FRANCISCO PEREIRA JÚNIOR

**Algoritmo para detecção de eventos por medidores eletrônicos
de faturamento monofásicos de baixo custo**

**Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do
título de Doutor em Engenharia**

São Paulo

2015

FRANCISCO PEREIRA JÚNIOR

**Algoritmo para detecção de eventos por medidores eletrônicos
de faturamento monofásicos de baixo custo**

**Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do
título de Doutor em Engenharia**

**Área de concentração:
Sistemas de Potência**

**Orientador:
Prof. Dr. Nelson Kagan**

São Paulo

2015

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 6 de janeiro de 2015.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

Catálogo-na-publicação

Pereira Júnior, Francisco

Algoritmo para detecção de eventos por medidores eletrônicos de faturamento monofásicos de baixo custo / F. Pereira Júnior. -- versão corr. -- São Paulo, 2015.

133 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Energia elétrica (Qualidade) 2.Instrumentos e medidas elétricas 3.Processamento digital de sinais I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Dedico este trabalho ao meu filho, Francisco.

Minha rotina de trabalho reduziu nossos momentos de convivência, mas você sempre esteve por perto com um sorriso para me animar.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por mais esta oportunidade e pela força para superar os obstáculos que apareceram. Estes obstáculos fazem parte de nosso aprendizado na vida. Embora alguns sejam intransponíveis e precisem ser contornados, estão ali para nos lembrar dos nossos limites.

Ao meu orientador, Professor Dr. Nelson Kagan, pelas correções de rota, por sua generosidade, por acreditar em minhas ideias e pela liberdade para o desenvolvimento do trabalho. Desde 2006 quando comecei o mestrado, sua ajuda foi fundamental para o andamento de meus trabalhos de pós-graduação.

Ao Prof. Dr. Lourenço Matakas Júnior e ao Prof. Dr. Sílvio Xavier Duarte pelas valiosas contribuições no exame de qualificação.

A todos da Sinapsis Inovação em Energia, pela amizade, pelo apoio e pela oportunidade de trabalhar com pesquisa e desenvolvimento enquanto desenvolvia esta tese.

Aos amigos do ENERQ, pela convivência e pelo o aprendizado dos últimos anos. Foi lá que esta história começou.

RESUMO

Esta tese apresenta um algoritmo capaz de detectar eventos que afetam a qualidade de energia e quantificar níveis de distorção harmônica utilizando poucos recursos de processamento. A carga de processamento reduzida é compatível com os processadores utilizados em medidores de faturamento monofásicos de baixo custo. Outros métodos de detecção, que exigem maior capacidade de processamento, podem comprometer o funcionamento destes medidores.

O algoritmo proposto utiliza o sinal monofásico amostrado e gera sinais equivalentes a um sistema polifásico virtual capaz de detectar variações de tensão de curta duração e transitórios oscilatórios de baixa frequência. Distorções harmônicas presentes no sinal amostrado podem ser quantificadas em grupos, como múltiplos do número de fases virtuais criadas.

São apresentados os algoritmos utilizados e os resultados obtidos com simulações para conversões A/D de 10 e 12 bits. O algoritmo foi testado com um processador de baixo custo com conversor A/D de 10 bits e seus resultados são comparados com as simulações.

ABSTRACT

This thesis presents an algorithm able to detect events that affect power quality and quantify levels of harmonic distortion using few memory and low processing resources. The reduced processing load is compatible with processors used in low-cost single-phase billing meters. Other detection methods, which require greater processing power, may compromise those meters operations.

The proposed algorithm uses the phase sampled signal and generates a virtual equivalent polyphase system, capable of detecting voltage sags, swell and low frequency oscillatory transient signals. The harmonic distortion present in the sampled signal can be quantified in groups, related with the number of virtual phases created.

The algorithms were simulated with 10 and 12 bits A/D and the results obtained are shown. A test meter, based on a low-cost processor with a 10 bits A/D converter, was programmed with this algorithm and its results are compared with simulations.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	A qualidade da energia elétrica.....	2
1.2	As redes de distribuição inteligentes (Smart Grids) e os medidores inteligentes (Smart Meters)	4
1.3	Objetivos deste trabalho.....	5
1.4	Conteúdo deste documento	7
2	Revisão Bibliográfica.....	9
2.1	Evolução dos medidores eletrônicos de energia elétrica	9
2.2	Processamento de sinais para detecção de eventos	12
2.3	Identificação do chaveamento de cargas	16
3	Medidores eletrônicos de energia elétrica.....	18
3.1	Família 1 – Componentes que realizam a medição de energia	19
3.2	Família 2 – Sistema de medição integrado ao processador.....	25
3.3	Família 3 – Processamento digital dos sinais de tensão e corrente amostrados.....	27
3.3.1	Medição de energia	31
3.3.2	Medição de tensão e cálculo do valor eficaz	35
3.3.3	Medição de corrente	38
3.3.4	Medição de frequência	40
4	Princípio de funcionamento do algoritmo de detecção proposto	41
4.1	Técnicas utilizadas para detecção de eventos e filtragem de sinais que servem de base para este estudo	42
4.2	Alterações das técnicas estudadas para uso em medidores monofásicos	48
4.2.1	Correções de fase utilizando interpolação.....	51
4.3	Detecções de eventos com o algoritmo proposto	55
4.4	Detecções de harmônicos em regime permanente.....	61
4.5	Detecção do chaveamento de carga.....	63
5	Metodologia utilizada para validação do algoritmo proposto.....	66
5.1	Geração dos sinais com o MatLab/Simulink	67
5.1.1	Variações do bloco de medição.....	70
5.1.2	Variações nos eventos gerados.....	72
5.2	Detecção dos eventos com programa escrito em C.....	75
5.3	Medidor de teste utilizando a plataforma Arduino Mega 2560	84
6	Resultados obtidos com o algoritmo de detecção	90
6.1	Detecção de VTCDs.....	90
6.2	Detecção de componentes harmônicos em regime permanente	95
6.3	Detecção de transitórios oscilatórios.....	97
6.4	Resultados obtidos com o medidor desenvolvido	101
6.5	Avaliação dos resultados obtidos com simulações e com o medidor de teste	105
7	Conclusões.....	108
7.1	Contribuições	110
7.2	Propostas para trabalhos futuros	112

8	Bibliografia.....	113
	Anexos	117
8.1	Alguns exemplos de medidores monofásicos de faturamento produzidos no Brasil:.....	117
8.2	Plataforma Arduino Duemilenove/ATMega328	119
8.3	Medidor e Plataforma Arduino Mega/ATMega2560	120

Lista de Figuras

Figura 3-1 Diagrama de blocos do SA2002	20
Figura 3-2 - Diagrama de ligação do SA2002	21
Figura 3-3 - Diagrama de blocos e diagrama de ligação do SA4120	22
Figura 3-4 - Diagrama de blocos do SA9903	23
Figura 3-5 - Leitura de um registro do SA9903 utilizando a SPI.....	24
Figura 3-6 - Diagrama de blocos do ADE7953.....	25
Figura 3-7 - Diagrama de blocos do 71M6511	26
Figura 3-8 - Diagrama de blocos do ATMega328.....	29
Figura 3-9 - Diagrama de blocos do ATMega 2560.....	30
Figura 3-10 - Simulação dos cálculos de potência e energia a partir dos sinais amostrados de tensão e corrente.....	34
Figura 3-11 - Solução para amostragem não simultânea de tensão e corrente.....	35
Figura 3-12 - Controle de ganho para o sinal de corrente.....	39
Figura 4-1 - Modelos de decomposição de sinais usando filtros.....	42
Figura 4-2 - Resposta de ganho e de fase dos filtros utilizados em decomposição de sinais	44
Figura 4-3 - Exemplo de sinal amostrado em baixa frequência e sem sincronismo com a rede	45
Figura 4-4 - Cálculo da duração de um ciclo utilizando as amostras de tensão.....	47
Figura 4-5 - Simulação da detecção de um transitório em sistema trifásico	49
Figura 4-6 - Simulação de detecção de transitório em sistema monofásico	50
Figura 4-7 - Fluxo de dados para criação das fases virtuais	51
Figura 4-8 - Interpolação de amostras com filtro de média móvel.....	53
Figura 4-9 - Processo de interpolação de amostras para reduzir o erro produzido pela falta de sincronismo entre a frequência de amostragem e a frequência do sinal amostrado	54
Figura 4-10 - Sistema equilibrado e afundamento de tensão vistos por um diagrama vetorial.....	56
Figura 4-11 - Detecção de um afundamento de tensão de meio ciclo utilizando o modelo trifásico	57
Figura 4-12 - Detecção de uma elevação de tensão de meio ciclo usando o modelo trifásico	58
Figura 4-13 - Detecção de início de uma distorção de 5ª harmônica usando modelo trifásico	59
Figura 4-14 - Detecção de final de uma distorção de 5ª harmônica usando modelo trifásico	60
Figura 4-15 - Diagrama de vetores girantes mostrando o comportamento de fase de distorções harmônicas.....	62
Figura 4-16 - Detecção de 3ª harmônica em regime com o modelo trifásico ...	63
Figura 4-17 - Fluxo de dados do detector de chaveamento de carga	64
Figura 4-18 - Detecção do chaveamento de uma carga resistiva sendo ligada.....	64
Figura 4-19 - Detecção do chaveamento de uma carga resistiva sendo desligada.....	65
Figura 5-1 - Modelo de rede monofásica para simulação de eventos transitórios	68
Figura 5-2 - Simulações de afundamento de tensão.....	69
Figura 5-3 - Detalhes do bloco de medição de tensão	70

Figura 5-4 - Programação de parâmetros do bloco de medição no MatLab	71
Figura 5-5 - Programação de parâmetros do bloco de rede no MatLab	73
Figura 5-6 - Transitório Oscilatório simulado.....	74
Figura 5-7 - Detecção de afundamento de tensão	76
Figura 5-8 - Indicação de retorno de tensão aos níveis pré-afundamento	77
Figura 5-9 - Detecção eventos e de conteúdo harmônico em regime permanente	78
Figura 5-10 – Tensão com presença de 6º harmônico e resultado da detecção	79
Figura 5-11 - Detecção de grupos de harmônicos em regime permanente	80
Figura 5-12 - Sinal amostrado com 10 bits e saída do detector com e sem interpolação.....	83
Figura 5-13 - Placas utilizadas para o medidor com a versão Arduino "Duemilanove"	86
Figura 6-1- Afundamento de tensão de meio ciclo e saída do detector	91
Figura 6-2 - Afundamento de tensão em sinal com distorção harmônica e saída do detector	94
Figura 6-3 - Sinal amostrado e saída do detector após remoção de harmônicos múltiplos de 3	94
Figura 6-4 - Transitório na presença de harmônico em regime permanente....	98
Figura 6-5 - Inclusão de módulo de detecção após a remoção de harmônicos	99
Figura 6-6 - Transitório na presença de harmônicos e após remoção dos harmônicos.....	100
Figura 6-7 - Sinal detectado e armazenado pelo medidor - início de perturbação	102
Figura 6-8 - Final de perturbação detectado e armazenado pelo medidor.....	102
Figura 6-9 - Fluxo de dados do detector de chaveamento de carga	103
Figura 6-10 - Corrente de partida de uma lâmpada incandescente	104
Figura 6-11 - Detector de chaveamento para cargas com correntes variáveis	104
Figura 6-12 - Corrente de partida de uma lâmpada LED	105
Figura 9-1 - Medidores monofásicos Nansen com registrador ciclométrico e mostrador de cristal líquido (LCD).....	117
Figura 9-2 - Medidores monofásicos ELO com registrador ciclométrico e com mostrador LCD	117
Figura 9-3 - Medidor monofásico ELSTER com mostrador LCD.....	118
Figura 9-4 - Esquema elétrico da plataforma Arduino Duemilanove	119
Figura 9-5 Fonte de alimentação.....	120
Figura 9-6 - Cristal oscilador de 16MHz	120
Figura 9-7 - Barramento e circuito de RESET	121
Figura 9-8 - Modelo de sensor de corrente com núcleo partido usado no medidor. Fundo de escala de 5A.....	121

Lista de Tabelas

Tabela 3-1 - Limite de consumo para medidores segundo RTM-431 [25].....	31
Tabela 3-2 - Condições gerais de ensaio segundo RTM-431	32
Tabela 3-3 - Limites de erro percentual de energia ativa segundo RTM-431...	32
Tabela 3-4 - Exemplo de controle de escalas de corrente	40
Tabela 5-1 - Maior frequência harmônica medida em função da amostragem	75
Tabela 5-2 - Níveis de referência para distorções harmônicas de tensão - Módulo 8 do PRODIST.....	81
Tabela 5-3 - Componentes do filtro de entrada para cada frequência de amostragem	86
Tabela 6-1 - Detecção de afundamentos com conversor A/D de 12 bits	92
Tabela 6-2 - Detecção de afundamentos com conversor A/D de 10 bits	93
Tabela 6-3 - Medição de amplitude de harmônicos pares.....	95
Tabela 6-4 - Medição de amplitude de harmônicos múltiplos de 3.....	96
Tabela 6-5 - Medição da 6ª harmônica pelos sistemas de 2 e 3 fases	96
Tabela 6-6 – Medição de harmônicos em função da frequência de amostragem	97
Tabela 6-7 - Detecção de transitórios oscilatórios.....	101
Tabela 6-8 - Medição de harmônicos com o medidor de teste.....	103

Capítulo I

1 Introdução

Os medidores eletrônicos, utilizados para o faturamento de energia elétrica, ainda não representam uma parcela significativa entre os medidores instalados no Brasil. Dados da Eletropaulo [1], apresentados em um Seminário de Medidores Eletrônicos na ANEEL em 2008, mostravam que em um universo de 5,5 milhões de consumidores, menos de 2% dos consumidores possuíam medidores eletrônicos instalados. A substituição dos medidores eletromecânicos pelos medidores eletrônicos é um passo importante na transformação da rede de distribuição convencional em uma rede de distribuição inteligente (smart grid), com benefícios tanto para a distribuidora quanto para o consumidor.

Tomando novamente como referência os dados da Eletropaulo de 2008, dos 5,5 milhões de consumidores, 4,2 milhões são clientes com uma conexão monofásica. A substituição de alguns milhões de medidores eletromecânicos monofásicos torna o custo do medidor eletrônico um fator importante na escolha do modelo. Os fabricantes oferecem modelos de medidores polifásicos com diversos recursos (comunicação, medição de qualidade de energia, registro de memória de massa, tarifas horárias diferenciadas, etc.), mas costumam oferecer modelos monofásicos eletrônicos com poucas funções além da medição de energia ativa. Visando reduzir o custo da substituição destes milhões de medidores, as próprias concessionárias optam por modelos básicos sem canais de comunicação e sem medição de qualidade de energia.

No anexo deste trabalho, são apresentados alguns exemplos de medidores eletrônicos monofásicos comercializados no mercado brasileiro.

Em um trabalho anterior [2] de 2009, foram propostas alterações em medidores de faturamento polifásicos para incluir em seu software algumas funções de medição de qualidade de energia elétrica.

Este trabalho estuda os medidores eletrônicos monofásicos, que representam a maior parte do parque instalado das distribuidoras, e propõem soluções de medição de qualidade de energia que não prejudicam seu desempenho de processamento e não provocam impacto significativo no seu custo.

1.1 A qualidade da energia elétrica

Todos os consumidores de energia elétrica são afetados pela qualidade da energia que é entregue pela distribuidora, porém, os parâmetros de qualidade que são críticos para alguns consumidores podem não ser para outros. Em alguns consumidores, onde predominam cargas utilizadas para iluminação e aquecimento, a percepção da qualidade da energia se verifica basicamente pela continuidade do fornecimento. A medição das interrupções de fornecimento caracteriza a qualidade do serviço oferecido pela distribuidora de energia. Em outros consumidores, as variações de tensão de curta duração (VTCDs) podem afetar o funcionamento de processadores e contadores, provocando o desligamento de máquinas e equipamentos. Processos industriais contínuos, como indústrias de celulose e papel ou tecelagens [3], podem ser afetados ao ponto de perder parte da produção devido a

afundamentos de tensão com duração de poucos ciclos. Diversos parâmetros elétricos, como: o nível de tensão, o desequilíbrio, a frequência e as distorções harmônicas; são utilizados para caracterizar a qualidade do produto oferecido pela distribuidora.

No Brasil, os limites aceitáveis de continuidade do fornecimento de energia (qualidade do serviço) e as variações máximas das grandezas elétricas (qualidade do produto) que as distribuidoras devem entregar ao consumidor são definidos pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e fazem parte do Módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição – PRODIST [4].

A monitoração da qualidade do produto fica a cargo das distribuidoras, que instalam medidores especiais em pontos chaves da rede. O custo elevado destes medidores impede sua instalação em larga escala, sendo necessário instalá-los em pontos otimizados da rede de distribuição [5].

Para a monitoração da continuidade do fornecimento, são instalados sistemas de medição nos alimentadores na saída das subestações. Falhas de tensão nos alimentadores afetam todos os consumidores ligados ao alimentador com defeito e são contabilizados de forma automática. Problemas em pontos específicos da rede, como falhas em transformadores ou rompimento de elos fusíveis, não são identificados de forma automática em uma rede convencional. Defeitos deste tipo são contabilizados com os registros das equipes de manutenção, ou com as reclamações de falta de energia dos clientes, já que não existem sistemas de medição automatizados distribuídos ao longo da rede.

As monitorações dos níveis de tensão ou de outros parâmetros que definem a qualidade do produto são feitas de forma amostral, ou quando houver reclamação do consumidor sobre a qualidade da tensão. Desta forma, a inclusão de funções que medem a qualidade de energia nos medidores de faturamento, ampliará o número de pontos monitorados de qualidade de serviço e qualidade de produto, com benefícios para o consumidor e para a distribuidora.

1.2 As redes de distribuição inteligentes (Smart Grids) e os medidores inteligentes (Smart Meters)

O conceito de uma rede de distribuição inteligente envolve entre outras características, a capacidade de monitoração e controle de diversos pontos da rede. O sistema de controle pode ser centralizado ou distribuído, mas são necessários canais de comunicação entre os diversos equipamentos da rede. Em uma rede de distribuição de energia convencional, os centros de operação monitoram apenas os alimentadores de saída das subestações e o sistema de controle se resume a equipamentos de proteção. Uma rede de distribuição inteligente deve possuir sistemas de monitoração distribuídos ao longo dos circuitos e seus sistemas de controle podem ser acionados para controlar parâmetros elétricos (níveis de tensão) ou para reconfigurar os circuitos em caso de falta.

Neste contexto, o medidor de faturamento é um equipamento da distribuidora que está presente em todos os consumidores. Torná-lo capaz de medir outras grandezas elétricas e parâmetros, que indicam a qualidade da

energia distribuída, é uma forma de monitorar todos os trechos da rede de baixa tensão em que este medidor for instalado. Estes dados de medição podem ser coletados junto com a leitura mensal de faturamento ou em tempo real para os medidores que possuem recursos de comunicação. O tráfego de dados de qualidade de energia é um fator que deve ser levado em consideração, já que o número de medidores de faturamento é muito alto. Tomando as leituras de tensão em regime permanente como exemplo, os registros são feitos em intervalos de 10 minutos, que correspondem a seis leituras por hora ou 144 leituras por dia. A transmissão diária deste volume de dados (144 leituras de 4 bytes) pode ser feita por canais de comunicação utilizados pelas distribuidoras de energia na automação da rede de distribuição. No caso de um medidor sem canal de comunicação, estes mesmos dados precisariam de uma área de memória com aproximadamente 18kB, para uma leitura mensal junto com a leitura de faturamento ($31 \times 144 \times 4 = 17856$)

1.3 Objetivos deste trabalho

Monitoração de qualidade de energia é um assunto bastante tratado em trabalhos que envolvem equipamentos com alta capacidade de processamento e estes processadores elevam o custo dos equipamentos. Este trabalho procura uma nova forma de monitorar alguns fenômenos que afetam a QEE, através de um algoritmo que requer pouca disponibilidade de processamento, que pode ser utilizado em equipamentos de faturamento monofásicos que utilizam processadores de baixo custo.

Esta categoria de medidores está instalada na maioria dos clientes das distribuidoras de energia no Brasil e, equipá-los com funções de monitoração da rede, é uma forma de ampliar a cobertura da monitoração da qualidade de energia da rede elétrica. Agregar funções de qualidade a um medidor de baixo custo envolve um compromisso entre o valor das novas funções e o aumento de custo deste medidor. O desempenho do algoritmo proposto é avaliado em processadores de baixo custo que possam ser utilizados em medidores de faturamento comerciais.

Fornecer ao consumidor detalhes sobre o seu consumo de energia (como as parcelas utilizadas em aquecimento, iluminação e com equipamentos eletrônicos) pode auxiliar na detecção de equipamentos ineficientes e pode indicar ao consumidor os melhores horários para o uso de determinada carga. Uma variação do algoritmo, que permite a identificação do chaveamento de cargas, é testada para avaliar sua capacidade de fornecer o consumo detalhado de alguns grupos de carga.

Sendo assim, os principais objetivos deste trabalho são:

- analisar a eficiência do algoritmo de detecção proposto, através de simulações;
- estudar a viabilidade de uso deste algoritmo em medidores de faturamento;
- construir um medidor para teste e validação dos conceitos propostos; e
- verificar outras aplicações para o algoritmo proposto, como a identificação do chaveamento de cargas para estudos de desagregação de consumo.

1.4 Conteúdo deste documento

Capítulo 2: A revisão bibliográfica comenta a evolução dos medidores eletrônicos de energia a partir da década de 1970 e o desenvolvimento de novas funções para estes medidores a partir das décadas de 1980 e 1990, até chegar às famílias de medidores produzidas a partir da década de 2000 com funções voltadas para operação em redes inteligentes (Smart Grids). Também são analisados trabalhos relacionados à monitoração da qualidade de energia, desagregação de consumo e detecção do chaveamento de cargas.

Capítulo 3: Este capítulo apresenta algumas arquiteturas comerciais típicas utilizadas em medidores eletrônicos de faturamento e analisa a capacidade de cada uma delas como instrumento de medição de qualidade de energia. As características do processador usado para teste do algoritmo de detecção também são descritas neste capítulo.

Capítulo 4: O princípio de funcionamento do algoritmo de detecção de eventos é apresentado e as arquiteturas de medidores são comparadas para verificar em quais é possível o uso deste método de detecção de eventos. Os principais fenômenos que podem ser detectados pelo algoritmo também são apresentados. Características de medidores eletrônicos de faturamento e características de analisadores de QEE são comparadas para definição dos possíveis limites de detecção em função do custo do equipamento.

Capítulo 5: A metodologia utilizada para testar o algoritmo de detecção proposto, utilizando simulações e um medidor de tensão de baixo custo, está descrita neste capítulo. As técnicas de simulação com programas comerciais e com programas desenvolvidos especificamente para simular o desempenho de

processadores de baixo custo são expostas e comentadas. São apresentadas as características do medidor de tensão utilizado e os algoritmos testados com este processador de baixo custo.

Capítulo 6: Os resultados obtidos por simulação são apresentados e mostram os limites de detecção de eventos do algoritmo proposto. Os testes de detecção de eventos feitos com o medidor desenvolvido são avaliados e comparados com os resultados de simulação. Simulações de detecção de chaveamento de carga, utilizando uma variação deste algoritmo, também são descritas neste capítulo.

Capítulo 7: Apresenta as conclusões do trabalho com relação à eficiência de detecção do algoritmo e a viabilidade de sua aplicação em medidores de faturamento. São propostos novos trabalhos relacionados à detecção do chaveamento de cargas utilizando algoritmo semelhante ao usado para detecção de eventos de tensão.

Capítulo II

2 Revisão Bibliográfica

Este capítulo descreve vários trabalhos que serviram de base para este estudo e está dividido em três tópicos. O primeiro descreve trabalhos relacionados a medidores eletrônicos de energia e outras grandezas elétricas. No segundo tópico, os trabalhos sobre processamento digital de sinais voltados para detecção de eventos e perturbações que afetam a qualidade da energia elétrica. O último tópico apresenta trabalhos relacionados à desagregação do consumo e a identificação do acionamento de cargas.

2.1 Evolução dos medidores eletrônicos de energia elétrica

A maior parte dos medidores eletrônicos de energia desenvolvidos na década de 1970 utilizavam circuitos analógicos. Os sinais de tensão e corrente eram multiplicados em um circuito analógico e em seguida passavam por um integrador, simulando o funcionamento de um medidor eletromecânico.

Wattímetros e voltímetros digitais podem ser encontrados na literatura da década de 1970, como equipamentos desenvolvidos para aplicação em laboratório e não para medição de energia em consumidores devido ao seu custo elevado.

As décadas de 1980 e 1990 marcam o início da utilização em larga escala dos circuitos digitais. Os conversores analógicos/digitais (conversores A/D), os microprocessadores e os dispositivos de armazenamento (memórias FLASH,

memórias RAM, memórias EEPROM) começam a ter seu preço reduzido devido ao aumento da escala de integração e ao aumento de produção. Esta redução de custo, aliada ao aumento na velocidade dos microprocessadores possibilitou o desenvolvimento de vários estudos sobre medição de energia e filtros que passaram a ser utilizados nos primeiros medidores de energia eletrônicos de faturamento.

Em 1977, Lopez, Montaña e Izquierdo [6] apresentaram um trabalho sobre medição de potência reativa, para sistemas não senoidais, utilizando um medidor eletrônico formado apenas por circuitos analógicos. Medidores eletromecânicos utilizados na época, apresentavam erros elevados na presença de distorções harmônicas. Circuitos analógicos que faziam a amostragem e o armazenamento (Sample/Hold ou S/H) eram usados para criar uma memória analógica dos sinais medidos. Outras funções matemáticas que atualmente são calculadas por microprocessadores, eram totalmente feitas por circuitos analógicos.

Outro trabalho sobre medição de potências ativas e reativas com medidores eletrônicos analógicos [7] é apresentado por Miljanic, Stojanovic e Petrovic em 1978. Os autores comparam as vantagens dos medidores eletrônicos em relação aos medidores eletromecânicos. Maior precisão, possibilidade de um sinal de saída para outros processamentos, imunidade a campos magnéticos e possibilidade de medição de outras características das grandezas elétricas (valor de pico, valor médio e valor eficaz) são pontos em que os medidores eletrônicos se destacam. Uma característica inovadora deste

instrumento proposto pelos autores é que o mesmo pode medir potência ativa e potência reativa, uma inovação em relação aos medidores da época.

O trabalho de Turgel [8] em 1974 descreve a medição de potência por um sistema que adquire amostras de tensão e corrente em intervalos predeterminados. Seu wattímetro digital é baseado em um método totalmente diferente do funcionamento dos wattímetros da época, que utilizavam circuitos analógicos para realizar a multiplicação das grandezas tensão x corrente. O trabalho descreve a função que faz a integração do sinal digital de potência para o cálculo da energia. Esta integração é o resultado da somatória de medições de valores instantâneos que ocorrem em intervalos de tempo constantes.

Field [9] descreve no seu trabalho de 1978 um voltímetro digital microprocessado, capaz de medir o valor eficaz real (*true rms*) de um sinal com um conversor A/D de 12 bits. Os algoritmos utilizados no cálculo da distorção harmônica usam a Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*). Para conseguir uma quantidade de amostras múltipla de 2^N em um ciclo, a frequência de amostragem é ajustada a cada ciclo medido. O equipamento desenvolvido por Field não processa os dados em tempo real, mas armazena um ciclo de amostras e realiza o cálculo sobre as amostras deste buffer.

Corney e Pullman [10], em 1987, descrevem um wattímetro digital com conversor A/D de 15 bits capaz de alcançar a precisão de 0.015% em uma faixa de correntes de 100mA a 100A. A aplicação deste medidor como padrão

de calibração de transdutores mostra que nesta época os medidores digitais passaram a competir com os medidores analógicos utilizados como padrão. Neste trabalho os autores destacam o tratamento dos sinais de entrada, com a utilização de resistores de precisão e controle de ganho dos amplificadores de entrada utilizando chaves digitais.

Lobos e Rezmer [11] em 1997 descrevem um método para determinação em tempo real da frequência da rede elétrica. O efeito da distorção harmônica pode elevar o erro da medição de frequência e os autores propõem um método baseado em filtros que é capaz de reduzir este erro. Os métodos descritos no artigo calculam a frequência a cada amostra. O teste de desempenho é feito por meio de simulações, com sinais de frequência variável sendo gerados e comparados com os valores medidos pelos diferentes métodos.

2.2 Processamento de sinais para detecção de eventos

O livro de Bollen e Gu [12] de 2006 é uma das obras de referência para a área de Qualidade de Energia. Os autores mostram como a quantidade de artigos referentes à QEE aumentaram a partir da década de 1990 devido a fatores como:

- as cargas e os processos produtivos que se tornaram mais sensíveis e menos tolerantes às perturbações;

-
- os equipamentos que passaram a produzir mais perturbações de corrente devido aos sistemas de chaveamento que se tornaram mais potentes e mais rápidos; e
 - os sistemas de geração distribuída eólicos e fotovoltaicos conectados à rede que podem causar variações de tensão e distorções.

Parte de seu conteúdo [12] sobre Medição, Processamento de sinais e Algoritmos de Detecção é utilizado como orientação para o desenvolvimento desta Tese. Podem ser destacados os capítulos sobre "*Processamento de sinais estacionários*" (Cap. 3), onde os autores tratam dos métodos de medição de tensão em regime permanente para sistemas monofásicos, e "*Processamento de sinais não-estacionários*" (Cap. 4), em que os autores apresentam métodos como filtros e transformadas wavelets (TW) para detecção de eventos. Outro capítulo destacado aqui é o capítulo 7, onde são apresentadas técnicas para identificar os instantes onde os eventos começam e terminam (triggering).

McEachern [13] desenvolve um algoritmo em 1990 baseado em uma janela flutuante para detectar faltas na rede elétrica. Quando detecta uma perturbação no sinal da rede, o algoritmo dispara o armazenamento do sinal amostrado. Uma análise posterior deste registro poderá identificar a causa da perturbação e indicar possíveis soluções para corrigi-la ou minimizá-la. Como as perturbações transitórias que ocorrem na rede elétrica são relativamente raras, não existe a necessidade de se armazenar as amostras dos sinais que estão dentro da normalidade. A proposta é o armazenamento apenas dos sinais que sofrem um desvio mínimo da forma de onda ideal. As amostras de

entrada são comparadas com as amostras do ciclo anterior e, caso a diferença ultrapasse os limites permitidos, são geradas indicações de erro. Quando o número de indicações de erro ultrapassa o limite de disparo, o algoritmo dispara a função de armazenamento. Sinais distorcidos em regime permanente produzem o sinal de disparo quando começam e quando terminam, mas não quando estão em regime permanente. Como solução o autor propõem que o sinal utilizado como padrão de comparação seja armazenado, para que o observador saiba qual o sinal de referência. Sinais que variam de forma lenta ao longo de vários ciclos não são detectados pelo algoritmo, pois a variação entre dois ciclos consecutivos não atinge o limiar de disparo.

Castaldo, Gallo, Landi e Testa [14] em 2004, descrevem um instrumento para análise de perturbações na rede elétrica. Baseado no princípio de uma janela deslizante onde o sinal amostrado é comparado com as amostras do ciclo anterior, os autores utilizam um controle de sincronismo das amostras com a frequência da rede para reduzir o erro do algoritmo de detecção. O processador utilizado pelos autores é um DSP de 32 bits de alto desempenho, capaz de realizar cálculos com números em ponto flutuante e que opera em 150 MHz. A frequência de amostragem utilizada é de 10 kHz e a quantidade de memória é de 16 MBytes. O instrumento é testado com sinais gerados por uma fonte Pacific Power 3120 AMX, seja em regime permanente com sinais distorcidos, seja em transitórios com a geração de sinais de afundamentos e elevações de tensão.

Radil, Ramos, Janeiro e Serra em seu trabalho [15] de 2008, apresentam um sistema para detecção e classificação de eventos de qualidade de energia. Filtros digitais são utilizados para detectar e classificar transitórios e distorções harmônicas, enquanto a análise do valor eficaz é utilizada para eventos como afundamentos e elevações de tensão, bem como interrupções. O método proposto é capaz de detectar as perturbações e medir sua duração e amplitude. Para a detecção de transitórios o sistema utiliza um filtro passa alta que elimina a componente fundamental e em seguida processa este sinal com base no formato do sinal resultante. Técnicas utilizadas em processamento de imagens descritas por Postaire [16], que utilizam os valores máximos e mínimos em torno de uma amostra (dilatação e erosão), são aplicadas ao sinal para detectar a ocorrência dos eventos. Estas técnicas eliminam as múltiplas detecções de um evento que passa múltiplas vezes por um limiar de disparo.

Cutri [17] desenvolve um método para extração em tempo real de sequência positiva, negativa e harmônicos, em sistemas trifásicos. Seu algoritmo de detecção utiliza sinais atrasados ou adiantados de 90° ou de 60° . Estes sinais são obtidos a partir de amostras armazenadas em um buffer em uma taxa de N amostras por ciclo. Um sinal atrasado de 90° é obtido com ponteiros para as amostras na posição $N/4$. Já um sinal adiantado de 90° é obtido multiplicando-se o sinal atrasado de 90° por -1 . Os sinais atrasados de 60° são obtidos com ponteiros para as amostras na posição $N/6$ do buffer, e sinais adiantados de 60° são obtidos com os valores da posição $N/3$ do buffer multiplicados por -1 . A variação da frequência da rede pode influir nos resultados da detecção e são testados na faixa de 50Hz a 70Hz. A falta de

sincronismo entre as amostragens e o sinal da rede elétrica introduz um erro, que pode ser reduzido com o uso de um PLL (Phase Locked Loop). O PLL ajustaria a frequência de amostragem em função da frequência da rede.

2.3 Identificação do chaveamento de cargas

Para o consumidor que possui em sua conexão um medidor eletromecânico, a fatura apresentada mensalmente informa apenas seu consumo total de energia. Informações sobre os melhores momentos para reduzir o consumo, já são apresentadas em medidores multi-tarifa. Uma função capaz de informar o consumo de diferentes grupos de cargas, pode auxiliar o consumidor a otimizar seu consumo e reduzir perdas. Esta nova função pode aumentar o grau de inteligência do medidor, e tem como base a capacidade do medidor identificar quando diferentes cargas são ligadas ou desligadas.

Em 1988 Schick [18] apresenta um trabalho sobre desagregação de cargas. Utilizando medidores de faturamento, os autores estabelecem o perfil de carga de um grupo de consumidores e correlacionam estes resultados com os eventos climáticos, permitindo determinar a parcela de carga utilizada para aquecimento e refrigeração (dependente do clima) e a parcela de carga usada em outros modos de consumo (independente do clima). A capacidade da distribuidora de energia de prever o consumo em função de variações climáticas pode melhorar a confiabilidade do sistema e evitar falhas devido a sobrecarga em alguns circuitos.

O primeiro trabalho de Liang [19] em 2010, descreve os conceitos para se identificar a "*assinatura*" da carga e os métodos utilizados. As análises destas assinaturas podem ser determinadas em intervalos contendo várias amostras por ciclo (micro), onde se analisa aspectos da forma de onda; ou em intervalos de vários ciclos (macro), em que se analisa os comportamentos de amplitude de corrente e as potências ativa e reativa da carga. Em seu segundo trabalho neste tema [20], os autores apresentam a metodologia para a desagregação de cargas e as possíveis aplicações para medidores inteligentes que agregam valor aos serviços das concessionárias.

No trabalho de Ming [21] de 2012, os autores utilizam uma técnica de análise da assinatura das cargas que contempla aspectos como: perfil, tendência, duração e fase, entre outros. As cargas também recebem classificações sobre sua corrente de operação, como: fixas, variáveis e com múltiplos estados.

Capítulo III

3 Medidores eletrônicos de energia elétrica

Com o aumento do mercado de medidores eletrônicos, alguns fabricantes de processadores criaram soluções comerciais dedicadas à medição de energia elétrica. Os fabricantes de medidores adotaram estes produtos dedicados em algumas linhas, mas mantiveram o uso de conversores A/D e o processamento digital dos sinais aquisitados em medidores mais sofisticados. Para diferenciar a aplicação dos diversos modelos medidores eletrônicos de faturamento, este trabalho propõem a classificação em três famílias distintas. Esta proposta de classificação em famílias é apresentada a seguir, bem como exemplos de componentes desenvolvidos para medidores monofásicos de faturamento de cada família.

- A primeira família utiliza componentes que realizam a medição de energia e fornecem, em sua saída, pulsos representando as grandezas medidas ou outros sinais que podem ser convertidos para os valores das grandezas. Estes sinais ou pulsos podem ser utilizados em contadores eletromecânicos ou então por processadores que vão tornar a informação de faturamento disponível para a concessionária de distribuição e para os consumidores.

- A segunda família inclui em um único componente um circuito de medição, com algumas grandezas medidas de forma automática, e um processador capaz de configurar o circuito de medição. Em alguns casos, estes processadores têm acesso aos sinais digitais amostrados e podem realizar

algum processamento específico sobre eles, como um filtro ou a detecção de uma perturbação no sinal. Estas funções não sobrecarregam o processador, pois a maior parte das tarefas de cálculo é executada pelo bloco de medição.

- Na terceira família, os processadores têm acesso direto aos dados de tensão e corrente digitalizados pelos conversores A/D, processam estes sinais digitais para obter as diversas grandezas elétricas (energias, correntes, tensões, etc.) e tornam estas informações disponíveis à concessionária e ao consumidor. Esta é a família de medidores onde o uso do processador é mais intenso, já que um único processador precisa fazer todos os cálculos para a obtenção das grandezas elétricas medidas e controlar as diversas interfaces do medidor.

3.1 Família 1 – Componentes que realizam a medição de energia

Podem ser citados, como exemplo de fabricantes que produzem componentes para esta família de medidores, a SAMES e a Analog Devices. Detalhes dos componentes da SAMES e da Analog Devices podem ser encontrados nas respectivas páginas da rede [22] e [23].

Para esta classe de componentes, a SAMES oferece diversas opções. Do modelo mais simples com saída para um contador de pulsos eletromecânico até modelos com saídas de comunicação serial SPI (Serial Peripheral Interface).

O componente SA2002, cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 3-2, é um sistema de medição de energia bastante simples, capaz de substituir um medidor eletromecânico sem agregar novas funcionalidades. O bloco

“REFERENCE & BIAS” gera uma tensão de referência estável com a variação de temperatura, que permite ao bloco “ANALOG SIGNAL PROCESSING” medir os sinais de tensão e corrente de forma precisa. O produto dos sinais de tensão e corrente é integrado, gerando pulsos quando determinada quantidade de energia for consumida. Este componente possui saídas para acionamento de LEDs para indicação dos pulsos e saídas para acionamento de um registrador eletromecânico. Cada pulso registrado equivale a uma rotação do disco de um medidor eletromecânico. O seu diagrama de ligação, mostrado na Figura 3-2, revela que a quantidade de componentes externos adicionais é pequena e seu baixo custo o torna indicado para substituição direta de medidores eletromecânicos de energia. Um divisor resistivo é utilizado como sensor de tensão e um resistor "shunt" é utilizado com sensor de corrente.

Figura 3-1 Diagrama de blocos do SA2002

Figura 3-2 - Diagrama de ligação do SA2002

Outro componente da SAMES, o SA4120, é capaz de medir energia direta e energia reversa. Este tipo de medição é útil para os casos em que o consumidor possui sistemas geradores (ex: eólica ou fotovoltaica) e pode injetar energia na rede. Neste caso, um processador pode ser ligado a sua saída para contar os pulsos e exibi-los em um mostrador para ser lido pela concessionária e pelo consumidor. Seu diagrama de blocos e seu diagrama de conexões estão mostrados na Figura 3-3. Assim como no SA2002, um bloco gera os sinais de referência para os conversores A/D de tensão e corrente. Os sinais analógicos de tensão e corrente são digitalizados nos conversores A/D e seu produto resulta na potência instantânea, que é integrada no tempo e enviada para a saída pelo gerador de pulsos. Neste exemplo, o sensor de

corrente utilizado é um transformador de corrente que permite medições na faixa de 0.1A a 100A.

Figura 3-3 - Diagrama de blocos e diagrama de ligação do SA4120

Um terceiro componente da SAMES, tomado como exemplo, é o SA9903, que possui uma interface de comunicação serial SPI (Serial Peripheral Interface) como saída. Este canal de comunicação permite conectar este componente a um microprocessador, que pode ler os registros de medição internos do SA9903. Seu diagrama de blocos, apresentado na Figura 3-4, mostra que além da energia ativa, este componente fornece os valores medidos de energia reativa, tensão e frequência. Os blocos de energia ativa e reativa recebem os sinais de tensão e corrente digitalizados para calcular as energias.

Figura 3-4 - Diagrama de blocos do SA9903

Internamente o SA9903 armazena 4 registros de 24 bits, respectivamente: energia ativa, energia reativa, tensão e frequência. A leitura de cada registro é feita de forma serial, conforme diagrama da Figura 3-5. O microcontrolador externo (mestre) gera o sinal de clock (SCK) e habilita o SA9903 (escravo) com o sinal CS. Em seguida, o mestre envia serialmente o comando de leitura para o pino DI do escravo. Este comando de leitura é formado por um cabeçalho (3

bits - 110) e pelo endereço do registro que será lido (6 bits). Depois de enviado o último bit do endereço pelo mestre, o escravo muda a saída DO para 0 e passa a enviar 1 bit do registro solicitado a cada clock.

Figura 3-5 - Leitura de um registro do SA9903 utilizando a SPI

Um componente da Analog Devices que faz parte desta primeira família de medidores é o ADE7953, cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 3-6. Este dispositivo pode ser lido e programado por um microprocessador, utilizando uma interface SPI. Algumas funcionalidades deste componente são a medição dos valores eficazes de tensão, corrente, potência ativa, potência reativa e potência aparente. Detecção de afundamentos (SAG), detecção de sobre-tensão e detecção de sobre-corrente, são funções disponíveis neste componente, e que podem ter seus parâmetros programados e lidos pelo canal de comunicação SPI.

Figura 3-6 - Diagrama de blocos do ADE7953

3.2 Família 2 – Sistema de medição integrado ao processador

Este segundo grupo de soluções para medição de energia utiliza os módulos de medição integrados ao processador, que não precisa utilizar seu tempo de processamento com os cálculos de medição de energia. Como exemplo desta família, podem ser citados os componentes da Maxim/Teridian, que possuem um sistema de medição independente e um processador compatível com o 8051 encapsulados em um único invólucro. O 71M6511 da Teridian, mostrado na Figura 3-7, integra em um único componente o sistema de medição, processador, memória, relógio e canais de comunicação.

(Computer Engine – CE), que compartilha a memória de programa (Flash) e a memória de dados (RAM) com o processador que fará a interface com o exterior (8051).

O programa executado pelo 8051 tem acesso aos dados de medição já calculados (energia, tensões, correntes, etc.) e também aos dados amostrados pelo conversor A/D. Desta forma, é possível criar filtros dedicados e funções de detecção de eventos com esta arquitetura de medidores. Este componente possui um canal de comunicação SPI que permite sua comunicação com outros processadores. Para a comunicação com a rede de dados da distribuidora, ou apenas para programação e leitura local do medidor, existem dois canais de comunicação serial. Este componente é indicado para sistemas com tarifas horárias, pois possui um relógio interno. Para melhorar a precisão do relógio, este componente conta com um sistema de compensação de temperatura.

3.3 Família 3 – Processamento digital dos sinais de tensão e corrente amostrados

Medidores com esta arquitetura possuem conversores A/D que convertem os sinais analógicos de tensão e corrente em valores digitais que são processados para se obter as grandezas elétricas de interesse. Estes conversores A/D podem ser externos aos processadores ou podem estar incluídos no mesmo encapsulamento do processador. Geralmente o custo de medidores com esta arquitetura é mais alto que o custo de medidores com as arquiteturas citadas anteriormente e o software necessário para o

processamento digital é bem mais complexo, pois toda a etapa de cálculo das grandezas elétricas é feita pelo processador. Porém, estes medidores tem a vantagem de serem flexíveis quanto ao seu funcionamento e podem oferecer vários outros recursos além da medição de energia. Da classificação proposta neste trabalho, de três famílias de medidores eletrônicos, esta família é a que oferece a maior possibilidade de processamento dos dados amostrados, permitindo o a utilização de algoritmos de filtros e detecção de eventos de QEE.

Vários fabricantes fornecem soluções de conversores A/D e processadores que podem se encaixar nesta categoria de medidores. Texas Instruments, Freescale, Analog Devices, Atmel e Renesas são apenas alguns exemplos de empresas que possuem produtos que podem ser usados nesta arquitetura de medidor. Um processador usado em aplicações de baixo custo e que conta com uma plataforma de desenvolvimento bastante conhecida (Arduino) é o Atmel ATMega328, cujo diagrama de blocos pode ser visto na Figura 3-8. Este processador possui 32 kBytes de memória de programa (FLASH), 2kBytes de memória de dados (RAM) e conversores A/D com resolução de 10 bits. Estas são características muito simples para os processadores fabricados atualmente, mas que atendem às necessidades de um medidor de faturamento monofásico.

Os algoritmos de medição e de detecção de eventos desenvolvidos, foram testados inicialmente com o processador ATMega328. As funções de medição de tensão, corrente e energia foram testadas neste hardware, porém, a quantidade de memória RAM disponível (2k) limita o uso do algoritmo de detecção para apenas um filtro.

Figura 3-8 - Diagrama de blocos do ATmega328

Outro modelo de processador de 8 bits da Atmel, com uma quantidade de memória RAM maior que a disponível no ATmega328, é o ATmega2560. Este processador, que também existe na plataforma de desenvolvimento Arduino, tem seu diagrama de blocos mostrado na Figura 3-9.

Figura 3-9 - Diagrama de blocos do ATmega 2560

Este modelo de processador possui 256 kBytes de memória de programa (FLASH), 8 kBytes de memória de dados (RAM) e conversores A/D com resolução de 10 bits. Os programas desenvolvidos para o ATmega328 podem ser facilmente convertidos para funcionar no ATmega2560. O aumento na capacidade das memórias de programa e de dados, permite utilizar o ATmega2560 com múltiplos filtros de detecção.

3.3.1 Medição de energia

O Instituto Nacional de Metrologia (INMETRO) é o órgão responsável pela edição de normas relativas a Metrologia Legal no Brasil. Todos os medidores de energia elétrica voltados para o faturamento devem cumprir as normas definidas pelo INMETRO. Através do Regulamento Técnico Metrológico 431 (RTM-431) de 2007 [25] o INMETRO define os procedimentos de teste e os limites de erro admissíveis para a medição das energias ativas e reativas, mas não recomenda métodos para medições de tensão e corrente, pois estas grandezas não estão diretamente relacionadas ao faturamento.

Medidores que fazem a medição e registram simultaneamente duas ou mais grandezas são denominados "medidores multigrandezas". Já os medidores com funções adicionais a medição, registro e exibição de grandezas elétricas são denominados "medidores multifunção". O RTM-431 limita o consumo máximo que estes medidores podem ter, como apresentado na

Tabela 3-1, mas não regulamenta as outras funções nem as outras grandezas medidas por estes equipamentos. Medidores monofásicos multigrandeza podem ter um consumo aparente de até 15VA, enquanto medidores monofásicos multifunção podem ter um consumo aparente de até 25 VA.

Tabela 3-1 - Limite de consumo para medidores segundo RTM-431 [25]

Tipo de medidor	Monofásicos	2 elementos ¹ (por elemento)	3 elementos ¹ (por elemento)
Multigrandeza	3 W, 15 VA	2,5 W, 12,5 VA	2 W, 10 VA
Multifunção	5 W, 25 VA	3,5 W, 17,5 VA	3 W, 15 VA
¹ Para medidores polifásicos, as perdas são assumidas como igualmente partilhadas entre os elementos. No caso de falta de tensão em um dos elementos, é admitido que o consumo seja maior que o especificado, porém o medidor deve continuar a operar corretamente.			

Pelo RTM-431, os medidores são classificados em função do erro máximo admitido na medição de energia ativa. A Tabela 3-2 mostra as condições de teste para os medidores e a variação máxima que cada grandeza pode ter durante o ensaio.

Tabela 3-2 - Condições gerais de ensaio segundo RTM-431

Grandeza de influência	Condições de referência	Tolerância admissível para medidores de índice de classe:			
		D	C	B	A
Temperatura ambiente	23 °C	± 2 %	± 2 %	± 2 %	± 2 %
Tensão	Tensão nominal	± 1 %	± 1 %	± 1 %	± 1 %
Frequência	Frequência nominal	± 0,3 %	± 0,3 %	± 0,3 %	± 0,5 %
Forma de onda	Corrente/tensão senoidais	Fator de distorção menor que:			
		± 1,0 %	± 1,0 %	± 1,0 %	± 1,0 %

O erro máximo percentual para medição de energia ativa, em função da corrente nominal (%In) e do fator de potência ($\cos\phi$), de cada classe é mostrado na Tabela 3-3. A tabela mostra que os medidores classe A podem ter erros percentuais de até 2%, medidores classe B podem ter erros de até 1%, e assim sucessivamente. Desta forma, se no futuro forem criados medidores mais precisos, basta criar uma nova classe para acomodá-los.

Tabela 3-3 - Limites de erro percentual de energia ativa segundo RTM-431

% In	cos ϕ	Limites de erro percentuais para medidores com índice de classe			
		D	C	B	A
10	1	± 0,2	± 0,5	± 1,0	± 2,0
100	1	± 0,2	± 0,5	± 1,0	± 2,0
100	0,5 ind	± 0,3	± 0,6	± 1,0	± 2,0
100	0,5 cap	± 0,3	± 0,6	± 1,0	± 2,0

A medição de energia ativa é feita a cada amostra dos sinais de tensão e corrente. O produto dos sinais instantâneos de tensão e corrente amostrados corresponde à potência instantânea (1), que integrada ao longo do tempo nos fornece a energia medida neste intervalo (2).

$$w(t) = v(t) * i(t) \quad (1)$$

$$E_{\Delta t} = \int_t^{t+\Delta t} w(t) dt \quad (2)$$

Para os sinais discretos amostrados, temos:

$$w(k) = v(k) * i(k) \quad (3)$$

onde k é o índice da amostra

$$\Delta t = \frac{1}{freq_{amostragem}} \quad (4)$$

$$E = \sum_{k=k_0}^{k_n} w(k) * \Delta t \quad (5)$$

A quantidade de energia medida a cada amostra é somada e transferida para os registradores de energia. Quando esta soma atinge um determinado valor (ke), equivalente à rotação do disco de um medidor eletromecânico de energia, o medidor emite um pulso de aferição e incrementa o registrador de energia que é exibido para o consumidor.

No exemplo da Figura 3-10, são simulados sinais de tensão e corrente unitários amostrados simultaneamente e com uma frequência de amostragem constante. Os instantes de amostragem não são sincronizados com a frequência do sinal simulado. A potência instantânea é calculada pelo produto $v(t) \times i(t)$ de cada amostra e a energia total é a soma dos valores de potência instantânea multiplicada pelo intervalo de tempo entre as amostras. A escala de tempo é a mesma para todas as curvas.

Figura 3-10 - Simulação dos cálculos de potência e energia a partir dos sinais amostrados de tensão e corrente.

Conversores A/D que não permitem amostragem simultânea nos canais de tensão e corrente, podem utilizar outras técnicas para corrigir a diferença de tempo entre as amostras. Como exemplo, o componente da Teridian (71M6511) amostra os sinais de tensão e corrente com uma diferença de $30.5\mu\text{s}$. Para corrigir este tempo, um dos sinais passa por um filtro "passa-tudo", que não altera a amplitude do sinal medido, mas produz um deslocamento de fase que corrige o atraso.

Uma solução apresentada nos manuais da Texas Instruments, detalhada no "Application Reports" de Bierl [26] em 2000, consiste em intercalar as

leituras de tensão e corrente com o mesmo intervalo de amostragem, como mostrado na Figura 3-11. Efetivamente, cada sinal de tensão ou corrente é amostrado a cada intervalo de $2\Delta t$.

Figura 3-11 - Solução para amostragem não simultânea de tensão e corrente

3.3.2 Medição de tensão e cálculo do valor eficaz

Medidores que armazenam ou apenas exibem os valores eficazes de tensão e corrente são definidos como "medidores multigrandeza" no RTM-431 [25]. As especificações do equipamento que faz esta medição, como frequência de amostragem e resolução do conversor A/D, não são definidas pelo INMETRO. O único protocolo de medição de tensão brasileiro até o momento é da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), no Módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição (PRODIST) [4].

Este módulo do PRODIST regulamenta a qualidade da energia elétrica que deve ser entregue ao consumidor e os equipamentos usados para medir estes parâmetros de qualidade. Com relação a medição de tensão em regime permanente, estabelece que a taxa de amostragem deve ser de no mínimo 16 amostras por ciclo, que o conversor A/D deve ter resolução mínima de 12 bits e que a precisão de leitura do valor eficaz seja de no mínimo 1%. Processadores como o ATMega328 e o ATMega2560, não atendem estes requisitos do Módulo 8 do PRODIST, pois seu conversor A/D tem resolução de apenas 10 bits, embora possam trabalhar com frequências de amostragem de até 15 kHz, ou 250 amostras por ciclo de 60 Hz. A escolha de um conversor A/D de 10 bits, que está abaixo da recomendação do PRODIST, foi feita para verificar o limite mínimo de funcionamento do algoritmo de detecção e caracterizá-lo nestas condições. Se componentes mais simples são capazes de processar estas novas funções (detecção) sem afetar o funcionamento da medição convencional (energia ativa e reativa, demanda, tensão e corrente), componentes com mais recursos deverão ter um desempenho superior.

Processadores usados em medidores de faturamento monofásicos, como os da família MSP430 da Texas Instruments (conversores A/D de 12 ou 14 bits), ou como os da família SuperH da Renesas (conversores A/D de 24 bits), terão um desempenho superior ao encontrado para o processador da Atmel com A/D de 10 bits.

A maior parte dos medidores de faturamento de baixo custo utiliza divisores resistivos como sensor de tensão. Como o nível do sinal de tensão permanece entre 70% e 130% do valor de tensão nominal, não são

necessários amplificadores com diversas escalas para controle de amplitude do sinal. Conversores A/D com resolução de 10 ou 12 bits são capazes de realizar leituras de valores eficazes de tensão com erro menor que 1%.

A medição de energia utiliza as amostras instantâneas do sinal de tensão, mas para a apresentação ou armazenamento desta grandeza é necessário o cálculo do valor eficaz. O número de ciclos amostrados utilizado no cálculo do valor eficaz pode ser diferente para cada aplicação.

A IEC 61000-4-30 [27] trata dos métodos de medição para qualidade de energia e classifica os medidores de qualidade em duas categorias: "A" - para os medidores utilizados em aplicações que requeiram elevada precisão, e "B", para medidores que não necessitem de todo este rigor. Nas análises de tensão em regime permanente a IEC 61000-4-30 recomenda que os medidores classificados como "A" devem usar períodos de 10 ciclos para sistemas de 50Hz ($5 V_{rms10}$ por segundo) e 12 ciclos para sistemas de 60Hz ($5 V_{rms12}$ por segundo), com os resultados destes dados sendo agregados em períodos de 3 segundos, 10 minutos e duas horas. Por exemplo, em uma agregação de 3 segundos existem 15 valores eficazes medidos. O valor eficaz é igual à raiz quadrada da média dos valores eficazes de 12 ciclos elevados ao quadrado, deste intervalo de 3 segundos.

$$V_{rms3s} = \sqrt{\frac{\sum_1^{15} V_{rms12}^2}{15}}$$

Para os medidores classe "B", o fabricante deve informar quais os métodos utilizados, a duração do período de integração e do período de agregação.

3.3.3 Medição de corrente

Os sensores de corrente mais usados em medidores de faturamento monofásicos são: os resistores shunt, transformadores de corrente com núcleo ferromagnético, sensores de efeito Hall e transformadores com núcleo de ar (bobinas de Rogowski).

Os valores de corrente de carga, que circulam por um medidor de faturamento, têm uma grande variação de amplitude. O consumidor pode em determinado momento ligar uma carga com apenas alguns watts, como uma lâmpada, e pode em determinados momentos ligar cargas com correntes próximas ao limite máximo que o medidor suporta. Um medidor com corrente nominal de 15A e corrente máxima de 120A deve ser capaz de medir com a mesma precisão correntes de valor nominal e correntes com 10% da corrente nominal. Este medidor não pode utilizar um conversor A/D de 12 bits e uma única escala de controle de amplitude. Este problema pode ser solucionado com a adoção de conversores A/D de maior resolução, ou com a inclusão de amplificadores com várias escalas de ganho entre o transdutor de corrente e o conversor A/D. Conversores A/D de 16 ou 24 bits atendem esta necessidade e são utilizados em medidores de alto desempenho, mas medidores de faturamento monofásico ficam restritos aos conversores A/D de 10 ou 12 bits. Um exemplo de circuito de medição de corrente com três faixas de ganho é mostrado na Figura 3-12. As chaves analógicas são controladas pelo

microprocessador e ligam ou desligam os resistores que fazem parte da malha de realimentação do estágio amplificador.

Figura 3-12 - Controle de ganho para o sinal de corrente

As mudanças de escala vão ocorrer quando o valor eficaz da corrente medida estiver fora dos limites aceitos para aquela escala. A Tabela 3-4 mostra um exemplo de controle de escala de corrente para um medidor com corrente nominal de 15A e corrente máxima de 120A.

Quando o medidor é ligado, a maior escala de corrente (3) é selecionada.

Na escala 3, se o valor eficaz de corrente encontrado for maior ou igual a 16 A, o medidor permanece na escala 3. Se o valor encontrado for menor que 16 A, o medidor passa para a escala intermediária (2).

Quando estiver na escala 2, se o valor de corrente eficaz medido for menor que 2.4A, o medidor passa para a escala 1. Se o valor estiver acima de 18A, o medidor passa para a escala 3.

Na escala 1, valores de corrente eficaz maiores que 3A produzem uma mudança para a escala 2. Valores menores que 3A não mudam a escala.

Esta histerese, evita múltiplos chaveamentos quando a corrente estiver próxima dos níveis de mudança de escala.

Tabela 3-4 - Exemplo de controle de escalas de corrente

Escala	1	2	3
Corrente mínima	0	2.4	16
Corrente máxima	3.0	18.0	120

3.3.4 Medição de frequência

A frequência da rede não é uma grandeza que sofre grandes variações em um sistema elétrico interligado, como o sistema brasileiro. Sistemas isolados podem apresentar variações de frequência com a flutuação da carga ou com a flutuação da geração. Os limites de variação de frequência aceitos pela ANEEL são de 59.9 Hz a 60.1 Hz em regime permanente. Em caso de instabilidade do sistema, variações de 59.5 Hz até 60.5 Hz são aceitáveis por no máximo 30 segundos.

O protocolo de medição de frequência da IEC 61000-4-30 estabelece que a leitura deve ser feita ao longo de intervalos de 10 segundos, considerando o número de ciclos inteiros da frequência fundamental existentes neste intervalo. Este intervalo de 10 segundos foi utilizado no medidor de validação do algoritmo, para exibição da frequência medida.

Capítulo IV

4 Princípio de funcionamento do algoritmo de detecção proposto

Soluções para a detecção de eventos utilizando medidores de faturamento trifásicos foram descritas em [2] e [28], com uma proposta de inclusão dos algoritmos de detecção em medidores de faturamento trifásicos já instalados em campo. Estes medidores, que normalmente são instalados em consumidores ligados na rede de média tensão (MT), teriam seus programas operacionais atualizados. Sem a necessidade de substituição do equipamento, as distribuidoras passariam a contar com medidores de QEE instalados em clientes conectados na rede de média tensão (MT).

Filtros, transformadas wavelet (TW) e a norma euclidiana instantânea (NEI) foram algumas das técnicas propostas em [2] para detecção de eventos pelos medidores já instalados em grandes consumidores. A capacidade de processamento dos medidores de faturamento trifásicos estudados permite detectar variações de tensão de curta duração (VTCD), transitórios oscilatórios, desequilíbrio de tensão e distorção harmônica.

A análise da velocidade de processamento e da capacidade de memória de dados de alguns processadores, recomendados por seus fabricantes para uso em medidores de faturamento monofásico, mostra que estas técnicas de detecção de eventos não podem ser aplicadas diretamente. Algumas soluções propostas podem ser adaptadas, permitindo que esta classe de medidores seja

utilizada para monitorar alguns parâmetros básicos da qualidade da tensão fornecida.

4.1 Técnicas utilizadas para detecção de eventos e filtragem de sinais que servem de base para este estudo

Diversos autores têm apresentado técnicas de detecção de eventos que podem ser utilizadas em medidores polifásicos. Decompor o sinal medido em uma componente fundamental e uma componente residual utilizando filtros é uma forma bastante eficiente de se identificar eventos transitórios e outros componentes em regime permanente. Este método, apresentado por Marafão em [29], compara o uso de um filtro passa faixa com o uso de um filtro rejeita faixa. O fluxo do sinal para os dois modelos de filtros é mostrado na Figura 4-1.

Figura 4-1 - Modelos de decomposição de sinais usando filtros

Os dois modelos apresentam um filtro passa baixa na entrada, para eliminar sinais com frequência superior a metade da frequência de amostragem ($>F_s/2$).

O modelo que utiliza o filtro rejeita faixa (notch) exhibe os componentes residuais diretamente após o filtro, enquanto a componente fundamental é a diferença entre o sinal de entrada e o sinal residual filtrado.

Já no modelo que utiliza o filtro passa faixa, a componente fundamental é extraída diretamente após o filtro, enquanto o sinal residual é calculado pela diferença entre o sinal de entrada e o sinal filtrado.

Estes filtros foram simulados com a ferramenta de projeto de filtros do MatLab e suas respostas de ganho e de fase são mostradas na Figura 4-2. Os dois filtros foram projetados com uma frequência de corte inferior de 40Hz e frequência de corte superior de 80Hz. A resposta do filtro passa faixa é 0° na frequência central e vai aumentando nas altas frequências. Isto provoca distorções no sinal residual obtido, já que os sinais de alta frequência na entrada têm fase diferente dos sinais de alta frequência presentes após o filtro. A resposta de fase do filtro notch é plana fora da região de corte e tende a zero para frequências mais altas. Desta forma, os sinais residuais de alta frequência apresentam erro de fase reduzido na saída do filtro, quando comparados com o sinal de entrada. O sinal da componente fundamental também apresenta erro reduzido, já que é calculado pela diferença do sinal de entrada com o sinal residual após o filtro.

Figura 4-2 - Resposta de ganho e de fase dos filtros utilizados em decomposição de sinais

Outro ponto que deve ser considerado, quando se utiliza filtros digitais para a decomposição de sinais, é o tempo de processamento envolvido. Filtros com resposta finita ao impulso (FIR - do inglês - Finite Impulse Response) e filtros com resposta infinita ao impulso (IIR - do inglês - Infinite Impulse Response) são analisados por Marafão em [30] e, segundo o autor, o tempo de processamento encontrado para filtros IIR é muito menor que o tempo encontrado para os filtros FIR.

Uma segunda forma bastante simples para se detectar um evento transitório é a comparação das amostras do ciclo atual com as amostras dos ciclos anteriores. Este é um dos métodos de extração de eventos transitórios utilizado por Bollen em [12], que também utiliza filtro passa alta, filtro notch e comparação com valores médios dos ciclos anteriores. Bollen descreve o sinal gerado para verificação do desempenho destes métodos e trabalha com uma frequência de 128 amostras por ciclo. A carga de processamento necessária para esta forma de detecção é pequena e o programa necessita que as amostras sejam armazenadas em uma estrutura sequencial de memória (buffer) que possui ponteiros indicando a amostra atual e a amostra defasada mais próxima de 360° . A Figura 4-3 mostra uma sequência de dois ciclos de tensão amostrados em intervalos fixos com aproximadamente 22 amostras por ciclo. Pode-se observar que o primeiro ponto amostrado no primeiro ciclo está próximo de zero, enquanto o primeiro ponto do segundo ciclo está próximo de 50 V. O mesmo ocorre com o segundo ponto do primeiro ciclo, com pouco mais de 50V, e o segundo ponto do segundo ciclo, com quase 100V.

Figura 4-3 - Exemplo de sinal amostrado em baixa frequência e sem sincronismo com a rede

Utilizando uma frequência de amostragem de 128 amostras por ciclo, a diferença de fase entre cada amostra é de aproximadamente 2.8° . Na passagem por zero do sinal, onde ocorre a maior variação (dv/dt), este valor chega a 4.9% do valor de pico ($\text{seno}(2.8^\circ)$). No exemplo visto na Figura 4-3, com 22 amostras por ciclo, a diferença de fase de cada amostra é de 16.4° , e pode provocar uma diferença de 28% ($\text{seno}(16.4^\circ) = 0,282\dots$) entre duas amostras próximas da passagem por zero.

Três soluções podem ser utilizadas para redução deste erro:

- 1) O sinal pode ser amostrado em frequências bem mais altas, porém, a maior parte dos modelos comerciais de medidores de faturamento de baixo custo não trabalha com valores maiores que 32 amostras por ciclo.
- 2) Pode-se utilizar um PLL para corrigir a frequência de amostragem e sincronizá-la com a frequência da rede. Novamente, devido ao baixo custo dos medidores, este recurso não está disponível e a amostragem é feita em uma frequência fixa e sem sincronismo com a passagem por zero.
- 3) Valores intermediários podem ser interpolados entre as amostras armazenadas, encontrando um valor mais próximo do valor real. Esta solução consome poucos recursos de processamento e pode ser adotada pelos medidores de faturamento.

A Figura 4-4 mostra a técnica utilizada para calcular a duração de um ciclo, necessária para realizar a interpolação das amostras. O sinal de tensão de referência é armazenado em um buffer e devem ser identificados os trechos do buffer que armazenam as passagens por zero. A duração do ciclo é igual a

um número inteiro de períodos de amostragem ($N \times T$), somada algebricamente aos resíduos de tempo próximos das passagens por zero.

Figura 4-4 - Cálculo da duração de um ciclo utilizando as amostras de tensão

O tempo entre a passagem por zero e o instante da primeira amostragem de um ciclo (ΔT_1 = resíduo de tempo no início do ciclo) é calculado pela relação entre a tensão amostrada após a passagem por zero (V_2) e a diferença entre

as tensões amostradas antes e após a passagem por zero (V_2-V_1), multiplicado pelo intervalo de amostragem (T). O tempo entre a última amostragem de um ciclo e a passagem por zero (ΔT_2 = resíduo de tempo no final do ciclo) é calculado pela relação entre a tensão amostrada antes da passagem por zero (V_3) e a diferença entre as tensões amostradas antes e depois da passagem por zero (V_4-V_3).

4.2 Alterações das técnicas estudadas para uso em medidores monofásicos

Quando são criadas novas funções para os medidores de faturamento, deve-se considerar o aumento na carga de processamento que esta função vai ter para o medidor. Na busca por uma solução para a detecção de eventos com pouca carga de processamento, foi observado que as duas técnicas com menor carga de processamento são:

- detecção de sequência zero em sistemas trifásicos (soma instantânea dos sinais das 3 fases); e
- comparação de amostras atuais com amostras dos ciclos anteriores.

Em um sistema trifásico equilibrado e sem distorções, a soma instantânea das três tensões de fase é igual a zero. Desequilíbrios e distorções que ocorram em uma das fases provocam mudanças na soma trifásica instantânea e este sinal pode ser usado para detectar estas ocorrências.

Através de simulações, reproduziu-se a detecção de sequência zero para um sinal monofásico gerando as duas fases ausentes através de atrasos de

120° do sinal amostrado e observou-se que diversos eventos transitórios podiam ser detectados.

A Figura 4-5 mostra uma simulação de um transitório oscilatório em uma das fases e sua detecção pela soma instantânea das tensões de fase.

Figura 4-5 - Simulação da detecção de um transitório em sistema trifásico

Para um medidor monofásico, transforma-se o sinal monofásico amostrado em sinais polifásicos virtuais trabalhando com amostras defasadas. O resultado da soma instantânea destes sistemas virtuais é utilizado para a detecção de eventos. Esta transformação reduz a carga de processamento necessária para a detecção de alguns eventos transitórios e de alguns grupos harmônicos em regime permanente. A carga de processamento introduzida pelo algoritmo é pequena e permite seu uso em medidores monofásicos sem interferir com o funcionamento do programa principal.

Uma simulação onde são criadas duas fases virtuais com atrasos de 120° e 240° , para verificar a detecção em um sistema monofásico, é mostrada na Figura 4-6.

Figura 4-6 - Simulação de detecção de transição em sistema monofásico

Para a utilização deste método em medidores monofásicos é preciso criar virtualmente as outras duas fases para realizar a soma instantânea. As fases virtuais B e C são criadas a partir de atrasos no sinal amostrado, que é armazenado em um buffer. A cada nova amostra do sinal, os ponteiros das fases virtuais são deslocados e passam automaticamente a indicar os pontos de -120° e -240° . A soma instantânea dos três sinais é capaz de detectar a ocorrência do transiente. O fluxo de dados deste procedimento é mostrado na Figura 4-7.

Em um medidor de faturamento esta detecção pode disparar uma função de armazenamento do buffer de sinal amostrado ou, caso o medidor possua

um canal de comunicação, pode disparar o envio dos eventos detectados para a distribuidora.

Figura 4-7 - Fluxo de dados para criação das fases virtuais

Este princípio é válido para qualquer sistema polifásico equilibrado, onde a soma instantânea das tensões de fase é igual a zero. Neste trabalho são apresentados os resultados para sistemas polifásicos virtuais com duas, três e cinco fases.

Outros eventos, como afundamentos e elevações de tensão também provocam perturbações no sinal de saída e podem ser detectados com esta técnica.

4.2.1 Correções de fase utilizando interpolação

Em medidores com frequência de amostragem fixa e sem sincronismo com a frequência da rede, existe um erro de fase entre as amostras de leitura armazenadas no buffer e o ponto onde deveria ter sido feita a amostragem para criar a fase virtual. A falta de sincronismo entre as amostragens e a frequência da rede; a variação de frequência da rede; e a baixa frequência de amostragem contribuem para que este erro seja variável ao longo do tempo.

Para reduzir este erro e encontrar o valor correspondente ao ângulo desejado, podem ser utilizadas duas soluções:

- aumentar a frequência de amostragem;
- fazer a interpolação com os pontos adjacentes.

A interpolação é a solução adotada neste trabalho para que possa ser usada em medidores monofásicos, sem a necessidade de alterações de hardware. Frequências de amostragem mais altas podem ser usadas em equipamentos com conversores A/D mais rápidos que os utilizados em medidores monofásicos.

Em [31], o processo de interpolação em uma sequência de amostragem consiste em inserir amostras com valor zero entre as amostras medidas e em seguida aplica-se um filtro passa baixa por toda a nova série de amostras. O filtro mais simples que pode ser utilizado nesta aplicação é um filtro de média móvel, como visto em [32] e que pode ser facilmente adaptado para uso em microcontroladores.

A Figura 4-8 mostra um exemplo de interpolação de sinais amostrados, com um filtro de média móvel entre duas amostras.

Figura 4-8 - Interpolação de amostras com filtro de média móvel

Nos medidores de faturamento de baixo custo, a amostragem é feita em uma frequência constante e sem sincronismo com o sinal da rede. O intervalo entre as amostras é preciso e estável, sendo que sua duração é definida pelo cristal oscilador que gera o clock do processador. As variações de frequência do cristal com a temperatura são menores que 100 ppm (partes por milhão) para os cristais comerciais usados com microprocessadores. Esta variação máxima de 100 ppm produziria um erro de localização no tempo de 1.66 μ s em um ciclo de 60 Hz, correspondente a um ângulo de 0.036°.

Quando se soma o sinal amostrado com os sinais virtuais defasados antes da interpolação, o erro depende principalmente da resolução do conversor A/D e da frequência de amostragem. A interpolação para obtenção

de valores intermediários entre as amostras reduz este erro. A Figura 4-9 mostra como é feita a interpolação para criar um sinal atrasado de um ciclo. As amostras necessárias são a amostra atual $v(0)$ e as duas amostras armazenadas no buffer distantes n e $n-1$ da amostra atual, tal que $n \times \Delta t \geq T$ (período de 1 ciclo)

Para facilitar o processamento, o intervalo entre as amostras é dividido em 2^m sub-intervalos (2, 4, 8, 16, ...). Desta forma, as divisões necessárias na função de interpolação são realizadas com apenas uma instrução de deslocamento (shift) no processador, visto que divisões e multiplicações por 2^m em um número binário são feitas por um deslocamento de m bits.

Figura 4-9 - Processo de interpolação de amostras para reduzir o erro produzido pela falta de sincronismo entre a frequência de amostragem e a frequência do sinal amostrado

As formas alternativas para evitar a interpolação e reduzir o processamento são a elevação da frequência de amostragem, como por

exemplo uma frequência de amostragem N vezes maior que a frequência utilizada originalmente, e o aumento da resolução do conversor A/D. No caso do aumento da frequência de amostragem, o medidor utiliza todos os valores amostrados para o algoritmo de detecção mas apenas uma em cada N amostras continua a ser utilizada para os cálculos das grandezas elétricas.

4.3 Detecções de eventos com o algoritmo proposto

Conforme visto anteriormente, em regime permanente e com um sinal sem distorção harmônica, a soma instantânea da última amostra lida com as amostras das fases virtuais é igual a zero. As perturbações que ocorrem no sinal de entrada, fase de referência, afetam este equilíbrio e são usadas para a detecção de eventos, seja no seu início, seja ao seu término.

A detecção de um afundamento de tensão pode ser demonstrada por um diagrama vetorial das tensões instantâneas. Na Figura 4-10 vemos a composição dos vetores $\vec{V}_a(t)$, $\vec{V}_b(t)$ e $\vec{V}_c(t)$ em um sistema equilibrado, e na sequência, um afundamento de tensão em uma das fases desequilibra o sistema e tem-se como resultado uma composição de vetores cuja soma é diferente de zero.

Figura 4-10 - Sistema equilibrado e afundamento de tensão vistos por um diagrama vetorial

O comportamento do sinal de saída varia conforme o número (N) de fases virtuais utilizado no algoritmo, já que o evento aparece N vezes no sinal de saída. Neste trabalho serão analisados os casos com 2, 3 e 5 fases.

Como exemplos do princípio de detecção, a Figura 4-11 mostra os sinais de saída para um afundamento de tensão. Já a Figura 4-12 mostra os sinais de saída para uma elevação de tensão. As duas perturbações foram simuladas com duração de meio ciclo.

A numeração detalhada na Figura 4-11 destaca os instantes de início e final do evento na fase amostrada e em cada uma das fases virtuais, junto com o respectivo efeito produzido no sinal de saída.

- 1 - início do afundamento na fase A
- 2 - início do afundamento na fase virtual B
- 3 - final do afundamento na fase A
- 4 - início do afundamento na fase virtual C
- 5 - final do afundamento na fase virtual B
- 6 - final do afundamento na fase virtual C

Figura 4-11 - Detecção de um afundamento de tensão de meio ciclo utilizando o modelo trifásico

Na Figura 4-12, que mostra uma simulação de elevação de tensão, também pode-se observar a repetição do evento em cada fase virtual, que gera o sinal de detecção na saída “Vsum”. Como o sinal simulado não possui distorções harmônicas, o nível do sinal de saída é zero antes da elevação de tensão, e retorna a zero quando o sinal volta ao nível normal.

Figura 4-12 - Detecção de uma elevação de tensão de meio ciclo usando o modelo trifásico

Além dos transitórios oscilatórios e das variações de nível de tensão, as distorções harmônicas presentes no sinal amostrado, também alteram o sinal de saída e podem ser detectadas por este algoritmo. As componentes harmônicas, que são múltiplas do número de fases virtuais, permanecem na saída do detector de forma permanente, e o sistema de detecção pode ser utilizado para quantificar estes níveis de distorção harmônica. Já as componentes harmônicas, que não são múltiplas do número de fases virtuais do sistema de detecção, aparecem na saída do detector quando a distorção

inicia e quando a distorção termina, da mesma forma que uma variação de VTCD.

A Figura 4-13, mostra o resultado de uma simulação de um sistema de detecção com três fases virtuais quando se aplica uma distorção de 5ª harmônica.

Figura 4-13 - Detecção de início de uma distorção de 5ª harmônica usando modelo trifásico

Os destaques da Figura 4-13 mostram:

- 1 - o início da distorção harmônica na fase A
- 2 - o início da distorção harmônica na fase virtual B
- 3 - o início da distorção harmônica na fase virtual C, neste ponto o sistema entra em regime permanente e cessa a detecção

Após entrar em regime, o sinal de saída ainda detecta um resíduo da componente harmônica devido à baixa frequência de amostragem, à resolução da conversão A/D e precisão numérica utilizada na simulação.

Na Figura 4-14, mostra a continuação da simulação da Figura 4-13 quando cessa a distorção de 5ª harmônica e este evento também aparece na saída do detector.

Figura 4-14 - Detecção de final de uma distorção de 5ª harmônica usando modelo trifásico

Os destaques da Figura 4-14 mostram:

- 1 – quando cessa a distorção harmônica na fase A
- 2 – quando cessa a distorção harmônica na fase virtual B
- 3 – quando cessa a distorção harmônica na fase virtual C, neste ponto o sistema fica equilibrado e cessa a detecção.

Nos dois casos o intervalo de detecção é de 240° , ou seja, inicia quando o sinal da fase A (fase amostrada) é modificado e termina quando o sinal da fase C (virtual) é modificado tornando o sistema equilibrado.

4.4 Detecções de harmônicos em regime permanente

Conforme visto nas figuras 4.13 e 4.14, as distorções harmônicas em regime permanente não são detectadas por este método, exceto quando elas são múltiplas do número de fases. Isto ocorre porque nos pontos utilizados para a soma das fases virtuais, o ângulo do sinal da componente fundamental entre cada fase é $\frac{2\pi}{N}$ e seus sinais se anulam. Já as componentes harmônicas múltiplas de N se encontram em fase nestes pontos e seus sinais se somam. Componentes harmônicos em regime permanente presentes no sinal amostrado podem ser detectados por este método.

Em uma representação vetorial de N fases com uma frequência harmônica $N\omega$, todos os pontos das fases virtuais possuem o sinal harmônico em fase com a amostra corrente (fase de referência). O diagrama vetorial mostrado na Figura 4-15 ilustra este comportamento. O diagrama da esquerda mostra os vetores girantes de um modelo bifásico, com os vetores da componente fundamental representados em azul e os vetores da componente harmônica (2ω) representados em verde. Quando o vetor da onda fundamental se desloca de um ângulo π para criar a fase virtual, o sinal da componente harmônica se desloca de 2π e entra em fase com a componente harmônica do sinal amostrado e seus valores se somam.

Figura 4-15 - Diagrama de vetores girantes mostrando o comportamento de fase de distorções harmônicas

De forma semelhante, o diagrama da direita mostra os vetores girantes de um modelo trifásico, com os vetores da componente fundamental representados em azul e os vetores da componente harmônica (3ω) representados em

vermelho. Quando o vetor da onda fundamental se desloca de um ângulo $\frac{2\pi}{3}$

para criar a fase virtual, o vetor girante da componente harmônica se desloca de 2π , entra em fase com a componente harmônica do sinal amostrado e seus valores se somam. Nestes casos é necessário dividir o sinal de saída resultante (soma da fase amostrada com as fases virtuais) pelo número total de fases para se obter a amplitude correta.

Para ilustrar esta forma de detecção de harmônicos temos a Figura 4-16, que representa um sistema de detecção trifásico com a entrada de uma 3ª harmônica. Os pontos 1, 2 e 3, destacados na figura, mostram os instantes em

que a componente harmônica se torna presente nas fases A, B e C, respectivamente.

Após o instante 3, destacado na Figura 4-16, o sistema passa a mostrar a componente harmônica detectada em regime permanente. Pode-se observar que a amplitude do sinal detectado é a soma do sinal harmônico presente em cada fase (1x entre os instantes 1 e 2, 2x entre os instantes 2 e 3, e 3x a partir do instante 3).

Figura 4-16 - Detecção de 3ª harmônica em regime com o modelo trifásico

4.5 Detecção do chaveamento de carga

Uma variação deste algoritmo de detecção, que compara o sinal amostrado com o sinal do ciclo anterior, é capaz de identificar o chaveamento de cargas. Este algoritmo atrasa o sinal em 360° , conforme diagrama da Figura

4-17, e soma o sinal amostrado com os sinais do ciclo anterior. A diferença entre as correntes dos dois ciclos é igual à corrente da carga que foi conectada ou desconectada.

Figura 4-17 - Fluxo de dados do detector de chaveamento de carga

Os resultados de simulação mostram que a fase do sinal de corrente detectado indica se a carga está sendo ligada ou desligada. Na Figura 4-18 são mostrados os gráficos da corrente total de um circuito e da corrente na saída do detector. Nesta simulação, uma carga resistiva é ligada e a saída do detector identifica o evento. O sinal mostra uma variação com duração de um ciclo, que inicia quando a carga é ligada, e depois volta a mostrar um sistema estável sem variações de corrente.

Figura 4-18 - Detecção do chaveamento de uma carga resistiva sendo ligada

A Figura 4-19, mostra a sequência da simulação com o desligamento da carga resistiva. A saída do detector identifica o evento e também tem duração de um ciclo, voltando a zero quando a corrente fica estável. É possível notar a inversão de fase, que indica a saída de carga do circuito.

Figura 4-19 - Detecção do chaveamento de uma carga resistiva sendo desligada

Capítulo V

5 Metodologia utilizada para validação do algoritmo proposto

Foram utilizadas duas abordagens para caracterização do algoritmo de detecção:

- simulações, para avaliar a sensibilidade de detecção de diversos eventos e sua capacidade de quantificar os níveis de distorção harmônica;
- e a montagem de um medidor com processador de baixo custo em plataforma Arduino, para comprovar que o algoritmo não causa impacto significativo na capacidade de processamento de um medidor eletrônico de faturamento.

As simulações procuraram quantificar os limites de detecção de eventos transitórios e a precisão do algoritmo na medição de distorções harmônicas em regime permanente.

Os eventos transitórios analisados foram:

- afundamentos de tensão;
- elevações de tensão;
- transitórios oscilatórios de baixa frequência.

Foram analisados casos contendo distorções harmônicas múltiplas de 2, 3 e 5 em regime permanente. Componentes de frequências mais altas também podem ser detectados, mas não foram incluídos no estudo por causa da baixa

frequência de amostragem e da capacidade de memória reduzida do processador utilizado.

Os sinais simulados foram gerados com o MatLab/Simulink e analisados com programas escritos em C, com funções de detecção que podem ser transportadas para os processadores de 8 ou 16 bits de medidores de faturamento.

Para os testes com o medidor desenvolvido, os sinais de tensão foram gerados em uma fonte Pacific Power 320 AMX. Com os dados medidos, foram analisados:

- a capacidade de detecção de eventos transitórios;
- a precisão na medição de distorção harmônica; e
- o tempo de processamento do algoritmo de detecção.

5.1 Geração dos sinais com o MatLab/Simulink

Para produzir os eventos transitórios (afundamentos, elevações e transitórios oscilatórios) e para produzir os sinais com distorção harmônica em regime permanente, foi criado um modelo representando uma rede elétrica monofásica, conforme Figura 5-1. A fonte é formada por um gerador de 60Hz e outros geradores de tensão capazes de gerar os sinais harmônicos. A impedância das fontes e da linha de distribuição são modeladas como um circuito RL série (impedância da rede).

O consumidor é representado por uma carga linear fixa levemente indutiva ($\cos\phi = 0.95$). A geração dos transitórios é produzida pelo chaveamento de uma carga com impedância variável (RL).

Os sinais transitórios são obtidos variando-se os valores das diversas impedâncias do modelo e os instantes de tempo de abertura e fechamento da chave. Os sinais com distorção harmônica são produzidos alterando-se amplitude, fase e frequência dos geradores de harmônicos (Harm02, Harm03, ...Harm0N). A figura 5.1 mostra apenas um gerador de harmônicos (Harm) em série com o gerador de 60Hz.

Figura 5-1 - Modelo de rede monofásica para simulação de eventos transitórios

Com este método é possível obter as variações de amplitude e duração dos sinais transitórios, necessários para a análise de sensibilidade do algoritmo. A Figura 5-2 mostra exemplos de afundamentos de tensão criados com este modelo, com uma frequência de amostragem de aproximadamente 33 amostras por ciclo de 60Hz ($504\mu\text{s}$). O eixo y representa a tensão, em volts, e o eixo x representa o número da amostra.

Figura 5-2 - Simulações de afundamento de tensão

Os intervalos de amostragem utilizados nas simulações são compatíveis com os processadores da plataforma Arduino (ATMega2560 ou ATMega328) e também podem ser encontrados em alguns medidores de faturamento comerciais.

O bloco "Medição" do modelo da Figura 5-1 é mostrado em detalhe na Figura 5-3. Este bloco é formado por um medidor de tensão (Va1), um filtro passa-baixa, um conversor analógico digital, um bloco de ganho e a saída de dados. A maior parte dos medidores de faturamento utilizam um filtro passa-baixa RC na entrada dos sinais analógicos. O filtro passa-baixa (besself) utilizado no modelo de medição é um filtro Bessel, e sua frequência de corte depende da frequência de amostragem utilizada na simulação.

Figura 5-3 - Detalhes do bloco de medição de tensão

5.1.1 Variações do bloco de medição

A análise de sensibilidade foi feita para 6 possíveis configurações de medição, combinando resolução do conversor A/D com frequência de amostragem.

Foram considerados conversores A/D de 10 e de 12 bits, programável no bloco ADC, como visto na Figura 5-4. O bloco ADC está configurado para gerar em sua saída números inteiros de 16 bits. Considerando um medidor com tensão nominal eficaz de 120V com uma sobre tensão máxima de 30%, foram adotados limites de tensão máxima de entrada (valor de pico) +220V e tensão mínima de entrada -220V, que produzem saídas de +511 a -512 para o conversor de 10 bits, ou saídas de +2047 a -2048 para o conversor de 12 bits.

As simulações foram feitas com três frequências de amostragem (20, 33 e 65 amostras por ciclo de 60 Hz), programável no bloco de saída de dados (Va). Na plataforma Arduino, os temporizadores usados para controlar o disparo da conversão A/D têm uma resolução de 8 μ s. Os valores exatos de amostragem na simulação são valores compatíveis com os valores do Arduino: 832 μ s, 504 μ s e 256 μ s.

```
%configuracoes de amostragem
bits=12;
amostras_por_ciclo=33;

if(bits==10)
    num_bits='10';
    set_param('Monofasico/Medicao/ADC','NumberOfConverterBits',num_bits);

    ganho='220/512';
    set_param('Monofasico/Medicao/Ganho','Gain',ganho);
end

if(bits==12)
    num_bits='12';
    set_param('Monofasico/Medicao/ADC','NumberOfConverterBits',num_bits);

    ganho='220/2048';
    set_param('Monofasico/Medicao/Ganho','Gain',ganho);
end

if(amostras_por_ciclo==20)
    t_amostragem='832e-6';
end
if(amostras_por_ciclo==33)
    t_amostragem='504e-6';
end
if(amostras_por_ciclo==65)
    t_amostragem='256e-6';
end

set_param('Monofasico/Medicao/Va','SampleTime',t_amostragem);
```

Figura 5-4 - Programação de parâmetros do bloco de medição no MatLab

5.1.2 Variações nos eventos gerados

Afundamentos de tensão

De acordo com a IEC 61000-4-30 [27], os afundamentos e elevações de tensão são caracterizados por sua duração e por sua amplitude. Esta norma recomenda que a medição do valor eficaz para detecção dos VTCDs seja atualizada a cada meio ciclo, porém não define a variação de amplitude que caracteriza um afundamento ou uma elevação de tensão. Pela regulamentação brasileira, módulo 8 do PRODIST [4], os afundamentos momentâneos de tensão são aqueles com duração maior ou igual a um ciclo e resultam em uma tensão com amplitude (valor eficaz) entre 10% e 90% da tensão nominal.

O bloco do programa de simulação que gera os múltiplos arquivos é formado por três laços (loops) que controlam:

- o instante de tempo onde se inicia o afundamento de tensão (LOOP_FASE)
- a duração do afundamento de tensão (LOOP_TEMPO)
- a amplitude do evento (LOOP_POTENCIA)

Foram gerados arquivos com as tensões de simulação de afundamento para cada configuração de medição (10 e 12 bits, 832 μ s, 504 μ s e 256 μ s). Além dos dados de tensão em função do tempo, os arquivos gerados armazenam outras informações, como:

- instante de início do evento;
- duração; e
- amplitude.

A Figura 5-5 mostra um trecho do programa automático de simulação com os laços de controle da chave e da carga.

```
% variação de fase do início do chaveamento 0 a 360 graus em steps de 36 graus
LOOP_FASE=9;
% variação do tempo de 0 a 5 ciclos com steps de 0.25 ciclo
LOOP_TEMPO=19;
% variação da potência 0 a 40% com steps de 2%
LOOP_POTENCIA=19;

% bloco de afundamentos de tensão
% estado inicial da chave 0 = chave aberta
estado_chave='0';

set_param('Monofasico/chave','InitialState',estado_chave);

for i=0:LOOP_FASE
    for j=1:LOOP_TEMPO
        texto_t=sprintf(['%f,%f'],tempo_start(i),tempo_start(i)+tempo_stop(j));
        set_param('Monofasico/chave','SwitchingTimes',texto_t);
        for k=0:LOOP_POTENCIA
            texto_pow=sprintf('%f',potencia_afundamento(k));
            set_param('Monofasico/RLC','ActivePower',texto_pow);
            sim('Monofasico'); % simula caso
            nome_arq=cria_nome_arq();
            fid=fopen(nome_arq,'wt');
            for l=1:pontos
                saida=sprintf('%ld %d\n',int32(delta_t*l*1e6),Va(l,1));
                fwrite(fid,saida);
            end
            fclose(fid);
        end
    end
end
```

Figura 5-5 - Programação de parâmetros do bloco de rede no MatLab

Elevações de tensão

No módulo 8 do PRODIST [4], as elevações momentâneas de tensão são aquelas com duração maior ou igual a um ciclo e que resultam em uma tensão com amplitude de 10% acima da tensão nominal.

Da mesma forma que na simulação dos afundamentos, os laços de controle do programa alteram o início do evento (LOOP_FASE) a sua duração (LOOP_TEMPO) e sua amplitude (LOOP_POTENCIA).

Transitórios oscilatórios

A geração de transitórios oscilatórios utiliza o mesmo modelo da figura 5.1. Nestas simulações, a carga transitória (RL ou RC) é acionada uma única vez produzindo sinais como vistos na Figura 5-6. Já que estes eventos se comportam como exponenciais decrescentes, o objetivo da detecção foi a identificação do início para registro da forma de onda. A frequência dos transitórios foi mantida abaixo de metade da frequência de amostragem.

Figura 5-6 - Transitório Oscilatório simulado

Distorções harmônicas em regime permanente

O objetivo deste teste foi verificar a precisão do algoritmo na medição dos componentes harmônicos presentes no sinal. Nas simulações foram utilizadas fontes de tensão ideais e os laços de controle do programa variaram a amplitude e a frequência dos sinais harmônicos.

Para cada frequência de amostragem utilizada nos testes foi estabelecido uma frequência máxima para as componentes harmônicas, conforme mostrado na Tabela 5-1. O filtro passa-baixa, mostrado na figura 5.3, tem sua frequência de corte alterada para cada frequência de amostragem simulada.

Tabela 5-1 - Maior frequência harmônica medida em função da amostragem

Período de amostragem (μ s)	Amostras por ciclo de 60Hz	Maior frequência (Hz)	Harmônica
832	20	540	9ª
504	33	900	15ª
256	65	1800	30ª

5.2 Detecção dos eventos com programa escrito em C

Para testar a eficiência do algoritmo na detecção de eventos e sua precisão para quantificar os grupos de harmônicos, foi desenvolvido em linguagem C um programa capaz de analisar os arquivos de dados gerados pelo MatLab. Estes arquivos armazenam os vetores de tempo e tensão amostrados, além de informações como: tipo de evento, o instante em que ocorreu, sua duração e sua amplitude. As funções de detecção trabalham com representação de números inteiros de 16 e 32 bits, para que sejam compatíveis

com as funções utilizadas nos microprocessadores utilizados nos medidores de faturamento. O programa pode analisar um arquivo individual ou pode processar múltiplos arquivos em uma sequência automática, gerando um resultado estatístico da análise.

O algoritmo de detecção é testado nas configurações de 2, 3 e 5 fases. Uma saída gráfica permite a visualização dos sinais de entrada, originários dos arquivos criados pelo MatLab, e dos sinais de saída produzidos pelo algoritmo de detecção. O programa permite diversas configurações, como: critérios de interpolação, número de fases do sistema de detecção, limiar de detecção e outros parâmetros que afetam a execução do algoritmo.

Como exemplos de funcionamento do programa para um único arquivo temos a Figura 5-7, que mostra a detecção, pelo sensor de duas fases, de um afundamento de tensão que se sustenta por alguns ciclos e em seguida a Figura 5-8, que mostra o retorno desta tensão aos níveis normais.

Figura 5-7 - Detecção de afundamento de tensão

Figura 5-8 - Indicação de retorno de tensão aos níveis pré-afundamento

Os três sensores (de 2, 3, e 5 fases) são utilizados simultaneamente na detecção de eventos, como mostrado na Figura 5-9. Cada uma das saídas de detecção é monitorada continuamente, e pode iniciar uma função de armazenamento quando o nível de saída atinge uma tensão de limiar, ou tensão de disparo. Componentes harmônicos em regime permanente dificultam a detecção dos eventos transitórios, pois é necessário elevar o nível de disparo. A utilização simultânea dos três detectores, pode ocasionar disparos simultâneos na ocorrência de um evento.

O valor eficaz do sinal de saída dos três detectores é calculado a cada 12 ciclos, e caso não sejam encontrados transitórios neste intervalo, este valor é utilizado para representar o conteúdo harmônico das frequências múltiplas de 2, 3 e 5. Este valor eficaz encontrado é somado à tensão de limiar de detecção de eventos em cada canal e atualizado a cada intervalo de 12 ciclos. Se forem encontrados transitórios em um intervalo de cálculo do valor eficaz, o valor da tensão de limiar não é atualizado.

Figura 5-9 - Detecção eventos e de conteúdo harmônico em regime permanente

A Figura 5-10 mostra uma simulação do início de uma perturbação de 6^º harmônico que entra em regime permanente. A figura também mostra na saída do detector de três fases, o início da detecção e o sinal da distorção harmônica em regime. Este sinal, em regime permanente, estará presente tanto na saída do sensor de duas fases como na saída do sensor de três fases.

Figura 5-10 – Tensão com presença de 6º harmônico e resultado da detecção

Para evitar que os componentes harmônicos detectáveis em mais de um filtro (6, 10, 12, 15, ...) sejam contabilizados em mais de um grupo, o sinal de entrada é subtraído do sinal de saída de um detector antes de ser aplicado na entrada do próximo detector, conforme diagrama mostrado na Figura 5-11. Neste processo, são criados novos vetores de dados que precisam ser armazenados. O detector de duas fases utiliza em sua entrada o buffer original com as amostras vindas do conversor A/D. O sensor de três fases utiliza um segundo buffer que é a diferença do sinal amostrado com a saída do primeiro detector e o sensor de cinco fases utiliza um terceiro buffer, que é a diferença entre os dados armazenados no segundo buffer e a saída do segundo detector.

Figura 5-11 - Detecção de grupos de harmônicos em regime permanente

Cada um dos buffers armazena aproximadamente dois ciclos do sinal, para que esta informação possa ser registrada na ocorrência de eventos transitórios. Cada dado amostrado ocupa dois bytes. Com uma frequência de amostragem de 65 amostras por ciclo são necessários 390 bytes apenas para os buffers dos detectores ($65 \times 2 \times 3$). Em um processador como o ATMega328, com 2kBytes de RAM, este valor corresponde a 20% de sua memória RAM.

Na Tabela 5-2 são mostrados os limites de distorção harmônica que podem estar presentes na rede elétrica, para as diferentes classes de consumidor (Baixa tensão, Média tensão e Alta tensão). Estes limites são

definidos pela ANEEL, no módulo 8 dos procedimentos de distribuição, que trata da qualidade da energia elétrica. Este trabalho é voltado para os medidores instalados em consumidores de baixa tensão (BT), com tensão nominal (V_n) menor que 1kV.

Tabela 5-2 - Níveis de referência para distorções harmônicas de tensão - Módulo 8 do PRODIST

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]				
	$V_n \leq 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V_n \leq 13,8 \text{ kV}$	$13,8 \text{ kV} < V_n \leq 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V_n < 230 \text{ kV}$	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

Esta configuração de detecção é capaz de quantificar as harmônicas pares, as ímpares múltiplas de três e a quinta harmônica. Para detectar as demais harmônicas, podem ser criados os detectores de 7ª, 11ª, 13ª, etc.; dependendo da capacidade de memória e processamento disponíveis. Também pode ser utilizado um filtro passa-alta no sinal armazenado no terceiro buffer, que contém principalmente a fundamental e as harmônicas ímpares não múltiplas de 3 e acima da 5ª harmônica. Este estudo, que tem por objetivo apenas validar o método proposto, ficará limitado à 5ª harmônica.

Módulos de detecção e correção da defasagem por interpolação

Cada um dos detectores soma o dado mais recente de um buffer (leitura atual) com os dados equivalentes à defasagem do detector; 180° para o detector de duas fase; 120° e 240° para o detector de três fases e assim por diante. A frequência de amostragem é fixa e não tem sincronismo com a tensão da rede, por isso, os pontos armazenados no buffer não correspondem à defasagem necessária para que o algoritmo funcione.

Para encontrar o ponto de defasagem correto, o algoritmo deve medir a duração de cada ciclo (conforme visto em 4.1) e com base no período de amostragem, calcular o intervalo entre dois dados do buffer onde estaria o valor correto. A resolução temporal padrão é igual ao intervalo de amostragem, mas podemos trabalhar com 2, 4, 8 ou 16 intervalos entre as amostras. Este valor, múltiplo de 2^N , é utilizado pois a divisão de números inteiros por 2^N é feita com uma instrução de deslocamento de N bits, mantendo baixa a carga de processamento de cada amostra.

Com o período medido do ciclo anterior P , a amostra do sensor de duas fases deveria estar sendo somada com a amostra atrasada de $\frac{P}{2}$.

Considerando o valor mais simples com o período de um ciclo $P = N \times T$, e utilizando uma resolução de 8 ($T=8$ intervalos entre amostras), com aproximadamente 33 amostras por ciclo, o sinal defasado de 180° muda da posição 16 do buffer ($33/2$ em formato inteiro), para o valor intermediário

$P = \frac{33 \times 8}{2} = 132$, que é um ponto intermediário entre a amostra 16 do buffer ($16 \times 8 = 128$) e a amostra 17 ($17 \times 8 = 136$). Este valor intermediário é $V = V_{17} + \frac{(V_{16} - V_{17}) \times \Delta t}{T}$, que resulta em $V = V_{17} + \frac{(V_{16} - V_{17}) \times (132 - 136)}{8}$.

A Figura 5-12 mostra uma tensão amostrada com 10 bits de resolução e a saída do detector nos dois casos. A saída do sinal sem interpolação é mostrada em azul e a saída do sinal interpolado é mostrada em vermelho. A interpolação reduziu o erro máximo no intervalo de 18V para 10V. O cálculo do valor eficaz do sinal de saída neste intervalo, foi de 7.7V para o sinal sem interpolação para 4.2V utilizando a técnica de interpolação. A técnica alternativa de elevar a frequência de amostragem também pode ser utilizada para reduzir o erro do sinal de detecção, desde que o processador tenha velocidade suficiente para processar os dados e memória para armazenar o sinal amostrado.

Figura 5-12 - Sinal amostrado com 10 bits e saída do detector com e sem interpolação

5.3 Medidor de teste utilizando a plataforma Arduino Mega 2560

A plataforma Arduino é uma plataforma de desenvolvimento aberta, onde todo o hardware e software tem sua documentação publicada na internet, nas páginas www.arduino.cc [33]. Com o apoio da comunidade de usuários, novos projetos de periféricos e diversos programas são criados e tornados públicos, permitindo que os usuários adquiram estes periféricos de fornecedores ou os construam com base na documentação disponível. Uma base para desenvolvimento de software em C é disponibilizada gratuitamente, com bibliotecas para controle dos diversos periféricos encontrados no mercado. Alguns fatores levaram à escolha desta plataforma para o desenvolvimento do medidor projetado para validação do algoritmo de detecção, entre eles:

- 1 - a simplicidade de uso, que acelera a curva de aprendizado;
- 2 - o baixo custo da plataforma, dos processadores e dos periféricos existentes;
- 3 - a similaridade dos recursos dos processadores utilizados na plataforma Arduino com os processadores utilizados em medidores de faturamento de baixo custo.

O modelo utilizado inicialmente para o desenvolvimento do medidor foi o "*Arduino Duemilanove*", que utiliza um processador Atmel ATmega328. A memória RAM deste processador, limitada a 2kBytes, impede a criação de múltiplos buffers para a detecção de grupos harmônicos. Para substituí-la, foi escolhida uma plataforma Arduino com 8kBytes de memória RAM, a plataforma "*MEGA 2560*". As funções de detecção de eventos e de medição de valores

eficazes foram transferidas para a nova plataforma e mantiveram o mesmo desempenho observado na plataforma “*Duemilanove*”.

As especificações do processador utilizado são:

- 256 kBytes de memória de programa (Flash);
- 8 kBytes de memória de dados (RAM);
- Clock de 16 MHz; e
- Conversores A/D com resolução de 10 bits.

Foram acrescentados diversos periféricos para compor o medidor:

- placa de condicionamento de sinais;
- placa de memória flash externa (SD Card);
- relógio (RTC); e
- mostrador de cristal líquido (LCD).

A placa de condicionamento de sinais filtra os sinais de alta-frequência e ajusta a amplitude dos sinais para valores adequados ao conversor A/D. O filtro passa baixa utilizado é um filtro passivo RC cujos componentes podem ser trocados, dependendo da frequência de amostragem que esteja sendo utilizada pelo medidor. A frequência de corte é dada por: $f_c = \frac{1}{2 \pi R C}$. Os componentes utilizados para os testes com cada intervalo de amostragem são mostrados na Tabela 5-3. Os valores comerciais dos componentes utilizados garantem uma frequência de corte menor que a frequência de Nyquist.

Tabela 5-3 - Componentes do filtro de entrada para cada frequência de amostragem

	Intervalo de amostragem Frequência de Nyquist		
	832 μ s 601 Hz	504 μ s 992 Hz	256 μ s 1953 Hz
R (k Ω)	10	10	10
C (nF)	27	18	10
f_c (Hz)	589	884	1591

O dispositivo de memória externa (SD-Card) permite que o processador armazene os eventos detectados para uma verificação posterior.

O RTC permite o correto armazenamento das informações de data e hora junto aos arquivos dos eventos.

A Figura 5-13 mostra a placa da plataforma Arduino, a placa do RTC, a placa de memória SD-Card e o mostrador LCD utilizados.

Figura 5-13 - Placas utilizadas para o medidor com a versão Arduino "Duemilanove"

O cálculo dos valores eficazes exibidos no display é realizado a cada doze ciclos, para manter a compatibilidade com as recomendações da IEC61000-4-30 e com as recomendações da ANEEL no PRODIST. Seus valores são agregados para exibição no mostrador a cada 3 segundos. Foi criada apenas uma escala de tensão para ser utilizada em 120V, admitindo uma sobretensão de 30%. O valor máximo de corrente é 5A.

A frequência mostrada no display é atualizada a cada 10 segundos, conforme recomendação da IEC 61000-4-30.

Os valores de potência ativa medidos são atualizados a cada 3 segundos, sincronizados com a exibição de tensão e corrente. O totalizador de energia ativa exibido no mostrador também é atualizado a cada 3 segundos.

Em testes para verificar a precisão das medições em função da frequência de amostragem, o medidor se mostrou capaz de realizar até 72 amostras por ciclo de 60 Hz, sem comprometer os cálculos de tensão, corrente e frequência. Na versão final foi utilizado um intervalo de amostragem de 832 μ s, aproximadamente 33 amostras por ciclo. Este intervalo de amostragem foi adotado para o medidor e utilizado em todos os testes de detecção.

Os valores eficazes de tensão apresentaram erro menor que 0,5% quando comparados com os valores lidos por um medidor Fluke 87 [34]. Os valores de corrente apresentaram erro menor que 1%. Uma imagem do sensor de corrente utilizado, com núcleo partido, é mostrada no anexo (Figura 9.8). Os erros de tensão foram verificados em 110, 120 e 130V; e os erros de corrente foram verificados em 1, 2.5 e 5A. Este erro está adequado para medidores monofásicos de faturamento. Os testes foram realizados em um local sem

controle de temperatura, com temperatura ambiente de 26°C. A precisão das leituras não foi verificada em outras temperaturas, pois o medidor utiliza divisores resistivos das entradas de tensão e corrente que variam com a temperatura. Em medidores comerciais, os componentes que influenciam a medição possuem alta estabilidade térmica

O buffer que armazena os dados amostrados tem 75 posições de 16bits, que permite armazenar pouco mais de 2 ciclos. O algoritmo de detecção programado no medidor ativa a gravação dos dados amostrados no SD-Card, com as informações de data e hora formando o nome do arquivo. O arquivo armazena um vetor de 150 posições com os dados de tensão amostrados em formato de número inteiro de 16 bits. São gravados os dados do buffer de amostragem, correspondentes às 75 amostras anteriores ao evento, e as 75 amostras que forem registradas após o evento.

O Arduino possui uma porta de comunicação serial que permite enviar e receber dados. O programa do medidor permite 3 configurações para a porta serial:

- envio das amostras de corrente;
- envio das amostras de tensão; e
- envio do buffer armazenado quando for detectado um evento.

O envio das amostras permite um acompanhamento em tempo real do que está sendo medido. O algoritmo de detecção implantado no PC é capaz de identificar os eventos e calcular os níveis de distorção harmônica em paralelo

com o medidor. A comparação de funcionamento PC/medidor é feita comparando os arquivos de detecção que o medidor armazena.

No modo em que o medidor envia o buffer de dados, é possível gerar os eventos com a fonte de tensão e verificar instantaneamente se o medidor foi capaz de detectá-lo.

Capítulo VI

6 Resultados obtidos com o algoritmo de detecção

Neste capítulo são apresentados os resultados dos testes com o algoritmo de detecção de eventos, com dados obtidos em simulações e com dados obtidos com o medidor desenvolvido. O método para identificar o chaveamento de cargas foi testado apenas em ambiente de simulação, e seus resultados também são mostrados neste capítulo.

6.1 Detecção de VTCDs

A detecção dos afundamentos e elevações de tensão ocorre, quando o sinal de saída de um dos detectores ultrapassa uma tensão de limiar, durante um determinado período. O PRODIST define afundamentos e elevações de tensão, quando a variação de amplitude for maior que 10% da tensão nominal, e quando a duração for maior ou igual a um ciclo. Para avaliar a sensibilidade dos detectores, o período considerado para a detecção foi de 1/4 de ciclo e a amplitude da detecção variou de 4% da tensão nominal a 12% da tensão nominal, com incrementos de 2%. A Figura 6-1 apresenta o resultado de uma simulação de afundamento de tensão com duração de meio ciclo em um sinal sem distorção harmônica, o sinal da saída do detector pode ser visto tendo duração superior a meio ciclo.

Figura 6-1- Afundamento de tensão de meio ciclo e saída do detector

A Tabela 6-1 mostra os resultados obtidos na detecção de afundamentos de tensão, sem a presença de distorção harmônica, com um conversor A/D de 12 bits. Os dados são divididos em blocos com cada uma das frequências de amostragem usadas (832 μ s, 504 μ s e 256 μ s). Cada linha da tabela representa um grupo de arquivos gerados com determinado nível de afundamento, por exemplo: a primeira linha mostra que foram gerados 194 arquivos com afundamentos de 4% a 6% da tensão nominal. Nas simulações foi considerado um valor nominal de 120V, portanto um afundamento entre 4% e 6% significa que a tensão ficou entre 115.2V e 112.8V. As colunas da tabela destacadas em cinza, mostram a quantidade de arquivos que foram detectados, com diferentes níveis de tensão de limiar (4%, 6%, até 14%). Pode-se notar que quando o nível do afundamento foi maior que a tensão de limiar, todos os afundamentos puderam ser detectados. Na presença de distorção harmônica, este valor de limiar pode ser corrigido dinamicamente para evitar falsas detecções

provocadas pela presença de distorções harmônicas. Não houve diferença significativa de detecção com diferentes frequências de amostragem, pois todos os casos apresentaram índice de detecção de 100% para afundamentos maiores que a tensão de limiar.

Tabela 6-1- Detecção de afundamentos com conversor A/D de 12 bits

Intervalo de amostragem	Número de arquivos gerados	Variação de tensão no afundamento em %Vn	Afundamentos detectados para tensão de limiar de:					
			4%	6%	8%	10%	12%	14%
832 μ s	194	menor que 4%	14	8	2	0	0	0
	182	de 4% a 6%	182	79	9	7	2	0
	123	de 6% a 8%	123	123	38	16	12	10
	169	de 8% a 10%	169	169	169	105	17	16
	185	de 10% a 12%	185	185	185	185	102	17
	181	de 12% a 14%	181	181	181	181	181	119
504 μ s	193	menor que 4%	13	3	1	0	0	0
	185	de 4% a 6%	185	26	11	8	2	0
	112	de 6% a 8%	112	112	28	15	11	6
	179	de 8% a 10%	179	179	179	82	19	16
	187	de 10% a 12%	187	187	187	187	102	18
	180	de 12% a 14%	180	180	180	180	180	96
256 μ s	194	menor que 4%	14	4	1	0	0	0
	183	de 4% a 6%	183	13	11	5	1	0
	187	de 6% a 8%	187	187	98	14	11	6
	105	de 8% a 10%	105	105	105	20	16	13
	186	de 10% a 12%	186	186	186	186	77	16
	179	de 12% a 14%	179	179	179	179	179	88

Na Tabela 6-2 são apresentados os resultados de detecção utilizando um conversor A/D com resolução de 10bits. O índice de detecção também foi igual a 100% quando o nível de afundamento ultrapassa a tensão de limiar. A resolução do conversor A/D não alterou as detecções de afundamento de tensão em um sinal sem distorção harmônica.

Tabela 6-2 - Detecção de afundamentos com conversor A/D de 10 bits

Intervalo de amostragem	Número de arquivos gerados	Variação de tensão no afundamento em %Vn	Afundamentos detectados para tensão de limiar de:					
			4%	6%	8%	10%	12%	14%
832 μ s	195	menor que 4%	15	8	2	0	0	0
	182	de 4% a 6%	182	97	9	7	2	0
	186	de 6% a 8%	186	186	102	16	12	10
	106	de 8% a 10%	106	106	106	106	18	17
	184	de 10% a 12%	184	184	184	184	101	16
	181	de 12% a 14%	181	181	181	181	181	153
504 μ s	194	menor que 4%	14	7	1	0	0	0
	184	de 4% a 6%	184	57	11	8	2	0
	187	de 6% a 8%	187	187	103	17	13	8
	105	de 8% a 10%	105	105	105	61	18	15
	186	de 10% a 12%	186	186	186	186	103	17
	180	de 12% a 14%	180	180	180	180	180	96
256 μ s	194	menor que 4%	14	4	1	0	0	0
	148	de 4% a 6%	148	13	11	5	0	0
	187	de 6% a 8%	187	152	54	14	11	5
	139	de 8% a 10%	139	139	135	19	16	13
	152	de 10% a 12%	152	152	152	152	18	16
	178	de 12% a 14%	178	178	178	178	143	9

Na Figura 6-2 é mostrado um sinal de afundamento na presença de terceiro harmônico e o sinal de detecção de afundamento em verde. A Figura 6-3 mostra o sinal de tensão após a remoção dos componentes harmônicos múltiplos de 3 e a saída do detector. A detecção de afundamentos na presença de distorção harmônica também pode ser feita por qualquer um dos detectores.

Figura 6-2 - Afundamento de tensão em sinal com distorção harmônica e saída do detector

Figura 6-3 - Sinal amostrado e saída do detector após remoção de harmônicos múltiplos de 3

Na presença de componentes harmônicas em regime permanente, é necessário deslocar o limiar de detecção, para que o conteúdo harmônico não dê falsas indicações de afundamento ou elevação de tensão. A remoção das harmônicas na saída dos detectores reduz este efeito de falsa detecção.

6.2 Detecção de componentes harmônicos em regime permanente

Os modelos de detecção de harmônicos em regime permanente foram testados com os sistemas de duas, três e cinco fases. Os sinais foram gerados no MatLab e armazenados em arquivos lidos pelo programa de análise. O valor eficaz da saída de cada um dos modelos, calculado em intervalos de 12 ciclos da frequência fundamental, foi comparado com o valor teórico gerado na simulação para avaliar a precisão do método.

Na Tabela 6-3 são mostrados os resultados encontrados nas medições com 12 e com 10 bits, para as harmônicas 2, 4, 6 e 8. A precisão melhora com o aumento da resolução do conversor A/D e em baixas frequências.

Tabela 6-3 - Medição de amplitude de harmônicos pares

Amplitude	Medição de harmônicos pares – Tensão eficaz (V)							
	12 bits				10 bits			
	120Hz	240Hz	360Hz	480Hz	120Hz	240Hz	360Hz	480Hz
2.0	1.9	1.8	1.7	1.5	1.8	1.8	1.6	1.4
4.0	3.9	3.7	3.4	3.0	3.8	3.5	3.2	2.9
6.0	5.8	5.5	5.0	4.5	5.7	5.4	4.9	4.4
8.0	7.8	7.4	6.8	6.1	7.7	7.2	6.6	6.0
10.0	9.8	9.2	8.4	7.6	9.6	9.1	8.3	7.5
12.0	11.7	11.1	10.1	9.1	11.6	10.9	10.0	9.0
14.0	13.7	12.9	11.8	10.7	13.5	12.8	11.7	10.5

A Tabela 6-4 mostra os valores obtidos para as harmônicas múltiplas de 3. O comportamento é o mesmo visto na tabela anterior, onde a precisão é maior com o conversor A/D de 12 bits e é menor com frequências mais altas.

Tabela 6-4 - Medição de amplitude de harmônicos múltiplos de 3

Amplitude	Medição de harmônicos múltiplos de 3 – Tensão eficaz (V)					
	12 bits			10 bits		
	180Hz	360Hz	540Hz	180Hz	360Hz	540Hz
2.0	1.8	1.6	1.4	1.6	1.5	1.2
4.0	3.7	3.3	2.8	3.5	3.2	2.6
6.0	5.6	5.0	4.2	5.4	4.9	4.1
8.0	7.5	6.7	5.7	7.3	6.5	5.5
10.0	9.4	8.4	7.1	9.2	8.2	6.9
12.0	11.3	10.1	8.5	11.1	9.9	8.3
14.0	13.2	11.8	10.0	13.0	11.6	9.7

Um caso de harmônica que pode ser detectada simultaneamente por dois sistemas é mostrado na Tabela 6-5, onde um sinal de 6ª harmônica é detectado pelos sistemas de 2 e de 3 fases.

Tabela 6-5 - Medição da 6ª harmônica pelos sistemas de 2 e 3 fases

Amplitude	Medição de amplitude da 6ª harmônica – Tensão eficaz (V)			
	12 bits		10 bits	
	2x	3x	2x	3x
2.0	1.7	1.6	1.6	1.5
4.0	3.4	3.3	3.2	3.2
6.0	5.0	5.0	4.9	4.9
8.0	6.8	6.7	6.6	6.5
10.0	8.4	8.4	8.3	8.2
12.0	10.1	10.1	10.0	9.9
14.0	11.8	11.8	11.7	11.6

A variação da frequência de amostragem afeta a precisão da medição de componentes harmônicos. Frequências de amostragem mais altas resultaram em cálculos mais precisos da amplitude do conteúdo harmônico. A Tabela 6-6

mostra este comportamento na medição de um sinal de tensão com a 5ª harmônica e de um sinal com a 9ª harmônica.

Tabela 6-6 – Medição de harmônicos em função da frequência de amostragem

Amplitude	Medição de amplitude – Tensão eficaz (V)					
	5ª harmônica			9ª harmônica		
	830μs	504μs	256μs	830μs	504μs	256μs
2.0	1.6	1.7	1.8	0.9	1.4	1.4
4.0	3.2	3.5	3.6	1.6	2.8	2.9
6.0	4.9	5.2	5.5	2.4	4.2	4.3
8.0	6.6	7.0	7.3	3.2	5.7	5.8
10.0	8.2	8.8	9.0	3.9	7.1	7.3
12.0	9.9	10.6	11.1	4.7	8.5	8.8
14.0	11.6	12.3	12.9	5.5	10.0	10.2
16.0	13.2	14.1	15.0	6.3	11.4	11.7
18.0	14.9	15.8	16.5	7.1	12.8	13.2
20.0	16.5	17.6	18.2	7.9	14.3	14.6

6.3 Detecção de transitórios oscilatórios

A geração dos transitórios foi feita com o MatLab para situações com e sem distorção harmônica. A baixa frequência de amostragem e os filtros utilizados limitam a frequência dos transitórios. Foram simulados transitórios com até 0.8 vezes a frequência de corte dos filtros (até 480Hz para amostragem de 832μs, 800Hz para 504 μs e 1500Hz para 256 μs). Nos casos sem a presença de harmônicos, a detecção foi maior que 90% para as tensões de limiar menores que a tensão do transitório. Nas simulações de transitório com presença de harmônicos, ocorreram falsas detecções e a tensão de limiar precisou ser elevada. Este efeito pode ser visto na Figura 6-4 onde existe um sinal de tensão com presença de terceira e quinta harmônicas em regime permanente.

Um transitório oscilatório pode não ser detectado pelo módulo trifásico nestas condições, pois o nível da tensão de detecção já está bastante elevado devido distorção harmônica presente na saída do detector.

Figura 6-4 - Transitório na presença de harmônico em regime permanente

Para estas condições de medição foi utilizado o modelo que remove os grupos harmônicos múltiplos de dois, três e cinco, mostrado na Figura 6-5. A detecção das variações ocorre após a remoção das componentes harmônicas, ou opcionalmente em cada um dos módulos de detecção. Este método minimiza o problema mas não resolve completamente, pois componentes harmônicos em regime permanente que não são removidos por este sistema (7ª, 11ª, 13ª, etc.) permanecem no fluxo de dados e podem provocar falsas detecções. Incluir detectores de ordem mais elevada (7ª, 11ª, 13ª, etc.) pode resolver o problema, mas exige uma maior quantidade de memória e capacidade de processamento. O número de detectores deverá ser escolhido em função da capacidade de processamento de cada medidor.

Figura 6-5 - Inclusão de módulo de detecção após a remoção de harmônicos

Na Figura 6-6 é mostrado o efeito da detecção de transitórios após remoção dos componentes harmônicos. Para a detecção dos afundamentos e elevações de tensão era estabelecida uma tensão de limiar e o sinal deveria ficar acima deste nível por 1/4 de ciclo. A detecção dos transitórios foi feita quando mais de 4 amostras ultrapassaram a tensão de limiar e quando estas ultrapassagens duraram no máximo 1 ciclo. Sinais com duração maior que um ciclo, foram

descartados e considerados como distorção harmônica em regime. Estes limites de detecção (números de pontos acima do limiar e duração do transitórios) podem ser parametrizados, e foram escolhidos de forma empírica com base nos resultados de simulações de transitórios.

Figura 6-6 - Transitório na presença de harmônicos e após remoção dos harmônicos

Os resultados de simulações para detecção de transitórios oscilatórios são mostrados na Tabela 6-7. Em sinais sem distorção harmônica, a precisão da detecção aumenta quando a amplitude do transitório aumenta, e foi de 100% para os transitórios acima de 20V. Quando o sinal de tensão foi simulado com tensões harmônicas a detecção dos transitórios não teve a mesma precisão.

Tabela 6-7 - Detecção de transitórios oscilatórios

Amplitude do transitório – tensão de pico	Porcentagem de detecção					
	Sinal sem distorção harmônica			Sinal com distorção harmônica		
	830 μ s	504 μ s	256 μ s	830 μ s	504 μ s	256 μ s
5.0	22%	30%	32%	0%	0%	0%
10.0	65%	72%	83%	0%	0%	5%
15.0	92%	92%	97%	12%	20%	35%
20.0	100%	100%	100%	32%	41%	57%
25.0	100%	100%	100%	44%	51%	64%

6.4 Resultados obtidos com o medidor desenvolvido

No medidor desenvolvido para teste, o processador trabalha com um clock de 16MHz. O cálculo do valor eficaz dos componentes harmônicos é feito a cada 12 ciclos, ou seja, aproximadamente 200ms. Com as funções de amostragem, temporização, relógio e display, o loop principal do medidor é executado cerca de 21000 vezes por segundo. As funções de interpolação e de geração dos sinais de detecção são processadas em menos de 25 μ s.

O funcionamento do algoritmo de detecção foi verificado com sinais de afundamento de tensão, elevação de tensão e medição de grupos harmônicos em regime permanente. A Figura 6-7 mostra a detecção de um sinal com distorção harmônica criado por uma fonte Pacific Power 320 AMX. Os dados armazenados no arquivo são uma cópia do buffer de amostragem sem nenhum tratamento matemático e mostram os dados de leitura com 10 bits de resolução (0 a 1023).

Figura 6-7 - Sinal detectado e armazenado pelo medidor - início de perturbação

Da mesma forma, o sinal da Figura 6-8 mostra que o medidor detectou o final da distorção harmônica gerada pela fonte Pacific.

Figura 6-8 - Final de perturbação detectado e armazenado pelo medidor

Em regime permanente foram testadas as harmônicas 2, 3, 4 e 5 aplicadas sobre um sinal fundamental de 120V, com amplitudes variando de 2 a 14V,

conforme Tabela 6-8. Na primeira coluna está o valor eficaz do componente harmônico que foi aplicado e nas demais colunas o valor eficaz que o medidor detectou, seguido do erro percentual em relação à tensão harmônica aplicada.

Tabela 6-8 - Medição de harmônicos com o medidor de teste

Amplitude do sinal aplicado (V)	120Hz		180Hz		240Hz		300Hz	
	Leitura (V)	Erro %	Leitura (V)	Erro %	Leitura (V)	Erro %	Leitura (V)	Erro %
2.0	1.8	-10	1.6	-20	1.6	-20	1.5	-25
4.0	3.7	-7.5	3.5	-13	3.3	-18	3.3	-18
6.0	5.5	-8.3	5.4	-10	5.2	-13	5.1	-15
8.0	7.7	-3.8	7.3	-8.7	7.2	-10	6.8	-15
10.0	9.6	-4.0	9.2	-8	9.1	-9	8.7	-13
12.0	11.5	-4.2	11.1	-7.5	10.9	-9	10.4	-13
14.0	13.5	-3.6	12.9	-7.8	12.5	-10	12.3	-12

O medidor foi programado com uma variação do algoritmo de detecção capaz de identificar o chaveamento de cargas. Este algoritmo atrasa o sinal em 360° , conforme diagrama da Figura 6-9, e compara os sinais amostrados com os sinais do ciclo anterior. Qualquer carga conectada ao circuito, vai produzir uma variação na saída do detector igual à sua corrente.

Figura 6-9 - Fluxo de dados do detector de chaveamento de carga

Uma carga com impedância constante apresenta a mesma corrente desde o primeiro ciclo. Desta forma, o sinal de saída do detector é igual à corrente da

nova carga que entrou no circuito. Quando esta carga é desconectada, o sinal de saída do detector é igual à corrente que foi removida, defasada de 180° .

Cargas que apresentam variações ao longo do tempo, como por exemplo, uma lâmpada incandescente, necessitam de alguns ciclos para estabilizar a sua corrente. A Figura 6-10 mostra a corrente de uma lâmpada incandescente, registrada pelo medidor de teste, quando esta é ligada. Para detectar corretamente este chaveamento, foi necessário um buffer de amostras de quatro ciclos de leituras de corrente. A Figura 6-11 mostra o fluxo de dados para um sistema de detecção, com atraso de N ciclos.

Figura 6-10 - Corrente de partida de uma lâmpada incandescente

Figura 6-11 - Detector de chaveamento para cargas com correntes variáveis

Cargas não lineares também podem apresentar um comportamento transitório quando ligadas. A Figura 6-12 mostra o comportamento de uma lâmpada LED

quando ligada (corrente em função do tempo). Neste caso o período de estabilização é de apenas dois ciclos.

Figura 6-12 - Corrente de partida de uma lâmpada LED

6.5 Avaliação dos resultados obtidos com simulações e com o medidor de teste

As simulações dos afundamentos e elevações de tensão mostraram que o algoritmo é preciso para detectar estes eventos, mesmo na presença de distorção harmônica. Já a detecção de transitórios oscilatórios não apresentou resultados tão bons, tendo inclusive apresentado uma taxa de falha elevada na detecção de transitórios de pequena amplitude ou quando estes ocorriam em um sinal com distorção harmônica.

O uso do algoritmo para determinar a amplitude dos grupos harmônicos apresentou um erro elevado, quando comparado com o nível do sinal de distorção harmônica aplicada, chegando a valores acima de 20%. Levando em consideração que o medidor possui uma única escala, otimizada para trabalhar com uma tensão nominal de 120V, pode-se considerar que o algoritmo de medição de harmônicos tem um bom desempenho na detecção dos grupos

harmônicos, mas não é preciso o suficiente para quantificar os valores medidos. Os erros encontrados na medição de harmônicos podem ser atribuídos aos seguintes fatores:

- resolução do conversor A/D;
- frequência de amostragem; e
- processamento dos dados com números inteiros de 16 ou 32 bits

O valor de pico do sinal da rede foi ajustado para 75% do fundo de escala do conversor A/D, desta forma os sinais harmônicos com pequena amplitude trabalham numa faixa de poucos bits e reduzem a precisão. A precisão de medição deste algoritmo pode ser melhorada, aumentando-se a resolução do conversor A/D e aumentando-se a frequência de amostragem.

O medidor de teste detectou os sinais de afundamentos e elevações de tensão que foram aplicados, validando os dados de simulação. O sistema de geração de eventos com a fonte PACIFIC e a confirmação de detecção do medidor não é automático, por isso foram gerados poucos eventos. Não foram aplicados sinais transitórios oscilatórios, mas os sinais de harmônicos em regime permanente foram detectados ao iniciar e ao terminar.

Na medição de chaveamento de carga foi testada uma lâmpada incandescente e uma lâmpada LED com fonte chaveada. O medidor foi capaz de detectar o chaveamento das duas cargas.

Em consumidores residenciais é comum o uso de chuveiro elétrico e a detecção de cargas de baixa corrente fica mais difícil na presença de uma

carga de alta corrente. Este teste não foi feito com o medidor pois foi usado um sensor de corrente com fundo de escala de 5A.

O tempo de processamento utilizado com o algoritmo de detecção é um fator muito importante para os medidores de faturamento. No medidor de teste foi observado que este tempo não afetou o desempenho das várias funções do medidor. Os diversos módulos de detecção de eventos e medição de distorção harmônica funcionaram de forma simultânea e não afetaram as medições de tensão, corrente e potência; além de outras funções de comunicação, relógio e armazenamento de dados.

Capítulo VII

7 Conclusões

O algoritmo de detecção proposto se mostrou eficiente na detecção de VTCDs e na detecção de grupos harmônicos em regime permanente. Todos os afundamentos e elevações de tensão simulados nos níveis recomendados no PRODIST, sem a presença de componentes harmônicos, foram detectados. Na presença de componentes harmônicos a tensão de limiar de detecção precisa ser ajustada para reduzir a ocorrência de falsas detecções.

A detecção de transitórios oscilatórios não se mostrou tão eficiente, pois transitórios com baixa amplitude não foram detectados (Tabela 6-7). Considerando os testes com frequência de amostragem de $830\mu\text{s}$ em sinais sem distorção harmônica, transitórios com tensão de pico entre 5V e 10V foram detectados em 65% dos casos simulados. Na presença de distorção harmônica, transitórios com tensão de pico entre 20V e 25V foram detectados em apenas 44% dos casos.

Por utilizar pouco tempo de processamento, menos de $25\mu\text{s}$ para processar os cálculos de interpolação e de soma dos sinais dos detectores, o algoritmo básico e suas variações podem ser facilmente adaptados a microprocessadores utilizados em medidores de faturamento monofásicos. A quantidade de memória RAM necessária para todos os buffers dos módulos detectores foi menor que 4kBytes para o medidor de teste. Todos os cálculos utilizaram números inteiros de 16 ou 32 bits.

No medidor construído para validação do algoritmo, com intervalo de amostragem de $504\mu\text{s}$ e conversores A/D com resolução de 10 bits, foi possível detectar afundamentos e elevações de tensão da mesma forma que nas simulações. Os testes para medição dos níveis de harmônicos foram realizados nas frequências de 120, 180, 240 e 300Hz e os valores calculados foram compatíveis com os valores obtidos em simulação.

A variação do algoritmo de detecção com um atraso de 360° , para ser utilizado para identificar o chaveamento de carga, foi testada em duas cargas com corrente variável no tempo. Uma lâmpada incandescente e uma lâmpada LED com fonte chaveada foram ligadas e o algoritmo foi capaz de detectar a ligação e mostrar a corrente da carga conectada. Embora tenha funcionado com as cargas testadas, a baixa resolução do A/D utilizado reduz a precisão da detecção quando cargas de alta potência estiverem conectadas.

7.1 Contribuições

Diversos métodos de detecção de eventos de qualidade de energia têm sido propostos por autores em artigos e livros, porém não foi encontrado um trabalho específico para utilização em medidores monofásicos de faturamento, classe de medidores que utiliza processadores com pouca capacidade de processamento e memória. Este algoritmo proposto, embora menos preciso que outros algoritmos que utilizam filtros, é uma opção que utiliza poucos recursos de processamento e pode ser utilizada em medidores de faturamento monofásicos.

As principais contribuições que este trabalho apresentou foram:

- 1) Um algoritmo que pode ser utilizado em processadores de baixo custo capaz de detectar com precisão, afundamentos e elevações de tensão; mesmo na presença de distorções harmônicas.
- 2) A capacidade de detecção de início e final dos eventos pode ser utilizada como indicador da duração dos VTCDs.
- 3) Uma forma simples de medir grupos de componentes harmônicos, separando os grupos em cada sistema de detecção. O valor eficaz destes sinais em regime permanente, embora com um erro elevado, pode ser utilizado para estimar a distorção harmônica total.
- 4) Um método para identificar o chaveamento de carga, que embora não seja preciso o suficiente com um conversor A/D de 10 bits, pode ser utilizado com conversores de 16 ou 24 bits. Ao fornecer a informação detalhada do consumo por tipo de carga, a distribuidora fornece ao

cliente os subsídios para planejar a redução de consumo ou identificar possíveis pontos de perdas de energia.

- 5) Os diversos módulos de detecção criados podem funcionar simultaneamente com a medição de energia e com os módulos de comunicação sem afetar o desempenho do medidor.
- 6) Medidores eletrônicos de faturamento monofásicos são instalados em um grande número de consumidores e por isso não podem ter um custo elevado. Estes algoritmos desenvolvidos agregam funções de medição de qualidade de energia que não alteram o custo destes equipamentos.

7.2 Propostas para trabalhos futuros

O medidor criado para teste validou um processador de baixo custo, mas existem vários outros processadores de baixo custo que podem ter um desempenho superior ao obtido neste trabalho. Podem ser feitos testes com outros processadores, conversores A/D com maior resolução, frequências de amostragens mais altas e com novos detectores de 7, 11 e 13 fases.

Na detecção de transitórios oscilatórios, podem ser testadas outras regras de identificação do transitório. Trabalhar com os valores amostrados em módulo, ou com os valores de pico, pode aumentar a precisão de detecção destes eventos.

A variação do algoritmo utilizada para detecção de chaveamento de cargas foi testada de forma bastante simples, apenas para validar seu funcionamento. Estudos mais detalhados, inclusive com conversores A/D de 16 bits ou mais, podem ser feitos para melhorar esta técnica de detecção.

Estes estudos consideram alguns eventos de qualidade de energia que existem na rede de distribuição de baixa tensão. Um estudo mais detalhado pode ser feito para caracterizar com que frequência estes eventos ocorrem e qual a amplitude que eles atingem em diversos pontos da rede. Este perfil de qualidade da rede de baixa tensão pode direccionar os estudos de melhorias dos algoritmos que foram apresentados.

Referências Bibliográficas

8 Bibliografia

- [1] J. Bertoni, "Eletropaulo - Seminário Internacional - Medição Eletrônica - ANEEL," São Paulo, 2008.
- [2] F. Pereira Jr., "Detecção de eventos para monitoração de qualidade de energia elétrica usando Transformada Wavelet e a Norma Euclidiana Instantânea," *Dissertação de Mestrado - Escola Politécnica - USP*, 2009.
- [3] E. M. Motoki, "Procedimentos para mitigação do impacto de qualidade de energia na indústria têxtil," *Dissertação de Mestrado - Escola Politécnica da USP*, 2007.
- [4] Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica - PRODIST - Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica*, 2013.
- [5] N. Kagan, N. M. MATSUO, E. L. FERRARI, J. C. CEBRIAN, S. X. Duarte e J. R. MEDEIROS, "Alocação de medidores de QE para estimação de VTCDs utilizando algoritmos evolutivos," em *VII CBQEE - Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, Santos, 2007.
- [6] R. A. Lopez, J. C. M. Asquerino e G. Rodriguez-Izquierdo, "Reactive Power Meter for Nonsinusoidal Systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol 26 No 3*, 1977.

-
- [7] P. Milijanic, B. Stojanovic e V. Pretovic, "On the Electronic Three-Phase Active and Reactive Power Measurement," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol 27 No 4*, 1978.
- [8] R. Turgel, "Digital Wattmeter Using a Sampling Method," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol 23 No 4*, 1974.
- [9] B. F. Field, "A Fast Response Low-Frequency Voltmeter," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol 27 No 4*, 1978.
- [10] A. C. Corney e R. T. Pullman, "Digital Sampling Laboratory," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol 36 No 1*, 1987.
- [11] T. Lobos e J. Rezmer, "Real Time Determination of Power System Frequency," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol 46 No 4*, 1997.
- [12] M. H. J. Bollen e I. Y. H. Gu, *Signal Processing of Power Quality Disturbances*, John Wiley & Sons, 2006.
- [13] A. McEachern, "A Floating Window Algorithm for Detecting Certain Power Line Faults that Disrupt Sensitive Electronic Loads," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol 39 No 1*, 1990.
- [14] D. Castaldo, D. Gallo e C. T. A. Landi, "A Digital Instrument for Nonstationary Disturbance Analysis in Power Lines," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 53 No 5*, 2004.

-
- [15] T. Radil, P. M. Ramos, F. M. Janeiro e A. C. Serra, "PQ Monitoring System for Real-Time Detection and Classification of Disturbances in Single-Phase Power System," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol 57 No 8*, 2008.
- [16] J. G. Postaire, R. D. Zhang e C. Lecocq-Botte, "Cluster analysis by binary morphology," *IEEE Transactions Pattern Analysis*, 1993.
- [17] R. Cutri, "Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos," *Tese de Doutorado. Escola Politécnica da USP*, 2008.
- [18] I. C. Schick, P. B. Usoro, M. F. Ruane e J. A. Hausman, "Residential End-Use Load Shape Estimation from Whole House Metered Data," *IEEE Transactions on Power Systems Vol 3 No 3*, 1988.
- [19] J. Liang, S. K. K. Ng, G. Kendall e J. W. M. Cheng, "Load Signature Study - Part I: Basic Concept, Structure and Methodology," *IEEE Transactions on Power Delivery Vol 25*, 2010.
- [20] J. Liang, S. K. K. Ng, G. Kendall e J. W. M. Cheng, "Load Signature Study - Part II: Disaggregation Framework, Simulation and Applications," *IEEE Transactions on Power Delivery Vol 25*, 2010.
- [21] D. Ming, P. C. M. Meira, W. Xu e W. Freitas, "An Event Window Based Load Monitoring Technique for Smart Meters," *IEEE Transactions on Smart Grid Vol 3 No 2*, 2012.
- [22] "www.sames.co.za," Sames - South African Micro-electronics Systems. [Online]. [Acesso em 2013].

-
- [23] “www.analog.com,” Analog Devices. [Online]. [Acesso em 2013].
- [24] “www.maximinteridian.com,” [Online]. [Acesso em 2013].
- [25] R. T. M. 431, “www.inmetro.gov.br,” 2007. [Online].
- [26] L. Bierl, “MSP430 Family Mixed-Signal Microcontroller Application Reports,” 2000.
- [27] “IEC 61000-4-30 Testing and Measurement Techniques - Power Quality measurement methods,” 2003.
- [28] F. Pereira Jr. e N. Kagan, *Utilização de medidores eletrônicos de faturamento para detecção e registro de transitórios oscilatórios - VIII CBQEE - Blumenau*, 2009.
- [29] F. P. Marafão, “Análise e controle da energia elétrica através de técnicas de processamento digital de sinais,” *Tese de Doutorado - Unicamp*, 2004.
- [30] F. P. Marafão, “Contribuições para a teoria de potências instantâneas e aplicações em qualidade de energia,” *Dissertação de Mestrado. Unicamp.*, 2000.
- [31] S. Haykin e B. VanVeen, “Signals and Systems - John Willey & Sons,” 1999.
- [32] S. W. Smith, “The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing,” *Disponível em www.dspguide.com*, 1997.
- [33] “www.arduino.cc,” 2013. [Online].
- [34] “www.fluke.com,” 2014. [Online].

Anexos

8.1 Alguns exemplos de medidores monofásicos de faturamento produzidos no Brasil:

Figura 0-1 - Medidores monofásicos Nansen com registrador ciclométrico e mostrador de cristal líquido (LCD)

Figura 0-2 - Medidores monofásicos ELO com registrador ciclométrico e com mostrador LCD

Figura 0-3 - Medidor monofásico ELSTER com mostrador LCD

Os medidores exibidos neste anexo estavam em produção na data de redação deste trabalho, novembro de 2014, e todas as informações aqui reproduzidas podiam ser encontradas nos sites dos respectivos fabricantes.

8.2 Plataforma Arduino Duemilanove/ATMega328

Figura 0-4 - Esquema elétrico da plataforma Arduino Duemilanove

8.3 Medidor e Plataforma Arduino Mega/ATMega2560

Figura 0-5 Fonte de alimentação

Figura 0-6 - Cristal oscilador de 16MHz

Figura 0-7 - Barramento e circuito de RESET

Figura 0-8 - Modelo de sensor de corrente com núcleo partido usado no medidor. Fundo de escala de 5A.