 16 - Formas de onda de corrente para uma falta (AT) aplicada a 52 km da barra B.	82

Figura 17 - Formas de onda de tensão para uma falta (AT) aplicada a 20 km da barra B.....	83
Figura 18 - Formas de onda de corrente para uma falta (AT) aplicada a 20 km da barra B....	83
Figura 19 - Modelo do sistema elétrico utilizado no ATP para energização do transformador de potência ilustrado.	84
Figura 20 - Condição de energização com tensão de 112,7 kV e fechamento em 80,52 ms na fase A, 82,52 ms na fase B e 84,52 ms na fase C.....	85
Figura 21 - Sistema elétrico para simulação do chaveamento de um banco de capacitores....	87
Figura 22 - Oscilação transitória provocada pelo chaveamento do banco de capacitores BC3.	87
Figura 23 - Sistema Elétrico Simulado para Estudos da Proteção de Distância.	88
Figura 24 - Situações de faltas consideradas na Proteção de Distância.....	89
Figura 25 - Característica do filtro ideal <i>Butterworth</i> passa-baixa.	91
Figura 26 - Características das perdas de um filtro passa-baixa real.	91
Figura 27 - Sinais original e filtrado para a situação ilustrada na Figura 15.	92
Figura 28 - Representação do erro e a ser minimizado.....	97
Figura 29 - Estrutura geral do GOOAL.	103
Figura 30 - Algoritmo para a proteção de distância.....	108
Figura 31 - Classificação dos diversos tipos de faltas.	114
Figura 32 - Estrutura de um FPGA.	121
Figura 33 - Arquitetura geral de roteamento de um FPGA.....	125
Figura 34 - Fluxograma para projeto em FPGAs utilizando VHDL.....	127
Figura 35 - (a) Lógica de um somador completo (b) Código em VHDL de um somador completo.....	128

Figura 36 - Representação do cromossomo.....	131
Figura 37 - Operador de cruzamento.....	132
Figura 38 - Matriz $f * t_i$	135
Figura 39 - Matriz Erro! Não é possível criar objetos a partir de códigos de campo de edição.	135
Figura 40 - Matriz $S'(c_f, c_{vm}, c_\phi, t_i)$	135
Figura 41 - Vetores de Seno e $S'()$	135
Figura 42 - Erros relativos (%) para a variação da amplitude.	150
Figura 43 - Erros relativos (%) para a variação da frequência.	151
Figura 44 - Erros relativos (%) para a variação do ângulo de fase.....	152
Figura 45 - Erros relativos (%) para a variação da amplitude para um sinal ruidoso.	153
Figura 46 - Erros relativos (%) para a variação da frequência para um sinal ruidoso.....	154
Figura 47 - Erros relativos (%) para a variação do ângulo de fase para um sinal ruidoso.	155
Figura 48 - Erros relativos (%) para a variação da amplitude programado em VHDL.....	157
Figura 49 - Erros relativos (%) para a variação da frequência programado em VHDL.....	158
Figura 50 - Erros relativos (%) para a variação do ângulo de fase programado em VHDL. .	159
Figura 51 - Erros relativos (%) para a variação da amplitude programado em VHDL, considerando um sinal ruidoso.	160
Figura 52 - Erros relativos (%) para a variação da frequência programado em VHDL, considerando um sinal ruidoso.	161
Figura 53 - Erros relativos (%) para a variação do ângulo de fase programado em VHDL, considerando um sinal ruidoso.	162

Figura 54 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	166
Figura 55 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	167
Figura 56 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	167
Figura 57 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	168
Figura 58 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	168
Figura 59 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	169
Figura 60 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.	170
Figura 61 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.	170
Figura 62 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	171
Figura 63 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	172
Figura 64 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	172
Figura 65 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	173

Figura 66 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	173
Figura 67 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	174
Figura 68 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.....	175
Figura 69 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.....	175
Figura 70 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	176
Figura 71 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	177
Figura 72 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	177
Figura 73 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	178
Figura 74 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	178
Figura 75 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	179
Figura 76 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.....	180

Figura 77 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.	180
Figura 78 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	181
Figura 79 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	182
Figura 80 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.	182
Figura 81 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm. .	183
Figura 82 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	184
Figura 83 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	184
Figura 84 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.	185
Figura 85 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.	185
Figura 86 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	186
Figura 87 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	187
Figura 88 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm. .	187
Figura 89 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.	188

Figura 90 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	211
Figura 91 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	212
Figura 92 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	212
Figura 93 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	213
Figura 94 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	213
Figura 95 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	214
Figura 96 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.....	214
Figura 97 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.....	215
Figura 98 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	216
Figura 99 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	216
Figura 100 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	217
Figura 101 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	217

Figura 102 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	218
Figura 103 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	218
Figura 104 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.	219
Figura 105 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.	219
Figura 106 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	220
Figura 107 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°	220
Figura 108 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohm s e Ângulo de Incidência de 0°	221
Figura 109 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	221
Figura 110 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	222
Figura 111 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°	222
Figura 112 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.	223

Figura 113 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.....	223
Figura 114 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABC), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	224
Figura 115 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABC), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	224
Figura 116 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm. ...	225
Figura 117 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm...	225
Figura 118 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	226
Figura 119 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	226
Figura 120 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.....	227
Figura 121 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.	227
Figura 122 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°	228
Figura 123 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°	228
Figura 124 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm...	229
Figura 125 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.	229

LISTA DE TABELAS

Tabela 3-1 – Aptidão relativa para o método da roleta.	56
Tabela 4-1 – Dados das barras de geração D, E e A.	72
Tabela 4-2 – Características das linhas de transmissões.	72
Tabela 4-3 – Dimensões das torres (m) tipos S, SD e S1D.	74
Tabela 4-4 – Parâmetros da linha de transmissão LT2 de 440 kV.	78
Tabela 4-5 – Parâmetros dos equivalentes de geração das barras D, E e A.	78
Tabela 4-6 – Parâmetros envolvidos na elaboração das condições faltosas.	80
Tabela 5-1 – Sub-rotina para a classificação do tipo da falta.	113
Tabela 5-2 – Pares de tensão e corrente selecionados para um alimentador trifásico para o cálculo da impedância aparente.	115
Tabela 5-3 – Sumário das tecnologias de programação.	123
Tabela 5-4 – Parâmetros de codificação do AG.	131
Tabela 6-1 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de tensão (V_A) gerado por uma situação de falta fase-A terra, equação (5.4).	141
Tabela 6-2 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de corrente (I_A) gerado por uma situação de falta fase-A terra, equação (5.5).	142
Tabela 6-3 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de tensão (V_A) gerado por uma situação de falta fase-A terra, equação (5.6).	143

Tabela 6-4 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de corrente (I_A) gerado por uma situação de falta fase-A terra, equação (5.7).	144
Tabela 6-5 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de corrente (I_A) para uma situação de energização de transformador, equação (5.8)....	145
Tabela 6-6 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de tensão (V_A) para uma situação de chaveamento de banco de capacitores, equação (5.9).....	146
Tabela 6-7 – Melhores configurações para o conjunto de teste considerado.....	147
Tabela 6-8 – Parâmetros usados para testes com o AG proposto.	149

E ainda se vier noites traiçoeiras, se a cruz pesada for, Cristo estará contigo;

o mundo pode até fazer você chorar, mas Deus te quer sorrindo.

(Padre Zeca)

RESUMO

SOUZA, S. A. **Algoritmos Genéticos Aplicados à Proteção e Estimação de Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência**. 2008. 259p. Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2008.

O objetivo de um Sistema Elétrico de Potência é gerar energia elétrica e fornecer continuamente esta energia aos usuários finais dentro de padrões de qualidade aceitáveis. Neste contexto, diferentes aplicações usando Algoritmos Genéticos (AGs) para resolver problemas relacionados a sistemas elétricos de potência são apresentadas neste trabalho. A estimação de harmônicos, estudos relativos aos relés de frequência e aplicações da proteção de distância são os assuntos investigados nesta tese. Para análise harmônica foram consideradas frequências em sistemas de potência de até a 25ª ordem, as quais foram estimadas pelos AGs e comparadas àquelas resultantes da análise quando da aplicação da Transformada Discreta de *Fourier* (TDF). Com respeito aos relés de frequência, o objetivo foi estimar a amplitude, frequência e ângulo de fase para diversas situações de formas de ondas utilizando uma nova estrutura que possa ser implementada dispondo em FPGAs (*Field Programmable Gate Array*). Finalmente, aplicados à proteção de distância, o principal propósito dos AGs foi identificar os fasores fundamentais da tensão e corrente e, então, calcular a impedância da linha medida pelo relé de distância associado. Cabe ressaltar que estes resultados também foram comparados ao método clássico da TDF. Todas as três

abordagens foram formuladas como problemas de otimização, com objetivo de minimizar o erro estimado das variáveis envolvidas. Os resultados dessas aplicações mostram que o desempenho global dos Algoritmos Genéticos foi altamente satisfatório considerando-se as precisões das respostas encontradas.

Palavras-chave: Algoritmos Genéticos, Estimação de Harmônicos, Relé de Frequência e Proteção de Distância.

ABSTRACT

SOUZA, S. A. **Genetic Algorithms Applied to Protection and Harmonic Estimation in Electric Power Systems**. 2008. 259 pages. Ph.D. Thesis – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2008.

The aim of Electric Power Systems is to generate electricity and to deliver it continuously to the end-user in an acceptable standard. Therefore, different applications using Genetic Algorithms (GAs) to solve electric power system problems are presented in this work. Harmonic Estimation, Frequency Relays and Distance Protection are the subjects investigated in this thesis. Concerning harmonic analysis, the ones up to the 25th order were considered in this work. They were estimated by GAs and compared to results obtained from the Discrete Fourier Transform (DFT) technique. Concerning Frequency Relays, the main objective was to estimate the amplitude, frequency and phase angle of waveforms using a new structure capable to be implemented in a FPGA (Field Programmable Gate Array). Finally, concerning distance protection, the main purpose was use the GAs to identify the fundamental voltage and current phasors and to calculate the line impedance seen by the distance relay. These results were also compared to those obtained from the classic DFT method. These three problems were formulated as an optimization problem, and the objective was to minimize the estimation error. The results from these applications show that the global performance of the Genetic Algorithms was highly satisfactory concerning the precision of the responses.

Keywords: Genetic Algorithms, Harmonic Estimation, Frequency Relay and Distance Protection.

---

1 INTRODUÇÃO

O grau de aproveitamento das fontes de energia existentes em um país é um fator importante na avaliação de seu progresso industrial. A descoberta dessas fontes na natureza, o transporte da energia em suas várias formas de um lugar a outro e a conversão dessa energia para formas mais úteis, são partes essenciais de uma economia industrial.

O Sistema Elétrico de Potência (SEP) é uma das ferramentas utilizadas para a conversão e transporte da energia. Uma de suas funções é prever a demanda futura de energia de tal modo que, centrais geradoras adequadamente situadas e sistemas de transmissão bem coordenados, flexíveis e eficazes, possam atender a uma determinada região por meio de sistemas de distribuição sempre prontos a fornecer a potência requerida pela carga.

À medida que o sistema cresce novas fontes de energia devem ser procuradas para satisfazer a demanda; também novas linhas de transmissão devem ser configuradas para ligar unidades geradoras entre si, a um número cada vez maior de pontos de distribuição e a outros SEPs.

Como fato, tem-se que a primeira central geradora em corrente alternada (CA) data de 1885, quando George Westinghouse comprou as primeiras patentes americanas referentes ao sistema de transmissão desenvolvido por L. Gaulard e J. D. Gibbs, de Paris STEVENSON [1]. Um dos motivos para a rápida aceitação dos sistemas em corrente alternada foi devido à invenção e construção do transformador, a qual tornou possível a transmissão da energia elétrica em uma tensão maior do que a de geração ou de utilização. Os méritos deste feito

cabem a William Stanley, antigo sócio de Westinghouse, que testava transformadores em seu laboratório, em Great Barrington, Massachusetts, como citado por STEVENSON [1].

No Brasil, a indústria da eletricidade teve seu início em 1889, com a construção da primeira hidroelétrica da América do Sul, pela Cia. Mineira de Eletricidade, em Juiz de Fora, Minas Gerais, oriunda da visão empresarial e da capacidade empreendedora de Bernardo Mascaranhas, CAMARGO [2].

Juntamente com as vantagens dos sistemas em CA, surgiram também as primeiras dificuldades. Foi observado que as formas de onda de tensão provenientes da geração em corrente alternada eram severamente distorcidas. Surgiu, assim, um grande problema na época que intrigava tanto o pessoal da operação e manutenção, como também a engenheiros e matemáticos EMANUEL [3].

Como os sistemas de corrente alternada foram projetados para operarem a uma tensão senoidal de frequência e magnitude constantes, qualquer variação na magnitude, frequência, ou na forma de onda, se apresentava como um problema a ser solucionado. Diante disso, problemas relacionados à Qualidade da Energia (QE), bem como à Proteção de Sistemas Elétricos de Potência, passaram a ser continuamente pesquisados em virtude das constantes variações dos parâmetros mencionados. A seguir, serão realizadas considerações iniciais sobre as distorções harmônicas, bem como a proteção em um SEP, por relés de frequência e de distância.

1.1 Impacto das Componentes Harmônicas no Sistema Elétrico de Potência

Como é de conhecimento, a distorção harmônica vem contra os objetivos da qualidade do suprimento promovido por uma concessionária de energia elétrica. Entretanto, o fornecimento de energia a determinados consumidores, causadores de deformações nos sinais do sistema supridor, prejudica não apenas o consumidor responsável pelo distúrbio, mas também outros conectados à mesma rede elétrica, no ponto de acoplamento comum.

Na década de 30, as distorções harmônicas em formas de onda de tensão e corrente foram observadas em linhas de transmissão. Nessa época, a maior preocupação era o efeito das harmônicas em máquinas síncronas e de indução, interferência telefônica e falha em banco de capacitores, como citado por MAHMOUD [4].

Vale frisar neste contexto, que o problema das distorções harmônicas está inerentemente associado ao problema da Qualidade da Energia. No passado, a questão da QE não era importante por dois motivos. Primeiro, porque a maioria dos usuários não necessitava de um fornecimento de energia com alta qualidade, já que seus processos e equipamentos não eram tão sensíveis aos distúrbios manifestados. O segundo deles, está relacionado com as empresas brasileiras de eletricidade que, há quase meio século, operavam dentro de um regime de monopólio de tarifas com base no custo do serviço, significando que todo aumento ou redução de custos não implicava em aumento ou redução dos lucros respectivamente, SANTOS *et al.* [5].

Como fato atual, tem-se que com o aumento das cargas não lineares nos SEPs, o problema da distorção harmônica tem se tornado cada vez mais significativo. Em tais cargas, com características não lineares, a forma de onda da corrente não é mais proporcional à tensão aplicada. Algumas medidas de conservação da energia, tais como, a aplicação de inversores de frequência para o controle de velocidade em motores, controladores de intensidade

luminosa (*dimmers*), utilização de lâmpadas fluorescentes compactas com reatores eletrônicos, controladores de potência para chuveiros, entre outras, podem interferir na qualidade da energia de um sistema elétrico, de forma a aumentar as perdas e até causarem danos e prejuízos tanto a consumidores quanto a concessionárias.

Hoje, devido à alta sensibilidade dos equipamentos e dispositivos instalados juntos às redes de distribuição e linhas de transmissão, a qualidade do fornecimento da energia, dentro de certos padrões exigidos, torna-se imprescindível. Com o desenvolvimento tecnológico, principalmente da eletrônica de potência, consumidores e concessionárias de energia elétrica têm-se preocupado muito com a qualidade da energia. Isto se justifica, principalmente, pelos seguintes motivos [6]:

- os equipamentos hoje utilizados são mais sensíveis às variações na QE;
- o uso de certos equipamentos, devido ao grande interesse pela racionalização e conservação da energia elétrica, tem aumentado os níveis de distorções harmônicas, o que pode levar o sistema a condições de ressonância;
- maior conscientização dos consumidores em relação aos fenômenos ligados à qualidade da energia;
- integração dos processos, significando que a falha de qualquer componente tem consequências muito mais importantes para o sistema elétrico e
- consequências da QE sobre a vida útil dos componentes elétricos.

Deste modo, a utilização da energia elétrica dentro dos padrões de qualidade, deve ser buscada por parte das concessionárias de energia aos seus consumidores, garantindo em consequência um bom funcionamento do sistema elétrico.

A norma do IEEE Std. 519 [7] ressalta alguns efeitos, em virtude das distorções harmônicas em formas de onda de tensão e corrente, os quais podem alterar a operação de alguns dispositivos e/ou equipamentos comumente encontrados nas redes elétricas. Tais efeitos serão mencionados a seguir.

1.1.1 Motores de Indução

Além das perdas elétricas nominais inerentes a cada equipamento, as harmônicas acrescentam a estas perdas significativas, capazes de danificar a isolamento desses equipamentos. As perdas nominais adicionais no ferro são pouco representativas com a presença das harmônicas. No entanto, as perdas adicionais dos enrolamentos rotóricos e estatóricos são bastante expressivas, MAMEDE [8].

O conjugado médio do motor não se altera com a circulação das correntes harmônicas nos bobinados deste. Porém, essas correntes provocam conjugados poluentes capazes de estabelecer vibrações mecânicas no eixo, com resultados negativos para o regime de acionamento permanente de carga.

O efeito cumulativo do aumento das perdas reflete-se na diminuição da eficiência e da vida útil da máquina. A redução na eficiência é indicada na literatura como sendo de 5 a 10 % dos valores obtidos com uma alimentação senoidal. Este fato não se aplica a máquinas projetadas para uma alimentação a partir de inversores, mas apenas aquelas de uso em alimentação direta da rede.

1.1.2 Transformadores

As harmônicas afetam o desempenho operacional dos transformadores, sendo que as principais consequências são as perdas suplementares no cobre, devido à presença das harmônicas em correntes e, no ferro, em decorrência das distorções da tensão, além da

possibilidade de ressonância elétrica entre as capacitâncias parasitas das linhas e a reatância indutiva do transformador.

A elevação das perdas no cobre deve-se principalmente ao efeito pelicular, que implica em uma redução da área efetivamente condutora à medida que se eleva a frequência da corrente. Normalmente, as componentes harmônicas possuem amplitude reduzida, o que colabora para não tornar esse aumento de perdas excessivo. No entanto, podem surgir situações específicas, como por exemplo, a ressonância, em que aparecem componentes de alta frequência com amplitudes elevadas. Além disso, o efeito das reatâncias de dispersão fica ampliado, uma vez que seu valor aumenta com a frequência.

Uma consideração que deve ser feita, para determinar a potência nominal de um transformador que alimenta equipamentos com características elétricas não lineares, é a utilização de um fator de correção harmônico k , o qual representa um acréscimo de potência disponível no transformador em face da presença de correntes harmônicas MAMEDE [8].

1.1.3 Condutores Elétricos

Naturalmente, tem-se que corrente elétrica fluindo através de um cabo condutor produz perdas por aquecimento, quantificadas por RI^2 . Quando a corrente de carga possui um conteúdo harmônico, perdas adicionais são introduzidas. Para compor o problema, a resistência efetiva do cabo aumenta com a frequência devido ao fenômeno conhecido como efeito *Skin*, caracterizado pela circulação de corrente na periferia do condutor, em detrimento do seu núcleo central, o que provoca perdas suplementares de energia, SANKARAN [9].

Deve ser levado em conta que as distorções harmônicas aumentam a solicitação do isolamento devido a possíveis picos de tensão e imposição de correntes pelas capacitâncias de fuga, provocando aquecimento e, conseqüentemente, uma deterioração do material isolante.

1.1.4 Banco de Capacitores

A instalação de um banco de capacitores numa rede elétrica tem como finalidade básica a correção do fator de potência, apesar de, secundariamente, trazer outros benefícios aos sistemas, tais como aumento da capacidade de carga dos transformadores, cabos, chaves, etc. Porém, deve-se esperar que o banco de capacitores provoque efeitos colaterais desagradáveis sobre o mesmo sistema, quando submetido à presença das componentes harmônicas, que precisam ser identificados para se buscar uma devida solução.

Em sistemas de distribuição, a impedância vista pela fonte de harmônicas é formada normalmente pela impedância das cargas em paralelo com a impedância do sistema de alimentação. Em geral, a impedância da fonte é muito pequena em relação à impedância associada às cargas consumidoras. Na prática, verifica-se que cerca de 90% das correntes harmônicas flui no sentido da subestação supridora MAMEDE [8].

No entanto, com a instalação de banco de capacitores, o fluxo de corrente pode ser modificado, ocasionando correntes de valores extremamente elevados, se for conectada ao sistema uma fonte de corrente harmônica de frequência igual, ou mesmo próxima da frequência de ressonância do sistema.

As correntes de alta frequência, que encontrarão um caminho de menor impedância através do banco de capacitores, elevarão suas perdas ôhmicas e, conseqüentemente, ocasionarão uma condição de sobretensão nos terminais das unidades capacitivas, degradando o isolamento das mesmas.

Mesmo que não seja caracterizada uma condição de ressonância, um banco de capacitores, na presença de distorções harmônicas, pode estar sujeito a sobreaquecimento excessivo, o que pode ocasionar uma atuação da proteção, sobretudo dos relés térmicos.

Dessa forma, antes de instalar um banco de capacitores é de fundamental importância que sejam quantificadas as harmônicas presentes e tomadas as providências necessárias para torná-los inofensivos aos capacitores.

1.1.5 Equipamentos Eletrônicos

Determinados equipamentos podem ser muito sensíveis a distorções na forma de onda de tensão. Por exemplo, se um aparelho utiliza o cruzamento pelo zero (ou outros aspectos da forma de onda de tensão) para realizar alguma ação, distorções podem alterar, ou mesmo inviabilizar a sua aplicação.

Caso as harmônicas penetrem na alimentação do equipamento por meio de acoplamentos indutivos e capacitivos (que se tornam mais efetivos com o aumento da frequência), elas podem também, alterar o bom funcionamento do aparelho.

1.1.6 Dispositivos de Proteção

Estes dispositivos, quando submetidos a sinais distorcidos, podem atuar de maneira incorreta, não retratando a real condição operacional do sistema. Disjuntores termomagnéticos, na presença de tais distorções, podem disparar com uma corrente inferior ou igual à nominal do dispositivo, o que caracteriza um disparo “aparentemente” intempestivo. Na realidade o disjuntor está protegendo adequadamente o circuito contra uma sobrecarga produzida pelas harmônicas. No caso de disjuntores eletrônicos, o problema é que se o disparador não for projetado para responder a valores eficazes reais, ele poderá detectar valores muito altos e disparar prematuramente.

Estudos realizados pelo *IEEE PES Power System Relaying Committee* [10], concluíram que é muito difícil prever a atuação de um relé sem testes. Um aumento da corrente eficaz, devido a harmônicas, sempre provocará um maior aquecimento dos dispositivos pelos quais circula a corrente, podendo ocasionar uma redução em sua vida útil e, eventualmente, sua operação inadequada.

1.1.7 Aparelhos de Medição

Aparelhos de instrumentação e medição são afetados pelas distorções harmônicas, particularmente se existirem condições de ressonância que resultem em elevadas correntes e tensões harmônicas no circuito. Dispositivos com disco de indução, tais como medidores de *kWh* normalmente vêem apenas a corrente fundamental. No entanto, desequilíbrios de fase, causados pelas distorções harmônicas, podem causar erros de operação desses dispositivos.

Estudos têm mostrado que ambos os erros positivos e negativos, são possíveis na presença de distorções harmônicas, dependendo do tipo de medidores sob consideração e das harmônicas envolvidas. Em geral, o fator de distorção deve ser elevado ($>20\%$) para produzir erros significativos, IEEE Std. 519 [7].

Como visto, as distorções harmônicas podem ocasionar vários tipos de problemas a um sistema elétrico de potência e seus componentes, sejam estes instalados ao nível residencial, comercial e ou industrial. Hoje, existe uma maior demanda por equipamentos com características não lineares, por partes de indústrias e consumidores residenciais, que agravam ainda mais a situação. Dessa forma, os consumidores estão não só aumentando o nível de distorções harmônicas injetadas nos SEPs, como também utilizando equipamentos cada vez mais susceptíveis a danos causados pelas mesmas.

1.2 Importância do Relé de Frequência no Sistema Elétrico de Potência

Para operação satisfatória de um sistema elétrico de potência, a frequência deve permanecer aproximadamente constante em 60 Hz. Um eficiente controle da frequência assegura constância da velocidade dos motores de indução e síncronos. Em uma rede de energia, um decréscimo na frequência do sistema pode resultar em altas correntes de magnetização em transformadores e motores de indução KUNDUR [11].

Em um sistema elétrico, as quedas de frequências resultantes, por exemplo, da perda parcial da geração não podem ser toleradas por longo tempo. Assim, em geradores acionados por turbinas a vapor, se a frequência cai abaixo de 56 Hz (cerca de 5-6% da nominal), corre-se o risco de quebra das palhetas devido à rotação na faixa de ressonância mecânica.

Por isso, as chamadas operações de rejeição de cargas, na tentativa de recuperar as condições do sistema, pela eliminação das cargas não-prioritárias, passaram a ser uma rotina na operação. Tal rejeição é feita em degraus sucessivos, de modo a permitir a recuperação da frequência normal do sistema.

Sobre o sistema elétrico, a frequência é dependente do balanço de potência ativa. Como a frequência é um fator comum por toda parte do sistema, uma mudança na demanda de potência ativa, em um dado ponto do sistema, é refletida em todo o conjunto através da mudança na frequência. Devido à existência de muitos geradores suprindo energia ao sistema elétrico, alguns meios devem ser providos para se alocar uma desejada mudança na demanda para os geradores. Um regulador de velocidade em cada unidade geradora fornece uma função de controle primário da velocidade, cujo objetivo é fazer o balanço de potência ativa do sistema, e com isso, estabilizar a frequência do sistema quando observado um valor diferente do valor da frequência nominal. Desta forma, o controle primário de velocidade provoca um pequeno desvio na frequência do sistema. A correção de tal desvio é feita pelo controle secundário de velocidade conhecido como Controle Automático de Geração (CAG), KUNDUR [11].

Na ausência de um regulador de velocidade, a resposta do sistema para uma mudança de carga é determinada pela constante de inércia e pela constante *Damping* – D (expressa como a porcentagem de mudança na carga para 1% de mudança na frequência). Valores típicos de D variam de 1 a 2% de mudança na carga. Um valor de $D = 2$ significa que 1% de mudança na frequência causaria 2% de mudança na carga. O desvio na velocidade em relação

ao seu estado estacionário é tal que a mudança de carga é exatamente compensada pela variação da carga devido à sensibilidade da frequência.

Em um sistema interligado com duas ou mais áreas controladas independentemente, além do controle de frequência, a geração dentro de cada área tem que ser controlada de forma a manter o intercâmbio da energia planejada. O controle de geração e frequência é geralmente referenciado como *Controle de Carga-Frequência (LFC – Load Frequency Control)*.

Em geral, algumas cargas do sistema elétrico são composições de uma variedade de dispositivos elétricos. Para cargas resistivas, tais como iluminação incandescente e aquecimento, a potência elétrica independe da frequência. No caso de cargas motoras, tais como ventiladores e bombas, a potência elétrica muda com a frequência devido a mudanças na velocidade do motor.

O ONS (Operador Nacional do Sistema) [12] traz em seu Manual de Procedimentos da Operação – MPO - Submódulo 10.12, alguns procedimentos para o controle da frequência através do corte direto e manual de carga. Neste manual, tem-se que o CNOS (Centro Nacional de Operação do Sistema) deverá coordenar o corte manual de carga nos casos de:

- subfrequência sustentada, quando a frequência permanecer igual ou inferior a 59,8 Hz, por mais de dez minutos, decorrente de contingências em que as cargas rejeitadas pelo Esquema Regional de Alívio de Carga (ERAC) se mostraram insuficientes para recuperar a frequência, ou quando o valor da frequência é insuficiente para sensibilizar os relés do esquema de proteção associado. O corte manual de cargas se aplicará em todo Sistema Interligado, nos Sistemas Sul, Sudeste, Nordeste ou Norte, isoladamente, ou ainda em áreas que fiquem isoladas do Sistema, em função do local da contingência.
- previsão de déficit de geração no sistema.

O ONS menciona ainda que o corte automático de carga seja efetuado em função dos valores mínimos verificados da frequência e tensão, ou pela atuação de esquemas especiais de segurança. Os relés de subfrequência, que compõem o ERAC, deverão estar permanentemente ativados, com exceção dos períodos em que estiverem em manutenção, garantindo a perfeita atuação do esquema em caso de contingência. Desse modo, o ERAC efetua o gerenciamento de carga de forma automática, utilizando relés de frequência que atuam desligando cargas previamente determinadas.

Muitos tipos diferentes de relés de frequência têm sido usados ao longo dos anos. Os relés de disco de indução, precursores de todos os relés de frequência, têm cedido espaço a outros tipos de relés com maior grau de precisão e versatilidade.

Em virtude do desenvolvimento de dispositivos semicondutores estáticos com alto grau de confiabilidade, o projeto de relés de proteção utiliza desses componentes para obter respostas mais rápidas e exatas. Alguns relés microprocessados se baseiam em uma técnica onde o período da forma de onda é observado através do cruzamento da tensão por zero, onde um contador inicia sua contagem e continua até que o próximo zero da tensão seja detectado. Dessa forma, através do período da forma de onda, conseguido como explicado anteriormente, se obtém a frequência da mesma.

Hoje em dia, os relés microprocessados são capazes de retirar amostras dos valores de tensão e corrente com alta velocidade, manipular estes dados, efetuar medições, informar casos de falta e fazer a sua autochecagem. A utilização dessa nova tecnologia nos faz repensar na maneira pela qual a informação pode ser controlada e trabalhada. Do avanço tecnológico evidenciado, obtiveram-se algumas melhoras no sistema de proteção das redes elétricas, assim como outros benefícios, como os citados abaixo por PHADKE e THORP [13]:

- custo - em decorrência de avanços significativos no campo computacional, os custos na obtenção de um relé digital estão cada vez mais acessíveis;

- autochecagem e confiabilidade - os relés digitais podem ser programados para monitorarem seu próprio *software* e *hardware*, aumentando a confiabilidade;
- integração do sistema em ambiente digital - é uma tendência geral, principalmente devido aos sistemas de medição, comunicação e controle serem computadorizados e
- flexibilidade - como o dispositivo é programável, torna-se mais prático a mudança das características do relé, frente a mudanças eventuais no sistema.

Diante de todos os comentários expostos, os relés de frequência e os relés de distância, os quais serão explorados neste trabalho, devem ser continuamente pesquisados no intuito de se obter meios mais eficazes de medições dos parâmetros intrínsecos a um correto funcionamento dos mesmos. No que segue serão apresentados algumas comentários sobre os relés de distância.

1.3 Importância do Relé de Distância no Sistema Elétrico de Potência

Toda linha de transmissão, de acordo com suas características construtivas e de utilização, possui um valor de impedância por unidade de comprimento da linha. Desta forma, a impedância de uma linha de transmissão está diretamente relacionada com seu comprimento.

No relé de distância, é ajustado um valor fixo de impedância correspondente ao comprimento do trecho a ser protegido. No momento de um defeito, o relé calcula, utilizando informações de tensão e corrente registrados localmente, o local da falta, que corresponde a um determinado valor de impedância. Se a falta for caracterizada sobre o trecho delimitado, este valor de impedância será menor que o ajustado no relé, indicando a necessidade de

atuação (*trip*) do mesmo. Para valores de impedância maiores que o ajustado (falta externa ao trecho protegido), o relé não deverá operar conforme ressaltam ARAÚJO *et al.* [14].

Para as redes de alta e média tensão, a proteção de distância tornou-se padrão. Além de garantir tempos de desligamentos curtos em caso de defeito no trecho observado, atua como proteção secundária de linhas vizinhas.

Assim, como o relé de distância monitora a corrente I no local de instalação do relé, ou seja, no início da linha, e a tensão V também no início da linha na fase correspondente, tem-se, para os diversos tipos de defeitos, que a impedância Z será diretamente proporcional à razão da tensão (V) pela corrente (I). Cabe lembrar que sobre certas condições, os relés de distância também podem responder a outros parâmetros como admitância e/ou reatância.

Infelizmente, na prática, em decorrência da aplicação desses relés, alguns erros de medida, quedas de tensão (outras que a dos condutores), além da impedância (Z) considerada, podem levar à incoerência no que foi dito anteriormente.

Tais erros de medida podem ser devidos a razões como as citados por CAMINHA [15]:

- insuficiência ou mesmo inexistência de transposição dos condutores da linha (5-10% de erro esperado);
- variação da impedância ao longo das linhas em paralelo;
- erros nos transdutores de tensão e corrente;
- erros conseqüentes das variações de temperatura ambiente, condições de resfriamento dos condutores (direção e velocidade do vento);
- erros construtivos dos próprios relés, entre outros.

Portanto, percebe-se que os modernos relés de distância precisam ter compensações intrínsecas que permitam, levando-se em conta esses erros inevitáveis, proceder ainda a uma medida confiável. Vale comentar que os relés de distância foram um dos primeiros dispositivos de proteção a serem considerados para implementação digital. O desenvolvimento desse tipo de relés, relativamente mais complexo quando comparado a outros tipos de relés, se deu a partir do surgimento de poderosos microprocessadores. Com isso, a prática comercial dos relés de distância tornou-se possível, aumentando assim, a utilização destes dispositivos na proteção de sistemas elétricos.

Os relés de distância digitais diferem dos tipos estáticos no cálculo do valor da impedância aparente onde o relé está instalado. Embora os resultados finais dos relés digitais sejam os mesmos dos estáticos, algumas vantagens podem ser citadas devido à utilização dos primeiros.

THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS [16] relaciona algumas dessas vantagens decorrentes das diferenças observadas:

- são utilizadas informações de fase e amplitude referentes aos sinais de entrada, o que aumenta substancialmente a segurança do relé quando comparado àqueles em que apenas a informação de fase é usada;
- qualquer curva característica do relé pode ser programada e adicionada ao relé;
- as zonas de proteção podem ser facilmente incorporadas visto que, uma vez calculada a impedância, zonas extras podem ser adicionadas com poucas penalidades de processamento e
- as características podem ser configuradas com valores ôhmicos, simplificando assim o comissionamento nos mesmos.

Cabe comentar que na ocorrência de uma falta em uma linha de transmissão, os relés de distância fornecem indicações da área em que a falta ocorreu. Portanto, estes não são projetados para indicar a localização exata da mesma, uma vez que os disjuntores do circuito de potência estão somente instalados nos terminais da linha, não importando para eles onde se encontra a posição física da falta, ERIKSSON *et al.* [17].

Resumidamente, podem-se indicar as seguintes aplicações para os relés de distância, CAMINHA [15]:

- *relés de impedância ou ohm*. Indicados para proteção de fase, em linhas de comprimento médio. São pouco sensíveis às oscilações do sistema e exigem adicional unidade direcional.
- *relés de reatância*. São indicados particularmente para proteção de fase, em linha de comprimento curto, onde a resistência tem um valor apreciável em relação à indutância e os arcos voltaicos não podem ser desconsiderados.
- *relés de admitância ou mho*. São bem indicados na proteção de fase em linhas longas e de mais altas tensões, sujeitas a sérias oscilações. São bastante afetados pela resistência de arco voltaico, mas devido serem inerentemente direcionais e praticamente insensíveis a oscilações do sistema, são muito usados na prática de proteção de linhas.

JOHNS & SALMAN [18] afirmam que devido ao crescimento do sistema de potência, tanto em tamanho como em complexidade, está se tornando comum o uso de linhas longas e com os dois terminais altamente carregados, assim como o uso de linhas com múltiplos terminais e derivações. Devido ao fato mencionado, são exigidos, cada vez mais, dispositivos eficazes que garantam uma maior confiabilidade na proteção de um SEP, DOMINGUES [19].

De um modo geral, fica evidente que a introdução dos relés digitais na proteção dos sistemas elétricos de potência, especificamente dos relés de distância e de frequência, trouxe uma grande contribuição referente à sensibilidade, seletividade, velocidade de atuação, confiabilidade e segurança ao próprio sistema.

Neste contexto, um estudo referente a uma nova técnica de estimação dos parâmetros relativos aos relés de frequência e de distância será observado no desenvolvimento desta tese. A abordagem mencionada refere-se à aplicação de Algoritmos Genéticos, cuja otimização e aprendizado é baseado na seleção e na genética natural das populações e/ou soluções para as abordagens propostas.

1.4 Justificativa e Contribuições da Pesquisa

Devido à característica dinâmica de um Sistema Elétrico de Potência, a geração, propagação e interação de distúrbios, como por exemplo, as distorções harmônicas, ocorrem em um ponto comum de acoplamento com o sistema. Assim, consumidores também conectados a este mesmo sistema, os quais utilizam a energia elétrica transmitida com finalidades distintas, podem ser afetados, mesmo não sendo os causadores de tal distúrbio. Estudos relacionados à QE visam buscar mecanismos de caracterização específica para cada tipo de distúrbio e, nesse contexto, evidencia-se a necessidade de técnicas mais eficazes na descrição dos mesmos. Uma vez que os sinais de tensão e corrente são responsáveis por levar as informações relevantes desses distúrbios, ferramentas para análise em processamento de sinais tais como, Transformadas *Wavelet*, Redes Neurais Artificiais, Lógica *Fuzzy* e Algoritmos Genéticos (AGs) são indicadas para a análise. Nessa abordagem, a principal contribuição do trabalho está na estimação de 25 componentes harmônicas em sinais de tensão e corrente oriundos de diversas situações comumente encontradas em SEPs. Ressalta-se ainda que nesta análise é realizada uma comparação entre a Transformada de *Fourier* e os AGs na forma de representação Real e Binária com a finalidade de estimar tais componentes.

Outro problema comum em um SEP é a estimação de parâmetros relativos à proteção do sistema elétrico. O desvio na frequência num SEP ocorre quando o balanço dinâmico entre geração e carga não é executado. Neste sentido, técnicas para uma estimação mais exata da amplitude, frequência e ângulo de fase para os relés de frequência e para os de distância, pela estimação dos fasores fundamentais, também serão objetos de estudos neste projeto através da aplicação de AGs. Como contribuição da análise referente a relés de frequência tem-se a implementação e simulação de um programa computacional para estimar as variáveis pertinentes a este tipo de relé, utilizando linguagem de programação em *hardwares* – VHDL, o que permitiria a aplicação de AGs em relés de frequência em tempo real. Na abordagem de relés de distância a principal contribuição foi à utilização de algoritmos genéticos para estimar os fasores fundamentais (60 Hz) de sinais de tensão e corrente, oriundos de um único terminal, para posterior cálculo da impedância aparente vista por esse tipo de relé.

Como será evidenciado no decorrer deste documento, devido a sua imunidade a ruídos, tamanho da janela de dados necessária para a análise, frequência de amostragem, dentre outras, os AGs serão aplicados aos três problemas distintos a serem estudados nesta pesquisa.

1.5 Disposição Geral da Tese

A disposição do presente trabalho descreve neste Capítulo 1 alguns comentários pertinentes a importância de cada tema abordado: Componentes Harmônicas, Relés de Frequência e Relés de Distância em um SEP. O Capítulo 2 relata as principais publicações referentes aos três temas de estudo. Essa revisão bibliográfica é de fundamental importância, pois procura rever todas as contribuições significativas no desenvolvimento de novas técnicas de abordagens para os estudos correlatos. Os Algoritmos Genéticos, técnica de otimização utilizada para obtenção dos parâmetros inerentes a esta pesquisa, são apresentados no Capítulo 3. Com intuito de se obter uma base de dados consolidada para posterior aplicação

dos AGs, foram simulados algumas configurações dos Sistemas Elétricos de Potência representativos de situações comumente encontradas na distribuição e transmissão, conforme destacados no Capítulo 4. Todas as características de simulação e adequações dos sinais de tensão e corrente para o seu correto uso são ainda explicitadas neste Capítulo. O Capítulo 5 traz a estimação dos parâmetros em sistemas elétricos por AGs, contendo as devidas formulações matemáticas, características intrínsecas de cada problema abordado, bem como uma descrição da tecnologia *Field Programmable Gate Array*. Os resultados finais obtidos para a aplicação dos Algoritmos Genéticos na Estimação dos Componentes Harmônicos, Estimação da Amplitude, Frequência e Ângulo de Fase, e Estimação dos Fasores Fundamentais, referidos ao uso dos relés de frequência e de distância, respectivamente, são ilustrados no Capítulo 6. Finalizam esta tese as conclusões sobre este trabalho, Capítulo 7, e referências bibliográficas, exibidas no Capítulo 8.

---

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

As variações dos parâmetros característicos de formas de onda de tensão e corrente, fora de limites aceitáveis, podem ser referidas como a causa de vários problemas na operação, controle e proteção dos SEPs. Decorrentes dessa afirmação, a seguir, serão relatadas as principais contribuições científicas referentes às técnicas para a estimação das componentes harmônicas, destacando-se os Algoritmos Genéticos (AGs). Posteriormente, serão levantadas as principais técnicas de estimação dos parâmetros relativos a um relé de frequência, bem como de um relé de distância, aplicados à proteção em SEP.

2.1 Estimação de Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência

Como se sabe, a geração de energia elétrica se dá através da frequência fundamental de 50 ou 60 Hz e de formas de ondas perfeitamente senoidais. Entretanto, com a caracterização das componentes harmônicas no sistema elétrico, as formas de ondas desejadas não mais apresentam uma correta proporcionalidade entre as tensões aplicadas e suas respectivas correntes.

O termo “harmônico” foi originalmente definido em acústica, significando a vibração de um fio ou uma coluna de ar, com frequência múltipla à da fundamental, provocando uma distorção na qualidade do som resultante. Um fenômeno semelhante a este tem se apresentado nos sistemas elétricos de potência, sendo tais distorções, caracterizadas nos sinais de tensão e/ou corrente, indesejáveis por parte das concessionárias de energia e dos consumidores.

Nos dias de hoje, o impacto na degradação da QE, em particular dos efeitos advindos da composição harmônica, ainda não estão completamente explorados. Muitos grupos de pesquisa estão trabalhando neste tema e a comunidade científica espera esclarecer melhor todos os aspectos relacionados a este importante campo num futuro próximo. O completo conhecimento dos efeitos da degradação da QE permite uma introdução à sua quantificação econômica. Assim, de um modo geral, ao custo da QE, e em particular o custo devido às distorções harmônicas pode ser estimado como afirma P. VERDE [20].

Com o incontrolável aumento no uso de cargas e equipamentos com características não-lineares, a QE em SEPs sofre uma degradação incondicional. Alguns equipamentos, oriundos da eletrônica de potência, tais como inversores, conversores CA e CC, fornos elétricos e lâmpadas fluorescentes são apontados como os principais causadores da distorção da forma de onda de tensão e/ou corrente. Componentes dos SEP, tais como transformadores de corrente e de potencial e geradores síncronos também podem ser fontes de harmônicos, IEEE WORKING GROUP [21].

Como fato tem-se que o uso extensivo de dispositivos eletrônicos conectados à rede de energia tem aumentado, conseqüentemente, caracterizando o que chamamos de “poluição harmônica”. De acordo com o EPRI (*Electric Power Research Institute*), de 35-40 % de toda energia elétrica flui através dos dispositivos eletrônicos, CLARK *et al.* [22]. LAMARE [23] já previa que este percentual aumentaria para 60% até o ano 2000.

O assunto delineado tem sido extensamente discutido em conferências nacionais e internacionais, resultando num grande número de artigos científicos publicados. Uma atividade intensa por meio do *IEEE Power Engineering Society* na identificação dos efeitos das harmônicas contribuiu significativamente na definição de procedimentos de medição e controle, bem como na criação de rígidas normas no que se refere à correção do fator de potência e de distorções harmônicas conforme relatado em IEEE Std. 519 [7].

No Brasil, atualmente, existe uma discussão a respeito de como deverá ser feita a distribuição de responsabilidades entre os consumidores, fabricantes e concessionárias, dos problemas gerados pela distorção harmônica. Alguns autores sugerem a cobrança do “excedente” harmônico, assim como é feito para a energia reativa, através do fator de potência. O excedente harmônico seria cobrado dos consumidores que ultrapassassem determinados limites estabelecido por lei. Limites estes chamados de “limites de referência”, SANTOS *et al.* [24].

SIQUEIRA *et al.* [25] fizeram um estudo do impacto das distorções harmônicas nas medições de potência ativa e de energia sobre vários tipos de medidores de *kWh*. Segundo os autores, o nível de distorção harmônica total pode representar uma regra importante no desempenho de tais medidores. Dependendo do grau de distorção e das componentes de frequências envolvidas, certamente haverá uma diferença de comportamento entre os medidores. Outro fato que merece destaque é quanto à possibilidade de inclusão, na estrutura tarifária, da consideração de tais distorções harmônicas no sistema elétrico. Em virtude disso, um novo modelo tarifário no Brasil deveria ser concebido.

Vale frisar que as possíveis soluções para os problemas decorrentes das distorções harmônicas passam antes pelo entendimento das origens e causas das mesmas, sendo que uma correta estimação das componentes harmônicas é uma das principais partes desse processo.

A estimação das distorções harmônicas presentes no SEP, de acordo com DUGAN *et al.* [26], é uma tarefa muito importante para a correta operação do mesmo. As dificuldades na medição dessas ondas originam-se no fato de que algumas cargas geradoras de harmônicos são de natureza dinâmica. Neste caso, as harmônicas produzidas possuem amplitude variante com o tempo. Conseqüentemente, métodos rápidos de medição e estimação de sinais harmônicos são requeridos.

Tradicionalmente, a análise harmônica pode ser baseada em teorias de estimação estática ou dinâmica. Os métodos baseados no ajuste dos Mínimos Quadrados (MQ), na Transformada Discreta de *Fourier* (TDF) e na Transformada Rápida de *Fourier* (FFT – *Fast Fourier Transform*), são exemplos de estimação estática, enquanto o Filtro de *Kalman* é um exemplo de estimação dinâmica, BURRUS & PARKS [27].

A técnica dos MQ é baseada na minimização da soma do quadrado da diferença entre o valor estimado e o valor medido por uma função. Em sistemas de potência, as variáveis de estado de estimação são as magnitudes de tensão e seu ângulo de fase. KAMWA e GRONDIN [28] mostraram que, para um modelo não-linear de tensão do sistema, a técnica baseada no ajuste por MQ oferece uma estimativa razoável do fasor de tensão. O mesmo pode ser dito do método de ajuste por Mínimos Quadrados Recursivos (MQR).

QIN LI & LÊS ATLAS [29] implementaram um algoritmo para decomposição harmônica de sinais variantes no tempo baseado na técnica dos Mínimos Quadrados para Harmônicos (LSH – *Least Squares Harmonic*). As amplitudes e fases das harmônicas estimadas são formuladas como a solução de um conjunto de equações lineares, as quais minimizam o erro médio quadrado. A frequência do sinal é modelada por um polinômio linear ou quadrático, os quais são obtidos por meio de uma pesquisa local sobre os coeficientes polinomiais. Este método mostrou-se capaz de estimar harmônicos com exatidão e robustez na presença de situações com baixa Relação Sinal-Ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*).

A TDF é fundamentada na teoria de transformadas ortogonais, onde a forma de onda medida consiste de uma componente fundamental acrescida de uma infinita soma de harmônicos. GIRGIS *et al.* [30] constataram que essa técnica apresenta erros no processo de ruídos randômicos, geralmente no processo de medição do sinal. O custo computacional do algoritmo é muito baixo, mas o seu desempenho pode ser afetado pela presença da componente CC no sinal.

A FFT, uma versão otimizada da TDF, é uma das ferramentas mais utilizadas para o cálculo de harmônicos em sistemas elétricos. Teoricamente, o algoritmo da FFT é perfeitamente aplicável apenas quando as formas de onda analisadas são periódicas. YONG *et al.* [31] investigaram os efeitos do truncamento da FFT para estimação de harmônicos em sinais considerados não-periódicos. Esforços especiais foram concentrados em formas de onda de tensão e corrente variantes no tempo. Os autores também discutiram os efeitos de uma estimação dinâmica e um método de truncamento com superposição foi proposto para alcançar respostas rápidas e exatas. O resultado da FFT, provindo do truncamento de uma forma de onda, representa a energia média dentro do intervalo truncado. Um exemplo foi elaborado para ilustrar a implementação do método da superposição e identificação de grupos-harmônicos, avaliando, dinamicamente, a estimação da distorção harmônica no sistema de potência.

A FFT, quando utilizada na análise de harmônicas em SEP, apresenta um determinado erro, especialmente, no que se refere à fase do sinal. FUSHENG ZHANG *et al.* [32] discutem o fenômeno do *Leakage*, espalhamento espectral, com a utilização da FFT, e apresentam um algoritmo para a correção deste erro. Uma interpolação é feita através da utilização de uma janela cossenoidal de “*poly-item*”, a qual é baseada no algoritmo de interpolação proposto por GRANDKE *apud* FUSHENG ZHANG [32]. Este novo algoritmo de interpolação janelado aumenta efetivamente a exatidão na medição de harmônicas num sistema elétrico, melhorando, portanto, a exatidão da FFT e obtendo com isso uma diminuição considerável no erro de fase. Os resultados simulados mostram que a aplicação de janelas diferentes resulta em diferentes efeitos na exatidão, mostrando que a janela de *Blackman - Harris* possui uma melhor precisão. Um *software* capaz de medir o conteúdo harmônico no SEP com base neste algoritmo foi projetado, obtendo-se bons resultados através dos experimentos simulados.

Muitas das questões que surgem com relação à QE têm uma melhor interpretação no domínio da frequência, depois da execução da Transformada Rápida de *Fourier* para sinais dependentes do tempo registrados e/ou simulados. A análise da FFT fornece espectros discretos, contendo as chamadas harmônicas de um sinal dependente do tempo. Como se sabe, o resultado da FFT é apenas de fácil interpretação se o período base utilizado para análise do sinal combina com o período do sinal a ser analisado, evitando assim, o espalhamento espectral. Uma maneira de resolver este problema é sugerida por V. STAUDT [33] com a aplicação de funções janelas em sinais dependentes do tempo antes da análise da FFT. No entanto, cuidados devem ser tomados quando se faz a aplicação das funções janelas para sinais típicos de sistemas de energia. Mostra-se ainda neste trabalho que, interpretações errôneas são possíveis, e orientações são fornecidas para uma melhor compreensão com a aplicação de tais funções janelas na avaliação da QE.

Uma técnica comum para processamento de sinal ou imagem está na extração de uma porção do sinal pelo janelamento, e, então, aplicar a TDF para obtenção do conteúdo de frequência da janela analisada. Movendo-se apropriadamente a janela, todo o sinal pode ser analisado. SHERLOCK & MONRO [34] propuseram em seu trabalho o desenvolvimento de um algoritmo baseado na FFT móvel, aplicado a um caso particular, onde a janela é deslocada ao longo do sinal por sucessivas transformadas. A FFT móvel atualiza a TDF para refletir o novo conteúdo da janela, utilizando menos esforço computacional. O algoritmo da FFT móvel pode ser adaptado para o uso com janelas do tipo: *retangular*, *Hanning*, *triangular*, *Hamming* e *Blackman*. Generalizações podem ser estendidas para seqüências de janelas lineares, bem como para seqüências polinomiais.

HARRIS [35] faz uma importante revisão sobre as janelas e seus efeitos na detecção de sinais harmônicos na presença de ruídos com largas faixas de frequências, e na presença de fortes interferências harmônicas. O autor chama a atenção para erros comuns na aplicação das

janelas quando usadas com ajuda da FFT. Este trabalho inclui um compreensivo catálogo de informações referentes às janelas com seus parâmetros de execução mais significantes, através dos quais, as diferentes janelas podem ser comparadas. Finalmente, um exemplo demonstra o uso e o mérito das janelas para analisar sinais harmônicos caracterizados por grandes diferenças nas suas amplitudes.

A quantificação da QE em termos de índices comuns, tal como Distorção Harmônica Total (DHT) e outras medidas, são revistas em termos da *Short-Time Fourier Transform* (STFT) por JARAMILLO *et al.* [36]. A STFT é avaliada sobre uma janela no tempo. O resultado é um conjunto de novos índices usuais, para o caso de sinais periódicos e em estado estacionário, possibilitando a quantificação das amplitudes transitórias para sinais não-estacionários. A principal conclusão deste trabalho é que, com a escolha correta do tamanho da janela, a STFT pode ser usada como uma base para o desenvolvimento de um índice da Distorção Harmônica de Curto Termo (DHCT). A DHCT é similar a DHT, diferenciando-se apenas pela aplicação de uma janela de duração finita. A existência de uma relação direta entre o tamanho da janela usada no cálculo da DHCT e a exatidão deste índice, mostra-nos a concentração de “energia” contida num determinado sinal analisado.

A STFT, uma variação da Transformada de *Fourier* (TF) usada em sistemas lineares variantes no tempo, é usada para análise de sinais não-estacionários quando o uso isolado da TF se torna inadequado. Tal técnica faz o mapeamento de um sinal unidimensional em duas dimensões: tempo e frequência. No entanto, a precisão das informações obtidas por esta transformada é limitada, uma vez que esta utiliza uma janela de dados fixa, isto é, o conteúdo de informação do sinal, amostrado seqüencialmente, é analisado em um intervalo fixo de seu espaço de domínio, GU & BOLLEN [37].

Um estudo envolvendo a TFJ (*Transformada de Fourier Janelada*) foi realizado por SOUZA [38], onde se verificou a grande potencialidade de tal ferramenta na classificação de distúrbios relacionados com a QE. Dentre eles: afundamentos, elevações e interrupções de tensão, ruídos e transitórios oscilatórios oriundos de chaveamentos de bancos de capacitores em um SEP. As janelas utilizadas no desenvolvimento dessa análise foram a de *Hanning*, Retangular e a de *Kaiser*. O janelamento foi efetuado com janelas de dados contendo 256 amostras, correspondendo a dois ciclos do sinal em análise, com passos de deslocamento de um ciclo. Os resultados obtidos, mediante uma análise percentual e das componentes harmônicas envolvidas, permitiram uma correta classificação de todos os 90 casos referentes aos cinco tipos de distúrbios analisados. Todas as janelas utilizadas obtiveram baixos erros de estimação das amplitudes das harmônicas envolvidas, mostrando a janela de *Hanning* uma melhor visualização da energia dos sinais analisados.

O Filtro de *Kalman*, GIRGIS *et al.* [30], é baseado em uma estimativa dinâmica e possui a capacidade de identificar, analisar e localizar os harmônicos contidos em um sinal não estacionário. Apesar de apresentar resultados bastante precisos, uma análise estatística preliminar do sinal a ser analisado se faz necessária, o que limita seu uso para uma aplicação prática. Em ambos os métodos, estático ou dinâmico, a presença de dados incorretos no conjunto de medição tem um efeito significativo no desempenho da estimação.

Em DASH *et al.* [39] é apresentada uma técnica integrada para estimação das componentes harmônicas de uma rede elétrica na presença de mudanças de frequências baseadas no uso de um Combinador Linear de *Fourier* (FLC – *Fourier Linear Combiner*) e do Filtro de *Kalman* Complexo Estendido (ECKF- *Extended Complex Kalman Filter*). O ECKF estima a frequência exata do sinal para atualizar a frequência nominal do vetor de entrada para o FLC. O FLC extrai as componentes de *Fourier* de um sinal, mesmo na presença de informações corrompidas por ruídos, com boa precisão. Segundo os autores, uma vez que o

sinal é corretamente modelado, as harmônicas variantes no tempo de uma rede elétrica podem ser estimadas com eficácia, utilizando-se desta técnica. Vários testes numéricos foram realizados comprovando o bom desempenho da técnica.

No trabalho de LOBOS *et al.* [40] é proposta uma técnica para examinar a decomposição de valores singulares (SVD - *Singular Value Decomposition*) para a estimação de harmônicas de um dado sinal com elevada presença de ruídos. Os métodos desenvolvidos para a determinação da frequência são ferramentas apropriadas para uma investigação de sinais em sistemas de potência contendo harmônicas e inter-harmônicas, diferenciando significativamente seus múltiplos. A técnica SVD é um algoritmo numérico para calcular a solução dos mínimos quadráticos lineares. Os métodos também podem ser aplicados para estimação da frequência em sinais periódicos altamente distorcidos. Para investigar os métodos, vários experimentos foram executados usando sinais simulados e formas de onda de correntes oriundas de um conversor de frequência. Para efeito de comparação, experiências similares foram repetidas usando a FFT com o mesmo número de amostras e período de amostragem. A comparação provou a superioridade do SVD para sinais com presença de ruídos. No entanto, o cálculo do SVD é muito mais complexo do que a FFT e requer extensivas manipulações matemáticas.

MARK [41] introduziu uma técnica diferencial que pode ser aplicada para extrair informações de ondas de tensão ou corrente distorcidas, as quais são inerentes a QE. Este método é especialmente útil para identificar fontes de distorções como aquelas ocorridas em soldagem a arco elétrico, da utilização de fornalhas a arco, faltas com alta impedância, dispositivos causadores de *flicker*, etc. Como fato, tem-se que a série ou a FFT em alguns casos tende a mascarar as características dessas informações devido ao seu cálculo médio. Às vezes não é intuitivamente claro, do resultado dessas informações, evidenciar a origem das distorções. Sendo assim, a análise dos resultados requer um alto grau de habilidade e experiência, permitindo então a identificação da causa da distorção. A técnica diferencial

pode servir como uma poderosa ferramenta complementar para algoritmos existentes usados no estudo da qualidade da energia, uma vez que ela fornece informações visuais sobre a causa dos problemas, que podem ser relacionadas às operações dos dispositivos que geram tais distorções.

Constata-se que a utilização de técnicas baseadas em Inteligência Computacional, aplicadas à resolução de complexos problemas, tem aumentado nas últimas décadas, sendo estes também aplicados em problemas de identificação de harmônicas em sistemas de potência. Uma técnica sistemática para avaliação da qualidade da energia utilizando sistemas inteligentes é retratada por KAZIBWE & SENDAULA [42]. Os autores afirmam que a técnica de sistemas inteligentes é adaptável para avaliação de problemas da qualidade da energia pelas seguintes razões:

- podem considerar conhecimentos parciais. Existem usualmente várias causas prováveis de um problema de QE, e todas as informações pertinentes não podem ser avaliáveis.
- facilitam a expansão do conhecimento base. Estes sistemas inteligentes são capazes de retornar às informações anteriores para explicar o processo de raciocínio seguido para chegar a uma determinada solução.

Segundo os autores, as entradas iniciais para o sistema inteligente consistem nos sintomas dos distúrbios relacionados à QE. Tais sistemas respondem perguntando a um conjunto de informações pertinentes a um local específico. A resposta é baseada na entrada de dados bem como nas regras definidas na sua configuração para se chegar à causa mais provável do problema de QE e a correspondente solução ótima (custo/benefício).

As Redes Neurais Artificiais (RNAs) podem ser usadas como um sistema digital *on-line* para ler o sinal e atualizar os parâmetros harmônicos para cada ponto amostral. Se o modelo da RNA for bem definido, podem-se produzir bons resultados em ambientes ruidosos, conforme relatam DASH *et al.* [43].

Já a regressão linear *Fuzzy* pode ser utilizada como um problema de otimização linear em que as formas de onda de tensão e corrente são escritas como funções lineares, como apontada por SOLIMAN *et al.* [44].

Dentre estas técnicas baseadas em Inteligência Computacional, cresceu o interesse na aplicação de algoritmos baseados no paradigma da evolução natural com o intuito de desenvolver algoritmos para a resolução de problemas de adaptação e otimização. Esta nova área de pesquisa foi denominada Computação Evolutiva (CE) (BACK & SCHWEFEL [45]).

Os Algoritmos Genéticos (AGs), dentre as subáreas da CE, obtiveram atenção especial como um algoritmo de busca estocástica robusta. Esta área permaneceu relativamente ignorada até a década de 80. Este obstáculo na aplicabilidade dos AGs em problemas reais se deu devido à dificuldade de aumentar a velocidade de processamento dos computadores da época. Porém, com o desenvolvimento contínuo da tecnologia digital, deu-se início ao desenvolvimento de uma nova geração de processadores, mais compactos e rápidos, permitindo a aplicação de algoritmos evolutivos na resolução de problemas relacionados à engenharia segundo como afirma BACK *et al.* [46].

Pelo considerado avanço da tecnologia digital, a aplicação dos AGs em SEPs tornou-se bastante difundida. As linhas de estudos, utilizando-se dos AGs, são as mais diversificadas possíveis, com destaque para o planejamento da expansão da operação, onde o principal objetivo está em determinar a programação ótima para o acréscimo das usinas de geração, o tipo, número e o tempo do acréscimo de cada unidade geradora de maneira a fornecer um suprimento confiável e mais econômico para as demandas de carga previstas sobre um determinado período. O problema é minimizar os custos em investimentos e operações e maximizar a confiabilidade com diferentes tipos de restrições. O planejamento da expansão da operação é um problema de programação não linear inteira o qual é altamente restrito (FUKUYAMA & CHIANG [47] e PARK *et al.* [48]).

LEITE [49] apresenta em seu trabalho uma aplicação dos AGs como ferramenta para a resolução do problema de Planejamento da Operação dos Sistemas Hidrotérmicos de Potência, onde métodos tradicionais apresentam dificuldades de convergência. Os resultados comprovaram a eficácia da aplicação dos AGs quando comparado à tradicional técnica de programação não-linear.

Um Algoritmo Genético modificado é usado por LEEHTER & SETHARES [50] para resolver problemas na identificação de parâmetros lineares e não-lineares para filtros digitais. Os AGs mostraram sua potencialidade para estimação de filtros IIR não-lineares, visto que estes podem ser aplicados em situações onde os métodos do gradiente falham para problemas com mínimos locais. Sobre hipóteses adequadas, o erro na estimação encontrado para sua convergência é muito baixo.

Um método de reconfiguração do sistema de distribuição, para minimização das perdas, utilizando-se dos AGs foi proposto por NARA *et al.* [51]. O problema de minimização das perdas em um sistema de distribuição é formulado como um problema de programação inteira associado. No algoritmo proposto, os vetores consistem das posições de seccionamento das chaves ou das configurações radiais. A função aptidão consiste do total de perdas e dos valores das penalidades oriundas da capacidade de violação no decréscimo das tensões e correntes. Os resultados mostraram que um ótimo aproximado pode ser encontrado e que reduções nas perdas de mais de 10% podem ser alcançadas pelo método.

SUNDHARARAJAN & PAHWA [52] apresentaram uma nova metodologia para determinação do tamanho, locação, tipo e número de capacitores para serem instalados em um sistema de distribuição radial. O objetivo é reduzir a perda de energia no sistema e minimizar o custo dos capacitores a serem substituídos. Uma análise de sensibilidade foi usada para selecionar as localizações candidatas e instalações dos capacitores no sistema de distribuição.

BERIZZI & BOVO [53] descrevem em seu trabalho a aplicação dos AGs e micro Algoritmos Genéticos (μ AGs) para problemas de localização e dimensionamento de filtros passivos em redes elétricas afetadas pelas harmônicas. Tais técnicas, derivadas da teoria evolucionária, são mostradas por serem compatíveis com esses problemas, mesmo em redes complexas. A principal idéia é identificar uma estratégia para determinar uma solução ótima para escolha da localização e dimensionamento dos filtros passíveis, para minimizar o número de filtros e, conseqüentemente, seus custos. Estes problemas devem ser observados simultaneamente, uma vez que os dois aspectos são interdependentes, isto é, a localização ótima da barra depende da determinação dos parâmetros dos filtros e vice-versa. Os resultados evidenciam a eficácia da ferramenta utilizada, uma vez que a mesma determina corretamente as melhores barras para alocação dos bancos de capacitores, fornecendo também, um dimensionamento ótimo dos mesmos.

Muitas outras áreas de aplicação dos AGs podem ser encontradas em RAJKUMAR *et al.* [54] como, por exemplo, despacho econômico, controle, sistemas de distribuição, processamento de sinais e geração, dentre outras.

Como prática, tem-se que as formas de onda de tensão e corrente de um sistema de distribuição ou de transmissão não são puramente senoidais. Existem distorções nessas formas de onda que consistem de uma combinação da frequência fundamental, harmônicas e transitórios de alta frequência. Em MACÊDO *et al.* [55] é apresentado um método para identificação de harmônicos em formas de onda distorcidas em SEPs. O método proposto é baseado nos AGs. O algoritmo proposto foi testado com informações simuladas via *Software ATP (Alternative Transients Program)*. Os resultados demonstraram que o método apresentado é preciso quando comparado com a técnica tradicional da TDF, principalmente no que diz respeito à estimação da componente CC.

BETTAYED & QIDWAI [56] também apresentaram um algoritmo para estimar harmônicos em sistemas elétricos usando AGs. O problema de estimação de harmônicos é linear em amplitude e não-linear em fase. O algoritmo híbrido proposto utiliza a técnica dos mínimos quadrados para estimação de amplitudes e os AGs para estimação do ângulo de fase das componentes de frequência correspondentes. Refinamentos tanto para o processo de convergência para a solução, como para uma minimização do tempo de processamento, são demonstrados, obtendo-se resultados satisfatórios.

Os AGs são bem adaptáveis para implementação *off-line*, sendo capazes de solucionar problemas de otimização com múltiplos objetivos, permitindo que as decisões sejam inseridas no processo de otimização, na busca de uma melhor compreensão do problema em estudo. Isto se aplica especialmente quando, de alguma forma, as funções objetivo são mal-comportadas. Para aplicações *on-line*, no entanto, apresenta desafios significativos. Quando um sistema modelo está disponível, ou pode ser identificado, um algoritmo genético convencional pode ser aplicado *on-line* com poucas mudanças. Se este não for o caso, a natureza dos AGs exige que o sistema possua um alto grau de robustez para se manter o nível de exploração demandada. Contudo, o uso dos AGs com outros métodos de otimização ou ferramentas inteligentes ainda merecem atenção, como afirmado por FLEMING & FONSECA [57].

2.2 Estimação de Parâmetros Relativos a um Relé de Frequência

A estimação da frequência do sistema elétrico é uma importante tarefa, uma vez que esta é um bom indicador das condições de operação do sistema. Se os sinais de tensão e corrente, os quais são usados para medir a frequência do sistema forem puramente senoidais, a estimação da frequência é rápida e exata. No entanto, na prática, os sinais medidos são distorcidos e possuem parâmetros variáveis no tempo. Dessa forma, a literatura aponta uma grande variedade de métodos na busca de uma correta estimação da frequência.

Variações na frequência de um SEP são definidas como sendo desvios no valor da frequência fundamental do sistema (50 ou 60 Hz). Dos valores usuais, o desvio de frequência para desligamento automático do Controle Automático de Geração (CAG) deve estar ajustado em $\pm 0,5$ Hz, em relação à frequência nominal (60 Hz), segundo o ONS.

Vale comentar que a frequência do sistema está diretamente relacionada com a velocidade de rotação das máquinas geradoras que o suprem. Fato é que existem pequenas variações na frequência à medida que o balanço dinâmico entre carga e geração sofre alterações. A proporção do desvio de frequência e sua duração dependem das características da carga e da resposta do regulador de velocidade da geração, conforme destacado por DUGAN *et al.* [26]. Tais variações de frequência podem ser causadas por faltas nos sistemas de transmissão, saída ou entrada de um grande bloco de cargas do sistema ou ainda em decorrência da saída de uma fonte de geração.

Contudo, nos sistemas de potência interligados, são raras as variações significantes de frequência. As consequências em virtude das variações de frequência são mais prováveis para situações de cargas supridas por um gerador isolado no sistema da concessionária. Nesses casos, comandos que respondem a mudanças de cargas abruptas podem não ser adequados para regulação dentro de uma largura de faixa estreita, a qual é requerida pelos equipamentos sensíveis a tais variações da frequência.

Existem várias aplicações para o relé de frequência tradicional num SEP, incluindo proteção de geradores, rejeição e restauração de cargas, além de auxiliar no controle de interligação entre concessionária/geração.

Ressalta-se que em um sistema de transmissão a onda gerada e transmitida na rede dificilmente estará isenta de distorções harmônicas e de outras oscilações. Tais oscilações da rede estão em torno de $\pm 5\%$ da frequência nominal, aceitáveis para o caso de máquinas rotativas, cabendo ao relé de frequência tais verificações. Dentre a variação aceitável da frequência nominal, as máquinas rotativas não serão capazes de sentir tais oscilações, não oferecendo, portanto, risco ao sistema como um todo. Para valores acima ou abaixo deste limite, o relé de frequência atuará isolando a máquina do sistema, caso outras proteções ainda não tenham sido ativadas.

Existem várias técnicas para estimação dos parâmetros relativos ao relé de frequência, tais como o uso da FFT, sugerido por GIRGIS & HAM [58], onde, através de um detector de cruzamento de zero, pode-se estimar a frequência da rede elétrica. Outra técnica, como proposta por PHADKE *et al.* [59], consiste em utilizar-se das componentes de sequência positiva dos fasores de tensão. Os dados dessa sequência são passados para programas de análise de estados e cálculo de fluxo de carga, estimando o valor da frequência quando do cruzamento da onda por zero.

Uma avaliação do desempenho de um algoritmo estimador de frequência é analisada por MOSTAFA *et al.* [60]. O algoritmo é baseado na estimação do erro pelos mínimos quadrados. Ondas senoidais simuladas são utilizadas nesta avaliação e um protótipo laboratorial, baseado em um micro-controlador, é implementado para calcular o erro dispondo de um algoritmo em tempo real. A submissão do protótipo a um grande número de testes mostrou resultados com alto nível de precisão.

SIDHU [61] descreve aspectos computacionais e a implementação de uma técnica baseada em Processamento Digitais de Sinais (PDS) para a medição da frequência de operação de um sistema de potência. A técnica fornece corretamente e sem ruídos, a estimação de frequências próximas à nominal, e também àquelas situadas a aproximadamente 25 ms em relação à frequência nominal. A técnica proposta se baseia no uso de PDS e foi extensivamente testada usando sinais de tensão obtidos de uma fonte de frequência dinâmica e de um sistema de potência. Os erros máximos observados durante os testes são da ordem de 0,02 Hz para frequências próximas e/ou afastadas da nominal. Conforme o autor, a técnica proposta concede uma estimação com boa exatidão mesmo na presença de ruídos e harmônicas.

DASH *et al.* [62] propõem em seu trabalho o uso do filtro de *Kalman* complexo estendido para a estimação da frequência em um sistema de potência na presença de sinais ruidosos e distorcidos. Através dos valores discretos oriundos dos sinais de tensões de um sistema elétrico, um vetor de tensão complexo é formado usando a conhecida transformação $\alpha\beta$. A técnica de filtragem é usada iterativamente para o cálculo do estado real do modelo na presença de ruídos e de significantes distorções harmônicas. Como a frequência é modelada como um estado, a estimação de tal vetor de estados resulta na obtenção da frequência desconhecida do sistema elétrico. Várias simulações computacionais foram testadas e os resultados apresentados, destacam a potencialidade da técnica para estimação de frequências tanto próximas quanto àquelas afastadas em relação à frequência nominal. Essa nova técnica mostrou-se muito estável e permitiu a estimação da frequência com exatidão da ordem de 0,01 – 0,02 Hz na presença de ruídos, com menos de 40 dB. Ressalta-se ainda que tal técnica comportou-se muito bem tanto na ocorrência da diminuição ou aumento da frequência no sistema.

Um novo algoritmo para estimação da frequência no sistema elétrico é apresentado por SZAFRAN & REBIZANT [63], onde o algoritmo aplica as componentes ortogonais do sinal obtidas com o uso de dois filtros FIR (*Finite Impulse Response*) ortogonais. A propriedade essencial do algoritmo apresentado está na sua imunidade tanto nas magnitudes da componente ortogonal do sinal, bem como na variação do ganho para filtros FIR, o qual assegura 1,5 mHz de exatidão na estimação sobre valores típicos (± 2 Hz) na medição no desvio da frequência. As simulações, oriundas do *software* EMTP/ATP, confirmaram que o algoritmo é capaz de extrair a frequência do sistema em estudo também em condições transitórias. Uma importante vantagem do algoritmo está na sua precisão, independente da taxa de amostragem, permitindo assim que o mesmo seja aplicado para taxas de amostragem comumente utilizadas pelos equipamentos de proteção.

Como é de conhecimento, muitos algoritmos digitais para medição de frequência possuem exatidão aceitável quando os sinais de tensão não são distorcidos. No entanto, devido ao grande uso de dispositivos com características não-lineares, tais formas de onda podem ter um elevado grau de distorção harmônica. LOBOS & REZMER [64] apresentam um método para medição da frequência num sistema elétrico, o qual se baseia tanto no processo de filtragem digital como também no método de estimação de *Prony*. A idéia principal de tal método está na transformação de um problema não-linear em um problema adaptado para linear, através da minimização de um erro. O método proposto foi testado computacionalmente, assumindo um desvio de frequência acima de 2 Hz (4%). Os resultados investigados revelaram o seu bom desempenho. Para reais distorções sobre os sinais de tensão e desvios de frequência, o cálculo do erro foi considerado satisfatório. Os resultados são mais exatos mediante a aplicação do método, o qual se baseia na medição da velocidade angular do fasor da tensão.

Um algoritmo digital baseado na TDF para estimar a frequência de uma senóide com distorção harmônica e em tempo real é proposto por YANG & LIU [65]. Este algoritmo, chamado de *Smart Discrete Fourier Transform* (SDFT), inteligentemente evita os erros que surgem quando dos desvios de frequência em relação à frequência nominal, e mantém todas as vantagens da TDF, como por exemplo, imunidade a harmônicos e cálculos recursivos, os quais podem ser usados na SDFT. Isto torna a SDFT mais precisa do que a técnica baseada na TDF convencional. Além disso, tal método é recursivo e de fácil implementação sendo, portanto, adaptável para uso em tempo real. Os resultados simulados foram comparados ao método da TDF convencional e com o método de *Prony* de segunda ordem para validar as vantagens afirmadas.

Uma nova técnica empregada para a estimação da frequência e do conteúdo harmônico em uma rede de energia é avaliada por SOLIMAN *et al.* [66]. Tal técnica é baseada na regressão *Fuzzy* linear e usa sinais de tensão amostrados (números *Fuzzy*) para estimar a frequência e o conteúdo harmônico do sinal em questão. Neste trabalho é formulado um problema de otimização linear, onde o objetivo é minimizar a dispersão das amostras de tensão para o relé local, sujeito a satisfazer duas restrições de desigualdades em cada amostra de tensão. Os efeitos da frequência de amostragem, tamanho da janela de informações e grau de *Fuzzificação* na estimação dos parâmetros são investigados. Pelos resultados, a faixa da frequência amostral para a obtenção de resultados satisfatórios, situa-se entre 500 e 1000 Hz. Como frisado pelos autores, o número de amostras tem um grande efeito na estimação dos parâmetros *Fuzzy*. O número de amostras para produzir uma boa estimação varia entre 20 e 30 amostras para uma taxa de amostragem de 1000 Hz. Os autores afirmam ainda que diferentes graus de *Fuzzificação* têm pouco efeito na estimativa dos parâmetros.

EL-NAGGAR & YOUSSEF [67] apresentam um novo método para extração, *on-line*, da frequência de um sistema elétrico. Tal método se baseia nos AGs. O problema é formulado como um problema de estimação. AGs com diferentes funções de aptidão, as quais avaliam as soluções encontradas, são apresentadas. Diferentes exemplos foram simulados caracterizando distintas formas de ondas de tensão, com certo desvio de frequência e magnitude em relação ao valor da frequência nominal. A forma de onda da tensão em cada caso é amostrada para uma taxa de amostragem pré-fixada. O efeito da taxa de amostragem, o tamanho da janela de dados assim como os efeitos dos operadores e parâmetros dos AGs (tamanho da população, probabilidade de mutação e cruzamento) são avaliados. Uma das grandes vantagens da técnica empregada está na estimação exata da frequência em apenas $\frac{1}{4}$ de ciclo. Isto evidencia a superioridade do algoritmo sobre os outros métodos convencionais tais como a FFT, quando da intenção de uma implementação *on-line*.

2.3 Estimação de Parâmetros Relativos a um Relé de Distância

A proteção de distância é uma das filosofias comumente utilizadas na proteção de linhas de transmissão. Muitas técnicas têm sido propostas na busca de precisos resultados cujo principal objetivo passa pelo cálculo da impedância da linha com base nas componentes de frequência fundamental entre o relé e o ponto de falta.

Nos últimos anos, os relés de distância têm experimentado uma significativa melhora devido à comercialização dos relés digitais. Cabe lembrar que o processamento das informações (sinais) é uma das mais importantes partes da operação na proteção de distância digital. Até recentemente, os métodos baseados na análise de *Fourier* e na filtragem de *Kalman* eram as principais ferramentas utilizadas no processamento dos sinais para o relé de distância. A decisão de permitir ou não a abertura tem sido melhorada quando comparada aos relés eletromecânicos ou relés de estado sólido. No entanto, a exatidão do alcance desses

métodos é afetada por diferentes condições de falta, particularmente na presença de sinais de alta frequência e componentes CC.

No seguimento, algoritmos baseados em técnicas de identificação de sistemas discretos, e mais particularmente na equação aproximada do erro generalizada para avaliação da impedância da linha, é apresentado por TRINIDAD SEGUI *et al.* [68]. A técnica apresentada é elaborada em dois estágios: no uso de Operadores Lineares Dinâmicos (*Linear Dynamic Operator* - LDO), os quais transformam a equação diferencial básica em uma informação amostrada, de maneira a ser resolvida digitalmente; e no uso de técnicas de resoluções paramétricas para as equações obtidas anteriormente, tais como Mínimos Quadrados (*Least-Square* - LS), Mínimos Quadrados Recursivos (*Recursive Least-Square* - RLS), Variáveis Instrumentais (*Instrumental Variables* - IV) e Probabilidade de Máximos (*Maximum Likelihood* - ML). Os autores concluem que os algoritmos com equações diferenciais baseados na técnica LDO são velozes.

Conforme relato no IEEE TUTORIAL COURSE [69] relata que de acordo com o cálculo da impedância, a falta é identificada como externa ou interna à zona de proteção. Tal impedância é calculada através de medidas dos sinais de tensão e corrente na localização do relé. Além da frequência fundamental, os sinais usualmente contêm ainda as harmônicas e componentes CC, os quais afetam a exatidão da estimação do fasor.

Dos princípios da proteção de distância tem-se que os relés utilizados devem filtrar suas entradas para rejeitar quantidades não desejadas e reter somente informações relevantes do sinal de interesse. Logo, a exatidão e a velocidade de convergência de um algoritmo de filtragem são essenciais para aplicações em relés de proteção. Um algoritmo de filtragem largamente aplicado, a TDF pode facilmente remover harmônicas inteiras mediante simples cálculos. Dos valores práticos, tem-se que os sinais de tensão e corrente contem harmônicos e uma componente CC durante um intervalo de falta. Além disso, o decaimento e uma alta

ordem de harmônicos diminuem seriamente a precisão e a velocidade de convergência de um sinal de frequência fundamental através da TDF. SUN-LI YU & JYH-CHERNG GU [70] apresentam um algoritmo que combina um filtro passa-baixa analógico apropriado e o algoritmo da TDF de ciclo completo, ou a TDF de meio ciclo, para remover o descaimento CC nos sinais de tensão e corrente. O EMTP (*Electromagnetic Transients Program*) foi utilizado para simulação dos sinais faltosos. O algoritmo proposto aplicado ao relé de distância efetivamente supera o descaimento CC e rapidamente decompõe as componentes de frequência fundamental com exatidão.

PHADKE *et al.* [71] derivaram a equação de um relé de distância de alta velocidade fundamentado na teoria das componentes simétricas. Nesta época, o relé de distância trifásico empregava seis unidades ou módulos para cobrir os dez tipos de faltas. A vantagem deste algoritmo foi que uma única equação foi adequada para definir todos os tipos de faltas que podem ocorrer em um sistema elétrico de potência. A abordagem proposta é baseada em uma relação entre os sinais de tensão e corrente sob condições faltosas. As componentes simétricas das tensões e correntes foram determinadas através da Transformada de *Fourier* utilizando uma taxa de amostragem de 720 Hz. Observa-se que este método de proteção foi implementado no domínio da frequência. Conseqüentemente, o tempo de processamento do algoritmo não pode ser muito rápido.

ALTUVE *et al.* [72] realizaram um estudo comparativo de diferentes algoritmos de filtragem para relé de distância em linhas de transmissão. Um método de avaliação foi proposto, fornecendo informações sobre o comportamento transitório do filtro numa ampla faixa de frequência de ruído. A discussão foi focada em algoritmos fundamentados na TF e funções *Walsh*. Além disso, foi proposto um filtro seno-cosseno. Observou-se que este filtro exibiu melhor resposta na presença do componente CC e também quando da contaminação por oscilações de alta frequência.

COURY [73] analisou o uso das técnicas de filtragem baseado no filtro de *Kalman*, para uma estimação ótima dos componentes de frequência fundamental da tensão e corrente. De posse dessas estimativas, foi montado um esquema completo de proteção digital consistindo basicamente na detecção, classificação, cálculo da impedância aparente e localização da falta no sistema elétrico. Dentro da sub-rotina de classificação de faltas, baseada no filtro de *Kalman* adaptativo, foram considerados dois modelos para tensão: um com a fase faltosa e o outro como fase não faltosa. A verdadeira condição de fase, faltosa ou não, é então decidida pelas probabilidades calculadas “*a posteriori*”. A técnica utilizou de valores calculados nos modelos de estimação recursiva de tensão por fase e, após a classificação, só o modelo relacionado com a hipótese correta prossegue a estimativa. Pela análise dos resultados apresentados pôde-se verificar que a técnica é altamente satisfatória.

ALFUHAID & EL-SAYED [74] apresentam um novo algoritmo para relé de distância digital baseado na teoria dos mínimos quadrados. Tal técnica tem por finalidade estimar a distância e a resistência da falta. Para minimizar a solicitação computacional do relé digital, a técnica dos mínimos quadrados recursivos é usada. Resultados com testes numéricos indicam que o algoritmo proposto opera confiavelmente com um tempo de operação médio de $\frac{1}{2}$ a $\frac{3}{4}$ de ciclo. Resultados preliminares indicam ainda que o algoritmo baseado nos mínimos quadrados pode potencialmente produzir resultados melhores do que aqueles com equações diferenciais.

A aplicação da Transformada *Wavelet* (TW) para proteção digital de distância em linhas de transmissão é apresentada por OSMAN & MALIK em [75]. A TW tem a habilidade de decompor sinais em diferentes bandas de frequência usando a análise multiresolução (MRA). Esta pode ser utilizada na detecção da falta e na estimação dos fasores dos sinais de tensão e corrente, os quais são essenciais na proteção de distância em linhas de transmissão. O esquema de proteção de distância baseado na TW foi testado usando um modelo computacional via PSCAD (*Power System Computer Aided Design Program*). Testes

incluindo faltas sólidas e faltas fase-fase, faltas com alta impedância de falta e carregamentos nas linhas puderam ser corretamente classificadas em menos de 1 ciclo depois do início da falta.

Uma abordagem à proteção digital fundamentada na teoria de ondas viajantes e na TW é apresentado por VALINS [76]. Um algoritmo completo para proteção digital foi implementado, consistindo basicamente nos módulos de detecção, classificação e localização da falta, com a conseqüente determinação das zonas de proteção do relé. Sinais transitórios de alta frequência, gerados por uma situação de falta, puderam ser analisados pela TW detectando com precisão o instante de chegada das ondas em um, ou nos dois terminais da linha. Conhecendo o instante de chegada destas ondas e sua velocidade de propagação, a zona de proteção na qual a falta está alocada pôde ser estimada de maneira fácil e rápida. Nesta implementação, o usuário pode escolher entre as técnicas de aquisição de dados provenientes de um ou de dois terminais. O algoritmo foi implementado através do *software* MatLab e posteriormente testado utilizando-se de dados de faltas obtidos através de simulações no *software* ATP. As simulações produziram uma base de dados, variando-se os seguintes parâmetros: tipos de faltas, localizações ao longo da linha, ângulos de incidência e resistências das faltas, entre outros. Pelos resultados alcançados, pode-se afirmar que a aplicação é bastante adequada para uso em relés digitais de distância.

Uma nova abordagem para proteção de distância, utilizando Redes Neurais treinadas (RNAs) *on-line*, foi desenvolvido por OSMAN *et. al* [77]. Estudos de simulações numéricas são apresentados com base nas equações diferenciais seguindo o modelo da linha de transmissão a qual inclui resistência da falta e influência do terminal remoto. Os sinais de tensão e corrente, para o modelo de rede simulada, foram obtidos através do programa PSCAD. O relé proposto foi extensivamente testado para altas resistências, diferentes locais de ocorrência e diferentes tipos de falta e para distintas condições de carregamento. A técnica

proposta pelos autores foi capaz de estimar a distância da falta em até 1 ciclo da frequência fundamental após a detecção da falta.

Muitas são as ferramentas aplicadas à estimação de parâmetros inerentes aos relés de distância. Como se tem visto, o uso de ferramentas inteligentes para resoluções de problemas em sistemas de potência vem adquirindo destaque. Como exemplo, os AGs têm sido aplicados não somente ao problema do relé de distância, em específico, como também a outros problemas, destacando o diagnóstico de faltas como evidenciado em HAN & LEE [78], e YANGPING *et al.* [79].

OSMAN *et al.* [80] investigaram a aplicação dos mecanismos de busca dos AGs para proteção digital à distância em linhas de transmissão. De maneira análoga as condições retratadas em MALIK *et al.* [77], fez-se a estimação da distância e da resistência de falta, fazendo uso dos AGs, bases do algoritmo apresentado. Mediante a aplicação de uma falta fase-terra, os resultados mostraram que para diversos locais de falta o algoritmo se comportou bem, com erros da ordem de 1,6%. Porém, constatou-se a influência da alta resistência do terminal remoto, bem como para uma alta resistência de falta onde o erro observado foi de 3,4%. Quanto à variação da resistência de falta, percebeu-se que o erro na estimação da distância da falta é levemente maior com o aumento da resistência de falta. O algoritmo se comportou bem quando testado frente a diferentes tipos de falta, apresentando erros menores do que 3% para todos os tipos de faltas dentro de 1 ciclo da frequência fundamental após a detecção da falta. As condições de carregamento também foram testadas com resultados satisfatórios. Por fim, os autores concluem que os resultados obtidos mostraram exatidão com uma rápida estimação da distância e da resistência da falta.

No contexto apresentado, cabe comentar que com a utilização de novas técnicas desenvolvidas em equipamentos para estimar com grande precisão valores como amplitude, frequência e ângulo fase, fasores fundamentais (60Hz), assim como as amplitudes das componentes harmônicas de um SEP, pode-se aumentar a confiabilidade dos sistemas elétricos, funcionando estes equipamentos como verdadeiros osciloscópios ligados à rede.

---

3 ALGORITMOS GENÉTICOS

Há muito tempo, o homem tem se servido das características e princípios existentes na natureza para a criação de máquinas, métodos e técnicas que melhorem sua qualidade de vida. Alguns exemplos típicos desta afirmação são os aviões baseados nas características dos pássaros, submarinos com sistemas de imersão semelhante ao dos peixes, sonares baseados nos morcegos, entre outros.

O homem inspirado na natureza ou na biologia criou novas técnicas, como as “Redes Neurais”, baseadas no funcionamento do cérebro humano, para possibilitar aos computadores a chamada “Inteligência Artificial”.

Diante deste contexto, surgiu em meados do século XIX um dos mais importantes princípios no campo da evolução da vida, “*A Seleção Natural de Darwin*”, que defendia a idéia de que na natureza dos seres vivos, aqueles com melhores características, ou seja, adaptabilidades tendem a sobreviver frente aos demais. Desde então, a medicina e suas ciências afins vêm numa busca acelerada tentando “mapear” todas as informações genéticas humana, relacionando deste modo, cada gene, de cada cromossomo, às características que eles representam nos indivíduos, sejam estas hereditárias, físicas e/ou funcionais.

Por volta de 1992 foram iniciados os primeiros projetos *Genoma* em diversos centros do mundo, liderados pelo Instituto Nacional de Saúde dos Estados Unidos, que contou com investimento inicial de três bilhões de dólares. O principal objetivo do projeto era mapear, até o ano 2005, todos os genes do corpo humano e identificar mais de três bilhões de seqüências

genéticas de cromossomos. Os cientistas queriam conhecer, antes do nascimento, a possibilidade de cada ser humano desenvolver doenças com fatores hereditários, podendo assim, evitar o desenvolvimento do mal, seja com terapias genéticas, se a doença for congênita, ou com a interferência no estilo de vida do portador da mutação. Eles calcularam que $\frac{2}{3}$ dos 30 mil genes do organismo humano já tenham sido mapeados, embora se conheça a função de apenas 4 % deles, conforme apresentado por SILVA [81].

Contudo, foi nos últimos anos que a genética alavancou-se com as primeiras clonagens realizadas no mundo, tendo como marco a famosa ovelha *Dolly* na Inglaterra. A clonagem, assim como os possíveis objetivos e conseqüências desta descoberta, provocou inúmeras discordâncias e precauções por todo o planeta. Indiscutíveis são as vantagens oferecidas na prevenção de doenças. Contudo, assustadoras são as possibilidades da criação de novas doenças, mutações, clonagens individuais, entre outra mais.

Cercadas por todas estas discussões, outras ciências, aliadas às vantagens computacionais hoje oferecidas, inspiram-se mais uma vez nestes princípios para a solução numérica de problemas práticos, dando origem a mais uma técnica de inteligência computacional denominada “Algoritmos Genéticos (AGs)”, sendo esta uma das subáreas da Computação Evolutiva (CE).

3.1 Os Algoritmos Genéticos e sua História

A CE pertence ao ramo da *computação natural* que inclui os tópicos de vida artificial, geometria fractal, sistemas complexos e inteligência computacional. Este último inclui redes neurais artificiais, sistemas nebulosos e a CE. A Computação Evolutiva é um ramo da ciência da computação que propõe um paradigma alternativo ao processamento de dados convencional. Este novo paradigma, diferentemente do convencional, não exige para resolver um problema, o conhecimento prévio de uma maneira de encontrar uma solução.

A CE é baseada em mecanismos evolutivos encontrados na natureza, tais como a auto-organização e o comportamento adaptativo (FAMER *et al.* [82], GOLDBERG & HOLLAND [83]). Estes mecanismos foram descobertos e formalizados por *Darwin* em sua teoria da evolução natural. A diversidade da vida, associada ao fato de que todos os seres vivos compartilham uma bagagem genética comum, pelo menos em termos de seus componentes básicos, é um exemplo eloqüente das possibilidades do mecanismo de evolução natural.

Historicamente, as primeiras iniciativas na área de CE foram de biólogos e geneticistas interessados em simular os processos vitais em computador, o que recebeu na época, o nome de “processos genéticos”.

Nas décadas de 50 e 60, diversas pesquisas sobre sistemas evolucionários foram publicadas com a idéia de que a evolução poderia ser usada como uma ferramenta de otimização. Tratava-se de sistemas modelados por meio de regras inspiradas na seleção natural em um ambiente mutável, BACK & SCHWEFEL [84]. A idéia destes sistemas era evoluir uma população de possíveis soluções para um dado problema, utilizando para isto operadores inspirados na genética natural e na seleção natural.

Ainda na década de 60, Holland e outros pesquisadores começaram a estudar os chamados sistemas adaptativos, que foram modelados como sistemas de aprendizagem de máquina. Tais modelos, conhecidos como AGs, implementavam populações de indivíduos contendo um genótipo, formado por cromossomos, que neste modelo eram representados por cadeias de *bits*, aos quais se aplicavam operadores de seleção, recombinação e mutação, DAVIS [85], MICHALEWICK *et al.* [86].

Os AGs conceitualmente apresentam um escopo mais amplo do que a simples otimização. Eles são apresentados como um modelo para a aprendizagem de máquina (HEITKOETTER & BEASLEY [87]). Só mais tarde, a partir da publicação do livro *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, GOLDBERG [88], é que a idéia de otimização passou a ocupar o lugar central na teoria dos AGs.

Eles empregam uma estratégia de busca paralela e estruturada, aleatória, que é voltada em direção ao reforço da busca de pontos de alta aptidão, ou seja, pontos no qual a função a ser minimizada ou maximizada tem valores relativamente baixos ou altos. Apesar de aleatórios, não se trata de caminhadas aleatórias não direcionadas, pois exploram informações históricas para encontrar novos pontos de busca onde são esperados melhores desempenhos. Isto é feito através de processos iterativos, onde cada iteração é chamada de geração.

Durante cada iteração, os princípios de seleção e reprodução são aplicados a uma população de candidatos que pode variar dependendo da complexidade do problema e dos recursos computacionais disponíveis. Através da seleção, se determinam quais indivíduos conseguirão se reproduzir gerando um número determinado de descendentes para a próxima geração, com uma probabilidade determinada pelo seu índice de aptidão. Em outras palavras, os indivíduos com maior adaptação relativa têm maiores chances de se reproduzirem.

3.2 Os Algoritmos Genéticos e Suas Características Gerais

Os AGs têm sido usados na ciência e na engenharia como algoritmos adaptativos de busca de soluções em problemas e como modelo computacional de sistemas naturais evolucionários. Vale lembrar que os AGs são classes de procedimentos, com um conjunto de passos distintos e bem especificados, na qual cada um destes passos possui muitas variações possíveis.

Normalmente, nos AGs, cada indivíduo da população, chamado cromossomo, corresponde a uma solução para um dado problema. Um mecanismo de reprodução, baseado em processo evolutivo, é aplicado sobre a população atual com objetivo de explorar o espaço de busca e encontrar melhores soluções para o problema, RABELO & OCHI [89].

Toda tarefa de busca ou otimização possui vários componentes, entre eles o espaço de busca, onde são consideradas todas as possibilidades de solução de um determinado problema, e a função de avaliação ou função de custo, uma maneira de avaliar as soluções no espaço de busca.

Os métodos e técnicas de busca e otimização tradicionais iniciam-se com um único candidato que iterativamente é manipulado utilizando, geralmente, métodos determinísticos para resolução de um problema, WINSTON [90].

Por outro lado, as técnicas de computação evolucionária operam sobre uma população de candidatos em paralelo. Assim, elas podem fazer a busca em diferentes áreas do espaço de soluções, alocando um número de soluções apropriadas para busca em várias regiões. Portanto, tais técnicas têm maiores chances de atingir as áreas mais promissoras do espaço de busca. Os AGs diferem dos métodos tradicionais de busca e otimização, principalmente em quatro aspectos, segundo REZENDE [91]:

- os AGs trabalham com uma codificação do conjunto de parâmetros e não com os próprios parâmetros;
- os AGs exploram um espaço de busca, onde estão todas as possíveis soluções do problema;
- os AGs utilizam informação de custo ou recompensa e não derivadas ou outro conhecimento auxiliar e
- os AGs utilizam regras de transição probabilísticas e determinísticas.

Os AGs baseiam-se, inicialmente, na geração de uma população formada por um conjunto aleatório de indivíduos que podem ser vistos como possíveis soluções do problema. Durante o processo evolutivo, esta população é avaliada de maneira que para cada indivíduo é dado um índice, o qual reflete sua habilidade de adaptação à determinado ambiente. Uma porcentagem dos mais adaptados é mantida, enquanto os outros são descartados. Os membros mantidos pela seleção podem sofrer modificações em suas características, através dos operadores genéticos, gerando descendentes para a próxima geração. Este processo, chamado de reprodução, é repetido até que um conjunto de soluções satisfatórias seja encontrado, conforme apresentado na Figura 1. Cada uma das fases do algoritmo será comentada com mais detalhes a seguir.

Figura 1 - Estrutura básica de um algoritmo genético típico.

Embora possam parecer simplistas do ponto de vista biológico, esses algoritmos são suficientemente complexos para fornecer mecanismos poderosos e robustos de busca adaptativa, COELHO [92] & GOLDBERG [88].

Adianta-se que o sucesso da implementação dos AGs dependerá da escolha da melhor representação do problema, do tamanho da população inicial, dos tipos de operadores genéticos escolhidos, das probabilidades de tais operadores bem como da função de aptidão.

3.3 Representação dos Algoritmos Genéticos

Quando se trabalha com AGs para resolução de problemas, o grande desafio está exatamente na codificação, ou seja, na busca da melhor maneira de se representar o problema, o qual deve ter uma estrutura de dados, geralmente vetores ou cadeias de valores binários (estruturas mais tradicionais, porém nem sempre as mais indicadas), reais ou inteiros, LEITE [93].

Uma forma de representação do problema é feita pela representação inteira, usualmente projetada para problemas de escalonamento e do tipo caixeiro viajante, MICHALEWICZ [94]. Já os AGs com a representação canônica e representação real têm sido aplicados nos mais diversos problemas de identificação e controle de processos. Os tradicionais AGs canônicos baseiam-se em noções do teorema de esquemas e blocos de construção, sendo os indivíduos representados por vetores binários, HOLLAND [95].

Alguns pesquisadores indicam que a representação por pontos flutuantes, números reais, apresenta melhor desempenho em relação à representação binária em aplicações que necessitam de tratamento de valores reais, pois apresenta maior compatibilidade, precisão e rapidez de execução. A representação binária é apropriada em aplicações que requeiram o tratamento de valores discretos, segundo DAVIS [85].

A codificação binária é considerada uma aproximação clássica. Porém, o desempenho deste algoritmo decresce se o número de parâmetros do problema for muito grande, tornando o processo de convergência lento, GOLDBERG [88].

A manipulação direta de indivíduos com representação real levantou considerações interessantes. Esta representação é importante especialmente se aplicada em problemas com parâmetros reais. JANIOW & MICHALEWICZ [96] indicaram que a representação real dos parâmetros é computacionalmente mais rápida. Contudo, a representação real não proporciona bons resultados em algumas situações. Sendo assim, não há uma regra geral para a definição da melhor representação, dependendo apenas do problema em questão.

3.4 A Função de Aptidão

A função de aptidão é uma função que avalia a evolução dos indivíduos da população a cada geração. É através dela que os indivíduos, um a um, recebem notas com relação à solução encontrada pelo algoritmo. Esta avaliação irá, por sua vez, ordenar os indivíduos de maneira que o processo de seleção adotado possa escolher os melhores indivíduos, que darão origem aos próximos indivíduos para a próxima geração.

Geralmente, a resposta obtida pela função de aptidão é avaliada em termos de um erro calculado pela diferença entre os valores tomados como base e aqueles estimados pelos AGs. Este erro, calculado a cada iteração, indicará quão boa é a resposta encontrada pelo algoritmo frente àquelas de referência. Com isso, a função de aptidão determina a capacidade de cada indivíduo sobreviver perante as variações dos parâmetros envolvidos.

3.5 Seleção

A idéia principal do operador de seleção, nos algoritmos genéticos, é oferecer aos melhores indivíduos da população corrente preferência para o processo de reprodução, permitindo que estes indivíduos possam passar suas características às próximas gerações. Isto funciona como na natureza, onde os indivíduos altamente adaptados ao seu ambiente possuem, naturalmente, mais oportunidades para reproduzir do que aqueles indivíduos considerados mais fracos, que é a idéia básica da seleção natural apresentada por *Charles Darwin*.

No processo de seleção, após associada uma nota de aptidão a cada indivíduo da população, escolhe-se então um subconjunto de indivíduos da população atual, gerando uma população intermediária, REZENDE [91] e COELHO [92].

A importância do operador de seleção se dá em virtude do mesmo ser completamente independente de todo o resto do AG. Particularmente, qualquer operador de seleção pode ser transferido independentemente da representação do problema, caracterizando tal operador como universal, BACK [97].

Vários métodos têm sido propostos, dentre os quais se destacam: Método da Roleta, Método do Torneio e o Método da Amostragem Universal Estocástica, MITCHELL [98].

3.5.1 Método de Seleção da Roleta

É um dos métodos largamente empregado para tal finalidade, onde cada indivíduo da população é representado de forma proporcional ao seu valor de aptidão. Assim, os indivíduos com maior aptidão recebem uma maior porção da roleta, enquanto que os de baixa aptidão ocuparão uma porção relativamente menor.

Deste modo, a roleta é rodada tantas vezes quanto for o número de indivíduos da população, escolhendo-se assim, aqueles indivíduos que darão origem à próxima geração. Este método pode ser visualizado na Figura 2 em concordância com a Tabela 3-1.

Tabela 3-1 – Aptidão relativa para o método da roleta.

Indivíduo	Aptidão	Aptidão
S_i	$f(S_i)$	Relativa
S_1	10110	0,15
S_2	11000	0,43
S_3	11110	0,14
S_4	01001	0,20
S_5	00110	0,08

Figura 2 - Representação do método da roleta.

O método da roleta tem a desvantagem de possuir uma alta variância, podendo levar a um grande número de cópias de um bom cromossomo, diminuindo a variabilidade da população. Além disso, pode gerar problemas de convergência prematura.

3.5.2 Método da Seleção por Torneio

Na seleção por torneio um número de n indivíduos é aleatoriamente escolhido. Esta forma de seleção pode ser projetada na população com ou sem reposição. O grupo ocupa parte de um torneio, onde o indivíduo vencedor é escolhido em função de uma determinada probabilidade k previamente definida. Somente o vencedor é inserido na população da próxima geração e o procedimento é repetido N vezes para formar a nova população. Um exemplo básico da implementação deste algoritmo, segundo MITCHELL [98], é mostrado na Figura 3, onde $n = 2$.

Figura 3 - Algoritmo básico do método de seleção por torneio.

Outros exemplos de seleção são extensões da seleção por roleta, *steady-state*, amostragem estocástica, Boltzmann, formas de truncamento e modelos elitistas, COELHO [92].

3.6 Elitismo

Quando se aplicam os operadores genéticos, toda a população é substituída por uma nova população, e isso ocorre a cada nova geração. Então, corre-se o risco de perder um indivíduo de alta aptidão podendo este não ser criado nas gerações sucessivas. Para que isto

não ocorra, aplica-se o elitismo. Portanto, a função principal do elitismo é evitar que os melhores indivíduos desapareçam da população pela manipulação dos operadores genéticos. Sendo assim, tais indivíduos são automaticamente colocados na próxima geração.

3.7 Operadores Genéticos

Dada uma população, para que seja possível gerar populações sucessivas que venham a melhorar a sua aptidão com o tempo, é necessária a aplicação de operadores genéticos. Estes operadores são: recombinação genética ou cruzamento, o qual cria uma nova população a partir de combinações de partes de indivíduos previamente selecionados; e mutação, que cria um novo indivíduo através da mudança de um parâmetro aleatório.

O princípio básico dos operadores genéticos é, então, transformar a população por meio de sucessivas gerações, estendendo a busca até chegar a um resultado satisfatório.

O operador de cruzamento inspira-se no mecanismo de reprodução natural, onde partes do material genético são trocadas entre dois indivíduos, denominados pais, combinando informações de maneira que exista uma probabilidade razoável de os novos indivíduos produzidos serem melhores que seus pais.

Considerado o principal operador dos AGs, o operador de cruzamento seleciona randomicamente uma subsequência do indivíduo e troca o valor dessa subsequência entre dois parentes, geralmente denominados “pais”. Uma grande parte dos AGs utiliza tal operador para criar a maioria dos descendentes da nova população, ANGELINE [99].

Quanto à probabilidade dada pela taxa de cruzamento, $0,6 \leq P_C \leq 0,99$, sabe-se que, quanto maior for essa taxa, mais rapidamente novas estruturas serão introduzidas na população. Se a mesma for muito alta, estruturas com boas aptidões poderão ser retiradas mais rapidamente que a capacidade da seleção em criar melhores estruturas. Se a taxa for muito baixa, a busca pode estagnar.

Já o operador de mutação é necessário para a introdução e manutenção da diversidade genética da população, alterando arbitrariamente um ou mais componentes de uma estrutura escolhida, o que fornece meios para introdução de novos elementos na população. Sendo assim, a mutação assegura que a probabilidade de chegar a qualquer ponto do espaço de busca nunca será zero, além de contornar o problema de mínimos locais alterando, levemente, a direção da busca.

A aplicabilidade dos operadores de mutação se dá em indivíduos com uma probabilidade dada pela taxa de mutação que varia entre, $0,001 \leq P_M \leq 0,1$. Na aplicação de uma alta taxa de mutação a busca se torna essencialmente aleatória. Geralmente se utiliza uma taxa de mutação pequena, pois é um operador genético secundário. A utilização de uma baixa taxa de mutação previne que a busca fique estagnada em sub-regiões do espaço de busca. Além disso, possibilita que qualquer ponto do espaço de busca seja atingido.

Os operadores genéticos citados anteriormente podem ser utilizados de várias maneiras. Tradicionalmente, têm-se formas diferentes de representação de tais operadores, uma vez que as mesmas podem ser efetuadas tanto em função da sua forma binária quanto real, como veremos a seguir.

3.7.1 Operadores Genéticos Reais

Os operadores convencionais, cruzamento de um ponto, dois pontos, e uniforme, funcionam bem na representação binária. Já na representação real eles basicamente trocam valores dos genes e, portanto, não criam informações novas, ou seja, novos números reais. Em decorrência dessa afirmação, GALVÃO e VALENÇA [100], relatam que melhores resultados são conseguidos utilizando-se operadores aritméticos.

No que segue serão apresentados e comentados os operadores genéticos reais, normalmente apontados na literatura.

Cruzamento Média Aritmética: O novo indivíduo (c), mostrado abaixo, origina-se dos indivíduos p_1 e p_2 já conhecidos.

$$c_i = \frac{p_1 + p_2}{2} \quad (3.1)$$

Cruzamento Média Geométrica: é uma variação do cruzamento média aritmética, onde cada gene c_i do filho c é dado por:

$$c_i = \sqrt{p_{1i} p_{2i}} \quad (3.2)$$

onde $i=1, \dots, l$.

Esse cruzamento pode causar perda da diversidade, uma vez que o mesmo tende a levar os genes para o meio do intervalo permitido. Isso pode ser melhorado com o cruzamento BLX- α

Cruzamento BLX- α : Este cruzamento melhora a questão da perda da diversidade no cruzamento média geométrica, onde mediante os dados dos indivíduos p_1 e p_2 , é produzido um novo indivíduo c como segue:

$$c = p_1 + \beta(p_2 - p_1) \quad (3.3)$$

onde $\beta \in U(-\alpha, 1 + \alpha)$.

O BLX-0,5, fazendo $\alpha = 0,5$, balanceia a tendência de gerar filhos próximos ao centro do intervalo evitando a perda de diversidade. Este tipo de cruzamento tem sido usado com sucesso em muitos trabalhos e é, talvez, o operador mais utilizado para representação real.

Cruzamento Heurístico: dados dois indivíduos p_1 e p_2 , em que p_1 possui melhor aptidão que p_2 , é produzido um novo indivíduo c da seguinte forma:

$$c = p_1 + r(p_1 - p_2) \quad (3.4)$$

onde $f(p_1) > f(p_2)$ e $r \in U(0,1)$.

Outro número aleatório r pode ser gerado, obtendo-se assim, um novo indivíduo caso o cruzamento heurístico tenha produzido um filho infactível.

Mutação uniforme real: ocorre devido à simples substituição de um gene por um número aleatório. Dado um indivíduo p com o j -ésimo gene selecionado para mutação, um novo indivíduo c é produzido da seguinte forma:

$$c = \begin{cases} U(a_i, b_i), & \text{se } i = j \\ p_i & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.5)$$

onde a_i e b_i representam os limites do intervalo permitido para o gene c .

Mutação gaussiana real (sigma): é a substituição de um gene por um número aleatório de uma distribuição normal. Ou seja, dado um indivíduo p com o j -ésimo gene selecionado para mutação, é produzido um novo indivíduo c da seguinte forma:

$$c = \begin{cases} N(p_i, \sigma), & \text{se } i = j \\ p_i & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.6)$$

onde $N(p_i, \sigma)$ é uma distribuição normal com média p_i e desvio padrão σ . Alternativamente, pode-se diminuir o valor de σ , à medida que se aumenta o número de gerações.

3.7.2 Operadores Genéticos Binários

Com o cruzamento de no mínimo dois indivíduos progenitores, uma ou mais novas soluções são criadas a partir do intercâmbio de suas informações genéticas, em um ou mais pontos que também são selecionados aleatoriamente. Este operador pode ser utilizado de várias maneiras. As mais empregadas serão descritas a seguir.

Cruzamento de Um-Ponto: Tal operador é aplicado a um par de cromossomos retirado da população intermediária, gerando dois cromossomos filhos. Um ponto de cruzamento é escolhido, onde a partir deste, as informações genéticas serão trocadas. As informações anteriores a este ponto em um dos pais são ligadas às informações posteriores a este ponto no outro pai, como mostrado na Figura 4.

Pai ₁	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1
Pai ₂	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
Filho ₁	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1
Filho ₂	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1

Figura 4 - Cruzamento de um-ponto.

Cruzamento de Dois-Pontos: Neste tipo de cruzamento é realizada a troca de material genético através de mais de um ponto previamente definidos, como mostra a Figura 5.

Pai ₁	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1
Pai ₂	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
Filho ₁	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1
Filho ₂	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1

Figura 5 - Cruzamento de dois-pontos.

Cruzamento Uniforme: O cruzamento uniforme é apresentado na Figura 6, onde para cada par de pais é gerada uma máscara de *bits* aleatórios. Se o primeiro *bit* da máscara possui o valor 1, então o primeiro *bit* do Pai₁ é copiado para o primeiro *bit* do filho₁. Caso contrário, o primeiro *bit* do Pai₂ é copiado para o primeiro *bit* do filho₁. O processo se repete para os *bits* restantes do filho₁. Na geração do filho₂ o procedimento é invertido, ou seja, se o *bit* da máscara é 1, então será copiado o *bit* do Pai₂. Se o *bit* for igual a 0, então será copiado o *bit* do Pai₁.

Vale notar que o cruzamento uniforme não é a mesma coisa que o cruzamento de $(l-1)$ pontos (onde l é o número de *bits* do cromossomo), uma vez que este sempre leva a metade dos *bits* de cada pai.

Figura 6 - Cruzamento uniforme.

Os AGs são robustos de tal modo que, dentro de uma faixa relativamente larga de variação de parâmetros (taxa de cruzamento e mutação, tamanho da população, etc.), não ocorre alteração significativa em seu desempenho.

Mutação: Após a operação de cruzamento, o operador de mutação é aplicado, com uma determinada probabilidade, em cada *bit* dos dois filhos. O operador de mutação inverte os valores de *bits*, de 1 para 0 ou de 0 para 1. A Figura 7 apresenta um exemplo de mutação. A mutação melhora a diversidade dos cromossomos na população, porém, destrói parte da informação contida, logo deve ser utilizada uma taxa de mutação pequena, como já visto.

Figura 7 - Esquema de mutação.

3.8 Parâmetros de Influência e Configuração

A correta configuração dos parâmetros de influência é, sem dúvida, um dos aspectos mais relevantes dentro da estratégia dos AGs. Não existe muita literatura sobre este tema, uma vez que tais configurações irão depender, entre outras coisas, da aplicação resolvida. Entretanto, é intuitivo perceber que este passo é de grande importância no desempenho do mecanismo de busca. A eficiência e o desempenho de um AG são altamente dependentes dos seus parâmetros de controle, cujos tipos básicos são descritos a seguir.

Tamanho da População: O tamanho da população indica o número de cromossomos em cada população, normalmente constante durante a evolução.

Uma grande população apresentará uma maior diversidade de soluções, contudo, computacionalmente, será dispendioso efetuar tantas avaliações da função de aptidão. Assim, as principais influências deste parâmetro estão relacionadas com o desempenho global e com a eficiência dos AGs.

Com uma pequena população o desempenho de um AG pode cair, pois a mesma representaria apenas uma pequena parte do espaço de busca do problema. Uma grande população geralmente fornece uma cobertura representativa do domínio do problema, além de prevenir convergências prematuras para soluções locais ao invés de globais. No entanto, para trabalhar com grandes populações são necessários maiores recursos computacionais, ou estar atrelado a maiores tempos de processamento.

Uma idéia interessante é relacionar o tamanho da população com o tamanho do cromossomo, ou seja, quanto maior for o cromossomo maior deverá ser o tamanho da população para uma diversidade razoável, SILVA [81]. Muitos pesquisadores sugerem, a título de grandeza, tamanhos de população entre 10 e 100 cromossomos.

Outros dois parâmetros influentes, dentro da estratégia de busca dos AGs, são: a taxa ou probabilidade de cruzamento (P_C) e a taxa ou probabilidade de mutação (P_M). Tais parâmetros já foram discutidos na seção 3.7.

Critério de Parada: Alguns dos vários critérios de parada para os AGs são:

- número de gerações (ou avaliações);
- valor máximo da função de aptidão (se este for conhecido);
- perda de diversidade nas soluções;
- tempo de execução ou processamento, etc..

Existem outras possibilidades também utilizadas como, por exemplo, considerar que um gene convergiu se 90% da população tem o mesmo valor para este gene. Logo, intuitivamente, se entre 90 e 95% dos genes convergiram, o AG também convergiu.

3.9 Vantagens e Desvantagens dos Algoritmos Genéticos

Buscas em problemas reais são repletos de discontinuidades, ruídos e outros problemas. Métodos que dependam fortemente de restrições de continuidade e existência de derivadas são adequados apenas para problemas em um domínio limitado.

As técnicas de busca e otimização tradicionais, como os métodos derivativos, método da barreira logarítmica, método da penalidade, dentre outros, geralmente iniciam-se com um único candidato que, iterativamente, é manipulado utilizando algumas heurísticas diretamente associadas ao problema a ser solucionado. Na maioria das vezes, estes processos heurísticos não são algorítmicos e sua simulação em computadores pode ser muito complexa. Apesar destes métodos não serem suficientemente robustos, isto não implica que eles sejam inúteis. Na prática, eles são amplamente utilizados, com sucesso, em inúmeras aplicações.

Por outro lado, as técnicas de computação evolucionária operam sobre uma população de candidatos em paralelo. Assim, elas podem fazer a busca em diferentes áreas do espaço de solução, alocando um número de membros apropriado para a busca em várias regiões.

Sendo assim, a seguir serão abordadas algumas das principais vantagens e desvantagens dos AGs.

3.9.1 Vantagens dos Algoritmos Genéticos

Dentre as vantagens, pode-se destacar que os AGs:

- funcionam tanto com parâmetros contínuos quanto com discretos, ou com a combinação destes;
- realizam buscas simultâneas em várias regiões do espaço factível, pois trabalham com uma população e não com um único ponto;
- utilizam informações de custo ou recompensa e não com funções de derivadas ou conhecimento auxiliar;
- adaptam-se bem a computadores paralelos;
- trabalham com uma codificação do conjunto de parâmetros e não com os próprios parâmetros;
- fornecem uma lista de parâmetros e não uma simples solução;
- trabalham com dados gerados experimentalmente e são tolerantes a ruídos e dados incompletos;
- são modulares e portáteis, no sentido de que o mecanismo de evolução é separado da representação particular do problema considerado;
- são flexíveis para trabalhar com restrições arbitrárias e otimizar múltiplas funções com objetivos conflitantes;
- são também facilmente hibridizados com outras técnicas e heurísticas e

O principal campo de aplicação dos AGs é em problemas complexos, com múltiplos mínimos/máximos e para os quais não existe um algoritmo de otimização eficiente conhecido para resolvê-los.

3.9.2 Desvantagens dos Algoritmos Genéticos

As principais desvantagens dos AGs estão apontadas nos tópicos abaixo:

- requerem um grande número de avaliações das funções de aptidão e suas restrições e;
- grandes possibilidades de configurações podendo complicar a resolução do processo.

3.10 Estratégias Empregáveis aos Algoritmos Genéticos

Até o presente momento, todos os fundamentos apresentados, basearam-se nos algoritmos genéticos simples. Existem outros tipos de algoritmos genéticos que foram desenvolvidos para problemas mais específicos.

3.10.1 Híbridização

Uma alternativa para melhorar o funcionamento dos AGs é a híbridização, que visa acoplar algoritmos distintos com o intuito de tirar o melhor proveito de cada um deles. Assim, é possível acoplar aos AGs, outros métodos matemáticos que efetuem uma busca local mais agressiva. Com isso, aumenta-se a capacidade de exploração global da região viável aliada à eficiência nas buscas locais, SILVA [81].

3.10.2 Computação Paralela

Os Algoritmos Genéticos são, por si só, um método naturalmente paralelo, uma vez que a etapa de avaliação da aptidão de cada indivíduo da população é independente das demais. Por esta razão, empregar computação paralela aos AGs é uma estratégia que deve ser considerada, pois resulta em um ganho no tempo de processamento.

O resultado encontrado é o mesmo daquele encontrado pelos AGs sequenciais que lhe deu origem. Contudo, podem-se implementar estratégias mais ousadas para se efetuar tanto a seleção quanto a criação de novos indivíduos localmente em cada processador, visando, com isso, a diminuição das comunicações para envio e recebimento de dados, como a aptidão e o cromossomo, por exemplo. Nestas alternativas não está garantida a obtenção das mesmas soluções encontradas sequencialmente, tratando-se de um novo Algoritmo Genético.

Assim, segundo SILVA [81], como na maior parte dos assuntos relacionados aos Algoritmos Genéticos, a implementação computacional distribuída ainda se encontra em evolução: “evolui a técnica baseada na evolução”, principalmente, pela infinidade de possíveis alternativas, restritas apenas pela própria imaginação.

---

4 OS SISTEMAS ELÉTRICOS CONSIDERADOS

O objetivo deste capítulo é o de apresentar os sistemas elétricos modelados, os quais serão submetidos a diversas condições de operação para a obtenção de formas de ondas distorcidas. As formas de ondas resultantes destes distintos sistemas elétricos servirão como base para validar a metodologia proposta, a qual visa à aplicação de AGs na estimação dos componentes harmônicos, bem como na estimação de parâmetros relativos à proteção de frequência e distância em SEPs.

Buscou-se a implementação de sistemas reais e distintos, uma vez que a metodologia proposta deverá apontar corretamente o conteúdo harmônico e variáveis relacionadas à frequência e ao cálculo da impedância aparente, independente da origem do sinal analisado.

Cabe enfatizar que todas as modelagens foram realizadas dispondo do *software* ATP (*Alternative Transients Program*) [101]. Neste sentido, inicialmente serão apresentados alguns comentários com respeito ao *software* ATP (item 4.1) e, posteriormente, apontamentos sobre os sistemas modelados (itens 4.2 a 4.5), filtragem (4.6) e digitalização (4.7) dos sinais obtidos.

4.1 O *Software* ATP

Um simulador digital muito utilizado em sistemas de potência é o EMTP - *Electromagnetic Transient Program* - desenvolvido por Hernan W. Dommel na década de 60, com base no trabalho de Frey e Althammer, em Munique, Alemanha.

O programa inicialmente trabalhava com simulações de circuitos monofásicos por meio de modelos de indutâncias, capacitâncias e resistências em linhas sem perdas, incluindo uma chave e uma fonte de excitação.

Hoje, o *software* apresenta-se no mercado sob várias versões, dentre elas, o ATP. A documentação do ATP consiste basicamente de um manual, ATP – *Rule Book* [101], onde estão todas as informações sobre os modelos disponíveis. O ATP é um programa de distribuição gratuita com acesso restrito, tendo um número elevado de usuários no mundo inteiro, com inúmeras aplicações e publicações científicas da sua utilização em congressos, revistas, etc.

A utilização do *software* ATP abrange tanto áreas acadêmicas quanto comerciais (empresas de consultoria, indústrias de equipamentos e concessionárias a nível mundial), permitindo uma representação detalhada do sistema elétrico a ser simulado. Os resultados decorrentes apresentam grande validação e aceitação, como por exemplo, nos estudos de transitórios, aplicações em controle e proteção, quando comparados aos evidenciados nas situações práticas.

4.2 Primeiro Sistema: Estimação de Harmônicos

A simulação de um sistema elétrico de potência real, a qual representasse mais fielmente possível àquele encontrado na prática, foi um dos objetivos iniciais deste trabalho. Este sistema servirá como base para geração de situações faltosas relativos à análise harmônica. Desta forma, os resultados a serem apresentados, decorrentes de simulações em tal

sistema, poderão ser utilizados para aplicação do algoritmo proposto com um alto grau de confiabilidade e, conseqüentemente, validando os objetivos desta tese.

Neste contexto, optou-se pela utilização de um sistema equivalente da CESP (Companhia Energética de São Paulo) de 440 kV, com 5 barras de interesse. Cabe comentar que, para a obtenção deste sistema equivalente de 5 barras, um completo estudo de fluxo de carga sobre o real sistema com 53 barras, foi considerado. Esta equivalência entre os sistemas (5 e 53 barras) foi realizada dispondo do *Programa de Análise de Redes – ANAREDE* [102]. O ANAREDE surgiu a partir de um conjunto de aplicações computacionais resultantes de esforços do CEPEL (Centro de Pesquisas de Energia Elétrica), no sentido de tornar disponível às empresas do setor, novas técnicas, algoritmos e métodos eficientes, adequados a realização de estudos nas áreas de operação e de planejamento de sistemas elétricos de potência.

A Figura 8 representa o sistema equivalente da CESP de 440 kV com 5 barras. Os dados para este sistema, obtidos a partir da resposta do fluxo de carga executado apenas para as barras desta Figura, bem como as características das linhas de transmissão, são mostrados nas Tabelas 4-1 e 4-2, respectivamente.

Figura 8 - Representação do primeiro sistema elétrico analisado.

Tabela 4-1 – Dados das barras de geração D, E e A.

	Geração - Jupia	Geração - Três Irmãos	Geração - Ilha Solteira
	Barra D	Barra E	Barra A
Potência (MVA)	935	480	2457
Tensão (p.u.)	1,021	1,015	1,013
Ângulo (°)	- 5,4	- 5,3	- 5,6

Tabela 4-2 – Características das linhas de transmissões.

	Tipo de Circuito	Cabos Condutores	Cabos Pára-Raios	Extensão da LT (km)	Estrutura da Torre
LT ₁	Duplo	4 - Grosbeak	Alumoweld	376	S1D
LT ₂	Simples	4 - Grosbeak	Alumoweld e OPGW	104	S
LT ₃	Duplo	4 - Grosbeak	Aço 3/8 EHS	312	SD
LT ₄	Simples	4 - Grosbeak	Alumoweld	43,79	S
LT ₅	Simples	4 - Grosbeak	Alumoweld	49,27	S
LT ₆	Duplo	4 - Grosbeak	Alumoweld e OPGW	324	SD

4.2.1 Modelagem da Linha de Transmissão

Sabe-se que o desempenho de uma linha de transmissão depende quase que exclusivamente de suas características físicas. Estas não somente ditam o seu comportamento em regime normal de operação, definindo os seus parâmetros elétricos, como também quando submetidas a eventuais anomalias. Quanto às silhuetas das torres empregadas no sistema elétrico da Figura 8, as mesmas podem ser observadas pelas Figuras 9 e 10.

Figura 9 - Silhueta de torre da linha de 440 kV tipo S.

Figura 10 - Silhueta de torre da linha de 440 kV tipos SD e S1D.

As dimensões e disposições geométricas das torres apresentadas nas Figuras 9 e 10 são listadas na Tabela 4-3. A diferença entre os tipos das torres SD e S1D dizem respeito apenas às suas medidas, como pode ser visto pela Tabela 4-3.

Tabela 4-3 – Dimensões das torres (m) tipos S, SD e S1D.

TORRES	A	B	C	D	E	F	G	H	I	N
S	32,40	2,70	9,00	16,00	4,64	4,70	5,10	8,10	3,60	11,20
SD	42,86	4,70	23,10	10,00	5,00	4,64	15,35	10,85	8,60	9,00
S1D	42,80	4,70	23,10	10,00	5,00	4,64	16,30	11,35	9,55	9,00

Na continuidade, têm-se as especificações referentes aos condutores de fase e cabos pára-raios mostrados na Tabela 4-2, bem como de outras informações necessárias para realização das simulações.

Condutor de fase: Cabo Grosbeak

- raio externo do condutor: 12,575 mm;
- raio interno do condutor: 4,635 mm;
- resistência em corrente contínua: 0,0899 Ω/km .

Cabos Pára-raios:

1) ALUMOWELD 7x9 AWG

- raio externo do condutor: 4,355 mm;
- resistência em corrente contínua: 4,9596 Ω/km .

2) OPGW

- raio externo do condutor: 7,15 mm.
- resistência em corrente contínua: 0,3261 Ω/km .

3) ACO 3/8 EHS

- raio externo do condutor: 9,15 mm;
- resistência em corrente contínua: 4,00 Ω/km .

Resistividade do solo: R_{solo} : 1000 Ω/km .

Flecha a meio vão: fase: 14,63 m e pára-raios: 11,9 m.

Mediante a obtenção dos parâmetros elétricos e geométricos das linhas de transmissão, podemos iniciar a simulação, no que diz respeito às condições desejadas pelo *software* ATP.

4.2.2 Parâmetros do Sistema Elétrico

A consideração de que os parâmetros de uma linha não estão concentrados em um ponto, e sim, uniformemente distribuídos ao longo de todo o seu comprimento de linha, é a melhor representação que se pode obter para a simulação de linhas longas. Um esquema monofásico representando um pequeno trecho (Δx) de uma linha de transmissão, sendo os parâmetros (R , L e C) distribuídos e constantes, determinados pela rotina *Line Constants* do *software* ATP, é apresentado no que segue (Figura 11). Nesta Figura R , L , e C são a resistência, indutância e a capacitância *shunt* da linha por unidade de comprimento, respectivamente.

Figura 11 - Representação de um trecho de uma linha de transmissão por parâmetros distribuídos.

Para a obtenção dos parâmetros da linha de transmissão, foram consideradas as características dos condutores e suas respectivas disposições geométricas das torres de transmissão, como mostrado nas Figuras 9 e 10. Dentre as considerações, optou-se por *linhas de transmissão transpostas*, já que a transposição compensa os desequilíbrios dos campos magnéticos entre fases, cabos de cobertura, ferragens e solo sob a linha de transmissão. O resultado esperado da transposição, segundo STEVENSON [1], será a mesma indutância média para cada condutor. A transposição de uma linha de transmissão qualquer é ilustrada na Figura 12.

Figura 12 - Transposição de uma linha de transmissão.

4.2.3 Rotina *Line Constant* e os Sinais Gerados pelo Software ATP

A rotina *Line Constant* é uma rotina auxiliar que permite o cálculo dos parâmetros da linha de transmissão, que são a resistência, reatância e a susceptância de sequência positiva e zero, para uma determinada frequência. Como parâmetros de entrada para esta rotina têm-se: os espaçamentos e alturas relativas entre condutores, número de condutores por fase, resistividade do solo, frequência em que os parâmetros foram calculados, condições da linha (com ou sem transposição), etc. O arquivo de entrada da rotina *Line Constant* para a LT2, cuja estrutura é do tipo S, é apresentado na Figura 13.

```

BEGIN NEW DATA CASE
LINE CONSTANTS
METRIC
BRANCH  BEG.S  END.S  BEG.R  END.R  BEG.T  END.T

C CONDUTORES DA PRIMEIRA FASE
1 .368 .0899 4      2.515 -11.40 22.86 8.00
1 .368 .0899 4      2.515 -11.40 23.26 8.40
1 .368 .0899 4      2.515 -11.00 23.26 8.40
1 .368 .0899 4      2.515 -11.00 22.86 8.00

C CONDUTORES DA SEGUNDA FASE
2 .368 .0899 4      2.515 -0.20 22.86 8.00
2 .368 .0899 4      2.515 -0.20 23.26 8.40
2 .368 .0899 4      2.515  0.20 23.26 8.40
2 .368 .0899 4      2.515  0.20 22.86 8.00

C CONDUTORES DA TERCEIRA FASE
3 .368 .0899 4      2.515 11.00 22.86 8.00
3 .368 .0899 4      2.515 11.00 23.26 8.40
3 .368 .0899 4      2.515 11.40 23.26 8.40
3 .368 .0899 4      2.515 11.40 22.86 8.00

C CONDUTORES DOS CABOS PÁRA-RAIOS
0 .500 4.9567 4      0.871 -8.10 32.40 20.50
0 .500 0.3261 4      1.430  8.10 32.40 20.50

BLANK CARD ending all conductor cards of embedded "LINE CONSTANTS" data
case
1000.  60.          1      1      1      0

$PUNCH
BLANK CARD ending frequency cards of embedded "LINE CONSTANTS" data case
BLANK CARD ending "LINE CONSTANTS" data cases
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

Diagram illustrating the mapping of data fields to physical parameters:

- Resistência CC do Condutor:** Corresponds to the 3rd column (e.g., .0899).
- T/D (skin):** Corresponds to the 4th column (e.g., 4).
- Fase do Condutor:** Corresponds to the 1st column (e.g., 1, 2, 3, 0).
- Diâmetro Externo (cm):** Corresponds to the 5th column (e.g., 2.515).
- Espaçamentos Horizontais e Alturas Relativas:** Corresponds to the 6th and 7th columns (e.g., -11.40, 22.86).
- Frequência:** Corresponds to the 2nd column (e.g., .368).
- Resistividade do Solo:** Corresponds to the 8th column (e.g., 8.00, 8.40, 20.50).

Figura 13 - Rotina *Line Constant* para a LT2 com estrutura do tipo S.

Como anteriormente comentado, da execução da rotina *Line Constant* interessa-nos, dentre as inúmeras informações obtidas, os valores de seqüência positiva e zero das grandezas referentes às resistências, reatâncias e susceptâncias. Os dados apresentados na

Tabela 4-4 consideram a LT2 com transposição e demais informações retiradas do arquivo da Figura 13.

Tabela 4-4 – Parâmetros da linha de transmissão LT2 de 440 kV.

Seqüência Positiva			Seqüência Zero		
R(Ω /km)	L(mH/km)	C(μ F/km)	R(Ω /km)	L(mH/km)	C(μ F/km)
2,3154E-2	0,8777E+00	1,3400E-02	2,5981E-01	2,8025E+00	9,3000E-03

As impedâncias equivalentes referentes aos geradores localizados em Jupia, Três Irmãos e Ilha Solteira, barras D, E e A, respectivamente, são ilustrados na Tabela 4-5.

Tabela 4-5 – Parâmetros dos equivalentes de geração das barras D, E e A.

	Geração - Jupia		Geração – Três Irmãos		Geração – Ilha Solteira	
	Barra D		Barra E		Barra A	
	Seqüência Positiva	Seqüência Zero	Seqüência Positiva	Seqüência Zero	Seqüência Positiva	Seqüência Zero
R (Ω /km)	0,0015	0,0003	0,0014	0,0003	0,0013	0,0003
L (mH/km)	0,8119	0,1841	0,7442	0,1687	0,7118	0,1614

Também faz parte das simulações computacionais o transformador de potencial capacitivo (TPC). Ressalta-se também que erros na transformação dos sinais analisados podem ser introduzidos pelo TPC, devido ao seu mau desempenho no período transitório que segue uma situação de falta. Os erros são causados principalmente em virtude do TPC ser um dispositivo ajustado para atuar na frequência de operação do sistema. Para sobrepor esse problema, dispõe-se de divisores capacitivos que eliminam este ajuste de frequência com o circuito e provê um preciso desempenho no período transitório. Um circuito básico do TPC é apresentado na Figura 14, onde C_1 e C_2 representam as capacitâncias do divisor de tensão, X_L é um reator ajustável, V_p e V_s são respectivamente as tensões de linha e secundária do sistema. Fixou-se então o valor de C_1 em 2000pF e V_2 em 13,8 kV e, conforme apresentado em OLESKOVICZ [103], da equação 4.1, obtêm-se um valor aproximado de C_2 a ser empregado nas simulações.

$$V_{C2} = \frac{V_p C_1}{C_1 + C_2} \quad (4.1)$$

Figura 14 - Circuito básico de um transformador de potencial capacitivo.

Com relação aos Transformadores de Corrente (TC) e Potencial (TP), não se considerou uma precisa modelagem dos mesmos. Para a atenuação das amplitudes dos sinais analisados, somente a relação de transformação dos TPs e TCs foi considerada, sem entrar em pormenores com relação aos efeitos de saturação.

Através dos resultados obtidos da rotina *Line Constant*, considerando as linhas de transmissão com transposição e parâmetros distribuídos, elabora-se um arquivo de entrada a ser executado pelo *software* ATP, o qual descreverá o sistema elétrico tanto em situações de regime permanente quanto em falta.

Sabe-se que na ocorrência de uma falta no sistema elétrico as formas de onda, inicialmente em regime permanente, sofrem certas variações descaracterizando suas condições iniciais. Parâmetros como resistência e ângulo de incidência da falta, distância de ocorrência da falta em relação ao barramento onde se localiza a medição e os dispositivos de proteção, dentre outras, interferem diretamente na composição da forma de onda faltosa. A Tabela 4-6 ilustra três variações de distância da aplicação da falta em relação ao barramento de medição B (20 - 52 - 80) km, a consideração de três valores de resistência de falta (0,1 - 50 - 100) Ω , bem como variações do ângulo de incidência da falta (0 - 45 - 90) graus na forma de onda de tensão. Da combinação entre estas variáveis, considerou-se a aplicação de uma falta fase A – terra, totalizando um banco de dados de 27 situações direcionadas para análise harmônica.

Tabela 4-6 – Parâmetros envolvidos na elaboração das condições faltosas.

Falta Fase A-Terra (AT) aplicada a 20, 52 e 80 km do Ponto de Medição					
(Barramento B) da linha entre Araraquara (B) e Bauru (C)					
Resistência de falta (Ω)	Ângulo de Incidência ($^\circ$)	Resistência de falta (Ω)	Ângulo de Incidência ($^\circ$)	Resistência de falta (Ω)	Ângulo de Incidência ($^\circ$)
0,1	0	50	0	100	0
	45		45		45
	90		90		90

Mediante a obtenção deste banco de dados (27 situações faltosas), procurou-se analisar as formas de ondas resultantes quanto aos seus níveis de componentes harmônicos e ou ruídos. Deste conjunto, extraíram-se duas situações: uma com um alto e a outra, com um baixo teor harmônico.

A primeira situação, representada pelas formas de ondas da tensão e corrente respectivamente, está caracterizada pelas Figuras 15 e 16. As características para essa simulação em específico foram: falta fase-terra (AT), com ângulo de incidência de 90° , resistência de falta de $100\ \Omega$ e aplicada a 52 km da barra *B*, ou seja, no meio da linha Araraquara - Bauru, LT2.

Figura 15 - Formas de onda de tensão para uma falta (AT) aplicada na LT2 a 52 km da barra B.

Figura 16 - Formas de onda de corrente para uma falta (AT) aplicada na LT2 a 52 km da barra B.

A outra situação, representativa de um sinal com baixo nível de distorção harmônica, é ilustrada pelas Figuras 17 e 18, cujas características de simulação são: falta fase-terra (AT) com ângulo de incidência de 0° , resistência de falta de 50Ω e aplicada a 20 km da barra B, ou seja, próximo ao terminal situado em Araraquara.

Como visto, das respostas das simulações para cada configuração de falta, geradas via o *software* ATP, obtêm-se os valores de tensão e corrente trifásicos amostrados e medidos no barramento B. O arquivo de dados descrevendo cada situação de falta é apresentado pelo *software* ATP a uma taxa de amostragem de 7,68 kHz, propositalmente ajustada devido à existência de instrumentos de medição e obtenção de dados que empregam uma frequência de amostragem similar, como por exemplo, o BMI (*Basic Measuring Instrument*) Modelo 7100, cujo valor está próximo a 7,7 kHz. Ressalta-se que essas formas de onda de tensões e correntes, obtidas por simulação, serão analisadas mediante a aplicação dos AGs, para estimação de suas componentes harmônicas.

Figura 17 - Formas de onda de tensão para uma falta (AT) aplicada na LT2 a 20 km da barra B.

Figura 18 - Formas de onda de corrente para uma falta (AT) aplicada na LT2 a 20 km da barra B.

4.3 Segundo Sistema: Estimação de Harmônicos

Com intuito de avaliar e testar a capacidade dos AGs em estimar parâmetros de uma onda distorcida e próxima da real, será considerado a modelagem de um segundo sistema elétrico. Neste caso, um sistema de distribuição real foi modelado conforme orientações e valores observados em campo, sendo estes repassados por uma concessionária de energia regional. O sistema de distribuição em questão está representado na Figura 19, e, sobre esta configuração, será verificada uma situação de energização de um transformador de potência, conforme simulado por BERNARDES [104].

Figura 19 - Modelo do sistema elétrico utilizado no ATP para energização do transformador de potência ilustrado.

Este sistema elétrico consiste de uma fonte equivalente de 138 kV, potência de 30 MVA, conectada a um transformador de potência de 25 MVA com relação de transformação de 138 kV para 13,8 kV, em ligação triângulo-estrela aterrado e dois transformadores de corrente para a medição das magnitudes (relação de transformação para o lado de alta tensão de 200 – 5A e para o de baixa tensão de 2000 – 5A). Somando-se a estes uma linha de distribuição com 5 km de extensão (entre os nós CH2 e LD da Figura 19) com a conexão de uma carga de 10 MVA. O valor da impedância da carga (entre o nó CHG e o terra) é de 19,044 Ω , com um fator de potência de 0,92 indutivo.

Segundo BERNARDES [104], tal situação de energização do transformador de potência se caracteriza mediante a aplicação de um valor de tensão de 112,7 kV (valor de pico fase-neutro), onde a fase A é fechada a 80,52 ms, a fase B em 82,52 ms e a fase C em 84,52 ms. A Figura 20 ilustra tal situação, onde a medição para esse caso ocorreu no TC1, correspondente ao lado da alta tensão do transformador de potência. Salienta-se que apenas uma situação característica de uma energização de um transformador foi simulada para este segundo sistema.

Figura 20 - Condição de energização com tensão de 112,7 kV e fechamento em 80,52 ms na fase A, 82,52 ms na fase B e 84,52 ms na fase C.

4.4 Terceiro Sistema: Estimação de Harmônicos

Ainda com relação à análise harmônica, pode-se observar a ocorrência de distorções em uma forma de onda devido ao chaveamento de bancos de capacitores em um dado sistema, como, por exemplo, o representado pela Figura 21. Em SOUZA, S.A. [38], é ilustrado e comentado com mais detalhe a elaboração de tal sistema. O diagrama unifilar do sistema elétrico, Figura 21, é composto por um transformador na subestação (138/13,8 kV), dois transformadores de distribuição 3 e 13 (T3 e T13) e um transformador particular 4 (Tp4), os quais foram modelados considerando-se suas curvas de saturação, de acordo com dados obtidos de uma concessionária regional. Já para os demais, consideraram-se somente seus pontos de ligação com o sistema. Os transformadores particulares 1, 2 e 3 (Tp1, Tp2 e Tp3) compreenderam as cargas particulares referidas ao primário com uma parcela RL em paralelo a um banco de capacitores para a devida correção do fator de potência. Para dimensionar o banco de capacitores, as cargas foram consideradas com fator de potência original de 0,75 para uma posterior correção até os desejados 0,92. Os demais transformadores de distribuição compreenderam somente as cargas RL referidas ao primário, considerando-se um fator de potência geral de 0,9538. Os conjuntos formados pelos transformadores 1 e 2 (T1 e T2), 4, 5, 6 e 7 (T4, T5, T6 e T7), 8, 9, e 10 (T8, T9 e T10), 11, 12 e 14 (T11, T12 e T14) representam as cargas equivalentes desses transformadores, cujo ponto de conexão com o sistema é como indicado na Figura 21.

Figura 21 - Sistema elétrico para simulação do chaveamento de um banco de capacitores.

Utilizando-se do sistema elétrico apresentado, foi simulada uma única situação de chaveamento do banco de capacitores BC3 (600 kVar), situado no ponto Ch3, estando o bancos BC1 e BC2 (600 kVar) energizados, estes, situados no ponto Ch1. A medição deste distúrbio foi feita próxima ao transformador de distribuição 1 (T1), situado a 338 metros da subestação. O ângulo de incidência do chaveamento foi de 90° , conforme ilustra a Figura 22.

Figura 22 - Oscilação transitória provocada pelo chaveamento do banco de capacitores BC3.

Com vista à proposta relativa ao uso dos AGs em relés de frequência, serão comentados oportunamente os sinais utilizados para análise e validação dos resultados. A seguir, será apresentado o modelo de sistema utilizado para os testes e validação do relé de distância.

4.5 Quarto Sistema: Relé de Distância

No desenvolvimento dessa abordagem, serão utilizados sinais de tensões e correntes oriundos do sistema elétrico representado pela Figura 23. Optou-se por trabalhar com o sistema elétrico apresentado, em função de tal sistema ter sido objeto de estudo em vários trabalhos realizados junto ao Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos [103].

Figura 23 - Sistema Elétrico Simulado para Estudos da Proteção de Distância.

Cabe comentar, que houve toda uma preocupação com relação aos dados da linha de transmissão, geração, distância entre fases e barramentos, estruturas das torres, etc., conforme detalhadas nas primeiras seções deste capítulo. A Figura 23 ilustra as especificações das fontes, barramentos (D , E , F e G) e comprimento das linhas de transmissão. No barramento E ,

está alocado o relé de distância, o qual será submetido a testes frente às diversas situações faltosas ao longo da segunda linha de transmissão (LT2).

Para geração de um conjunto de testes representativo para o relé de distância, consideram-se as seguintes variáveis:

a) Tipos de faltas aplicadas:

- Fase-terra (A-terra), Fase-Fase-terra (AB-terra), Fase-Fase (AB) e Trifásica (ABC).

As situações de faltas foram implementadas dispondo do *software* ATP conforme as combinações apresentadas na Figura 24 que segue¹.

Figura 24 - Situações de faltas consideradas na Proteção de Distância.

b) Distâncias em que as faltas foram aplicadas entre os barramentos *E* e *F*:

- 15, 45, 75, 105, 135 e 145 km (com referência ao barramento *E*).

¹ Combinações obtidas da tese de doutorado “A practical approach to accurate fault location on extra high voltage teed feeders”, Denis Vinicius Coury, Tese C858p – Biblioteca Central da Escola de Engenharia de São Carlos - Figura B.5.

c) Ângulo de incidência de falta:

- 0 e 90°.

d) Resistências de faltas a terra consideradas:

- 0, 50 e 100 Ω .

e) Resistência de falta entre fases:

- 1 Ω .

4.6 Filtragem dos Sinais - Filtro *Butterworth* Passa-Baixa

Após a obtenção das formas de ondas desejadas, decorrentes das simulações sobre os sistemas apresentados, faz-se necessário como próximo passo, a filtragem digital dos sinais amostrados, com a finalidade de reduzir as componentes de alta frequência, caso presentes, evitando-se assim, a sobreposição de espectros (efeito *Aliasing*), conforme comentado por PHADKE [13].

Para a implementação de um filtro digital passa-baixa *Butterworth*, inicia-se com o projeto do filtro analógico *Butterworth*, sendo o filtro idealizado como mostra a Figura 25, com uma amplitude da função de transferência (H_o) constante de $\omega = 0$ até $\omega = \omega_c$ (frequência de corte), e zero para todo ω maior do que ω_c . Desta forma, com uma banda de passagem ω_p , tem-se que o filtro deixará passar somente componentes de baixa frequência.

Figura 25 - Característica do filtro ideal *Butterworth* passa-baixa.

A diferença entre um filtro passa-baixa real e um filtro passa-baixa ideal mostra-se na sua faixa de passagem, sendo que no primeiro caso a perda nesta faixa não é zero e, no final da mesma, a perda não tende ao infinito. A diferença caracteriza-se também pelo fato de que a transição da faixa de passagem é gradual no filtro passa-baixa real, conforme ilustra a Figura 26, onde w_p indica a frequência final da faixa de passagem, w_c a frequência de corte e por w_a define-se a frequência de atenuação desejada.

Figura 26 - Características das perdas de um filtro passa-baixa real.

A situação da Figura 27, ilustra a utilização do filtro *Butterworth* para uma situação de falta fase-terra (AT) com ângulo de incidência de 90° , resistência de falta de $100\ \Omega$, aplicada a 52 km da barra *E*. Através da comparação entre as duas formas de onda traçadas, percebe-se que o sinal filtrado é mais suave em suas mudanças, o que caracteriza a filtragem de frequências acima da frequência de corte ilustrativa de 1000 Hz utilizada para este exemplo.

Figura 27 - Sinais original e filtrado para a situação ilustrada na Figura 15.

4.7 Digitalização dos Sinais de Tensão e Corrente

Uma vez obtidos os sinais de tensão e corrente contínuos e filtrados pelo filtro passa-baixa, tais sinais devem ser digitalizados. Infelizmente, o processo de discretização introduz erros nos sinais de entrada que precisam ser considerados, além dos causados pelos transdutores, provável saturação dos TCs, etc.

A habilidade de um conversor em representar um sinal analógico através de uma representação digital suficientemente detalhada está diretamente relacionada à sua resolução (Q), que por sua vez, é expressa em termos de *bits* (N). Tal resolução é dada por $Q = (FV / 2^N)$, onde FV é a faixa de valores analógicos considerada e N o número de *bits* do conversor. Sendo assim, um erro de quantização é introduzido no processo em virtude das aproximações consideradas. Tal erro, definido basicamente sobre os níveis de quantização, corresponde à diferença entre a entrada e a saída quantizada (expressa como um valor analógico), que também é um sinal variando entre $+ Q/2$ e $- Q/2$, sendo denominado de ruído de quantização.

No processo de digitalização dos sinais, oriundos do sistema de potência, o número de *bits* do conversor analógico/digital influencia no alcance dinâmico do mesmo. O número correto de *bits*, para um dado relé, dependerá da sua aplicação. Cabe comentar que o relé trabalhará corretamente para um conversor analógico/digital, especificado por número de *bits* além do necessário, o que não ocorrerá no caso de uma insuficiência de *bits*, THE ELECTRICITY TRAINING ASSOCIATION [105].

Tipicamente, os relés digitais usam conversores de 12 ou 14 *bits*. Neste trabalho, serão empregados 12 *bits* para o processo de conversão analógico/digital.

Acredita-se, portanto, com processo de geração e condicionamento dos sinais elétricos, os dados a serem estimados pelos algoritmos genéticos se aproximam e caracterizam situações reais de operação de SEPs.

---

5 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS EM SISTEMAS ELÉTRICOS POR ALGORITMOS GENÉTICOS

No decorrer desse trabalho são caracterizadas situações que interferem em um sistema elétrico, tanto na Qualidade da Energia (QE) fornecida, quanto na Proteção do mesmo. Nesse sentido, técnicas que surgem no sentido de melhorar a supervisão dos parâmetros inerentes aos problemas abordados devem e continuam sendo intensivamente investigadas. Os AGs surgem como uma proposta alternativa frente as técnicas tradicionais e, portanto, será a técnica utilizada para investigar os propósitos desta tese.

Com relação à QE, a estimação das componentes harmônicas em um sinal proveniente de um sistema elétrico será abordada nessa pesquisa. Estima-se que até o ano de 2010, mais de 70 % das cargas nas instalações serão de natureza ditas “não-lineares” SANKARAN [9]. Contudo, vale relembrar que situações decorrentes de uma falta no sistema elétrico, chaveamento de banco de capacitores e de energização de transformadores também serão consideradas.

Referente à proteção dos sistemas elétricos, as estimações dos parâmetros inerentes aos relés de frequência e de distância serão objetivos do estudo.

5.1 Representação da Modelagem Harmônica

No princípio do século XIX, o matemático Francês, *Jean Baptiste Fourier* formulou que uma função não senoidal periódica de frequência fundamental f pode ser expressa como a soma de funções senoidais de frequências múltiplas a da frequência fundamental. Da teoria de *Fourier*, sabe-se que um sinal periódico e distorcido pode ser representado adequadamente em termos de sua componente contínua, fundamental e componentes harmônicas em suas respectivas frequências. De uma forma geral, uma onda variante no tempo, $x(t)$, pode ser representada da seguinte maneira:

$$x(t) = x_0 e^{-\lambda \cdot t} + \sum_{i=1}^N A_{c,i} \cos(i \omega_0 t + \theta_{c,i}) + A_{s,i} \sin(i \omega_0 t + \theta_{s,i}) \quad (5.1)$$

Da equação acima, tem-se que x_0 é a componente contínua do sinal $x(t)$ e λ é a constante de tempo do sistema. $A_{c,i}$, $A_{s,i}$, $\theta_{c,i}$ e $\theta_{s,i}$ são as amplitudes co-seno e seno e os ângulos de fase das *enésimas* harmônicas, respectivamente; ω_0 é a frequência fundamental, em radianos; i é a ordem da componente harmônica evidenciada e N é o número de harmônicas presente no sinal utilizado para representar $x(t)$.

Usualmente, a fim de obter os parâmetros da forma de onda, algoritmos matemáticos são aplicados. Nesse processo assume-se que o sinal $x(t)$ é amostrado a uma taxa predefinida Δt . Após $(m-1) \cdot \Delta t$ segundos, haverá m amostras, $x(t_1)$, $x(t_2)$, ..., $x(t_m)$, para os tempos t_1 , t_2 , ..., t_m , onde t_1 é a referência arbitrária de tempo.

Mediante a formulação apresentada, podemos inferir o sistema de equações dado em 5.2, onde $e(t_k)$, $k = 1, \dots, m$, é o erro estimado no tempo t_k . Em um sistema elétrico de potência, um sinal $x(t)$ é normalmente considerado como um sinal de tensão ou corrente, sendo $\omega_0 = 2\pi f$, para uma frequência de 60 Hz, a frequência em radianos será de 377 rad/s.

$$\begin{bmatrix} x(t_1) \\ x(t_2) \\ \vdots \\ x(t_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\lambda t_1} & \cos(w_0 t_1 + \theta_{c,1}) & \sin(w_0 t_1 + \theta_{s,1}) & \dots & \cos(Nw_0 t_1 + \theta_{c,N}) & \sin(Nw_0 t_1 + \theta_{s,N}) \\ e^{-\lambda t_2} & \cos(w_0 t_2 + \theta_{c,1}) & \sin(w_0 t_2 + \theta_{s,1}) & \dots & \cos(Nw_0 t_2 + \theta_{c,N}) & \sin(Nw_0 t_2 + \theta_{s,N}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-\lambda t_m} & \cos(w_0 t_m + \theta_{c,1}) & \sin(w_0 t_m + \theta_{s,1}) & \dots & \cos(Nw_0 t_m + \theta_{c,N}) & \sin(Nw_0 t_m + \theta_{s,N}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0 \\ A_{c,1} \\ A_{s,1} \\ \vdots \\ A_{c,N} \\ A_{s,N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(t_1) \\ e(t_2) \\ \vdots \\ e(t_m) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

O que normalmente ocorre é que o número de amostras (m) é maior que o número de parâmetros, $N+1$, fazendo o sistema dado por (5.2) ser superestimado. Então, resolver o sistema de equações dado (equação 5.2), para encontrar x_0 , $A_{c,i}$ e $A_{s,i}$, $i = 1, \dots, N$, não é uma tarefa simples. No presente trabalho, tal sistema de equações será resolvido dispondo-se da teoria referente aos AGs. Logo, o objetivo de todo o processo resultante é, como já comentado, encontrar um sinal estimado que seja composto pelas componentes CC, fundamentais e harmônicas do sinal. A idéia de minimização do vetor de erro $[e]$ é inserida no processo para que o sinal estimado seja o mais próximo possível daquele amostrado. A Figura 28 ilustra a idéia apresentada.

Figura 28 - Representação do erro e a ser minimizado.

O conjunto de equações em 5.2 pode ser representado por:

$$[S] = [f(x)] + [e] \quad (5.3)$$

Onde:

$[S]$ - é o vetor de dimensão $m \times I$, correspondente ao sinal $x(t)$ da tensão e ou corrente amostrado;

$[f(x)]$ - é o vetor de dimensão $m \times I$, de conexão ideal;

x - é o vetor de estado a ser estimado, ou seja, representa a amplitude das harmônicas do sinal de tensão e/ou corrente proveniente do sistema elétrico simulado;

e - é o vetor de *erros* de dimensão $m \times I$, a ser minimizado pelos AGs.

Como visto, quanto melhor for a minimização do vetor de erros, maior será a semelhança entre o sinal amostrado e aquele estimado (Figura 28). Portanto, a aplicação dos AGs busca, através da minimização do erro (e), a obtenção das componentes harmônicas que melhor representem o sinal apresentado.

5.1.1 Formas de Ondas Empregadas na Análise Harmônica

Nos itens de 4.2 a 4.4, foram caracterizados sinais de tensão e corrente representativos de situações diversas comumente encontradas nos sistemas elétricos de potência. Como já apresentado, tais sinais necessitam de uma adequação para que os mesmos possam representar da melhor forma possível, àqueles sinais encontrados na prática. Essa adequação passa pelos processos de filtragem e digitalização, conforme vistos nas seções 4.6 e 4.7, respectivamente. Lembra-se que no processo de digitalização foi utilizado um conversor de 12 *bits*, tipicamente encontrado em relés digitais. Outro fato importante que será evidenciado é que as equações que seguem, descrevem matematicamente apenas 1 ciclo das formas de ondas de

tensão e corrente simuladas. Tal ciclo em análise foi tomado logo após o início de alterações abruptas nas formas de ondas analisadas.

Para fins práticos, geralmente, as componentes harmônicas de ordens elevadas (acima da 25ª até a 50ª ordem, dependendo do sistema) são desprezíveis para análises em sistemas de potência. Apesar de poderem causar interferência em dispositivos eletrônicos de baixa potência, elas usualmente não representam perigo aos sistemas de potência DUGAN *et al.* [26]. Diante do exposto, para o problema da análise harmônica, faremos uso até a 25ª ordem, as quais deverão ser estimadas dispondo-se dos AGs. Como base de comparação serão utilizados valores de componentes harmônicas oriundas do *software* ATP os quais compõem as equações a seguir.

As equações (5.4) e (5.5) descrevem matematicamente as formas de ondas de tensão e corrente para uma situação de falta fase-A-terra na linha LT2, apresentadas na Figura 15 e na Figura 16, respectivamente (primeiro sistema modelado, item 4.2). Nesse processo a frequência de corte utilizada na implementação do filtro *Butterworth* foi de 2 kHz.

$$\begin{aligned}
 V_A(t) = & -0,0457 e^{-0,02t} + 0,6698 \cos(\omega t) - 0,1663 \sin(\omega t) - 0,0135 \cos(2\omega t) - 0,0249 \sin(2\omega t) - 0,0005 \cos(3\omega t) - 0,0277 \sin(3\omega t) \\
 & + 0,0171 \cos(4\omega t) - 0,0084 \sin(4\omega t) + 0,0048 \cos(5\omega t) - 0,0006 \sin(5\omega t) + 0,0012 \cos(6\omega t) + 0,0010 \sin(6\omega t) \\
 & - 0,0003 \cos(7\omega t) - 0,0019 \sin(7\omega t) - 0,0001 \cos(8\omega t) - 0,0001 \sin(8\omega t) - 0,0027 \cos(9\omega t) - 0,0018 \sin(9\omega t) \\
 & - 0,0016 \cos(10\omega t) - 0,0018 \sin(10\omega t) - 0,0035 \cos(11\omega t) - 0,0011 \sin(11\omega t) - 0,0007 \cos(12\omega t) - 0,0056 \sin(12\omega t) \\
 & + 0,0010 \cos(13\omega t) - 0,0039 \sin(13\omega t) + 0,0031 \cos(14\omega t) - 0,0040 \sin(14\omega t) + 0,0014 \cos(15\omega t) + 0,0031 \sin(15\omega t) \quad (5.4) \\
 & - 0,0019 \cos(16\omega t) + 0,0016 \sin(16\omega t) - 0,0020 \cos(17\omega t) - 0,0020 \sin(17\omega t) + 0,0033 \cos(18\omega t) + 0,0015 \sin(18\omega t) \\
 & - 0,0018 \cos(19\omega t) + 0,0007 \sin(19\omega t) - 0,0020 \cos(20\omega t) - 0,0008 \sin(20\omega t) - 0,0043 \cos(21\omega t) - 0,0033 \sin(21\omega t) \\
 & + 0,0040 \cos(22\omega t) - 0,0023 \sin(22\omega t) - 0,0020 \cos(23\omega t) + 0,0021 \sin(23\omega t) - 0,0021 \cos(24\omega t) - 0,0049 \sin(24\omega t) \\
 & + 0,0013 \cos(25\omega t) - 0,0014 \sin(25\omega t)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_A(t) = & -0,1374 e^{-0,02t} + 0,7527 \cos(\omega t) + 0,2804 \sin(\omega t) - 0,0673 \cos(2\omega t) - 0,0388 \sin(2\omega t) - 0,0581 \cos(3\omega t) - 0,0077 \sin(3\omega t) \\
 & - 0,0996 \cos(4\omega t) - 0,0191 \sin(4\omega t) - 0,0931 \cos(5\omega t) - 0,0336 \sin(5\omega t) - 0,0760 \cos(6\omega t) - 0,0566 \sin(6\omega t) \\
 & - 0,0686 \cos(7\omega t) - 0,0580 \sin(7\omega t) - 0,0528 \cos(8\omega t) - 0,0596 \sin(8\omega t) - 0,0460 \cos(9\omega t) - 0,0528 \sin(9\omega t) \\
 & - 0,0415 \cos(10\omega t) - 0,0542 \sin(10\omega t) - 0,0389 \cos(11\omega t) - 0,0541 \sin(11\omega t) - 0,0250 \cos(12\omega t) - 0,0563 \sin(12\omega t) \\
 & - 0,0216 \cos(13\omega t) - 0,0454 \sin(13\omega t) - 0,0166 \cos(14\omega t) - 0,0474 \sin(14\omega t) - 0,0163 \cos(15\omega t) - 0,0420 \sin(15\omega t) \quad (5.5) \\
 & - 0,0107 \cos(16\omega t) - 0,0367 \sin(16\omega t) - 0,0200 \cos(17\omega t) - 0,0297 \sin(17\omega t) - 0,0223 \cos(18\omega t) - 0,0437 \sin(18\omega t) \\
 & - 0,0056 \cos(19\omega t) - 0,0416 \sin(19\omega t) - 0,0032 \cos(20\omega t) - 0,0338 \sin(20\omega t) - 0,0052 \cos(21\omega t) - 0,0246 \sin(21\omega t) \\
 & - 0,0114 \cos(22\omega t) - 0,0337 \sin(22\omega t) + 0,0020 \cos(23\omega t) - 0,0285 \sin(23\omega t) - 0,0024 \cos(24\omega t) - 0,0268 \sin(24\omega t) \\
 & + 0,0043 \cos(25\omega t) - 0,0223 \sin(25\omega t)
 \end{aligned}$$

Da mesma forma, as equações (5.6) e (5.7) descrevem matematicamente as formas de ondas de tensão e corrente apresentadas nas Figuras 17 e 18, respectivamente, sendo também de 2 kHz a frequência de corte utilizada (primeiro sistema modelado, item 4.2).

$$\begin{aligned}
 V_A(t) = & 0,0476 e^{-0,02t} + 0,3087 \cos(\omega t) + 0,4297 \text{sen}(\omega t) + 0,0051 \cos(2\omega t) + 0,0135 \text{sen}(2\omega t) + 0,0025 \cos(3\omega t) + 0,0084 \text{sen}(3\omega t) \\
 & + 0,0063 \cos(4\omega t) + 0,0060 \text{sen}(4\omega t) + 0,0030 \cos(5\omega t) + 0,0079 \text{sen}(5\omega t) + 0,0021 \cos(6\omega t) + 0,0052 \text{sen}(6\omega t) \\
 & + 0,0018 \cos(7\omega t) + 0,0053 \text{sen}(7\omega t) + 0,0014 \cos(8\omega t) + 0,0043 \text{sen}(8\omega t) + 0,0015 \cos(9\omega t) + 0,0039 \text{sen}(9\omega t) \\
 & + 0,0013 \cos(10\omega t) + 0,0036 \text{sen}(10\omega t) + 0,0008 \cos(11\omega t) + 0,0034 \text{sen}(11\omega t) + 0,0011 \cos(12\omega t) + 0,0024 \text{sen}(12\omega t) \\
 & + 0,0013 \cos(13\omega t) + 0,0024 \text{sen}(13\omega t) + 0,0011 \cos(14\omega t) + 0,0022 \text{sen}(14\omega t) + 0,0015 \cos(15\omega t) + 0,0021 \text{sen}(15\omega t) \quad (5.6) \\
 & + 0,0012 \cos(16\omega t) + 0,0022 \text{sen}(16\omega t) + 0,0011 \cos(17\omega t) + 0,0023 \text{sen}(17\omega t) + 0,0007 \cos(18\omega t) + 0,0020 \text{sen}(18\omega t) \\
 & + 0,0009 \cos(19\omega t) + 0,0016 \text{sen}(19\omega t) + 0,0010 \cos(20\omega t) + 0,0016 \text{sen}(20\omega t) + 0,0011 \cos(21\omega t) + 0,0015 \text{sen}(21\omega t) \\
 & + 0,0009 \cos(22\omega t) + 0,0016 \text{sen}(22\omega t) + 0,0008 \cos(23\omega t) + 0,0015 \text{sen}(23\omega t) + 0,0009 \cos(24\omega t) + 0,0012 \text{sen}(24\omega t) \\
 & + 0,0011 \cos(25\omega t) + 0,0011 \text{sen}(25\omega t)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_A(t) = & 0,1078 e^{-0,02t} + 0,1536 \cos(\omega t) + 0,9664 \text{sen}(\omega t) + 0,0222 \cos(2\omega t) + 0,0339 \text{sen}(2\omega t) + 0,0179 \cos(3\omega t) + 0,0275 \text{sen}(3\omega t) \\
 & + 0,0046 \cos(4\omega t) + 0,0305 \text{sen}(4\omega t) + 0,0067 \cos(5\omega t) + 0,0175 \text{sen}(5\omega t) + 0,0007 \cos(6\omega t) + 0,0181 \text{sen}(6\omega t) \\
 & + 0,0031 \cos(7\omega t) + 0,0138 \text{sen}(7\omega t) + 0,0020 \cos(8\omega t) + 0,0121 \text{sen}(8\omega t) + 0,0021 \cos(9\omega t) + 0,0100 \text{sen}(9\omega t) \\
 & + 0,0020 \cos(10\omega t) + 0,0092 \text{sen}(10\omega t) + 0,0012 \cos(11\omega t) + 0,0081 \text{sen}(11\omega t) + 0,0029 \cos(12\omega t) + 0,0066 \text{sen}(12\omega t) \\
 & + 0,0026 \cos(13\omega t) + 0,0068 \text{sen}(13\omega t) + 0,0024 \cos(14\omega t) + 0,0060 \text{sen}(14\omega t) + 0,0022 \cos(15\omega t) + 0,0059 \text{sen}(15\omega t) \quad (5.7) \\
 & + 0,0024 \cos(16\omega t) + 0,0049 \text{sen}(16\omega t) + 0,0024 \cos(17\omega t) + 0,0050 \text{sen}(17\omega t) + 0,0029 \cos(18\omega t) + 0,0049 \text{sen}(18\omega t) \\
 & + 0,0021 \cos(19\omega t) + 0,0048 \text{sen}(19\omega t) + 0,0019 \cos(20\omega t) + 0,0042 \text{sen}(20\omega t) + 0,0021 \cos(21\omega t) + 0,0036 \text{sen}(21\omega t) \\
 & + 0,0023 \cos(22\omega t) + 0,0037 \text{sen}(22\omega t) + 0,0023 \cos(23\omega t) + 0,0035 \text{sen}(23\omega t) + 0,0021 \cos(24\omega t) + 0,0032 \text{sen}(24\omega t) \\
 & + 0,0025 \cos(25\omega t) + 0,0031 \text{sen}(25\omega t)
 \end{aligned}$$

Uma forma de onda de corrente, oriunda de uma situação de energização de um transformador de potência, é encontrada na Figura 20 (segundo sistema modelado, item 4.3). Neste caso, a frequência de corte utilizada foi de 1,5 kHz. A equação (5.8) descreve matematicamente tal situação de energização.

$$\begin{aligned}
 I_A(t) = & -0,0311 e^{-0,02t} + 0,0879 \cos(\omega t) + 0,0829 \text{sen}(\omega t) - 0,1018 \cos(2\omega t) - 0,0351 \text{sen}(2\omega t) + 0,0039 \cos(3\omega t) + 0,0215 \text{sen}(3\omega t) \\
 & + 0,0280 \cos(4\omega t) - 0,0785 \text{sen}(4\omega t) + 0,0111 \cos(5\omega t) + 0,0581 \text{sen}(5\omega t) + 0,0028 \cos(6\omega t) + 0,0013 \text{sen}(6\omega t) \\
 & - 0,0264 \cos(7\omega t) - 0,0014 \text{sen}(7\omega t) + 0,0078 \cos(8\omega t) - 0,0105 \text{sen}(8\omega t) + 0,0052 \cos(9\omega t) + 0,0046 \text{sen}(9\omega t) \\
 & - 0,0044 \cos(10\omega t) - 0,0069 \text{sen}(10\omega t) + 0,0054 \cos(11\omega t) + 0,0064 \text{sen}(11\omega t) + 0,0025 \cos(12\omega t) - 0,0013 \text{sen}(12\omega t) \\
 & - 0,0077 \cos(13\omega t) + 0,0055 \text{sen}(13\omega t) + 0,0003 \cos(14\omega t) - 0,0059 \text{sen}(14\omega t) + 0,0029 \cos(15\omega t) - 0,0003 \text{sen}(15\omega t) \quad (5.8) \\
 & - 0,0012 \cos(16\omega t) + 0,0001 \text{sen}(16\omega t) + 0,0017 \cos(17\omega t) + 0,0018 \text{sen}(17\omega t) + 0,0002 \cos(18\omega t) - 0,0017 \text{sen}(18\omega t) \\
 & - 0,0016 \cos(19\omega t) + 0,0035 \text{sen}(19\omega t) - 0,0009 \cos(20\omega t) - 0,0025 \text{sen}(20\omega t) + 0,0010 \cos(21\omega t) - 0,0008 \text{sen}(21\omega t) \\
 & + 0,0002 \cos(22\omega t) + 0,0004 \text{sen}(22\omega t) + 0,0005 \cos(23\omega t) + 0,0009 \text{sen}(23\omega t) - 0,0004 \cos(24\omega t) - 0,0009 \text{sen}(24\omega t) \\
 & + 0,0001 \cos(25\omega t) + 0,0013 \text{sen}(25\omega t)
 \end{aligned}$$

Outra situação a ser ilustrada, considera o chaveamento de um banco de capacitores, cuja forma de onda de tensão é ilustrada pela Figura 22 (terceiro sistema modelado, item 4.4). Utilizando-se de uma frequência de corte de 2 kHz e do processo de digitalização, conforme já comentado, obteve-se a representação matemática da Figura 22, a qual é dada pela equação (5.9).

$$\begin{aligned}
 V_A(t) = & 0,0038e^{-0,02t} + 0,7769 \cos(\omega t) - 0,2335 \text{sen}(\omega t) + 0,0082 \cos(2\omega t) - 0,0004 \text{sen}(2\omega t) + 0,0087 \cos(3\omega t) - 0,0002 \text{sen}(3\omega t) \\
 & + 0,0102 \cos(4\omega t) + 0,0001 \text{sen}(4\omega t) + 0,0135 \cos(5\omega t) + 0,0004 \text{sen}(5\omega t) + 0,0220 \cos(6\omega t) + 0,0012 \text{sen}(6\omega t) \\
 & + 0,0708 \cos(7\omega t) + 0,0170 \text{sen}(7\omega t) - 0,0451 \cos(8\omega t) + 0,0084 \text{sen}(8\omega t) - 0,0172 \cos(9\omega t) + 0,0015 \text{sen}(9\omega t) \\
 & - 0,0105 \cos(10\omega t) + 0,0007 \text{sen}(10\omega t) - 0,0075 \cos(11\omega t) + 0,0004 \text{sen}(11\omega t) - 0,0059 \cos(12\omega t) + 0,0004 \text{sen}(12\omega t) \\
 & - 0,0048 \cos(13\omega t) + 0,0004 \text{sen}(13\omega t) - 0,0041 \cos(14\omega t) + 0,0004 \text{sen}(14\omega t) - 0,0037 \cos(15\omega t) + 0,0003 \text{sen}(15\omega t) \quad (5.9) \\
 & - 0,0033 \cos(16\omega t) + 0,0004 \text{sen}(16\omega t) - 0,0030 \cos(17\omega t) + 0,0003 \text{sen}(17\omega t) - 0,0028 \cos(18\omega t) + 0,0004 \text{sen}(18\omega t) \\
 & - 0,0026 \cos(19\omega t) + 0,0004 \text{sen}(19\omega t) - 0,0025 \cos(20\omega t) + 0,0004 \text{sen}(20\omega t) - 0,0024 \cos(21\omega t) + 0,0004 \text{sen}(21\omega t) \\
 & - 0,0024 \cos(22\omega t) + 0,0004 \text{sen}(22\omega t) - 0,0023 \cos(23\omega t) + 0,0003 \text{sen}(23\omega t) - 0,0024 \cos(24\omega t) + 0,0003 \text{sen}(24\omega t) \\
 & - 0,0025 \cos(25\omega t) + 0,0002 \text{sen}(25\omega t)
 \end{aligned}$$

O conjunto de equações descritas de 5.4 a 5.9 representa algumas das diversas anomalias comumente encontradas em sistemas de transmissão e distribuição. Sendo assim, esse conjunto de dados servirá para uma ampla análise, na qual se objetiva a estimação das componentes harmônicas relatadas em suas respectivas equações, utilizando-se para tal, o método implementado via AGs. Cabe frisar que os resultados deste processo serão posteriormente comparados àqueles oriundos da estimação envolvendo o método da Transformada de *Fourier*.

5.1.2 Características do Algoritmo para a Análise Harmônica

Devido ao fato dos AGs serem uma técnica de heurística recente, diversos e diferentes operadores ainda estão sendo propostos na literatura. Neste sentido, para organizar o código do AG proposto, utilizou-se no presente trabalho, de um algoritmo computacional cuidadosamente projetado segundo o paradigma de Programação Orientada por Objetos em C++, permitindo que seu código seja eficiente, altamente estruturado, flexível e de fácil manutenção, desenvolvido e implementado pelo grupo de pesquisa do Laboratório de

Sistemas de Energia Elétrica (LSEE), denominado por *GOOAL – Genetic Object Oriented ALgorithm*, SILVA FILHO [106].

O conceito de Programação Orientada por Objetos advém da própria noção de objeto. Segundo esse paradigma de programação, um programa é um conjunto de objetos que se comunicam entre si para cooperativamente, resolverem uma tarefa. Trata-se de uma filosofia de programação na qual as partes do código abstraem o mundo real, tentando imitar as relações existentes entre as partes envolvidas, HORSTMANN [107] & [108].

Sob o ponto de vista de programação, a idéia principal da Programação Orientada por Objetos é quebrar o programa em blocos reduzidos, cada um com responsabilidades restritas, facilitando assim, a tarefa do programador de gerenciar todas as unidades de código. Os objetos são usualmente caracterizados pelas seguintes propriedades: estado, operações e identidade.

Um objeto pode armazenar informações, as quais são resultados de operações passadas e podem determinar como operações futuras serão desenvolvidas. O conjunto de todas as informações contidas em um objeto determina seu estado, o qual pode mudar ao longo do tempo devido à realização de operações.

Somente o estado e o conjunto de operações não caracterizam um objeto. Como exemplo, um mesmo programa pode ter dois sistemas de mensagens eletrônicas, as quais precisam ser acessadas independentemente. Para que isso seja possível é necessário que cada objeto tenha uma identidade única. Deste modo, eles podem ter estados diferentes e podem responder a solicitações também diferentes.

Unindo as idéias de estado, operações e identidade, pode-se pensar na definição de *classe*. Objetos de uma mesma classe podem realizar o mesmo conjunto de operações e têm o mesmo conjunto possível de estados.

O programa computacional implementado, GOOAL, tem suas bases no conceito da Programação Orientada por Objetos, objetivando, neste trabalho, a resolução de problemas de otimização mediante a aplicação dos AGs. O GOOAL possui característica modular, tornando-o aplicável a qualquer tipo de problema. Esta modularidade permite desenvolver e agregar ao mesmo, distintas e específicas rotinas direcionadas aos mais variados problemas. O usuário deve definir a função principal a ser considerada, a qual deverá conter as principais características do problema a ser solucionado.

A Figura 29 ilustra a estrutura geral do GOOAL, representada por diagrama de blocos. A classe principal, responsável em colocar as diferentes partes do AG para trabalharem juntas, é a classe TGOOAL. Esta classe faz o encapsulamento dos dados de outras classes, tais como, Tcrossover, Tmutação, Tpopulação, Tseleção, Testrutura, Tparada, Teltismo, etc.

Figura 29 - Estrutura geral do GOOAL.

Os nomes das classes pretendem sugerir suas próprias funções. A classe *Tcrossover* implementa o operador de cruzamento. Devido à existência de diferentes possibilidades deste operador, na classe *Tcrossover* se escolhe qual método do operador cruzamento será utilizado.

A classe que realmente combina os indivíduos são aquelas implementadas por diferentes tipos de *Tcrossover*, usando os mecanismos de herança. Estas classes são *TCUniform*, *TCOnePoint*, *TCTwoPoint*, etc. *TCUniform* desenvolve o cruzamento uniforme entre dois indivíduos através do seu método *Cross( )*, a classe *TCOnePoint* desenvolve o cruzamento de um ponto, e assim por diante.

As classes *TChromosome* e *TStructure* também estabelecem padrões, mas neste caso elas são focadas na estrutura do algoritmo. A classe *TStructure* define como os dados serão alocados na memória. Por exemplo, o número de genes de uma representação binária que codifica três variáveis reais depende da precisão requerida por elas, enquanto que para a representação real, o número de genes é justamente igual ao número de variáveis que se deseja solucionar no problema. Conseqüentemente, diferentes métodos *NGene( )* são implementados pelas classes *TSBinary* e *TSReal*. Similarmente, a classe *TChromosome* tem diferentes comportamentos dependendo do tipo de representação: binária ou real.

Outras classes somente desenvolvem funções próprias sem a necessidade de mecanismos especializados. Estas classes são: *TPrinter*, a qual imprime informações acerca do processo de busca, *TElitism*, a qual somente copia o melhor indivíduo de uma geração para a próxima, e *TStop*, que decide quando o processo de busca termina.

Todas as classes, brevemente descritas, são iguais para qualquer que seja o problema a ser resolvido. Logo, o que realmente difere uma aplicação do GOOAL em relação à outra é a representação do problema.

5.2 Representação do Modelo para o Relé de Frequência

Como visto, é essencial que se mantenha a frequência de um sistema elétrico o mais próximo possível de seu valor nominal. Como fato, tem-se que as mudanças de frequência no sistema elétrico podem ser toleradas dependendo das características rotativas dos equipamentos conectados à rede elétrica. A monitoração da frequência é incumbida ao relé digital de frequência, o qual deve prover uma detecção apurada das condições de anormalidades manifestadas. Sua estrutura é planejada com sensores para verificação de condições sensíveis a sub ou sobre-frequência, caracterizando uma idéia de coordenação entre geração e cargas, onde se busca a preservação da continuidade do serviço de um sistema elétrico.

No intuito de se obter uma boa base de dados, correspondentes às amplitudes, frequências e ângulos de fase representativos de sinais de tensão, foi elaborada uma tabela com valores de entrada discretizados no Matlab, onde cada linha desta tabela, refere-se a valores diferentes de amplitude, fase e frequência HANSELMAN e LITTLEFIELD [109]. Assim, tem-se o controle das variáveis a serem estimadas pelos AGs, formando um banco de dados com ampla diversidade de casos, o que permitirá confrontar a capacidade do algoritmo para estimação das variáveis inerentes ao relé de frequência.

Mediante o exposto, ilustra-se a seguir o modelo matemático de uma forma de onda de tensão a ser estimada no relé de frequência.

$$v(t) = V_{\max} \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \phi) \quad (5.10)$$

Onde:

$V_{\max}$ - é o valor máximo de tensão da forma de onda,

f - é a frequência do sinal,

t - é o instante amostrado, e,

ϕ - é o ângulo de fase.

Assim, descreve-se em (5.10) a função matemática na forma pela qual o algoritmo genético trabalhará para a resolução do problema abordado. Similarmente ao problema das distorções harmônicas, nesta análise tem-se um conjunto de (m) amostras cujos valores referem-se à forma de onda do sinal e um erro associado a cada amostra, devendo este ser objeto de otimização. Portanto, a equação (5.10) será representada pelo conjunto de equações dado em (5.11).

$$\begin{bmatrix} v(t_1) \\ v(t_2) \\ \vdots \\ v(t_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\max} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot f \cdot t_1 + \phi) \\ V_{\max} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot f \cdot t_2 + \phi) \\ \vdots \\ V_{\max} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot f \cdot t_m + \phi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(t_1) \\ e(t_2) \\ \vdots \\ e(t_m) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

As equações do sistema (5.11) podem ser resumidamente escritas da forma matricial dada em (5.12).

$$[v] = [f(x)] + [e] \quad (5.12)$$

Onde: $[v]$ é o vetor de tensão de dimensão $m \times 1$; $[f(x)]$ é o vetor de informação senoidal da tensão, também de dimensão $m \times 1$; x são os parâmetros a serem estimados pelo algoritmo ($V_{\max}$, f e ϕ) e, finalmente, o vetor de erros das medidas desconhecidas $[e]$, cuja dimensão é $m \times 1$.

De modo semelhante ao problema anterior, busca-se nessa segunda abordagem a minimização do vetor de erros, $[e]$, de modo a se obter os valores de $V_{\max}$, f e ϕ . Visualiza-se então, uma precisa estimação da máxima amplitude, da frequência e do ângulo de fase de um dado sinal de tensão, utilizando-se dos AGs.

5.3 Representação do Modelo para o Relé de Distância

Adianta-se que o mesmo raciocínio do emprego dos AGs nas abordagens anteriores será aplicado a um relé de distância para estimação dos fasores de tensão e corrente de frequência fundamental (60 Hz), para posterior cálculo da impedância aparente.

No desenvolvimento dessa abordagem, são utilizados sinais de tensões e correntes oriundos do sistema elétrico apresentado no capítulo 4, seção 4.5. Tais sinais serão filtrados com uma frequência de corte de 360 Hz, limitando, com isso, a presença de 6 componentes harmônicas no sinal a ser estimado pelos AGs. Portanto, as representações matemáticas desses sinais, seguem as mesmas formulações demonstradas pelas equações (5.1) e (5.2), até o sexto componente, referente à análise harmônica.

Ressalta-se que os principais elementos de interesse na análise para relés de distância são apenas os componentes de 60 Hz.

5.3.1 O Algoritmo para Proteção de Distância

Quando os sinais de tensões e as correntes estão disponíveis em apenas um terminal de uma linha de transmissão, o conceito da impedância aparente torna-se a única solução para a verificação da distância quando da ocorrência de uma falta, conforme salientam GIRGIS e FALLON [110]. A impedância aparente é definida como a razão entre uma tensão e uma corrente selecionada baseado no tipo de falta e, conseqüentemente, nas fases faltosas, sendo todos esses procedimentos tomados a partir da detecção da falta. Com a informação da impedância aparente pode-se saber sobre qual zona de proteção aquela impedância está caracterizada. Um fluxograma de um algoritmo para a proteção de distância é evidenciado na Figura 30.

Figura 30 - Algoritmo para a proteção de distância.

Como evidenciado, um algoritmo para a proteção de distância em linhas de transmissão consiste de várias etapas. A seguir todas estas etapas serão comentadas.

Etapa 1 – Aquisição dos Sinais de Tensão e Corrente

Esta etapa diz respeito à obtenção dos sinais de tensões e correntes representativos da atual situação do sistema elétrico. Essas informações são básicas, uma vez que nestas estão contidas todo o comportamento do sistema perante as situações transitórias e/ou de regime. Vale lembrar que tais sinais devem ser devidamente filtrados para a minimização do efeito das frequências indesejadas.

Etapa 2 – Detecção da Falta

A ocorrência de faltas em um sistema elétrico causa distorções nas formas de onda de tensão e corrente, as quais caracterizam alterações nos valores de pico em magnitude e/ou ângulo de fase com relação às condições de pré-falta. A detecção da falta é realizada levando-se em conta as magnitudes das correntes em regime e sob falta do sistema elétrico modelado. Como prática, um ciclo, correspondendo aos sinais das correntes em regime permanente é registrado. Assim, o algoritmo de detecção deste trabalho compara o módulo da diferença ponto-a-ponto, entre a janela correspondente à situação em análise com aquela em regime, tomada como referência. Caso cinco valores consecutivos do referido módulo sejam maiores que os valores esperados e pré-estabelecidos, a falta é detectada. Mediante essa detecção, a informação de qual amostra corresponde ao início da falta é registrada, uma vez que a mesma será utilizada na montagem dos arquivos de pré e pós-falta.

Etapa 3 – Extração dos Fasores Fundamentais

Os sinais de pós-falta possuem componentes harmônicas de altas frequências acrescidos da componente CC. Na prática, parte dos transitórios referidos ao sistema primário é atenuada pelos transdutores, filtros passa-baixa, etc. Como esta metodologia utiliza apenas os componentes fundamentais para o cálculo da impedância aparente, torna-se necessário uma prévia filtragem dos sinais de tensões e correntes como já comentado.

Na extração dos fasores fundamentais, como apresentado pelo fluxograma do relé de distância, Figura 30, serão utilizados os métodos da Transformada Discreta de *Fourier* (TDF) e dos Algoritmos Genéticos (AGs). Assim, os resultados entre as duas técnicas distintas poderão ser comparados. A seguir, serão comentadas as particularidades intrínsecas a cada um dos dois métodos mencionados.

Além do intuito de verificar o desempenho das técnicas de estimação dos fasores fundamentais, TDF x AGs, uma análise paralela será realizada no sentido de se verificar até que ponto as técnicas mencionadas respondem satisfatoriamente quando da diminuição da quantidade de informações passadas a esses algoritmos. Testes utilizando-se de 1 ciclo, $\frac{1}{2}$ e $\frac{1}{4}$ de ciclo serão realizados, relatando-se posteriormente os resultados obtidos.

Transformada Discreta de *Fourier*

A essência da TDF é a decomposição de uma forma de onda em diferentes frequências, transformando assim, sinais de tensão e corrente em função do tempo em espectros com amplitudes no domínio da frequência.

PASCUAL e RAPALLINI [111] utilizam-se do processo de filtragem por *Fourier*, na qual são extraídos os componentes reais e imaginários, pertencentes aos fasores de frequência fundamental. Considerando que o número de amostras por ciclo seja N_c , as expressões representativas desta filtragem são:

Janelas de 1 Ciclo

$$\hat{x}_{or} = \frac{2}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi n}{N_c}\right) \quad (5.13)$$

$$\hat{x}_{oi} = -\frac{2}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi n}{N_c}\right) \quad (5.14)$$

Janelas de ½ Ciclo

$$\hat{x}_{or} = \frac{4}{N_c} \sum_{n=0}^{\frac{N_c}{2}-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi n}{N_c}\right) \quad (5.15)$$

$$\hat{x}_{oi} = -\frac{4}{N_c} \sum_{n=0}^{\frac{N_c}{2}-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi n}{N_c}\right) \quad (5.16)$$

Analogamente, tem-se:

Janelas de ¼ Ciclo

$$\hat{x}_{or} = \frac{8}{N_c} \sum_{n=0}^{\frac{N_c}{4}-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi n}{N_c}\right) \quad (5.17)$$

$$\hat{x}_{oi} = -\frac{8}{N_c} \sum_{n=0}^{\frac{N_c}{4}-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi n}{N_c}\right) \quad (5.18)$$

Onde:

$\hat{x}_{or}$ e $\hat{x}_{oi}$ representam o valores das componentes real e imaginária do fasor, na frequência fundamental, relativos ao sinal de entrada $x(n)$. Dessa formulação tem-se a extração dos fasores fundamentais, representativos dos sinais de tensão e corrente oriundos do sistema elétrico, seguindo-se para a classificação da falta e o cálculo da impedância aparente.

Algoritmos Genéticos:

Diante do que já foi exposto, os AGs irão estimar os fasores fundamentais (60 Hz) dos sinais de tensão e corrente, satisfazendo um dado critério de parada estabelecido, e, então, utilizar essas informações para a classificação da falta e, posteriormente, para o cálculo da impedância aparente.

Etapa 4 – Classificação da Falta

A classificação da falta é um requisito essencial para o cálculo da impedância aparente, pois determina as fases envolvidas no distúrbio, quando acusado. A metodologia aplicada neste trabalho é fundamentada na comparação entre os fasores de corrente superpostos e de sequência zero à forma de onda na frequência fundamental (I_a'', I_b'', I_c'' e I_0'') contidos na janela de dados de pós-falta em análise (1 ciclo), registrados em um terminal de referência, conforme trabalho apresentado por COURY [73]. Os fasores superpostos são obtidos pela diferença entre os sinais de pós-falta e pré-falta. A Tabela 5-1 ilustra a rotina de classificação da falta implementada.

Mediante a obtenção dos valores dos fasores de I_a'', I_b'', I_c'' e I_0'' , normalizados para a fase que possui o maior valor, certos ajustes foram considerados para indicar a classificação da falta. Caso os fasores de corrente, I_a'', I_b'', I_c'' , observados apresentem um valor inferior a 0,3, é indicado o não envolvimento da fase analisada. Caso o valor seja superior a 0,6, é indicado o envolvimento da fase. Já para os valores situados no intervalo de 0,3 a 0,6, é indicado a(s) fase(s) envolvida(s), necessitando de novas amostras para confirmar o apontamento dado. A componente de sequência zero indicará se a falta envolve conexão com a terra, para o caso de $I_0'' > I_{min}$, ou caso contrário, não há envolvimento da conexão com a terra, respeitando-se os mesmos limiares abaixo apresentados.

O parâmetro K evidenciado na Tabela 5-1, é a razão entre as correntes de fase faltosa e não faltosa. Na prática é necessário considerar também um pequeno limiar I_{min} para as medidas, devido à existência de linhas não balanceadas, transdutores, etc. Estes dois parâmetros, K e I_{min} , são geralmente determinados empiricamente. A partir da realização de vários testes, foram encontrados valores de $K = 0,52$ e $I_{min} = 0,007$, o que permitiu a correta classificação para todos os tipos de falta considerados.

Tabela 5-1 – Sub-rotina para a classificação do tipo da falta.

SE	FALTA TIPO
$I_b'' < KI_a'' \quad e \quad I_c'' < KI_a''$	Falta A-terra
$I_a'' < KI_b'' \quad e \quad I_c'' < KI_b''$	Falta B-terra
$I_a'' < KI_c'' \quad e \quad I_b'' < KI_c''$	Falta C-terra
$I_c'' < KI_a'' \quad e \quad I_b'' \cong I_a'' \quad e$ $I_0'' > I_{\min}$ $I_0'' \leq I_{\min}$	Falta AB-terra Falta AB
$I_a'' < KI_b'' \quad e \quad I_c'' \cong I_b'' \quad e$ $I_0'' > I_{\min}$ $I_0'' \leq I_{\min}$	Falta BC - terra Falta BC
$I_b'' < KI_a'' \quad e \quad I_a'' \cong I_c'' \quad e$ $I_0'' > I_{\min}$ $I_0'' \leq I_{\min}$	Falta AC-terra Falta AC
$I_a'' \cong I_b'' \cong I_c''$	Fase ABC

Para efeito de ilustração, são mostrados por meio de gráficos de barras na Figura 31, alguns resultados referentes à utilização da técnica de classificação de falta proposta, quando submetida a diferentes tipos de faltas (A-terra, AB-terra, AB e ABC), aplicadas a uma distância de 105 km da barra E, Figura 23 da seção 4.5, e com um ângulo de incidência de 0°. Para a classificação destas situações foram utilizados dados registrados no terminal E.

Exemplificando, da Figura 31, tem-se que uma situação de falta fase-terra (A-terra) foi corretamente classificada pelo algoritmo devido as seguintes características: o valor do fasor da corrente I_a'' é maior que 0,6 este é considerado faltoso; a presença de componente zero ($I_0'' > I_{\min}$) indica que a falta envolve terra; e, os valores dos demais fasores de corrente I_b'' e I_c'' são menores que 0,3, estes são considerados não faltosos.

Figura 31 - Classificação dos diversos tipos de faltas.

Etapa 5 – Cálculo da Impedância Aparente

Após a detecção e classificação da falta quanto ao tipo, o par de corrente e tensão apropriado, devidamente filtrado, é selecionado para calcular a resistência e a reatância aparente, vistas pelo relé.

Diferentes equacionamentos devem ser aplicados no cálculo da impedância da falta devido aos diferentes tipos de faltas, conforme relatam SIDHU *et al* [112]. Portanto, após a detecção e classificação da falta, a impedância aparente pode ser calculada, com base na Tabela 5-2, que aponta as equações apropriadas para cada tipo de falta em específico.

Tabela 5-2 – Pares de tensão e corrente selecionados para um alimentador trifásico para o cálculo da impedância aparente.

<i>Tipo de Falta</i>	Equacionamento
AT	$V_A / (I_A + 3kI_0)$
BT	$V_B / (I_B + 3kI_0)$
CT	$V_C / (I_C + 3kI_0)$
AB ou ABT	$(V_A - V_B) / (I_A - I_B)$
BC ou BCT	$(V_B - V_C) / (I_B - I_C)$
CA ou CAT	$(V_C - V_A) / (I_C - I_A)$
ABC	Mesmo caso de uma falta fase-fase

Onde:

os índices A, B e C indicam as fases envolvidas;

o índice *T* está associado à conexão envolvendo a terra;

V_i e I_i são os fasores de tensão e corrente para a falta em análise;

$k = (Z_0 - Z_1) / Z_1$, sendo Z_0 e Z_1 as impedâncias de seqüência zero e positiva, respectivamente e

I_0 representa a corrente de seqüência zero.

Como ilustração para uma falta fase AT, a impedância aparente pode ser escrita como:

$$Z_{app} = \frac{V_A}{(I_A + 3kI_0)} = R_{app} + jX_{app} \quad (5.19)$$

onde R_{app} e X_{app} são, respectivamente, a resistência e reatância aparente sentidas pelo dispositivo de medição.

O Guia elaborado pelo IEEE para a Determinação de Localizações de Falhas em Sistemas de Distribuição e Transmissão em Corrente Alternada [113], ressalta ainda que ao avaliar apenas a parte da reatância dessa formulação, pode-se determinar uma razão entre a reatância medida e a reatância total da linha. Sabendo-se que essa razão é proporcional à distância da falta, esta pode ser expressa pela equação (5.20).

$$d(p.u.) = \frac{\text{Imag}\left(\frac{V_A}{(I_A + 3kI_0)}\right)}{\text{Imag}(Z_1)} \quad (5.20)$$

Diante das etapas descritas de 1 a 5, chega-se a resultados para a proteção de distância por meio de toda formulação apresentada. Assim, tanto a impedância aparente, necessária à visualização da correta atuação do relé de distância referente à zona de proteção a qual uma dada situação faltosa pertence, quanto uma estimativa adicional da distância da falta, em relação ao barramento de medição, serão apresentadas oportunamente no capítulo de resultados.

5.4 A Função Aptidão Utilizada para os Problemas Propostos

Relembra-se que um indivíduo é formado pela composição dos parâmetros f , V_{max} e ϕ , quando direcionados a abordagem do relé de frequência e, pelas componentes CC, fundamental e harmônicas quando encaminhado à análise harmônica e à proteção de distância. Para estas abordagens, a partir de cada amostra i do sinal, onde $i = 1, 2, \dots, m$, o m -ésimo erro deve ser calculado. Assim, para o número total de m amostras é atribuído um valor ao erro total (E_T), relacionado ao indivíduo da população em análise. Neste trabalho (E_T) é dado pela equação (5.21a) para a modelagem harmônica, sendo esta, a função de erro que melhor representa o problema. As demais equações (5.21b) e (5.21c), oriundas a partir da (5.21a), são, respectivamente, direcionadas as abordagens do relé de frequência e de distância.

$$E_T = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m e_i^2}{m}} \quad (5.21a)$$

$$E_T = \max_{i=0\dots,n}(e_i) \quad (5.21b)$$

$$E_T = \sqrt{\frac{\left| \sum_{i=1}^m e_i \right|}{m}} \quad (5.21c)$$

O processo descrito é repetido para todos os indivíduos de uma dada população. Após esta fase, cada indivíduo é avaliado por uma função de aptidão (F_A), equação (5.22), que dirá quão bom é esse indivíduo em relação àquele tomado como base. Essencialmente, o AG tenta maximizar ou minimizar o valor retornado pela função de aptidão. Portanto, para os problemas propostos, o AG irá maximizar a função de aptidão, o que implica na minimização de E_T .

$$F_A = \frac{1}{E_T + \Delta} \quad (5.22)$$

Para o caso da equação (5.22) tem-se que Δ assume um valor pequeno, igual a 0,00001 nesta aplicação, para evitar o problema de *overflow* que ocorrerá na situação do E_T ser igual à zero.

5.5 Variação dos Parâmetros para os Problemas Propostos

A eficiência de um AG é fortemente dependente de seus parâmetros de execução. Na escolha destes parâmetros, pode-se utilizar como referência configurações padrões já existentes ou optar pela busca de uma nova configuração, a qual seja mais apropriada a um problema em específico.

DeJONG e SPEARS [114] fizeram uma combinação de parâmetros, a qual obteve um melhor desempenho frente a muitas outras combinações para uma função de otimização. Desta maneira, essa configuração tornou-se padrão para a maioria dos AGs devido a sua simplicidade e resultados alcançados. Esta configuração é composta por uma população média de 50 indivíduos, 1000 gerações, cruzamento tipicamente de dois pontos com uma taxa de 0,6, mutação do tipo *bit flip* com uma taxa de 0,001.

Outra configuração atribuída a um AG simples é encontrada no trabalho de GREFENSTETTE [115]. Essa configuração de parâmetros é popularmente conhecida como a segunda opção, visto que aquela referenciada por DeJONG e SPEARS [114] é a mais utilizada. Muitas vezes, um fator limitante em um dado problema é o esforço computacional. O autor utiliza-se de populações com menos indivíduos no intuito de resolver essa questão. Uma população média de 30 indivíduos é utilizada nesta opção, além de cruzamento de dois pontos com uma taxa de 0,9, mutação do tipo *bit flip* com uma taxa de 0,01. Um fato a se ressaltar é que nesta opção o número de gerações não é especificado.

Mediante a experiência adquirida no caso da análise harmônica, conforme testes relatados em SOUZA *et al.* [116] e [117], VARGAS *et al.* [118], juntamente com informações relevantes encontradas nas referências DeJONG e SPEARS [114] e GREFENSTETTE [115], fez-se uso, inicialmente, de configurações reais e binárias para o AG composta por: população de 30 indivíduos, método de seleção da Roleta, 2 indivíduos elitistas, probabilidade de cruzamento de 0,9 e probabilidade de mutação de 0,05. Ressalta-se que foram testadas ainda, o método de seleção por Torneio, cruzamento real por média aritmética, geométrica e BLX- α , com α igual a 0,5, cruzamento binário com representação uniforme, um-ponto e dois-pontos, mutação binária e mutação Gaussiana, com σ igual a 0,05.

Com relação à representação binária, o trabalho de MACÊDO *et al.* [119], serviu de base para estudos iniciais, uma vez que em tal trabalho é feita uma avaliação da variação do número de *bits* que melhor representa a estimação das componentes harmônicas de até 7^a

ordem em um dado sinal distorcido. Testes foram realizados com 8, 10 e 12 *bits* para a representação de cada parâmetro a ser estimado. A melhor representação ocorreu para *strings* compostos de 10 *bits*. Portanto, testes pertinentes à codificação binária também foram inicialmente avaliados com 10 *bits*. Posteriormente, foi realizado um estudo com *strings* compostos por 15, 18 e 20 *bits*. Os resultados serão apresentados no próximo capítulo.

No tocante ao problema do Relé de Frequência, em decorrência de trabalho realizado em conjunto com VARGAS [120], devidamente documentado em VARGAS *et al.* [121], foram utilizados tamanhos diferentes para a janela de dados analisada pelo AG, sendo estes de $\frac{1}{2}$, 1 e 2 ciclos. Os resultados mostraram uma vantagem considerável do AG frente às técnicas tradicionais, pois resultados, dentro da margem de erros de 1 % para a estimação da frequência foram alcançados mesmo para janelas de $\frac{1}{2}$ ciclo. Taxas de amostragem de até 2400 Hz foram avaliadas, sendo que o algoritmo veio a responder adequadamente para uma taxa de 800 Hz. Sendo assim, a configuração considerada possui uma população de 30 indivíduos, com método de seleção da roleta, operador de cruzamento com média aritmética real com probabilidade de 0,9, mutação uniforme real com probabilidade de 0,1 tendo 5000 gerações como critério de parada.

Diante dos resultados iniciais observados à aplicação do relé de frequência, verifica-se que mesmo diante de um processo otimizado, caracterizado por uma execução do AG de modo seqüencial, torna-se inviável, em termos de tempo computacional, a sua aplicação para a estimação *on-line* da frequência, ângulo de fase e amplitude de uma dada forma de onda.

Em decorrência da afirmação anterior, a tecnologia dos FPGAs (*Field Programmable Gate Array*) será objeto de investigação nesta pesquisa, conforme veremos na próxima seção. Para adiantar alguns apontamentos, sabe-se que esta tecnologia permite a execução de cálculos de modo paralelo e, conseqüentemente, viria a possibilitar uma avaliação real da aplicação *on-line* dos AGs na estimação dos parâmetros concernentes ao relé de frequência.

5.6 A Tecnologia Field Programmable Gate Array

As constantes mudanças na tecnologia têm transformado radicalmente o processo de projeto de circuitos digitais nas últimas décadas. Os componentes dos circuitos têm evoluído de transistores individuais a circuitos integrados VLSI (*Very Large Scale Integration*). Ferramentas EDA (*Electronic Design Automation*) têm acelerado o ciclo de projeto e, conseqüentemente, a necessidade de se desenhar portas lógicas individuais e a montagem de diferentes componentes foi ultrapassada. Linguagens de descrição de *hardwre* (*Hardware Description Languages*) estão se consolidando como forma padrão de descrição de projetos. Ferramentas de síntese lógica automática estão disponíveis para mapear circuitos em diversas tecnologias. Além das mudanças na tecnologia, o ciclo de vida dos modernos produtos está se tornando mais curto que os tradicionais ciclos de projeto, exigindo uma rápida prototipação CHAN e MOURAD [122].

Contudo, a implementação de um sistema digital não é independente do estilo de projeto. Circuitos integrados (CIs) podem ser construídos sob diferentes tecnologias dependendo do seu tamanho, de sua função no sistema e do custo do projeto.

As implementações de circuitos podem ser agrupadas em duas categorias principais, conforme apresentam CHAN e MOURAD [122]: circuitos completamente customizados e semicustomizados. Os CIs customizados (*ASICs – Application Specific Integrated Circuits*) necessitam de um processo de fabricação especial que requer máscaras específicas para cada projeto, elevando seu custo e, além disso, seu tempo de desenvolvimento. A categoria de CIs semicustomizados consiste de várias abordagens, as quais têm facilitado o projeto e a fabricação de circuitos digitais. Nessa categoria, encontram-se os PLDs (*Programmable Logic Devices*), cuja principal característica é a capacidade de programação (configuração) pelo usuário. Possibilitam ainda, um curto ciclo de projeto a baixos custos. Os PLDs são classificados em várias categorias, dentre elas os FPGAs, conforme características arquiteturais e capacidade lógica.

Um FPGA consiste de um grande arranjo de células configuráveis (ou blocos lógicos) contido em um único *chip*. Cada uma dessas células contém uma capacidade computacional para implementar funções lógicas e/ou realizar roteamento para permitir a comunicação entre as células. Todas essas operações podem acontecer simultaneamente no arranjo de células inteiro, ROSE *et. al* [123]; BROWN, S. e ROSE, J.[124]; DONACHY, P. [125].

O primeiro FPGA disponível comercialmente foi desenvolvido pela companhia *Xilinx Inc.*, surgindo no mercado em 1985. Desde então, vários dispositivos têm sido desenvolvidos por diversos fabricantes e rapidamente disseminados comercialmente, o que pode ser justificado pelo reduzido tempo de projeto e ao custo baixo desses dispositivos programáveis de alta capacidade, BROWN, S. [126]; TUCK, B. [127].

A arquitetura de um FPGA é bastante semelhante à arquitetura convencional de um MPGA, *Mask-Programmable Gate Array*. A principal diferença é que no MPGA existem interconexões que são feitas durante o processo de fabricação, como em circuitos integrados, enquanto que nos FPGAs estas são realizadas via comutadores programáveis eletricamente, assim como nos tradicionais dispositivos lógicos programáveis.

A Figura 32 ilustra a arquitetura básica de um FPGA ROSE *et. al* [123]. A comunicação entre os blocos é feita através dos recursos de interconexão. A borda externa do arranjo consiste de blocos especiais capazes de realizar operações de entrada e saída (I/O).

Figura 32 - Estrutura de um FPGA.

A capacidade computacional e a configuração do roteamento para cada bloco podem ser programadas via comutadores programáveis eletricamente, onde várias tecnologias podem ser usadas para implementá-los.

Três aspectos são necessários para se definir a arquitetura de um FPGA: tipo de tecnologia de programação utilizada, a arquitetura dos blocos lógicos e a estrutura de sua arquitetura de roteamento. Esses aspectos influenciam diretamente no desempenho e na densidade das diferentes arquiteturas de FPGAs. Entretanto não se pode afirmar que há uma melhor arquitetura e sim a mais adequada para uma determinada aplicação (ROSE, J. *et al.*[123]). A seguir, serão apresentados alguns comentários relacionados aos três aspectos mencionados anteriormente.

Tecnologias de Programação: Um FPGA é programado usando comutadores programáveis eletricamente, como já mencionado. As propriedades desses comutadores tais como tamanho, resistência, capacitância e tecnologia, afetam principalmente o desempenho e definem características como volatilidade e capacidade de programação, que devem ser avaliadas na fase inicial do projeto para escolha do dispositivo. Basicamente existem três tipos:

- SRAM (*Static Random Access Memory*), onde o comutador é um transistor de passagem controlado pelo estado de um *bit* da SRAM. Estas são voláteis, ou seja, necessitam de serem configuradas quando o *chip* é ligado. Por isso, FPGAs baseados em SRAM necessitam de uma memória externa do tipo PROM (*Programmable Read Only Memory*), EPROM (*Erasable Programmable Read Only Memory*), EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read Only Memory*) ou disco magnético. Apesar dessa tecnologia ocupar bastante espaço no *chip*, ela é rapidamente reprogramável e requer apenas o uso da tecnologia padrão de circuitos integrados para a sua fabricação.

- Antifuse é originalmente um circuito aberto que, quando programado, forma um caminho de baixa resistência. Suas vantagens são o seu tamanho reduzido e por consequência, apresentam baixa capacitância quando não programado e baixa resistência quando programado. Porém, o *antifuse* não permite a reprogramação e, além disso, suportam altas correntes ($\sim 5\text{mA}$) e tensões (até 20V) em seu estágio de programação. Em decorrência dessa situação, necessita-se gastar espaço extra para conseguir a isolamento dos circuitos de programação.
- Gate Flutuante onde os comutadores programáveis são baseados em transistores com *gate* flutuante iguais aos usados nas memórias EPROM (*Erasable PROM*), cuja vantagem está na sua capacidade de reprogramação e retenção de dados, e EEPROM (*Electrical Erasable PROM*), a qual permite a programação e retenção das informações com o *chip* já instalado na placa.

Na Tabela 5-3, encontram-se resumidas as mais importantes características das tecnologias de programação apresentadas.

Tabela 5-3 – Sumário das tecnologias de programação.

<i>NOME</i>	<i>REPROGRAMAÇÃO</i>	<i>VOLATIVIDADE</i>	<i>TÉCNOLOGIA</i>
EPROM	Sim, fora do circuito.	Não	UVC MOS
EEPROM	Sim, no circuito.	Não	EECMOS
SRAM	Sim, no circuito.	Sim	CMOS
Antifuse	Não	Não	CMOS+

Arquitetura dos Blocos Lógicos: A fim de classificar os FPGAs quanto ao bloco lógico, foram criadas duas categorias, a de granularidade fina e a de granularidade grossa, sendo a primeira associada a blocos simples e pequenos e a segunda a blocos mais complexos e maiores.

Os blocos com granularidade fina contêm alguns transistores interconectáveis ou portas lógicas básicas. Sua principal vantagem é que estes blocos são quase sempre totalmente utilizados. A desvantagem reside no fato de serem em um número muito grande devido à baixa capacidade lógica, requerendo, portanto, uma grande quantidade de trilhas de conexão e comutadores programáveis. Um roteamento desse tipo de FPGA se torna lento e ocupa grande área no *chip*.

Com respeito à granularidade grossa, tais blocos são baseados em multiplexadores ou *look-up tables*. Quando baseados em multiplexadores, têm a vantagem de fornecer um alto grau de funcionalidade com um número relativamente pequeno de transistores. No entanto, eles possuem muitas entradas necessitando de muitos comutadores, o que sobrecarrega o roteamento. Por este fato, a tecnologia *antifuse* é a mais indicada para a fabricação deste tipo de FPGA, devido ao tamanho reduzido dos comutadores *antifuse*. A *look up table* (LUT) é uma pequena memória de um *bit* de largura, onde suas linhas de endereçamento funcionam como entradas do bloco lógico e, sua saída fornece o valor da função lógica. A desvantagem é que são inaceitavelmente grandes para mais que cinco entradas.

Arquitetura de Roteamento: é a maneira pelas quais os comutadores programáveis e segmentos de trilha são posicionados para permitir a interconexão das células lógicas. De um modo geral, as arquiteturas de roteamento podem ser descritas a partir do modelo geral, ROSE *et. al* [123], conforme a Figura 33.

Figura 33 - Arquitetura geral de roteamento de um FPGA.

Serão necessários alguns conceitos para um melhor entendimento desse modelo.

Dentre eles os de:

- pinos: são as entradas e saídas dos blocos lógicos;
- conexão: ligação elétrica de um par de pinos de blocos lógicos;
- rede: é um conjunto de pinos de blocos lógicos que estão conectados. Uma rede pode ser composta de uma ou mais conexões;
- comutador de roteamento (*switch*): é um dispositivo utilizado para conectar eletricamente dois segmentos de trilha;
- segmento de trilha: é um segmento não interrompido por comutadores programáveis. Cada terminação de um segmento possui um comutador associado;
- trilha: é uma sequência de um ou mais segmentos de trilha em uma direção, estendendo-se por todo o comprimento de um canal de roteamento, e
- canal de roteamento: é a área entre duas linhas ou colunas de blocos lógicos. Um canal contém um grupo de trilhas paralelas.

Uma importante questão a ser considerada é se a arquitetura de roteamento permite que se alcance um roteamento completo e, ao mesmo tempo, uma alta densidade lógica. Sabe-se que usando um grande número de comutadores programáveis, torna-se fácil alcançar um roteamento completo, porém, esses comutadores consomem área, a qual é desejável minimizar.

O processo de projeto com FPGAs é bastante similar aos de outros dispositivos PLDs, envolvendo várias etapas que são geralmente automatizadas. Porém, devido a sua maior complexidade, exige o uso de ferramentas EDA (*Electronic Design Automation*) mais sofisticadas, como os programas de posicionamento e roteamento, conforme apresentam BROWN e ROSE [124].

A entrada do projeto pode ser feita criando-se um diagrama esquemático com uma ferramenta gráfica, usando um sistema textual para descrever um projeto em uma linguagem de descrição de *hardware*, ou com uma mistura de métodos de entrada de projeto.

Algumas das linguagens de descrição de *hardware* encontradas na literatura são PEDRONE[128], PERRY [129]: a *Verilog* HDL, a linguagem *Ruby* e a linguagem VHDL (*VHSIC Hardware Description Language*), sendo esta última, a linguagem utilizada neste projeto.

A linguagem VHDL descreve o comportamento de um circuito ou sistema eletrônico, do qual o circuito físico ou sistema pode ser implementado. Tal linguagem surgiu como um ramo do programa VHSIC (*Very-High-Speed Integrated Circuits*) que foi formulado pelo Departamento de Defesa dos Estados Unidos, no final dos anos 70 e começo dos anos 80. A sua primeira versão foi a VHDL 87, depois atualizada para a chamada VHDL 93. A VHDL foi a primeira linguagem de descrição de *hardware* a ser normalizada pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, através da norma IEEE 1076.

A motivação fundamental para usar a linguagem VHDL é que esta é adotada como padrão na indústria para a descrição de *hardware* em nível abstrato PERRY [129]. Um comentário importante, considerando VHDL, é que contrário aos programas dos computadores tradicionais, os quais trabalham seqüencialmente, nesta linguagem suas declarações são inerentemente concorrentes (paralelas). Por essa razão, VHDL é usualmente referida como um código antes que um programa. Em VHDL apenas as declarações substituídas dentro de um processo, função ou procedimento são executados seqüencialmente. Os passos seguidos durante um projeto de circuito em um FPGA ou em um ASIC (*Application Specific Integrated Circuits*), PEDRONI [128], é como visto na Figura 34.

Figura 34 - Fluxograma para projeto em FPGAs utilizando VHDL.

Com relação à Figura 34, no início do projeto está o código escrito em VHDL, o qual é salvo em um arquivo com *extensão.vhd* e com o mesmo nome de sua ENTIDADE. O primeiro passo na síntese é o processo de compilação. A compilação faz a conversão da linguagem de alto nível VHDL, a qual descreve o circuito para um Registrador de

Transferência de Nível (RLT), para dentro de uma Netlist, a qual é uma representação textual do projeto. O segundo passo, executada na Netlist, é a otimização por velocidade ou por área. Neste estágio, o projeto pode ser simulado. Finalmente, um *software* de posicionamento e roteamento gerará o *layout* físico para um *chip*, PLD/FPGA, ou gerará uma máscara para um ASIC. A Figura 35 ilustra um exemplo de um código em VHDL representativo de um somador completo (*full adder*).

(a)

(b)

Figura 35 - (a) Lógica de um somador completo (b) Código em VHDL de um somador completo.

Na lógica de um somador completo, Figura 35(a), para a soma de 2 números binários de mais algarismos, basta somarmos coluna a coluna, levando em conta o transporte de entrada (*carry-in*), que nada mais é do que o transporte de saída (*carry-out*) da coluna anterior. Na Figura 35(b) está a representação do código do somador completo em VHDL e a indicação de que uma etapa posterior seria sua implementação no circuito.

Diante do exposto, buscou-se inicialmente a verificação de uma estrutura de um algoritmo genético a qual se aproximasse, de forma mais apropriada, àquela a ser utilizada para implementação em FPGA para a estimação da frequência, amplitude e ângulo de fase de um dado sinal. Da estimação de tais grandezas, estas poderiam então ser consideradas na filosofia de um relé de frequência, comumente encontrado nos SEPs.

5.6.1 FPGA – Uma Solução *System-On-A-Chip*

Hardwares especializados têm surgido como soluções atrativas para aplicações modernas onde a restrição de tempo é imperativa. Os FPGAs são alternativas flexíveis para a implementação de modelos complexos, desde que a funcionalidade do *hardware* possa ser moldada de acordo com a tarefa a ser executada OLDFIELD [130]. No entanto, o projeto e a programação de tal *hardware* ainda podem ser lentos e complexos, o que tem motivado muitos pesquisadores a proporem novas estruturas com soluções reconfiguráveis em FPGA. Dentre elas, o sistema *Excalibur* da Altera, com um processador de núcleo embutido Soft NIOS, ALTERA [131]. A solução proposta faz uso do conceito de *System-On-A-Chip* (SOC) HABIBI e TAHAR [132] de alto nível de integração com o sistema. Mais especificamente, estamos tratando de um *System-On-A-Programmable-Chip* (SOPC), uma vez que essa tecnologia consiste de lógica programável.

Neste contexto, THOMPSON [133] - [136] formaliza as primeiras contribuições diminuindo às lacunas existentes entre os modelos computacionais dos Algoritmos Evolutivos (AE) e a realidade física. O mesmo mostra por seus trabalhos, a aplicação de AEs à FPGA, produzindo automaticamente um circuito útil por evolução. No seguimento, muitos autores fizeram uso da técnica de THOMPSON [137] - [139]. Com os avanços na técnica em FPGAs na última década, principalmente no que diz respeito à capacidade e velocidade de suas

células lógicas, tornou-se possível a implementação de versões sofisticadas do paralelismo dos AEs em *hardware*, sem a necessidade de um processador (externo ou interno).

Cabe comentar dos créditos a THOMPSON por descrever os primeiros experimentos sobre o conceito de Evolução Embutida (EE). Esta é uma metodologia que envolve o projeto de um *hardware* evolutivo que coexiste com o sistema de controle a ser otimizado dentro de um único *chip*, solução SOC. Isto evita problemas envolvendo a simulação e a transferência do projeto para um *chip* físico, aumentando a velocidade de evolução e explorando o paralelismo intrínseco das matrizes das células lógicas do FPGA. O algoritmo evolutivo é concebido de maneira a explorar o paralelismo, tendo suas principais funções distribuídas no meio e embutidas nas células lógicas do FPGA. Portanto, não há a necessidade de intervenção humana para avaliar, selecionar, criar, ou reconfigurar a população evoluída.

A função de *fitness*, a seleção, e a reprodução podem ser executadas automaticamente e em paralelo por um sistema evolutivo embutido. O sistema de *hardware* não é somente autônomo no controle dos circuitos de específicas aplicações, mas também sobre os algoritmos evolutivos.

Uma desvantagem da EE é a dificuldade em se coletar informações experimentais do *chip*. No entanto, é possível em muitos casos, incluir memória e processadores no sistema, de modo que o processo evolutivo possa ser monitorado e, conseqüentemente, as informações transferidas para um computador externo para serem analisadas.

Sendo assim, em EE, a evolução está manipulando um objeto físico que existe em tempo real e no espaço, e se comporta de acordo com a disposição física do circuito eletrônico. Tais evoluções tendem a explorar livremente o comportamento coletivo dos componentes do circuito de controle sem a necessidade de prever comportamentos através do conhecimento de suas propriedades individuais. Isto pode evidenciar vantagens estruturais e de comportamento dinâmico, as quais são naturais para o *hardware* FPGA.

5.6.2 Estrutura do AG para FPGAs - Estimação dos Parâmetros para o Relé de Frequência

Codificação

Para esta proposição foi simulado um AG o qual emprega um esquema de codificação binária para representação dos parâmetros V_m (amplitude máxima), f (frequência) e ϕ (ângulo de fase). Neste estudo, um cromossomo terá três seqüências de *bits* representando os três números inteiros. O primeiro número é o índice do valor de V_m , o segundo é o índice para f e o terceiro é referente ao valor de ϕ . Na Tabela 5-4, tem-se o número de *bits* usado para codificar cada parâmetro, com os valores inteiros e reais que eles podem assumir no cromossomo respectivamente.

Tabela 5-4 – Parâmetros de codificação do AG.

Parâmetros	Nº de <i>bits</i>	Limite Inteiro	Limite Real
V_m	8	[0, 255]	[2.5, 12.5]
f	8	[0, 255]	[58.0, 62.0]
ϕ	9	[0, 511]	[0, 2π]

Uma representação gráfica do cromossomo é dada pela Figura 36.

Figura 36 - Representação do cromossomo.

Seleção

O processo é executado por um operador conhecido como “torneio”. Esse operador tem sido largamente empregado por fornecer resultados adequados para aplicações em vários domínios e pode ser facilmente implementado em FPGA, FOGEL *et al.* [140].

Cruzamento

O cruzamento proposto segue a técnica geral, similar ao cruzamento BLX- α para números reais DEB e KALYANMOV [141], WRIGHT [142]. Consideremos como exemplo, 2 indivíduos, x_i^t e x_j^t (onde t indica a geração), escolhidos pelo processo de seleção. Para cada um dos três genes, os quais são escritos como x_i^t ou x_j^t , um valor truncado $\delta^t = \frac{x_i^t + x_j^t}{2}$ é calculado. Com esses valores, três novos pontos podem ser gerados, como mostrado na Figura 37, onde os *pais* são marcados com círculos vazios.

Figura 37 - Operador de cruzamento.

O descendente é criado pela escolha randômica de um dos 5 pontos representados na Figura 37 para cada gene. Por exemplo, o primeiro gene de um novo indivíduo x_k , pode ser qualquer $x_i^1 - \delta^1$, x_i^1 , $x_i^1 + \delta^1$, x_j^1 ou $x_j^1 + \delta^1$. Uma exceção para este processo é quando um dado gene tem o mesmo valor para os dois *pais*, fazendo $\delta^1 = 0$. Neste caso, x_k^t é aleatoriamente escolhido entre x_i^t / σ ou $x_i^t * \sigma$, onde σ é um parâmetro definido pelo usuário (neste caso em específico, $\sigma = 2$). Se x_k^t está fora do limite $[x_k^{\min}, x_k^{\max}]$, este será configurado para os valores limites.

Mutação

A mutação trabalha produzindo alteração no valor de um gene independentemente do valor do gene de seu *pai*. O operador de mutação proposto adiciona 1 (subtrai 1) para cada gene x_i^t do cromossomo de acordo com a taxa de mutação. Se x_i^t está fora do limite $[x_i^{\min}, x_i^{\max}]$, ele também será configurado para os valores limites.

Função *Fitness*

A função *fitness* é usada para avaliar a solução do problema. Distintas funções *fitness* podem produzir desempenhos diferentes em um AG para um mesmo problema. Além disso, a avaliação do *fitness* pode requerer um longo tempo de processamento, dependendo da função empregada. Para a estimação da frequência, EL-NAGGAR e YOUSSEF [67], propuseram dois tipos de função *fitness*. Uma é baseada na soma dos erros quadráticos e a outra no erro máximo individual. Experimentalmente, os autores concluíram que, na maioria dos casos, a função do erro máximo individual apresentou melhores resultados. Além disso, esta função requer poucas operações quando comparada à função de soma dos erros quadráticos. Portanto, esta função é mais adaptável à sua implementação em FPGA. Para esta pesquisa em específico, a função *fitness* (FF) considerada é dada por:

$$FF(c) = \max_{i=0, \dots, n} |S(f, V_m, \phi, t_i) - S'(c_f, c_{v_m}, c_\phi, t_i)| \quad (5.23)$$

onde c representa um indivíduo da população; n é o número de pontos (t_i); $S(f, V_m, \phi, t_i)$ e $S'(c_f, c_{v_m}, c_\phi, t_i)$ são os sinais original e calculado respectivamente, para o ponto (t_i) usando os parâmetros f , V_m e ϕ codificados no cromossomo c . É importante notar que ambos $S(\cdot)$ e $S'(\cdot)$ são discretizados, como será explicado na próxima seção.

Organização da Memória

Com o objetivo de otimizar o tempo necessário à avaliação da função *fitness*, os procedimentos matemáticos como multiplicação e operações sobre a função seno, são calculadas, *a priori*, em uma estação de trabalho. Os resultados foram armazenados em forma de tabelas, de modo a serem facilmente configurados no FPGA. As Figura 38 a 41 resumem a organização da memória no FPGA. Considerando a forma expandida de $S'(c_f, c_{vm}, c_\phi, t_i)$ da equação (5.23), tem-se:

$$S'(c_f, c_{vm}, c_\phi, t_i) = c_{vm} * \sin(2\pi c_f t_i + c_\phi) \quad (5.24)$$

O cálculo da equação (5.24) pode ser realizado em dois estágios. Primeiramente, calculando-se o argumento da função seno e, posteriormente, multiplicando-se a amplitude pelo seno do argumento. A matriz representada pela Figura 38 armazena tal produto. A dimensão desta matriz é $m \times n$, onde m indica o número de pontos discretizados usados por f , como mostrado na Tabela 5-4, e n é o número de pontos amostrados de uma dada forma de onda. Ressalta-se para abordagem do relé de frequência foi utilizada uma frequência de amostragem de 800 Hz, dispondo-se de janelas de dados correspondentes a $\frac{1}{2}$ ciclo do sinal em análise. Logo, o valor associado a n é igual a 7.

Depois da formulação desta matriz (Figura 38), pode-se facilmente buscar um número de *índice* $f * t_i + \phi$, para indicar um de seus elementos. Este índice é usado para construir a matriz $\sin(\text{índice}_{f * t_i} + \phi)$ representada na Figura 39, de dimensão $mn \times l$. Onde l é o número de pontos discretizados e usados por ϕ , ilustrado na Tabela 5-4. Esses valores de elementos $b_{...}$ são mapeados em um vetor discretizado da função senoidal, na Tabela 5-4, com $p = 1024$ pontos no intervalo $[-1, 1]$. Finalmente, a matriz da Figura 40 calcula $S'(c_f, c_{vm}, c_\phi, t_i)$. Esta matriz tem dimensão $o \times p$, onde o é o número de pontos discretizados e usados por V_m ,

como mostrado na Tabela 5-4. p é o número de pontos usados para discretizar a função seno. A Figura 41 mostra uma representação do vetor seno. A função $S'(c_f, c_{vm}, c_\phi, t_i)$ foi discretizada usando $q = 4096$ pontos no intervalo $[-12.5, 12.5]$, o qual define o limite assumido para esta função, dado os valores considerados de V_m . Assim, os elementos da matriz na Figura 40 são mapeados para o vetor $S'()$ da Figura 41.

$$\begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & a_{0,2} & \cdots & a_{0,n} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & a_{1,2} & \cdots & a_{1,n} \\ a_{2,0} & a_{2,1} & a_{2,2} & \cdots & a_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m,0} & a_{m,1} & a_{m,2} & \cdots & a_{m,n} \end{bmatrix}$$

Figura 38 - Matriz $f * t_i$.

$$\begin{bmatrix} b_{0,0} & b_{0,1} & b_{0,2} & \cdots & b_{0,l} \\ b_{1,0} & b_{1,1} & b_{1,2} & \cdots & b_{1,l} \\ b_{2,0} & b_{2,1} & b_{2,2} & \cdots & b_{2,l} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{mn,0} & b_{mn,1} & b_{mn,2} & \cdots & b_{mn,l} \end{bmatrix}$$

Figura 39 - Matriz $\sin(\text{índice}_{f*t_i} + \phi)$

$$\begin{bmatrix} e_{0,0} & e_{0,1} & e_{0,2} & \cdots & e_{0,p} \\ e_{1,0} & e_{1,1} & e_{1,2} & \cdots & e_{1,p} \\ e_{2,0} & e_{2,1} & e_{2,2} & \cdots & e_{2,p} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{o,0} & e_{o,1} & e_{o,2} & \cdots & e_{o,p} \end{bmatrix}$$

Figura 40 - Matriz $S'(c_f, c_{vm}, c_\phi, t_i)$

Sine	c_0	c_1	c_2	$\cdots$	c_p
$S'()$	d_0	d_1	d_2	$\cdots$	d_q

Figura 41 - Vetores de Seno e $S'()$.

Cabe frisar que a principal preocupação desta etapa na pesquisa, foi desenvolver um algoritmo o qual obtivesse características muito próximas àquelas a serem utilizadas quando da implementação em FPGAs. Os resultados dessa implementação serão oportunamente apresentados.

---

6 RESULTADOS DAS APLICAÇÕES

Neste capítulo serão apresentados os resultados finais decorrentes das aplicações vinculadas a esta tese, ou seja, da análise harmônica e estudos relativos a relés de frequência e de distância. Através dos resultados obtidos, mediante a aplicação dos AGs, têm-se o intuito de testar a metodologia dos algoritmos implementados na estimação dos parâmetros inerentes a cada um dos problemas abordados.

6.1 Resultados Obtidos da Análise Harmônica

Conforme explicado anteriormente, pretende-se investigar o desempenho dos AGs na busca de uma configuração ótima a qual melhor represente a estimação da componente CC e das demais harmônicas, para o caso de estimação das harmônicas. Nessa abordagem, são testadas representações reais e binárias no intuito de identificar aquela que melhor se adapte a este problema. Para fins de comparação, os resultados serão comparados àqueles estimados por um método tradicional dispondo da Transformada Discreta de *Fourier* (TDF).

A representação binária é historicamente importante, uma vez que foi utilizada nos trabalhos pioneiros de HOLLAND [95]. Esta é a representação tradicional, sendo fácil de utilizar e manipular, como também, simples de analisar teoricamente. Contudo, se um problema tem parâmetros contínuos e o usuário quer trabalhar com boa precisão numérica, ele precisará armazenar longos cromossomos na memória, podendo fazer com que o algoritmo

convirja vagarosamente. Além disso, não existe uniformidade nos operadores. Por exemplo, a mutação nos primeiros *bits* do gene afeta mais a aptidão que a mutação nos últimos *bits* do gene GALVÃO e VALENÇA [100].

A representação real, por sua vez, gera cromossomos menores e é compreendida mais naturalmente pelo ser humano do que a cadeia de *bits*. Outra vantagem da representação real é a facilidade de criar novos operadores. Vários pesquisadores têm discutido qual a melhor representação dentre a binária e a real, e muitos deles têm mostrado experimentos favoráveis à representação real MICHALEWICZ [94], HAUPT [143].

Cabe adiantar que neste contexto, as formas de ondas oriundas das situações de faltas em um sistema de potência, chaveamento de banco de capacitores e energização de um transformador foram testadas, utilizando-se das representações reais e binárias. A seguir, serão relatadas as variações dos parâmetros para o algoritmo genético considerando as duas representações citadas.

Representação Real

Para os testes realizados nesta representação, foram utilizadas:

- população composta por 30 indivíduos;
- método de seleção: roleta e torneio;
- dois indivíduos elitistas;
- operadores de cruzamento: média aritmética, média geométrica e BLX- α , com α igual a 0,5 e taxa de cruzamento de 90 e 95 %;
- operadores de mutação: uniforme e Gaussiana, com σ igual a 0,5 e taxa de mutação de 3 e 5 %, e;
- critério de parada de 15000 gerações.

Representação Binária

Na representação binária foram utilizados os seguintes parâmetros:

- população com 30 indivíduos, com 10 *bits* para a representação dos parâmetros;
- método de seleção: roleta e torneio;
- dois indivíduos elitistas;
- operadores de cruzamento: uniforme, um-ponto e dois-pontos, com uma taxa de cruzamento de 90 e 95 %, e;
- operador de mutação binária com uma taxa de mutação de 3 e 5 % com critério de parada de 15000 gerações.

Com respeito ao tamanho da população empregada para a análise binária, foram feitas simulações para populações de 100, 70, 50 e 30 indivíduos. Os resultados apresentaram erros médios na faixa de 40 a 43 % para todas as populações. Dessa forma, preferiu-se adotar a população de 30 indivíduos para os testes subsequentes. Outros testes, estes relacionados ao número de *bits* para representação dos parâmetros, também foram realizados, utilizando-se de 10, 15, 18 e 20 *bits* para tal finalidade, com critério de parada de 100.000 gerações. Os resultados, com erros médios entre 38 e 41%, não demonstraram uma melhora significativa com o aumento do número de *bits*, sendo, portanto, escolhido 10 *bits* para tal codificação. Salienta-se ainda, que cada teste foi executado 20 vezes individualmente, e os melhores resultados são apresentados nas Tabelas 6-1 a 6-6.

Nessas tabelas, os dados **Reais**, coluna 2, são aqueles oriundos do ATP e, conseqüentemente, referem-se à formulação matemática das equações de (5.4) a (5.9) para as formas de ondas de tensão e corrente tomadas para análise do conteúdo harmônico. Os dados da coluna 3, **Fourier**, representam a estimação das componentes harmônicas até a 25^a ordem, mediante a aplicação do método clássico da Transformada Discreta de *Fourier* às equações de (5.4) a (5.9) para efeito de comparação com os AGs. Nas colunas 5 e 7, **AG Real** e **AG Binário**, respectivamente, estão os resultados da estimação de tais componentes harmônicas, através dos algoritmos genéticos, de acordo com o critério de parada considerado. Os **Erros Médios** referentes à estimação das componentes harmônicas das colunas 3, 5 e 7, comparados à coluna 2, são evidenciados pelas colunas 4, 6 e 8, respectivamente.

Observa-se, nas Tabelas 6-1 a 6-4, decorrentes de situações faltosas, a superioridade da representação real frente à análise binária e ao método clássico da TDF. É evidente a grande dificuldade do método da Transformada Discreta de *Fourier* na estimação da componente de corrente contínua (CC), enquanto que os AG, na representação real, faz a correta estimação do parâmetro e , a representação binária, apesar de apresentar erros elevados, estima com maior precisão a componente CC, quando comparada ao método clássico. Com relação à estimação de todas as componentes harmônicas, é notório o alto grau de desempenho do algoritmo genético na forma da representação real frente ao AG binário e ao método da TDF. A representação binária se demonstrou ineficaz na estimação das 25 componentes harmônicas, provavelmente devido aos longos cromossomos necessários para a representação destas componentes. A seguir, destacam-se os resultados alcançados na estimação das componentes harmônicas para sinais de tensão e corrente.

Tabela 6-1 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de tensão (V_A) gerado por uma situação de falta fase-A terra, equação (5.4).

	Real	Fourier	Erro (%)	AG Real	Erro (%)	AG Binário	Erro (%)
V_0	-0,0457	-0,0914	100,0000	-0,0457	0,0000	-0,0262	42,6696
$V_{c,1}$	0,6698	0,6698	0,0000	0,6698	0,0000	0,6679	0,2837
$V_{s,1}$	-0,1663	-0,1662	0,0601	-0,1663	0,0000	-0,1160	30,2465
$V_{c,2}$	-0,0135	-0,0135	0,0000	-0,0135	0,0000	-0,0084	37,7778
$V_{s,2}$	-0,0249	-0,0249	0,0000	-0,0249	0,0000	-0,0181	27,3092
$V_{c,3}$	-0,0005	-0,0005	0,0000	-0,0005	0,0000	-0,0003	40,0000
$V_{s,3}$	-0,0277	-0,0277	0,0000	-0,0277	0,0000	-0,0169	38,9892
$V_{c,4}$	0,0171	0,0171	0,0000	0,0171	0,0000	0,0075	56,1404
$V_{s,4}$	-0,0084	-0,0084	0,0000	-0,0084	0,0000	-0,0014	83,3333
$V_{c,5}$	0,0048	0,0048	0,0000	0,0048	0,0000	0,0015	68,7500
$V_{s,5}$	-0,0006	-0,0006	0,0000	-0,0006	0,0000	-0,0004	33,3333
$V_{c,6}$	0,0012	0,0012	0,0000	0,0012	0,0000	0,0008	33,3333
$V_{s,6}$	0,0010	0,0010	0,0000	0,0010	0,0000	0,0002	80,0000
$V_{c,7}$	-0,0003	-0,0003	0,0000	-0,0003	0,0000	-0,0001	66,6667
$V_{s,7}$	-0,0019	-0,0019	0,0000	-0,0019	0,0000	-0,0002	89,4737
$V_{c,8}$	-0,0001	-0,0001	0,0000	-0,0001	0,0000	-0,0001	0,0000
$V_{s,8}$	-0,0001	-0,0001	0,0000	-0,0001	0,0000	-0,0001	0,0000
$V_{c,9}$	-0,0027	-0,0027	0,0000	-0,0027	0,0000	-0,0006	77,7778
$V_{s,9}$	-0,0018	-0,0018	0,0000	-0,0018	0,0000	-0,0001	94,4444
$V_{c,10}$	-0,0016	-0,0016	0,0000	-0,0016	0,0000	-0,0001	93,7500
$V_{s,10}$	-0,0018	-0,0018	0,0000	-0,0018	0,0000	-0,0002	88,8889
$V_{c,11}$	-0,0035	-0,0035	0,0000	-0,0035	0,0000	-0,0024	31,4286
$V_{s,11}$	-0,0011	-0,0011	0,0000	-0,0011	0,0000	-0,0003	72,7273
$V_{c,12}$	-0,0007	-0,0007	0,0000	-0,0007	0,0000	-0,0001	85,7143
$V_{s,12}$	-0,0056	-0,0056	0,0000	-0,0056	0,0000	-0,0030	46,4286
$V_{c,13}$	0,0010	0,0010	0,0000	0,0010	0,0000	0,0001	90,0000
$V_{s,13}$	-0,0039	-0,0039	0,0000	-0,0039	0,0000	-0,0013	66,6667
$V_{c,14}$	0,0031	0,0031	0,0000	0,0031	0,0000	0,0013	58,0645
$V_{s,14}$	-0,0040	-0,0040	0,0000	-0,0040	0,0000	-0,0013	67,5000
$V_{c,15}$	0,0014	0,0014	0,0000	0,0014	0,0000	0,0002	85,7143
$V_{s,15}$	0,0031	0,0031	0,0000	0,0031	0,0000	0,0018	41,9355
$V_{c,16}$	-0,0019	-0,0019	0,0000	-0,0019	0,0000	-0,0002	89,4737
$V_{s,16}$	-0,0016	-0,0016	0,0000	-0,0016	0,0000	-0,0001	93,7500
$V_{c,17}$	-0,0020	-0,0020	0,0000	-0,0020	0,0000	-0,0004	80,0000
$V_{s,17}$	-0,0020	-0,0020	0,0000	-0,0020	0,0000	-0,0012	40,0000
$V_{c,18}$	0,0033	0,0033	0,0000	0,0033	0,0000	0,0011	66,6667
$V_{s,18}$	0,0015	0,0015	0,0000	0,0015	0,0000	0,0002	86,6667
$V_{c,19}$	-0,0018	-0,0018	0,0000	-0,0018	0,0000	-0,0006	66,6667
$V_{s,19}$	0,0007	0,0007	0,0000	0,0007	0,0000	0,0002	71,4286
$V_{c,20}$	-0,0020	-0,0020	0,0000	-0,0020	0,0000	-0,0018	10,0000
$V_{s,20}$	-0,0008	-0,0008	0,0000	-0,0008	0,0000	-0,0003	62,5000
$V_{c,21}$	-0,0043	-0,0043	0,0000	-0,0043	0,0000	-0,0024	44,1860
$V_{s,21}$	-0,0033	-0,0033	0,0000	-0,0033	0,0000	-0,0013	60,6061
$V_{c,22}$	0,0040	0,0040	0,0000	0,0040	0,0000	0,0018	55,0000
$V_{s,22}$	-0,0023	-0,0023	0,0000	-0,0023	0,0000	-0,0018	21,7391
$V_{c,23}$	-0,0020	-0,0020	0,0000	-0,0020	0,0000	-0,0014	30,0000
$V_{s,23}$	0,0021	0,0021	0,0000	0,0021	0,0000	0,0004	80,9524
$V_{c,24}$	-0,0021	-0,0021	0,0000	-0,0021	0,0000	-0,0010	52,3810
$V_{s,24}$	-0,0049	-0,0049	0,0000	-0,0049	0,0000	-0,0039	20,4082
$V_{c,25}$	0,0013	0,0013	0,0000	0,0013	0,0000	0,0002	84,6154
$V_{s,25}$	-0,0014	-0,0014	0,0000	-0,0014	0,0000	-0,0002	85,7143
Erro Médio			1,9620		0,0000		57,4922

Tabela 6-2 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de corrente (I_A) gerado por uma situação de falta fase-A terra, equação (5.5).

	Real	Fourier	Erro (%)	AG Real	Erro (%)	AG Binário	Erro (%)
I_0	-0,1374	-0,2748	100,0000	-0,1374	0,0000	-0,0972	29,2576
$I_{c,1}$	0,7527	0,7527	0,0000	0,7527	0,0000	0,7525	0,0266
$I_{s,1}$	0,2804	0,2805	0,0357	0,2804	0,0000	0,2499	10,8773
$I_{c,2}$	-0,0673	-0,0672	0,1486	-0,0673	0,0000	-0,0482	28,3804
$I_{s,2}$	-0,0388	-0,0388	0,0000	-0,0388	0,0000	-0,0176	54,6392
$I_{c,3}$	-0,0581	-0,0580	0,1721	-0,0581	0,0000	-0,0397	31,6695
$I_{s,3}$	-0,0077	-0,0077	0,0000	-0,0077	0,0000	-0,0047	38,9610
$I_{c,4}$	-0,0996	-0,0995	0,1004	-0,0996	0,0000	-0,0468	53,0120
$I_{s,4}$	-0,0191	-0,0191	0,0000	-0,0191	0,0000	-0,0149	21,9895
$I_{c,5}$	-0,0931	-0,0931	0,0000	-0,0931	0,0000	-0,0640	31,2567
$I_{s,5}$	-0,0336	-0,0336	0,0000	-0,0336	0,0000	-0,0186	44,6429
$I_{c,6}$	-0,0760	-0,0759	0,1316	-0,0760	0,0000	-0,0499	34,3421
$I_{s,6}$	-0,0566	-0,0566	0,0000	-0,0566	0,0000	-0,0287	49,2933
$I_{c,7}$	-0,0686	-0,0685	0,1458	-0,0686	0,0000	-0,0414	39,6501
$I_{s,7}$	-0,0580	-0,0580	0,0000	-0,0580	0,0000	-0,0324	44,1379
$I_{c,8}$	-0,0528	-0,0527	0,1894	-0,0528	0,0000	-0,0336	36,3636
$I_{s,8}$	-0,0596	-0,0596	0,0000	-0,0596	0,0000	-0,0368	38,2550
$I_{c,9}$	-0,0460	-0,0460	0,0000	-0,0460	0,0000	-0,0216	53,0435
$I_{s,9}$	-0,0528	-0,0528	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0322	39,0152
$I_{c,10}$	-0,0415	-0,0414	0,2410	-0,0415	0,0000	-0,0316	23,8554
$I_{s,10}$	-0,0542	-0,0542	0,0000	-0,0542	0,0000	-0,0358	33,9483
$I_{c,11}$	-0,0389	-0,0389	0,0000	-0,0389	0,0000	-0,0239	38,5604
$I_{s,11}$	-0,0541	-0,0541	0,0000	-0,0541	0,0000	-0,0245	54,7135
$I_{c,12}$	-0,0250	-0,0249	0,4000	-0,0250	0,0000	-0,0117	53,2000
$I_{s,12}$	-0,0563	-0,0563	0,0000	-0,0563	0,0000	-0,0286	49,2007
$I_{c,13}$	-0,0216	-0,0216	0,0000	-0,0216	0,0000	-0,0193	10,6481
$I_{s,13}$	-0,0454	-0,0454	0,0000	-0,0454	0,0000	-0,0206	54,6256
$I_{c,14}$	-0,0166	-0,0165	0,6024	-0,0166	0,0000	-0,0121	27,1084
$I_{s,14}$	-0,0474	-0,0474	0,0000	-0,0474	0,0000	-0,0215	54,6414
$I_{c,15}$	-0,0163	-0,0163	0,0000	-0,0163	0,0000	-0,0050	69,3252
$I_{s,15}$	-0,0420	-0,0420	0,0000	-0,0420	0,0000	-0,0243	42,1429
$I_{c,16}$	-0,0107	-0,0107	0,0000	-0,0107	0,0000	-0,0072	32,7103
$I_{s,16}$	-0,0367	-0,0367	0,0000	-0,0367	0,0000	-0,0379	3,2698
$I_{c,17}$	-0,0200	-0,0200	0,0000	-0,0200	0,0000	-0,0131	34,5000
$I_{s,17}$	-0,0297	-0,0297	0,0000	-0,0297	0,0000	-0,0150	49,4949
$I_{c,18}$	-0,0223	-0,0222	0,4484	-0,0223	0,0000	-0,0124	44,3946
$I_{s,18}$	-0,0437	-0,0438	0,2288	-0,0437	0,0000	-0,0259	40,7323
$I_{c,19}$	-0,0056	-0,0056	0,0000	-0,0056	0,0000	-0,0016	71,4286
$I_{s,19}$	-0,0416	-0,0416	0,0000	-0,0416	0,0000	-0,0264	36,5385
$I_{c,20}$	-0,0032	-0,0032	0,0000	-0,0032	0,0000	-0,0019	40,6250
$I_{s,20}$	-0,0338	-0,0339	0,2959	-0,0338	0,0000	-0,0193	42,8994
$I_{c,21}$	-0,0052	-0,0052	0,0000	-0,0052	0,0000	-0,0044	15,3846
$I_{s,21}$	-0,0246	-0,0247	0,4065	-0,0246	0,0000	-0,0196	20,3252
$I_{c,22}$	-0,0114	-0,0114	0,0000	-0,0114	0,0000	-0,0066	42,1053
$I_{s,22}$	-0,0337	-0,0338	0,2967	-0,0337	0,0000	-0,0189	43,9169
$I_{c,23}$	0,0020	0,0020	0,0000	0,0020	0,0000	0,0012	40,0000
$I_{s,23}$	-0,0285	-0,0286	0,3509	-0,0285	0,0000	-0,0151	47,0175
$I_{c,24}$	-0,0024	-0,0024	0,0000	-0,0024	0,0000	-0,0004	83,3333
$I_{s,24}$	-0,0268	-0,0269	0,3731	-0,0268	0,0000	-0,0174	35,0746
$I_{c,25}$	0,0043	0,0043	0,0000	0,0043	0,0000	0,0022	48,8372
$I_{s,25}$	-0,0223	-0,0224	0,4484	-0,0223	0,0000	-0,0132	40,8072
Erro Médio			2,0591		0,0000		39,2976

Tabela 6-3 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de tensão (V_A) gerado por uma situação de falta fase-A terra, equação (5.6).

	Real	Fourier	Erro (%)	AG Real	Erro (%)	AG Binário	Erro (%)
V_0	0,0476	0,0952	100,0000	0,0476	0,0000	0,0255	46,4286
$V_{c,1}$	0,3087	0,3086	0,0324	0,3087	0,0000	0,3465	12,2449
$V_{s,1}$	0,4297	0,4298	0,0233	0,4297	0,0000	0,4424	2,9556
$V_{c,2}$	0,0051	0,0051	0,0000	0,0051	0,0000	0,0031	39,2157
$V_{s,2}$	0,0135	0,0135	0,0000	0,0135	0,0000	0,0088	34,8148
$V_{c,3}$	0,0025	0,0025	0,0000	0,0025	0,0000	0,0008	68,0000
$V_{s,3}$	0,0084	0,0084	0,0000	0,0084	0,0000	0,0036	57,1429
$V_{c,4}$	0,0063	0,0063	0,0000	0,0063	0,0000	0,0041	34,9206
$V_{s,4}$	0,0060	0,0060	0,0000	0,0060	0,0000	0,0035	41,6667
$V_{c,5}$	0,0030	0,0030	0,0000	0,0030	0,0000	0,0024	20,0000
$V_{s,5}$	0,0079	0,0079	0,0000	0,0079	0,0000	0,0036	54,4304
$V_{c,6}$	0,0021	0,0021	0,0000	0,0021	0,0000	0,0014	33,3333
$V_{s,6}$	0,0052	0,0052	0,0000	0,0052	0,0000	0,0030	42,3077
$V_{c,7}$	0,0018	0,0018	0,0000	0,0018	0,0000	0,0002	88,8889
$V_{s,7}$	0,0053	0,0053	0,0000	0,0053	0,0000	0,0018	66,0377
$V_{c,8}$	0,0014	0,0014	0,0000	0,0014	0,0000	0,0000	100,0000
$V_{s,8}$	0,0043	0,0043	0,0000	0,0043	0,0000	0,0022	48,8372
$V_{c,9}$	0,0015	0,0015	0,0000	0,0015	0,0000	-0,0002	113,3333
$V_{s,9}$	0,0039	0,0039	0,0000	0,0039	0,0000	-0,0001	102,5641
$V_{c,10}$	0,0013	0,0013	0,0000	0,0013	0,0000	0,0000	100,0000
$V_{s,10}$	0,0036	0,0036	0,0000	0,0036	0,0000	0,0003	91,6667
$V_{c,11}$	0,0008	0,0008	0,0000	0,0008	0,0000	0,0000	100,0000
$V_{s,11}$	0,0034	0,0034	0,0000	0,0034	0,0000	0,0015	55,8824
$V_{c,12}$	0,0011	0,0011	0,0000	0,0011	0,0000	0,0002	81,8182
$V_{s,12}$	0,0024	0,0024	0,0000	0,0024	0,0000	0,0006	75,0000
$V_{c,13}$	0,0013	0,0013	0,0000	0,0013	0,0000	0,0001	92,3077
$V_{s,13}$	0,0024	0,0024	0,0000	0,0024	0,0000	0,0018	25,0000
$V_{c,14}$	0,0011	0,0011	0,0000	0,0011	0,0000	0,0001	90,9091
$V_{s,14}$	0,0022	0,0022	0,0000	0,0022	0,0000	0,0010	54,5455
$V_{c,15}$	0,0015	0,0015	0,0000	0,0015	0,0000	-0,0001	106,6667
$V_{s,15}$	0,0021	0,0021	0,0000	0,0021	0,0000	0,0006	71,4286
$V_{c,16}$	0,0012	0,0012	0,0000	0,0012	0,0000	0,0006	50,0000
$V_{s,16}$	0,0022	0,0022	0,0000	0,0022	0,0000	0,0014	36,3636
$V_{c,17}$	0,0011	0,0011	0,0000	0,0011	0,0000	0,0005	54,5455
$V_{s,17}$	0,0023	0,0023	0,0000	0,0023	0,0000	0,0020	13,0435
$V_{c,18}$	0,0007	0,0007	0,0000	0,0007	0,0000	0,0002	71,4286
$V_{s,18}$	0,0020	0,0020	0,0000	0,0020	0,0000	0,0002	90,0000
$V_{c,19}$	0,0009	0,0009	0,0000	0,0009	0,0000	0,0002	77,7778
$V_{s,19}$	0,0016	0,0016	0,0000	0,0016	0,0000	0,0004	75,0000
$V_{c,20}$	0,0010	0,0010	0,0000	0,0010	0,0000	-0,0001	110,0000
$V_{s,20}$	0,0016	0,0016	0,0000	0,0016	0,0000	0,0005	68,7500
$V_{c,21}$	0,0011	0,0011	0,0000	0,0011	0,0000	-0,0001	109,0909
$V_{s,21}$	0,0015	0,0015	0,0000	0,0015	0,0000	-0,0001	106,6667
$V_{c,22}$	0,0009	0,0009	0,0000	0,0009	0,0000	0,0002	77,7778
$V_{s,22}$	0,0016	0,0016	0,0000	0,0016	0,0000	0,0000	100,0000
$V_{c,23}$	0,0008	0,0008	0,0000	0,0008	0,0000	-0,0004	150,0000
$V_{s,23}$	0,0015	0,0015	0,0000	0,0015	0,0000	0,0003	80,0000
$V_{c,24}$	0,0009	0,0009	0,0000	0,0009	0,0000	0,0004	55,5556
$V_{s,24}$	0,0012	0,0012	0,0000	0,0012	0,0000	-0,0001	108,3333
$V_{c,25}$	0,0011	0,0011	0,0000	0,0011	0,0000	0,0002	81,8182
$V_{s,25}$	0,0011	0,0011	0,0000	0,0011	0,0000	0,0000	100,0000
Erro Médio			1,9619		0,0000		69,9706

Tabela 6-4 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de corrente (I_A) gerado por uma situação de falta fase-A terra, equação (5.7).

	Real	Fourier	Erro (%)	AG Real	Erro (%)	AG Binário	Erro (%)
I_0	0,1078	0,2156	100,0000	0,1078	0,0000	0,0629	41,6512
$I_{c,1}$	0,1536	0,1535	0,0651	0,1536	0,0000	0,1278	16,7969
$I_{s,1}$	0,9664	0,9664	0,0000	0,9664	0,0000	0,9667	0,0310
$I_{c,2}$	0,0222	0,0222	0,0000	0,0222	0,0000	0,0108	51,3514
$I_{s,2}$	0,0339	0,0340	0,2950	0,0339	0,0000	0,0186	45,1327
$I_{c,3}$	0,0179	0,0179	0,0000	0,0179	0,0000	0,0087	51,3966
$I_{s,3}$	0,0275	0,0275	0,0000	0,0275	0,0000	0,0156	43,2727
$I_{c,4}$	0,0046	0,0046	0,0000	0,0046	0,0000	0,0042	8,6957
$I_{s,4}$	0,0305	0,0305	0,0000	0,0305	0,0000	0,0200	34,4262
$I_{c,5}$	0,0067	0,0067	0,0000	0,0067	0,0000	0,0040	40,2985
$I_{s,5}$	0,0175	0,0175	0,0000	0,0175	0,0000	0,0041	76,5714
$I_{c,6}$	0,0007	0,0007	0,0000	0,0007	0,0000	0,0003	57,1429
$I_{s,6}$	0,0181	0,0181	0,0000	0,0181	0,0000	0,0105	41,9890
$I_{c,7}$	0,0031	0,0031	0,0000	0,0031	0,0000	0,0019	38,7097
$I_{s,7}$	0,0138	0,0138	0,0000	0,0138	0,0000	0,0089	35,5072
$I_{c,8}$	0,0020	0,0020	0,0000	0,0020	0,0000	0,0014	30,0000
$I_{s,8}$	0,0121	0,0121	0,0000	0,0121	0,0000	0,0075	38,0165
$I_{c,9}$	0,0021	0,0021	0,0000	0,0021	0,0000	0,0014	33,3333
$I_{s,9}$	0,0100	0,0100	0,0000	0,0100	0,0000	0,0086	14,0000
$I_{c,10}$	0,0020	0,0020	0,0000	0,0020	0,0000	0,0012	40,0000
$I_{s,10}$	0,0092	0,0092	0,0000	0,0092	0,0000	0,0037	59,7826
$I_{c,11}$	0,0012	0,0012	0,0000	0,0012	0,0000	0,0008	33,3333
$I_{s,11}$	0,0081	0,0081	0,0000	0,0081	0,0000	0,0050	38,2716
$I_{c,12}$	0,0029	0,0029	0,0000	0,0029	0,0000	0,0010	65,5172
$I_{s,12}$	0,0066	0,0066	0,0000	0,0066	0,0000	0,0043	34,8485
$I_{c,13}$	0,0026	0,0026	0,0000	0,0026	0,0000	0,0012	53,8462
$I_{s,13}$	0,0068	0,0068	0,0000	0,0068	0,0000	0,0031	54,4118
$I_{c,14}$	0,0024	0,0024	0,0000	0,0024	0,0000	0,0014	41,6667
$I_{s,14}$	0,0060	0,0060	0,0000	0,0060	0,0000	0,0050	16,6667
$I_{c,15}$	0,0022	0,0022	0,0000	0,0022	0,0000	0,0008	63,6364
$I_{s,15}$	0,0059	0,0059	0,0000	0,0059	0,0000	0,0042	28,8136
$I_{c,16}$	0,0024	0,0024	0,0000	0,0024	0,0000	0,0008	66,6667
$I_{s,16}$	0,0049	0,0049	0,0000	0,0049	0,0000	0,0030	38,7755
$I_{c,17}$	0,0024	0,0024	0,0000	0,0024	0,0000	0,0006	75,0000
$I_{s,17}$	0,0050	0,0050	0,0000	0,0050	0,0000	0,0028	44,0000
$I_{c,18}$	0,0029	0,0029	0,0000	0,0029	0,0000	0,0014	51,7241
$I_{s,18}$	0,0049	0,0049	0,0000	0,0049	0,0000	0,0032	34,6939
$I_{c,19}$	0,0021	0,0021	0,0000	0,0021	0,0000	0,0012	42,8571
$I_{s,19}$	0,0048	0,0048	0,0000	0,0048	0,0000	0,0008	83,3333
$I_{c,20}$	0,0019	0,0019	0,0000	0,0019	0,0000	0,0004	78,9474
$I_{s,20}$	0,0042	0,0042	0,0000	0,0042	0,0000	0,0009	78,5714
$I_{c,21}$	0,0021	0,0021	0,0000	0,0021	0,0000	0,0008	61,9048
$I_{s,21}$	0,0036	0,0036	0,0000	0,0036	0,0000	0,0016	55,5556
$I_{c,22}$	0,0023	0,0023	0,0000	0,0023	0,0000	0,0012	47,8261
$I_{s,22}$	0,0037	0,0037	0,0000	0,0037	0,0000	0,0027	27,0270
$I_{c,23}$	0,0023	0,0023	0,0000	0,0023	0,0000	0,0010	56,5217
$I_{s,23}$	0,0035	0,0035	0,0000	0,0035	0,0000	0,0029	17,1429
$I_{c,24}$	0,0021	0,0021	0,0000	0,0021	0,0000	0,0006	71,4286
$I_{s,24}$	0,0032	0,0032	0,0000	0,0032	0,0000	0,0013	59,3750
$I_{c,25}$	0,0025	0,0025	0,0000	0,0025	0,0000	0,0012	52,0000
$I_{s,25}$	0,0031	0,0031	0,0000	0,0031	0,0000	0,0012	61,2903
Erro Médio			1,9678		0,0000		45,7600

Tabela 6-5 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de corrente (I_A) para uma situação de energização de transformador, equação (5.8).

	Real	Fourier	Erro (%)	AG Real	Erro (%)	AG Binário	Erro (%)
I_0	-0,0331	-0,0662	100,0000	-0,0331	0,0000	-0,0232	29,9094
$I_{c,1}$	0,0879	0,0877	0,2275	0,0879	0,0000	0,0458	47,8953
$I_{s,1}$	0,0829	0,0835	0,7238	0,0829	0,0000	0,0588	29,0712
$I_{c,2}$	-0,1018	-0,1014	0,3929	-0,1018	0,0000	-0,0497	51,1788
$I_{s,2}$	-0,0351	-0,0360	2,5641	-0,0351	0,0000	-0,0172	50,9972
$I_{c,3}$	0,0039	0,0031	20,5128	0,0039	0,0000	0,0008	79,4872
$I_{s,3}$	0,0215	0,0218	1,3953	0,0215	0,0000	0,0138	35,8140
$I_{c,4}$	0,0280	0,0294	5,0000	0,0280	0,0000	0,0094	66,4286
$I_{s,4}$	-0,0785	-0,0783	0,2548	-0,0785	0,0000	-0,0376	52,1019
$I_{c,5}$	0,0111	0,0099	10,8108	0,0111	0,0000	0,0058	47,7477
$I_{s,5}$	0,0581	0,0579	0,3442	0,0581	0,0000	0,0300	48,3649
$I_{c,6}$	0,0028	0,0031	10,7143	0,0028	0,0000	0,0014	50,0000
$I_{s,6}$	0,0013	0,0017	30,7692	0,0013	0,0000	-0,0005	138,4615
$I_{c,7}$	-0,0264	-0,0264	0,0000	-0,0264	0,0000	-0,0152	42,4242
$I_{s,7}$	-0,0014	-0,0021	50,0000	-0,0014	0,0000	-0,0003	78,5714
$I_{c,8}$	0,0078	0,0079	1,2821	0,0078	0,0000	0,0051	34,6154
$I_{s,8}$	-0,0105	-0,0102	2,8571	-0,0105	0,0000	-0,0066	37,1429
$I_{c,9}$	0,0052	0,0050	3,8462	0,0052	0,0000	0,0033	36,5385
$I_{s,9}$	0,0046	0,0048	4,3478	0,0046	0,0000	0,0024	47,8261
$I_{c,10}$	-0,0044	-0,0041	6,8182	-0,0044	0,0000	-0,0013	70,4545
$I_{s,10}$	-0,0069	-0,0072	4,3478	-0,0069	0,0000	-0,0025	63,7681
$I_{c,11}$	0,0054	0,0050	7,4074	0,0054	0,0000	0,0046	14,8148
$I_{s,11}$	0,0064	0,0066	3,1250	0,0064	0,0000	0,0037	42,1875
$I_{c,12}$	0,0025	0,0028	12,0000	0,0025	0,0000	0,0002	92,0000
$I_{s,12}$	-0,0013	-0,0011	15,3846	-0,0013	0,0000	-0,0002	84,6154
$I_{c,13}$	-0,0077	-0,0080	3,8961	-0,0077	0,0000	-0,0054	29,8701
$I_{s,13}$	0,0055	0,0051	7,2727	0,0055	0,0000	0,0021	61,8182
$I_{c,14}$	0,0003	0,0005	66,6667	0,0003	0,0000	0,0002	33,3333
$I_{s,14}$	-0,0059	-0,0058	1,6949	-0,0059	0,0000	-0,0028	52,5424
$I_{c,15}$	0,0029	0,0029	0,0000	0,0029	0,0000	0,0018	37,9310
$I_{s,15}$	-0,0003	-0,0002	33,3333	-0,0003	0,0000	-0,0001	66,6667
$I_{c,16}$	-0,0012	-0,0012	0,0000	-0,0012	0,0000	-0,0002	83,3333
$I_{s,16}$	0,0001	-0,0001	200,0000	0,0001	0,0000	0,0001	0,0000
$I_{c,17}$	0,0017	0,0015	11,7647	0,0017	0,0000	0,0009	47,0588
$I_{s,17}$	0,0018	0,0019	5,5556	0,0018	0,0000	0,0003	83,3333
$I_{c,18}$	0,0002	0,0004	100,0000	0,0002	0,0000	-0,0001	150,0000
$I_{s,18}$	-0,0017	-0,0017	0,0000	-0,0017	0,0000	-0,0001	94,1176
$I_{c,19}$	-0,0016	-0,0019	18,7500	-0,0016	0,0000	0,0002	112,5000
$I_{s,19}$	0,0035	0,0034	2,8571	0,0035	0,0000	0,0009	74,2857
$I_{c,20}$	-0,0009	-0,0007	22,2222	-0,0009	0,0000	0,0000	100,0000
$I_{s,20}$	-0,0025	-0,0025	0,0000	-0,0025	0,0000	-0,0005	80,0000
$I_{c,21}$	0,0010	0,0010	0,0000	0,0010	0,0000	0,0002	80,0000
$I_{s,21}$	-0,0008	-0,0008	0,0000	-0,0008	0,0000	0,0000	100,0000
$I_{c,22}$	0,0002	0,0002	0,0000	0,0002	0,0000	0,0001	50,0000
$I_{s,22}$	0,0004	0,0003	25,0000	0,0004	0,0000	0,0001	75,0000
$I_{c,23}$	0,0005	0,0004	20,0000	0,0005	0,0000	-0,0001	120,0000
$I_{s,23}$	0,0009	0,0010	11,1111	0,0009	0,0000	0,0000	100,0000
$I_{c,24}$	-0,0004	-0,0003	25,0000	-0,0004	0,0000	-0,0001	75,0000
$I_{s,24}$	-0,0009	-0,0010	11,1111	-0,0009	0,0000	0,0000	100,0000
$I_{c,25}$	0,0001	-0,0001	200,0000	0,0001	0,0000	0,0001	0,0000
$I_{s,25}$	0,0013	0,0013	0,0000	0,0013	0,0000	0,0000	100,0000
Erro Médio			20,8110		0,0000		64,2982

Tabela 6-6 – Resultados da comparação entre a FFT x AGs na análise harmônica de um sinal de tensão (V_A) para uma situação de chaveamento de banco de capacitores, equação (5.9).

	Real	Fourier	Erro (%)	AG Real	Erro (%)	AG Binário	Erro (%)
V_0	0,0038	0,0051	34,2105	0,0038	0,0000	0,0017	55,2632
$V_{c,1}$	0,7769	0,7774	0,0644	0,7769	0,0000	0,7614	1,9951
$V_{s,1}$	-0,2335	-0,2298	1,5846	-0,2335	0,0000	-0,1561	33,1478
$V_{c,2}$	0,0082	0,0090	9,7561	0,0082	0,0000	0,0036	56,0976
$V_{s,2}$	-0,0004	-0,0008	100,0000	-0,0003	25,0000	-0,0001	75,0000
$V_{c,3}$	0,0087	0,0089	2,2989	0,0087	0,0000	0,0040	54,0230
$V_{s,3}$	-0,0002	-0,0004	100,0000	-0,0002	0,0000	-0,0002	0,0000
$V_{c,4}$	0,0102	0,0103	0,9804	0,0102	0,0000	0,0050	50,9804
$V_{s,4}$	0,0001	0,0000	100,0000	0,0001	0,0000	0,0000	100,0000
$V_{c,5}$	0,0135	0,0135	0,0000	0,0135	0,0000	0,0105	22,2222
$V_{s,5}$	0,0004	0,0005	25,0000	0,0004	0,0000	0,0001	75,0000
$V_{c,6}$	0,0220	0,0220	0,0000	0,0220	0,0000	0,0106	51,8182
$V_{s,6}$	0,0012	0,0015	25,0000	0,0012	0,0000	0,0002	83,3333
$V_{c,7}$	0,0708	0,0714	0,8475	0,0708	0,0000	0,0462	34,7458
$V_{s,7}$	0,0170	0,0193	13,5294	0,0170	0,0000	0,0092	45,8824
$V_{c,8}$	-0,0451	-0,0439	2,6608	-0,0451	0,0000	-0,0294	34,8115
$V_{s,8}$	0,0084	0,0067	20,2381	0,0084	0,0000	0,0061	27,3810
$V_{c,9}$	-0,0172	-0,0168	2,3256	-0,0172	0,0000	-0,0080	53,4884
$V_{s,9}$	0,0015	0,0009	40,0000	0,0015	0,0000	-0,0002	113,3333
$V_{c,10}$	-0,0105	-0,0103	1,9048	-0,0105	0,0000	-0,0071	32,3810
$V_{s,10}$	0,0007	0,0003	57,1429	0,0007	0,0000	0,0003	57,1429
$V_{c,11}$	-0,0075	-0,0074	1,3333	-0,0075	0,0000	-0,0027	64,0000
$V_{s,11}$	0,0004	0,0000	100,0000	0,0004	0,0000	0,0002	50,0000
$V_{c,12}$	-0,0059	-0,0058	1,6949	-0,0059	0,0000	-0,0027	54,2373
$V_{s,12}$	0,0004	0,0001	75,0000	0,0004	0,0000	0,0001	75,0000
$V_{c,13}$	-0,0048	-0,0047	2,0833	-0,0048	0,0000	-0,0009	81,2500
$V_{s,13}$	0,0004	0,0001	75,0000	0,0004	0,0000	0,0001	75,0000
$V_{c,14}$	-0,0041	-0,0040	2,4390	-0,0041	0,0000	-0,0007	82,9268
$V_{s,14}$	0,0004	0,0001	75,0000	0,0004	0,0000	0,0002	50,0000
$V_{c,15}$	-0,0037	-0,0037	0,0000	-0,0037	0,0000	-0,0023	37,8378
$V_{s,15}$	0,0003	0,0000	100,0000	0,0003	0,0000	0,0001	66,6667
$V_{c,16}$	-0,0033	-0,0033	0,0000	-0,0033	0,0000	-0,0024	27,2727
$V_{s,16}$	0,0004	0,0001	75,0000	0,0004	0,0000	0,0002	50,0000
$V_{c,17}$	-0,0030	-0,0030	0,0000	-0,0030	0,0000	-0,0011	63,3333
$V_{s,17}$	0,0003	0,0000	100,0000	0,0003	0,0000	0,0002	33,3333
$V_{c,18}$	-0,0028	-0,0028	0,0000	-0,0028	0,0000	-0,0006	78,5714
$V_{s,18}$	0,0004	0,0001	75,0000	0,0004	0,0000	-0,0003	175,0000
$V_{c,19}$	-0,0026	-0,0026	0,0000	-0,0026	0,0000	-0,0010	61,5385
$V_{s,19}$	0,0004	0,0002	50,0000	0,0004	0,0000	0,0004	0,0000
$V_{c,20}$	-0,0025	-0,0025	0,0000	-0,0025	0,0000	-0,0012	52,0000
$V_{s,20}$	0,0004	0,0002	50,0000	0,0004	0,0000	0,0002	50,0000
$V_{c,21}$	-0,0024	-0,0025	4,1667	-0,0024	0,0000	-0,0018	25,0000
$V_{s,21}$	0,0004	0,0002	50,0000	0,0004	0,0000	0,0000	100,0000
$V_{c,22}$	-0,0024	-0,0025	4,1667	-0,0024	0,0000	-0,0012	50,0000
$V_{s,22}$	0,0004	0,0001	75,0000	0,0004	0,0000	0,0001	75,0000
$V_{c,23}$	-0,0023	-0,0024	4,3478	-0,0023	0,0000	-0,0006	73,9130
$V_{s,23}$	0,0003	0,0001	66,6667	0,0003	0,0000	0,0001	66,6667
$V_{c,24}$	-0,0024	-0,0026	8,3333	-0,0024	0,0000	-0,0012	50,0000
$V_{s,24}$	0,0003	0,0000	100,0000	0,0003	0,0000	-0,0001	133,3333
$V_{c,25}$	-0,0025	-0,0028	12,0000	-0,0025	0,0000	-0,0016	36,0000
$V_{s,25}$	0,0002	-0,0001	150,0000	0,0002	0,0000	0,0001	50,0000
Erro Médio			35,1917		0,4902		57,7633

Pelos testes realizados, observa-se a grande eficácia do método alternativo (AGs) na forma de representação real, para estimação das componentes harmônicas de um dado sinal, principalmente quando da estimação da componente de corrente contínua. A representação real, como a própria literatura afirma, teve um desempenho superior à representação binária, como também evidenciado pelos resultados alcançados. Assim, devido aos bons resultados apresentados, acreditamos que os objetivos almejados para a estimação das componentes harmônicas em sistemas elétricos de potência, no contexto delineado, foram alcançados.

6.2 Resultados Obtidos da Análise do Relé de Frequência – Uma Estrutura de AGs para FPGAs

Para aplicação dos AGs em relés de frequência, atenta-se ao fato de que a maior preocupação nesta abordagem se firma na estimação da frequência do sinal, já que se trata do parâmetro que sensibilizará o relé de frequência. Esse comentário se deve ao fato de, adicionalmente à informação da frequência estimada de um dado sinal, são também estimadas a amplitude e o ângulo de fase deste sinal em análise. Os resultados obtidos demonstraram a excelente estimação dessa frequência, visto que no universo da proteção, o erro de estimação aceitável entre um sinal distorcido e o sinal em regime está em torno de 1% VARGAS *et al.* [118].

Após bons resultados iniciais na estimação dos parâmetros inerentes ao relé de frequência, obtidos através do programa GOOAL, a investigação de um AG reestruturado para a aplicação em FPGA foi almejada em virtude da necessidade de obtenção destas estimações em um menor tempo possível. Esta investigação consiste na geração de forma de ondas senoidais com diferentes valores de amplitude, ângulo de fase e frequência para testar o algoritmo proposto. A Tabela 6-8 ilustra os valores considerados nessa aplicação. Em estudos

previamente realizados, VARGAS [120], como enfatizado na seção 5.5, optou-se por janelas de dados de $\frac{1}{2}$ ciclo, caracterizadas por uma frequência de amostragem de 800 Hz.

Sendo assim, conforme ilustrado no capítulo 5, seção 6, foi apresentado a idéia e as vantagens da utilização dos FPGAs vislumbrando uma significativa diminuição do tempo de resposta do algoritmo, o que possibilitaria a aplicação dos AGs de modo *on-line* na proteção digital de sistemas elétricos, especificamente em relés de frequência.

Para todas as análises, o AG teve os seguintes parâmetros como configuração: uma população de 30 indivíduos, probabilidade de cruzamento de 100 %, taxa de mutação de 20 % e critério de parada em 300 gerações. Vale lembrar que, por estarmos fazendo uso de métodos estocásticos, não há garantia de igualdade nos resultados observados a cada vez que o AG for executado. Assim sendo, os resultados da abordagem proposta são apresentados sobre uma média de 1000 execuções. O AG proposto foi avaliado para mais de 500 casos de teste.

Tabela 6-8 – Parâmetros usados para testes com o AG proposto.

Parâmetros	Intervalos de Valores Considerados
Amplitude - V_m	[2,5 - 12,5] com passos de 2,5 V
Frequência - f	[58 - 62] com passos de 0,5 Hz
Ângulo de Fase - ϕ	[0 - 2π] com passos de 30°

Os erros relativos, indicados graficamente e em conformidade com a equação 6.1, retratam quão longe estão os valores estimados daqueles tomados como referência, ou seja, reais.

$$Erro\ Relativo\ (\%) = \left(\frac{Valor\ Real - Valor\ Estimado}{Valor\ Real} \right) * 100\% \quad (6.1)$$

Na sequência, os resultados obtidos de um AG estruturado para FPGAs serão ilustrados. É importante enfatizarmos que este algoritmo foi, primeiramente, desenvolvido em linguagem de programação C⁺⁺. Porém, a estrutura utilizada, descrita no item 5.6.2, foi a mesma implementada pela linguagem de programação em VHDL, linguagem esta própria para os FPGAs. Os experimentos são baseados em uma forma de onda senoidal com uma frequência fundamental de 60 Hz e um ângulo de fase de 0°. Todos os casos foram gerados observando-se os intervalos da Tabela 6-8.

A Figura 42 mostra os erros percentuais para a estimação dos três parâmetros mediante a variação da amplitude do sinal. O AG obteve sucesso na estimação da frequência e do ângulo de fase, alcançando erros relativos menores que 0,1%. Já para a estimação da amplitude, o algoritmo apresentou um desempenho satisfatório, onde o erro relativo encontrado está em torno de 0,3%.

Figura 42 - Erros relativos (%) para a variação da amplitude.

Na Figura 43 é apresentada a variação da frequência e seus respectivos erros percentuais de estimação para os três parâmetros em análise. Para todos os parâmetros, a estimação fornece erros relativos menores que 0,03 %.

A Figura 44 mostra o comportamento dos erros percentuais mediante a variação do ângulo de fase. Os erros relativos obtidos são, em geral, maiores para esse conjunto de testes. O erro máximo na estimação do ângulo de fase encontrado foi em torno do ângulo de 30°. Para esse caso, o erro relativo foi de aproximadamente 0,88 %. Vale comentar que erros relativos acima de 1 % na estimação da frequência, não são desejados para a proteção de unidades geradoras em SEPs. Portanto, as estimações obtidas frente a este conjunto de teste caracterizado, estão adequadas à necessidade do problema delineado.

Figura 43 - Erros relativos (%) para a variação da frequência.

Figura 44 - Erros relativos (%) para a variação do ângulo de fase.

Os sinais de tensões ou correntes oriundos de um sistema elétrico para análise de um relé de frequência podem apresentar distorções indesejadas, denominadas de “ruídos”. Os ruídos em sistemas de potência podem ser causados por equipamentos eletrônicos, circuitos de controle, equipamentos a arco, retificadores a estado sólido e fontes chaveadas e, via de regra, estão relacionados com aterramentos impróprios. Neste sentido, para verificar a potencialidade dos AGs frente a tal situação comumente encontrada na prática, foi considerado um determinado ruído branco de 1% do valor da onda em regime, para validar os testes à ferramenta proposta.

Uma vez que o algoritmo demonstrou ser capaz de realizar boas estimções para os parâmetros em estudo, buscou-se verificar se a inserção de ruídos no sinal, o que é comumente encontrado na prática, inviabilizaria a utilização do mesmo. Dessa forma, foi considerado um ruído branco de 1% do valor da onda em regime para validar o algoritmo estruturado para futura implementação em FPGAs.

Na Figura 45, percebe-se a boa estimção tanto do ângulo de fase quanto da amplitude, com erros menores que 1,2 e 0,76 %, respectivamente, frente à variação da amplitude do sinal considerado. A frequência, por sua vez, foi bem estimada, com erros inferiores a 0,45 %, diante dessa variação de amplitude e da presença de ruídos inseridos no sinal em análise.

Figura 45 - Erros relativos (%) para a variação da amplitude para um sinal ruidoso.

Ao variarmos a frequência de um dado sinal, Figura 46, o algoritmo elaborado permitiu uma estimação satisfatória da frequência, ângulo de fase e amplitude do sinal, com erros próximos a 0,45, 1,35 e 0,7 %, respectivamente.

Figura 46 - Erros relativos (%) para a variação da frequência para um sinal ruidoso.

Ainda considerando um sinal ruidoso, fez-se a variação do ângulo de fase do mesmo, retratada na Figura 47, onde a estimação dos parâmetros já mencionados é buscada. Dessa combinação, pode-se perceber que os parâmetros têm um leve aumento em seus respectivos erros relativos. O ângulo de fase é estimado com um erro máximo de 1,8 %, não sendo significativo, esse aumento, quando comparado aos casos anteriores. A amplitude do sinal ruidoso estimada foi pouco influenciada por tal variação, o que pode ser percebido pela sua curva de erros apresentada (erro máximo alcançado igual a 0,8 %).

Com relação à frequência do sinal considerado, erros máximos de 1,2 %, para ângulos de 90 e 270 graus, são observados. Entretanto, para as demais posições angulares, tais erros são menores que o percentual máximo, de 1 %, estabelecido para operação em relés de frequência.

Figura 47 - Erros relativos (%) para a variação do ângulo de fase para um sinal ruidoso.

Decorrente dessa extensiva análise, uma estrutura para o algoritmo genético, o qual pudesse representar de forma mais aproximada possível aquela a ser implementada em VHDL para um FPGA, foi objeto de estudo. Os resultados da implementação em VHDL comprovam que a estrutura elaborada pode ser implementada em FPGAs, em virtude dos bons resultados observados e ilustrados na próxima seção.

6.3 Resultados Obtidos da Análise do Relé de Frequência – Uma Estrutura de AGs Programada em FPGAs

Diante dos resultados obtidos na seção anterior, a próxima etapa trata da implementação computacional da estrutura do algoritmo proposto na linguagem VHDL, comumente adotada como padrão na indústria para a descrição de *hardwares*.

É importante salientar que os resultados obtidos nesta etapa, quando forem efetivamente obtidos a partir do dispositivo físico, FPGA, serão processados, dispondo de um tempo aproximado de 1 *ms*, compatível com a velocidade de processamento do FPGA. Este será o tempo necessário para todo o processamento, resultando na estimação da frequência, amplitude e ângulo de fase de um dado sinal. Destaca-se que a taxa de amostragem utilizada para esse problema é de 800 Hz, ou seja, o intervalo entre uma amostra e outra é de 1,25 *ms*. Assim, a prática de uma janela móvel poderá ser perfeitamente inserida neste processo, significando que os três parâmetros mencionados poderão ser estimados a cada nova amostra apresentada na janela de $\frac{1}{2}$ ciclo, que será constantemente analisada. A seguir serão apresentados estes resultados, da mesma forma que na seção anterior. Ou seja, com simulações compreendendo a variação da amplitude, frequência e ângulo de fase de sinais com e sem ruídos.

O comportamento da estimação da frequência, ângulo de fase e amplitude de um dado sinal, realizada pelo AG implementado em VHDL, pode ser visualizado na Figura 48. Como se percebe, o ângulo de fase continua imune à variação da amplitude, ou seja, erro nulo na sua estimação. A frequência, por sua vez, mostra-se altamente adequada frente tal variação, o que é denotado por um erro relativo máximo em torno de 0,18%. Já a amplitude demonstra uma variação brusca entre 10 e 12,5 V, caracterizado na Figura 48. Contudo, o erro relativo percentual dessa variação está abaixo de 0,32 %.

Figura 48 - Erros relativos (%) para a variação da amplitude programado em VHDL.

Diante do principal objetivo dos relés de freqüência, ou seja, estimação com boa precisão da freqüência, na Figura 49, tem-se que essa função é plenamente satisfeita, uma vez que os erros relativos percentuais permanecem abaixo de 0,30 %, mediante a variação da própria freqüência do sinal. Como também demonstrado pela mesma figura, o ângulo de fase não sofre interferência na sua estimação, perante tal variação. Apesar da estimação da amplitude apresentar um valor um pouco acima do erro máximo almejado, 1 % para os três parâmetros em análise, constata-se sua boa estimação frente à variação da freqüência.

Figura 49 - Erros relativos (%) para a variação da frequência programado em VHDL.

Quanto à estimação dos três parâmetros inerentes ao relé de frequência mediante a variação do ângulo de fase, visualiza-se na Figura 50, que tais parâmetros tiveram uma determinada situação em que seus erros relativos percentuais ultrapassaram o valor desejado de 1 %, atingindo um percentual em torno de 1,15 %. Para as demais variações, houve um aumento generalizado dos erros. Contudo, permanecendo abaixo do 1 % estabelecido como limite ideal. Portanto, certa influência da variação do ângulo de fase na estimação do próprio ângulo, bem como da frequência e da amplitude puderam ser observadas. Acredita-se que essa influência não põe em dúvida a grande eficácia do AG programado em VHDL, uma vez que os resultados alcançados foram bastante promissores.

Figura 50 - Erros relativos (%) para a variação do ângulo de fase programado em VHDL.

Como forma de tornar a comparação a mais eficiente possível, entre os resultados obtidos por um algoritmo estruturado para aplicação em FPGA, desenvolvido na linguagem de programação C⁺⁺, e aqueles obtidos da implementação em FPGA, por meio da linguagem de descrição de *hardware* VHDL, também serão apresentados os resultados oriundos de situações ruidosas, como efetuado na seção anterior.

As figuras a seguir, ilustram o comportamento de um AG programado em VHDL para obtenção da amplitude, ângulo de fase e freqüência de um dado sinal com ruídos inseridos ao mesmo. Destes, ressalta-se para a observância da freqüência a ser estimada, uma vez que esse parâmetro é o principal responsável pela sensibilização de um relé de freqüência.

Na Figura 51 encontram-se os três parâmetros estimados, com seus respectivos comportamentos frente à variação da amplitude de um sinal ruidoso. Nesta, observa-se a excelente estimação para os parâmetros em questão com erros relativos percentuais abaixo de 0,4, 0,2 e 0,1 %, sendo alcançados para a amplitude, frequência e ângulo de fase, respectivamente.

Figura 51 - Erros relativos (%) para a variação da amplitude programado em VHDL, considerando um sinal ruidoso.

O algoritmo foi testado também para sinais com frequências distintas à da fundamental (60 Hz), conforme apresentado na Figura 52. Desta variação pode-se constatar que a amplitude apresenta uma estimação aceitável, porém, com uma única situação fora do patamar de 1 % de erro almejado, considerando-se a frequência do sinal a 62 Hz. Os demais parâmetros continuam apresentando excelentes estimações como aquelas encontradas quando da variação da amplitude, na figura anterior.

Figura 52 - Erros relativos (%) para a variação da frequência programado em VHDL, considerando um sinal ruidoso.

Por fim, a situação a qual considera que o ângulo de fase de um dado sinal ruidoso também pode variar foi testada. Os resultados são ilustrados na Figura 53. A estimação da amplitude teve um bom desempenho com erros relativos percentuais menores que 0,8 %. Mais uma vez a frequência do sinal pôde ser estimada com excelente desempenho, considerando para esse caso uma situação ruidosa e a variação do ângulo de fase. Erros relativos menores que 0,45 % não deixam dúvida da robustez do método utilizado quanto a uma possível aplicação aos relés de frequência.

Figura 53 - Erros relativos (%) para a variação do ângulo de fase programado em VHDL, considerando um sinal ruidoso.

Pelos resultados apresentados para a aplicação de AGs em relés de frequência, foi possível constatar que a metodologia e a formulação adotada foram capazes de satisfazer os objetivos para esta aplicação. Como observamos, diante de diferentes situações de testes, o AG, estruturado e programado em VHDL, permitiu uma excelente estimação da amplitude, ângulo de fase e, sobretudo, da frequência frente aos diversos tipos de sinais utilizados para validação desta metodologia.

É importante destacar que o estudo desta abordagem teve a parceria de pesquisadores do ICMC (Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação), da Universidade de São Paulo, Campus de São Carlos. Ressalta-se neste ponto, que esta estrutura programada em VHDL será oportunamente alocada no dispositivo físico FPGA. Os resultados decorrentes desta abordagem serão devidamente reportados em trabalhos futuros.

6.4 Resultados Obtidos da Análise do Relé de Distância

Nesta seção, são apresentados os resultados decorrentes da aplicação de faltas fase-terra (AT) e fase-fase (AB), considerando como referência o sistema elétrico da Figura 23, seção 4.5. Serão consideradas ainda as situações em que as faltas foram aplicadas, como, por exemplo, a distância da falta em relação ao barramento de referência, o ângulo de incidência da falta e a resistência da falta. Além disso, o tamanho da janela de dados para as análises das técnicas de estimação dos fasores fundamentais será variada em 1, $\frac{1}{2}$ e $\frac{1}{4}$ de ciclo, como já mencionado .

O fluxograma para proteção de distância apresentado no item 5.3.1, Figura 30, descreve detalhadamente todos os passos necessários a uma correta atuação de um relé de distância. Tanto o processo de detecção quanto o de classificação da falta, obtiveram os resultados esperados. Isto indica que a metodologia adotada, a qual tem seu desempenho comprovado devido sua utilização em trabalhos correlatos, se comportou de acordo com as necessidades do problema abordado. Sendo assim, o principal interesse nessa análise está na verificação das técnicas, Algoritmos Genéticos e Transformada Discreta de *Fourier*, na extração dos fasores fundamentais para, posteriormente, calcular a impedância aparente sentida pelo relé de distância e, conseqüentemente, indicar à sua zona de atuação.

Como já dito, iremos apresentar neste capítulo apenas os resultados decorrentes da aplicação de faltas fase-terra (AT) e fase-fase (AB). Isso se justifica devido às formulações utilizadas, apresentadas no capítulo 5, seção 3.1. Por estas, verifica-se que o tipo de formulação para a falta fase-fase é a mesma utilizada para as faltas do tipo fase-fase-terra (ABT) e faltas trifásicas (ABC), como pode ser constatada pela Tabela 5-2. Os resultados decorrentes de aplicações das faltas fase-fase-terra (ABT) e trifásicas (ABC), serão ilustrados no Apêndice A.

6.4.1 O Algoritmo Implementado para o Relé de Distância

O algoritmo implementado para estimar os fasores fundamentais dos sinais de tensão e corrente foi idealizado de modo similar àquele encontrado na seção 5.6.2, quando da aplicação de um AG em relés de frequência.

Como entrada para o algoritmo, tem-se arquivos distintos contendo os valores amostrados para os diversos sinais IA, IB, IC, VA, VB e VC que se desejam analisar. Uma população de 100 indivíduos é gerada para permitir ao algoritmo explorar o seu espaço de busca, onde cada indivíduo é composto de um somatório de coeficientes harmônicos que se deseja estimar, somado à componente de corrente contínua. Essa população é avaliada pela função aptidão, equação 5.21c, seção 5.4, e, posteriormente, passa pelo processo de seleção, cruzamento e mutação cuja teoria de implementação para esses operadores genéticos é a mesma abordada no relé de frequência. O critério de parada estabelecido foi pelo número de gerações, 5,000, ou 100 gerações sem melhorias. Para uma melhor confiança nos resultados foram realizadas 30 execuções do programa e, ao final, foi considerada como resposta a média dessas execuções.

Os sinais de tensão e corrente, utilizados como entrada para o algoritmo são oriundos de simulações no ATP com uma frequência de corte estabelecida de 360 Hz. Assim, nestes sinais estão presentes componentes de frequência de até 6^a ordem, em relação à frequência fundamental (60 Hz).

Diante do exposto, foram realizados vários testes no intuito de se obter os melhores resultados dos fasores fundamentais. Estes testes consideraram, por exemplo, a componente CC acrescida das seis componentes harmônicas envolvidas; testes envolvendo somente a componente CC mais a fundamental; testes com componentes harmônicas variando da fundamental até a 6^a ordem e sem a componente CC. Cabe adiantar que os testes que apresentaram melhores resultados, ou seja, uma melhor estimativa da distância da falta e da

representação no Plano R – X consideraram somente a estimação da componente fundamental, seno e cosseno, sem levar em conta a componente CC para janelas de $\frac{1}{2}$ e $\frac{1}{4}$ de ciclo. Bons resultados também foram observados para janelas de um ciclo, também sem considerar a componente CC, mas utilizando-se de quatro componentes harmônicas, ou seja, componentes de até 4ª ordem (240 Hz). Os resultados destes testes são apresentados a seguir.

6.4.2 Resultados para Faltas Fase (AT) para Janelas de Um Ciclo

Como já explicitado no decorrer deste trabalho, o objetivo desta análise é a de verificar o comportamento das técnicas da TDF e dos AGs na estimação da distância e impedância aparente para uma dada situação faltosa. Primeiramente serão ilustrados graficamente os resultados da estimação da distância e seus respectivos erros relativos percentuais conforme a equação 6.2, para as duas técnicas propostas. Ainda neste item, poderão ser verificados os comportamentos da TDF e do AG frente à variação do ângulo de incidência (0 ou 90°), resistência de falta (0, 50 e 100 Ω), bem como da variação da distância de aplicação da falta em relação ao barramento E, onde o relé de distância está alocado.

$$\varepsilon_{\text{relativo}}(\%) = \left| \frac{d_{\text{estimada}} - d_{\text{real}}}{l_{LT}} \right| \cdot 100\% \quad (6.2)$$

Onde,

d_{estimada} corresponde à distância (km) da falta estimada tanto pela TDF quanto pelo AG

d_{real} refere-se a real distância (km) de aplicação da falta no momento de sua simulação

l_{LT} corresponde ao comprimento total da linha sobre análise, neste caso, 150 km.

Na análise das Figuras de 54 a 56 pode-se concluir que os AGs demonstraram superioridade para os casos apresentados. Na grande maioria dos casos a curva de erros do AG, vermelha, manteve-se abaixo da curva referida ao método da TDF, azul. Conforme pode ser visualizado nestas figuras, o erro relativo máximo obtido pelo AG foi de 10 % (Figura 56), ressaltando que neste caso a resistência de falta considerada foi de 100 Ohms, enquanto para a TDF esse erro máximo (Figura 54), ficou entorno de 12 %, mesmo sem a consideração da resistência de falta. Os erros médios mostrados, dispostos no final de cada figura, não deixam dúvidas sobre o destaque no desempenho dos AGs e retratam exatamente os comentários sobre as curvas referentes à TDF e ao AG.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 7,27 e **AG** - 3,60

Figura 54 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 2,16 e **AG** - 2,05

Figura 55 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 8,34 e **AG** - 7,84

Figura 56 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°.

Prosseguindo na apresentação dos resultados temos que as Figuras de 57 a 59 consideram todas as variações da distância de aplicação da falta e resistência de falta, conforme as situações anteriores. Porém, o ângulo de incidência das situações faltosas foi considerado à 90°. A Figura 57 ilustra um desempenho inferior do AG quando comparado à TDF, mas, devido aos patamares dos erros relativos percentuais apresentados esse

comportamento do AG não inviabiliza a sua aplicação. Nas demais Figuras, 58 e 59, é notório o bom desempenho do AG frente à inclusão de resistências de falta no valor de 50 e 100 Ohms, respectivamente.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 1,74 e **AG** - 3,38

Figura 57 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 7,64 e **AG** - 1,58

Figura 58 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 8,23 e **AG** - 8,81

Figura 59 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°.

As Figuras 60 e 61 ilustram a representação dos valores de impedância aparente para distintas distâncias consideradas no plano R – X. Os valores localizados a 15, 45, 75 e 105 km, pertencem à primeira zona de proteção da linha de transmissão sob análise, configurada a 80% do seu comprimento total de 150 km. As demais situações de faltas, ocorridas a 135 e 145 km, pertencem à segunda zona de proteção. Ambas as técnicas apresentaram resultados satisfatórios para essa representação, o que é demonstrativo da correta atuação do relé de distância frente às situações simuladas.

Figura 60 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Figura 61 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

6.4.3 Resultados para Falta Fase Terra (AT) para Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo

Após a apresentação e comentários dos resultados considerando-se um ciclo de informações dos sinais de tensão e corrente, ilustraremos os desempenhos das técnicas de estimação para as mesmas situações já comentadas, porém, utilizando-se de uma janela de dados de meio ciclo. Assim, os resultados têm por função permitir uma análise adicional, com respeito a quantidade de informações necessárias aos dois algoritmos dispondo ou da TDF ou dos AGs, no processo de estimação da distância.

As Figuras de 62 a 64 consideram a utilização de sinais simulados com um ângulo de incidência de 0° e resistências de falta variáveis. Por estas figuras percebe-se, no geral, o bom comportamento das técnicas, com uma ligeira vantagem dos AGs. A Figura 62 ilustra erros relativos elevados, à medida que a distância de aplicação da falta aumenta, para ambas as técnicas em análise. Nas Figuras 63 e 64, os erros relativos voltam a patamares menores. É importante salientar que na literatura estudada são comumente observadas aplicações dispondo de janelas maiores que meio ciclo, ou seja, um ciclo, um ciclo e meio, dois ciclos, etc., conforme comentam PASCUAL & RAPALLINI [111].

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 26,87 e **AG** - 25,26

Figura 62 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falta (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 4,21 e **AG** - 3,06

Figura 63 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 7,69 e **AG** - 8,32

Figura 64 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 0° .

Quando considerado um ângulo de incidência de 90° , sendo as demais variações de distâncias e resistências de falta mantidas, foi perceptível certa regularidade nos resultados ilustrados pelas Figuras de 65 a 67 e por seus respectivos erros médios comentado no rodapé das mesmas.

Assim, observou-se um desempenho médio dos AGs relativamente superior ao da Transformada Discreta de *Fourier*. Em se tratando de erros relativos percentuais máximos, o AG apresenta um erro máximo entorno de 16 % (Figura 65) enquanto a TDF apresenta um erro relativo percentual máximo de 18,5 % (Figura 67).

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 6,97 e **AG** - 8,96

Figura 65 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 10,75 e **AG** - 6,76

Figura 66 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohm e Ângulo de Incidência de 90° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 10,64 e **AG** - 9,72

Figura 67 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de ½ Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°.

As Figuras 68 e 69 traduzem toda a análise realizada na estimação da distância, para uma janela de meio ciclo, no plano R – X. Na Figura 68 observar-se o comportamento comentado quando da apresentação da Figura 62, que apresentava altos erros relativos considerando janelas de meio ciclo com ângulo de incidência a zero grau e resistência de falta nula. Ao inserirmos resistências de faltas de 50 e 100 Ohms, as técnicas de estimação apresentaram erros bem menores, dando credibilidade para ambas as ferramentas. Já na Figura 69 percebe-se uma melhora para a condição de faltas simuladas à 90° e com resistência de falta nula. Nesta condição de ângulo de incidência, percebem-se ligeiros desvios na representação dos resultados a 105 e 135 km, o que poderia eventualmente confundir o relé de distância quando da sua atuação. Na prática, considera-se uma faixa de tolerância na estimação da distância de $\pm 3\%$ sobre os 120 km considerados como limite da primeira zona (0,8 x 150 km), o que certamente melhoraria a atuação do relé de distância para estes casos comentados, VALINS [76].

Figura 68 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Figura 69 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

6.4.4 Resultados para Falta Fase (AT) para Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo

Por fim, decidiu-se verificar a capacidade extrema tanto do AG como da TDF para o problema do relé de distância. Testes com um quarto de ciclo foram realizados para a situação de uma falta A-terra com as mesmas variações já comentadas ao longo deste trabalho.

Mediante um ângulo de incidência de 0° , percebe-se pelas Figuras de 70 a 72 a grande vantagem da metodologia baseada no AG, por esta apresentar erros relativos muito menores quando comparados à TDF. As Figuras de 73 a 75 retratam as mesmas situações anteriores, mas considera um ângulo de incidência à 90° . Constata-se uma dada semelhança no comportamento das duas técnicas na estimação da distância para esses casos, onde o AG apresenta, na maioria dos casos, um desempenho altamente satisfatório.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 40,21 e **AG** - 24,80

Figura 70 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falta (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 31,66 e **AG** - 7,61

Figura 71 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de ¼ de Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 27,41 e **AG** - 7,05

Figura 72 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de ¼ de Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 38,50 e **AG** - 9,16

Figura 73 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 28,81 e **AG** - 35,58

Figura 74 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 17,19 e **AG** - 20,74

Figura 75 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90° .

Nas Figuras 76 e 77 temos a representação das diversas situações de faltas testadas nessa seção e representadas no plano R – X, quando da estimação da impedância aparente com um quarto de ciclo. Pela Figura 76, a Transformada Discreta de *Fourier* apresenta um desempenho bem abaixo do que aqueles percebidos para as situações simuladas a um e meio ciclo. Já o AG apresenta um desempenho nitidamente mais coerente em relação ao método tradicional. A Figura 77, com ângulo de incidência a 90° , demonstra um comportamento aquém do desejado. Contudo, ao comparar as duas técnicas empregadas, o AG definiu melhor os pontos de localização de cada valor de impedância aparente, comparado à Transformada Discreta de *Fourier*, uma vez que se percebe uma tendência de trajetória das impedâncias localizadas ao longo da linha sob análise.

Figura 76 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Figura 77 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

6.4.5 Resultados para Faltas Fase-Fase (AB) para Janelas de Um Ciclo

Esta seção ilustrará os resultados decorrentes das simulações de faltas fase-fase (AB) para as mesmas condições de ângulo de incidência e distância de aplicação das faltas. No que se refere à resistência de falta, foi considerada um valor de 1 Ohm para a mesma, situada entre as fases envolvidas na falta, neste caso em entre as fases A e B.

As Figuras 78 e 79 ilustram os erros relativos percentuais para as condições de ângulo de incidência de 0 e 90°, respectivamente, quando da utilização de um ciclo de amostras para as estimações das distâncias pelos métodos da TDF e dos AGs. Na Figura 78 as duas técnicas se equivalem, enquanto na Figura 79 a média dos erros relativos se apresenta bem menor quando da estimacão realizada pelo AG.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 5,08 e **AG** - 5,45

Figura 78 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 6,63 e **AG** - 4,35

Figura 79 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (AB), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°.

A representação no plano R – X, das Figuras 78 e 79, são apresentadas pelas Figuras 80 e 81, respectivamente. Como se constata em ambas as figuras, as duas técnicas de estimação conseguem distinguir bem a ocorrência de faltas nas zonas 1, definida como sendo de zero até a linha tracejada, e 2, correspondendo a valores superiores a esta linha.

Figura 80 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Figura 81 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.

6.4.6 Resultados para Faltas Fase-Fase (AB) para Janelas de ½ Ciclo

A variação do tamanho da janela de dados utilizada, de um ciclo para meio ciclo, para este tipo de falta também foi considerada. A Figura 82 ilustra a comparação TDF x AGs e constata o mesmo comportamento das curvas representativas de cada técnica, o que deixa clara certa dificuldade encontrada para ambos os métodos, a qual pode ser medida pelos erros médios apresentados. Com erros em patamares menores, a Figura 83 ressalta uma boa estimativa para a técnica da TDF, enquanto os AGs demonstram um erro relativo máximo abaixo de 12 % e um valor médio percentual de 5,23.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 25,56 e **AG** - 25,36

Figura 82 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de 1/2 Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 3,75 e **AG** - 5,23

Figura 83 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (AB), Janelas de 1/2 Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°.

A representação das impedâncias aparentes vistas pelo relé de distância, para as situações das duas figuras anteriores, é detalhada a seguir. Na Figura 84, percebe-se nitidamente os comentários relatados sobre a Figura 82, a qual apresenta erros significativos. Já a Figura 85 apresenta uma melhor definição da trajetória da curva das impedâncias pela técnica dos AGs, mesmo pela caracterização de um erro médio relativo um pouco acima daquele referidos à TDF.

Figura 84 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Figura 85 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.

6.4.7 Resultados para Falta Fase-Fase (AB) para Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo

Ao considerarmos janelas de um quarto de ciclo para as mesmas análises anteriores, fica evidente o grande destaque da metodologia abordada e baseada nos AGs. Os erros relativos percentuais, pertencentes às Figuras 86 e 87, não deixam dúvidas do melhor desempenho dos AGs em estimar as distâncias de ocorrência das faltas com poucas informações disponíveis, neste caso, 10 amostras.

Em relação ao plano R – X, não só nesta seção, mas em todos os testes, verificou-se que tal representação feita a partir das estimações realizadas pelos AGs, embora em alguns casos não apresentassem o comportamento desejado, demonstrou uma boa habilidade em definir uma trajetória coerente para os pontos correspondentes a cada impedância estimada. Esse comportamento pode ser mais uma vez visualizado pelas Figuras 88 e 89 aonde a técnica dos AGs se sobressai em relação à Transformada Discreta de *Fourier*.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 27,98 e **AG** - 11,67

Figura 86 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falta (AB), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 13,89 e **AG** - 9,89

Figura 87 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (AB), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90° .

Figura 88 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para falhas (AB), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Figura 89 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (AB), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Diante dos resultados apresentados para análise dos AGs na proteção de distância, conclui-se que esta metodologia é altamente recomendável para esta abordagem. A aplicação desta metodologia desenvolvida em FPGAs, como no caso dos relés de frequência, tornaria viável a utilização desta aplicação de modo *on-line*, uma vez que bons resultados são garantidos, como observados neste capítulo.

---

7 CONCLUSÕES

O Sistema Elétrico de Potência (SEP) como um todo tem, dentre as suas funções, prever a demanda futura de energia de tal modo que, centrais geradoras adequadamente situadas e sistemas de transmissão bem coordenados, flexíveis e eficazes, possam atender a uma determinada região por meio de sistemas de transmissão e de distribuição sempre prontos a fornecer a potência requerida pela carga. Mediante a expansão e interligação do sistema elétrico, bem como a drástica proliferação de cargas com características não lineares, como a de equipamentos eletrônicos, tem-se aumentado a preocupação com respeito às variações máximas e mínimas permitidas para as grandezas as quais compõem as formas de ondas de tensões e correntes do referido sistema. Assim, qualquer alteração na composição de tais formas de ondas, fora dos limites especificados pelos órgãos reguladores, afeta o bom desempenho do sistema elétrico como um todo, podendo estas alterações, culminar em problemas associados à Qualidade da Energia Elétrica ou à Proteção do próprio sistema elétrico.

O trabalho desenvolvido teve como objetivo principal, a aplicação dos Algoritmos Genéticos na estimação *off-line* das componentes harmônicas geradas caracterizadas por situações comumente encontradas em sistemas elétricos de potência. Somando-se a este objetivo, foi investigada a possibilidade de aplicação *on-line* dos Algoritmos Genéticos na estimação de parâmetros relativos à proteção de um sistema elétrico, em específico, na

estimação da amplitude, frequência e ângulo de fase, inerentes a um relé de frequência, e para se obter os fasores fundamentais necessários à proteção de distância.

Com relação à análise de estimação das componentes harmônicas, foram gerados casos de estudos como a ocorrência de falta fase-terra em um sistema de transmissão, inserções de bancos de capacitores em um sistema de distribuição e energização de um transformador de potência, sendo essas situações corriqueiras em um SEP.

No caso da estimação de harmônicos foram testadas representações reais e binárias. Diante dos resultados apresentados, pôde-se constatar no geral a grande eficácia no uso da representação real. Destaca-se nessa análise, o excelente desempenho dos AGs, representação real, quando da estimação da componente CC, onde a representação binária e, principalmente, o método clássico da Transformada de *Fourier* apresentam erros consideráveis. Ressalta-se ainda que os sinais submetidos à análise foram compostos por 25 componentes harmônicas, o que fez aumentar a dificuldade dos AGs na busca precisa de tais parâmetros. Além disso, se observou na representação binária que o grande número de parâmetros a serem estimados levou ao armazenamento de longos cromossomos na memória. Desta maneira, em virtude da não existência de uniformidade nos operadores, os resultados obtidos diante de tal representação apresentaram erros elevados.

Para análise da aplicação dos AGs em relés de frequência, a qual considera a estimação da amplitude, frequência e ângulo de fase, os resultados foram considerados muito promissores. Através de um estudo prévio pôde-se definir informações como taxa de amostragem (800 Hz) e tamanho das janelas de informações a serem utilizadas ($\frac{1}{2}$ ciclo) para esta abordagem. Assim, elaborou-se um programa na linguagem C⁺⁺ otimizado, com uma estrutura que também pudesse ser implementada na linguagem de programação em *hardware* VHDL. Os resultados, decorrentes tanto das simulações computacional quanto da simulação na linguagem de *hardware*, demonstraram o alto grau de desempenho dos algoritmos

genéticos retratado por erros percentuais, para a maioria dos casos, menores do que 1 %. Ainda desta análise, foram apresentados ao algoritmo sinais puramente senoidais e distorcidos por ruídos branco, sendo as respostas decorrentes satisfatórias diante de tais situações. Portanto, por utilizar janelas de apenas $\frac{1}{2}$ ciclo, frequência de amostragem de 800 Hz e, pelos erros máximos observados, concluímos que a metodologia apresentada torna-se viável para aplicações *on-line* em relés de frequência.

A última abordagem realizada neste trabalho trata da aplicação dos AGs em relés de distância. O objetivo primordial é a extração dos fasores fundamentais para posterior cálculo da impedância aparente da linha de transmissão. Os testes foram realizados considerando uma frequência de amostragem de 2,4 kHz, janelas variadas de 1, $\frac{1}{2}$ e $\frac{1}{4}$ de ciclo, ângulos de incidência das faltas, 0 e 90°, tipos de faltas simuladas, bem como a variação do ponto de aplicação das mesmas. Com respeito aos erros relativos médios apresentados, ficou claro da comparação entre a TDF e o AG para a grande totalidade dos casos, que os algoritmos genéticos obtiveram melhores resultados, traduzidos pela boa estimação da impedância aparente. O desempenho advindo da utilização de janelas de um ciclo foi levemente superior mediante a aplicação dos algoritmos genéticos. O comportamento para janelas de $\frac{1}{2}$ ciclo deixou a desejar para ambas as metodologias. No entanto, a grande vantagem do uso dos AGs para proteção de distância, frente à TDF, foi verificada quando apenas 10 amostras, correspondentes a $\frac{1}{4}$ de ciclo dos sinais em análise, foram empregadas no processo de estimação da impedância aparente. Portanto, destaca-se que o uso dos algoritmos genéticos na proteção de distância pode ser viável desde que associado a dispositivos os quais possibilitem que todo processamento necessário envolvido seja realizado em um curto intervalo de tempo. Assim, diante da experiência obtida nas abordagens estudadas, aponta-se a utilização de FPGAs como uma possível e eficaz alternativa para implementação *on-line* de Algoritmos Genéticos direcionados a estudos em Sistemas Elétricos de Potência.

7.1 Trabalhos Futuros

Procurando dar continuidade ao trabalho exposto, a seguir, serão apresentadas algumas sugestões para futuros trabalhos.

- Com respeito à análise harmônica, criar mais casos de testes característicos desta abordagem para uma melhor avaliação da representação real;
- Objetivando uma estimação mais rápida das componentes harmônicas, fazer uso de FPGAs nesta análise, o que poderia torná-la uma implementação *on-line*;
- Considerando a aplicação de AGs em relés de frequência, fazer testes com oscilografias reais e confrontar os dados com aquelas advindas de relés comerciais;
- Verificar se haverá ganho na precisão quando da estimação apenas da frequência do sinal;
- Aumentar a frequência de amostragem e, assim, diminuir o tamanho da janela de dados para análise;
- Comparar os resultados desta aplicação com outros métodos de estimação da frequência.
- Em se tratando da utilização dos AGs na proteção de distância temos como principal sugestão a implementação desta metodologia em FPGA, por meio da linguagem de programação em *hardwares*, VHDL, para viabilização de sua aplicação *on-line*;

---

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] **STEVENSON JR., W. D. (1974).** *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*, McGraw-Hill.
- [2] **CAMARGO, C. CELSO de BRASIL (1984).** *Transmissão de Energia Elétrica: aspectos fundamentais*. Florianópolis: Ed. Da UFSC, Eletrobrás.
- [3] **EMANUEL, A. E. (2000).** *Harmonics in the Early Years of Electrical Engineering: A Brief Review of Events, People and Documents*. Proceedings of the 19th International Conference on Harmonic and Quality of Power, Orlando, Florida Vol.: 1. Pages: 1 – 7. October.
- [4] **MAHMOUD, A. (1983).** *Power System Harmonics: An Overview*. IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems. V. PAS: 102, n.8. Pages: 2455 – 2460. August.
- [5] **SANTOS, A. H. M. et al. (2001).** *Conservação de Energia: Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos*. Itajubá, MG. Editora da EFEI-EE.
- [6] **OLIVEIRA, J. C.** Projeto SIDAQEE - *Capítulo II Qualidade de Energia Elétrica: Definição e Análise dos Itens de Qualidade*. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia.
- [7] **IEEE Std. 519-1992 (1993).** *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. New York, IEEE Publish.

- [8] **MAMEDE F. J. (1997).** *Proteção de Equipamentos Eletrônicos Sensíveis*. São Paulo: Editora Érica.
- [9] **SANKARAN, C. (2002).** *Power Quality*. CRC Press LLC. Pages: 1-212.
- [10] **IEEE PES Power System Relaying Committee (1985).** *Fault Induced Wave Distortion of Interest to Relay Engineers*, IEEE Trans, Power Apparatus and Systems, v. 104, n. 12; Pages: 3574-3584, December.
- [11] **KUNDUR, P. (1994).** *Power System Stability and Control*. EPRI Editors. McGraw-Hill, New York.
- [12] **ONS – OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO (2003).** *Norma de Operação: Controle da Geração em Operação Normal*. Submódulo - 10.8. Dezembro.
- [13] **PHADKE, A.G.; THORP, J.S. (1988).** *Computer Relaying for Power Systems*. Research Studies Press LTD.
- [14] **CARLOS ANDRÉ S. ARAÚJO et al. (2002).** *Proteção de Sistemas Elétricos*. Interciência: Light, Rio de Janeiro.
- [15] **CAMINHA, AMADEU CASAL (1977).** *Introdução à Proteção dos sistemas Elétricos*. Editora Edgard Blücher, São Paulo.
- [16] **THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS (1997).** *Power System Protection*. Digital Protection and Signalling, Vol: 4. London, United Kingdom.
- [17] **ERIKSSON, L.; SAHA, M. M.; ROCKEFELLER, G. D. (1985).** *An Accurate Fault Locator with Compensation for Apparent Reactance in the Fault Resistance Resulting from Remote-end Infeed*. IEEE Trans, Power App. Syst.,v.PAS – 104;n.2, Pages: 424-436, February.

- [18] **ALLAN T. JOHNS e SALMAN K. SALMAN (1998).** *Digital Protection for Power Systems*. Printed in England by Redwood Books, Trowbridge.
- [19] **DOMINGUES, ELENILTON TEODORO (1998).** *Localizador Digital de Falhas para Linhas de Transmissão de Múltiplos Terminais*. São Carlos. 95p. Dissertação (Mestrado) – EESC, Universidade de São Paulo.
- [20] **P. VERDE (2000).** *Cost of Harmonic Effects as Meaning of Standard Limits*. Harmonics and Quality of Power. Proceedings. 9th International Conference on, Vol.: 1; Pages: 257 – 259, October.
- [21] **IEEE WORKING GROUP ON POWER SYSTEMS HARMONICS (1983).** *Power Systems Harmonics: An Overview*, IEEE Trans, Power App. Syst., PAS – 102(8); Pages: 2455-2460, August.
- [22] **CLARK, S.L.; FAMOURI, P.; COOLEY, W.L. (1997).** *Elimination of Supply Harmonics*. Industry Applications Magazine, IEEE, Vol.: 3, Issue: 2; Pages 62-67, March-April.
- [23] **L. LAMARE (1991).** *Problems with Power Quality*, EPRI Journal, 16(5); Pages: 14-23, July/August.
- [24] **SANTOS, A. H. M. et al. (2001).** *Conservação de Energia: Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos*. Itajubá, MG. Editora da EFEI-EE.
- [25] **SIQUEIRA, L.; CARNEIRO, A.M.; De OLIVEIRA, M. (2000).** *Assessment of Harmonic Distortions on Power and Energy Measurements*. Harmonics and Quality of Power. Proceedings. Ninth International Conference on, Vol.: 1; Pages: 105 – 109, October.
- [26] **DUGAN, R. C.; McGRANAGHAN, M. F. BEATY, H. W. (1996).** *Electrical Power Systems Quality*. McGraw-Hill.

- [27] **BURRUS, C.S.; PARKS, T.W. (1985).** *DFT/FFT and Convolution Algorithms: Theory and Implementation*, Wiley- Interscience.
- [28] **KAMWA, I., GRONDIN; R. (1992).** *Fast Adaptive Schemes for Tracking Voltage Phasor and Local Frequency in Power Transmission and Distribution Systems*. IEEE Transactions on Power Delivery. 7(2): Pages: 789-794.
- [29] **QIN LI; ATLAS, L. (2003).** *Time-Variant Least Squares Harmonic Modeling*. Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings. (ICASSP'03). IEEE International Conference on, Vol.:2, Pages: II – 41- 44; 6-10 April.
- [30] **GIRGIS, A.A.; BIN CHANG, W.; MAKRAN, E.B. (1991).** *A Digital Recursive Measurement Scheme for On-Line Tracking of Power System Harmonics*. IEEE Transactions on Power Delivery. 6(3): Pages: 1152-1160.
- [31] **CHANG, Y.N.; HSIEH, Y.C.; MOO, C.S. (2000).** *Truncation Effects of FFT on Estimation of Dynamic Harmonics in Power System*. Power System Technology. International Conference on PowerCon 2000, Vol.: 3. Pages: 1155 – 1160; December.
- [32] **FUSHENG, Z.; ZHONGXING, G.; WEI Y. (2001).** *The Algorithm of Interpolating Windowed FFT for Harmonic Analysis of Electric Power System*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 16, NO.2, April.
- [33] **STAUDT, V. (1988).** *Effects of window functions explained by signals typical to power electronics Harmonics and Quality of Power*. 8th International Conference, Vol.: 2, 14-18 October.
- [34] **SHERLOCK, B.G.; MONRO, D.M. (1992).** *Moving Discrete Fourier Transform*. Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F., Vol.: 139 Issue: 4, August.

- [35] **FREDRIC J. HARRIS, (1978).** *On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the discrete Fourier Transform.* Proceedings of the IEEE, Vol. 66, N° 1, January.
- [36] **JARAMILLO, S.H.; HEYDT, G.T.; O'NEILL-CARRILLO, E.; MARISCOTTI, A. (2000).** *Discussion on "Power Quality Indices for Aperiodic Voltage and Currents".* Power Delivery, IEEE Transactions on, Vol.: 15 Issue: 4, October.
- [37] **GU, Y.H.; BOLLEN, M.H.J. (2000).** *Time-Frequency and Time-Scale Domain Analysis of Voltage Disturbances Power Delivery.* IEEE Transactions on, Vol.: 15 Issue: 4, October.
- [38] **SOUZA, S. A. (2004).** *Utilização da Transformada de Fourier Janelada para Caracterização de Distúrbios na Qualidade da Energia Elétrica.* São Carlos. 124p. Dissertação (Mestrado) – EESC, Universidade de São Paulo.
- [39] **DASH, P. K.; PRADHAN, A. K. PANDA, G.; JENA, R. K. JENA (2001).** *Harmonics Estimation in Stressed Electric Power Networks.* Power Electronics and Drive Systems. Proceedings. 4th IEEE International Conference on, Vol.: 2; Pages: 782 – 788. 22-25 October.
- [40] **LOBOS, T.; KOZINA, T.; KOGLIN, H. J. (1999).** *Power System Harmonics Estimation Using Linear Least Squares Method and SVD.* Instrumentation and Measurement Technology Conference. IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE, Vol.: 2. Pages: 789 – 794. 24-26 May.
- [41] **SIOE T. MAK (2000).** *Application of a Differential Technique for Characterization of Waveform Distortions.* Power Engineering Society Winter Meeting. IEEE, Vol.: 2. Pages: 975 – 980. 23-27 January.

- [42] **KAZIBWE, W. E.; SENDAULA, H. M. (1992).** *Expert System targets Power Quality Issues.* Computer Applications in Power, IEEE, Vol.: 5, Issue: 2. Pages 29-33. April.
- [43] **DASH, P. K.; PANDA S. K.; LIEW A. C.; MISHRA B.; JENA R. K. (1998).** *A New Approach to Monitoring Electric Power Quality.* Electric Power Systems Research 46:11-20.
- [44] **SOLIMAN, S. A.; ALAMMARI, R. A.; EL-HAWARY, M.E.; MOSTAFA, M.A. (2001).** *Frequency and Harmonics Evaluation in Power Networks Using Fuzzy Regression Technique.* Power Tech Proceedings, IEEE Porto, Vol.: 1. Pages: 6 pp. 10-13 September.
- [45] **BACK, T.; SCHWEFEL, H. P. (1996).** *Evolutionary Computation: An Overview.* Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation. Pages: 20-29. 20-22 May.
- [46] **BACK, T.; HAMMEL, ULRICH; SCHWWEFEL, H. P. (1997).** *Evolutionary Computation: Comments on the History and Current State.* IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Vol.: 1. Pages: 3-17, April.
- [47] **Y. FUKUYAMA; H. D. CHIANG (1996).** *A Parallel Genetic Algorithm for Generation Expansion Planning.* IEEE Transactions on Power Systems. Pages: 955-961.
- [48] **J. B. PARK; Y. M. PARK; J. R. WON; K. Y. LEE (2000).** *An Improved Genetic Algorithm for Generation Expansion Planning.* IEEE Transactions on Power Systems. Pages: 916-922.

- [49] **LEITE, T. P. (1999).** *Um Algoritmo Genético para o Planejamento de Sistemas Hidroelétricos.* São Carlos. 71p. Dissertação (Mestrado) – EESC, Universidade de São Paulo.
- [50] **LEEHTER YAO; SETHARES, W. A. (1994).** *Nonlinear Parameter Estimation via the Genetic Algorithm.* IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.: 42, Issue: 4. Pages: 927-935, April.
- [51] **K. NARA; A. SHIOSE; M. KITAGAWA; T. ISHIHARA (1992).** *Implementation of Genetic Algorithm for Distribution Systems Loss Minimum re-configuration.* IEEE Transactions on Power Systems, Vol.: 7, Issue: 3. Pages: 1044-1051, August.
- [52] **S. SUNDHARARAJAN; A. PAHWA (1994).** *Optimal Selection of Capacitors for Radial Distributions Systems Using a Genetic Algorithm.* IEEE Transactions on Power Systems, Vol.: 9, Issue: 3. Pages: 1499-1507, August.
- [53] **BERIZZI, A.; BOVO, C. (2000).** *The Use of Genetic Algorithms for the Localization and the Sizing of Passive Filter.* Proceedings. 9th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Vol.: 1. Pages 19-25, 1-4 October.
- [54] **N. RAJKUMAR; TIMO VEKARA; JARMO T. ALANDER (2003).** *A Review of Applications of Genetic Algorithms to Power Systems.* Elsevier Science. October.
- [55] **DE MACEDO, R. A.; DA SILVA FILHO, D.; COURY, D. V.; DE FRANÇA MENDES CARNEIRO, A. A. (2003).** *An Evolutionary Optimization Approach to Track Voltage and Current Harmonics in Electrical Power Systems.* IEEE Power Engineering Society General Meeting, Vol.: 2. Pages: 13-17, July.
- [56] **BETTAYED, M.; UVAIS QIDWAI (2003).** *A Hybrid Least Squares – GA – Based Algorithm for Harmonic Estimation.* IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 18, Issue: 2. Pages: 377-382, April.

- [57] **FLEMING, P. J.; FONSECA, C. M. (1993).** *Genetic Algorithms in Control Systems Engineering: A Brief Introduction.* IEE Colloquium on Genetic Algorithms for Control Systems Engineering. Pages: 1/1 – 1/5, 28 May.
- [58] **GIRGIS, A.A.; HAM, F.M. (1982).** *A New FFT-Base Digital Frequency Relay for Load Shedding.* IEEE Trans. Power Apparatus System PAS-101 pp.433–439.
- [59] **PHADKE, A.G.; THORP, J.; ADAMIAK, M. (1983).** *A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency and Rate of Change of Frequency.* IEEE Trans on Power App. and System, Vol.: 102, N° 5, pp.1025-1038.
- [60] **MOSTAFA, M. A.; EL-HAWARY, M.E.; MANSOUR, M. M.; EL-NAGGAR, K.M.; EL-ARABATY, A. M. (1995).** *Performance Evaluation and Real Time Implementation of Least Square Estimation Technique for Frequency Relaying.* Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Vol.: 2. Pages: 1083-1086, 5-8 September.
- [61] **TARLOCHAN S. SIDHU (1999).** *Accurate Measurement of Power System Frequency Using a Digital Signal Processing Technique.* IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.: 48, Issue: 1. Pages: 75-81, February.
- [62] **DASH, P. K.; PRADHAN, A. K.; PANDA, G. (1999).** *Frequency Estimation of Distorted Power System Signal Using Extended Complex Kalman Filter.* IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 14, Issue: 3. Pages: 761-766, July.
- [63] **SZAFRAN, J.; REBIZANT, W, (1988).** *Power System Frequency Estimation.* IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 145, Issue: 5. Pages: 578-582, September.

- [64] **TADEUSZ LOBOS; JACEK REZMER (1997).** *Real-Time Determination of Power System Frequency.* IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.: 46, Issue: 4. Pages: 877-881, August.
- [65] **JUN-ZHE YANG; CHIH-WEN LIU (2001).** *A Precise Calculation of Power System Frequency.* IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 16, Issue: 3. Pages: 361-366, July.
- [66] **SOLIMAN, S.A.; ALAMMARI, R. A.; EL-HAWARY, M. E.; MOSTAFA, M. A. (2001).** *Frequency and Harmonics Evaluation in Power Networks Using Fuzzy Regression Technique.* IEEE Porto Power Tech Proceedings, Vol.: 1. Pages: 6 pp, 10-13 September.
- [67] **EI-NAGGAR, K. M.; YOUSSEF, H. K. M. (2000).** *A Genetic Based Algorithm for Frequency Relaying Applications.* Electric Power System Research 55. Pages: 173-178.
- [68] **SEGUI, T.; BERTRAND, P.; GUILLOT, H.; HANCHIN, P.; BASTARD, P. (2001).** *Fundamental Basis for Distance Relaying with Parametrical Estimation.* IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 16, Issue: 1. Pages: 99-104, January.
- [69] **IEEE TUTORIAL COURSE (1997).** *Advancements in Microprocessor Based Protection and Communication,* 97 TP 120-0.
- [70] **SUN-LI YU; JYH-CHERNG GU (2001).** *Removal of Decaying DC in Current and Voltage Signals Using a Modified Fourier Filter Algorithm.* IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 16, Issue: 3. Pages: 372-379, July.
- [71] **PHADKE, A. G.; HLIBKA, T.; IBRAHIM, M. (1977).** *Fundamental Basis for Distance Relaying with Symmetrical Components.* IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, V.PAS-96, N.2. Pages: 635-646, March/April.

- [72] **ALTUVE F., H. J.; DIAZ V., I.; VAZQUEZ M., E. (1996).** *Fourier and Walsh Digital Filtering Algorithms for Distance Protection*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 11, Issue: 1. Pages: 457-462, February.
- [73] **COURY, D. V. (1987).** *Um Estimador Ótimo Aplicado à Proteção dos Sistemas Elétricos de Potência*. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- [74] **ALFUHAID, A. S.; EL-SAYED, M. A. (1999).** *A Recursive Least-Squares Digital Distance Relaying Algorithm*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 14, Issue: 4. Pages: 1257-1262, October.
- [75] **OSMAN, A. H.; MALIK, O. P. (2001).** *Wavelet Transform Approach to Distance Protection of Transmission Lines*. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol.: 1. Pages: 15-19, July.
- [76] **VALINS, T. F. (2005).** *Relé Digital de Distância Baseado na Teoria de Ondas Viajantes e Transformada Wavelet*. São Carlos. 127p. Dissertação (Mestrado) – EESC, Universidade de São Paulo.
- [77] **OSMAN, A. H.; ABDELAZIM, T.; MALIK, O. P. (2003).** *Adaptive Distance Relaying Technique Using on-line Trained Neural Network*. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol.: 3. Pages: 13-17, July.
- [78] **HAN, B.; LEE, S.J. (1999).** *A Genetic Algorithm Approach to Measuring Prescription in Fault Diagnosis*. Information Sciences, Elsevier, 120. Pages: 223-237.
- [79] **YANGPING, Z.; BINGQUAN, Z.; DONGXIN, W. (2000).** *Application of Genetic Algorithms to Fault Diagnosis in Nuclear Power Plants*. Reability Engineering and Systems Safety 67. Pages: 153-160.

- [80] **OSMAN, A. H.; ABDELAZIM, T.; MALIK, O. P. (2003).** *Genetic Algorithm Approach for Adaptive Data Window Distance Relaying*. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol.: 3. Pages: 1862-1867, July.
- [81] **SILVA, E. E. (2001).** *Otimização de Estruturas de Concreto Armado Utilizando Algoritmos Genéticos*. São Paulo. 194p. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.
- [82] **FARMER, J.D.; TOFFOLI, T. e WOLFRAM, S. (1983).** *Cellular Automata: Proceedings of an Interdisciplinary Workshop at Los Alamos*. New Mexico. North-Holland, Amsterdam, 7-11 de March.
- [83] **GOLDBERG, D. E. e HOLLAND, J. H. (1998).** *Genetic Algorithm and Machine Learning: Introduction to the Special Issue on Genetic Algorithms*. Machine Learning, 3.
- [84] **BACK, T.; SCHWEFEL, H. P. (1996).** *Evolutionary Computation: An Overview*. Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation, Japan, p.20-29, May.
- [85] **DAVIS, L. (1991).** *Handbook of Genetic Algorithms*. Van Nostrand Reinhold, New York.
- [86] **MICHALEWICZ, Z.; DASGUPTA, D; RICHE, R. G. L.; SCHOENAUER, M. (1996).** *Evolutionary Algorithms for Constrained Engineering Problems: Computer & Industrial Engineering Journal*, 30(2). Pages 851-870.
- [87] **HEITKOETTER, J.; BEASLEY, D. (1994).** *The Hitch-Hiker's Guide to Evolutionary Computation: A List of Frequently Asked Questions*. Disponível em: rtfm.mit.edu/pub/usenet/news.answers/ai-faq/genetic/.

- [88] **GOLDBERG, D. E (1989).** *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*. Addison-Wesley Publishing Company, Reading, MA, 1989.
- [89] **RABELO, P. G. e OCHI, L. S. (1996).** *Um Novo Algoritmo Genético Híbrido para o Problema do Caixeiro Viajante com Agrupamento*. III Simpósio Brasileiro de Redes Neurais, 1: 83-90.
- [90] **WINSTON, P. H. (1992).** *Artificial Intelligence. Vol. 1 Addison Wesley Pub Co.*
- [91] **REZENDE, S. O. (2003).** *Sistemas Inteligentes – Fundamentos e Aplicações*. Vol. 1, Manole, Bariri – São Paulo.
- [92] **COELHO, L. S (2003).** *Fundamentos, Potencialidades e Aplicações de Algoritmos Evolutivos*. Sociedade Brasileira de Matemática Aplicada e Computacional. Notas em Matemática Aplicada, São Carlos, São Paulo.
- [93] **LEITE, P. T. (1999).** *Aplicação de Técnicas de Inteligência Artificial no Planejamento da Operação de Sistemas Hidrotérmicos de Potência*. São Carlos. 139p. Tese (Doutorado) – EESC, Universidade de São Paulo.
- [94] **MICHALEWICZ, Z. (1994).** *Genetic Algorithms and Data Structures to Evolution Programs*, Berlin, Springer-Verlag.
- [95] **HOLLAND, J. H. (1975).** *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. The University of Michigan Press, Ann Arbor.
- [96] **JANIKOW, C. Z.; MICHALEWICZ, W. (1991)** *An experimental Comparison of Binary and Floating Point Representations in Genetic Algorithms*. In Proceedings on 4th. Conference on Genetic Algorithms, San Diego, p.31-36, July.

- [97] **BACK, T. (1994).** *Selective Pressure in Evolutionary Algorithms: A Characterization of Selection Mechanisms.* The First IEEE Conference on Computational Intelligence Proceedings of the First IEEE World Congress on Computational Intelligence, Vol.1, pages: 57-62.
- [98] **MITCHELL, M. (1999).** *An Introduction to Genetic Algorithms.* MIT Press. Cambridge.
- [99] **ANGELINE, P. J. (1995).** *Evolution Revolution: An Introduction to the Special Track on Genetic and Evolutionary Programming.* IEEE Expert, pages:6-10, June.
- [100] **GALVÃO, C. O.; VALENÇA, M. J. S. (1999).** *Sistemas Inteligentes: Aplicações e Recursos Hídricos e Ciências Ambientais.* Porto Alegre, Ed. Universitária.
- [101] **ALTERNATIVE TRANSIENTS PROGRAM – Rule Book. (1987).** Leuven EMTP Center (LEC).
- [102] **CEPEL – Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (1988).** *Programas de Análise de Redes – ANAREDE, Manual do Usuário, V07-08/98.*
- [103] **OLESKOVICZ, M. (2001).** *Aplicação de redes neurais artificiais na proteção de distância.* Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- [104] **BERNARDES, A. PACIENCIA (2006).** *Um Esquema Completo de Proteção Diferencial de Transformadores para Testes em um Relé Digital.* São Carlos. 90p. Dissertação (Mestrado) – EESC, Universidade de São Paulo.
- [105] **THE ELCTRICITY TRAINING ASSOCIATION (1997).** *Power System Protection.* Short Run Press Ltd.

- [106] **SILVA FILHO, DONATO (2003).** *Dimensionamento de Usinas Hidroelétricas Através de Técnicas de Otimização Evolutiva*. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- [107] **C. S. HORSTMANN (1996).** *Mastering C++: An Introduction to C++ and Object-Oriented Programming for C and Pascal Programmers*, 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, pp. xii, 292.
- [108] **C. S. HORSTMANN (1997).** *Practical Object-Oriented Development in C++ and Java*. New York: Wiley Computer Pub., pp. xiii, 562.
- [109] **HANSELMAN, D.; BRUCE LITTLEFIELD (2003).** *MATLAB 6: Curso Completo*. Tradução: Cláudia S. Martins; Revisão Técnica: Alberto Saa, Francisco A. M. Gomes e M Aparecida D. Ehrhardt. São Paulo: Prentice Hall.
- [110] **GIRGIS, A. A.; FALLON, C. M. (1992).** *Fault Location Techniques for Radial and Loop Transmission Systems Using Digital Fault Recorded Data*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 7. pp: 1936-1945, Oct.
- [111] **PASCUAL, H. O.; RAPALLINI, J. A. (2001).** *Behaviour of Fourier, Cosine and Sine Filtering Algorithms for Distance Protection, under Severe Saturation of the Current Magnetic Transformer*. IEEE Porto Power Tech Conference, 10th a 13th September, Porto, Portugal.
- [112] **SIDHU, T. S.; GHOTRA, D. S.; SACHDEV, M. S. (2000).** *A Fast Distance Relay Using Adaptive Data Windows Filters*. IEEE/PES Summer Meeting. pp: 1407-1412, July.
- [113] **IEEE Std. C37.114^{TM} (2004).** *IEEE Guide for Determining Fault Location on AC Transmission and Distribution Lines*. New York, IEEE Publish.

- [114] **DeJONG, K. A.; SPEARS, W. M. (1990).** *An Algorithm of the Interacting Roles of Population Size and Crossover in Genetic Algorithms.* Proc. First Workshop Parallel Problem Solving from Nature, Springer-Verlag, Berlin, pp. 38-47.
- [115] **GREFENSTETTE, J. J. (1986).** *Optimization of Control Parameters for Genetic Algorithm.* IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics, Vol. SMC-16, N° 1, Jan/Feb, pp. 122-128.
- [116] **SOUZA, S. A.; OLESKOVICZ, M., COURY, D. V. (2005).** *Genetic Algorithms Applied to Harmonic Estimation in Power Systems.* The 2005 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 27-30 November. Petrópolis – RJ, Brazil.
- [117] **SOUZA, S. A.; MACÊDO, R. A.; VARGAS, E. T.; OLESKOVICZ, M; COURY, D. V. (2006).** *Estimação de Parâmetros de um Sistema Elétrico Utilizando Algoritmos Genéticos.* Revista Del IEEE América Latina.
- [118] **VARGAS, E. T.; SOUZA, S. A.; OLESKOVICZ, M; COURY, D. V. (2005).** *Algoritmos Genéticos Aplicados na Estimação de Parâmetros de um Sistema.* VII SBAI – Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 19 a 23 de Setembro. São Luis – Maranhão.
- [119] **MACEDO, R. A.; DA SILVA FILHO, D.; COURY, D. V.; CARVALHO, C. P. L. F. (2002).** *A New Technique Based on Genetic Algorithms for Tracking of Power System Harmonic.* Proceedings on VII Brazilian Symposium on Neural Networks, Recife, November.
- [120] **VARGAS, E. T. (2004).** *Uma Proposta de Relé Digital de Frequência Baseado em Algoritmos Genéticos.* São Carlos. 146p. Dissertação (Mestrado) – EESC, Universidade de São Paulo.

- [121] **VARGAS, E. T.; SOUZA, S. A.; OLESKOVICZ, M; COURY, D. V. (2005).** *Aplicação de Algoritmos Genéticos em Relés Digitais de Frequência*. VI CLAGTEE – Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission, 13 - 17 de November. Mar Del Plata – Argentina.
- [122] **CHAN, P. K.; MOURAD, S. (1994).** *Digital Design using Field Programmable Gate Arrays* . Prentice Hall.
- [123] **ROSE, J.; GAMAL A. E.; VINCENTELLI, A. S. (1993).** *Architecture of Field-Programmable Gate Arrays*. Proceedings of the IEEE, vol. 81, N° 7, pp. 1013 - 1028, July.
- [124] **BROWN, S.; ROSE, J. (1996).** *Algorithms of FPGAs and CPLDs*. A Tutorial, IEEE Design and Test of Computers, vol. 13, N° 2, pp. 42 – 57, June.
- [125] **DONACHY, P. (1996).** *Design and Implementation of a High Level Image Processing Machine using Reconfigurable*. Ph. D. Thesis, Dept. of Computer Science. The Queen's University of Belfast, Sept.
- [126] **BROWN, S. (1992).** *Routing Algorithms and Architectures for Field Programmable Gate Arrays*. Ph. D. Thesis, Dept. of Electrical Engineering, University of Toronto, Feb.
- [127] **TUCK, B. (1992).** *FPGAs Race for the Gold in Product Development*. Computer Design, pp. 88 - 104, April.
- [128] **PEDRONI, VOLNEI, A. (2004).** *Circuit Design with VHDL*. Massachusetts Institute of Technology, USA.
- [129] **PERRY, D. L. (1991).** *VHDL*. McGraw-Hill.

- [130] **J. V. OLDFIELD (1995)**. “Field-Programmable Gate Arrays: Reconfigurable Logic for Rapid Prototyping and Implementation of Digital Systems”. *John Wiley & Sons, Inc.*
- [131] **Altera (2004)**. “Nios Development Kit”. *Stratix edition*. <http://www.altera.com/products/devkits/altera/kit-nios1S10.html>.
- [132] **A. HABIBI; S. TAHAR, S (2003)**. “A Survey on System-on-a-Chip Design Languages”. In *The 3rd IEEE International Workshop on System-on-Chip for Real-Time Applications*, pages 212–215, Calgary, Alberta, Canada.
- [133] **A. THOMPSON (1994)**. “Evolving Fault-Tolerant Systems”. *Report ID: Cognitive Science Research Paper Serial N°. CSRP 385*, The University of Sussex School of Cognitive and Computing Sciences, Falmer Brighton, BN1 9QH, England, UK, 6p.
- [134] **A. THOMPSON (1994)**. “Real Time for Real Power: Methods of Evolving Hardware to Control Autonomous Mobile Robots”. *Report ID: Cognitive Science Research Paper Serial N°. CSRP 350*, The University of Sussex School of Cognitive and Computing Sciences, Falmer Brighton, BN1 9QH, England, UK, 6p.
- [135] **A. THOMPSON (1996)**. “Evolutionary Techniques for Fault Tolerance”. *Proceedings of the UKACC International Conference on Control - CONTROL'96* (IEE Conference Publication no.427), pp. 693-698.
- [136] **A. THOMPSON (1996)**. “An Evolved Circuit, Intrinsic in Silicon, Entwined With Physics”. *Proceedings of the First International Conference on Evolvable Systems: From Biology to Hardware - ICES96*, Oct. 7-8, 1996, Tsukuba, Japan, Higuchi, T. and Iwata, M. (Eds.), Publisher: Springer-Verlag LNCS, pp. 390-405.

- [137] **A. THOMPSON; P. LAYZELL (1999).** “Analysis of Unconventional Evolved Electronics”. In *Communications of the Association of Computing Machinery*, v. 42, n. 4, Yao, X. (Ed.), pp. 71-79.
- [138] **A. THOMPSON; P. LAYZELL (2000).** “Evolution of Robustness in an Electronics Design”. *Proceedings of the 3rd International Conference on Evolvable Systems - ICES 2000*, Publisher: Springer Verlag, pp. 218-228.
- [139] **A. THOMPSON; I. HARVEY; P. HUSBANDS (1994).** “Unconstrained Evolution and Hard Consequences”. *Report ID: Cognitive Science Research Paper Serial no. CSRP 397*, The University of Sussex School of Cognitive and Computing Sciences, Falmer Brighton, BN1 9QH, England, UK, 31p.
- [140] **T. BACK; D. B. FOGEL; Z. MICHALEWICZ (1997).** “Handbook of Evolutionary Computation”. *IOP Publishing Ltd., Bristol, UK.*
- [141] **K. DEB; D. KALYANMOV, D. (2001).** “Multi-Objective Optimi Optimization Using Evolutionary Algorithms”. *John Wiley & Sons, Inc.*
- [142] **A. H. WRIGHT (1991).** “Genetic Algorithms for Real Parameter Optimization”. In Rawlins, G. J., editor, *Foundations of Genetic Algorithms*, pages 205–218. Morgan Kaufmann, San Mateo, CA.
- [143] **HAUPT, R. L.; HAUPT, S. E. (2004).** *Practical Genetic Algorithms*. 2nd ed. Wiley-Interscience, inc., publication, New Jersey, USA.

APÊNDICE A – Resultados para Faltas (ABT) e (ABC)

Neste Apêndice serão mostrados os resultados decorrentes das aplicações de faltas Fase-Fase-terra (ABT) e trifásicas (ABC) relacionadas à abordagem do relé de distância. As mesmas variações de ângulo de incidência da falta, resistência da falta e distâncias de aplicações das mesmas são mantidas.

Resultados para Faltas Fase-Fase-terra (ABT) para Janelas de Um Ciclo

Considerando faltas Fase-Fase-terra (ABT), diante de todas as variações comentadas no parágrafo anterior, constatamos a eficiência dos AGs através dos erros relativos médios apresentados frente aqueles oriundos da Transformada Discreta de *Fourier*.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 5,01 e **AG** - 4,46

Figura 90 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 4,96 e **AG** - 4,01

Figura 91 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 4,88 e **AG** - 5,79

Figura 92 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 6,38 e **AG** - 5,02

Figura 93 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 6,51 e **AG** - 4,56

Figura 94 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 6,52 e **AG** - 5,98

Figura 95 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90°.

Na representação no plano R – X percebe-se que os resultados obtidos pela TDF são praticamente iguais, uma vez que os símbolos utilizados para marcar essas estimativas se sobrepõem tanto a um ângulo de incidência de zero quanto de 90 graus.

Figura 96 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Figura 97 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Resultados para Faltas Fase-Fase-terra (ABT) para Janelas de ½ Ciclo

Os resultados para faltas ABT com janelas de meio ciclo ilustram que ambas as técnicas se equivalem considerando ângulo de incidência de 0 grau, onde os erros relativos médios são da ordem de 24%. Estes erros caem para o patamar de 4% considerando um ângulo de incidência de 90 graus. A ordem de grandeza dos erros comentados pode ser visualizada na representação no plano R – X onde se percebe uma melhora da representação da técnica dos AGs.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 25,68 e **AG** - 23,25

Figura 98 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 26,01 e **AG** - 24,26

Figura 99 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 25,69 e **AG** - 24,10

Figura 100 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 3,10 e **AG** - 4,62

Figura 101 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 3,08 e **AG** - 4,41

Figura 102 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 3,09 e **AG** - 4,11

Figura 103 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90° .

Figura 104 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Figura 105 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Resultados para Falta Fase-Fase-terra (ABT) para Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo

Os gráficos a seguir demonstram um ganho substancial da utilização dos AGs para o problema abordado. Os gráficos de linhas bem como aqueles da representação R – X não deixam dúvidas sobre o melhor desempenho dos AGs frente a TDF.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 26,76 e **AG** - 10,88

Figura 106 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falta (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 26,78 e **AG** - 10,86

Figura 107 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falta (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 26,77 e **AG** - 11,82

Figura 108 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohm e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 12,59 e **AG** - 5,56

Figura 109 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 0 Ohm e Ângulo de Incidência de 90° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 12,60 e **AG** - 5,22

Figura 110 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 50 Ohms e Ângulo de Incidência de 90° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 12,61 e **AG** - 5,11

Figura 111 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 100 Ohms e Ângulo de Incidência de 90° .

Figura 112 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Figura 113 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABT), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 0, 50 e 100 Ohms.

Resultados para Falhas Trifásicas (ABC) para Janelas de Um Ciclo

Para faltas trifásicas também percebemos o bom desempenho para ambas as metodologias abordadas. As corretas localizações dos pontos pertencentes às suas zonas de proteção podem ser vistos nas figuras representativas do plano R – X.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 4,87 e **AG** - 5,36

Figura 114 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABC), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0°.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 6,56 e **AG** - 5,44

Figura 115 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABC), Janelas de Um Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90°.

Figura 116 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Figura 117 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de Um Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Resultados para Falhas Trifásicas (ABC) para Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo

Utilizando-se de meio ciclo de informação para os cálculos envolvendo faltas trifásicas, constata-se o mesmo problema para os outros tipos de faltas simuladas, ou seja, ambas as técnicas não possuem um desempenho satisfatório. Esse baixo desempenho é efetivamente percebido na condição de incidência da falta a zero grau, como evidenciam as figuras a seguir.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 26,22 e **AG** - 25,65

Figura 118 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABC), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 5,61 e **AG** - 4,79

Figura 119 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABC), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90° .

Figura 120 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Figura 121 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{2}$ Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Resultados para Falhas Trifásicas (ABC) para Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo

Mais uma vez, os AGs se sobressaem frente à TDF para o mesmo conjunto de testes, mesmo contendo apenas 10 amostras para análise, ou seja, apenas um quarto de ciclo dos sinais de tensão e corrente. Os resultados demonstrados pelas figuras abaixo deixam claro que, para esta condição, a técnica alternativa dos AGs é a mais indicada para o problema em questão.

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 20,74 e **AG** - 9,33

Figura 122 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABC), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 0° .

Erros Relativos Médios (%): **TDF** - 15,20 e **AG** - 8,75

Figura 123 - Erros Relativos (%) na Estimação da Distância para Falhas (ABC), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Resistência de falta de 1 Ohm e Ângulo de Incidência de 90° .

Figura 124 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 0° e Resistências de falta de 1 Ohm.

Figura 125 - Representação no Plano R – X na Estimação das Distâncias para faltas (ABC), Janelas de $\frac{1}{4}$ de Ciclo, Ângulo de Incidência de 90° e Resistências de falta de 1 Ohm.