Campus de São Carlos

SISTEMA DE MEDIÇÃO DE DEMANDA E QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

Autor: Alexandre de Paula

Orientador: Prof. Tit. José Carlos Pereira

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

**ESCOLA DE ENGENHARIA
DE SÃO CARLOS**

Serviço de Pós-Graduação EESC/USP

EXEMPLAR REVISADO

Data de entrada no Serviço: 27/6/2000

Ass.: *Olson*

SISTEMA DE MEDIÇÃO DE DEMANDA E QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

Alexandre de Paula

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. José Carlos Pereira

São Carlos
2000

Class.	TESE-EESC
Cutt.	143941
Tombo	0129/00

S/S 1084424

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

P324s Paula, Alexandre de
Sistema de medição de demanda e qualidade de
energia elétrica / Alexandre de Paula. -- São Carlos,
2000.

Dissertação (Mestrado) -- Escola de Engenharia de
São Carlos-Universidade de São Paulo, 2000.

Área: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Carlos Pereira.

1. Medição de energia elétrica. 2. Qualidade de
energia elétrica. 3. Processador digital de sinais.
I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Candidato: Bacharel **ALEXANDRE DE PAULA**

Dissertação defendida e aprovada em 27-04-2000
pela Comissão Julgadora:

Prof. Titular **JOSÉ CARLOS PEREIRA (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)

Prof. Doutor **ADRIANO ALBER DE FRANÇA MENDES CARNEIRO**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)

Prof. Doutor **ANTONIO FERNANDO TRAINA**
(UNAERP)

Profa. Associada **VILMA ALVES DE OLIVEIRA**
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

JOSÉ CARLOS A. CINTRA
Presidente da Comissão de Pós-Graduação da EESC

*Aos meus pais, Sebastião e Ilar,
pela inestimável dedicação.*

Primeiramente, agradeço à Deus pela oportunidade concedida para a realização do curso de Mestrado e pelo amparo em todos os momentos durante este período.

Ao Prof. Dr. José Carlos Pereira, os meus agradecimentos nunca serão suficientes para expressar minha gratidão por sua excelente orientação, idéias, atenção, paciência e principalmente por acreditar em mim.

Também sou grato aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica que, direta ou indiretamente, ajudaram-me no desenvolvimento do projeto, à equipe da Biblioteca Central da EESC e à secretaria do Departamento de Engenharia Elétrica, pela presteza de seus serviços.

Pela dedicação e amizade, agradeço à Conrado Rocha e César Domingues, que me auxiliaram intensamente durante a etapa de testes do sistema.

Agradecimentos especiais vão para os amigos de laboratório, Ricardo Naoki Mori Carlos Alberto Ynoguti, Fábio Ferreira, Marcelo de Oliveira Rosa, Karla Vittori e Ana Cláudia Patrocínio, pelo apoio, ensinamentos, dicas e amizade durante todo este período.

Agradeço também à minha noiva, Juliana Ferreira Lima, que sempre esteve ao meu lado para ouvir-me e apoiar-me, e a todos os meus familiares pela torcida e ajuda.

Finalmente, agradeço à CAPES pelo apoio financeiro.

Sumário

LISTA DE FIGURAS.....	iv
LISTA DE TABELAS.....	vi
LISTA DE GRÁFICOS.....	x
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS.....	xi
LISTA DE SÍMBOLOS	xiii
RESUMO.....	xvi
ABSTRACT.....	xvii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS	2
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	3
2 MEDIDORES DE ENERGIA ELÉTRICA.....	5
2.1 MEDIDORES ELETROMECAÂNICOS	5
2.2 MEDIDORES HÍBRIDOS	10
2.3 MEDIDORES ELETRÔNICOS	10
2.4 PROTÓTIPOS EXPERIMENTAIS E ALGORITMOS	13
2.5 IMPLEMENTAÇÕES	25
2.5.1 <i>Matlab</i>	25
2.5.2 <i>DSP56002</i>	28
3 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA.....	30
3.1 TRANSITÓRIOS.....	31
3.2 SAGS, SWELLS E INTERRUPÇÕES.....	35
3.3 DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO	39
3.4 DISTORÇÕES DA FORMA DE ONDA.....	40
3.5 FLUTUAÇÕES DE TENSÃO	43
3.6 VARIAÇÕES DE FREQUÊNCIA	44

3.7	INSTRUMENTOS DE MONITORAMENTO	45
4	PROCESSADORES DIGITAIS DE SINAIS	48
4.1	SISTEMAS DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS	48
4.2	CARACTERÍSTICAS GERAIS DOS PROCESSADORES DIGITAIS DE SINAIS	50
4.2.1	<i>Arquitetura Harvard</i>	50
4.2.2	<i>Acessos múltiplos à memória</i>	51
4.2.3	<i>Rápido multiplicador/acumulador de hardware dedicado</i>	52
4.2.4	<i>Modos de endereçamento especializados</i>	54
4.2.5	<i>Conjunto de instruções especiais</i>	55
4.2.6	<i>Controle de execução especializado</i>	56
4.2.7	<i>Periféricos internos e interfaces de entrada e saída</i>	57
4.3	DSP56002 DA MOTOROLA	59
4.3.1	<i>Barramento de dados</i>	61
4.3.2	<i>Barramento de endereços</i>	61
4.3.3	<i>Unidade Lógica e Aritmética de Dados (ULA de Dados)</i>	61
4.3.4	<i>Unidade de Geração de Endereços (UGE)</i>	63
4.3.5	<i>Unidade de Controle de Programa (UCP)</i>	63
4.3.6	<i>Porta A</i>	64
4.3.7	<i>Emulador Interno</i>	65
4.3.8	<i>Relógio Baseado em Circuito PLL</i>	65
4.3.9	<i>Modos de Endereçamento e Conjunto de Instruções</i>	65
4.3.10	<i>Área de expansão</i>	67
5	SISTEMA DE MEDIÇÃO E MONITORAMENTO DA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA	70
5.1	MÓDULO DE AVALIAÇÃO DO DSP56002	70
5.2	ESPECIFICAÇÃO DO SISTEMA	72
5.2.1	<i>Processo #0: receber amostras digitalizadas dos sinais</i>	73
5.2.2	<i>Processo #1: processar data e hora</i>	74
5.2.3	<i>Processo # 2: calcular parâmetros elétricos</i>	74
5.2.4	<i>Processo #3: acumular potência média</i>	79
5.2.5	<i>Processo #4: monitorar parâmetros elétricos</i>	79
6	AVALIAÇÃO DO SISTEMA	82
6.1	TESTES	82
6.1.1	<i>Cálculos de Parâmetros Elétricos</i>	83
6.1.2	<i>Entradas Analógicas e Conversor AD</i>	84
6.1.3	<i>Transformada Rápida de Fourier</i>	89
6.1.4	<i>Monitoramento</i>	93

6.1.5	<i>Aplicação Real</i>	98
7	CONCLUSÃO	105
7.1.1	<i>Projetos Futuros</i>	107
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	109
9	APÊNDICE	114

Lista de Figuras

Figura 1 - Componentes do medidor eletromecânico.....	6
Figura 2 - Fluxos de tensão e corrente originados pelas respectivas bobinas.....	7
Figura 3 - Efeito da interação entre os campos magnéticos das bobinas e dos disco.....	8
Figura 4 - Relação de fluxos e correntes circulares.....	8
Figura 5 - Transitório impulsivo de um sinal de corrente causado por raio.....	32
Figura 6 - Transitório oscilatório de baixa frequência gerado pela energização de banco de capacitores. FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.15.....	33
Figura 7 - Transitório oscilatório de média frequência produzido pela ressonância entre capacitores. FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.14.....	34
Figura 8 – Sag típico causado por uma condição de falta remota.....	36
Figura 9 - <i>Swell</i> causado por uma condição de falta remota.....	37
Figura 10 - Interrupção momentânea causada por uma falta.....	38
Figura 11 - Desequilíbrio de tensão medido por uma semana a partir de um alimentador residencial.....	39
Figura 12 - Distorção da forma de onda e espectro de uma corrente de entrada de um equipamento de velocidade ajustável. FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.22.....	41
Figura 13 - <i>Notching</i> gerado por operações de conversores trifásicos.....	43
Figura 14 - Flutuações de tensão causadas pela operação de fornos a arco.....	44
Figura 15 - Diagrama em bloco do DSP56002 da Motorola.....	60
Figura 16- Diagrama em bloco do módulo de avaliação do DSP56002.....	71
Figura 17 – Diagrama de Fluxo de Dados do sistema.....	72
Figura 18 - Fluxo do primeiro estágio da decomposição de uma Transformada de Discreta de Fourier de 18 pontos. FONTE – OPPENHEIM & SCHAFE (1975), p. 312.....	77
Figura 19 - Fluxo de um estágio de uma Transformada Discreta de Fourier de 6 pontos.....	78
Figura 20–Forma de onda gerada pelo circuito e dados obtidos para o cálculo da DHT.....	90
Figura 21 – Dois ciclos de um sinal de corrente capturado na rede elétrica do laboratório...	92

Figura 22 – TDF do sinal real de corrente, cuja DHT é de 79,61 %. 92

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Quantidade de erros por porcentagem de ruído.....	27
Tabela 2 – Quantidade de erros por número de ciclos.....	27
Tabela 3 - Resultados comparativos do algoritmo de Montañó et al. entre os PDSs TMS32010 e DSP56002.....	29
Tabela 4 - Caracterização do distúrbio transitório impulsivo.	31
Tabela 5 - Caracterização do distúrbio transitório oscilatório.	32
Tabela 6 - Variações de duração de <i>sags</i> , <i>swells</i> e interrupções.	35
Tabela 7 - Erro máximo encontrado nos cálculos de parâmetros elétricos entre o sistema, no DSP56002, e a ferramenta Matlab.	83
Tabela 8 - Fatores de escala e desvio médio para cada canal e cada série de sinais.....	86
Tabela 9 - Comparação do cálculo da DHT entre o sistema no DSP56002 e o Matlab.	91
Tabela 10 – Valores resultantes da gravação de parâmetros elétricos a cada 5 minutos, por uma hora.	94
Tabela 11 - Limiares definidos para cada parâmetro elétrico.	95
Tabela 12– Registros gerados pelo sistema com monitoramento por limiares.	96
Tabela 13 - Limiares para fenômenos eletromagnéticos (sem escala).	97
Tabela 14 – Registros gerados pelo sistema monitorando fenômenos eletromagnéticos.	98
Tabela 15 - Fatores de escala para os sinais de corrente e tensão calculados a partir das entradas no circuito e no DSP56002.	99
Tabela 16 - Valores resultantes da gravação de parâmetros elétricos a cada 1 minuto, em aplicação real.	99
Tabela 17 - Limiares reais e para o DSP56002 definidos a partir da tensão nominal de 127 V.	101
Tabela 18 - Limiares para DHT e fator de potência.	102
Tabela 19 – Registros de fenômenos eletromagnéticos no sinal de tensão capturados pelo sistema durante aproximadamente 2 horas consecutivas de operação.	102

Tabela 20 – Registros de DHT dos sinais de corrente e tensão gerados a partir de limiares pré definidos, durante aproximadamente 2 horas consecutivas de operação.....	103
Tabela 21 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos e adicionado com porcentagens de ruído branco.	114
Tabela 22 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 1% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	114
Tabela 23 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 5% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	115
Tabela 24 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 10% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	115
Tabela 25 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 20% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	115
Tabela 26 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 30% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	116
Tabela 27 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 40% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	116
Tabela 28 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 50% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	116
Tabela 29 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos e adicionado com porcentagens de ruído branco.	117
Tabela 30 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 1% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	117
Tabela 31 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 5% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	117

Tabela 32 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 10% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	118
Tabela 33 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 20% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	118
Tabela 34 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 30% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	118
Tabela 35 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 40% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	119
Tabela 36 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 50% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	119
Tabela 37 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos e adicionado com porcentagens de ruído branco.	119
Tabela 38 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 1% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	120
Tabela 39 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 5% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	120
Tabela 40 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 10% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	120
Tabela 41 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 20% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	121
Tabela 42 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 30% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	121
Tabela 43 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 40% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	121

Tabela 44 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 50% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.	122
---	-----

Lista de Gráficos

Gráfico 1 – Fatores de escala de 3 séries de testes para o canal direito.....	85
Gráfico 2 – Fatores de escala de 3 séries de testes para o canal esquerdo.....	85
Gráfico 3 – Resposta em frequência do sistema para os canais direito e esquerdo.....	87
Gráfico 4 – Resposta em frequência do filtro digital do conversor AD	88
Gráfico 5 – Efeito de ondulação na banda de passagem do filtro digital.....	88
Gráfico 6 – Banda de transição do filtro digital	89
Gráfico 7 – Valores das potências ativa, reativa, e aparente, gravados a cada 1 minuto durante aproximadamente 1 hora, em aplicação real	100
Gráfico 8 – DHT de corrente e tensão gravados a cada 1 minuto, durante aproximadamente 1 hora, em aplicação real	101

Lista de Abreviaturas e Siglas

AD	- Analógico / Digital
AR	- Amostra e Retenção, em inglês <i>Sample and Hold</i>
CDP	- Controlador de Decodificação de Programa
CIP	- Controlador de Interrupção de Programa
CTTD	- Conversor de Tensão Térmica Diferencial
DA	- Digital / Analógico
DC	- Corrente Contínua, em inglês <i>Direct Current</i>
DHT	- Distorção Harmônica Total
GDB	- Barramento de Dados Geral, em inglês <i>General Data Bus</i>
GEP	- Gerador de Endereço de Programa
IEC	- <i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	- <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
ISC	- Interface Serial de Comunicação
ISS	- Interface Serial Síncrona
MAC	- Multiplicação / Acúmulo
PAB	- Barramento de Endereço de Programa , em inglês <i>Program Address Bus</i>
PDB	- Barramento de Dados de Programa, em inglês <i>Program Data Bus</i>
PDS	- Processador Digital de Sinais
PLL	- Malha de Fase Travada, em inglês <i>Phase-Lock Loop</i>
pu	- Por Unidade
RAM	- Memória de Acesso Aleatório, em inglês <i>Random Access Memory</i>
RFI	- Resposta Finita ao Impulso
RII	- Resposta Infinita ao Impulso
RMS	- Média Quadrática, em inglês <i>Root Mean Square</i>
ROM	- Memória Somente para Leitura, em inglês <i>Read Only Memory</i>
SCADA	- Controle de Supervisão e Aquisição de Dados, em inglês <i>Supervisory</i>

Control and Data Acquisition

TDF	- Transformada Discreta de Fourier
TDM	- Multiplexação por Divisão de Tempo, em inglês <i>Time Division Multiplex</i>
TRF	- Transformada Rápida de Fourier
TW	- Transformada <i>Wavelet</i>
UCP	- Unidade de Controle de Programa
UGE	- Unidade de Geração de Endereços
ULA	- Unidade Lógica Aritmética
XAB	- Barramento de Endereço X, em inglês <i>X Address Bus</i>
XDB	- Barramento de Dados X, em inglês <i>X Data Bus</i>
YAB	- Barramento de Endereço Y, em inglês <i>Y Address Bus</i>
YDB	- Barramento de Dados Y, em inglês <i>Y Data Bus</i>

Lista de Símbolos

σ	- Desvio Padrão
*	- Complexo conjugado
μs	- Microsegundo
A	- Ampère
$A(k)$	- Espectro obtido a partir de dois sinais reais
A_c	- Amplitude cosseno
A_s	- Amplitude seno
f	- Frequência do sinal
F_f	- Frequência fundamental
F_s	- Frequência de amostragem
G_i	- Fator de escala associado aos cálculos do sinal de corrente
G_v	- Fator de escala associado aos cálculos do sinal de tensão
i	- Sinal de corrente
$I(k)$	- Espectro do sinal de corrente
$i(n)$	- Amostras do sinal de corrente
$I^2(k)_{\text{rms}}$	- Valor RMS do sinal de corrente associado à harmônica k
I_c	- Amplitude cosseno do sinal de corrente
i_i	- Amostra do sinal de corrente
$\text{Im}[]$	- Parte imaginária
i_n	- Amostra do sinal de corrente
I_{rms}	- Valor RMS do sinal de corrente, medido em ampère
$I_{\text{rms_max}}$	- Avaliação máxima do valor RMS do sinal de corrente
I_s	- Amplitude seno do sinal de corrente
i_t	- Valor instantâneo do sinal de corrente
ms	- Milisegundo
N	- Número de amostras do sinal

ns	- Nanosegundo
P	- Potência média ou ativa medida em watt
P(k)	- Potência média ou ativa associada à harmônica k
P ₁	- Potência média ou ativa associada à primeira harmônica
p _v	- Número de seqüências da TDF
Q	- Potência reativa, medida em volt/ampère reativo
Q(k)	- Potência reativa associada à harmônica k
q _n	- Número de pontos da TDF resultante da multiplicação de fatores
R	- Diferença quadrática entre um modelo de sinal e o sinal original
Re[]	- Parte real
S	- Potência aparente, medida em volt/ampère
s	- Segundo
S ₀	- Nível dc
S ₁	- Sinal estimado
S _i	- Sinal amostrado
S _w	- Sinal amostrado mais janela de Hanning
T	- Período múltiplo do sinal de corrente ou tensão
U	- Representação de um sinal em forma matricial
U'	- Representação simplificada de um sinal em forma matricial
v	- Sinal de tensão
V	- Volt
V(k)	- Espectro do sinal de tensão
v(n)	- Amostras do sinal de tensão
V ² (k) _{rms}	- Valor RMS do sinal de tensão associado à harmônica k
VA	- Volt-Ampère
var	- Volt-Ampère reativo
Vc	- Amplitude cosseno do sinal de tensão
v _i	- Amostra do sinal de tensão
v _n	- Amostra do sinal de tensão
V _{rms}	- Valor RMS do sinal de tensão, medido em volt
V _{rms_max}	- Avaliação máxima do valor RMS do sinal de tensão
Vs	- Amplitude seno do sinal de tensão
v _t	- Valor instantâneo do sinal de tensão
W	- Watt
w _n	- Coeficiente n da janela de Hanning

x	- Sinal qualquer (corrente ou tensão)
$x_{\max}$	- Amplitude máxima de um sinal
x_n	- Amostra de um sinal
X_{rms}	- Valor RMS de um sinal
x_t	- Valor instantâneo de um sinal

Resumo

PAULA, A. (2000). *Sistema de Medição de Demanda e Qualidade de Energia Elétrica*. São Carlos, 2000, 123p. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de São Paulo.

Os medidores de energia elétrica estão deixando de ser simples instrumentos de aplicação dedicada para se tornarem instrumentos extremamente funcionais. Desde a sua invenção, os medidores vêm sofrendo alterações de acordo com os recursos tecnológicos da época e as exigências de mercado. Atualmente, os processadores digitais de sinais têm sido amplamente empregados nesta área, permitindo a integração de uma série de funções em um único equipamento, além da implementação de algoritmos mais complexos. Estas funções geralmente incluem o cálculo de uma variedade de parâmetros elétricos, comunicação remota, integração com sistemas digitais e outras. Este trabalho apresenta um estudo e o desenvolvimento de um medidor de energia elétrica baseado no processador digital de sinais DSP56002 da Motorola. Entre as funções que são incorporadas ao medidor, destaca-se o monitoramento da qualidade da energia elétrica, visto que esta será uma tendência futura.

Palavras-chave: medição de energia elétrica, qualidade de energia elétrica, processador digital de sinais

Abstract

PAULA, A. (2000). *Sistema de Medição de Demanda e Qualidade de Energia Elétrica*. São Carlos, 2000, 123p. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de São Paulo.

Electric energy meters have been changing from simple instruments for dedicated applications to very functional ones. Since their invention, the meters has changed accordingly to the technology resources and market requirements. Nowadays, the digital signal processors have been widely employed in this area, allowing a huge amount of functions to be integrated into only one instrument, besides of the implementation of more complex algorithms. Such functions usually include evaluation of many electrical parameters, remote communication, connection to digital systems and others. This work is about a study and a development of an electric energy meter based on the digital signal processor DSP56002 by Motorola. Among the functions that are incorporated to the meter, it points out the monitoring of electric power quality, once it will be a future trend.

Keywords: electric power metering, electric power quality, digital signal processor

1 Introdução

O medidor de energia elétrica é um equipamento encontrado obrigatoriamente em todas as residências, estabelecimentos comerciais, industriais e de prestadores de serviços que utilizam a energia elétrica para uma finalidade qualquer. Portanto, pode-se dizer que este é um dos equipamentos mais populares atualmente. Tal popularidade está diretamente associada a grande importância deste instrumento que é a de informar a quantidade de energia elétrica utilizada pelo consumidor para que a concessionária possa realizar a devida cobrança mais tarde.

Embora tenha sido inventado há mais de 110 anos, o medidor eletromecânico, também chamado de medidor tipo indução ou Ferraris, ainda é o mais utilizado nos dias de hoje devido principalmente ao seu baixo custo e robustez. Entretanto, este tipo de medidor não oferece outras vantagens além da informação sobre a quantidade da potência consumida e ainda pode gerar imprecisão nas medidas quando os sinais sofrem a influência de alguns fenômenos eletromagnéticos (MIRANDA; 1987).

Com o aumento do número de cargas mais sensíveis que estão sendo utilizadas em diversos setores de uma sociedade moderna, como por exemplo os computadores, naturalmente uma atenção especial se volta para a qualidade da energia elétrica que é fornecida pela concessionária. Esta questão tem sido discutida amplamente pelas empresas fornecedoras de energia elétrica há algum tempo e recentemente essa discussão tem chegado aos consumidores, pois são eles que pagam pela energia consumida e os que mais percebem o impacto de uma energia elétrica de baixa qualidade. Além do aumento das cargas sensíveis, também vale a pena salientar que os consumidores têm se tornado, ultimamente, cada vez mais exigentes e conscientes de seus direitos. Atualmente, a qualidade da energia elétrica é avaliada pela concessionária através de equipamentos especializados que são instalados em locais estratégicos e muito raramente em um ponto de entrega residencial. Portanto, o consumidor não tem condições de obter diretamente qualquer tipo de informação sobre a qualidade da energia elétrica que recebe.

Evidentemente, o medidor eletromecânico não vai ao encontro das exigências do mercado no quesito funcionalidade, tanto por parte das concessionárias quanto por parte dos consumidores. Como exemplo, a concessionária ainda precisa disponibilizar uma pessoa para que visite mensalmente cada ponto de entrega de energia elétrica e registre o consumo, quando isto poderia ser feito remotamente ou ainda, a concessionária não pode aplicar uma política de cobrança que diferencie o valor da energia elétrica consumida de acordo com o horário. Por parte do consumidor, o medidor eletromecânico não registra outro tipo de informação, como por exemplo, as que seriam utilizadas para avaliar as condições da energia elétrica que recebe. Portanto, se faz necessário o desenvolvimento de soluções alternativas e viáveis para atender a estes propósitos, entre outros, onde a tecnologia atual é, sem dúvida alguma, uma grande aliada, oferecendo um amplo leque de opções.

Desde a década de 70, os medidores eletromecânicos incorporaram componentes eletrônicos para oferecer mais funcionalidade e atualmente muitos deles são constituídos totalmente por partes eletrônicas, embora o medidor eletromecânico ainda seja predominante. A funcionalidade dos medidores totalmente eletrônicos é muito superior a dos medidores eletromecânicos e uma comparação aqui seria completamente sem sentido. Todavia, entre as principais características de funcionalidade que os medidores eletrônicos possuem, pode-se citar o cálculo de uma variedade de parâmetros elétricos, gravação destes parâmetros sobre um período de tempo para avaliação do perfil da carga, possibilidade de reprogramação, leitura automática, integração com sistemas digitais de controle e outras. Apesar das grandes vantagens oferecidas pelos medidores eletrônicos, poucos ainda oferecem funções de monitoração da qualidade de energia elétrica.

A tecnologia que está em grande evidência hoje no mercado de equipamentos eletrônicos é a dos processadores digitais de sinais, e os medidores que incorporam um número de funções extras geralmente fazem uso dessa tecnologia. Os processadores digitais de sinais são mais rápidos que os processadores de propósito geral, pois são especialmente projetados e otimizados para tratar um grande fluxo de dados em tempo real. No mínimo por essa razão, tal tecnologia vem oferecer recursos necessários para a implementação de medidores digitais de energia elétrica.

1.1 Objetivos

Sendo um fato a tendência da substituição dos medidores eletromecânicos pelo eletrônicos, principalmente devido a redução dos custos de manufatura e as grandes

vantagens oferecidas, pode-se portanto dizer que um projeto para o desenvolvimento de um medidor digital de energia elétrica é viável e considerar os seguintes objetivos para a sua realização:

1. Estudo dos medidores eletromecânicos, híbridos e digitais;
2. Estudo dos algoritmos para medição de parâmetros elétricos em meios digitais juntamente com protótipos de medidores digitais apresentados no meio acadêmico;
3. Estudo sobre qualidade de energia elétrica;
4. Estudo sobre processadores digitais de sinais;
5. Desenvolver um protótipo de medidor monofásico de energia elétrica baseado no processador digital de sinais DSP56002 da Motorola;
6. Incorporar funções de monitoramento da qualidade de energia ao medidor;

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho está basicamente dividido em 7 capítulos, sendo:

1. Introdução
2. Medidores de Energia Elétrica
3. Qualidade de Energia Elétrica
4. Processadores Digitais de Sinais
5. Sistema de Medição e Monitoramento da Qualidade de Energia Elétrica
6. Avaliação do Sistema
7. Conclusões

No Capítulo 2, denominado de “Medidores de Energia Elétrica”, descrevem-se os três principais tipos de medidores disponíveis comercialmente: eletromecânico, híbrido e eletrônico. Em seguida é apresentado um levantamento bibliográfico sobre medidores digitais de energia elétrica, onde também se discute os algoritmos existentes para medição de uma série grandezas elétricas. Um estudo comparativo entre os algoritmos pesquisados foi concluído e os resultados são apresentados também neste capítulo.

As definições dos fenômenos eletromagnéticos que podem alterar as condições normais das linhas de potência são apresentadas no Capítulo 3, o qual recebe o nome de “Qualidade de Energia Elétrica”. Neste capítulo algumas causas associadas a cada tipo de fenômeno eletromagnético e os impactos causados são também apresentados. Ainda, este capítulo descreve, de forma ampla, os tipos de instrumentos de monitoramento existentes.

As diversas e principais características encontradas nos processadores digitais de sinais, de uma forma geral, são descritas no Capítulo 4. Neste capítulo é também introduzido o DSP56002 da Motorola, onde suas principais funções são apresentadas.

No Capítulo 5, o “Sistema de Medição e Monitoramento da Qualidade de Energia Elétrica” é apresentado na forma de um diagrama de fluxo de dados, onde somente os principais processos são especificados. Este capítulo também traz uma breve descrição do módulo de avaliação do DSP56002, que foi empregado no desenvolvimento do projeto.

O sistema implementado foi avaliado com um conjunto de testes e os resultados são apresentados no Capítulo 6, chamado de “Avaliação do Sistema”. Os testes foram divididos em etapas, onde cada uma teve como objetivo a avaliação de uma determinada função do medidor ou monitor.

Finalmente, o Capítulo 7 reúne as conclusões sobre o trabalho e algumas idéias colecionadas ao longo do projeto, que não foram implementadas por falta de tempo hábil, são apresentadas como uma “Proposta de Trabalho Futuro”.

2 Medidores de Energia Elétrica

O medidor de energia elétrica é um dispositivo utilizado na medição da energia elétrica fornecida aos consumidores residenciais, comerciais e industriais. Inventado a mais de 110 anos, provavelmente seja um dos instrumentos mais populares nos dias atuais.

O primeiro medidor de energia elétrica foi projetado por Thomas Edison e fabricado por Bergmann & Company em 1882. Neste medidor, denominado medidor químico, quantidades de zinco eram depositadas em pratos de metais, cujos pesos determinavam a eletricidade utilizada pelos consumidores.

Por volta de 1884, Galileo Ferraris propôs o princípio básico utilizado por diversas gerações de medidores (inclusive até hoje), os quais são conhecidos como medidores Ferraris ou tipo indução. Ele mostrou que dois fluxos de corrente alternada com deslocamento no tempo e no espaço produziram uma força de rotação através do campo magnético criado (EDISON ELECTRIC INSTITUTE; 1981).

Atualmente, uma vasta variedade de medidores de energia elétrica é oferecida no mercado. SCHWENDTNER (1996a) os classifica em três tipos, sendo medidores eletromecânicos, medidores híbridos e medidores eletrônicos, os quais são descritos a seguir.

2.1 Medidores Eletromecânicos

Os medidores eletromecânicos utilizam a técnica mais difundida pelo mundo para a medição de energia elétrica em redes de corrente alternada. Também conhecidos como medidores Ferraris ou tipo indução, são basicamente compostos de bobina de tensão, bobinas de corrente, disco, freios magnéticos, haste e registradores. A Figura 1 ilustra os componentes deste tipo de medidor.

Figura 1 - Componentes do medidor eletromecânico.

FONTE – GREGORY, B. A. (1973), p.26.

A bobina de tensão produz um campo magnético proporcional à tensão aplicada, cujo fluxo é atrasado em 90° com relação a própria linha de tensão e os fluxos das bobinas de corrente. Ela é feita de muitas voltas de fio fino, sendo altamente indutiva por natureza.

As bobinas de corrente também produzem campos magnéticos proporcionais à corrente consumida. A posição das bobinas no medidor é em série e elas estão envolvidas por algumas voltas de fio grosso em direção reversa e seus fluxos estão com polaridades invertidas.

Uma vez que existe um atraso entre os fluxos das bobinas de corrente e tensão, os campos magnéticos gerados por elas atingem o disco de forma alternada. A Figura 2 representa a onda de corrente e a onda de tensão atrasada em 90° , bem como os sentidos dos fluxos originados das bobinas em diversos instantes.

Figura 2 - Fluxos de tensão e corrente originados pelas respectivas bobinas.

FONTE - EDISON ELECTRIC INSTITUTE (1981), p. 110.

No primeiro instante, o fluxo da bobina de tensão está em seu momento máximo negativo e portanto torna-se um pólo magnético sul. Em contrapartida, as bobinas de corrente não produzem fluxo neste exato instante, mas necessariamente precisam ser pólos nortes. Nestas condições, o sentido dos fluxos é portanto para cima. As bobinas de corrente atingem seu momento máximo positivo no instante seguinte e, uma vez que estão envolvidas por um fio em direção reversa, passam a ter um pólo norte e outro sul. Ainda no segundo instante, a bobina de tensão não produz fluxo e torna-se pólos tanto norte quanto sul para interagir com os pólos das bobinas de corrente. Desta forma, o sentido dos fluxos é para cima e para baixo no segundo instante, simultaneamente. O terceiro e quarto instantes são, na verdade, o inverso do primeiro e segundo instantes, respectivamente, em termos de polaridade das bobinas. A partir do quinto instante, inclusive, todo o esquema volta a se repetir.

Disco, ou rotor, é um condutor elétrico, geralmente de alumínio e também a parte móvel do medidor. Uma haste suporta o disco em uma lacuna entre as faces das bobinas, deixando-o livre para girar. Os fluxos magnéticos das bobinas passam através do disco induzindo forças eletromotrizes que causam correntes circulares sobre ele que, por sua vez produz um campo magnético próprio. A interação entre os campos magnéticos das bobinas e o campo magnético do disco é o que provoca o torque, conforme ilustra a Figura 3.

Figura 3 - Efeito da interação entre os campos magnéticos das bobinas e dos disco.

FONTE - EDISON ELECTRIC INSTITUTE (1981), p. 108

Na Figura 3, as correntes circulares do disco são representadas pelo item (a), cujo campo magnético está em sentido horário, e um campo magnético externo é representado pelo item (b). Quando as correntes circulares são movidas para dentro do campo magnético externo, como no item (c), elas reagem causando um agrupamento das linhas de fluxos no lado esquerdo, onde os dois campos são aditivos. No lado direito, onde os dois campos são opostos, as linhas de fluxo se afastam. Este efeito é o que produz o torque no disco.

Para compreender melhor como o torque ocorre, a Figura 4 ilustra a visão superior do disco em quatro instantes de tempo, os quais estão relacionados com o esquema apresentado na Figura 2. A relação entre os fluxos das bobinas e as correntes circulares do disco também é apresentada.

Figura 4 - Relação de fluxos e correntes circulares.

FONTE - EDISON ELECTRIC INSTITUTE (1981), p. 109

No primeiro instante, os fluxos magnéticos das bobinas têm sentido para cima, o que provoca correntes circulares nos sentidos horário e anti-horário. A partir de então, os fluxos tendem ter sentidos para cima e para baixo, cujo momento máximo é atingido no segundo instante. A interação destes fluxos com as correntes circulares provoca o torque para o lado esquerdo, segundo o efeito apresentado na Figura 3. O mesmo raciocínio é empregado para compreender o torque, sempre para o lado esquerdo, nos demais instantes.

A rotação do disco provocada pela interação dos fluxos tende a acelerar ao limite da frequência oferecida e da fricção. Por esta razão, freios magnéticos são inseridos no medidor, entre as duas faces do disco, com a função de reduzir a velocidade do disco, tomando-a proporcional a carga consumida naquele intervalo de tempo. O fluxo do freio também provoca correntes circulares no disco que, por sua vez, age contra o fluxo magnético das bobinas de corrente e tensão, provocando assim um torque negativo e balanceando a aceleração (DEPTA; 1999).

Os medidores eletromecânicos apresentam qualidade, robustez e tempo de vida por mais de trinta anos. Estes medidores ainda são a solução mais econômica para aplicações dedicadas simples, ou seja, somente medição de quilowatt/hora empregando dois registradores que correspondem a intervalos de tempo especificados à diferentes tarifas (SCHWENDTNER; 1996b).

Embora ainda seja o tipo de medidor mais usado atualmente, MIRANDA (1987) aponta algumas desvantagens com relação a estes medidores, tais como:

- Erros significativos em função das condições ambientais;
- Incerteza na medição com o tempo de vida;
- Operação adequada apenas para uma pequena faixa de frequência;
- Erros na presença de harmônicas de corrente (FLUKE DO BRASIL LTDA; 1999a);
- Falta de uma interface para sistemas computadorizados;
- Sujeito a fraudes.

Para garantir exatidão permanente nas medidas seria necessário uma aferição periódica nos medidores, porém seria inviável à concessionária mediante a relação custo/benefício. Algumas melhorias foram acrescentadas a estes medidores por meio de dispositivos eletrônicos, o que os tornam equipamentos híbridos.

2.2 Medidores Híbridos

Medidores mais funcionais passaram a ser uma exigência de mercado, principalmente por consumidores industriais. Daí, funções adicionais foram inseridas aos medidores eletromecânicos através de dispositivos eletrônicos acoplados, tornando-os medidores híbridos.

Primeiramente, a informação básica, ou seja, a rotação do disco, deve ser convertida para um dispositivo eletrônico. Esta conversão é feita por um dispositivo de pulso que age como uma espécie de conversor analógico/digital (AD) entre a informação analógica do medidor Ferraris e a entrada digital do dispositivo eletrônico acoplado. Os dispositivos de pulso são baseados em diferentes tecnologias com características distintas, entretanto uma padronização internacional vem se desenvolvendo (SCHWENDTNER; 1996a).

Assim, funções adicionais podem ser conectadas aos medidores eletromecânicos através do dispositivo de pulso, como por exemplo:

- Registros de valores históricos;
- Tarificação diferenciada;
- Registro a partir de um limiar de demanda;
- Portas de comunicação padrão para interface com sistemas digitais;
- Sistema de comunicação sofisticado através de modems, portadora na própria linha (*power line carrier*), ou transmissor/receptor de rádio.

A informação de saída dos medidores híbridos geralmente é apresentada por meio de um mostrador eletrônico na forma digital.

2.3 Medidores Eletrônicos

O próximo avanço nos medidores de energia elétrica foi a substituição total das partes mecânicas do medidor eletromecânico por componentes eletrônicos. Hoje, os medidores eletrônicos atendem todos os segmentos de mercado, oferecendo principalmente maior funcionalidade, confiança e precisão nas medidas.

Através do uso de transdutores, amostras analógicas dos sinais de tensão e corrente são obtidas e posteriormente convertidas na forma digital. A partir destes valores digitais, o processamento, baseado em microprocessador com memória não volátil, realiza os cálculos de uma variedade de parâmetros elétricos.

Além destas vantagens, mais as funções adicionais dos medidores híbridos, os medidores eletrônicos ainda possuem outras como:

- Condições ambientais não influem na precisão;
- Registro de diversos parâmetros elétricos;
- Tempo de vida não altera as características do medidor;
- Calibração automática (via programa);
- Substituição de vários medidores analógicos padrões;
- Opção mais econômica para medição por pré pagamento (SCHWENDTNER; 1996a);
- Melhoria na precisão mesmo com cargas não lineares (ANALOG DEVICES INC.; 1999);
- Meios de prevenção e detecção de fraudes (SEDDON & TAYLOR, 1987);
- Flexibilidade, pois permite a seleção de modos de operação (HARVEY; 1998);
- Possibilidade de reprogramação (EPRI POWER DELIVERY; 1999).

De forma bastante genérica, HARVEY (1998) divide um medidor eletrônico essencialmente em três blocos e mais outros três que podem fazer parte ou não do equipamento, dependendo do fabricante. São eles:

1. Bloco de captura de dados: executa a digitalização dos sinais e cálculos dos parâmetros elétricos. Em alguns casos é empregado um valor de limiar para determinar o que realmente deve ser calculado, como por exemplo, quando o valor RMS excede um certo valor. A quantidade de sinais monitorados depende do número de canais que o equipamento possui.
2. Bloco de armazenagem de dados: refere-se à forma que os dados capturados são mantidos por um determinado período de tempo pelo equipamento. Geralmente encontram-se nestes equipamentos memórias não voláteis, discos rígidos ou até mesmo opção para discos flexíveis.
3. Bloco de gerenciamento de dados: compreende a maneira pela qual os dados capturados e armazenados são disponibilizados para o usuário avaliá-los. Os recursos mais utilizados são mostradores digitais numéricos ou alfanuméricos, diversos tipos de vídeos e impressoras.
4. Bloco de manipulação de dados: são programas que permitem transformar os dados básicos obtidos do medidor (watt, var, kWh, etc) através de cálculos mais avançados que geram informações de desempenho do

sistema elétrico. Muitos destes programas são capazes de fornecer as informações geradas em forma de relatórios e gráficos.

5. Bloco de comunicação de dados: está associado à capacidade de transmissão de dados remotamente através de *modem*, rádio, ou redes. Somente recentemente os medidores eletrônicos vêm incorporando esta característica, a qual abre as portas para a possibilidade de avaliação dos parâmetros elétricos de diversas localidades simultaneamente.
6. Bloco de controle: realiza o controle de elementos do sistema elétrico através de programa que toma decisões baseadas nos dados coletados. Esta capacidade ainda é recente e muitas questões precisam ser consideradas para se confiar em tal abordagem.

Como pode-se perceber, uma variedade de possibilidades ainda se revelam com a utilização dos medidores eletrônicos, as quais já estão sendo exploradas comercialmente, como por exemplo, os sistemas de leitura remota automática, sistemas de medição centralizada e sistemas de controle. Os sistemas de Controle de Supervisão e Aquisição de Dados, conhecidos como SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*), por exemplo, permitem coletar informações de desempenho e controlar remotamente componentes importantes do sistema elétrico. O controle, neste tipo de sistema, geralmente é realizado por uma pessoa especializada através da interação com um computador pessoal ou mesmo pelo próprio computador que se baseia em um algoritmo definido pelo usuário do sistema SCADA.

Segundo HARVEY (1998), uma vez que os medidores eletrônicos estão se tornando mais baratos, menores e ao mesmo tempo com grande capacidade de comunicação, a qualidade de energia poderá ser considerada a partir de seu ponto de entrega, incorporando-se funções especiais aos medidores, e como consequência trará uma espécie de “conceito de serviço *premium*” às concessionárias distribuidoras de energia elétrica. Uma outra projeção futura para este tipo de instrumento está na utilização de programas baseados em inteligência artificial para análise dos dados e controle de componentes do sistema elétrico.

2.4 Protótipos Experimentais e Algoritmos

TURGEL (1974) é citado na literatura especializada como pioneiro no conceito de medidores digitais de energia elétrica e seu método abriu novos horizontes para a área de medição. Sua proposta foi a realização do cálculo da equação fundamental da potência média, dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_t i_t dt \quad \text{W}, \quad (1)$$

onde v_t e i_t são tensão e corrente instantâneas, usando integração numérica por métodos digitais. O valor de T é escolhido para ser um múltiplo do período de v e i ,

$$T = \frac{n}{f} \quad \text{s}, \quad (2)$$

onde n é um número inteiro positivo e f é a frequência do sinal. A partir de valores instantâneos, amostrados dos sinais de tensão e corrente, medidos simultaneamente em intervalos predeterminados, a potência média é calculada como

$$P = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} v_i i_i \quad \text{W}, \quad (3)$$

onde N é o número de pontos amostrados e v_i e i_i são os valores instantâneos de amostras da tensão e corrente respectivamente.

O processo de amostragem foi implementado por dois amplificadores de amostra e retenção (AR), conectados à dois conversores analógicos/digitais (AD) de 15 *bits* e controlados por um gerador de pulso. Através de um circuito de malha de fase travada, em inglês *phase-lock loop* (PLL), o ajuste de tempo do gerador de pulso tinha uma relação com o sinal de entrada, controlando desta forma a taxa de amostragem. As saídas analógicas dos amplificadores AR eram convertidas para números binários de complemento de dois e então multiplexadas para uma saída comum de 15 *bits*.

Um processador de propósito geral de 16 *bits*, inicialmente com 4 *Kbytes* de memória, foi selecionado para executar a aritmética binária. O dispositivo era a opção mais viável na época e oferecia uma facilidade relativa na alteração dos procedimentos e possibilitava a implementação de rotinas para verificação de falhas. Os testes empregados para a detecção de falhas internas compreendiam rotinas especiais que verificavam a seqüência dos dados armazenados na memória e se os valores excediam um limite máximo positivo ou negativo. A transferência das amostras digitalizadas dos conversores para o processador exigia uma interface especial e o tempo entre amostras era insuficiente para o canal de entrada/saída. Por estas razões, os dados eram transferidos através da memória de acesso direto.

O desempenho do sistema proposto por TURGEL (1974) foi comparado com um wattímetro eletrodinâmico e um conversor de tensão térmica diferencial (CTTD). A diferença em porcentagem entre o sistema digital e os dois equipamentos, que foram usados como padrões para comparação, esteve em torno de 0,02 %, de dc a 1 kHz, com exceção para as medidas com fator de potência zero. Para as frequências entre 2 kHz e 5 kHz (somente o CTTD) uma correção foi aplicada para a queda na resposta dos amplificadores AR, o que gerou portanto algumas incertezas nos resultados.

O trabalho de TURGEL (1974), desenvolvido há 25 anos, é regularmente citado em publicações da área e o algoritmo de medida descrito é o mais utilizado nos medidores eletrônicos comerciais.

HILL & ALDERSON (1981) também desenvolveram um wattímetro, desta vez baseado no microprocessador M68000 da Motorola. O equipamento realizava o cálculo da potência média em tempo real, utilizando a equação apresentada por TURGEL (1974). Os sinais de tensão e corrente eram rastreados por dois circuitos AR e então apresentados a um conversor AD de 12 *bits*, de maneira sequencial, por meio de um multiplexador analógico. Um detector era utilizado para identificar o primeiro ponto negativo de cada ciclo do sinal de tensão e então interromper o microprocessador que executava um contador. O tempo entre duas interrupções era avaliado para se obter o período do sinal, a partir do qual um novo intervalo de amostragem e o número de amostras eram calculados. O sistema realizava medição de potência nas faixas de frequências de dc a 1 kHz com precisão melhor que 0,5 % e rotinas de verificação de erro detectavam apenas falhas de programa. Pelo menos dois fatores, i) o número de *bits* do conversor analógico/digital e ii) a multiplexação analógica dos sinais, levaram os resultados dos autores a uma precisão inferior aos resultados apresentados por TURGEL (1974), descritos anteriormente, embora estes fatores fossem destacados em seu trabalho como importantes para o desempenho do sistema de medição digital.

CORNEY & PULLMAN (1987) projetaram um medidor baseado no microprocessador 8085 da Intel. A digitalização dos sinais era executada por dois conversores AD de 15 *bits* que eram disparados a um intervalo de amostragem previamente determinado pelo processador. Este intervalo de medida era derivado através da abordagem descrita no trabalho de HILL & ALDERSON (1981), que detecta o primeiro ponto negativo de cada ciclo do sinal, avalia o tempo entre duas identificações para definir um novo intervalo de amostragem. Além do cálculo da potência média, baseado nas equações descritas por TURGEL (1974), o sistema também realizava outras medidas a partir dos sinais

amostrados. Estas medidas incluíam os valores eficazes de corrente e tensão, potência aparente, potência reativa, fator de potência, ângulo de fase e frequência, cujas equações são descritas a seguir.

Teoricamente, o valor eficaz, também conhecido como valor médio quadrático ou, em inglês, RMS (*root-mean-square*), de um sinal de corrente ou tensão, denotado por x , é calculado por

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^T x_t^2 dt}{T}}, \quad (4)$$

ou, para onda senoidais, simplesmente

$$X_{rms} = \frac{x_{max}}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

onde T representa o período e x_{max} corresponde à amplitude máxima do sinal. Entretanto, os autores utilizaram as seguintes equações de integração numérica para o cálculo do valor RMS dos sinais de corrente e tensão pelo método digital:

$$\text{Valor RMS do sinal de tensão} \quad V_{rms} = \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} v_i^2 \right]^{1/2} \text{ V} \quad (6)$$

$$\text{Valor RMS do sinal de corrente} \quad I_{rms} = \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} i_i^2 \right]^{1/2} \text{ A} \quad (7)$$

onde N corresponde ao número de amostras do sinal.

Os cálculos das demais medidas foram derivados a partir do valor da potência média e do valor RMS de corrente e tensão, dados por P , I_{rms} e V_{rms} respectivamente. Assim,

$$\text{Potência aparente} \quad S = V_{rms} I_{rms} \text{ VA} \quad (8)$$

$$\text{Potência reativa} \quad Q = (S^2 - P^2)^{1/2} \text{ var} \quad (9)$$

$$\text{Fator de potência} \quad P/S \quad (10)$$

$$\text{Ângulo de fase} \quad \tan^{-1}\left(\frac{Q}{P}\right) \quad (11)$$

$$\text{Frequência} \quad \frac{1}{T} \quad (12)$$

onde T corresponde ao período do sinal.

O medidor ainda possuía a capacidade de poder operar como um medidor de watt-hora. Nesta função, o sistema possuía com um relógio usado para calcular a diferença de tempo entre a atualização das medidas. Tal diferença era multiplicada pelo valor da potência média mais recente para então ser acumulado. Nesta abordagem, assumia-se que a potência permanecia constante entre o intervalo de atualização que era de até dois segundos, dependendo da frequência do sinal.

Este sistema ainda contava com um painel frontal que permitia a exibição dos resultados através de mostradores luminosos, além de servir para propósitos de testes e calibração. O medidor de watt-hora também contava uma plataforma de interface padrão que possibilitava a integração com outros sistemas digitais. Durante a obtenção dos dados e processamento, algumas verificações eram realizadas no sistema para garantir que os sinais estivessem dentro dos limites de frequência e níveis definidos, além da verificação da estabilidade da frequência antes da apresentação dos resultados. Os testes realizados no sistema demonstraram uma precisão de 0,015% em frequências de até 400 Hz, e com fator de potência unitário. Para frequências de até 1 kHz e fator de potência unitário, obteve-se uma precisão de 0,03%. Acima desta frequência, houve uma redução na precisão, chegando a 0,5% em 5 kHz.

Um medidor de baixo custo e portátil foi desenvolvido por CARULLO & PARVIS (1997) para sistemas trifásicos de sinais com alta distorção. Tal medidor é direcionado a aplicações que utilizam inversores por modulação de largura de pulso, que é uma fonte de energia de frequência variável e, nestas condições, a frequência fundamental seria determinada incorretamente se a amostragem síncrona fosse empregada. Assim, o algoritmo do medidor realiza uma amostragem assíncrona dos sinais e opera no domínio do tempo, extraindo a frequência fundamental e harmônicas de baixa ordem, com pouca complexidade computacional.

Tanto a frequência fundamental como as harmônicas de baixa ordem são obtidas pelo processo de minimização do mínimo quadrático através de interpolação polinomial. Para a determinação da frequência fundamental, tenta-se encaixar um modelo de quatro parâmetros ao sinal amostrado S_i , onde três dos quatro parâmetros são lineares (nível dc S_0 , amplitude cosseno A_c e amplitude seno A_s). Portanto, tem-se

$$S_i = S_0 + A_c \cos(ki) + A_s \sin(ki) \quad (13)$$

$$k = \frac{2\pi f_f}{f_s} \quad (14)$$

onde f_f é a frequência fundamental e f_s é a frequência de amostragem.

No processo de estimação, uma janela de Hanning é utilizada para reduzir o efeito da amostragem assíncrona e produzir resultados significativos. A partir de um valor de frequência fundamental F_f , os três parâmetros lineares são estimados como

$$\begin{bmatrix} S_0 & A_c & A_s \end{bmatrix}^t = (U^t U)^{-1} U^t S_w \quad (15)$$

sendo,

$$U = \begin{bmatrix} w_1 & w_1 \sin(k) & w_1 \cos(k) \\ w_2 & w_2 \sin(2k) & w_2 \cos(2k) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ w_N & w_N \sin(Nk) & w_N \cos(Nk) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$S_w = [w_1 S_1, w_2 S_2, \dots, w_N S_N]^t \quad (17)$$

onde $[w_1, w_2, \dots, w_N]$ são os coeficientes da janela de Hanning e N é o número de amostras do sinal. Após a estimativa dos parâmetros, um modelo de sinal é obtido e a diferença quadrática R do sinal original é calculada como

$$R = [U \cdot [S_0, A_c, A_s] - S_w]^t \cdot [U \cdot [S_0, A_c, A_s] - S_w]. \quad (18)$$

O valor da frequência fundamental F_f é ajustado e o processo é repetido até que o valor da diferença quadrática R atinja determinado limiar. Portanto, é importante que o valor inicial da frequência fundamental F_f seja razoável para que a convergência ocorra em apenas algumas iterações, embora o processo de minimização possa também se encerrar com um fator de convergência insatisfatório.

A potência associada com diferentes harmônicas é determinada no domínio do tempo usando amostras correspondentes a um inteiro múltiplo do sinal. Uma vez que a frequência fundamental F_f tenha sido estimada, um processo de estimação semelhante, porém simplificado, é empregado para determinar somente as amplitudes cosseno A_c e seno A_s dos sinais de corrente e tensão, sendo

$$\begin{bmatrix} A_c & A_s \end{bmatrix}^t = (U'^t U')^{-1} U'^t S_w \quad (19)$$

onde

$$U' = \begin{bmatrix} w_1 \sin(k) & w_1 \cos(k) \\ w_2 \sin(2k) & w_2 \cos(2k) \\ \vdots & \vdots \\ w_N \sin(Nk) & w_N \cos(Nk) \end{bmatrix} \quad (20)$$

e S_w e w_i correspondem aos mesmos descritos anteriormente. Assim, o cálculo da potência média associado à primeira harmônica é dado por

$$P_1 = \frac{V_c I_c + V_s I_s}{2} \text{ W}, \quad (21)$$

onde V_c , V_s , I_c e I_s são as amplitudes cosseno e seno dos sinais de tensão e corrente respectivamente. O cálculo da potência média associado à próxima harmônica é realizado repetindo-se o mesmo procedimento a partir do sinal original subtraído dos valores do primeiro modelo estimado S_1 e dado por

$$S'_1 = U' \cdot [A_c, A_s]. \quad (22)$$

A simetria das matrizes proporciona uma simplificação na computação de três produtos e uma inversão de matriz, dado por $(U^t U)^{-1} U^t$, para apenas uma inversão de matriz.

Neste sistema desenvolvido pelos autores, os sinais são amostrados a uma frequência de 1 MHz, porém essa taxa é reduzida a 2,5 kHz por um processo de decimação para não transferir uma grande quantidade de dados para o algoritmo. Os autores adotaram a taxa de amostragem de 1 MHz porque propiciava a utilização de conversores AD de 8 *bits* e filtros *anti-aliasing* mais simples, reduzindo portanto o custo do aparelho. O medidor é constituído de um sistema de aquisição acoplado a um computador pessoal através da porta paralela ou através de uma placa especial conectada ao barramento, permitindo uma transferência mais rápida de dados. Os cálculos da frequência fundamental e potência são realizados em um computador pessoal 486DX33 em menos de 400 ms, permitindo 2,5 aquisições de dados por segundo.

No período de testes, o sistema foi avaliado com sinais de corrente e tensão e fator de potência unitário. Os resultados revelaram incertezas de 0,01% com o uso da janela de Hanning. Ainda, o desempenho do medidor foi comparado com um medidor comercial e diferenças de 1% foram obtidas, entretanto, este valor estava compatível com a precisão do medidor comercial.

YOUNG & DEVANEY (1998) apresentam um enfoque para medição de energia com monitoração múltipla, isto é, multi-circuito. O sistema, denominado "*digital power metering manifold*", resulta em economias de *hardware* analógico e digital, componentes de comunicação e redução da carga computacional. Ele consiste de um processador mestre e até 16 processadores escravos, onde cada processador escravo executa a medição de até dois circuitos trifásicos de quatro fios, até quatro circuitos trifásicos de três fios ou até oito circuitos monofásicos. O componente central tanto do mestre quanto dos escravos é o microcontrolador MC68HC16 da Motorola.

O processador mestre, que é o centro de controle, adquire todos os dados de tensão comum a todas as cargas alimentadas do painel. Todos os pontos do sinal de tensão, bem como o valor RMS, são fornecidos a todos os processadores escravos via um barramento de dados serial síncrono de alta velocidade. Ainda, o processador mestre executa tarefas como a determinação da frequência que é suprida pela abordagem descrita por HILL & ALDERSON (1981), fornecimento de um sinal (pulso) de amostragem síncrona para a aquisição de dados analógicos nos escravos, manutenção de um relógio, tratamento do mostrador local e comunicação remota entre todos os processadores.

Cada escravo usa os dados do sinal de tensão fornecidos pelo mestre, juntamente com os dados de corrente obtidos localmente, para o cálculo da potência aparente, potência ativa e reativa, bem como a demanda associada a cada circuito individual dos escravos. Uma vez que os escravos estão acoplados às suas cargas por transformadores de corrente, cada escravo é efetivamente isolado do sistema de potência.

O registro simultâneo dos dados de tensão pelo mestre e dos dados de corrente pelos escravos é um ponto crítico neste sistema, pois qualquer desvio resultaria em um deslocamento errôneo e irreal no fator de potência. Por esta razão, o mestre controla a amostragem síncrona enviando simultaneamente um sinal, o qual é gerado em resposta a frequência do sistema, a todos os circuitos AR. A frequência do sistema é estimada utilizando a abordagem descrita por HILL & ALDERSON (1981) e somente então o intervalo de amostragem é definido.

Através do barramento de dados, o mestre pode obter informações de estado, enviar comandos, receber amostras de dados de corrente e valores medidos dos circuitos dos escravos. Isto, por exemplo, possibilita o processamento e controle da interrupção dos circuitos por um hospedeiro remoto e a avaliação da contribuição de cada circuito para a demanda de pico.

O cálculo das grandezas elétricas é realizado por um algoritmo baseado em parâmetros estatísticos. A partir de N amostras de dados $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$, o valor RMS do sinal x é dado por

$$\begin{aligned} X_{RMS} &= G_x \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \right)^2} \\ X_{RMS} &= G_x \sqrt{\overline{x^2} - \bar{x}^2} \\ X_{RMS} &= G_x \sigma_x \end{aligned} \quad (23)$$

onde σ_x é o desvio padrão e G_x é um fator de escala dado por

$$G_V = \frac{V_{RMS_MAX} \sqrt{2}}{2^{B-1}} \quad (24)$$

$$G_I = \frac{I_{RMS_MAX} \sqrt{2}}{2^{B-1}}$$

onde G_V e G_I são os fatores de escala, V_{RMS_MAX} e I_{RMS_MAX} são avaliações de valores RMSs máximos associados às medidas tensão e corrente respectivamente, e B é o número de *bits* do conversor AD. O fator de escala necessariamente não faz parte do cálculo do valor RMS, servindo apenas para garantir que o valor calculado não exceda o número de *bits* do processador.

A potência real é calculada a partir de N amostras do sinal de tensão $v_0, v_1, \dots, v_{N-1}$, e do sinal de corrente $i_0, i_1, \dots, i_{N-1}$, amostrados no mesmo instante de tempo

$$P = G_V G_I \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} v_n i_n - \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} v_n \right) \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_n \right) \right) \text{ W} \quad (25)$$

$$P = G_V G_I (\overline{vi} - \overline{v} \overline{i}) \text{ W} \quad (26)$$

onde os termos em parênteses representam a média do produto subtraindo o produto das médias das amostras dos sinais. A potência aparente é dada por

$$S = V_{RMS} \times I_{RMS} \quad \text{VA.} \quad (27)$$

Este sistema de medição foi avaliado tendo como referência um medidor industrial de potência. Entretanto, somente o processador mestre, com todas as funções de um medidor independente, foi utilizado na avaliação. Os autores assumiram que, do ponto de vista do programa, todos os parâmetros obtidos para os cálculos seriam os mesmos para a mesma carga, tanto para o mestre quanto para os escravos. Assim, com a aquisição dos parâmetros pelo mestre e escravos, a precisão da medição dependeria somente da precisão dos conversores AD (do mestre e dos escravos) e da estabilidade dos circuitos de condicionamento analógico. Nesta condição, a avaliação do sistema de medição atingiu uma precisão de 0,1% para valores RMSs de corrente e tensão e 0,2% para potência, comparados com as leituras do medidor industrial. Os autores ainda sugerem um aperfeiçoamento do sistema aumentando-se a precisão dos conversores AD e duplicando a taxa de amostragem de 64 pontos para 128 pontos por ciclo.

Uma outra abordagem, que emprega um sistema de medição adaptativo, é apresentada por KUNG et al. (1998). Esta abordagem baseia-se em lógica *fuzzy*, que ajusta o número de pontos por ciclo dos sinais de corrente e tensão, de acordo com a periodicidade dos mesmo. Assim, quando um sinal apresenta formas de ondas periódicas, o sistema captura um número pequeno de pontos para reduzir o esforço computacional dos cálculos das medidas, enquanto

a captura de um número maior de pontos se faz necessária quando as formas de ondas do sinal apresentam influências aperiódicas de distúrbios e ruídos. O ajuste do número de pontos é baseado em regras *fuzzy* ótimas, as quais são refinadas por algoritmo genético sempre que as condições operacionais são alteradas. A introdução de algoritmo genético para a refinação da base de regras *fuzzy* reduz o procedimento de tentativa-e-erro geralmente empregado neste processo. O objetivo deste algoritmo é proporcionar uma taxa de amostragem variável e obter medidas precisas com relação aos sistemas que utilizam taxas de amostragem fixas e que ignoram a dinâmica dos sinais medidos. A redução da taxa de amostragem permite que o sistema fique livre para outras tarefas como comunicação e medidas de qualidade de potência.

Este algoritmo foi implementado em um sistema de medição de energia elétrica baseado em micro-controlador e utilizou-se as equações do algoritmo baseado em parâmetros estatísticos, descrito anteriormente, para o cálculo de potência e valores RMSs.

O algoritmo teve seu desempenho comparado, tendo como referência um medidor industrial. Uma carga não linear foi utilizada no teste com distorção harmônica total de aproximadamente 16% no sinal de corrente. Cento e dez medidas de valores de potência média e valores RMSs foram coletadas e o desvio padrão calculado para cada fator de decimação permitido pelo sistema de medição proposto. O sistema, operando com o menor fator de decimação, revelou ser três vezes mais estável do que o medidor industrial ao comparar o desvio padrão da medida de tensão. Entretanto, uma outra avaliação de medida em tempo real foi realizada, cuja carga utilizada foi uma lâmpada incandescente de 100 W. A diferença máxima relativa ao medidor industrial foi de 0,67% aplicando-se o fator de decimação máximo.

Um algoritmo baseado em *wavelets* para a medição da potência média e valores RMSs é proposto por YOON & DEVANEY (1998). Esta abordagem é direcionada a aplicações que tratam de problemas transitórios na rede de distribuição, como por exemplo faltas e chaveamento, enquanto para problemas estacionários, como por exemplo distorção harmônica e ruídos, a Transformada de Fourier é mais indicada.

A Transformada *Wavelet* (TW) decompõe um dado sinal em níveis, onde cada nível representa parte do sinal original em um determinado instante de tempo e em uma determinada banda uniforme de frequências. O sinal decomposto em níveis pode então ser analisado tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, pois cada nível possui a propriedade de localização de frequência no tempo, que é uma das principais vantagens da Transformada *Wavelet*. Entre o conjunto de níveis gerados pela TW, o nível

mais inferior, denominado pelos autores de nível de escala, representa as frequências mais baixas enquanto os níveis subseqüentes, denominados de níveis *wavelets*, representam as frequências mais altas. A decomposição do sinal é realizada por pares de filtros passa-baixa e passa-alta de resposta infinita ao impulso (RII), devido a boa seletividade de frequências e eficiência computacional, embora filtros de resposta finita ao impulso (RFI) fossem também utilizados nos testes.

Um vez que os sinais de corrente e tensão são decompostos em níveis e estes níveis podem ser analisados tanto na frequência quanto no tempo, então a média da somatória do produto dos níveis de corrente e tensão associados representa a contribuição destes níveis à potência média total. A somatória da potência média destes níveis resulta, então, na potência média total do par de sinais. Da mesma forma, a raiz quadrada da média quadrada dos pontos de cada nível do sinal decomposto produz a respectiva contribuição do nível para o valor RMS total, enquanto a raiz quadrada da soma quadrada do valor RMS de cada nível produz o resultado total. Portanto, os valores RMSs e potência média são distribuídos pelos níveis dos sinais de corrente e tensão decompostos. Em resumo, o cálculo da potência média e dos valores RMSs são realizados de acordo com as equações descritas por TURGEL (1974) e CORNEY & PULLMAN (1987) para cada nível. A soma destes cálculos por nível representa o resultado final para a potência ativa e, no caso do valor RMS, a raiz quadrada da soma quadrada representada o valor final.

O desempenho do algoritmo foi avaliado sobre dois conjuntos de dados estacionários, sendo o primeiro com sinais analíticos e o segundo com sinais obtidos de um sistema de potência industrial. Os autores optaram por dados estacionários para poder comparar os resultados de cada nível da Transformada *Wavelet* com a Transformada de Fourier, embora esta abordagem de medição seja mais indicada para sinais com características transitórias.

Para o teste com os sinais analíticos, valores “verdadeiros” totais e por níveis foram calculados para potência média e RMS dos sinais de corrente e tensão. Duas Transformadas *Wavelets*, sendo uma empregando filtros RFI e a outra empregando filtros RII, foram usadas nesta avaliação. Os resultados revelaram que, comparados aos valores “verdadeiros”, ambos os filtros produziram valores totais precisos, porém a TW com filtros RII obteve os melhores resultados por nível. A avaliação com sinais de um sistema de potência industrial teve como referência apenas o cálculo da potência média a partir da Transformada Rápida de Fourier (TRF). Neste caso, três Transformadas *Wavelets* foram usadas, sendo duas com filtros RII (comprimentos 6 e 4) e uma com filtro FIR. Os resultados mostraram valores similares comparados por nível entre a Transformada Rápida de Fourier e a TW com o filtro RII de

comprimento 6. Embora o algoritmo apresentasse resultados precisos com sinais estacionários, a sua avaliação não foi realizada em condições para o qual é destinado.

Um algoritmo para medição de energia elétrica, que utiliza a representação dos sinais no domínio da frequência, é apresentado por MONTAÑO et al. (1993). Este algoritmo realiza os cálculos dos valores RMSs e das potências aparente, ativa e reativa.

A representação dos sinais de corrente e tensão no domínio da frequência ocorre via Transformada Discreta de Fourier (TDF), a partir dos conjuntos de N dados reais dos respectivos sinais relativos a um período. Na forma matemática tem-se,

$$\begin{aligned} V(k) &\leftrightarrow v(n) \\ I(k) &\leftrightarrow i(n) \end{aligned}$$

onde k e n correspondem a valores inteiros entre 0 e $N-1$ e $V(k)$ e $I(k)$ denotam as TDF dos sinais de tensão $v(n)$ e corrente $i(n)$.

Uma vez que o algoritmo da TDF pode tratar uma sequência de entrada com valores complexos, pode-se então tirar vantagem desta capacidade do algoritmo usando duas sequências de entrada de valores reais. Assim,

$$A(k) \leftrightarrow v(n) + ji(n). \quad (28)$$

Obtida a TDF da sequência de entrada com valores complexos, agora os respectivos espectros de $v(n)$ e $i(n)$ são separados usando uma pequena quantidade de cálculo adicional (PROAKIS & MANOLAKIS; 1996), sendo

$$\begin{aligned} V(k) &= \frac{1}{2} [A^*(N-k) + A(k)] \\ I(k) &= \frac{j}{2} [A^*(N-k) - A(k)] \end{aligned} \quad (29)$$

onde $*$ denota o complexo conjugado.

Os valores RMSs e a potência aparente calculados a partir $V(k)$ e $I(k)$ são dados por

$$V^2(k)_{rms} = \frac{2}{N^2} \{ \text{Re}[V(k)]^2 + \text{Im}[V(k)]^2 \} \quad V \quad (30)$$

$$I^2(k)_{rms} = \frac{2}{N^2} \{ \text{Re}[I(k)]^2 + \text{Im}[I(k)]^2 \} \quad A \quad (31)$$

$$S^2 = \sum_{k=0}^{(N/2)-1} V^2(k)_{rms} \sum_{k=0}^{(N/2)-1} I^2(k)_{rms} \quad \text{VA} \quad (32)$$

a potência ativa por

$$P(k) = \frac{2}{N^2} \{ \text{Re}[V(k)] \text{Re}[I(k)] + \text{Im}[V(k)] \text{Im}[I(k)] \},$$

$$P = \sum_{k=0}^{N/2-1} P(k), \quad \text{var}$$
(33)

e a potência reativa por

$$Q(k) = \frac{2}{N^2} \{ \text{Re}[I(k)] \text{Im}[V(k)] - \text{Re}[V(k)] \text{Im}[I(k)] \},$$

$$Q = \sum_{k=0}^{(N/2-1)} Q(k) \quad \text{var},$$
(34)

ou ainda,

$$Q = \sqrt{S^2 - P_{ac}^2} \quad \text{var},$$
(35)

onde $k=0, 1, 2, \dots, (N/2)-1$.

Para o cálculo da TDF pelo método convencional é necessário que os conjuntos completos dos dados estejam disponíveis para o início da execução. Devido a esta desvantagem, os autores sugerem a utilização do método de Goertzel na implementação do algoritmo, que realiza uma operação de filtragem linear para a obtenção dos espectros. O método de Goertzel possibilita a execução de alguns cálculos no intervalo de tempo entre a amostragem de pontos e, somente depois que todos os pontos foram processados, um cálculo final relativamente simples é realizado para computar a TDF. Entretanto, este método é interessante somente quando um número pequeno de M valores da TDF precisa ser calculado, onde $M \leq \log_2 N$.

Uma simulação experimental foi realizada usando a linguagem de programação C para a implementação do algoritmo em um computador pessoal. Tanto o método de Goertzel quanto a Transformada Rápida de Fourier foram utilizados. Embora levando ao mesmo resultado, a TRF é aproximadamente $N/\log_2 N$ mais rápida quando o espectro completo é necessário. Três pares de corrente e tensão foram definidos em três situações diferente para as simulações, sendo: senoidal, não senoidal e não senoidal realística. Para a segunda situação, a distorção harmônica total (DHT) foi de 50% para o sinal de corrente, enquanto na terceira situação o valor da DHT para o sinal de tensão foi de 5% e aproximadamente 50% para o sinal de corrente. Todos os sinais foram amostrados com 16 pontos por período.

Os valores obtidos na simulação experimental realizada no computador pessoal foram comparados com os resultados adquiridos através de uma nova implementação do algoritmo. A segunda implementação baseou-se em *hardware*, mais especificamente no processador digital de sinais (PDS) TMS32010 da Texas Instrument. Assim, os mesmos conjuntos de sinais, utilizados na primeira avaliação, foram armazenados na memória do PDS para o

processamento. Os cálculos foram executados usando aritmética de ponto fixo e representação pelo complemento de dois, em 16 *bits*. Nesta avaliação, o algoritmo foi implementado empregando o método de Goertzel, embora não fosse mais eficiente comparado à TRF, uma vez que o número de pontos necessários para os cálculos era maior que $\log_2 N$. O erro máximo encontrado nos testes chegou a 0,1% para os sinais da terceira situação. Apenas erros de quantização, ou seja, o comprimento finito de *bits* do PDS, foi considerado pelos autores e simulações em tempo real não foram realizadas.

2.5 Implementações

Os algoritmos, para os cálculos das grandezas elétricas, discutidos anteriormente, foram implementados com a finalidade de avaliá-los e compará-los. Especificamente, as equações descritas por TURGEL (1974) e CORNEY & PULLMAN (1987), o algoritmo proposto por CARULLO & PARVIS (1997), o algoritmo baseado em parâmetros estatísticos de YOUNG & DEVANEY (1998) e o algoritmo de MONTAÑO et al. (1993), que realiza os cálculos utilizando a representação do sinal no domínio da frequência, foram implementados. A ferramenta Matlab foi empregada na implementação dos algoritmos e na simulação dos sinais. Apenas o último, o algoritmo de MONTAÑO et al. (1993), foi também implementado em linguagem *assembly* para o processador digital de sinais DSP56002 da Motorola. A seguir serão discutidos os detalhes e resultados destas implementações e testes.

2.5.1 Matlab

Todos os algoritmos foram implementados usando a ferramenta Matlab, entretanto, algumas considerações feitas por YOUNG & DEVANEY (1998) e CARULLO & PARVIS (1997) foram ignoradas para que os resultados destes algoritmos pudessem ser diretamente comparados com os demais. No caso do algoritmo baseado em parâmetros estatísticos, apenas o fator de escala foi desconsiderado, o que não alterou suas características. Já com o algoritmo de CARULLO & PARVIS (1997), não se considerou a amostragem assíncrona do sinal, o que fez dispensar o emprego da janela de Hanning, e a estimativa da frequência, uma vez que o interesse se concentrou apenas no cálculo do valor eficaz e da potência ativa.

O primeiro experimento consistia no cálculo do valor eficaz, enquanto o segundo no cálculo da potência média, utilizando sinais distorcidos com componentes harmônicas e ruído. No teste com o cálculo do valor eficaz, o sinal foi distorcido com componentes harmônicas em 0% (normal), 1%, 5%, 10%, 20%, 30%, 40% e 50%, sendo que 70% de cada distorção concentrava-se na 3ª harmônica e os 30% restantes na 5ª harmônica. A escolha das harmônicas ímpares para a distorção é devido à sua predominância nos sistemas de corrente alternada na prática (FLUKE DO BRASIL LTDA; 1999a). Os ruídos foram gerados nas mesmas proporções e estas duas formas de distorção foram combinadas, gerando 64 exemplos de sinais. Ainda, o cálculo foi realizado sobre 1, 2 e 4 ciclos do sinal amostrado em 128, 256 e 512 pontos respectivamente. Cada valor eficaz de cada algoritmo foi obtido como o resultado da média de dez simulações sob as mesmas condições, ou seja, número de ciclos, distorção harmônica e ruído. As tabelas com os valores eficazes obtidos encontram-se no Apêndice.

Tomando como referência a Equação (6) descrita por CORNEY & PULLMAN (1987), a qual recebe também o nome de valor RMS verdadeiro, pode-se então chegar as seguintes observações e conclusões sobre os demais algoritmos:

- somente a presença de harmônicas não provocou diferenças entre os algoritmos;
- o algoritmo de CARULLO & PARVIS (1997) apresentou inicialmente erro de 0,015% nos testes com 1% de ruído, totalizando 4 ocorrências. A partir dos testes com 5% de ruído, todos apresentaram erros que, na maioria dos casos, tiveram uma tendência de aumento à medida do acréscimo da porcentagem de ruído;
- analisado os resultados do algoritmo de CARULLO & PARVIS (1997) pelo número de ciclos, observa-se um aumento do erro de acordo com o acréscimo do número de ciclos empregados nos cálculos; todavia, os erros seguiam uma tendência de queda à medida que se aumentava o número de ciclos e a distorção harmônica;
- ainda sobre o algoritmo de CARULLO & PARVIS (1997), o erro máximo encontrado foi de 19,13%, no teste com 4 ciclos, 1% de harmônica e 50% de ruído, sendo que os demais algoritmos não apresentaram erros nestas condições;
- o algoritmo de YOUNG & DEVANEY (1998) apresentou erros a partir de testes com 10% de ruído, sendo um único erro de 0,014% nesta condição com 10% de harmônicas em 1 ciclo do sinal. A medida que se aumentou a porcentagem de ruído, observa-se também um aumento no número de erros, mas não necessariamente na proporção destes;
- o erro máximo produzido pelo algoritmo de YOUNG & DEVANEY (1998) foi de 0,234% no teste com 1 ciclo, 30% de distorção harmônica e 40% de ruído; nestas

mesmas condições, os algoritmos de CARULLO & PARVIS (1997) e MONTAÑO et al. (1993) obtiveram erros de 6,99% e 0,12%, respectivamente;

- analisando o algoritmo de YOUNG & DEVANEY (1998) pelo número de ciclos, a quantidade de erros tende a cair à medida que se aumenta o número de ciclos do sinal;
- a quantidade de erros apresentada pelo algoritmo de MONTAÑO et al. (1993) foi inferior comparada aos demais algoritmos conforme mostra as Tabela 1 e Tabela 2; neste algoritmo, os erros surgiram a partir dos testes com 20% de ruído;
- embora o número de erros produzidos pelo algoritmo de MONTAÑO et al. (1993) tenha sido menor, a proporção destes necessariamente não apresentava uma linearidade com relação as alterações do número de ciclos ou porcentagem de ruído ou harmônica, e nem tampouco esta proporção era sempre inferior aos erros do algoritmo de YOUNG & DEVANEY (1998);
- para o algoritmo de MONTAÑO et al. (1993), o maior erro encontrado foi de 0,13% no teste com 2 ciclos, 5% de harmônicas e 30% de ruído; nestas mesmas condições, os algoritmos de CARULLO & PARVIS (1997) e YOUNG & DEVANEY (1998) obtiveram erros de 6,99% e 0,0% respectivamente.

Tabela 1 – Quantidade de erros por porcentagem de ruído.

Algoritmos	Ruídos							
	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
Young & Devaney	0	0	0	1	4	9	15	16
Montaño et al.	0	0	0	0	3	7	9	11
Carullo & Parvis	0	4	24	24	24	24	24	24

Tabela 2 – Quantidade de erros por número de ciclos.

Algoritmos	Número de Ciclos		
	1c	2c	4c
Young & Devaney	21	16	8
Montaño et al.	14	10	5
Carullo & Parvis	49	50	50

A segunda avaliação realizada consistiu no cálculo da potência média de acordo com as equações 3, 21, 26 e 33. Os sinais gerados pela ferramenta Matlab também foram distorcidos com componentes harmônicas e defasados. Diversas combinações de distorção harmônica e defasagem foram criadas e os cálculos foram executados sob 1, 2 e 4 ciclos dos sinais. Os resultados, nestas condições, foram iguais para todos os algoritmos. A distorção dos sinais com ruídos não foi considerada nesta segunda avaliação, uma vez que exigiria diversas combinações e, na avaliação anterior, nenhum dos algoritmos se revelou ideal sobre esta condição em particular.

Como foi visto, a distorção do sinal somente com componentes harmônicas não gerou erros entre os algoritmos nas avaliações do cálculo do valor eficaz e potência média, mas a presença de ruído gerou erros nos algoritmos avaliados pelo cálculo do valor eficaz. No entanto, o aumento no número de ciclos empregados nos cálculos reduziu a quantidade de erros nos algoritmos de YOUNG & DEVANEY (1998) e MONTAÑO et al. (1993), sendo que para o algoritmo de CARULLO & PARVIS (1997), esta condição manteve praticamente o mesmo número de erros, aumentando inclusive a proporção destes. O algoritmo de MONTAÑO et al. (1993) obteve o melhor desempenho, apresentando ocorrências de erros inferiores aos demais e somente a partir dos testes com 20% de ruído. Vale também ressaltar que o algoritmo de CARULLO & PARVIS (1997) pode requerer um maior tempo computacional para a realização dos cálculos e não é direcionado à aplicações em tempo real. Portanto, cabe ainda uma consideração dos algoritmos quanto à sua aplicação e simplicidade de implementação.

2.5.2 DSP56002

Apenas o algoritmo de MONTAÑO et al. (1993) foi implementado no processador digital de sinais DSP56002 da Motorola. Tal implementação foi dispendiosa e a mais importante, pois exigiu a criação de uma estrutura de programação que serviu como base para o desenvolvimento do medidor de energia elétrica. O trabalho de implementação do algoritmo foi dividido em duas etapas: a elaboração do código em *assembly* do algoritmo propriamente dito e a sua adaptação para operar em tempo real com os sinais digitalizados diretamente do conversor analógico/digital.

O código do algoritmo desenvolvido trata os sinais de corrente e tensão amostrados em 128 pontos e armazenados na memória. Os sinais são transformados para o domínio da

frequência pela TRF e os cálculos dos valores RMSs, potência aparente, potência ativa e potência reativa são executados na sequência, segundo as equações descritas pelos autores.

Para a validação deste código, um teste realizado por MONTAÑO et al. (1993) foi repetido e os resultados comparados. Os autores do algoritmo o implementaram e realizaram este teste no processador digital de sinais TMS32010, da Texas Instruments. Os sinais de corrente e tensão, com amplitudes de 100 e 240 e ângulos de fase de -30° e 0° respectivamente, foram gerados através do Matlab e posteriormente armazenados na memória do DSP56002 para a execução dos cálculos. Os resultados obtidos por simulação no Matlab, por MONTAÑO et al. (1993) e pelo DSP56002 são apresentados na Tabela 3, com as respectivas porcentagens de erro.

Tabela 3- Resultados comparativos do algoritmo de Montaño et al. entre os PDSs TMS32010 e DSP56002.

Parâmetros	Simulação	TMS32010	erro	DSP56002	erro
Potência Aparente (VA)	24000	23993	0,0291%	23999.59	0,0017%
Potência Ativa (W)	20785	20774	0,053%	20784.87	0,0006%
Potência Reativa (var)	12000	12009	0,075%	12000	0,0%

As vantagens do algoritmo implementado no DSP56002 da Motorola com relação ao TMS32010 da Texas Instruments está diretamente associada com a resolução do processador, pois o primeiro permite a representação dos dados em até 48 *bits*, enquanto no segundo os dados são representados em apenas 16 *bits*. Como pode-se observar, o PDS da Motorola proporciona uma precisão melhor em 1711,8 % no cálculo da potência aparente e 8833,33% no cálculo da potência ativa, comparadas com os valores obtidos pelo TMS23010. No caso do cálculo da potência reativa, o PDS da Motorola não obteve erros de precisão.

3 Qualidade de Energia Elétrica

O termo qualidade de energia elétrica refere-se a determinadas variações no sistema de potência, com origens a partir de causas diversas, que podem acarretar problemas de falhas e mal funcionamento em equipamentos elétricos, entre outros. Esta área de pesquisa tem atraído a atenção de pesquisadores e empresas nos últimos anos, resultando em uma grande quantidade de trabalhos publicados, baseados em diferentes enfoques sobre o assunto. O monitoramento da qualidade de energia em sistemas de distribuição tem sido relatado em diversos artigos publicados, como por exemplo, BARKER et al. (1994), GUNTER & MEHTA (1995), DORR et al. (1995), HUGHES et al. (1993), os quais descrevem essencialmente a elaboração de um programa específico de monitoramento, as medições realizadas e a interpretação dos dados coletados. Analisando-se estes trabalhos, observa-se que não existe uma regra geral e única para caracterizar as variações do sistema de potência, bem como para realizar suas medidas.

Assim, MELHORN & MCGRANAGHAN (1995) reuniram em seu trabalho métodos de caracterização das variações do sistema de potência, equipamentos existentes para monitoramento da qualidade de energia e análise de dados coletados, para servir como uma referência em medidas de qualidade de energia. Entretanto, este trabalho é baseado nas normas do INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS (IEEE) STD 1159 (1995) denominado de “práticas recomendadas para o monitoramento de qualidade de energia elétrica”. Este documento, por sua vez, tem o objetivo de estabelecer uma terminologia consistente para qualidade de energia de energia elétrica, além de recomendações de técnicas de medidas, interpretação de resultados, equipamentos de medidas entre outros tópicos relacionados ao assunto.

O IEEE STD 1159 (1995) classifica basicamente as variações do sistema de potência como transitórios, *sags*, *swells*, interrupções, desequilíbrios de tensão, distorções de forma de onda, flutuações de tensão e variações de frequência. Esta classificação é apresentada a seguir, além de uma breve descrição sobre instrumentos de monitoramento da qualidade de

energia elétrica. Alguns termos técnicos serão mantidos em seu idioma de origem, no caso a língua inglesa, por não se encontrar uma tradução apropriada para a língua portuguesa.

3.1 Transitórios

O termo **transitório** é um distúrbio que pode ser definido como um impulso na forma de onda ac que ocorre entre dois estados estacionários consecutivos e cujo intervalo de tempo é no máximo alguns poucos milissegundos. A magnitude do pico e o tempo de duração são as principais características dos transitórios. Todas as classes de equipamentos sofrem com a ocorrência destes fenômenos eletromagnéticos e problemas como a degradação ou falha dielétrica imediata são resultados de transitórios provocados por raios ou operações de comutação. Os transitórios com picos de alta magnitude e rápido tempo de ascensão contribuem para colapso de material isolante em equipamentos elétricos, enquanto aqueles com uma magnitude de pico menor, porém repetida, causam degradação lenta e eventuais falhas de isolamento, reduzindo o tempo médio entre falhas dos equipamentos. Os transitórios são classificados em duas categorias, transitório impulsivo e transitório oscilatório, que refletem a forma de onda dos sinais de corrente e tensão.

O **transitório impulsivo** é uma mudança no sinal de corrente ou tensão unidirecional em polaridade (ou norte ou sul) e caracteriza-se pela magnitude do pico, velocidade de ascensão e declínio e tempo de duração. A Tabela 4 informa a velocidade de ascensão e duração típicas dos transitórios impulsivos, segundo IEEE STD 1159 (1995).

Tabela 4 - Caracterização do distúrbio transitório impulsivo.

Transitório Impulsivo	Velocidade de Ascensão Típica	Duração Típica
Nanosegundos	5 ns	< 50 ns
Microsegundos	1 μ s	50 ns a 1 ms
Milesegundos	0.1 ms	> 1 ms

Os transitórios impulsivos são causados principalmente por raios e a Figura 5 ilustra um exemplo em um sinal de corrente.

Figura 5 - Transiente impulsivo de um sinal de corrente causado por raio.

FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.13.

As altas frequências envolvidas nos transientes impulsivos são amortecidas rapidamente por componentes de circuitos resistivos e assim não são propagados muito além de sua origem. Contudo, os transientes impulsivos podem também excitar circuitos de ressonância dos sistemas de potência e produzir os transientes oscilatórios.

O distúrbio transiente oscilatório também é uma mudança rápida no sinal de corrente ou tensão, porém possui polaridades norte e sul. Sua caracterização é dada pelo seu conteúdo espectral (frequências predominantes), magnitude de pico e tempo de duração. A Tabela 5 informa o conteúdo espectral e duração típicos dos distúrbios transientes oscilatórios, segundo IEEE STD 1159 (1995).

Tabela 5 - Caracterização do distúrbio transiente oscilatório.

Transiente Oscilatório	Conteúdo Espectral Típico	Duração Típica
Baixa Frequência	< 5 kHz	0,3 – 50 ms
Média Frequência	5 – 500 kHz	20 μ s
Alta Frequência	0,5 – 5 MHz	5 μ s

O transitório oscilatório de baixa frequência é considerado aquele com componente de frequência primária menor que 5 kHz e tempo de duração entre 0,3 e 50 ms. Este tipo de transitório oscilatório é encontrado freqüentemente em sistemas de distribuição e subtransmissão e é causado por muitos tipos de eventos, principalmente por energização de banco de capacitores, conforme ilustra a Figura 6

Figura 6 - Transitório oscilatório de baixa frequência gerado pela energização de banco de capacitores. FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.15.

Componentes de frequência primária entre 5 e 500 kHz de um transitório oscilatório, com tempo de duração variando entre algumas dezenas de microsegundos, passa a ser referenciado como um transitório oscilatório de média frequência. A energização de um banco de capacitores próximo a um outro banco de capacitores, já ativo, pode provocar ressonância e gerar um transitório oscilatório de média frequência, conforme ilustra a Figura 7. Os transitórios oscilatórios de média frequência também podem ser um resultado da resposta do sistema a um transitório impulsivo.

Figura 7 - Transiente oscilatório de média frequência produzido pela ressonância entre capacitores.

FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.14.

Os transientes oscilatórios com componente de frequência primária superior a 500 kHz e com tempo de duração em microsegundos são considerados **transientes oscilatórios de alta frequência**, cuja origem está quase sempre associada a eventos de chaveamento. Esta classificação de transiente oscilatório pode também ser o resultado de uma resposta do sistema local a um transiente impulsivo.

O conteúdo de frequência de um transiente revela a boa caracterização do fenômeno e portanto o sucesso de todo um trabalho sobre qualidade de energia elétrica, quando este inclui a detecção de transientes. Vários tipos de transientes, com relação a causa, podem ser distinguidos com taxas de amostragem de aproximadamente 2 MHz ou superiores. Os instrumentos para a detecção de transientes geralmente possuem limitações quanto a forma de medição e armazenagem. Alguns, por exemplo, utilizam circuitos AR para determinar a magnitude do pico, mas deixam de obter outros detalhes do impulso como o conteúdo espectral e o tempo de ascensão, além da armazenagem da forma de onda. Esta classe de instrumento, portanto, não oferece nenhuma informação detalhada para a determinação da causa dos transientes. Entretanto, outros instrumentos usam memórias de armazenamento circulares para gravar os impulsos e geralmente empregam valores limiares para dispararem o circuito de captura. Alguns ainda são capazes de gravar um impulso somente quando há uma mudança na informação do tempo de duração e magnitude do pico entre impulsos sucessivos (SIMPSON; 1998).

3.2 Sags, Swells e Interrupções

Sags, *swells* e interrupções são variações estacionárias do sistema de potência classificadas como variações de curta duração ou de longa duração. As variações de curta duração ainda são classificadas como instantâneas, momentâneas e temporárias. Para as variações de longa duração estes três eventos recebem os nomes de subtensões, sobretensões e interrupções sustentadas respectivamente. A Tabela 6 representa as variações destes três eventos com a duração típica de cada um, segundo IEEE STD 1159 (1995).

Tabela 6 - Variações de duração de *sags*, *swells* e interrupções.

<i>Sags</i> , <i>Swells</i> e Interrupções	
Variações	Duração Típica
Instantâneos	0,5 à 30 ciclos
Momentâneos	30 ciclos à 3 s.
Temporários	3s à 1 min.
Longa Duração	> 1 min.

A interrupção de operações em equipamentos é o principal problema provocado por *sags*, *swells* ou interrupções, mesmo quando a ocorrência de um dos fenômenos seja de duração instantânea. Tal problema, por exemplo, pode afetar certas cargas de processos críticos em fábricas, que exigiriam horas para um novo início. Por este motivo, entre outros, o monitoramento passa a ser muito importante para determinar o fenômeno eletromagnético que provocou tal falha, para então determinar uma solução apropriada.

Os *sags* e as subtensões correspondem à um decréscimo no valor RMS do sinal de tensão a partir de um valor limite determinado e ambos são distinguidos somente pelo tempo de duração, pois o fenômeno *sag* recebe o nome de subtensão após um minuto de duração a partir do início de sua ocorrência. Alguns problemas típicos causados por estes dois eventos são reinícios de computadores, perda de dados, perda de memória e em alguns casos superaquecimento de componentes (DORR; 1995). Os *sags* geralmente estão associados a faltas de sistema mas também podem ser causados pela comutação de cargas pesadas ou o início de funcionamento de grandes motores, enquanto as *subtensões* estão relacionadas a uma grande variedade de causas além de faltas. Ambos os fenômenos são tipicamente

controlados por equipamentos de regulação de tensão, que devolvem o sinal para dentro de um limite de tolerância. A Figura 8 mostra um típico *sag* de tensão associado a uma condição de falta remota.

Figura 8 – Sag típico causado por uma condição de falta remota.

FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.17.

Como citado anteriormente, os *sags* podem causar a interrupção de operações de vários equipamentos. Geralmente, este tipo de fenômeno é percebido por controladores de processos eletrônicos equipados com circuitos de detecção de faltas. Uma vez notada a ocorrência de *sags*, estes controladores iniciam a parada de atividades de outras cargas menos sensíveis. Uma alternativa para a solução deste problema é a viabilização de transformadores que mantivessem o sinal de tensão dentro de uma faixa adequada durante a ocorrência de *sags*.

Apesar dos problemas citados pela presença de *sags*, alguns equipamentos geralmente não apresentam qualquer defeito de funcionamento ou dano, principalmente os dispositivos eletrônicos que possuem uma bateria de energia como reserva. Outros, entretanto, podem apresentar leves alterações, como por exemplo a redução da luminosidade de uma lâmpada.

A ocorrência de subtensões pode também provocar alterações, falhas e até mesmo a interrupção do funcionamento de equipamentos de maneira similar aos *sags*, porém em uma proporção mais significativa devido ao tempo de duração do evento.

Os *swells* e as sobretensões são os opostos dos eventos *sags* e subtensões respectivamente, pois eles representam um acréscimo do valor RMS do sinal de tensão a partir de um valor limite determinado. De forma similar, os *swells* e as sobretensões se diferenciam somente pelo tempo de duração, sendo os *swells* equivalentes às variações de curta duração e as sobretensões às variações de longa duração. Ambos os fenômenos podem

causar superaquecimento e destruição de componentes, dependendo do tempo de duração e porcentagem acima do valor nominal, além de dispararem dispositivos de proteção que podem resultar em perdas de memória e dados durante o reinício do equipamento (DORR; 1995). Embora os *swells* sejam menos freqüentes do que os *sags*, eles estão também associados às condições de faltas do sistema, desativação de uma grande carga ou ativação de um grande banco de capacitores. Igualmente, as sobretensões estão também associadas à desativação de uma grande carga ou ativação de banco de capacitores, além da baixa capacidade de regulação de tensão do sistema e derivações incorretas de transformadores. A Figura 9 exemplifica uma situação de *swell* causada também por uma condição de falta remota.

Figura 9 - *Swell* causado por uma condição de falta remota.

FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.19.

Os *swells* podem provocar a degradação de componentes dos equipamentos, dependendo da freqüência de ocorrência, levando-os a uma redução do tempo de vida. Em dispositivos eletrônicos, os *swells* ainda podem causar instantaneamente efeitos de falhas no funcionamento, além do disparo de dispositivo de proteção, se existir, que pode resultar em perda de memória ou dados durante o reinício do equipamento. Em alguns relês de proteção, por exemplo, um aumento de tensão poderia causar operações indesejáveis, enquanto outros já não seriam afetados. Um outro exemplo do efeito do *swells* seria o aumento de intensidade de luz de um dispositivo luminoso.

De maneira similar às subtensões com relação aos *sags*, os problemas causados pelas sobretensões são praticamente os mesmos provocados pelos *swells*, tendo, às vezes, um agravamento maior devido ao tempo de duração do evento.

As interrupções e interrupções sustentadas referem-se à perda de tensão, com a magnitude do sinal geralmente inferior a 10% do seu valor nominal. As variações destes dois

eventos com relação ao tempo de duração estão descritos na Tabela 6, apresentada anteriormente, sendo as interrupções sustentadas correspondentes a uma extensão do tempo de duração da interrupções para além de um minuto. As interrupções podem ser resultado de faltas no sistema de potência, falhas de equipamento e pane no sistema de controle. Geralmente, uma interrupção é precedida de *sags*, quando a causa refere-se a falta e tal situação é ilustrada na Figura 10. Neste caso, os *sags* acontecem entre o tempo de início da falta e a operação de dispositivos de proteção da concessionária. As interrupções sustentadas são geralmente permanentes por natureza e exigem intervenção manual para restauração do sinal de tensão. Suas causas podem ser variadas, incluindo atuação indevida de disjuntores, queima de fusíveis, falhas de cabos de alimentação da concessionária e falhas de componentes de circuitos.

Figura 10 - Interrupção momentânea causada por uma falta.

FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.16.

As interrupções, mesmo que instantâneas, podem afetar equipamentos eletrônicos e de iluminação, provocando desde operações indesejáveis até a parada total do funcionamento do equipamento. Em algumas situações, as interrupções podem ainda danificar equipamentos eletrônicos de inicialização suavizada. As interrupções sustentadas, no entanto, provocam simplesmente a parada total de equipamentos, exceto daqueles que possuem alguma forma de armazenagem de energia.

Para o usuário final, as interrupções tem impacto mais grave nos equipamentos elétricos e eletrônicos, entretanto os *swells* podem ser mais importantes pelo fato de ocorrerem com um pouco mais de frequência (MELHORN & McGRANAGHAN; 1995).

3.3 Desequilíbrios de tensão

Os desequilíbrios de tensão são variações de estado estacionário no sistema de potência que, às vezes, são definidos como o desvio máximo da média de tensões ou correntes trifásicas, dividido pela média de tensões ou correntes trifásicas, expresso em porcentagem, ou seja,

$$\text{desequilíbrio de tensão} = 100 \times \frac{\text{desvio máximo da tensão média}}{\text{tensão média}}. \quad (36)$$

Uma outra definição usada para especificar a porcentagem de desequilíbrio de tensão é também dada pela proporção do componente de sequência negativa ou zero pelo componente de sequência positiva. As tensões de sequência negativa ou zero em um sistema de potência geralmente são resultados de cargas desequilibradas de onde fluem correntes de seqüências negativas e/ou zero. A Figura 11 mostra o gráfico de medidas de desequilíbrios de tensão medidos a partir de um alimentador residencial durante uma semana, onde V0, V1 e V2 correspondem às seqüências zero, positiva e negativa.

Figura 11 - Desequilíbrio de tensão medido por uma semana a partir de um alimentador residencial.

FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.20.

As concessionárias de fornecimento de energia elétrica são provavelmente as maiores interessadas em manter os desequilíbrios de tensão nos níveis mais baixos possíveis, uma vez que, mesmo em níveis baixos, eles podem provocar ruídos e aquecimento nos equipamentos de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica (IEEE STD 1159; 1995).

Uma causa comum de desequilíbrio de tensão está associada às cargas desequilibradas de consumidores, podendo provocar o aquecimento de motores e transformadores, se o desequilíbrio não for corrigido. Exemplos quem pode causar tal efeito são as grandes cargas de potência de fase única, como os fornos a arco.

Os níveis desejáveis de desequilíbrio de tensão são menores que 1%, para reduzir os possíveis efeitos de aquecimento, embora níveis que chegam a 2% sejam comuns. Os níveis de desequilíbrios de tensão que ultrapassam 2% podem ser controlados, se possível, pelo balanceamento de cargas de fase única quando o desequilíbrio de corrente é a causa. Um outra causa atribuída a estes níveis de desequilíbrio de tensão ($> 2\%$) é a queima de fusível em uma das fases de um banco de capacitores trifásicos. Quando estes níveis são superiores a 5%, a causa está associada a perda ou desenergização de uma das fases de um circuito trifásico e, por esta razão, um monitor de fases se faz necessário para a proteção do circuito (IEEE STD 1159; 1995).

3.4 Distorções da Forma de Onda

Distorções da forma de onda são também variações de estado estacionário do sistema de potência, geralmente caracterizada pelo seu conteúdo espectral, e podem ainda ser classificadas em cinco grupos:

- Desvio por DC
- Harmônicas
- Interharmônicas
- *Notching*
- Ruído

O termo Desvio por DC indica a presença de componentes de corrente contínua, em inglês *direct current* (DC), no sinal de corrente ou tensão, geralmente sendo um resultado de distúrbios geomagnéticos ou de efeito de retificação de meia onda.

As harmônicas são formas de onda de frequência múltipla inteira da frequência do sistema (fundamental), que adicionadas com a corrente ou tensão fundamental produzem uma distorção na forma de onda. A causa deste tipo de distorção, denominada de distorção harmônica, é atribuída às características não lineares de dispositivos e cargas no sistema de potência. Sua caracterização é dada pelo espectro do sinal com magnitude e ângulo de fase de cada componente harmônica e uma quantidade única, denominada **distorção harmônica total (DHT)**, mede o valor da distorção harmônica, ou seja, informa a proporção de harmônicas com relação a fundamental. A Figura 12 ilustra uma forma de onda distorcida e seu espectro de uma corrente de entrada de um equipamento de velocidade ajustável típico. O documento do IEEE STD 519 (1992), denominado de “práticas recomendadas e exigências para controle de harmônica em sistema de potência”, limita a DHT de tensão máxima em 5% no ponto de entrega para sistemas abaixo de 69 kV.

Figura 12 - Distorção da forma de onda e espectro de uma corrente de entrada de um equipamento de velocidade ajustável. FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.22.

A distorção harmônica do sinal de tensão no sistema de fornecimento de energia elétrica pode ser causada pela injeção de correntes harmônicas geradas por cargas não lineares dos próprios consumidores. Esta condição pode provocar o aquecimento de alguns tipos de equipamentos, a falha prematura de componentes, o disparo de dispositivos de proteção, condições de ressonância de harmônicas e imprecisão nas medidas.

A maioria dos instrumentos que realizam medidas de harmônicas apresentam o espectro do sinal geralmente até a trigésima terceira harmônica, o que é suficiente para a grande maioria das aplicações. Contudo, ainda existem alguns instrumentos especiais que são capazes de apresentar o espectro de interharmônicas do sinal de corrente e/ou tensão (SIMPSON; 1998).

As interharmônicas correspondem aos componentes de frequência que não são múltiplos da frequência que o sistema opera, podendo aparecer como frequências discretas ou como um espectro de banda larga. A origem de interharmônicas pode estar associada a conversores de frequência, ciclo conversores, motores de indução, dispositivos a arco e a transportadores de linha de potência. Seus efeitos ainda não são bem conhecidos, mas sabe-se que pode afetar a sinalização de transportadores de linha de potência e gerar oscilações visuais em monitores de tubos de raios catódicos.

A distorção de forma de onda do tipo *notching* representa um evento de estado estacionário gerado pela comutação de uma fase para outra do sinal de corrente por dispositivos eletrônicos. Esta classificação é uma situação especial entre transitório e distorção harmônica, pelo fato de sua ocorrência ser contínua e ao mesmo tempo pela presença de altas frequências que não podem ser prontamente caracterizadas com equipamentos de medidas, geralmente empregados em análise de harmônicas. A principal causa de *notching* está associada a conversores trifásicos que produzem corrente contínua (dc), que acabam produzindo um curto circuito momentâneo entre duas fases sendo comutadas. A Figura 13 ilustra uma condição de *notching*.

Figura 13 - *Notching* gerado por operações de conversores trifásicos.

FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.23.

Os ruídos são uma forma de distorção de onda composta de sinais elétricos indesejados com componentes espectrais abaixo de 200 kHz, adicionados a corrente ou tensão no sistema de potência. A faixa de frequência e o nível de magnitude do ruído depende da sua fonte. No sistema de potência, os ruídos podem ser causados por dispositivos eletrônicos de potência, circuitos de controle, equipamento a arco, cargas com retificadores de estado sólido e fontes chaveadas. Os problemas de ruídos geralmente afetam microcomputadores e controladores programáveis e são agravados quando o aterramento é feito de forma imprópria. Entretanto, este problema pode ser amenizado aplicando-se filtros, transformadores de isolamento e alguns condicionadores de linhas.

3.5 Flutuações de Tensão

As flutuações de tensão, muitas vezes referidas erroneamente como *flicker*, correspondem a uma série de alterações na magnitude do sinal de tensão que, contudo, não excedem limites superior e inferior pré estabelecidos. Normalmente este fenômeno é caracterizado pela magnitude do valor RMS do sinal de tensão expresso em porcentagem com relação ao seu valor nominal. O termo em inglês *flicker*, todavia, refere-se ao impacto da variação de tensão na intensidade da luz observada pelo olho humano, enquanto a variação de tensão é a resposta do sistema a variação da carga. As cargas que apresentam variações significativas e contínuas na magnitude do sinal de corrente são as causas das

flutuações de tensão. Um exemplo muito comum são os fornos a arco que provocam as flutuações de tensão, tanto no sistema de transmissão quanto no sistema de distribuição, cujo efeito é ilustrado na Figura 14.

Figura 14 - Flutuações de tensão causadas pela operação de fornos a arco.

FONTE – IEEE STD 1159 (1995), p.24.

As fontes de iluminação por descargas e incandescentes são os equipamentos que mais sofrem o impacto das variações de tensão. Uma alteração de tensão menor que 0,5% pode ser perceptível pela redução da intensidade luminosa de uma lâmpada incandescente, enquanto pode passar despercebido em outros equipamentos de iluminação. Outros tipos de cargas, entretanto, apresentam efeitos insignificantes mesmo quando as flutuações de tensão chegam a menos de 7%.

3.6 Variações de Frequência

As variações de frequência são definidas como um desvio da frequência fundamental do sistema de potência, ou de seu valor nominal, a qual está diretamente relacionada à velocidade de rotação dos geradores que suprem o sistema. Leves variações de frequência estão associadas ao equilíbrio dinâmico entre as mudanças na carga e a capacidade do sistema de controle de geração, pois quando este equilíbrio dinâmico muda, pequenas mudanças na frequência podem ocorrer. Segundo informações da Cia Paulista de Força e

Luz, a frequência do sistema em condições normais deve permanecer entre 59.5 Hz e 60.5 Hz, em 99% do tempo, descontando os distúrbios. As variações significativas que excedem limites normais de operação do sistema de potência podem ser causadas por falhas no sistema de transmissão, uma grande carga sendo desconectada ou a desativação de uma grande fonte geradora, embora em modernos sistemas de potência interconectados isto seja raro. As variações de frequência podem afetar a operação de máquinas rotativas ou processos que derivam o ajuste de tempo da frequência do sistema de potência. Outros problemas causados, mesmo por leves variações da frequência, incluem sérios danos em geradores e eixos de turbinas devido ao subsequente desenvolvimento de grandes torques e, principalmente por este motivo, as concessionárias têm um grande interesse em manter um controle rigoroso deste evento (IEEE STD 1159; 1995). As variações de frequência são normalmente encontradas em sistemas com equipamentos de geração de propriedade particular, completamente independente e desvinculado das concessionárias.

BACKMUTSKY et al. (1997) citam em seu trabalho diversos métodos para determinar a frequência de um sinal, bem como relacionam brevemente as vantagens e desvantagens associadas a cada um deles. No entanto, afirmam que a estimativa precisa e a sua interpretação continua sendo um desafio teórico e prático, apesar de muitos anos de esforços.

3.7 Instrumentos de Monitoramento

Diversos instrumentos para o monitoramento dos fenômenos eletromagnéticos estão disponíveis comercialmente. Tais instrumentos incluem desde um simples voltímetro até sofisticados analisadores espectrais. Diante de tantas opções, torna-se essencial a compreensão das limitações e capacidades dos instrumentos, além naturalmente dos objetivos da análise das variações do sistema de potência.

Por não existir nenhuma classificação dos instrumentos de monitoramento aceita como única, alguns autores, como por exemplo SIMPSON (1998) e MELHORN & MCGRANAGHAN (1995), têm definido suas próprias classificações. Entretanto, o trabalho do IEEE STD 1159 (1995) possui uma classificação concisa e ao mesmo tempo abrangente que simplesmente divide tais equipamentos em duas classes: osciloscópios e monitores de distúrbios.

Os osciloscópios são um tipo de instrumento de monitoramento que fornecem uma representação visual do sinal em tempo real e no caso dos osciloscópios digitais, o sinal

ainda pode ser armazenado para uma análise posterior. Em alguns casos, o sinal armazenado nos osciloscópios digitais também pode ser transferido para um computador pessoal, para uma análise adicional com um programa adequado. Geralmente, os osciloscópios digitais também realizam alguns cálculos, como por exemplo o do valor RMS, e alguns ainda são capazes de representar o espectro do sinal.

Os **monitores de distúrbios** são instrumentos, geralmente portáteis, projetados para detectar e gravar variações do sistema de potência. Estes instrumentos possuem um grande número de características, como por exemplo, o número de canais disponíveis para o monitoramento, métodos de captura e armazenagem dos dados, técnicas de medição, formatos de apresentação dos resultados, faixa de frequência medida, entre outras.

Os monitores mais sofisticados são capazes de detectar e armazenar dados de um grande número de fenômenos eletromagnéticos. Aqueles com capacidade de detectar uma ampla faixa de frequências empregam técnicas digitais para capturar distorção harmônica e variações que são identificadas pelo valor RMS do sinal, além de técnicas analógicas para capturar transitórios.

Este tipo de equipamento ainda é dividido em quatro categorias distintas, sendo:

- indicadores de eventos;
- monitores de texto;
- voltímetros/amperímetro de gravação de estado sólido;
- monitores de mostradores gráficos.

Os **indicadores de eventos** são os monitores mais simples e baratos entre os quatro tipos citados. Estes instrumentos detectam as variações do sistema de potência que excedem valores limiares pré estabelecidos, armazenando-as como valores de amplitude ou número total de ocorrências. Geralmente, o tempo de ocorrência dos fenômenos eletromagnéticos não é gravado por este tipo de equipamento. Os dados coletados são exibidos através de indicadores luminosos ou até mesmo através de alarmes sonoros. Este tipo de monitor emprega tanto técnicas analógicas quanto técnicas digitais.

Os **monitores de texto** apresentam todas as características dos indicadores de eventos, com algumas vantagens adicionais importantes. Primeiramente, a exibição das variações do sistema de potência detectadas por este tipo de equipamento é feita com descrições alfanuméricas. Uma outra vantagem é o registro do tempo de ocorrência da variação detectada. Ainda, os monitores de textos permitem a gravação dos resultados em fitas de papel e/ou meios de armazenagem eletrônica para uma análise futura.

Os **voltímetros/amperímetros de gravação de estado sólido** são equipamentos programáveis por computador, onde o usuário pode determinar a taxa de amostragem e o

número de ciclos coletados para se calcular valores médios como resultados. Alguns permitem realizar a média dos dados amostrados durante alguns ciclos, segundos, minutos, horas ou até mesmo o tempo referente ao máximo de dados possível de se armazenar na memória. Neste tipo de equipamento, as variações do sistema de potência são detectadas quando excedem valores de limiares programáveis e são gravadas com o tempo e data de ocorrência. Em algumas versões deste tipo de monitor, os dados podem ser armazenados na memória até que ela esteja completamente cheia ou, mesmo quando cheia, os dados atuais podem sobrepor os mais antigos (fila circular). Assim, a capacidade de armazenagem de dados, as opções de taxa de amostragem e técnicas de amostragem são considerações importantes para a escolha de um voltímetro/amperímetro de gravação de estado sólido.

O último tipo de equipamento é o monitor de mostrador gráfico, que detecta e grava as variações do sistema de potência em formato gráfico, acompanhadas de descrições alfanuméricas, como os monitores de texto. Os dados coletados podem ser exibidos em fita de papel, em monitores de vídeo ou armazenados em algum meio eletrônico para referência futura. Os valores, referentes aos sinais do sistema de potência, podem ser coletados em intervalos fixos de tempo ou quando os valores de limiares programáveis forem excedidos. Este tipo de equipamento também faz uso de técnicas analógicas e digitais para a detecção dos fenômenos eletromagnéticos e sua capacidade de memória é um ponto importante a ser considerado.

Uma outra classificação, a de SIMPSON (1998), também define simplesmente dois tipos de medidores, porém é baseada somente na capacidade de detecção dos fenômenos eletromagnéticos dos instrumentos. O primeiro, denominado de analisador de demanda, realiza as medições de algumas grandezas elétricas e a detecção de algumas variações do sistema de potência que são baseadas em valores RMSs, além da distorção harmônica. A segunda categoria de equipamento, denominada analisador de distúrbios, engloba os monitores que, além de possuírem as principais características dos analisadores de demanda, detectam principalmente os transitórios.

4 Processadores Digitais de Sinais

Processadores Digitais de Sinais (PDSs) são microprocessadores especializados (otimizados) para executar algoritmos de processamento digital de sinais e são empregados em uma vasta faixa de aplicações, desde de sistemas de radares até dispositivos eletrônicos disponíveis comercialmente, como *modems*, telefones celulares e inclusive em medidores de energia elétrica. Atualmente, uma grande variedade de PDSs é oferecida no mercado por dezenas de empresas e a maioria compartilha características comuns. Este capítulo inicia-se com a definição e vantagens dos sistemas de processamento digital de sinais e uma descrição das principais características encontradas nos PDSs. Em seguida, os principais componentes do DSP56002 da Motorola são apresentados.

4.1 Sistemas de Processamento Digital de Sinais

O processamento digital de sinais compreende a realização de operações matemáticas repetitivas e intensivas sobre um grande fluxo de dados que representam os sinais na forma digital. Os sistemas baseados em processamento digital de sinais podem ser definidos como qualquer dispositivo eletrônico que faz uso de técnicas de processamento digital de sinais. Estes sistemas são capazes de realizar tarefas de maneira econômica, as quais seriam difíceis ou até mesmo impossíveis de serem realizadas usando o processamento analógico. O processamento digital de sinais apresenta diversas vantagens em relação ao processamento analógico, entre as quais LAPSLEY et al. (1997) destacam:

- **Insensibilidade ao meio ambiente.** Sistemas digitais são considerados menos sensíveis as condições ambientais do que os sistemas analógicos.
- **Insensibilidade a tolerância de componentes.** Componentes analógicos possuem limites de tolerância entre o valor nominal, enquanto os componentes digitais sempre produzem as mesmas saídas quando as mesmas entradas são fornecidas.

- **Comportamento repetitivo e previsível.** Devido as duas vantagens anteriores, conclui-se que o processamento digital de sinais é previsível e repetitivo.
- **Reprogramável.** Diversos PDSs são baseados em microprocessadores reprogramáveis, permitindo portando a execução de outras tarefas, enquanto os sistemas analógicos exigem diferentes componentes para executar diferentes tarefas.
- **Tamanho.** Os componentes analógicos variam de tamanho de acordo com seus valores e aplicações, como por exemplo, para a implementação de diferentes filtros analógicos. A implementação de diferentes filtros digitais em PDSs varia apenas em seus coeficientes e faz uso do mesmo *hardware*, podendo este ser menor do que a implementação analógica.

Geralmente, os sistemas de processamento digital de sinais são caracterizados pelo algoritmo empregado. Este algoritmo especifica quais operações matemáticas devem ser executadas e não como devem ser implementadas. A seleção de uma tecnologia de implementação é determinada em parte pela velocidade e precisão aritmética requeridos pelo algoritmo (LAPSLEY et al; 1997).

A taxa de amostragem, que satisfaz a exigência de velocidade da tecnologia de implementação, é uma característica chave nos sistemas de processamento digital de sinais. A faixa de taxas de amostragem existente é extensa. Quanto maior a taxa de amostragem, mais simples o algoritmo tende a ser, comparado àqueles com taxas menores. Os sistemas de processamento digital de sinais que fazem uso de mais uma taxa de amostragem são conhecidos sistemas multitaxas.

A taxa de *clock* geralmente caracteriza os sistemas eletrônicos digitais e refere-se a taxa em que o sistema executa sua unidade mais básica de trabalho. A relação entre taxa de *clock* e taxa de amostragem representa uma característica importante para determinar a implementação do sistema baseado em processamento digital de sinais, pois ela dita a complexidade do *hardware* necessário para esta implementação. Quanto maior a proporção entre a taxa de amostragem para a taxa de *clock*, maior é a quantidade e complexidade do *hardware* exigido para a implementação do algoritmo.

Para os sistemas e algoritmos de processamento digital de sinais, as operações aritméticas e representação numérica são de extrema importância, pois têm grandes influências em seus comportamentos e desempenhos. Um sistema pode ser de aritmética de ponto fixo ou de ponto flutuante. Na aritmética de ponto fixo, os números são representados dentro de uma faixa fixa (e.g., -1.0 a +0.99999) com um número finito de *bits*. A faixa de valores na aritmética de ponto flutuante é bastante expandida, pois a representação de um número é feito em duas partes, sendo uma mantissa (e.g., -1.0 a 0.99999) e um expoente em

potência de dois. Embora a aritmética de ponto flutuante reduz a possibilidade de *overflow* e a necessidade de escalonamento, ela é geralmente mais lenta e mais cara do que a aritmética de ponto fixo.

4.2 Características Gerais dos Processadores Digitais de Sinais

Para o processamento digital de sinais em tempo real, um processador com uma arquitetura convencional não é apropriado, ou seja, uma arquitetura baseada nos conceitos de Von Neumann. Portanto, a otimização de uma arquitetura e de um conjunto de instruções se faz necessário para o processamento digital de sinais. Tal arquitetura é caracterizada, de forma genérica, por:

- arquitetura Harvard;
- acessos múltiplos à memória;
- rápido multiplicador/acumulador de *hardware* dedicado;
- modos de endereçamento especializados;
- conjunto de instruções especiais;
- controle de execução especializado;
- periféricos internos e interfaces de entrada e saída.

4.2.1 Arquitetura Harvard

A Arquitetura Harvard refere-se a estrutura de memória a qual o processador está conectado. Tal estrutura é constituída de dois bancos independentes, sendo um para manter instruções de programa e o outro para dados. A conexão dos bancos de memória com o processador ocorre através de dois conjuntos independentes de barramentos. A arquitetura Harvard, também conhecida como arquitetura Harvard estrita ou original, é usada por alguns PDSs, mas muitos usam uma arquitetura Harvard modificada. Na arquitetura Harvard modificada, os bancos de memória separados para dados e programa são mantidos, porém é possível a comunicação entre os dois bancos, ao contrário da arquitetura Harvard estrita (IFEACHOR, 1993). Desta forma, é possível manter dados mesmo banco de memória de instruções de programa.

4.2.2 Acessos múltiplos à memória

Numa arquitetura Harvard, as instruções de programa e os dados permanecem em memórias separadas, o que possibilita múltiplos acessos à memória em um único ciclo de instrução, ou seja, isto permite que o processador busque simultaneamente instrução e operandos para a instrução ou armazene o resultado da instrução anterior na memória. Alguns fabricantes adotam três bancos de memória separados, cada um com seu próprio conjunto de barramentos, sendo um banco de memória para instruções de programa e dois bancos de memória para dados, geralmente denominados de X e Y. Esta abordagem permite até três acessos simultâneos aos bancos de memória.

Além da arquitetura Harvard, existem outras abordagens que permitem múltiplos acessos a memória em um único ciclo de instrução. Estas abordagens consistem em memórias rápidas que permitem múltiplos acessos sequenciais por ciclo de instrução sobre um único conjunto de barramentos e em memórias multiportas que permitem múltiplos acessos concorrentes sobre dois ou mais conjuntos de barramentos independentes. A arquitetura Harvard pode ser combinada com memórias rápidas produzindo melhor desempenho com relação a utilização de apenas uma técnica. O processador digital de sinais ZR3800x da Zoran é um exemplo desta combinação de técnicas. Outro exemplo da combinação de memórias multiportas com arquitetura Harvard é a família de processadores DSP561xx da Motorola. Apesar destas abordagens, alguns PDSs também oferecem mecanismos especializados que permitem a ocorrência de uma leitura e uma escrita na memória de dados, através de uma operação de troca envolvendo um registrador de operando.

Os PDSs ainda podem contar com características que reduzem o acesso a memória, como por exemplo, a incorporação de memória *cache* de programa onde certas instruções são armazenadas em situações de repetições constantes, eliminando portanto a necessidade do acesso à memória. Uma outra alternativa é a memória *cache* manual, onde o programador copia seções do código do programa de memórias mais lentas para memórias mais rápidas.

Entretanto, os múltiplos acessos à memória em um único ciclo de instrução têm algumas restrições em muitos PDSs. Geralmente, os múltiplos acessos acontecem somente com algumas instruções e também quando os endereços residem internamente nos processadores. Os PDSs usualmente mantêm somente uma pequena quantidade interna de posições de memória no microprocessador e a extensão destas posições externamente ocorre geralmente via um único conjunto de barramentos.

As interfaces de memória externa nos PDSs são distinguidas pelo número de portas oferecidas, sofisticação, flexibilidade e ajuste de tempo. Apesar de múltiplos bancos externos de memória, a maioria dos PDSs oferecem apenas um conjunto de barramentos para a interface e portanto múltiplos acessos não são possíveis em um ciclo de instrução. Porém, poucos processadores oferecem mais de uma porta para a interface com os bancos externos de memória a um custo superior comparados aos PDSs com interface única. Em termos de sofisticação e flexibilidade, poucas variações são encontradas nos PDSs. Alguns possuem simplesmente pinos de controle, enquanto outros oferecem interfaces flexíveis para uma grande faixa de dispositivos de memória. Em contrapartida, o ajuste de tempo pode variar de forma significativa entre processadores para os bancos externos de memória, mesmo que os processadores tenham o mesmo ciclo de instrução. O ajuste de tempo passa a ser uma consideração importante para aplicações de alto desempenho que geralmente empregam memórias rápidas externamente.

4.2.3 Rápido multiplicador/acumulador de *hardware* dedicado

Os processadores digitais de sinais têm, como uma das suas principais características, um multiplicador e um acumulador, geralmente integrados na sua principal unidade de processamento aritmético, para executar uma operação de multiplicação e acúmulo, conhecida por MAC, em um único ciclo de instrução.

Existem importantes diferenças entre os PDSs em termos de capacidade do multiplicador. Os PDSs que empregam multiplicadores que operam em forma de estágios somente produzem um novo resultado a cada ciclo de instrução quando uma longa série de multiplicações são usadas. Em alguns casos, os multiplicadores são separados do acumulador e portanto os resultados de uma operação MAC são atrasados um ciclo de instrução antes de ser usado pela próxima instrução. Entre os PDSs de ponto fixo, uma operação de multiplicação gera um resultado com duas vezes o número de *bits* de seus operandos. Entretanto, alguns PDSs, por motivos de velocidade e economia, possuem multiplicadores que geram resultados mais curtos e portanto introduzindo erros de precisão.

A maioria dos PDSs possuem dois ou mais acumuladores que mantêm resultados intermediários e finais das operações MAC. Os acumuladores dos processadores de ponto fixo geralmente possuem *bits* extras, chamados de *bits* de guarda, que reduzem o risco de excedente (*overflow*) aritmético dos valores acumulados. Quando não há *bits* de guarda nos acumuladores, os valores de entrada ou resultados intermediários devem ser escalados antes

de serem adicionados aos acumuladores para eliminar a possibilidade de excedente. Os *bits* de guarda retêm uma precisão maior dos resultados intermediários, sendo portanto mais flexíveis do que somente o processo de escala que perde um certo número de *bits*. Mesmo quando os *bits* de guarda são utilizados, geralmente é necessário que os resultados finais nos acumuladores sejam escalados posteriormente para convertê-los de uma representação intermediária para uma final.

O processo de escala dos valores é realizado por um deslocador de *bits*. Alguns PDSs possuem múltiplos deslocadores com diferentes capacidades e em posições variadas. Esta última característica oferece grande flexibilidade ao algoritmo implementado para executar escala de valores no momento mais apropriado. Geralmente, um deslocador é encontrado seguido do multiplicador e também da unidade lógica e aritmética. Além da capacidade de deslocar um *bit* a direita ou a esquerda, alguns deslocadores executam o deslocamento de um certo número de *bits* em um único ciclo de instrução. A escala de valores deve ser cautelosa pois deve-se sempre ponderar a redução da possibilidade de excedente aritmético com a necessidade de se manter a precisão e uma faixa dinâmica adequada.

Quando o crescimento da magnitude dos valores nos acumuladores excede o seu valor máximo, tem-se uma situação de excedente. O excedente aritmético também pode ocorrer se o valor no acumulador, que utiliza *bits* de guarda, for transferido para a memória. Uma alternativa para evitar este problema, além da técnica de escala, é a aritmética de saturação. Nesta técnica, um circuito especial, chamado limitador, detecta quando ocorreu um excedente e substitui o valor do acumulador pela sua máxima representação positiva ou negativa. Embora o resultado esteja incorreto, o erro ainda é menor comparado com o erro sem a aplicação da aritmética de saturação. Devido a grande faixa dinâmica de valores nos PDSs de aritmética de ponto flutuante, uma situação de excedente é tratada como uma exceção, pois é considerada uma condição muito incomum. Neste caso, o problema é corrigido usando a aritmética de saturação.

Em algumas situações é necessário reduzir a precisão dos resultados, como por exemplo, do acumulador de 36 *bits* para uma posição de memória de 16 *bits*. As três técnicas utilizadas para realizar esta operação são conhecidas como truncamento, arredondamento e arredondamento convergente. O truncamento, que é a técnica mais simples de todas, despreza os *bits* menos significativos e como consequência, um erro é introduzido gerando um desvio no sinal. O arredondamento, também conhecido como a técnica do arredondamento para o mais próximo, reduz o erro introduzido pela técnica anterior. Nesta abordagem, os números são arredondados para o valor mais próximo representável e quando estes estão exatamente entre os dois valores de saída mais próximo, eles são arredondados

sempre para o maior. Já a técnica do arredondamento convergente é levemente mais sofisticada com relação a forma que os valores são arredondados quando estão exatamente entre os dois valores mais próximos. Nesta situação, os valores podem ser arredondados tanto para o maior valor quanto para o menor valor mais próximo. O que define o arredondamento é o valor do *bit* que se tornará o *bit* menos significativo do valor de saída.

4.2.4 Modos de endereçamento especializados

Modo de endereçamento refere-se a forma pela qual a localização de um operando é especificada em uma instrução. A maioria dos PDSs possuem um conjunto de modos de endereçamento, geralmente com algum tipo de restrição com relação à sua utilização.

Uma ou mais unidades de geração de endereços, dedicadas ao cálculo de endereços, são incorporadas aos PDSs. Estas unidades realizam um ou mais cálculos complexos de endereços por ciclo de instrução, em paralelo com operações sobre dados na unidade aritmética, para melhorar o desempenho do processador. As diferenças entre processadores com relação as unidades de geração de endereços estão nos modos de endereçamento oferecidos, na capacidade e na flexibilidade. Os principais modos de endereçamento são:

- implícito. O endereço dos operandos é implícito pela instrução, ou seja, não há possibilidade de escolha da localização dos operandos. Neste caso, os operandos sempre estão em registradores específicos.
- imediato. O operando é diretamente codificado na instrução, ao invés de um endereço.
- direto - memória. Às vezes chamado também de endereçamento absoluto. O dado endereçado reside na memória e seu endereço é codificado na instrução.
- direto - registrador. O operando endereçado reside em um registrador e seu endereço é codificado na instrução.
- indireto. O operando reside na memória e o endereço da posição de memória referente a este operando é mantido em um registrador. Este modo de endereçamento possui variações, sendo:
 - *pré/pós incremento ou decremento*: o endereço mantido no registrador pode ser incrementado ou decrementado antes ou depois do acesso à posição de memória.

- *índice*: o endereço guardado no registrador é somado com um índice também mantido em um registrador.
- *módulo*: utilizado no gerenciamento de fila circular. O termo módulo refere-se a aritmética de módulo, onde qualquer operação aritmética realizada sobre um determinado endereço gera um resultado (um outro endereço) que sempre estará dentro de uma faixa específica de endereços, a qual está limitada por um endereço inferior e outro superior.
- *bit reverso*: usado na implementação da Transformada Rápida de Fourier. Um vez que os valores de saída do algoritmo da TRF são desordenados, este modo de endereçamento permite o acesso aos dados na ordem natural.
- curto. Tanto a instrução quanto o operando ou o endereço são codificados em uma única palavra de instrução, ao contrário dos demais modos de endereçamento que podem utilizar até duas palavras para a codificação. Este modo de endereçamento exige que o operando (endereçamento imediato) ou endereço (demais endereçamentos) possua um número pequeno de *bits*.

4.2.5 Conjunto de instruções especiais

O conjunto de instruções de um PDS determina quais operações são possíveis e quão eficientes e naturais elas são, tendo portanto uma profunda influência na conveniência do PDS para a execução de diferentes tarefas.

Um conjunto de instruções otimizadas para o processamento digital de sinais apresenta duas principais vantagens: o aumento da velocidade de execução de algoritmos e a geração de um código mais compacto que ocupa um espaço menor na memória. Tais instruções oferecem (i) suporte geral para operações de processamento digital de sinais, (ii) redução de custos adicionais (*overhead*) em instruções de laços e (iii) instruções orientadas à aplicações (IFEACHOR; 1993).

Os tipos de instruções encontradas na maioria dos PDSs são: aritmética, operações lógicas, deslocamento, rotação, comparação, laço, desvio, chamada e retorno de subrotinas, execução condicional e outras funções mais especializadas.

Alguns registradores de um processador podem estar diretamente relacionados com o conjunto de instruções, uma vez que as instruções tipicamente especificam registradores como operandos fontes ou destinos ou os usam para gerar endereços.

4.2.6 Controle de execução especializado

Os algoritmos de processamento digital de sinais envolvem muitas operações repetitivas e características especiais devem ser oferecidas pelos PDSs para melhorar o desempenho. Como por exemplo, as instruções de laço e repetição devem minimizar o número de ciclos de instruções necessário para atualizar e testar o contador de laço e retornar para o início do bloco para uma nova execução. O controle de execução refere-se às regras ou mecanismos para determinar a execução de uma próxima instrução. Entre as principais características de controle de execução pode-se citar a implementação de laço em *hardware*, tratamento de interrupções e pilhas.

A implementação de laço em *hardware* é uma construção especial de controle em *hardware* para repetir uma única instrução ou um grupo de instruções. O objetivo desta estrutura é substituir a implementação de laço em programa, a qual insere um custo adicional de execução e faz uso de registradores. A grande maioria dos PDSs possui a implementação de laço em *hardware*, porém com características que podem variar de um para outro. As principais características são: laço especial para múltiplas instruções ou uma única instrução, capacidade de repetição do laço, manutenção ou não de interrupções durante a execução de um laço e a quantidade de laços aninhados.

A parada de execução do programa devido a ocorrência de um evento externo em um processador é chamada de interrupção. Uma interrupção provoca o desvio da execução do programa para um bloco especial de código, chamado de rotina de serviço de interrupção, que trata a origem da interrupção, como por exemplo, realiza a leitura e armazenamento de um dado recém chegado em uma porta serial. Ao final deste bloco especial de código, o processador volta a executar o código de onde havia parado. Uma interrupção pode ter diversas origens, como periféricos internos (portas seriais, portas paralelas, temporizadores, etc.), periféricos externos e instruções de programa. Geralmente todos os PDSs associam uma ou mais posições de memória a cada tipo de interrupção e o conjunto destas posições é denominado de vetor de interrupções. A maior vantagem do vetor de interrupções está na interpretação imediata da origem da interrupção sem aumentar o seu tempo de resposta. Os processadores que reservam algumas posições de memória para cada interrupção permitem

uma breve rotina de serviço de interrupção neste espaço. Já os demais processadores que reservam apenas uma posição de memória para cada interrupção só podem manter um endereço para a rotina. A ativação ou desativação das interrupções podem ser feitas através de instruções específicas ou de registradores especiais de controle. A maioria dos PDSs priorizam suas interrupções para arbitrar interrupções simultâneas. Uma interrupção de prioridade superior geralmente não pode parar a execução iniciada anteriormente de uma rotina de interrupção de prioridade inferior. Porém, somente alguns permitem esta situação, a qual é chamada de interrupções aninháveis automaticamente.

As pilhas estão diretamente relacionadas com o controle de execução pois elas guardam informações de estado e endereço na ocorrência de algumas situações de desvio (interrupções e chamadas a subrotinas). Os PDSs geralmente oferecem um dos três tipos de pilha: abrigo de registradores, pilha de *hardware* ou pilha de programa. O primeiro tipo, abrigo de registradores, é dedicado a salvar registradores chaves na ocorrência de uma interrupção. A pilha de *hardware* já é um bloco especial, com algumas palavras de comprimento, que mantém os valores de registradores específicos durante a ocorrência de interrupções, chamadas a sub-rotinas e laços aninhados. A pilha de programa é uma pilha convencional que faz uso da memória do processador e possibilita a determinação do tamanho e seção da memória pelo programador.

4.2.7 Periféricos internos e interfaces de entrada e saída

Os periféricos internos e interfaces de entrada e saída têm também um impacto direto no custo dos PDSs, pois podem ser muito flexíveis e em muitos casos desnecessários para uma aplicação em particular. A maioria dos PDSs possuem boas opções de periféricos internos e interfaces, possibilitando seu uso em sistemas embutidos com uma quantidade mínima de *hardware* (LAPSLEY et al.; 1997).

As portas seriais ou paralelas, encontradas nos PDSs, compreendem um grande número de variações. A interface serial recebe e transmite dados um *bit* por vez, enquanto a paralela recebe e transmite dados em um número de *bits* paralelos por vez, geralmente 8, 16 ou 32 *bits*. A vantagem da primeira com relação a segunda é que ela exige uma quantidade menor de pinos para interface e ainda é utilizada em uma variedade de aplicações, como por exemplo, para o envio e recebimento de dados de conversores AD / DA, *codecs*, microprocessadores, outros PDSs e para a comunicação com outros periféricos externos e *hardware*.

As interfaces seriais podem ser síncronas ou assíncronas. Uma porta serial síncrona transmite um sinal além dos *bits* de dados seriais para que o receptor inicie a amostragem do dado recebido. De maneira contrária, a porta serial assíncrona não transmite um sinal de *clock* separado e apenas confia na dedução pelo receptor do sinal de *clock* no próprio dado serial. As portas seriais assíncronas são raras e usadas para comunicação RS232 e RS422, enquanto quase todos os PDSs possuem uma ou mais portas seriais síncronas com variações em alguns aspectos. Entre as variações encontradas nas portas seriais síncronas, pode-se citar a relação entre dados e sinais, sincronismo de estruturas (em inglês, *frames*), múltiplas palavras por estrutura, seções de transmissão e recepção independentes, geração do sinal serial, suporte para redes que implementam multiplexação baseada na divisão do tempo, em inglês *time division multiplex* (TDM), e compressão e descompressão de dados (LAPSLEY et al.; 1997).

Embora mais rápidas, as portas paralelas exigem mais linhas de dados para executar a transferência, além de linhas para negociação (em inglês, *handshake*), comparadas as portas seriais. Alguns PDSs utilizam o barramento externo principal como porta paralela, porém outros possuem linhas dedicadas que podem ser divididas com outros periféricos.

Quase todos os PDSs contam com um temporizador programável, geralmente usado como uma fonte periódica de interrupção. O temporizador programável consiste de uma fonte de sinal (principal ou externa), um pré-escalador e um contador. O pré-escalador, que também é um contador, reduz a frequência de origem do sinal para que o contador possa contar períodos mais longos de tempo. O contador então usa o sinal pré escalado como uma fonte de sinal para efetuar um decremento a cada pulso. Ao atingir o valor zero, o contador interrompe o processador e pode recomeçar ou não a contagem regressiva, dependendo da configuração do temporizador. Tanto o pré-escalador quanto o contador têm variações mínimas entre os PDSs.

Outro tipo de interface encontrada nos PDSs são as portas de entrada e saída de *bits*, utilizadas para propósitos de controle e em alguns casos também para transferências. Este tipo de porta assemelha-se às portas paralelas, porém sem as linhas especiais para negociação, fazendo com que o processador verifique constantemente se os valores de entrada mudaram. Muitos PDSs oferecem pelo menos um ou dois pinos de entrada e saída de *bit*, os quais geralmente são compartilhados por outros pinos de periféricos.

As portas de hospedeiro, que também são portas paralelas bidirecionais, são utilizadas para conectar microprocessador de propósito geral ou outros PDSs. Em alguns casos, esta porta é usada para controlar o PDS, como por exemplo para executar uma determinada

instrução ou rotina de serviço de interrupção, e até mesmo para carregar dados e programa na memória a partir de uma fonte externa.

Para a conexão de multiprocessadores, alguns PDSs oferecem uma ou mais portas paralelas especiais, chamadas de portas de comunicação. Esta porta permite somente a conexão entre PDSs do mesmo tipo e não fornece funções especiais para controle do PDS geralmente encontradas na porta de hospedeiro.

Os conversores AD / DA são encontrados em alguns PDSs destinados a aplicações específicas. Quando chamados de *codecs*, os conversores possuem a capacidade de executar compressão e descompressão de dados baseadas em tabelas μ -law (EUA) e A-law (Europa). Vários critérios devem ser considerados na avaliação de *codecs*, tais como: resolução (em *bits*) das amostras, taxa de amostragem, proporção de sinal com relação a distorção mais o ruído, número de canais de entrada analógica, ganho de saída programável e desligamento automático quando fora de uso.

Alguns PDSs ainda contam com um controlador de acesso direto à memória. Tal controlador pode ser um periférico interno ou implementado como *hardware* externo. Sua função é realizar a transferência de dados entre dispositivos de entrada e saída e a memória, sem o envolvimento do processador. Geralmente o processador carrega o controlador com informações de controle que incluem o endereço inicial de memória, número de palavras de dados a ser transferidas, a direção da transferência e o periférico fonte ou destino. Alguns controladores possuem múltiplos canais que possibilitam transferência em paralelo e os PDSs mais sofisticados empregam controladores internos que acessam tanto a memória interna quanto a externa

4.3 DSP56002 da Motorola

O DSP56002 é um processador digital de sinais de ponto fixo de 24 *bits* que implementa a aritmética de complemento de dois e está construído sobre o módulo central de processamento da família de processadores DSP56K da Motorola. Este módulo central de processamento possui uma área de expansão para memória e periféricos, que permite várias configurações. Os componentes principais do módulo central de processamento são:

- barramento de dados;
- barramento de endereços;

- Unidade Lógica e Aritmética de dados (ULA de dados), em inglês *Data Arithmetic Logic Unit (ALU)*;
- Unidade de Geração de Endereços (UGE), em inglês *Address Generation Unit*;
- Unidade de Controle de Programa (UCP), em inglês *Program Control Unit*;
- expansão de memória (Porta A);
- emulador interno, em inglês *OnChip Emulation (OnCE)*;
- relógio baseado em circuito de malha de fase travada, em inglês *Phase-Locked Loop (PLL)*.

A Figura 15 apresenta um diagrama em blocos do DSP56002 com os componentes do módulo central e a sua configuração de memória e periféricos na área de expansão.

Figura 15 - Diagrama em bloco do DSP56002 da Motorola.

FONTE – MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA (1993).

Nos próximos parágrafos são descritos cada componente do módulo central de processamento, os modos de endereçamento, o conjunto de instruções e a área de expansão do DSP56002, que inclui memórias e periféricos internos. As siglas utilizadas nos itens 4.3.1 Barramento de dados e 4.3.2 Barramento de endereços são mantidas como na Figura 15, que estão em inglês, para facilitar a compreensão do texto.

4.3.1 Barramento de dados

Quatro barramentos de dados de 24 *bits* bidirecionais permitem o movimento de dados entre registradores, registrador/memória e memória/registrador em um ciclo de instrução. Estes barramentos são denominados barramento de dados X (XDB), barramento de dados Y (YDB), barramento de dados de programa (PDB) e barramento de dados global (GDB). Os dados das memórias X e Y são transferidos de ou para a unidade lógica aritmética através dos barramentos XDB e YDB, respectivamente, e instruções de programa são transferidas para a unidade de controle de programa pelo barramento PDB, em paralelo. Todas as demais transferências de dados ocorrem pelo barramento GDB. Algumas instruções possibilitam a concatenação dos barramentos XDB e YDB tornando-os um barramento de 48 *bits* para transferência de dados (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1995).

4.3.2 Barramento de endereços

Todos os barramentos de endereços são de 16 *bits*, entretanto diferem quanto a direção. Os endereços de dados internos das memórias X e Y são especificados em dois barramentos unidirecionais, denominados XAB e YAB respectivamente, enquanto os endereços de programa são especificados em um barramento bidirecional, chamado de PAB. A troca interna entre barramentos é possível e é efetuada pelo comutador de barramento interno. Apenas um acesso à memória externa é possível em um ciclo de instrução, pois este ocorre sobre um único barramento unidirecional, cuja entrada é obtida via um multiplexador que pode selecionar o XAB, o YAB ou o PAB. O acesso externo é arbitrado por um controle de barramento (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1995).

4.3.3 Unidade Lógica e Aritmética de Dados (ULA de Dados)

Todas as operações lógicas e aritméticas envolvendo dados são realizadas na ULA de dados. Esta unidade opera de forma independente e paralela com relação às UGE e UCP. A ULA de dados consiste de quatro registradores de entrada de 24 *bits* que também podem ser tratados como dois registradores de 48 *bits*, dois acumuladores de 48 *bits* com mais 8 *bits* de

extensão, uma unidade MAC paralela de ciclo único, um deslocador e mais dois circuitos deslocadores/limitadores.

Os registradores de entrada recebem ou carregam operandos pelos barramentos XDB e YDB e também servem como armazenagem de entrada para a unidade MAC. Este conjunto de registradores possibilita que novos operandos sejam carregados para uma próxima instrução enquanto os atuais estão sendo usados pela instrução em execução.

Dois registradores de 24 *bits* mais um de 8 *bits* concatenados formam o acumulador na ULA de dados, o qual serve como armazenagem entre a unidade MAC e os barramentos XDB e YDB. O registrador de 8 *bits* reduz a ocorrência de excedente aritmético e sempre que é usado, um *bit* do registrador de estado é declarado na UCP. Quando todo o acumulador é transferido para os barramentos XDB ou YDB, seu valor pode ser limitado ou deslocado para prevenir valores errôneos. Entretanto, o deslocamento ou a limitação dos valores não ocorre quando os registradores individuais dos acumuladores são transferidos.

A unidade MAC e lógica realiza o processamento aritmético principal sobre operandos e trabalha de forma independente e em paralelo com as atividades dos barramentos XDB e YDB. Uma operação MAC obtém entradas de 24 *bits* para uma multiplicação fracional de complemento de dois e o resultado de 48 *bits* é acumulado em um dos acumuladores. Os quatro registradores e os dois acumuladores da ULA de dados servem como armazenagem de entrada e de saída, respectivamente, para a unidade MAC e lógica. A operação MAC é realizada em um único ciclo de instrução e não é implementada em forma de estágios. Quando o resultado de 56 *bits* de qualquer operação aritmética deve ser armazenado com uma precisão inferior, a unidade pode simplesmente truncar os *bits* menos significativos ou aplicar a técnica do arredondamento convergente por meio de instruções especiais.

O deslocador é implementado imediatamente após os acumuladores e portanto recebe uma entrada e devolve uma saída de 56 *bits*. Este componente realiza o deslocamento de 1 *bit* para a direita ou esquerda através de instruções.

Dois circuitos deslocadores/limitadores podem executar um pós processamento nos dados dos acumuladores, sem alterá-los, para transferi-los aos barramentos XDB e YDB. Os deslocadores podem efetuar o deslocamento de 1 *bit* para a direita ou esquerda, de acordo com a configuração declarada nos *bits* do registrador de estado na UCP. A ocorrência de excedente aritmético após o deslocamento também é acusada no mesmo registrador de estado. Já os limitadores implementam a aritmética de saturação, simplesmente na constatação de excedente nos acumuladores, ou seja, quando os 8 *bits* de extensão são

utilizados. Estes circuitos operam de forma independente sobre dois operandos em um único ciclo de instrução (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1995).

4.3.4 Unidade de Geração de Endereços (UGE)

A UGE realiza cálculos sobre endereços usando aritmética inteira e trabalha em paralelo com a ULA de dados e a UCP. Esta unidade conta com duas ULAs de endereços idênticas, onde cada uma possui quatro conjuntos de três registradores de 16 *bits*. As ULAs de endereços implementam as aritméticas linear, módulo e *bit*-reverso e podem gerar até dois novos endereços em um ciclo de instrução, porém cada uma só pode atualizar um registrador de endereço por ciclo.

Os três tipos de registradores da UGE são denominados de registrador de endereço (R_n), registrador de deslocamento (N_n) e registrador modificador (M_n) e todos são lidos ou escritos pelo barramento GDB. Estes registradores são tratados como registradores triplos, ou seja, eles são associados entre si e trabalham em conjunto.

O registrador de endereço geralmente é utilizado como ponteiro, porém pode conter simplesmente dados inteiros. Este registrador é usado como entrada ou saída pela ULA de endereços e seu conteúdo além de ser lido ou escrito pelo barramento GDB, pode ser multiplexado entre os barramentos XAB, YAB ou PAB. O registrador de deslocamento pode conter um valor de deslocamento para atualizar o conteúdo do registrador de endereço ou pode conter apenas dados. Já o registrador modificador especifica o tipo de aritmética usada nos cálculos de atualização do registrador de endereço (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1995) (ver 4.3.9).

4.3.5 Unidade de Controle de Programa (UCP)

A unidade de controle de programa é responsável pela geração de endereços de programa, decodificação de instruções, controle de laços e processamento de interrupções. Estas funções são executadas por três blocos que constituem esta unidade, sendo um controlador de decodificação de programa (CDP) (em inglês, *Program Decode Controller*), um gerador de endereços de programa (GEP) (em inglês, *Program Address Generator*) e um controlador de interrupção de programa (CIP) (em inglês, *Interrupt Control*). Entretanto, do

ponto de vista do programador, a UCP é simplesmente constituída de seis registradores e uma pilha.

A pilha possui 15 palavras de 32 *bits* para armazenar registradores específicos nas ocorrências de até 15 chamadas de subrotinas, 15 chamadas de rotinas de serviço de interrupção ou 7 laços aninhados, ou qualquer combinação entre estas. Havendo uma situação onde o limite da pilha é ultrapassado, uma interrupção não mascarável é acionada. Os registradores controlam o fluxo do programa, modos de operação, estado, ponteiro para pilha, suporte para laços e ainda permitem leitura e escrita para facilitar a depuração do sistema. Tanto a pilha quanto os registradores localizam-se no bloco GEP.

O CDP decodifica as instruções por um processo de estágios em três níveis invisíveis ao usuário, além de armazenar cópia de instrução para otimizar o custo adicional das instruções de repetição (REP) e desvio (JMP). O terceiro bloco, CIP, recebe todos os pedidos de interrupção e faz a arbitragem entre eles, gerando um endereço do vetor de interrupções, que é localizado na parte alta da memória P. As interrupções adotam um esquema flexível de prioridades com níveis que variam de zero a três, sendo que a interrupção com prioridade mais alta pertence ao nível três e não é mascarável como as demais (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1995).

4.3.6 Porta A

A porta A realiza a interface entre as memórias externas e o processador e permite conexão com dispositivos de memórias rápidas, dispositivos de memórias lentas e sistemas mestres de múltiplos barramento para memória compartilhada. A interface é constituída de um comutador de barramento de endereço externo de 16 *bits* (em inglês, *External Address Bus Switch*), um comutador de barramento de dados externo de 24 *bits* (em inglês, *External Data Bus Switch*) e um controlador de barramento (em inglês, *Bus Control*). Pelo fato da interface permitir somente um conjunto de barramentos, somente um único acesso à memória é possível em um ciclo de instrução. Entretanto, se uma instrução pede acessos externos paralelos, o processador segue uma prioridade, favorecendo primeiramente a memória X, em seguida a memória Y e depois a memória P (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1995).

4.3.7 Emulador Interno

A família DSP56K conta ainda com um emulador interno, em inglês *On-Chip Emulation* (OnCE), que é uma ferramenta de depuração capaz de permitir o acesso, independente de velocidade, aos registradores e periféricos internos. Este circuito informa o estado dos registradores, posições de memória, barramento e até mesmo as últimas cinco instruções que foram executadas. O microcontrolador MC68HC705 da Motorola traduz os comandos, recebidos através de uma porta serial a partir do programa de depuração instalado em um computador pessoal, para controlar as operações do circuito OnCE, reduzindo assim a complexidade da interação e sem restringir a capacidade do circuito. Embora não seja fundamental que o projetista conheça os protocolos de baixo nível da interface de depuração, a inclusão das capacidades do emulador interno em seus programas é sempre vantajosa.

4.3.8 Relógio Baseado em Circuito PLL

Apesar da existência de um relógio interno, o DSP56002 possui também um circuito PLL que permite o processador operar em altas frequências a partir de um relógio de fonte externa de baixa frequência. Esta função é realizada pela multiplicação da frequência externa por um fator que varia de 1 a 4096, o que possibilita quase qualquer relógio de sistema externo. O circuito PLL traz duas vantagens para o sistema, sendo: (i) redução de interferência eletromagnética com a entrada de sinal de frequência mais baixa e (ii) redução de custos e eliminação da necessidade de incluir osciladores adicionais devido a capacidade de oscilar em diferentes frequências. O circuito PLL também pode ocasionar mudanças de frequência sempre que necessário, como por exemplo quando opera em modo de baixo consumo. O relógio externo do DSP56002 gera uma frequência de entrada de 4 MHz para o circuito PLL, que por sua vez sintetiza esta frequência para 40 MHz (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1995).

4.3.9 Modos de Endereçamento e Conjunto de Instruções

A família de DSP56K da Motorola ainda conta com modos de endereçamento e um conjunto de instruções que mantêm as três unidades funcionais (ULA de dados, UGE e UCP)

trabalhando em paralelo a cada ciclo de instrução, com o objetivo de alcançar máxima velocidade e reduzir o tamanho do código do programa (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1995).

Os modos de endereçamento são classificados em três tipos, descritos a seguir:

- direto: especifica que o operando fonte ou destino é um dos registradores de endereço, de controle ou de dado.
- indireto: utiliza um dos registradores da unidade de geração de endereços como ponteiros para posições na memória de dados. As aritméticas linear, módulo e bit-reverso são usadas para a geração dos endereços. Todavia, a aritmética linear não permite todas as combinações possíveis, sendo válido somente os seguintes cálculos:
 - pós incremento em 1
 - pós decremento em 1
 - pós incremento em Nn (registrador de deslocamento)
 - pós decremento em Nn
 - indexado em Nn
 - pré decremento em 1
- especiais: usam o próprio operando ou o endereço efetivo do operando no campo da instrução ao invés de usar registradores para especificar o endereço efetivo. Este modo de endereçamento inclui endereçamento imediato, absoluto e curto, descritos neste capítulo (ver 4.2.4).

A maioria das instruções especificam na mesma palavra de instrução o movimento de dados nos barramentos XDB e YDB e operações na ULA de dados para execução paralela. As instruções são compostas de uma ou duas palavras de 24 *bits* e formam 5 categorias, sendo:

- aritmética: usa a ULA de dados para executar todas as operações aritméticas em um ciclo de instrução. Este tipo de instrução é baseado em registradores e portanto não usam o barramento de dados. A maioria das instruções permite opcionalmente a transferência paralela de dados para a busca de novos operandos para a próxima instrução enquanto se calcula o resultado da instrução atual.
- lógica: executa praticamente todas as operações de lógica na ULA de dados em um ciclo de instrução. Como as instruções aritméticas, as instruções de lógicas são baseadas em registradores e também permitem a transferência paralela opcional de dados sobre os barramentos.

- manipulação de *bit*: testa o estado de um único *bit* em uma posição de memória ou registrador, podendo efetuar alteração. O resultado do teste é mantido em um *bit* do registrador de estado da UCP.
- laço: faz com que o *hardware* de suporte a laços opere sem custos adicionais de ciclos de instruções. Este tipo de instrução inicia um laço salvando registradores na pilha e estabelecendo parâmetros para execução ou recupera registradores da pilha ao término do laço. O primeiro endereço do laço é sempre mantido em um registrador para reduzir o número de ciclos adicionais.
- movimentação de dados: realiza a movimentação de dados pelos barramentos em paralelo. A maioria das instruções de aritmética e lógica, que utilizam a ULA de dados, e algumas instruções de controle de programa, que utilizam a UCP, permitem opcionalmente a movimentação de dados. Entretanto, existem as instruções que só realizam a transferência de dados (MOVE) em paralelo que deixam a ULA de dados sem atividade e as demais operando simultaneamente. Este tipo de instrução permite até dez tipos diferentes de movimentação de dados.
- controle de programa: são instruções de desvio, desvios condicionais e outras que alteram a pilha e registradores da UCP. A transferência paralela de dados é também opcional em algumas destas instruções.

4.3.10 Área de expansão

A área de expansão do DSP56002 é composta de módulos de memória, com seus modos de operação, e módulos de periféricos, sendo mais precisamente uma porta de entrada/saída de propósito dual (porta B) e uma outra porta com três funções (porta C). Nos próximos parágrafos descreve-se as principais características da área de expansão do DSP56002.

Os módulos de memória são compostos de três bancos de memória estática de acesso aleatório que podem ser expandidos externamente e são denominados de memória de dados X, memória de dados Y e memória de programa P. Estes módulos de memória ainda somam internamente mais duas memórias somente para leitura de dados que podem sobrepor parte das memórias X e Y, mais uma memória somente para leitura de programa que também pode sobrepor a memória de programa. As memórias somente para a leitura de dados contêm coeficientes de tabelas μ -law (EUA) e A-law (Europa) usados para compressão e

descompressão de dados, enquanto a memória somente para leitura de programa contém instruções para carregar a memória P com código do usuário após o estado de inicialização do processador. A memória somente para leitura com esta função específica é também conhecida como *bootstrap*.

A memória de programa P possui internamente 512 palavras de 24 *bits*, onde o vetor de interrupções ocupa as 128 primeiras posições. A porção somente para leitura, programada de fábrica, conta com 64 palavras e carrega códigos de programa pela porta de expansão de memória (porta A), pela porta de interface de hospedeiro (porta B) ou pela porta de interface de comunicação serial (porta C). Cada memória de dados X e Y possui internamente 256 palavras de 24 *bits* mais opcionalmente 256 palavras para a porção de dados somente para leitura. A expansão das memórias X, Y e P é de até 64 *Kbytes*, uma vez que os barramentos de endereços são de 16 *bits*. Os registradores de periféricos internos ocupam as 64 posições externas mais altas da memória X, enquanto registradores de periféricos externos podem ocupar a memória Y de forma semelhante. A configuração do mapa das memórias, incluindo a habilitação das memórias somente para leitura, é controlada por *bits* do registrador de estado da UCP (MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA; 1993).

A porta B é uma porta paralela que pode ser configurada como propósito geral ou interface de hospedeiro. A configuração para propósito geral utiliza 15 pinos e é sincronizada com a unidade central de processamento do PDS, porém atrasada em um ciclo de instrução. Esta configuração é usada para controle de dispositivos e conta com três registradores, localizados na memória de dados X, que definem a configuração da porta, a direção dos pinos e uma posição de memória para armazenagem de dados. Quando configurada para a interface de hospedeiro, a porta B utiliza 7 pinos de controle e mais 8 pinos para a transferência e recepção de dados, possibilitando a conexão com outros tipos de PDSs, processadores ou outro dispositivos. A interface de hospedeiro é assíncrona e consiste de dois bancos de registradores, sendo um acessível ao processador hospedeiro e outro acessível ao PDS. O sincronismo entre o PDS e hospedeiro ocorre através de protocolos de negociação. Uma característica importante desta interface é que ela permite que o hospedeiro controle o PDS, forçando-o a executar rotinas de interrupção.

A porta C contém nove pinos que podem ser configurados como propósito geral ou como duas interfaces seriais independentes. A configuração da porta C como propósito geral segue os mesmos moldes da porta B. Uma das interfaces seriais, chamada de interface serial de comunicação (ISC), permite a conexão assíncrona do DSP56002 com outros tipos de PDSs, microprocessadores ou periféricos, como por exemplo *modems*. Nesta configuração, somente três pinos são dedicados aos sinais de transmissão, recepção e geração de um *clock*

serial de referência. Um gerador de taxa de *baud* programável é usado para gerar os sinais de *clock* de transmissão e recepção, ou ainda pode servir como um temporizador quando não for usado pela ISC. Protocolos assíncronos são fornecidos pela ISC, entre eles um modo multiqueda (em inglês, *multidrop*) para sistemas de multiprocessadores. A segunda interface serial, denominada interface serial síncrona (ISS), pode utilizar até seis pinos, dependendo do seu tipo de programação. A ISS foi projetada para comunicação com PDSs, microprocessadores, *codecs* e periféricos que implementam a interface serial da Motorola. A programação da ISS permite definir o número de *bits* por palavra, protocolo, relógio e sincronismo de recebimento e transmissão, além de três tipos de operação: normal, “a pedido” e rede. O modo de operação normal é utilizado para interface entre dispositivos em uma base regular enquanto o modo “a pedido” é usado quando a comunicação é irregular, ou seja, em uma base não periódica. Já o modo rede é empregado para comunicação com múltiplos dispositivos conectados em rede TDM.

5 Sistema de Medição e Monitoramento da Qualidade da Energia Elétrica

Um sistema de medição e monitoramento da qualidade de energia elétrica é apresentado após o estudo dos algoritmos para o cálculo de parâmetros elétricos, dos fenômenos eletromagnéticos, que podem ser detectados para avaliar a qualidade da energia elétrica, e das características do processador digital de sinais DSP56002 da Motorola. Tal sistema foi desenvolvido a partir de um módulo de avaliação do DSP56002, que é uma plataforma de baixo custo projetada para familiarizar o usuário com o processador. O sistema opera em tempo real e suas principais características, bem como os recursos empregados no seu desenvolvimento, são descritos neste capítulo.

5.1 Módulo de Avaliação do DSP56002

Um módulo de avaliação do DSP56002 foi o recurso empregado para desenvolver o sistema de medição e monitoramento da qualidade da energia elétrica. Esta plataforma facilita o aprendizado da arquitetura e do conjunto de instruções do DSP56002, pois está acompanhada de um programa com interface gráfica para depuração do código desenvolvido para o processador, tanto em linguagem C quanto em *assembly*. A interface também permite o acesso à todas posições de memória e à maioria dos registradores do PDS. Além do programa de depuração, o módulo de avaliação é constituído de um microcontrolador, um conversor A/D-D/A, portas RS-232 e blocos memória que se comunicam com o DSP56002, conforme ilustra a Figura 16.

Figura 16- Diagrama em bloco do módulo de avaliação do DSP56002.

O microcontrolador MC68HC705, também da Motorola, executa a comunicação entre o PDS e o programa de depuração, através de uma porta RS-232 e a porta OnCE do DSP56002. Não é necessário conhecer os comandos usados na programação desta comunicação, todavia, este recurso pode trazer alguma sofisticação ao desenvolver uma interface própria de comunicação entre o microcomputador e o PDS.

O DSP56002 possui internamente 512 palavras de 24 bits para cada memória (programa e dados X e Y) e o módulo de avaliação permite uma expansão externa de até 64 *Kbytes* como um todo e algumas opções de mapeamento para definir as memórias de programa, de dados X e de dados Y externamente. O acesso à memória externa é arbitrado por um controle de barramento no próprio DSP56002.

A plataforma ainda possui um conversor A/D-D/A de 16 *bits* com dois canais analógicos de entrada. O conversor permite uma série de configurações que são recebidas, no início de sua operação, através da porta de interface serial síncrona do DSP56002. Entre as opções de configuração, pode-se definir, por exemplo, a taxa de amostragem utilizada pelo conversor entre 48, 32, 16, 9.6 ou 8 kHz.

Por fim, o módulo fornece mais uma porta RS-232 que está conectada à interface de comunicação serial do PDS. O DSP56002 opera a uma frequência de 40 MHz com um ciclo de instrução de 50 ns, executando até 20 milhões de instruções por segundo ou 120 milhões de operações por segundo.

são uma representação particular, que está comentada no final deste capítulo, e têm as mesmas funções dos demais itens. Os processos são enumerados e contêm nomes que indicam uma ação do sistema que é executada a partir de suas entradas para gerar suas saídas. Os depósitos de dados são nomeados com os dados que contêm e podem ser lidos *n* vezes pelos processos receptores e escritos *n* vezes pelos processos transmissores. Os fluxos de dados são nomeados de forma a representar desde um único item de informação, até um grupo de vários itens de informação. Para especificar o sistema mais detalhadamente, cada processo pode ser “aberto”, gerando um novo DFD para o processo em questão. Todavia, a especificação deste sistema será aqui limitada somente ao diagrama de fluxo de dados apresentado na Figura 17.

Nos próximos subtópicos, as condições de operação de cada processo serão descritas, bem como as saídas geradas para outros processos ou depósitos de dados. Também serão detalhados os cálculos realizados e as possibilidades de configuração do sistema para monitorar os parâmetros elétricos.

5.2.1 Processo #0: receber amostras digitalizadas dos sinais

A digitalização dos sinais de corrente e tensão é realizada pelo conversor A/D que é configurado, através do DSP56002, para operar em uma taxa de 9.6 kHz, entre outras configurações. O conversor possui dois canais analógicos de entrada, que são atribuídos aos sinais de tensão e corrente. Desta forma, a cada 104 μ s uma amostra digitalizada do sinal de corrente e outra do sinal de tensão chegam ao PDS pela interface serial síncrona, disparando uma interrupção no processador. Esta interrupção, por sua vez, pára momentaneamente a execução de qualquer outro processo e ativa o processo que recebe as amostras digitalizadas dos sinais. Ao final deste processo, a execução do programa que anteriormente fora interrompida, volta a ser ativada.

O processo número 0 identifica as amostras recém-chegadas, uma por vez, como sendo sinal de tensão ou sinal de corrente, dependendo do canal. Uma vez identificada, a amostra é armazenada na memória do PDS, sendo designado a memória X para o sinal de tensão e a memória Y para o sinal de corrente. Os sinais são mantidos em dois blocos em memórias separadas para poder explorar o paralelismo oferecido pelo DSP56002 e ao mesmo tempo produzir um código mais compacto.

Os blocos de memória alocados para o armazenamento dos sinais compreendem 320 posições de 24 *bits* cada um. Sendo o sistema projetado para redes elétricas de 60 Hz e o

conversor digitalizando os sinais a uma taxa de 9.6 kHz, cada bloco portanto comporta dois períodos do sinal. Enquanto o processo número 0 preenche uma das metades dos blocos, ou seja, um período do sinal, a outra metade é utilizada pelo processo número 1 para calcular os parâmetros elétricos, simultaneamente. Assim, quando uma metade está sendo utilizada para a realização dos cálculos, a outra está sendo utilizada para armazenar as amostras digitalizadas recém-chegadas. Sempre ao final do preenchimento de um período do sinal na memória do PDS, o processo número 0 sinaliza para os processos número 1 e número 2 iniciarem suas atividades sobre estes dados e passa, a partir daí, a armazenar os novos dados na outra metade dos blocos.

5.2.2 Processo #1: processar data e hora

O algoritmo desenvolvido para processar a data e hora neste sistema deduz o tempo a partir do preenchimento das metades dos blocos alocados para armazenar os sinais digitalizados. Uma vez que a taxa de amostragem dos sinais é fixa, o preenchimento de uma metade corresponde a 16,67 ms, que multiplicados por 60 tem-se 1 segundo calculado. Assim, o processo número 1 deve sempre receber uma sinalização do processo número 0, que para ele indica que 16,67 ms se passaram. A partir desta dedução, o horário é computado no sistema e conseqüentemente a data, e em seguida são disponibilizados para os processos números 3 e 4 e para o usuário. Naturalmente, antes do início de todo o sistema, tanto a data quanto a hora podem ser configurados.

5.2.3 Processo # 2: calcular parâmetros elétricos

Tendo à disposição um período dos sinais para a realização dos cálculos, o processo número 0 sinaliza para o processo número 2 dar início às suas atividades. Os parâmetros calculados são valores eficazes, potências média, aparente e reativa e fator de potência, conforme as equações (6) e (7) para valores eficazes, equação (3) para potência média, equações (8), (9) e (10) para potências aparente, reativa e fator de potência. Para o monitoramento dos fenômenos eletromagnéticos, ainda é necessário que seja calculado o valor eficaz para cada meio ciclo dos sinais e a distorção harmônica total.

A distorção harmônica total do sinal é calculada em porcentagem, dada pela soma das harmônicas dividida pela fundamental. Para este cálculo, necessariamente deve ser realizado a Transformada Rápida de Fourier. Junto com o módulo de avaliação do DSP56002, uma diversidade de algoritmos codificados para o processamento digital de sinais estão disponíveis. Entretanto, para a realização da Transformada Rápida de Fourier os algoritmos exigem uma quantidade de pontos que seja potência de dois. A relação entre a frequência do sinal que o sistema trabalha (60 Hz) e as taxas de amostragens oferecidas pelo conversor A/D não favoreceu o emprego destes algoritmos. A solução encontrada para este problema foi a implementação de um algoritmo da TRF específico para 160 pontos.

A escolha da taxa de amostragem do conversor A/D partiu da quantidade de pontos gerada que pudesse favorecer o algoritmo, ou seja, o algoritmo poderia ser mais ou menos rápido de acordo com a quantidade de pontos gerada. A taxa de amostragem de 9,6 kHz possibilita uma melhor execução do algoritmo e ao mesmo tempo não exige uma quantidade grande de memória para armazenar os sinais, se comparada com as demais taxas disponíveis. Por exemplo, se a taxa de amostragem fosse de 8 kHz, o algoritmo exigiria 3325 multiplicações e adições complexas e com a taxa de amostragem em 9,6 kHz, o algoritmo realiza a Transformada de Fourier com 2240 multiplicações e adições complexas.

Este algoritmo é descrito por OPPENHEIM & SCHAFER (1975), que mostram uma computação eficiente da Transformada Discreta de Fourier mesmo quando o número de pontos, N , não é uma potência de dois. Considerando a aplicação do princípio da decimação no tempo (a decomposição do sinal em sucessivas subsequências menores), onde N é um produto de fatores que não são necessariamente iguais a 2, define-se

$$q_1 = p_2 p_3 \cdots p_v$$

$$N = p_1 \cdot q_1$$

Portanto, pode-se dividir N em p_1 seqüências de q_1 pontos, associando cada p_1 ésimo ponto com uma seqüência determinada. De forma geral, pode-se escrever a transformada discreta de Fourier como

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}$$

$$X(k) = \sum_{r=0}^{q_1-1} x(p_1 r) W_N^{p_1 r k} + \sum_{r=0}^{q_1-1} x(p_1 r + 1) W_N^k W_N^{p_1 r k} + \cdots + \sum_{r=0}^{q_1-1} x(p_1 r + p_1 - 1) W_N^{(p_1-1)k} W_N^{p_1 r k}$$

ou

$$X(k) = \sum_{l=0}^{p_1-1} W_N^{lk} \sum_{r=0}^{q_1-1} x(p_1 r + l) W_N^{p_1 r k}, \quad (37)$$

expressando $X(k)$ em termos de p_1 Transformadas de Fourier de q_1 pontos. A partir deste estágio, as transformadas podem ser decompostas de forma similar, se for possível representar q_1 como

$$q_1 = p_2 \cdot q_2.$$

Então, as seqüências de q_1 pontos da soma interna da Equação (37) podem ser quebrada em p_2 subseqüências, cada uma com q_2 pontos e assim a soma interna é substituída por duas somas.

Um exemplo prático, com um número pequeno de pontos, é ideal para a compreensão do algoritmo. A partir de uma seqüência de 18 pontos, define-se N sendo $N=3*3*2$, onde $p_1 = 3$ e $q_1 = 6$. Dividindo a seqüência original em 3 subseqüências de 6 pontos cada, tem-se $X(k)$ como

$$X(k) = \sum_{l=0}^2 W_{18}^{lk} \sum_{r=0}^5 x(3r+l) W_{18}^{3rk},$$

e assumindo a representação da soma interna por $G_l(k)$, tem-se,

$$X(k) = G_0(k) + W_{18}^k G_1(k) + W_{18}^{2k} G_2(k)$$

e a sua computação é ilustrada pela Figura 18.

Figura 18 - Fluxo do primeiro estágio da decomposição de uma Transformada de Discreta de Fourier de 18 pontos. FONTE – OPPENHEIM & SCHAFÉ (1975), p. 312.

Cada transformada de seis pontos ainda pode ser quebrada, por exemplo, em 3 subseqüências de 2 pontos e a soma interna da Equação (37) é transformada em

$$G_l(k) = \sum_{r=0}^5 x(3r+l)W_6^{rk} = \sum_{s=0}^2 W_6^{sk} \sum_{p=0}^1 x(9p+3s+l)W_6^{3pk}$$

e a fórmula analítica completa transforma-se em

$$X(k) = \sum_{l=0}^2 W_{18}^{lk} \sum_{s=0}^2 W_6^{sk} \sum_{p=0}^1 x(9p+3s+l)W_6^{3pk}. \quad (38)$$

A Figura 19 apresenta uma etapa da computação da soma interna da Equação (38), quando $l = 0$.

Figura 19 - Fluxo de um estágio de uma Transformada Discreta de Fourier de 6 pontos.

FONTE – OPPENHEIM & SCHAFER (1975), P. 313.

A Figura 19 representa apenas a computação da primeira sequência de 6 pontos da Figura 18, e naturalmente este procedimento deve se repetir para as demais sequências. As saídas da Figura 19, ou seja, $G_0(0)$, $G_0(1)$... $G_0(5)$, devem ser colocadas nas posições apropriadas na Figura 18.

Para a sequência de 160 pontos, armazenadas no DSP56002, foi definido uma série de fatores para N como

$$N = 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 5$$

tal que a fórmula analítica se torna

$$X(k) = \sum_{e=0}^4 W_{160}^{ek} \sum_{v=0}^1 W_{32}^{vk} \sum_{z=0}^1 W_{16}^{zk} \sum_{l=0}^1 W_8^{lk} \sum_{s=0}^1 W_4^{sk} \cdot \sum_{p=0}^1 x(80p + 40s + 20l + 10z + 5v + e) W_2^{pk} \quad (39)$$

A partir da Equação (39) e do exemplo anterior ilustrado pela Figura 18 e Figura 19, o algoritmo foi desenvolvido em linguagem *assembly* para calcular a Transformada de Fourier e a distorção harmônica total.

Com todos os parâmetros elétricos já calculados, o processo número 2 os passa para o processo número 4 para o controle do monitoramento dos mesmo. Todos estes parâmetros

elétricos também ficam disponíveis para o usuário. Ainda, o cálculo da potência média é transferido para o processo número 3 que, a partir deste valor, gera a demanda acumulada.

5.2.4 Processo #3: acumular potência média

O processo número 3 é ativado a partir do momento que tem à sua disposição a data e hora atualizados, vindos do processo número 1, e o valor da potência média recebido do processo número 2. Com estas informações, o processo acumula a potência média em uma das quatro posições de memória de 48 bits reservadas para isto. Cada posição indica uma faixa de horário que é determinada pelo usuário. Estas faixas de horários são definidas com um horário inicial e outro final cada uma e dependendo do que se deseja, pode-se configurar desde uma única faixa até quatro. Para exemplificar, caso seja desejado apenas uma faixa de horário, deve-se definir como horário inicial 0:00:00 e horário final 0:00:00. No caso de duas faixas de horário, deve-se configurar para a primeira faixa (horário inicial e final) 0:00:00 e 11:59:59 e para a segunda faixa 12:00:00 e 23:59:59, por exemplo. Para se definir mais faixas, segue-se a mesma orientação. O processo de decisão sobre a faixa de horário é bastante simples, pois o sistema verifica o horário final da faixa atual e compara com o horário vindo do processo número 2 e caso seja menor, o sistema passa a adotar a próxima faixa de horário.

O valor da potência média, recebido do processo número 1, representa a potência média calculada sobre 16,67 ms. Para ser acumulada e gerar um resultado em quilowatt, este valor é multiplicado pelo tempo (resultando no cálculo da energia) e dividido por 1000 sempre que o processo número 3 é ativado, ou seja a cada 16,67 ms.

5.2.5 Processo #4: monitorar parâmetros elétricos

A tarefa de monitorar os parâmetros elétricos calculados pelo processo número 2 é realizada pelo processo número 4 a cada instante que novos valores de parâmetros elétricos, data e hora são calculados. A implementação do processo número 4 é constituída de um número pequeno de macros e subrotinas que facilitam a inclusão ou exclusão de outros parâmetros elétricos no sistema. Os parâmetros elétricos podem ser monitorados de acordo

com um tempo pré definido, um para cada parâmetro, e também de acordo com limiares. Pode-se definir também quais os parâmetros e fenômenos que serão monitorados.

No monitoramento por tempo, uma forma de cronômetro em contagem regressiva cuida de cada tempo pré-definido para cada parâmetro elétrico e no momento que um deles atinge a marca zero, o parâmetro em questão é gravado na memória do DSP56002 juntamente com a data e hora atuais e identificação do parâmetro elétrico. A partir daí o cronômetro reinicia a contagem regressiva novamente para este parâmetro elétrico. Desta forma, é possível definir tempos específicos para cada parâmetro que se deseja investigar. Para este tipo de monitoramento, foi programado comportar na memória do DSP56002 até 3456 registros. Quando todo o espaço alocado for preenchido, o processo sobregrava o registro mais antigo ou simplesmente pode ser configurado para parar de gravar. Quando um novo registro sobregrava um outro, o sistema mantém um controle da quantidade de registros apagados.

O monitoramento por limiar naturalmente registra acontecimentos quanto o valor de um determinado parâmetro elétrico ultrapassa seu limiar que é definido pelo usuário. Somente no caso do fator de potência é que o registro acontece quando seu valor passa a ser inferior ao seu limiar. O sistema sempre inicia os registros quando se detecta estas condições, e os finaliza quando os valores dos parâmetros elétricos voltam ao que seja considerado normal pelo usuário. O registro do monitoramento por limiar é constituído da hora inicial, data inicial, valor mínimo, valor máximo, valor médio, hora final, data final e identificação do parâmetro elétrico. O espaço alocado na memória comporta 1728 registros, além dos 3456 reservados para os registro por tempo. O sistema de gravação segue a mesma idéia descrita no monitoramento por tempo.

Os fenômenos eletromagnéticos também são monitorados neste processo. De forma semelhante, pode-se definir seus limiares e quais serão monitorados, entre flutuação de tensão, *sags*, *swells*, interrupções e distorção harmônica. A diferença, neste caso, é que os fenômenos eletromagnéticos são monitorados a cada meio ciclo dos sinais (exceto para distorção harmônica), enquanto os demais são monitorados por período. Os registros seguem o mesmo formato do monitoramento por limiar e são gravados no mesmo espaço de memória destinado aos registros por limiar.

Todos os registros e controles gravados na memória do DSP56002 ficam disponíveis para o usuário através da interface de depuração que acompanha o módulo de avaliação. Durante o desenvolvimento deste projeto, houve também uma preocupação em desenvolver

uma interface gráfica para interpretar e gerenciar os dados gerados pelo DSP56002, tanto que ao se implementar o atual código, algumas medidas foram tomadas para que esta integração fosse facilitada. Devido a contratempos no transcorrer do trabalho e limitação natural de tempo, o processo número 5 da Figura 17 representa este esforço para tratar a comunicação com a interface gráfica. Este processo seria responsável pela alteração em tempo real da data, hora, tempos, limiares e outras configurações do sistema, bem como a leitura dos parâmetros elétricos calculados e dos registros gerados.

6 Avaliação do Sistema

O sistema, descrito no capítulo anterior, foi submetido à uma série de testes para a verificação do algoritmo desenvolvido e a sua aplicação real. Os testes foram criados dentro das limitações de tempo e recursos disponíveis e portanto, orientações de normas, como do INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC)-687 (1992) e IEC-1036 (1996) não foram colocadas em prática. Diversas simulações foram realizadas para a verificação de cada etapa do algoritmo e o sistema realizou medições reais a partir de um conjunto de três lâmpadas e de uma das linhas de tensão da rede elétrica do laboratório onde os teste foram realizados.

6.1 TESTES

O conjunto de testes compreende cinco etapas para a avaliação do sistema, onde cada uma é composta por até três testes. Os testes foram divididos em etapas para se examinar as seguintes características do sistema:

- realização dos cálculos de parâmetros elétricos;
- entradas e conversor AD do módulo de avaliação do DSP56002;
- transformada rápida de Fourier;
- monitoramento dos parâmetros elétricos;
- aplicação real.

A primeira etapa é constituída de um único teste para verificar somente a execução dos cálculos de parâmetros elétricos. A etapa seguinte examina o comportamento do módulo de avaliação do DSP56002 na captura um sinal real e a terceira etapa tem por objetivo comprovar o cálculo da distorção harmônica, por meio da Transformada Discreta de Fourier, através de comparações. O monitoramento de parâmetros elétricos e de fenômenos eletromagnéticos é realizado na quarta etapa de testes, juntamente com o cálculo de

demanda. Finalmente, os testes da quinta etapa são direcionados à medição e monitoramento de uma linha de tensão do laboratório onde encontra-se ligadas uma das fases de um ar condicionado e outros aparelhos eletrônicos, como por exemplo, computadores.

Os sinais empregados nos testes foram obtidos através de diversas fontes, como por exemplo, sinais gerados pela ferramenta Matlab, de gerador de funções e da própria linha de tensão do laboratório. Os próximos subtópicos descrevem os detalhes de cada etapa de avaliação do sistema e apresentam os resultados obtidos.

6.1.1 Cálculos de Parâmetros Elétricos

Para verificar a exatidão dos cálculos no algoritmo desenvolvido, alguns sinais foram simulados com variações na amplitude e ângulo de fase, de forma empírica. Estes sinais foram criados a partir da ferramenta Matlab, por meio de fórmulas analíticas, e posteriormente carregados na memória do DSP56002 para o processamento. As amplitudes dos sinais foram variadas em 0.2, 0.5 e 0.8 e os ângulos de fase foram variados em 0° , 30° e 60° . A combinação criada entre estas duas variáveis gerou nove conjuntos de dois sinais para a realização dos cálculos de valores eficazes, potências aparente, reativa e ativa e fator de potência. Uma vez processados no sistema os sinais simulados, os resultados dos parâmetros elétricos foram comparados com os valores calculados pela ferramenta Matlab. Os maiores erros encontrados são mostrados na Tabela 7.

Tabela 7 - Erro máximo encontrado nos cálculos de parâmetros elétricos entre o sistema, no DSP56002, e a ferramenta Matlab.

parâmetros elétricos	erro	amplitude	ângulo de fase
valor RMS	0,0002 %	0.2	60°
potência aparente	0,0005 %	0.2	60°
potência reativa	0,0026 %	0.8	30°
potência ativa	0,0012 %	0.2	60°
fator de potência	0,0008 %	0.2 e 0.8	30°

Os erros apresentados pela Tabela 7 necessariamente não representam a precisão exata do algoritmo e nem tampouco de todo o sistema. Estes testes foram realizados com o intuito de verificar o código implementado e proporcionar uma idéia da dimensão do erro gerado pelo algoritmo. A potência reativa e fator de potência exigem operações matemáticas além de multiplicação e adição, as quais são operações executadas a partir de um único comando para o DSP56002. Para estes cálculos é necessário operações como divisão e raiz quadrada, respectivamente, que são executadas a partir de algoritmos especiais que podem também adicionar mais erros ao resultado final.

6.1.2 Entradas Analógicas e Conversor AD

O módulo de avaliação do DSP56002 possui dois canais de entrada chamados de canal direito e canal esquerdo, ou seja, um entrada estéreo. Estes canais foram designados respectivamente para os sinais de tensão e corrente. A recepção dos sinais pelos canais é condicionada à circuitos existentes na placa do módulo de avaliação para ser então apresentados ao conversor AD para a digitalização. Todavia, os circuitos condicionadores atenuam os sinais de entrada para que a amplitude máxima seja representável entre a faixa de valores digitais de 16 *bits* do conversor. As tensões máximas, tanto para os canal direito quanto para o esquerdo, não devem ultrapassar $3 V_{pp}$.

A investigação da atenuação dos sinais foi realizada para se determinar um fator de escala para cada canal. Empregando um gerador digital de sinais juntamente com um multímetro digital, três testes para cada canal foram realizados. A frequência e o valor de pico do sinal gerado pelo gerador de sinais foram aferidos pelo multímetro. A frequência foi fixada em 60 Hz, para a qual o sistema foi projetado, e o valor da amplitude inicial foi de $1,5 V_p$, sendo decrementado em $0,1 V_p$ 15 vezes, ou seja, até $0,1 V_p$. Toda vez que a amplitude do sinal era redefinida, com o auxílio do multímetro, o mesmo sinal era aplicado ao canal direito e ao canal esquerdo do módulo de avaliação. Para cada sinal e cada canal, anotou-se o valor eficaz fornecido pelo multímetro e o valor eficaz calculado pelo DSP56002, sendo este último foi obtido por meio de uma média a partir de dez cálculos realizados pelo sistema. O fator de escala obtido entre o valor eficaz calculado pelo multímetro e a média do valor eficaz calculado pelo sistema para cada sinal e para cada canal é apresentado pelos Gráfico 1 e Gráfico 2, respectivamente.

Gráfico 1 – Fatores de escala de 3 séries de testes para o canal direito.

Gráfico 2 – Fatores de escala de 3 séries de testes para o canal esquerdo.

Os gráficos inicialmente revelam fatores de escala diferentes para cada canal. Para os sinais abaixo de $0,3 V_p$, inclusive, os fatores de escala não apresentam sempre um comportamento linear. Apenas a sequência 2 mostra esta tendência de comportamento. Por estas evidências, os resultados abaixo $0,3 V_p$ não foram considerados no cálculo de um fator

de escala geral. Também, para os demais testes, houve sempre a preocupação de manter as amplitudes dos sinais de entrada entre 0,4 e 1,5 V_p , para se obter resultados com margens de erros menores. A Tabela 8 apresenta, para cada canal, o fator de escala médio determinado em cada série entre 1,5 e 0,4 V_p , juntamente com o desvio médio.

Tabela 8 - Fatores de escala e desvio médio para cada canal e cada série de sinais.

séries	canal direito		canal esquerdo	
	fator de escala	desvio médio	fator de escala	desvio médio
série 1	3,368	0,0016	3,268	0,0015
série 2	3,365	0,0030	3,265	0,0030
série 3	3,365	0,0010	3,265	0,0012

Baseado nos fatores de escala médio de cada série, um único fator de escala foi determinado para cada canal. O valor é resultante de uma média, sendo 3,366 e 3,266 para o canal direito e canal esquerdo, respectivamente, com uma precisão de 0,06 %, diante dos testes realizados.

A preocupação em conhecer a frequência máxima, que o sistema aceitaria na prática, criou a necessidade da realização de um teste. Neste teste, a amplitude do sinal se manteve fixa em 1,5 V_p de pico e a frequência inicial 60 Hz foi sendo incrementada ao longo do experimento. A frequência do segundo sinal foi incrementada em 60 Hz e os demais foram incrementados em 120 Hz para reduzir o montante de dados colhidos. A partir do instante em que se notou respostas incorretas geradas pelo sistema, a frequência voltou a ser incrementada em 60 Hz para se obter uma sintonia mais fina e determinar a frequência limite. O Gráfico 3 mostra o valor eficaz calculado pelo sistema durante as alterações de frequências. Cada resultado apresentado no gráfico, em uma determinada frequência, foi gerado a partir da média de dez cálculos realizados pelo DSP56002. Este teste foi realizado tanto para o canal direito quanto para o canal esquerdo do módulo de avaliação.

Gráfico 3 – Resposta em frequência do sistema para os canais direito e esquerdo.

Os resultados deste experimento mostraram que o sistema opera corretamente com frequências em até 4,08 kHz, aproximadamente, na prática. A partir desta frequência o incremento foi feito em 60 Hz e as respostas calculadas pelo sistema começam a apresentar erros gradativamente maiores para sinais com frequências superiores a 4,14 kHz.

O conversor AD possui um filtro digital do tipo Chebyshev I, com ajuste automático de acordo com a frequência de amostragem escolhida. Os erros apresentados pelo sistema, na verdade, são derivados do comportamento da banda de passagem deste filtro que atenua as frequências próximas à maior frequência permitida, devido à faixa de passagem do filtro. A ondulação que se nota no Gráfico 3 refere-se ao efeito de ondulação existente na banda de passagem do filtro que apresenta comportamento oscilatório. O Gráfico 4, Gráfico 5 e Gráfico 6 apresentam a resposta em frequência do filtro digital do conversor AD, o efeito de ondulação da banda de passagem e sua banda de transição.

Gráfico 4 – Resposta em frequência do filtro digital no conversor AD.

Gráfico 5 – Efeito de ondulação na banda de passagem do filtro digital.

Gráfico 6 – Banda de transição do filtro digital.

Através do Gráfico 5, observa-se que o efeito de ondulação na banda de passagem do filtro apresenta desvios de até 20 %. A banda de transição do filtro, segundo o Gráfico 6, mostra a atenuação de frequências a partir de 4,32 kHz mas que na prática foi constatado a atenuação partir de 4,14 kHz.

6.1.3 Transformada Rápida de Fourier

A implementação da Transformada Rápida de Fourier para o sistema foi avaliada de duas formas. Primeiramente, uma forma de onda distorcida, capturada de um circuito a válvula, foi analisada através do osciloscópio e a distorção harmônica calculada segundo a teoria apresentada no roteiro de experiências de circuitos eletrônicos criado por CÉSAR, GONZAGA & SARTORI (1987). A Figura 20 apresenta a forma de onda e o tipo de dado colhido através do osciloscópio.

Figura 20–Forma de onda gerada pelo circuito e dados obtidos para o cálculo da DHT.

A distorção harmônica total foi calculada somente até a terceira harmônica para a simplificação do teste. Os valores obtidos, visualizando a distorção no osciloscópio, foram $V_{L1}(0) = 8,8 \text{ V}$, $V_{L2}(\pi/2) = -11 \text{ V}$, $V_{L3}(\pi/3) = 6,5 \text{ V}$ e $V_{L4}(\pi) = 0 \text{ V}$, e a distorção harmônica total obtida foi de 12,01 %. Este sinal foi apresentado ao sistema no DSP56002 e a DHT calculada. A média de dez cálculos de DHT pelo sistema foi de 12,10 % com desvio médio de 0,004.

Com o mesmo sinal, agora invertido, novamente calculou-se a DHT. Os novos valores obtidos através do osciloscópio foram $V_{L1}(0) = 11 \text{ V}$, $V_{L2}(\pi/2) = -8,8 \text{ V}$, $V_{L3}(\pi/3) = 7,5 \text{ V}$ e $V_{L4}(\pi) = 0 \text{ V}$, e a DHT desta vez atingiu 14,13 %. Do mesmo modo anterior, a DHT média obtida pelo sistema no DSP56002 foi de 14,08 %, com um desvio médio de 0,0046 sobre um conjunto de dez amostras.

Este experimento, embora simples, prova a capacidade do sistema desenvolvido de efetuar o cálculo da DHT e ainda mostra sua flexibilidade em realizar o cálculo até a terceira harmônica, somente. Deste resultado não é possível tirar nenhuma conclusão sobre a precisão do algoritmo, pois o próprio cálculo realizado com valores extraídos através do osciloscópio naturalmente possui uma margem de erro.

O segundo experimento, envolvendo o cálculo da distorção harmônica total, foi realizado com sinais reais capturados pelo DSP56002, sob diversas circunstâncias. Para cada

sinal capturado, o valor da DHT calculado pelo sistema foi colhido. Posteriormente, este sinal foi também transferido para a ferramenta Matlab para se obter um resultado teórico da DHT e então comparado com o valor calculado pelo sistema. Neste teste, o cálculo foi realizado até a 64^a harmônica, em ambos os casos (Matlab e sistema no DSP56002), mas o sistema poderia realizar o cálculo até a 79^a caso não houvesse a atenuação de frequências pelo filtro. A Tabela 9 apresenta os resultados da DHT de seis sinais.

Tabela 9 - Comparação do cálculo da DHT entre o sistema no DSP56002 e o Matlab.

Sinais	DSP56002	Matlab	erro
sinal 1	08,33215 %	08,36 %	0,33 %
sinal 2	26,90068 %	26,91 %	0,03 %
sinal 3	42,10503 %	41,42 %	1,63 %
sinal 4	64,62504 %	64,63 %	0,01 %
sinal 5	73,34333 %	74,00 %	0,9 %
sinal 6	80,98433 %	79,61 %	1,7 %

A Tabela 9 mostra o menor erro encontrado de 0,01 % e o maior de 1,7 % entre os valores calculados pelo Matlab e o DSP56002. Este experimento aprova o algoritmo implementado e mostra uma margem de erro pequena nos cálculos feitos pelo sistema.

A Figura 21 e Figura 22 mostram um sinal de corrente distorcido capturado pelo DSP56002 na rede elétrica do laboratório, juntamente com o gráfico da Transformada de Fourier calculada pela ferramenta Matlab. A distorção neste caso é de 79,61 %.

Figura 21 – Dois ciclos de um sinal de corrente capturado na rede elétrica do laboratório.

Figura 22 – TDF do sinal real de corrente, cuja DHT é de 79,61 %.

O sinal da Figura 21 corresponde a um sinal de corrente da rede elétrica do laboratório onde os testes foram realizados. Este foi o sinal com a maior DHT gravado. A linha de tensão escolhida para capturar os sinais tinha, no momento da captura, um aparelho de ar condicionado, um microcomputador e um osciloscópio ligados. Como os mostra a Figura 22, a maior parte da distorção se concentra nas primeiras harmônicas. As últimas, que são atenuadas pela banda de transição do filtro digital no conversor AD, não são representativas

para o cálculo da DHT e sua atenuação não contribui com erros significativos para o resultado final.

6.1.4 Monitoramento

Três testes foram realizados para verificar as funções de monitoramento do sistema e demanda acumulada. Para todos os testes desta etapa, um circuito foi especialmente montado para reduzir a tensão da rede elétrica de 127 V_{rms} para uma faixa aceitável para o sistema, ou seja entre 0,4 e 1,5 V_p. A corrente foi gerada por um conjunto de três lâmpadas de 100 W ligadas em paralelo e obtida por um alicate indutivo de comportamento linear, com um fator de 1 V a cada 20 A. Como a corrente gerada era baixa (aproximadamente 2,3 A), o sinal de saída do alicate foi amplificado para também estar dentro da uma faixa aceitável para o módulo de avaliação do DSP56002. Tanto o sinal de tensão quanto o sinal de corrente foram controlados através de potenciômetros no circuito desenvolvido. Antes do início de cada teste, era sempre calculado o fator de escala entre os sinais apresentados para o sistema e os sinais reais. As medidas destes sinais foram realizadas com a utilização de um multímetro.

No primeiro teste, o sistema foi programado para registrar a cada cinco minutos uma série de parâmetros elétricos e acumular a demanda por exatamente uma hora. Os parâmetros elétricos programados foram: valores eficazes de corrente e tensão, potências ativa, reativa, e aparente, fator de potência e DHTs de corrente e tensão. Os dados obtidos não são apresentados devido ao grande volume e os gráficos gerados com estes dados não apresentam nenhuma informação significativa para discussão. De forma condensada, a Tabela 10 mostra os valores médios de todos parâmetros elétricos gravados, seus valores máximos, mínimos e desvios médios.

Tabela 10 – Valores resultantes da gravação de parâmetros elétricos a cada 5 minutos, por uma hora.

parâmetros	valor	Valor	valor	desvio
elétricos	médio	Máximo	mínimo	médio
RMS tensão (V)	124,0344	124,6329	123,2392	0,315241
RMS corrente (A)	2,284269	2,2904	2,2765	0,003226
p. aparente (VA)	283,329	285,4585	280,5571	0,200887
p. reativa (var)	23,1842	23,7611	22,8274	1,127575
p. ativa (W)	282,3787	284,5123	279,6109	1,119771
DHT tensão (%)	11,8681	12,3199	11,1559	0,279162
DHT corrente (%)	07,4523	07,8136	06,9801	0,209949
fator de potência	0,996646	0,996719	0,996475	0,000058

A demanda acumulada durante exatamente uma hora foi de 284,003 W, correspondendo ao valor esperado, uma vez que a corrente inicialmente medida foi de 2,3 A, a tensão de 124 V e a carga puramente resistiva.

O objetivo deste teste foi avaliar o comportamento do sistema acumulando a demanda e gravando os parâmetros por tempo determinado. Embora não houvesse um equipamento ideal para se realizar uma comparação, fica provado a capacidade do sistema de executar este tipo de monitoramento e a demanda acumulada.

A DHT de tensão obteve uma média de 11,8681 %. Vale citar aqui que a distorção na rede elétrica não deveria ultrapassar 5 %, mas neste caso, os próprios componentes utilizados no circuito para atenuar o sinal também causaram distorção. Portanto, os resultados sofrem influência dos erros do próprio circuito.

O segundo teste teve como objetivo verificar a gravação de parâmetros elétricos quando estes excediam seus limiares. Os parâmetros elétricos envolvidos neste experimento foram os mesmos do experimento anterior. Aqui, também se empregou o mesmo conjunto de três lâmpadas ligadas em paralelo e os circuitos para atenuar e amplificar os sinais de tensão e corrente. Todavia, não houve a preocupação de verificar se os valores medidos estavam corretos pois os estados dos potenciômetros dos circuitos foram alterados durante o procedimento para provocar alteração nos sinais de entrada para o DSP56002.

Inicialmente, ambos os sinais foram ajustados em $1,3 V_p$ para a entrada no sistema. Os valores dos parâmetros elétricos calculados foram adotados como sendo valores de limiares. Os limiares para as DHTs de corrente e tensão foram determinados baseando-se nos valores médios calculados pelo experimento anterior com um ligeiro incremento. O mesmo aconteceu no caso do fator de potência, porém com um pequeno decréscimo. O ajuste destes limiares, em especial, foi realizado com uma sucessão de testes de forma que o experimento não gerasse um número excessivo de registros para apresentação neste trabalho. Os limiares definidos para o teste são apresentados na Tabela 11, sem qualquer escala.

Tabela 11 - Limiares definidos para cada parâmetro elétrico.

parâmetros elétricos	valores de limiares
RMS tensão (V)	0,28
RMS corrente (A)	0,28
potência aparente (VA)	0,08
potência reativa (var)	0,01
potência ativa (W)	0,08
DHT tensão (%)	12
DHT corrente (%)	8
fator de potência	0,991

Para o início deste teste, os sinais foram ajustados agora em $1 V_p$. Após alguns segundos, elevou-se o sinal de tensão acima de $1,3 V_p$ e logo em seguida o mesmo foi feito com o sinal de corrente, ambos através dos potênciômetros instalados nos circuitos. Por um curto período de tempo os sinais foram mantidos com esta amplitude e posteriormente retornaram ao seus valores iniciais, sendo primeiramente o sinal de corrente e em seguida o sinal de tensão. Os registros gerados por este experimento são apresentados pela Tabela 12 e o tempo total transcorrido foi de 00:01:24.752.

Tabela 12– Registros gerados pelo sistema com monitoramento por limiares.

Parâmetros elétricos	tempo inicial	tempo final	valor médio	Valor máximo	valor mínimo
fator de potência	00:00:00.017	00:00:08.134	0,9908	0,9909	0,9899
fator de potência	00:00:08.150	00:00:08.251	0,9909	0,9909	0,9908
DHT corrente (%)	00:00:38.718	00:00:38.735	8,0497	8,0497	8,0497
DHT corrente (%)	00:00:49.251	00:00:49.284	8,0797	8,0797	8,0797
RMS corrente (A)	00:00:33.200	00:00:54.284	0,2814	0,3106	0,3070
p. ativa (W)	00:00:33.000	00:00:54.501	0,0800	0,0960	0,0944
p. aparente (VA)	00:00:32.902	00:00:54.551	0,0801	0,0980	0,0963
p. reativa (VAR)	00:00:14.251	00:00:59.351	0,0100	0,0196	0,0146
p. reativa (VAR)	00:01:01.150	00:01:02.868	0,0100	0,0102	0,0102
RMS tensão (V)	00:00:14.234	00:01:13.017	0,2821	0,3556	0,3163
fator de potência	00:00:08.301	00:01:13.317	0,9862	0,9910	0,9797

Onze registros foram gerados e são mostrados em ordem cronológica, ordenados pelo tempo final da ocorrência. A data também é gravada no sistema, porém não está apresentada na Tabela 12. Através destes registros, pode-se observar que o fator de potência ficou a maior parte do tempo abaixo do seu limiar e nenhuma DHT de tensão foi registrada. Apenas duas ocorrência de DHT de corrente foram registradas e em ambos os casos com duração de somente 17 ms. A ocorrência dos demais parâmetros elétricos foram efetuadas de acordo com as expectativas.

Embora não houvesse um registro de ocorrência de DHT de tensão acima do seu limiar determinado, o experimento mostra o funcionamento perfeito do monitoramento de parâmetros elétricos. Como este módulo do sistema é composto de um conjunto de macros e subrotinas, a possibilidade de falha no registro da DHT de tensão é pequena, uma vez que para os demais parâmetros elétricos as ocorrências foram registradas. Além disso, em outros ensaios para definir os limiares, registros de DHT de tensão foi também notado.

O terceiro teste foi realizado para comprovar o registro de fenômenos eletromagnéticos, ou seja, flutuação de tensão, *sags*, *swells* e interrupções. A DHT não foi

considerada neste teste por ter sido avaliada, o seu cálculo e registro, em testes anteriores. A diferença do registro de fenômenos eletromagnéticos para o registro de parâmetros elétricos está no tempo de detecção do evento. O primeiro realiza registros a cada 8,5 ms, enquanto o segundo a cada 17 ms, ou seja, metade do tempo do primeiro ou cada meio ciclo do sinal.

Supondo que $1 V_p$ fosse o valor da tensão nominal, o sistema recebeu este sinal inicialmente e calculou o seu valor eficaz em aproximadamente 0,22 V (sem escala). A partir deste dado, os valores de limiares foram determinados, baseando-se nas normas do IEEE (1995) que indicam as amplitudes típicas. A Tabela 13 apresenta os valores de limiares para cada fenômeno eletromagnético que o sistema pode detectar.

Tabela 13 - Limiares para fenômenos eletromagnéticos (sem escala).

fenômenos eletromagnéticos	amplitudes típicas	limiares para DSP56002
<i>sag</i>	$> 0,1 < 0,9 \text{ pu}$	$> 0,022 < 0,198$
<i>swell</i>	$> 1,1 \text{ pu}$	$> 0,242$
interrupção	$< 0,1 \text{ pu}$	$< 0,022$
flutuação (máximo)	$< 1,1 \text{ pu}$	$< 0,242$
flutuação (mínimo)	$> 0,9 \text{ pu}$	$> 0,198$

Com os valores de limiares definidos, o sinal com $1 V_p$ foi novamente apresentado ao sistema. Novamente, com o auxílio do potenciômetro instalado no circuito de condicionamento, o sinal de tensão foi amplificado para poder provocar o efeito de *swells* no sinal e acusar o registro de sua ocorrência no sistema. Em seguida, este sinal foi atenuado ao limite máximo do potenciômetro para gerar uma ocorrência de *sag*. Finalmente o sinal foi interrompido por alguns instantes e logo recuperado. O tempo total transcorrido neste experimento foi de 00:01:00.468 e os resultados obtidos são apresentados pela Tabela 14.

Tabela 14 – Registros gerados pelo sistema monitorando fenômenos eletromagnéticos.

fenômenos eletromagnéticos	tempo inicial	tempo final	valor médio	valor máximo	valor mínimo
flutuação	00:00:00.017	00:00:18.134	0,2212499	0,2375576	0,2102661
<i>swells</i>	00:00:18.134	00:00:18.150	0,2413551	0,2413551	0,2413551
flutuação	00:00:18.150	00:00:18.150	0,2378646	0,2378646	0,2378646
<i>swells</i>	00:00:18.150	00:00:38.200	0,2860894	0,2890179	0,2414065
flutuação	00:00:38.200	00:00:38.317	0,2195696	0,2374974	0,2025784
<i>sags</i>	00:00:38.317	00:00:59.985	0,1823074	0,1993228	0,0242228
Interrupção	00:00:59.985	00:01:13.802	0,0115350	0,0219563	0,0051211

Todos os fenômenos simulados foram registrados pelo sistema em sete ocorrências. Naturalmente, o primeiro registro foi de flutuação de tensão, com valor eficaz médio de 0,2212499 V. Entre 18.134 s e 18.150 s, ocorreram um *swell* em 8,5 ms, uma flutuação de tensão também em 8,5 ms e mais um novo registro de *swell* que se estendeu até 38.200 s, nesta respectiva ordem. A partir deste instante o sinal foi atenuado, e o sistema voltou a registrar uma ocorrência de flutuação de tensão e logo em seguida um *sag*. Finalmente o sinal, que fora interrompido, foi detectado e registrado.

Este último teste apresenta a capacidade do sistema de registrar fenômenos eletromagnéticos de acordo com as normas do IEEE (1995), que especifica ocorrências de flutuação de tensão, *sags*, *swells* e interrupções a partir de meio ciclo do sinal.

6.1.5 Aplicação Real

Esta etapa é composta de dois teste bastante similares com os dois primeiros testes da etapa anterior. Aqui, os circuitos empregados para atenuar e amplificar os sinais de tensão e corrente, respectivamente, foram ligados diretamente à rede elétrica do laboratório. Nesta rede, foi escolhido uma linha onde encontrava-se conectado uma das fases do aparelho de ar condicionado. O sinal de corrente foi capturado pelo mesmo alicate descrito na etapa anterior e amplificado para ser apresentado ao sistema. Após toda a instalação do circuito e ajuste dos

sinais para entrada no módulo de avaliação do DSP56002, determinou-se também fatores de escala para corrente e tensão com o auxílio de um multímetro. Os valores colhidos e determinados são apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 - Fatores de escala para os sinais de corrente e tensão calculados a partir das entradas no circuito e no DSP56002.

sinais	entrada circuito	entrada DSP56002	fator de escala
tensão	125	0,73	171,2329
corrente	0,26	0,78	6,6667

No primeiro experimento, o sistema foi configurado para registrar todos os parâmetros elétricos a cada 1 minuto e também executar o cálculo da demanda acumulada. Durante o tempo de 01:04:19.201 o sistema ficou em operação e registrou o consumo de 616,8 Wh para a linha da rede elétrica do laboratório. A Tabela 16 apresenta um resumo dos dados registrados, com valores médios, máximos, mínimos e desvios médios.

Tabela 16 - Valores resultantes da gravação de parâmetros elétricos a cada 1 minuto, em aplicação real.

parâmetros elétricos	valor médio	valor máximo	valor mínimo	desvio médio
RMS tensão (V)	126,2019	128,0669	124,9230	0,5307
RMS corrente (A)	5,2914	5,3994	5,1338	0,0455
p. aparente (VA)	667,7635	680,0473	648,7964	5,0952
p. reativa (var)	339,8301	353,7634	330,1017	3,9568
p. ativa (W)	574,8058	586,6495	558,5417	4,8906
DHT tensão (%)	8,4213	8,8590	8,1070	0,1274
DHT corrente (%)	24,1782	27,5496	20,9912	0,9292
fator de potência	0,8608	0,86797	0,8517	0,0028

Alguns dados registrados também são apresentados aqui em forma de gráficos. O Gráfico 7 mostra os valores das potências ativa, reativa e aparente gravados a cada 1 minuto

durante todo o experimento. O comportamento dos valores é estável sem qualquer variação significativa durante o tempo em que o sistema ficou em operação.

Gráfico 7 – Valores das potências ativa, reativa e aparente gravados a cada 1 minuto durante aproximadamente 1 hora em aplicação real.

O Gráfico 8 apresenta a distorção harmônica total dos sinais durante o período de teste. Como é possível notar, a DHT de tensão apresentou um comportamento estável durante todo o tempo em que o sistema ficou em operação. Todavia, o comportamento da DHT de corrente se mostra mais variável ao longo do tempo.

Gráfico 8– DHT de corrente e tensão gravados a cada 1 minuto, durante aproximadamente 1 hora, em aplicação real.

No segundo teste com os sinais da rede elétrica do laboratório, o sistema foi configurado para detectar ocorrências de fenômenos eletromagnéticos. Os limiares para os parâmetros elétricos foram definidos conforme as amplitudes típicas descritas nas normas do IEEE (1995), a partir da tensão nominal de 127 V. A Tabela 17 apresenta os valores definidos como limiares

Tabela 17 - Limiares reais e para o DSP56002 definidos a partir da tensão nominal de 127 V.

fenômenos	limiar real	limiar DSP56002
<i>sag</i>	< 114,3 V	0,1983691
<i>swell</i>	> 139,7 V	0,242451
Interrupção	< 12,7 V	0,022041
flutuação (máximo)	< 139,7 V	0,242451
flutuação (mínimo)	> 114,3 V	0,1983691

A distorção harmônica total de corrente e tensão e fator de potência também foram programados para serem gravados. Entretanto, seus limiares foram estabelecidos de forma a

não gerar muitos registros na memória do sistema. Após alguns ensaios, definiu-se estes limiares conforme apresenta a Tabela 18.

Tabela 18 - Limiares para DHT e fator de potência.

parâmetros elétricos	limiares
fator de potência	< 0,85
DHT tensão	> 15%
DHT corrente	> 31 %

Com estes limiares, o sistema foi configurado e ficou operando por exatamente 02:01:10.117 horas. A demanda acumulada neste período foi de 1,186 kWh, ou seja aproximadamente duas vezes a demanda do experimento anterior, e somente três registros de fenômenos eletromagnéticos foram registrados na memória do sistema. A Tabela 19 apresenta os registros gravados.

Tabela 19 – Registros de fenômenos eletromagnéticos no sinal de tensão capturados pelo sistema durante aproximadamente 2 horas consecutivas de operação.

fenômenos eletromagnéticos	tempo inicial	tempo final	valor médio	valor máximo	valor mínimo
Flutuação	00:00:00.017	01:19:22.718	122,192	127,585	120,114
Swell	01:19:22.718	01:19:22.735	265,541	265,541	265,541
Sag	01:19:22.735	01:19:22.735	110,058	110,058	110,058

Conforme se esperava, a flutuação de tensão se estendeu durante a maior parte do tempo, sendo interrompida somente pelas ocorrências seguidas de *swell* e *sag*. O registro do *swell* foi efetuado em 8,5 ms e o seu valor atingiu mais de duas vezes a tensão nominal da rede elétrica. No instante seguinte, surgiu a ocorrência de um *sag* por 8,5 ms, onde a tensão foi reduzida a aproximadamente 110 V. A partir deste último registro o sistema voltou a registrar somente a flutuação de tensão até que sua operação foi interrompida para a finalização do experimento.

O sistema também gerou registros de DHT de corrente e tensão, porém em grande quantidade (356 registros). Assim, uma filtragem destes registros foi realizada, definindo-se

novos limiares, sendo 16 % e 31 % para DHT de tensão e corrente, respectivamente. Os registros filtrados são apresentados na Tabela 20.

Tabela 20 – Registros de DHT dos sinais de corrente e tensão gerados a partir de limiares pré definidos, durante aproximadamente 2 horas consecutivas de operação.

parâmetros elétricos	tempo inicial	Tempo final	valor médio	valor máximo	valor mínimo
DHT tensão	00:05:56.919	00:05:56.935	24,39422	24,39422	24,39422
DHT corrente	00:13:47.084	00:13:47.100	31,46171	31,46171	31,46171
DHT corrente	00:22:49.534	00:22:49.551	32,93665	32,93665	32,93665
DHT corrente	00:27:07.635	00:27:07.651	31,80927	31,80927	31,80927
DHT tensão	00:39:15.501	00:39:15.518	19,73489	19,73489	19,73489
DHT tensão	00:40:28.752	00:40:28.768	22,40655	22,40655	22,40655
DHT corrente	00:40:28.752	00:40:28.768	34,73320	34,73320	34,73320
DHT tensão	00:43:41.802	00:43:41.818	16,39964	16,39964	16,39964
DHT corrente	00:44:12.468	00:44:12.484	32,31304	32,31304	32,31304
DHT corrente	01:01:46.718	01:01:46.735	35,25274	35,25274	35,25274
DHT tensão	01:19:11.167	01:19:11.184	20,78794	20,78794	20,78794
DHT corrente	01:19:22.718	01:19:22.752	65,39645	99,75007	31,04281
DHT tensão	01:19:23.418	01:19:23.434	31,55039	31,55039	31,55039
DHT corrente	01:19:23.418	01:19:23.434	35,52588	35,52588	35,52588
DHT tensão	01:22:44.818	01:22:44.835	16,95170	16,95170	16,95170
DHT tensão	01:23:08.084	01:23:08.100	24,27908	24,27908	24,27908
DHT tensão	01:32:02.568	01:32:02.585	17,82022	17,82022	17,82022
DHT tensão	01:32:02.618	01:32:02.635	16,78009	16,78009	16,78009
DHT tensão	01:43:33.317	01:43:33.334	43,30719	43,30719	43,30719
DHT tensão	01:43:56.000	01:43:56.017	19,27071	19,27071	19,27071
DHT tensão	01:43:57.251	01:43:57.267	20,08031	20,08031	20,08031

No instante em que se registrou os eventos de *swell* e *sag*, houve também uma alteração no sinal de corrente que atingiu uma distorção máxima de 99,75 %, conforme apresentam as Tabela 19 e Tabela 20. Na maioria dos casos, as DHTs registradas tiveram um tempo de duração igual a 17 ms. Apesar do grande número de registros de DHTs, nenhuma ocorrência de fator de potência abaixo do seu limiar foi gravada.

Os testes realizados mostraram aqui a flexibilidade de configuração do sistema, a validação das funções de monitoramento e a exatidão de seus cálculos. A precisão de todo o sistema demandaria uma carga de teste com equipamentos especiais e recursos que não estavam prontamente disponíveis. Todavia, houve um compromisso em validar o sistema e mostrar sua importância em medir e monitorar redes elétricas.

7 Conclusão

Os medidores de energia elétrica, mais especificamente os medidores digitais, foram o principal enfoque deste trabalho. Aqui foram também relatados os medidores eletromecânicos e híbridos, porém a atenção se voltou aos medidores digitais, onde suas vantagens foram exemplificadas, os algoritmos existentes para medição de diversos parâmetros elétricos foram discutidos e avaliados e alguns protótipos digitais propostos no meio acadêmico foram apresentados.

A avaliação dos algoritmos foi comparativa e sinais simulados com diversas características, gerados através da ferramenta Matlab, foram empregados nos testes. Os resultados não revelaram nenhuma informação que pudesse apontar um algoritmo sendo melhor em determinada circunstância simulada e portanto os algoritmos devem ser considerados de acordo com a necessidade, simplicidade e facilidade de implementação em meios digitais. Um dos algoritmos foi implementado no DSP56002 e o teste realizado foi o mesmo feito pelos seus autores. Neste caso os resultados obtidos no DSP56002 mostraram um erro de precisão máximo de 0.0017 %, o qual representa uma melhora de 1711,8 % comparado ao resultado obtido pelos autores que implementaram o algoritmo no processador digital de sinais TMS32010, de 16 *bits*. Este último teste revela a viabilidade de implementação do sistema de medição e monitoria no DSP56002 da Motorola, em termos de precisão.

Uma vez que a qualidade de energia tem se tornado um assunto de amplo interesse atualmente, as definições dos fenômenos eletromagnéticos que provocam alterações nas linhas de potências foram introduzidas neste trabalho. A apresentação destas definições e suas prováveis causas tiveram o objetivo de permitir a elaboração e a incorporação de funções adicionais, que detectassem alguns destes fenômenos, ao medidor de energia elétrica. De acordo com o estudo, todas as classes de *sags*, *swells* e interrupções, flutuações de tensão e distorções harmônica são possíveis de ser detectadas pelo sistema.

A tecnologia dos processadores digitais de sinais tem sido empregada extensamente no mercado de equipamentos eletrônicos e os medidores digitais de energia elétrica que

oferecem mais opções de funcionalidade geralmente empregam tal tecnologia. Portanto, discutiu-se as principais características gerais encontradas nestes processadores e em seguida foram apresentadas as características do DSP56002 da Motorola, o qual foi utilizado na implementação do sistema de medição e monitoramento da qualidade de energia elétrica.

A especificação do sistema, em forma de uma diagrama de fluxo de dados, mostrou as principais característica do sistema desenvolvido como processos, armazenagem de dados e a relação entre ambos através do fluxo de dados. O DFD mostrou que o sistema opera a partir de amostras digitalizadas dos sinais de corrente e tensão, controlando data e hora, gerando uma série de cálculos de parâmetros elétricos, acumulando a demanda, registrando parâmetros elétricos e fenômenos eletromagnéticos monitorados. A taxa de amostragem do sistema foi definida como 9,6 kHz e sendo a frequência do sinal em 60 Hz, um algoritmo específico para TRF foi necessário e implementado devido a quantidade de pontos amostrados referente a um período não ser potência de dois.

O sistema foi submetido a uma série de testes divididos em etapas. Cada etapa teve o objetivo de avaliar um aspecto do sistema, levando em conta as limitações de tempo e recursos encontrados. Primeiramente avaliou-se o algoritmo para cálculos com sinais simulados pela ferramenta Matlab e o maior erro encontrado foi 0,0026 % em um dos cálculos da potência reativa. Este teste confirmou a exatidão do algoritmo implementado e mostrou a dimensão do erro gerado, não sendo exatamente o erro máximo do sistema como um todo. Na etapa seguinte avaliaram-se os canais de entrada e o conversor AD. Os sinais analógicos são condicionados à circuitos atenuantes antes de serem apresentados ao conversor AD. Estes testes buscaram determinar um fator de escala para cada canal de entrada do módulo de avaliação e os resultados mostraram um fator de escala de 3,366 e 3,266 para os canais direito e esquerdo, respectivamente, com uma precisão 0,06 %. O conversor AD possui um filtro digital com ajuste automático pela frequência de amostragem escolhida. Embora fosse conhecido sua resposta em frequência, um teste foi realizado pelo fato da existência dos circuitos atenuantes. Os dados técnicos mostravam atenuação de frequências a partir de aproximadamente 4,32 kHz, no entanto este teste mostrou que frequências a partir de 4,14 kHz, inclusive, são gradualmente atenuadas. A terceira etapa de testes provou a flexibilidade de se calcular a DHT com um pequeno número de harmônicas (somente 4) e ao mesmo tempo o seu cálculo até a 64ª harmônica. Neste último caso, foi realizada uma comparação com os cálculos realizados pela ferramenta Matlab com sinais reais. O maior erro encontrado neste experimento foi de 1,7 % na DHT de 79,61 % calculada pelo Matlab. A próxima etapa de testes avaliou o monitoramento de parâmetros elétricos e de fenômenos eletromagnéticos e a demanda acumulada. Nestes testes foram empregados um

conjunto de três lâmpadas, para gerar o sinal de corrente, e circuitos para atenuar o sinal de tensão capturado da rede elétrica e ampliar o sinal de tensão que era muito baixo para o módulo de avaliação. A demanda acumulada por uma hora correspondeu às expectativas e não foi necessariamente comparada a um outro equipamento devido a limitações de recursos. O monitoramento foi realizado tanto por tempo quanto por limiar, sendo que neste último a simulação foi criada com auxílio de potenciômetros nos circuitos, onde os sinais foram intencionalmente alterados. Finalmente, na última etapa de testes o sistema operou com sinais da rede elétrica do laboratório onde os testes foram realizados. Inicialmente, o sistema ficou monitorando os parâmetros elétricos por aproximadamente 1 hora, gravando registros a cada 1 minuto e simultaneamente acumulando a demanda. Os registros gravados não revelaram comportamentos fora do normal na rede; somente a DHT do sinal de corrente variou entre 20,99 % e 27,55 %. O teste seguinte foi realizado com limiares por aproximadamente duas horas. Durante este período, um evento de *swell* ocorreu durante 8,5 ms, onde o sinal de tensão chegou a 265,54 V_{ms} , ou seja, mais de duas vezes a tensão nominal da rede (127 V_{ms}). Logo em seguida a este evento, um *sag* também ocorreu por 8,5 ms, onde a tensão caiu para 110,06 V_{ms} . Durante a ocorrência deste fenômeno, o sistema também registrou uma DHT do sinal de corrente de quase 100 %. Embora não fosse previsto o que poderia ocorrer durante estes testes, o sistema capturou eventos que revelam a sua capacidade e importância no monitoramento deste tipo de fenômeno eletromagnético.

Assim, o projeto foi concluído após todo um estudo sobre os algoritmos, qualidade de energia elétrica e processadores digitais de sinais. As principais funções de um medidor e monitor foram implementadas e os testes realizados provaram sua funcionalidade e a exatidão dos cálculos.

7.1.1 Projetos Futuros

No decorrer deste projeto, várias idéias foram colecionadas para dar continuidade ao trabalho. Estas idéias correspondem a uma etapa mais ambiciosa de um projeto que pode-se dizer que se iniciou com o sistema discutido aqui. Algumas delas são possíveis de ser implementadas a curto prazo, porém outras exigiriam um estudo mais detalhado. Abaixo, uma lista com as principais idéias são apresentadas.

- Cálculo de outros parâmetros elétricos: pode-se incorporar o cálculo de outros parâmetros elétricos ao sistema, como por exemplo, energia importada e exportada e o cálculo da Distorção de Demanda Total. A implementação da monitoria para este

valores e outros seria fácil, pois o sistema conta com subrotinas e macros para estas funções, que exigiriam apenas alguns ajustes.

- Interface gráfica de comunicação com computador pessoal: o desenvolvimento de uma interface gráfica facilitaria o gerenciamento dos dados e a interpretação dos resultados do sistema os exibindo, por exemplo, em forma de gráfico. A alteração da configuração do sistema também poderia ser feita em tempo real pela interface.
- Rotinas de segurança: algumas rotinas poderiam fazer parte do sistema para identificar possíveis falhas, como por exemplo, identificação de ausência de sinal, problemas na digitalização dos sinais e falhas de hardware.
- Conexão em rede: o desenvolvimento de um medidor para ser ligado em rede seria uma opção interessante para a verificação do sistema a distância. A partir desta idéia, uma interface faria o gerenciamento dos dados de cada medidor e ao mesmo tempo gerando informações gerais a partir destes dados.

8 Referências Bibliográficas

- ANALOG DEVICES INC. (1999). *Benefits of Electronic Energy Metering*. Technical Support. http://www.analog.com/techsupt/documents/inst_editorial1/editorial.html. (9/abr./1999).
- BACKMUTSKY, V. et al. (1999). New DSP Method for Investigating Dynamic Behavior of Power Systems. *Electric Machines and Power Systems*, v.27, n.4, p.399-427, mar.
- BARKER, P. et al. (1994). Power Quality Monitoring of a Distribution System. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.9, n.2, p.1136-1142, abr.
- CARULLO, A.; PARVIS, M. (1997). Power Meter for Highly Distorted Three-Phase Systems. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*. v.46, n.6, p.1262-1267, dec.
- CÉSAR, A. C.; GONZAGA, D. P.; SARTORI, J. C. (1987). *Roteiros de Experiências de Circuitos Eletrônicos*. Publicação 011/87 da Escola de Engenharia de São Carlos, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de São Paulo,
- CORNEY, A. C.; PULLMAN, R. T. (1987). Digital Sampling Laboratory Wattmeter. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*. v.IM-36, n.1, p.54-59, mar.
- DEPTA, R. P. (1999). *Introduction to Testing Watthour Meters*. AVO International Training Institute. <http://www.avointl.com/products/watthour/xtra/notes/kwatmeter/kwh-metr.html> (9/abr./99).

- DORR, D. et al. (1997). Interpreting Recent Power Quality Surveys to Define the Electrical Environment. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.33, n.6, p.1480-1487, nov/dez.
- DORR, D. S. (1995). Point of Utilization Study Results. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.31, n.4, p.658-666, jul/ago.
- EDISON ELECTRIC INSTITUTE. (1981). *Handbook for Electricity Metering*. 8 ed. Washington. EUA.
- EPRI POWER DELIVERY. (1999). *Utility Metering*. Reference Material. <http://www.epri.com/pdg/dist/jtargets/an/duc/amr20.html>. (9/abr./1999).
- FLUKE DO BRASIL LTDA (1999a). *Harmônicas de Corrente e Tensão: O Que Você Deve Saber – parte I*. Controle e Instrumentação, ano 4, nº 32, p. 77-81 Mar.
- FLUKE DO BRASIL LTDA (1999b). *Harmônicas de Corrente e Tensão: O Que Você Deve Saber – parte II*. Controle e Instrumentação, ano 4, nº 33, p. 80-88 Abr.
- GREGORY, B. A. (1973). *An Introduction to Electrical Instrumentation*. The Macmillan Press Ltd. London. Engl.
- GUNTER, E.; MEHTA, H. (1995). A Survey of Distribution System Power Quality – Preliminary Results. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.10, n.1, p.322-329, jan.
- HARVEY, J. (1998). *Advances in Electric Metering*. Power Value Online / Intertec International, Inc. <http://www.powervalue.com/art0007/art1.html>. (9/abr./99).
- HATLEY, D. J.; PIRBHAI, I. A. (1990). *Estratégias Para Especificação de Sistemas em Tempo Real*. Makron Books, São Paulo.
- HEATH, S. (1995). *Microprocessor Architectures RISC, CISC and DSP*. Second Edition. Oxford, BH Newnes. Cap. 5, p.149-171: Digital Signal Processors.

- HILL, J. J.; ALDERSON, W. E. (1981). Design of a Microprocessor-Based Digital Wattmeter. *IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation*. v.IECI-28, n.3, p.180-184, aug.
- HUGHES, B. et al. (1993). Distribution Customer Power Quality Experience. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.29, n.6, p.1204-1211, nov/dez.
- IFEACHOR, E.C.; JERVIS, B. W. (1993). *Digital Signal Processing - A Practical Approach*. England, Addison-Wesley
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (1992). IEEE std 519. *Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. New York, EUA.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (1995). IEEE std 1159. *Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. New York, EUA.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (1996). *IEC-1036 Alternating Current Static Watt-Hour Meters for Active Energy (Classes 1 and 2)*. Genève, Suisse.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (1992). *IEC-687 Alternating Current Static Watt-Hour Meters for Active Energy (Classes 0,2 S and 0,5 S)*. Genève, Suisse.
- KUNG, C. H. et al. (1998). Fuzzy-based Adaptative Digital Power Metering Using a Genetic Algorithm. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*. v.47, n.1, p.183-188, feb.
- LAPSLEY, P. et al. (1997). *DSP Processor Fundamentals Architectures and Features*. New York. IEEE Press.
- MELHORN, C. J.; McGRANAGHAN, M. F. (1995). Interpretation and Analysis of Power Quality Measurements. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.31, n.6, p.1363-1370, nov/dez.

- MIRANDA, M. D. (1987). *Um Medidor Digital de Energia Elétrica*. Florianópolis. 94p.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- MONTAÑO, J. C. et al. (1993). DSP-based Algorithm for Electricity Power Measurement. *IEEE Proceedings Part A – Science, Measurement and Technology*. v.140, n.6, p.485-490, nov.
- MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA (1993). *DSP56002 Digital Signal Processor User's Manual*. DSP56002UM/AD REV 1.
- MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA (1995). *DSP56000 Digital Signal Processor Family Manual*. DSP56KFAM/AD
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W (1975). *Digital Signal Processing*. Prentice Hall International Inc.
- PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. (1996). *Digital Signal Processing – Principles, Algorithms and Applications*. 3rd ed. New Jersey – EUA. Prentice Hall.
- SCHWENDTNER, M. F. (1996a). Technological Developments in Electricity Metering and Associated Fields. *Metering and Tariffs for Energy Supply*. v.3-5, n.426, p.240-242, jul.
- SCHWENDTNER, M. F. (1996b). Digital Measurement System for Electricity Meter. *Metering and Tariffs for Energy Supply*. v.3-5, n.426, p.190-193, jul.
- SEDDON, T. R.; TAYLOR, K. (1987). The Impact of the New Technology of the Domestic Electricity Metering. *5th International Conference on Metering Apparatus and Tariffs for Electricity Supply*. IEE Conference Publication n° 277, Edinburg, Scott.
- SIMPSON, R. H. (1998). Instrumentation, Measurement Techniques, and Analytical Tools in Power Quality Studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.34, n.3, p.534-548, mai/jun.
- TURGEL, R. S. (1974). Digital Wattmeter Using a Sampling Method. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*. v.IM-23, n.4, p.337-341, dec.

YOON, W. K.; DEVANEY, M. J. (1998). Power Measurement Using the Wavelet Transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. v. 47, n.5, p.1205-1210, oct.

YOUNG, C. P.; DEVANEY, M. J. (1998). Digital Power Metering Manifold. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*. v.47, n.1, p.224-228, feb.

9 Apêndice

Tabela 21 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos e adicionado com porcentagens de ruído branco.

algoritmos	0% distorção harmônica + ruídos							
	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7071	0,7070	0,7085	0,7109	0,7287	0,7527	0,8025	0,8601
<i>Young & Devaney</i>	0,7071	0,7070	0,7085	0,7109	0,7285	0,7525	0,8014	0,8592
<i>Montaño et al.</i>	0,7071	0,7070	0,7085	0,7109	0,7284	0,7524	0,8030	0,8598
<i>Carrulo & Parvis</i>	0,7071	0,7070	0,7076	0,7075	0,7151	0,7229	0,7543	0,7764

Tabela 22 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 1% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

algoritmos	1% distorção harmônica + ruídos							
	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7070	0,7070	0,7110	0,7090	0,7310	0,7840	0,8190	0,8800
<i>Young & Devaney</i>	0,7070	0,7070	0,7110	0,7090	0,7310	0,7840	0,8180	0,8780
<i>Montaño et al.</i>	0,7070	0,7070	0,7110	0,7090	0,7310	0,7840	0,8190	0,8800
<i>Carrulo & Parvis</i>	0,7070	0,7070	0,7100	0,7050	0,7180	0,7540	0,7660	0,8080

Tabela 23 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 5% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

5% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7080	0,7080	0,7080	0,7170	0,7370	0,7600	0,8330	0,8650
<i>Young & Devaney</i>	0,7080	0,7080	0,7080	0,7170	0,7370	0,7590	0,8320	0,8640
<i>Montaño et al.</i>	0,7080	0,7080	0,7080	0,7170	0,7370	0,7600	0,8340	0,8660
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7080	0,7080	0,7070	0,7130	0,7230	0,7330	0,7830	0,7890

Tabela 24 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 10% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

10% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7092	0,7097	0,7098	0,7178	0,7397	0,7672	0,8267	0,8724
<i>Young & Devaney</i>	0,7092	0,7097	0,7098	0,7177	0,7393	0,7669	0,8261	0,8713
<i>Montaño et al.</i>	0,7092	0,7097	0,7098	0,7178	0,7397	0,7670	0,8264	0,8718
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7092	0,7097	0,7090	0,7143	0,7257	0,7399	0,7774	0,8012

Tabela 25 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 20% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

20% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7150	0,7150	0,7160	0,7240	0,7500	0,7850	0,8190	0,8800
<i>Young & Devaney</i>	0,7150	0,7150	0,7160	0,7240	0,7500	0,7850	0,8190	0,8790
<i>Montaño et al.</i>	0,7150	0,7150	0,7160	0,7240	0,7500	0,7850	0,8190	0,8810
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7150	0,7150	0,7150	0,7210	0,7360	0,7580	0,7700	0,8010

Tabela 26 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 30% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

30% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7320	0,7520	0,7900	0,8570	0,8800
<i>Young & Devaney</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7320	0,7520	0,7900	0,8550	0,8790
<i>Montaño et al.</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7320	0,7520	0,7910	0,8580	0,8790
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7250	0,7250	0,7270	0,7280	0,7390	0,7630	0,8010	0,8000

Tabela 27 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 40% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

40% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7320	0,7520	0,7900	0,8570	0,8800
<i>Young & Devaney</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7320	0,7520	0,7900	0,8550	0,8790
<i>Montaño et al.</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7320	0,7520	0,7910	0,8580	0,8790
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7250	0,7250	0,7270	0,7280	0,7390	0,7630	0,8010	0,8000

Tabela 28 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 1 ciclo do sinal amostrado em 128 pontos, com 50% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

50% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7570	0,7570	0,7570	0,7590	0,7820	0,8100	0,8600	0,9120
<i>Young & Devaney</i>	0,7570	0,7570	0,7570	0,7590	0,7820	0,8100	0,8590	0,9100
<i>Montaño et al.</i>	0,7570	0,7570	0,7570	0,7590	0,7820	0,8100	0,8600	0,9120
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7570	0,7570	0,7560	0,7550	0,7690	0,7830	0,8090	0,8410

Tabela 29 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos e adicionado com porcentagens de ruído branco.

0% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7071	0,7071	0,7079	0,7119	0,7361	0,7629	0,8005	0,8659
<i>Young & Devaney</i>	0,7071	0,7071	0,7079	0,7119	0,7361	0,7628	0,8002	0,8650
<i>Montaño et al.</i>	0,7071	0,7071	0,7079	0,7119	0,7360	0,7625	0,8002	0,8662
<i>Carrulo & Parvis</i>	0,7071	0,7070	0,7066	0,7067	0,7158	0,7179	0,7243	0,7505

Tabela 30 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 1% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

1% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7070	0,7070	0,7100	0,7120	0,7360	0,7760	0,8200	0,8760
<i>Young & Devaney</i>	0,7070	0,7070	0,7100	0,7120	0,7360	0,7760	0,8190	0,8750
<i>Montaño et al.</i>	0,7070	0,7070	0,7100	0,7120	0,7360	0,7760	0,8200	0,8750
<i>Carrulo & Parvis</i>	0,7070	0,7070	0,7080	0,7070	0,7160	0,7310	0,7430	0,7580

Tabela 31 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 5% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

5% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7080	0,7080	0,7090	0,7140	0,7330	0,7660	0,8150	0,8670
<i>Young & Devaney</i>	0,7080	0,7080	0,7090	0,7140	0,7330	0,7660	0,8140	0,8670
<i>Montaño et al.</i>	0,7080	0,7080	0,7090	0,7140	0,7330	0,7670	0,8150	0,8670
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7080	0,7080	0,7080	0,7090	0,7120	0,7200	0,7380	0,7440

Tabela 32 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 10% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

10% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7092	0,7094	0,7105	0,7171	0,7353	0,7635	0,8225	0,8758
<i>Young & Devaney</i>	0,7092	0,7094	0,7105	0,7171	0,7352	0,7633	0,8218	0,8756
<i>Montaño et al.</i>	0,7092	0,7094	0,7105	0,7171	0,7353	0,7635	0,8226	0,8752
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7092	0,7093	0,7092	0,7119	0,7148	0,7193	0,7489	0,7610

Tabela 33 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 20% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

20% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7150	0,7150	0,7180	0,7250	0,7460	0,7810	0,8170	0,8810
<i>Young & Devaney</i>	0,7150	0,7150	0,7180	0,7250	0,7460	0,7810	0,8160	0,8810
<i>Montaño et al.</i>	0,7150	0,7150	0,7180	0,7250	0,7460	0,7810	0,8170	0,8810
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7150	0,7150	0,7170	0,7200	0,7260	0,7370	0,7390	0,7630

Tabela 34 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 30% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

30% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7310	0,7500	0,7850	0,8470	0,8720
<i>Young & Devaney</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7310	0,7500	0,7840	0,8460	0,8710
<i>Montaño et al.</i>	0,7250	0,7250	0,7280	0,7310	0,7500	0,7850	0,8470	0,8710
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7250	0,7250	0,7270	0,7260	0,7290	0,7390	0,7680	0,7560

Tabela 35 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 40% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

40% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7390	0,7390	0,7400	0,7500	0,7630	0,7970	0,8340	0,9010
<i>Young & Devaney</i>	0,7390	0,7390	0,7400	0,7500	0,7620	0,7970	0,8330	0,9010
<i>Montaño et al.</i>	0,7390	0,7390	0,7400	0,7500	0,7630	0,7970	0,8340	0,9010
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7390	0,7390	0,7390	0,7450	0,7430	0,7530	0,7570	0,7920

Tabela 36 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 2 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 50% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

50% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7570	0,7570	0,7590	0,7590	0,7870	0,8060	0,8510	0,8960
<i>Young & Devaney</i>	0,7570	0,7570	0,7590	0,7590	0,7870	0,8060	0,8510	0,8960
<i>Montaño et al.</i>	0,7570	0,7570	0,7590	0,7590	0,7870	0,8060	0,8520	0,8960
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7570	0,7570	0,7570	0,7540	0,7680	0,7650	0,7750	0,7910

Tabela 37 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos e adicionado com porcentagens de ruído branco.

0% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7071	0,7071	0,7081	0,7132	0,7385	0,7683	0,8029	0,8638
<i>Young & Devaney</i>	0,7071	0,7071	0,7081	0,7132	0,7385	0,7682	0,8028	0,8636
<i>Montaño et al.</i>	0,7071	0,7071	0,7081	0,7132	0,7384	0,7682	0,8026	0,8638
<i>Carrulo & Parvis</i>	0,7071	0,7070	0,7065	0,7073	0,7146	0,7164	0,7103	0,7256

Tabela 38 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 1% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

algoritmos	1% distorção harmônica + ruídos							
	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7070	0,7070	0,7090	0,7130	0,7390	0,7720	0,8070	0,8720
<i>Young & Devaney</i>	0,7070	0,7070	0,7090	0,7130	0,7390	0,7720	0,8070	0,8720
<i>Montaño et al.</i>	0,7070	0,7070	0,7090	0,7130	0,7390	0,7720	0,8070	0,8720
<i>Carrulo & Parvis</i>	0,7070	0,7070	0,7070	0,7070	0,7140	0,7180	0,7140	0,7320

Tabela 39 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 5% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

algoritmos	5% distorção harmônica + ruídos							
	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7080	0,7080	0,7090	0,7150	0,7360	0,7670	0,8100	0,8700
<i>Young & Devaney</i>	0,7080	0,7080	0,7090	0,7150	0,7360	0,7670	0,8100	0,8690
<i>Montaño et al.</i>	0,7080	0,7080	0,7090	0,7150	0,7360	0,7670	0,8100	0,8700
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7080	0,7080	0,7080	0,7090	0,7120	0,7140	0,7200	0,7330

Tabela 40 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 10% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

algoritmos	10% distorção harmônica + ruídos							
	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7092	0,7092	0,7109	0,7169	0,7372	0,7675	0,8205	0,8675
<i>Young & Devaney</i>	0,7092	0,7092	0,7109	0,7169	0,7372	0,7674	0,8203	0,8672
<i>Montaño et al.</i>	0,7092	0,7092	0,7109	0,7169	0,7372	0,7674	0,8204	0,8675
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7092	0,7091	0,7093	0,7110	0,7136	0,7146	0,7304	0,7292

Tabela 41 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 20% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

20% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7150	0,7150	0,7180	0,7240	0,7420	0,7810	0,8130	0,8740
<i>Young & Devaney</i>	0,7150	0,7150	0,7180	0,7240	0,7420	0,7810	0,8130	0,8740
<i>Montaño et al.</i>	0,7150	0,7150	0,7180	0,7240	0,7420	0,7810	0,8130	0,8740
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7150	0,7150	0,7170	0,7170	0,7190	0,7290	0,7240	0,7390

Tabela 42 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 30% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

30% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7250	0,7250	0,7270	0,7310	0,7490	0,7840	0,8350	0,8740
<i>Young & Devaney</i>	0,7250	0,7250	0,7270	0,7310	0,7490	0,7840	0,8350	0,8740
<i>Montaño et al.</i>	0,7250	0,7250	0,7270	0,7310	0,7490	0,7840	0,8350	0,8740
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7250	0,7250	0,7250	0,7250	0,7250	0,7320	0,7460	0,7390

Tabela 43 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 40% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

40% distorção harmônica + ruídos								
algoritmos	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7390	0,7390	0,7400	0,7470	0,7610	0,7980	0,8330	0,8890
<i>Young & Devaney</i>	0,7390	0,7390	0,7400	0,7470	0,7610	0,7980	0,8330	0,8890
<i>Montaño et al.</i>	0,7390	0,7390	0,7400	0,7470	0,7610	0,7980	0,8330	0,8890
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7390	0,7390	0,7390	0,7410	0,7380	0,7470	0,7440	0,7590

Tabela 44 - Comparação do valor RMS entre algoritmos utilizando 4 ciclos do sinal amostrado em 128 pontos, com 50% de distorção harmônica e adicionado com porcentagens de ruído branco.

algoritmos	50% distorção harmônica + ruídos							
	0%	1%	5%	10%	20%	30%	40%	50%
<i>RMS Verdadeiro</i>	0,7570	0,7570	0,7590	0,7610	0,7850	0,8090	0,8520	0,9010
<i>Young & Devaney</i>	0,7570	0,7570	0,7590	0,7610	0,7850	0,8090	0,8520	0,9000
<i>Montaño et al.</i>	0,7570	0,7570	0,7590	0,7610	0,7850	0,8090	0,8520	0,9010
<i>Carullo & Parvis</i>	0,7570	0,7570	0,7580	0,7550	0,7620	0,7610	0,7610	0,7750