

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

RAMON MACIEL MENEZES

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DISTRIBUÍDO DE  
IDENTIFICAÇÃO EM TEMPO REAL DE PARÂMETROS DE  
QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA  
2012

RAMON MACIEL MENEZES

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DISTRIBUÍDO DE  
IDENTIFICAÇÃO EM TEMPO REAL DE PARÂMETROS DE  
QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas

Orientador: Prof. Dr. Fernando Cardoso Castaldo

CURITIBA

2012

---

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

---

M543 Menezes, Ramon Maciel

Desenvolvimento de um sistema distribuído de identificação em tempo real de parâmetros de qualidade de energia elétrica / Ramon Maciel Menezes. – 2012.

128 f. : il. ; 30 cm

Orientador: Fernando Cardoso Castaldo.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Curitiba, 2012.

Bibliografia: f. 108-112.

1. Energia elétrica – Controle de qualidade. 2. Sistemas operacionais distribuídos (Computadores). 3. Algoritmos. 4. Processamento eletrônico de dados em tempo real. 5. Detectores. 6. Métodos de simulação. 7. Engenharia elétrica – Dissertações. I. Castaldo, Fernando Cardoso, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3

---

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

**Título da Dissertação Nº 589:**

**“Desenvolvimento de um sistema distribuído de identificação em tempo real de parâmetros de qualidade de energia elétrica”**

por

**Ramon Maciel Menezes**

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR – Câmpus Curitiba, às 14h do dia 29 de fevereiro de 2012. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:

---

Prof. Fernando Cardoso Castaldo, Dr.  
(Presidente)

---

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.  
(FURB)

---

Prof. Richard Demo Souza, Dr.  
(UTFPR-CT)

---

Prof. Roger Gules, Dr.  
(UTFPR-CT)

Visto da coordenação:

---

Prof. Fábio Kurt Schneider, Dr.  
(Coordenador do CPGEI)

Dedico a todos que me incentivaram a iniciar e concluir esse projeto de mestrado, especialmente a Juliana Dias e a Gabriel Pinto de Souza (*in memoriam*).

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Fernando Cardoso Castaldo pela atenção, paciência e confiança.

Ao Msc. Sérgio Luiz Zimath, da Reason Tecnologia S. A., pelos conselhos a longa distância e a permissão de consulta das normas internacionais IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30.

Ao futuro mestre Marcos Koizumi pelas horas de discussões dedicadas, trabalho e resultados.

A toda equipe do laboratório que de alguma forma contribuiu para a arte final.

Aos professores Richard Demo Souza e César Janeczko pelos direcionamentos em processamento digital de sinais e ao professor Joaquim Miguel Maia nos direcionamentos em circuitos analógicos.

Ao Laboratório de Placas de Circuito Impresso e Eletrodeposição e ao Laboratório de *Hardware*, ambos da UTFPR, pela confecção dos inúmeros protótipos.

Ao coordenador do CPGEI Fábio Kurt Schneider pelo pronto atendimento nas questões acadêmicas.

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná pelos estudos e instalações e às agências de fomento governamentais CNPq e CAPES pelos recursos financeiros dispensados.

## RESUMO

MENEZES, Ramon M. Desenvolvimento de um sistema distribuído de identificação em tempo real de parâmetros de qualidade de energia elétrica. 2012. 129f. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2012.

O presente trabalho inclui a revisão das normas de qualidade de energia elétrica, a fim de normatizar o desenvolvimento do projeto seguindo normas nacionais e internacionais; a simulação de algoritmos como CFA e FFT, a fim de verificar a viabilidade de seu uso, bem como as limitações associadas ao processamento de formas de onda fortemente distorcidas. Inclui também a proposição e a verificação de um algoritmo capaz de calcular os índices (selecionados durante a revisão das normas) que pudessem avaliar a qualidade de energia através de sinais de tensão e corrente. Para o desenvolvimento do protótipo, foram selecionados sensores de tensão e de corrente confiáveis para o sistema de aquisição; um DSP, que executa os algoritmos previamente simulados, processando em tempo real os sinais adquiridos pelos sensores, a fim de reportar o estado da rede elétrica e/ou eventos ocorridos na rede através de um módulo ZigBee, responsável pela transmissão desses dados de forma segura. A classe de eventos de variação de tensão de curta duração foi incluída no processamento em tempo real realizado pelo DSP. Devido à imprevisibilidade e à rapidez da ocorrência desses eventos, foi desenvolvida uma ferramenta capaz de gerar essa classe de eventos, o gerador de VTCD. A análise de QEE em tempo real se mostrou viável mesmo com a utilização de dispositivos de baixo custo, permitindo, ainda que com algumas limitações, o levantamento de informações de QEE às quais cargas conhecidas estavam submetidas.

**Palavras-chave:** Qualidade de Energia Elétrica. Análise em Tempo Real. VTCD.

## ABSTRACT

MENEZES, Ramon M. Development of a distributed system for real-time power quality parameters identification. 2012. 129f. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2012.

The present document includes a comprehensive literature review on power quality issues, to keep the development of this project aligned with national and international standards related; simulation algorithms such as FFT and CFA in order to verify the feasibility of its use, as well as limitations associated with the processing of strongly distorted waveform. It also includes the proposal and verification of an algorithm able to calculate the indices (selected during the standards review) that could assess the power quality through voltage and current signals. For prototype development, voltage and current sensors were selected for reliable acquisition system; a DSP, which running the previously simulated algorithms in order to process in real time the acquired voltage and current signals provided by sensors in order to report the status of the mains grid and/or events occurrence on the network through a ZigBee module, responsible for safety transmission data. The short term voltage change events class was also included in the real time processing performed by the DSP. Due to the unpredictability and short duration of these events, it was developed a tool capable of generating this class of events, the STVC generator. The PQ analysis in real time was feasible even with the use of low cost devices, allowing, although with some limitations, the survey of PQ information which known loads was submitted.

**Keywords:** Power Quality. Real Time analysis. STVC.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estimativa da evolução das cargas não lineares no Brasil.....	16
Figura 2 – Número de ocorrências do termo <i>Power Quality</i> no INSPEC (1990-2005).....	20
Figura 3 – Cálculo do valor RMS a cada meio ciclo .....	30
Figura 4 – Tetraedro de potências .....	32
Figura 5 – Transiente de corrente impulsiva causada por descarga atmosférica.....	34
Figura 6 – Transiente de tensão causado por chaveamento de banco de capacitores .....	35
Figura 7 – Sobretensão causada por curto entre fase e neutro .....	37
Figura 8 – Afundamento de tensão causado por curto entre fase e neutro .....	38
Figura 9 – Afundamento de tensão causado por acionamento de grandes motores .....	39
Figura 10 – Interrupção seguida de reinicialização .....	40
Figura 11 – Limites e suas histereses para eventos de variação de tensão .....	41
Figura 12 – Curva ITI para representar variações de tensão .....	42
Figura 13 – Desequilíbrio de tensão vs redução da vida útil nos motores de indução trifásicos.....	44
Figura 14 – Forma de onda no tempo e seu respectivo espectro de frequências de uma unidade de velocidade ajustável .....	46
Figura 15 – Forma de onda com distorção por entalhe.....	49
Figura 16 – Flutuações de tensão senoidal e retangular.....	50
Figura 17 – Mapeamento de um sinal no tempo no domínio da frequência.....	53
Figura 18 – Sinal sintetizado para análise de FFT .....	55
Figura 19 – FFT do sinal sintetizado .....	56
Figura 20 – Vazamento espectral.....	57
Figura 21 – FFT com janelamento de Hamming .....	58
Figura 22 – FFT do sinal sintetizado com janelamento de Hamming.....	59
Figura 23 – FFT com 2000, 1000 e 500 pontos .....	60
Figura 24 – Forma de onda com distorções harmônicas e sua fundamental.....	65
Figura 25 – Fluxograma do algoritmo implementado em MATLAB .....	67
Figura 26 – Esquemático do circuito montado para a aquisição dos dados .....	70
Figura 27 – Foto do circuito utilizado para realizar a amostragem .....	70
Figura 28 – Esquemático do vetor normalizado utilizado para realizar a amostragem .....	71
Figura 29 – Medição de frequência a cada 10 segundos.....	72
Figura 30 – Tensão, corrente, fator de potência e potências ativa, reativa e aparente .....	73
Figura 31 – <i>Sag</i> real.....	74
Figura 32 – Esquemático elétrico do sensor de corrente .....	79

Figura 33 – Cabo <i>bypass</i> contendo aos sensores de tensão (menor) e de corrente (maior) .....	80
Figura 34 – Esquemático elétrico do sensor de tensão.....	83
Figura 35 – Diagrama em blocos da placa PQA .....	84
Figura 36 – Protótipo PQA v2.02 montado.....	85
Figura 37 – Diagrama elétrico de cada um dos canais analógicos do ADC.....	86
Figura 38 – Módulo XBee.....	87
Figura 39 – Formas de onda do processamento em tempo real.....	89
Figura 40 – Frequência da rede elétrica ao longo de 1 hora.....	97
Figura 41 – Tensão RMS e corrente RMS ao longo de 1 hora.....	98
Figura 42 – Dados de QEE ao longo 23 minutos em um compressor de refrigerador.....	100
Figura 43 – Sinais de tensão e corrente ao longo de 4 ciclos – 512 pontos .....	101
Figura 44 – Dados de QEE ao longo 8 minutos em um televisor LCD 32” .....	102
Figura 45 – Sinais de tensão e corrente ao longo de 4 ciclos – 512 pontos .....	103
Figura 46 – FFT da corrente realizada pela PQA e MATLAB .....	104

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Valores típicos de perdas (em Euros) por evento .....	17
Quadro 2 – Resumo dos distúrbios da norma IEEE 1159.....	22
Quadro 3 – Resumo dos parâmetros e distúrbios apresentados na norma IEC 61000-4-30.....	25
Quadro 4 – Fase e amplitude nominal e calculada de cada uma das frequências harmônicas .....	66
Quadro 5 – Parâmetros medidos em carga resistiva .....	93
Quadro 6 – Índice de análise harmônica em carga resistiva .....	93
Quadro 7 – Parâmetros medidos em carga não linear.....	94
Quadro 8 – Índice de análise harmônica em carga não linear .....	95
Quadro 9 – Parâmetros medidos em carga indutiva .....	96
Quadro 10 – Índice de análise harmônica em carga indutiva.....	96

## LISTA DE SIGLAS

ADC	Conversor analógico digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CBEMA	<i>Computer &amp; Business Equipment Manufacturer's Association</i>
CC	Corrente Contínua
CENELEC	<i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i>
CFA	<i>Curve-Fitting Algorithm</i>
CLP	Controlador Lógico Programável
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
CPLD	<i>Complex Programmable Logic Device</i>
CSMA-CA	<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance</i>
CTS	<i>Clear to Send</i>
DEC	Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DIC	Duração de Interrupção Individual por Unidade Consumidora ou por Ponto de Conexão
DMIC	Duração Máxima de Interrupção Contínua por Unidade Consumidora ou por Ponto de Conexão
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EN	<i>European Standard</i>
FEC	Frequência Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIC	Frequência de Interrupção Individual por Unidade Consumidora ou por Ponto de Conexão
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
GUI	<i>Guide User Interface</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
ITI	<i>Information Technology Industry Council</i>
LTVC	<i>Long Term Voltage Changes</i>
M&D	Magnitude e Duração
MAC	<i>Medium Access Control</i>
MagMin	Magnitudes significativas mínimas

MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Eléctrico
OSI	<i>Open Systems Interconnection</i>
PHY	<i>Physical Layer</i>
PLL	<i>Phase-locked loop</i>
PQ	<i>Power Quality</i>
PQA	<i>Power Quality Analyser</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Eléctrica no Sistema Eléctrico Nacional
QEE	Qualidade de Energia Eléctrica
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RTC	<i>Real Time Clock</i>
RVC	<i>Rapid Voltage Changes</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SQRT	<i>Square Root</i>
STVC	<i>Short Term Voltage Changes</i>
TC	Transformador de Corrente
TCP	Transformador de Potencial Capacitivo
TDD	<i>Total Demand Distortion</i>
TFJ	Transformada de Fourier Janelada
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TP	Transformador de Potencial
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VHDL	<i>Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language</i>
VTCD	Varição de Tensão de Curta Duração
VTLD	Varição de Tensão de Longa Duração
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

A	ampères
Hz	hertz
kHz	quilo-hertz ( $10^3$ )
min	minuto
ms	milissegundo ( $10^{-3}$ )
$\mu$ s	microssegundo ( $10^{-6}$ )
p.u.	partes unitárias
s	segundo
V	volts
$P_{ST}$	<i>perception of flicker short term</i>
kV	quilovolt ( $10^3$ )
MHz	mega-hertz ( $10^6$ )
mV	milivolts ( $10^{-3}$ )
kOhm	kiloOhm ( $10^3$ )
mOhm	miliOhm ( $10^{-3}$ )
MIPS	<i>millions of Instructions Per Second</i>
kbps	<i>kilobits por segundo</i>
$V_{RMS}$	tensão média quadrática
$I_{RMS}$	corrente média eficaz
n	índice do número da amostra
US\$	Dólares

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>15</b>
<b>2 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA.....</b>	<b>19</b>
2.1 REVISÃO DAS NORMAS RELACIONADAS À QEE .....	19
2.1.1 Normas IEEE.....	21
2.1.2 Normas IEC.....	23
2.1.3 PRODIST .....	25
2.2 ANÁLISE DE QEE.....	27
2.2.1 Parâmetros.....	28
2.2.1.1 Frequência da rede .....	28
2.2.1.2 Magnitude da fonte de tensão e corrente .....	28
2.2.1.3 Potência e fator de potência.....	30
2.2.2 Distúrbios .....	33
2.2.2.1 Transitórios.....	34
2.2.2.2 Variação do valor RMS de curta e de longa duração .....	35
2.2.2.3 Desequilíbrio de tensão.....	43
2.2.2.4 Distorção de forma de onda .....	44
2.2.2.4.1 Nível CC .....	44
2.2.2.4.2 Harmônicas .....	45
2.2.2.4.3 Inter-harmônicas .....	47
2.2.2.4.4 Recorte ou entalhe .....	48
2.2.2.4.5 Ruído.....	49
2.2.2.5 Flutuação de tensão.....	50
2.2.2.6 Variação de frequência.....	51
<b>3 PROPOSIÇÃO DE ALGORITMOS PARA ANÁLISE DE QEE.....</b>	<b>53</b>
3.1 FFT.....	53
3.2 CFA.....	61
3.3 ALGORITMO BASE .....	67
3.4 AQUISIÇÃO E ANÁLISE DE DADOS .....	69
3.5 AVALIAÇÃO DOS ALGORITMOS DESCRITOS.....	72
<b>4 DESENVOLVIMENTO DO ANALIZADOR DE QEE - PQA.....</b>	<b>75</b>
4.1 SENSORES SELECIONADOS .....	75
4.1.1 Sensores de corrente .....	76
4.1.1.1 Transformador de Corrente .....	76
4.1.1.2 Resistor <i>Shunt</i> .....	77
4.1.1.3 Efeito <i>Hall</i> .....	77
4.1.1.4 Bobina de Rogowski.....	78
4.1.1.5 Sensor de Corrente Utilizado .....	78
4.1.2 Sensores de tensão .....	80
4.1.2.1 Divisores Resistivos .....	80
4.1.2.2 Transformadores de Potencial Indutivo .....	81
4.1.2.3 Transformadores de Potencial Capacitivo .....	82
4.1.2.4 Sensor de Tensão Utilizado .....	82
4.2 PLACA PRINCIPAL.....	84
4.3 <i>FIRMWARE</i> .....	87

4.4 ENSAIOS PARA VALIDAÇÃO DO ANALISADOR DESENVOLVIDO.....	91
4.4.1 Análise de eventos de curta duração .....	92
4.4.2 Carga resistiva-comparativa.....	92
4.4.2 Carga não linear-comparativa .....	94
4.4.3 Carga indutiva-comparativa.....	96
4.4.4 Carga resistiva de longa duração (1h) .....	97
4.4.5 Carga indutiva comercial .....	99
4.4.6 Carga não linear comercial.....	101
<b>5 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>	<b>105</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>108</b>
<b>APÊNDICES .....</b>	<b>113</b>
APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE DA ANÁLISE DE FFT .....	113
APÊNDICE B – CÓDIGO FONTE DA ANÁLISE DE CFA.....	115
APÊNDICE C - DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA GERADOR DE VTCD.....	119

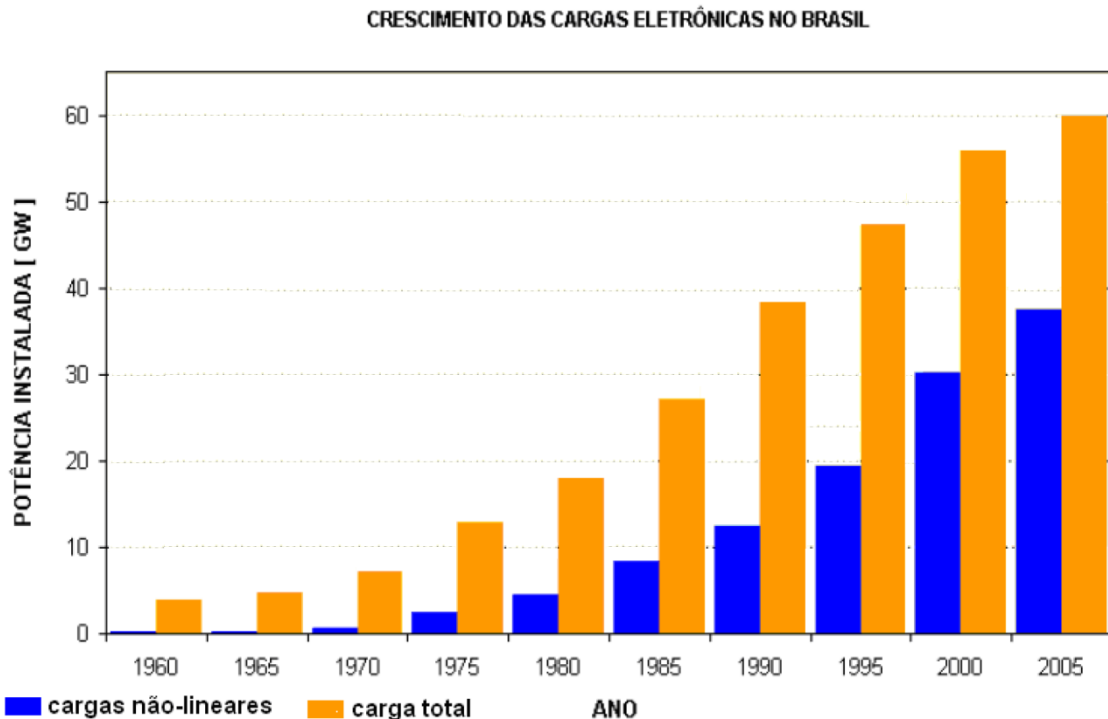


## 1 INTRODUÇÃO

Até os anos 70, a grande maioria dos receptores ligados à rede de energia elétrica era constituída de cargas lineares robustas (capacitiva, indutiva ou resistiva), e os principais problemas relacionados à qualidade de energia elétrica estavam relacionados à interrupção de energia, à manutenção da tensão e da frequência em limites determinados (127/220V e 50/60Hz, respectivamente) e/ou à correção do fator de potência.

A essa década é atribuída o crescimento da eletrônica de potência, com o desenvolvimento de dispositivos como diodos, transistores, GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*) e, já na década de 80, MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (FRANCO, 2009; VASCONCELLOS et al., 2009). Esses semicondutores de potência viabilizaram feitos tecnológicos, antes não realizáveis com sistemas lineares, através de equipamentos de controle e conversão de energia elétrica baseados em chaveamento, como comutadores eletrônicos, conversores de frequência, ciclo conversores, fontes chaveadas, reatores eletrônicos.

Esses equipamentos, em geral, têm vantagens como a otimização da utilização de energia elétrica e do espaço físico ocupado, o que proporcionou aumento do rendimento e a redução de custo da tecnologia ao longo dos anos. A Figura 1 mostra a estimativa de crescimento de cargas não lineares geradas por esses novos equipamentos e demonstra que em 2005 mais de 50% da demanda nacional de energia elétrica era consumida por essas cargas (MELO, 2010).



**Figura 1 – Estimativa da evolução das cargas não lineares no Brasil**

Fonte: Melo (2010).

Apesar de esses equipamentos serem bastante vantajosos, as cargas não lineares consomem correntes não senoidais que acarretam em poluição da rede elétrica com conteúdo harmônico e podem levar o sistema a condições de ressonância (FRANCO, 2009). Esse conteúdo harmônico se tornou um distúrbio bastante relevante na distribuição elétrica, visto que esses mesmos equipamentos que poluem a rede têm se tornado menos tolerantes a esse distúrbio e as irregularidades da tensão e da corrente (VASCONCELLOS et al., 2009).

A sensibilidade se deve ao fato de esses equipamentos serem controlados por controladores lógicos programáveis (CLPs), microcontroladores ou circuitos analógicos que são responsáveis pelo chaveamento dos semicondutores de potência e são muito sensíveis, pois operam com tensões de alimentação muito baixas e frequências de funcionamento muito altas. Pequenos distúrbios na alimentação desses controladores podem causar sua reinicialização ou provocar um comportamento imprevisível, o que pode levar à redução da vida útil dos equipamentos, avaria das máquinas, interrupções na produção e até mesmo perda de matéria-prima.

Esses prejuízos incentivaram o investimento de capital à pesquisa e desenvolvimento para identificar, classificar e mitigar os distúrbios relacionados à qualidade de energia elétrica. A partir da década de 90, o termo Qualidade de

Energia Elétrica (QEE) ou seu equivalente em inglês *Power Quality* (PQ) é atribuído a qualquer distúrbio relacionado à energia elétrica. Assim, esses distúrbios não são mais tratados como problemas isolados, mas como um problema sistêmico.

Os prejuízos ocasionados por distúrbios de QEE podem ser exemplificados através da fabricação de papel, cujo processo é contínuo e requer um controle extremamente preciso da velocidade dos roletes em uma máquina de aproximadamente 500 metros de comprimento. Falhas no fornecimento de energia podem provocar perda de sincronismo, o que interrompe todo o processo. Quando isso ocorre, a polpa e o papel parcialmente processados devem ser retirados de toda a extensão da máquina antes do processo ser reiniciado. Isso significa horas de trabalho improdutivas e, muitas vezes, perda de uma parte do material. Para os processos contínuos, afundamentos de tensão são tão críticos quanto *blackouts* completos, pois os custos de limpeza, de matéria-prima e de horas de produção perdidas são praticamente os mesmos.

Todo tipo de indústria pode ser atingido de alguma forma pelos distúrbios de QEE, mas o impacto econômico se torna massivo em indústrias de produtos de alto valor agregado, como a de semicondutores. Essa indústria é particularmente vulnerável devido ao alto nível de serialização dos processos: cerca de 24 estágios de fabricação que devem ser realizados ao longo de vários dias (CHAPMAN, 2002). Chapman estimou que nesta época o valor desses prejuízos para a indústria e o comércio da União Europeia atingia 10 bilhões de euros por ano. O Quadro 1 apresenta as perdas por evento nas indústrias de produtos de alto valor agregado. Deve-se lembrar que, em muitos casos, os eventos que causam perdas de produção podem ter a duração da ordem de poucos segundos, ou menos.

<b>Indústria</b>	<b>Perda Financeira</b>
Produção de semicondutores	3.800.000 de euros por evento
Atividades financeiras	6.000.000 de euros por hora
Centro de computação	750.000 de euros
Telecomunicações	30.000 de euros por minuto
Indústria Siderúrgica	350.000 de euros
Indústria do vidro	250.000 de euros

**Quadro 1 – Valores típicos de perdas (em Euros) por evento**

**Fonte: Chapman (2002).**

Atualmente, a medição de QEE é realizada através de medidores de qualidade de energia ditos inteligentes, capazes de realizar o pré-processamento dos dados adquiridos, armazenando, não somente os pontos amostrados, mas também informações que caracterizam o sistema sob medição ou eventos a ele submetidos. Esses medidores podem ser classificados em: medidores de longa duração (alocados em um ponto fixo e por isso chamados pontos sensores, em que grandes volumes de informações são armazenadas, mas analisados posteriormente) e medidores portáteis em tempo real (equipamentos de alto custo que fornecem os dados ao usuário, através de um *display* gráfico).

Esses equipamentos para análise de QEE podem ser encontrados em lojas especializadas, representantes comerciais ou ainda lojas virtuais. Há uma vasta gama de fabricantes e várias especificações disponíveis. Por exemplo, um pequeno alicate amperímetro, equivalente a um multímetro simples e sem nenhum tipo de armazenamento de dados, capaz de fornecer medições do valor eficaz de corrente e de tensão, bem como um índice de distorção harmônica podem ser obtidos em um mercado local por cerca de R\$100,00. Um modelo portátil monofásico Fluke 345 pode ser adquirido pela internet por US\$2.499,95. Um modelo portátil trifásico Fluke 434-II pode ser comprado on-line por um valor mais expressivo, US\$5.899,95. Já um sistema de análise permanente, como o Fluke 1750 pode ser adquirido por US\$15.089,52 (PQMETERSTORE, 2012).

Para se propor uma solução de análise de QEE de baixo custo é fundamental o conhecimento e entendimento das normas descritas referentes à QEE, bem como os principais distúrbios, parâmetros para medição desses distúrbios e eventos a que a rede está sujeita, descrito também nessas normas. Por esse motivo na próxima seção serão abordadas de maneira resumida as principais normas referentes à QEE.

## 2 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

Na intenção de solucionar ou, pelo menos, mitigar os problemas apresentados na seção anterior, entre vários outros, é fundamental o desenvolvimento dos passos diagnóstico, seguido de ação corretiva.

Este trabalho tratará do diagnóstico e detecção dos problemas de QEE, e, para isso, é necessário definir os distúrbios a serem diagnosticados através das normas internacionais IEEE 1159, EN 50160, IEC 61000-4-30 e as resoluções do módulo 8 do PRODIST da ANEEL, que são as mais utilizadas. Essas normatizam os métodos que medem os parâmetros que avaliam a qualidade e os limites de funcionamento do sistema elétrico.

### 2.1 REVISÃO DAS NORMAS RELACIONADAS À QEE

Em 1992 a União Europeia introduziu diretivas que impuseram metas para o processo de liberalização do mercado de energia elétrica da Europa (QENERGIA, 2001). No Brasil, as privatizações das empresas de energia elétrica, como parte do programa nacional de desestatização criado em 1991, tiveram um propósito similar (REIS; TEIXEIRA; PIRES, 2007). Em ambas as situações, o objetivo era proporcionar condições para que as empresas se tornassem mais eficientes, visando, através da competição e da autorregulação, o aumento da qualidade da mercadoria e a redução de seu custo. Como pode ser observado na Figura 2, isso levou ao aumento significativo das pesquisas relacionadas à QEE: de 1990 a 2005, o número de artigos que utilizam o termo “Power Quality” no título, resumo ou nas palavras-chave no INSPEC (banco de dados de literatura técnica e científica) aumentou cerca de 10 vezes (BOLLEN; GU, 2006).

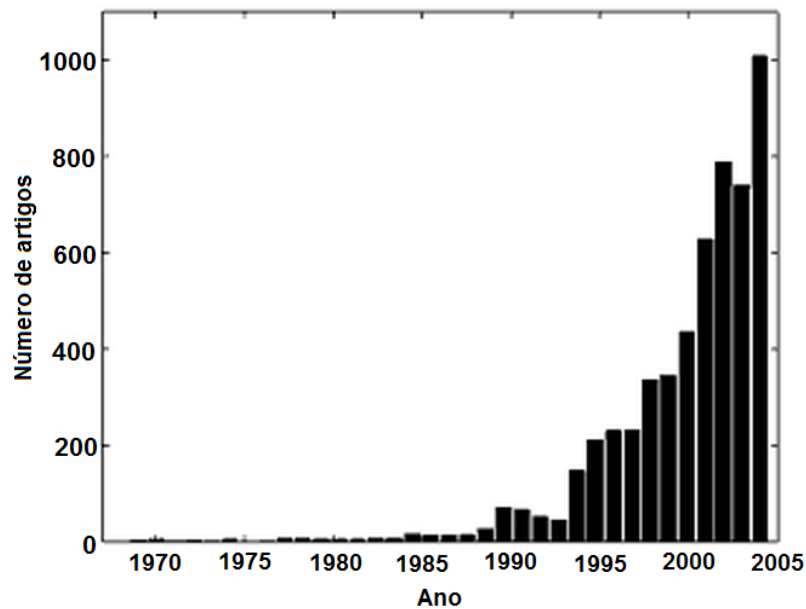


Figura 2 – Número de ocorrências do termo *Power Quality* no INSPEC (1990-2005)

Fonte: Bollen e Gu (2006).

A liberalização do mercado de energia elétrica exigiu a criação de agentes que regularizassem e normatizassem a energia elétrica como produto, bem como agentes que fiscalizassem o cumprimento dessas normas (VEGA; ROIG; SAN SEGUNDO, 2007). Esses agentes decidiriam se concessionárias, fabricantes ou clientes pagariam pelas perdas ocasionadas pelos distúrbios de QEE em equipamentos desregulamentados.

Nesse contexto, normas internacionais relativas ao consumo de energia elétrica foram criadas por organizações tais como o *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), a *International Electrotechnical Commission* (IEC) e o *European Committee for Electrotechnical Standardization* (CENELEC), a fim de limitar o nível de distorção com os quais os sistemas elétricos já instalados podem operar e impor que novos equipamentos não introduzam na rede distúrbios superiores a determinados valores (VASCONCELLOS et al., 2009). No Brasil, foi criada, no final de 1996, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), vinculada ao Ministério de Minas e Energia, com as atribuições de: regular e fiscalizar a geração, a transmissão, a distribuição e a comercialização da energia elétrica; atender reclamações de agentes e consumidores; mediar os conflitos de interesses entre os agentes do setor elétrico e entre estes e os consumidores; conceder, permitir e autorizar instalações e serviços de energia; garantir tarifas justas; zelar

pela qualidade do serviço; exigir investimentos; estimular a competição entre os geradores e assegurar a universalização dos serviços (VIANA, 2004).

Normas como do IEEE (519 e 1159) e da IEC (61000-4-7 e 61000-4-30) e ainda as resoluções da ANEEL através do “módulo 8” do PRODIST determinam e descrevem os parâmetros, distúrbios e índices que devem ser considerados para caracterizar o estado do sistema elétrico, bem como o método de cálculo desses índices, suas origens e suas consequências.

A revisão dessas normas foi realizada a fim de determinar qual é o menor conjunto de índices capazes de caracterizar o estado da rede elétrica, que, posteriormente, deverão ser integrados ao sistema medidor proposto ao longo desse trabalho. Essa análise demonstrou que nenhuma das normas sozinha abrange de forma completa todos esses itens. Assim, optou-se por complementar os conceitos de qualidade de produto e qualidade de serviço descritos pelo “Módulo 8” do PRODIST com os conceitos melhor explanados nas normas internacionais.

### 2.1.1 Normas IEEE

A norma IEEE 1159 (*Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*) discute o monitoramento das características elétricas de sistemas elétricos monofásicos e polifásicos de corrente alternada em sistemas de energia. Ela inclui descrições detalhadas dos fenômenos eletromagnéticos que ocorrem nos sistemas elétricos de potência. Descreve, ainda, as condições nominais e desvios destas condições (originários da fonte de suprimento ou do equipamento conectado à rede elétrica, ou de interações entre a fonte e a carga), os índices que quantificam os distúrbios de QEE, além de utilizar exemplos para ilustrar os métodos de cálculo desses índices. Também realiza discussões sobre a necessidade de realizar monitoramentos de QEE, os tipos e as características dos medidores de QEE, a interpretação dos resultados de monitoração e ressalvas sobre a segurança e os riscos associados ao operador dos equipamentos de medição. O Quadro 2 mostra um resumo dos distúrbios apresentados na norma IEEE 1159.

Distúrbios	Conteúdo Espectral Típico	Duração Típica	Intervalo de Magnitude típica (%)
1.0 Transitórios			
1.1 Impulsivos			
1.1.1 Nanosegundos	5ns de subida	<50ns	
1.1.2 Microsegundos	1 $\mu$ s de subida	50ns - 1ms	
1.1.3 Milissegundos	0,1ms de subida	>1ms	
1.2 Oscilatórios			
1.2.1 Baixa frequência		0.3 - 50ms	0 a 400%
1.2.2 Média frequência		20 $\mu$ s	0-800%
1.2.3 Alta frequência		5 $\mu$ s	0-400%
2.0 Variações de tensão RMS de curta duração			
2.1 Instantâneas			
2.1.1 Afundamento ( <i>Sag</i> )		0,5 - 30 ciclos	10% a 90%
2.1.2 Elevação ( <i>Swell</i> )		0,5 - 30 ciclos	110% a 180%
2.2 Momentâneo			
2.2.1 Interrupção		0,5 ciclos - 3s	< 10%
2.2.2 Afundamento ( <i>Sag</i> )		30 ciclos - 3s	10% a 90%
2.2.3 Elevação ( <i>Swell</i> )		30 ciclos - 3s	110% a 140%
2.3 Temporário			
2.3.1 Interrupção		3s - 1min	< 10%.
2.3.2 Afundamento ( <i>Sag</i> )		3s - 1min	10% a 90%
2.3.3 Elevação ( <i>Swell</i> )		3s - 1min	110% a 120%
3.0 Variações de RMS de longa duração			
3.1 Interrupções sustentadas		>1min	0%
3.2 Subtensões		>1min	80% a 90%
3.3 Sobreensões		>1min	110% a 120%
3.4 Sobrecorrentes		>1min	
4.0 Desequilíbrio			
4.1 Desequilíbrio de tensão		Estacionário	0,5% a 2%
4.2 Desequilíbrio de corrente		Estacionário	1% a 30%
5.0 Distorção de forma de onda			
5.1 Nível contínuo	0-9kHz		
5.2 Harmônicas	0-9kHz	Estacionário	0 a 0,1%
5.3 Inter-harmônicas		Estacionário	0 a 20%
5.4 Recorte ou entalhe		Estacionário	0 a 2%
5.5 Ruído	Toda a banda	Estacionário	
6.0 Flutuações de tensão	< 25Hz	Intermitente	0 a 1%
7.0 Variação da frequência		< 10s	+/- 10Hz

**Quadro 2 – Resumo dos distúrbios da norma IEEE 1159**

Fonte: Norma IEEE 1159 (2009).

A norma IEEE 519 (*Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*) explica de forma detalhada como



realizar a análise harmônica e quais são as principais fontes de poluição harmônica, além das práticas recomendadas pelo IEEE para o controle de emissão de harmônicos. Define, ainda, os diferentes tipos de medições para diferentes situações (harmônicas e inter-harmônicas em estado estacionário e mudanças rápidas e ultrarrápidas). Explicita, também, as características de um sistema submetido a distorções harmônicas, os riscos da ressonância, as consequências sobre a infraestrutura da rede (como desgastes em transformadores, em banco de capacitores, em cabos e interferências), a influência da compensação de reativos sob a presença de harmônicos, os métodos de controle de harmônicas e considerações na utilização de equipamentos para realizar medições corretas.

Essas normas IEEE contribuem para o presente trabalho ao descreverem, explicarem e contextualizarem os distúrbios eletromagnéticos aos quais os sistemas elétricos de potência estão sujeitos e ao definirem os métodos para a medição de parâmetros de QEE e também os requisitos de desempenho dos instrumentos de medição. Duas categorias principais de distúrbios de QEE são definidas: variações e eventos, pertencentes aos fenômenos de estado estacionário e transitório, respectivamente (FERRIGNO; LANDI; LARACCA, 2008).

### 2.1.2 Normas IEC

Para distinguir numericamente as normas publicadas pela IEC de outro padrão internacional, em 1997, a Comissão passou a utilizar o prefixo 60000. A série 60000 de normas pode, ainda, ser encontrada precedida por IEC ou por EN (*European Standard*), indicando as normas IEC europeias harmonizadas.

O conjunto de normas IEC 61000 trata especificamente sobre QEE e é separado em sete partes, sendo cada uma delas subdividida em outras diversas partes. A quarta parte, IEC 61000-4, é a parte relevante ao trabalho, em que se encontram as seguintes normas:

- IEC 61000-4-7 (*General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements and Instrumentation, for Power Supply Systems and Equipment Connected There to*) e
- IEC 61000-4-30 (*Power Quality Measurement Methods*).

A IEC 61000-4-30 dá ênfase à descrição de um equipamento de medição de QEE. Ela define os parâmetros que devem ser considerados em QEE, como a frequência de alimentação, a magnitude da tensão, a tensão de alimentação, bem como os distúrbios, como cintilação, quedas de tensão de fornecimento, interrupções de tensão, transitórios de tensão, desequilíbrio de tensão, tensão e corrente harmônicas e inter-harmônicas, sinalização de rede e alterações rápidas de tensão; especifica as nomenclaturas usuais; especifica as diferentes classes de dispositivos de medição (classificados quanto a sua precisão e agregação em A – medições precisas; S – utilizados em análises estatísticas; e B – classe criada para não tornar obsoletos medidores antigos), os métodos de ressincronismo com um relógio de tempo real, o método de agregação (que pode ser dividido em tempos de 2 horas, 10 minutos para 50/60Hz, 10/12 ciclos para 50/60Hz respectivamente e meio ciclo para análise de eventos de curta duração) e os métodos de medição e avaliação com suas respectivas tolerâncias e intervalos de medição. É introduzido, ainda, o conceito de *flag*, que marca certo parâmetro medido como não confiável. Dessa forma, quando não há oscilação no sinal da tensão, a frequência é marcada como não confiável, pois não é possível medi-la e, nesse caso, assume-se o último valor válido.

Essa norma especifica, ainda, os métodos de medição desses parâmetros e referencia as normas IEC 61000-4-7 para detalhar a medição e instrumentação de harmônicas e inter-harmônicas e IEC 61000-4-15 (*Flickermete - Functional and Design Especification*) para detalhar “flicker” (cintilações luminosas) que, embora esteja descrito mais amplamente na revisão bibliográfica dos distúrbios de QEE, não foi implementado no trabalho prático.

O Quadro 3 mostra um resumo dos parâmetros e distúrbios apresentados na norma IEC 61000-4-30. Dependendo dos fins de mensuração, todos ou um subconjunto deles pode ser medido (FERRIGNO; LANDI; LARACCA, 2008).

Seção e Parâmetro	Classe	Intervalo
5.1 Frequência	A, S, B	42,5Hz a 57,5Hz ou 51Hz a 69Hz
5.2 Magnitude de tensão	A	10% a 200% Tensão nominal
	S, B	10% a 150% Tensão nominal
5.3 Cintilação luminosa	A	0 a 20P <sub>ST</sub>
	S	0 a 10P <sub>ST</sub>
	B	Não definido
5.4 Afundamentos e elevações de tensão	A, S, B	Não definido
5.5 Interrupções	A, S, B	Não definido
5.6 Transitórios de tensão	S, B	Não requerido
Transitórios de tensão - IEC 61180	A	6kV de pico
Transitórios de tensão rápidos - IEC 61000-4-4	A	4kV de pico
5.7 Desequilíbrio de tensão	A	0 a 5% de sequência zero ou negativa
	S	0 a 5% de sequência negativa
	B	Definido pelo Fabricante
5.8 Tensões harmônicas	A, S, B	200% de classe 3 da IEC 61000-2-4
5.9 Tensões inter-harmônicas	A, S, B	200% de classe 3 da IEC 61000-2-4
5.10 Sinalização na rede elétrica	A, S, B	Não definido
5.11 Mudanças rápidas de tensão	A, S, B	Não definido
5.12 Subdesvio e sobredesvio	A, S, B	Não definido

**Quadro 3 – Resumo dos parâmetros e distúrbios apresentados na norma IEC 61000-4-30**

Fonte: Norma IEC 61000-4-30.

### 2.1.3 PRODIST

O PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional), criado em 16 de dezembro de 2008, são normas elaboradas pela ANEEL, com a participação dos agentes de distribuição e de outras entidades e de associações do setor elétrico nacional, que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica e que disciplinam o relacionamento entre as distribuidoras de energia elétrica e demais agentes (unidades consumidoras e centrais geradores) conectados aos sistemas de distribuição (redes e linhas com tensão inferior a 230kV).

Os procedimentos são compostos por oito módulos, sendo os objetivos do Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (ANEEL, 2011):

- definir os procedimentos relativos à QEE abordando a qualidade do produto e do serviço prestado;

- definir, para a qualidade do produto, os conceitos e os parâmetros para o estabelecimento de valores-limite para os indicadores de QEE;
- estabelecer, para a qualidade dos serviços prestados, a metodologia para apuração dos indicadores de continuidade e dos tempos de atendimento, definindo limites e responsabilidades, além da metodologia de monitoramento automático dos indicadores de qualidade.

O PRODIST trata a energia elétrica como um produto comercializável que, apesar de não poder ser armazenado, deve ser produzido e distribuído com qualidade que possa ser mensurada através de características do serviço e do produto.

Para medição da qualidade do serviço, no “Módulo 8” estão descritos métodos de cálculos de índices, entre eles, índices de análise de continuidade da distribuição verificadas individualmente (por unidade consumidora - medidor instalado na rede) ou em conjunto de unidades consumidoras, para ambos os casos, considerando-se somente interrupções com duração superior a três minutos e podem ser referentes a períodos mensais, trimestrais ou anuais.

Para análise individual estão descritos os seguintes índices:

- a) DIC (duração de interrupção individual por unidade consumidora ou por ponto de conexão) é expressa em horas e centésimos de hora e representa o tempo total (duração contínua) que uma unidade consumidora ficou sem energia elétrica dentro de um período de observação (mês, trimestre ou ano).
- b) FIC (frequência de interrupção individual por unidade consumidora ou por ponto de conexão) é expressa em número de interrupções e representa o número de vezes que uma unidade consumidora ficou sem energia elétrica durante um período considerado.
- c) DMIC (duração máxima de interrupção contínua por unidade consumidora ou por ponto de conexão) é expressa em horas e centésimos de horas e representa a duração da interrupção mais longa a qual cada unidade consumidora foi submetida no período de observação.

Para análise do conjunto de unidades consumidoras:

- a) DEC (duração equivalente de interrupção por unidade consumidora) é expressa em horas e centésimos de hora e representa a razão entre o tempo total que um conjunto de unidades consumidoras ficou sem energia elétrica pelo número de unidades consumidoras.
- b) FEC (frequência equivalente de interrupção por unidade consumidora) é expressa em número de interrupções e centésimos do número de interrupções e representa a razão entre o número de vezes que um conjunto de unidades consumidoras ficou sem energia elétrica durante um período considerado, pelo número de unidades consumidoras.

Na qualidade do produto há os parâmetros de QEE que são características que definem, a cada instante de tempo, o funcionamento do sistema elétrico em um dado ponto da rede sob medição. Os distúrbios de QEE são situações sempre indesejadas (devido ao risco de causar mau funcionamento de algum equipamento conectado a rede) e estão sempre presentes nos sistemas reais de distribuição. Os distúrbios indicam mudanças entre dois estados estacionários seguidos com momentos de início e fim definidos. Os índices calculados com os métodos apropriados são números que quantificam os parâmetros e distúrbios de QEE, bem como quantificam a qualidade de serviço (ARRILAGA; WATSON; CHEN, 2000).

## 2.2 ANÁLISE DE QEE

É importante salientar que não é prático para sistemas de análise de qualidade de energia, principalmente os de baixo custo, armazenar todos os dados amostrados em longos períodos, para cada uma das fases de tensão e de corrente, para análise posterior. Por esse motivo, há a necessidade de processar localmente essas informações e extrair índices relativos à QEE referentes ao estado funcional do sistema elétrico. Esses métodos que também serão descritos, juntamente com os distúrbios associados, serão expostos a seguir.

### 2.2.1 Parâmetros

Dentre os parâmetros fundamentais estão a frequência da rede e a magnitude de tensão e de corrente e dentre os parâmetros secundários estão as potências ativa, reativa e aparente, o fator de potência e a fase entre tensão e corrente.

#### 2.2.1.1 Frequência da rede

A frequência da rede é a razão entre o número de ciclos completos realizados em 10 segundos e o tempo real necessário para realizar esse total de ciclos, utilizando o método de passagem por zero (*zero crossing*). É recomendado que o canal de medição de frequência esteja sob atenuação de frequências superiores à frequência de interesse, a fim de evitar múltiplas passagens por zero devido à influência do conteúdo harmônico e inter-harmônico. Além disso, a recomendação da norma IEC 61000-4-30, é que a incerteza, em módulo, não exceda 10mHz. Para aumentar a precisão, Rogóz e Hanzelka (2007) recomendam elevar a taxa de amostragem utilizada para contagem do tempo e utilizar um filtro passa-baixa para atenuação de harmônicas e inter-harmônicas com bandas de 3 a 70Hz.

Quando houver um evento que impeça o cálculo da frequência ou possa comprometer sua fidelidade, o conceito de marcação (*flag*), definido na norma IEC 61000-4-30, permite que os valores de frequência sejam determinados pela última medição de frequência considerada confiável, ou seja, não marcada.

#### 2.2.1.2 Magnitude da fonte de tensão e corrente

O valor quadrático médio ou RMS (*Root Mean Square*) ou, ainda, valor eficaz de um sinal alternado, é o valor equivalente de um sinal contínuo que, se ligado a uma carga resistiva, geraria a mesma energia térmica. Apesar de existirem outros métodos de cálculo do valor RMS (método do pico, método da média), esses métodos apresentam erros de medição com qualquer forma de onda, à exceção de uma senoide pura (MERLHORN; MCGRANAGHAN, 1995). Por esse motivo, o método mais preciso para o cálculo do valor RMS verdadeiro da tensão está

representado pela equação (1) e para a corrente, representado pela equação (2). A partir daqui, quando se mencionar valor RMS, estará se referindo ao valor RMS verdadeiro.

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K v_k^2}{K}} \quad (1)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K i_k^2}{K}} \quad (2)$$

Onde  $V_{RMS}$  é a tensão média quadrática do sinal de tensão amostrado,  $k$  é o índice da amostra do vetor de amostras,  $I_{RMS}$  é a corrente média quadrática do sinal de corrente amostrado,  $v_k$  é a amostra de tensão de índice  $k$ ,  $i_k$  é a amostra de corrente de índice  $k$  e  $K$  é um número total de amostras utilizadas no cálculo em um período.

O cálculo do valor RMS tem uma característica peculiar referente à sua dependência com relação ao tamanho do período ou da janela de análise. Para grandes períodos, as variações rápidas, mesmo que significativas em amplitude do sinal analisado serão mascaradas pelo efeito da média e não irão alterar o valor médio do período. Por outro lado, se o período de cálculo for muito curto, essas mesmas variações serão extremamente significativas no valor da média, alterando bruscamente o valor médio quando comparado aos valores anteriores às variações (VEGA; ROIG; SAN SEGUNDO, 2007).

Segundo a norma IEC 61000-4-30, a medição do valor RMS da tensão e da corrente devem ser realizadas em um período, ou agregação, de 10/12 ciclos para 50/60Hz, respectivamente.

O período de cálculo de 10/12 ciclos deve ser utilizado apenas em regime estacionário e a própria IEC 61000-4-30 especifica que, para a análise de eventos de curta duração, deve haver um período de cálculo menor. Nesse caso, meio ciclo, conforme a Equação (3), em que " $N_a$ " é o número de amostras obtidas em um semiciclo positivo e " $N_b$ " o número obtido durante um semiciclo negativo contíguo e  $n_{pos}$  e  $n_{neg}$  são os índices das tensões  $V_{n_{pos}}$  e  $V_{n_{neg}}$ .

$$V_{RMS\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n_{pos}=1}^{Na} v_{n_{pos}}^2 + \sum_{n_{neg}=1}^{Nb} v_{n_{neg}}^2}{Na + Nb}} \quad (3)$$

Graficamente, o cálculo da magnitude de tensão eficaz para análise de eventos de curta duração (a cada meio ciclo) pode ser representado como na Figura 3, em que, após o primeiro meio ciclo completo, um valor de magnitude RMS é gerado a cada meio ciclo.

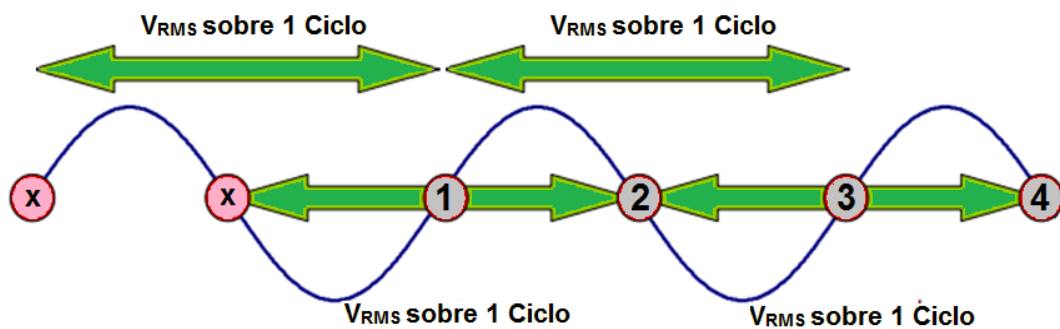


Figura 3 – Cálculo do valor RMS a cada meio ciclo

Fonte: O Autor (2011).

### 2.2.1.3 Potência e fator de potência

A definição clássica de potência pressupõe que as formas de onda de tensão e de corrente sejam puramente senoidais. Com o aumento da distorção harmônica, a teoria clássica de potência deixou de ser capaz de representar com fidelidade o fluxo de potência.

Ainda não há uma teoria de potência universal que englobe simultaneamente faturamento de energia, avaliação de QEE, detecção das principais fontes de distorção de forma de onda e cálculos teóricos para a concepção de equipamentos, tais como filtros ativos ou compensadores dinâmicos (IEEE 1459, 2010). Mas há um grande número de definições existentes para o cálculo de potência ativa, reativa, aparente e fator de potência, tanto no domínio do tempo quanto da frequência, no caso de tensões e correntes distorcidas. Como exemplo, pode-se citar os métodos de Budeanu, Shepherd, Shanon, Emanuel, Fryze e o método definido pela norma IEEE 1459 (ARRILLAGA; WATSON; CHEN, 2000).



O método de cálculo no domínio da frequência da potência para tensões e correntes distorcidas desenvolvida por Budeanu é uma expressão geral, equação (4), aceita tanto pelo IEEE quanto pelo IEC (MELO, 2010).

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (4)$$

Nessa definição, a potência aparente total  $S$  é definida em (5), potência útil  $P$  é definida em (6) e potência reativa na presença de harmônicas  $Q$  é definida em (7), em que  $V_n$  é a tensão eficaz de ordem harmônica  $n$ ,  $I_n$  é a corrente eficaz de ordem harmônica  $n$  e  $\phi_n$  é o ângulo formado entre a tensão e a corrente, ambas de ordem harmônica  $n$ .

$$S = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \quad (5)$$

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos\phi_n \quad (6)$$

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \sin\phi_n \quad (7)$$

Para finalizar a apresentação de cada um dos termos da expressão de potência de Budeanu (4), a potência “D” é definida como potência de distorção e consiste no produto cruzado entre tensões e correntes harmônicas de diferentes frequências. O valor total da potência de distorção “D” é obtido através da equação (4) na forma isolada apresentada na equação (8).

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (8)$$

Analogamente à interpretação geométrica da teoria clássica de potência como o triângulo de potências, a teoria de Budeanu pode ser interpretada geometricamente através do chamado Tetraedro de potências, conforme mostrado na Figura 4.

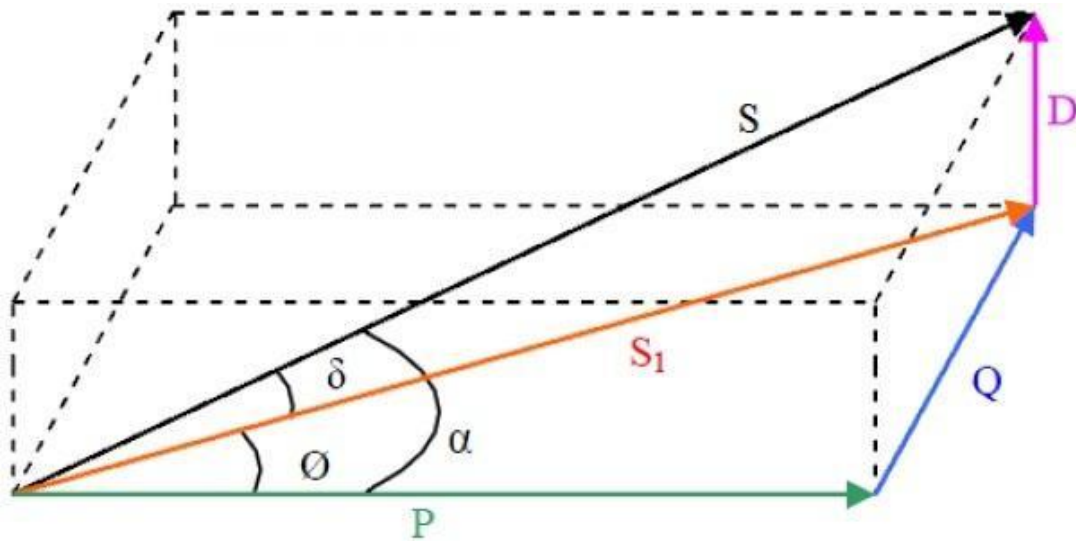


Figura 4 – Tetraedro de potências

Fonte: Melo (2010).

Embora a definição de fator de potência seja a mesma da teoria clássica de potência, ou seja, a razão entre a potência útil e a aparente com tensões e correntes distorcidas, o fator de potência não é mais definido como sendo numericamente igual ao cosseno da defasagem existente entre a tensão e a corrente. Ao substituir as equações (5) e (6) na definição de fator de potência, razão entre potência útil e potência aparente, obtém-se a expressão definida em (9).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos\phi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (9)$$

Segundo Melo (2010), pode-se desprezar a distorção de tensão, considerando-a totalmente senoidal, sem haver alteração significativa no resultado final. Assim, a equação (10) representa o fator de potência para correntes distorcidas e tensões (praticamente) senoidais.

$$FP = \frac{V_1 \cdot I_1 \cdot \cos\phi_1}{V_1 \cdot (\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2})} = \frac{I_1 \cos\phi_1}{\sqrt{I_1^2 (1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2)}} = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \quad (10)$$

Reagrupando-se os termos de (10), temos (11):

$$FP = \cos\phi_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \cos\phi_1 \cdot \cos\delta \quad (11)$$

Em que  $\cos\phi_1$  é o fator de deslocamento, ou seja, é o cosseno do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de frequência fundamental, exatamente a mesma definição de fator de potência da teoria de potência clássica.

Por inspeção em (11), obtém-se a equação (12) que representa  $\cos\delta$ , denominado fator de distorção. Com a análise do fator de distorção é possível observar que quanto maior é o nível do conteúdo harmônico existente na corrente, menor será a potência considerada útil, ou seja, menor a potência desenvolvida através da frequência fundamental, contribuindo assim para reduzir o fator de potência. Ainda em (12) pode-se reescrever o fator de distorção utilizando-se do conceito de *THDi* (*Total Harmonic Distortion*) que será apresentado posteriormente.

$$\cos\delta = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THDi}} \quad (12)$$

### 2.2.2 Distúrbios

Distúrbios são variações temporárias do estado estacionário do sistema elétrico, devido a qualquer tipo de falha de curta duração ou a mudanças repentinas como, por exemplo, operações de entrada e saída de grandes cargas, curtos circuitos na rede, manutenções preventivas, descargas atmosféricas, atuação de sistemas de proteção ou queda de linhas de transmissão.

Segundo a norma IEEE 1159 (2009), os distúrbios de qualidade de energia são separados em sete classes: transitórios, variação do valor RMS de curta duração, variação do valor RMS de longa duração, desequilíbrio, distorção de forma de onda, flutuação de tensão e variações de frequência. Destes, apenas a variação de tensão RMS de curta duração e análise de distorção harmônica da forma de onda referente à distorção da forma de onda serão implementadas no sistema.

### 2.2.2.1 Transitórios

Os transitórios são distúrbios temporários por natureza e correspondem a uma mudança nos valores de tensão, eventualmente na corrente, e são divididos em transitórios impulsivos e transitórios oscilatórios.

Os transitórios impulsivos são eventos geralmente causados por descargas atmosféricas e, portanto, repentinos e de rápida duração. Devido às altas frequências relacionadas a esse distúrbio, são amortecidos de forma rápida e, geralmente, não são conduzidos para longe de seu ponto de ocorrência (XAVIER, 2005).

Os transitórios impulsivos (exemplo na Figura 5 proveniente da Norma IEEE 1159) podem gerar problemas como a indução de altas tensões nos condutores fase (quando correntes impulsivas circulam nesses condutores em direção ao aterramento) e a elevação do potencial do condutor terra em vários kV, causando possíveis falhas em equipamentos de comunicação que têm a referência do sistema em dois pontos de terra distintos, como por exemplo, *modems* (HAFNER, 2006).

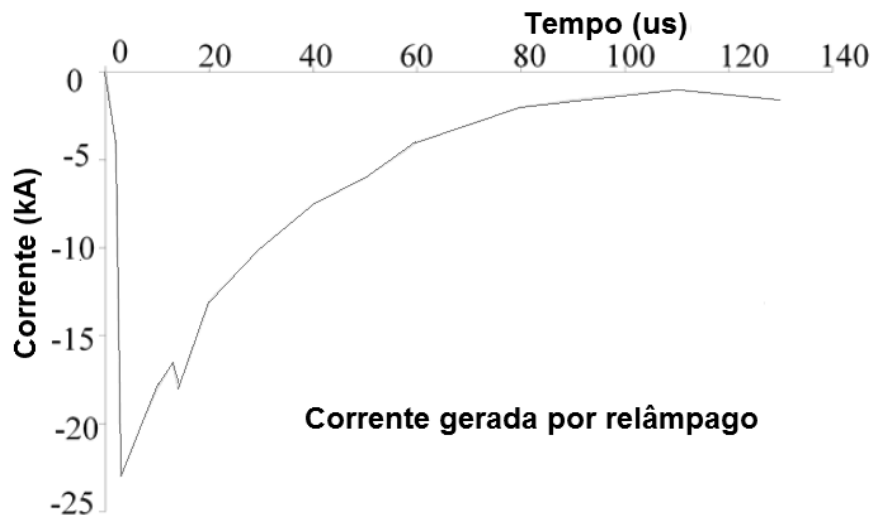
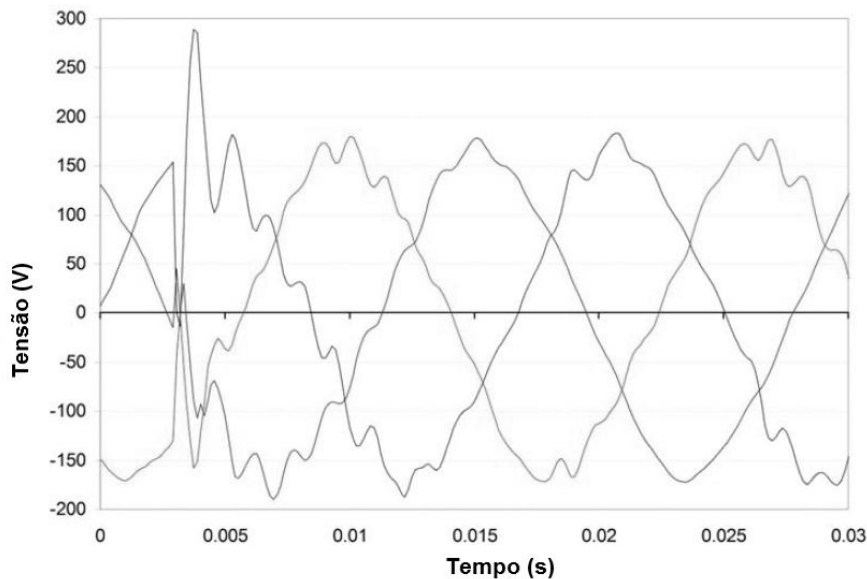


Figura 5 – Transiente de corrente impulsiva causada por descarga atmosférica

Fonte: Norma IEEE 1159 (2009)

Os transitórios oscilatórios são variações repentinas nos valores instantâneos de tensão e/ou de corrente, em que a polaridade pode mudar rapidamente, sem, no entanto, alterar a frequência fundamental da rede. Podem ser causados por reações a transitórios impulsivos ocorridos, energização de banco de capacitores e de transformadores, ferrorressonância, entre outros fenômenos (XAVIER, 2005).

Transitórios oscilatórios de alta frequência são, na maioria das vezes, consequência de algum tipo de chaveamento ou resposta a um transiente impulsivo. Os transitórios oscilatórios de média frequência podem se originar quando há operações em linhas de transmissão e cabos da rede, na energização de banco de capacitores ou também como resposta a transitórios impulsivos. O efeito da energização de banco de capacitores é mais intenso quando a energização está próxima a outros bancos já energizados (*back-to-back capacitors switching*). Os transitórios oscilatórios de baixa frequência são causados, principalmente, por energização de banco de capacitores quando a frequência base está entre 300Hz e 900Hz, com picos de magnitude que podem ser superiores a 2.0p.u. (200% do valor nominal), demonstrado na Figura 6.



**Figura 6 – Transiente de tensão causado por chaveamento de banco de capacitores**

**Fonte: Norma IEEE 1159 (2009).**

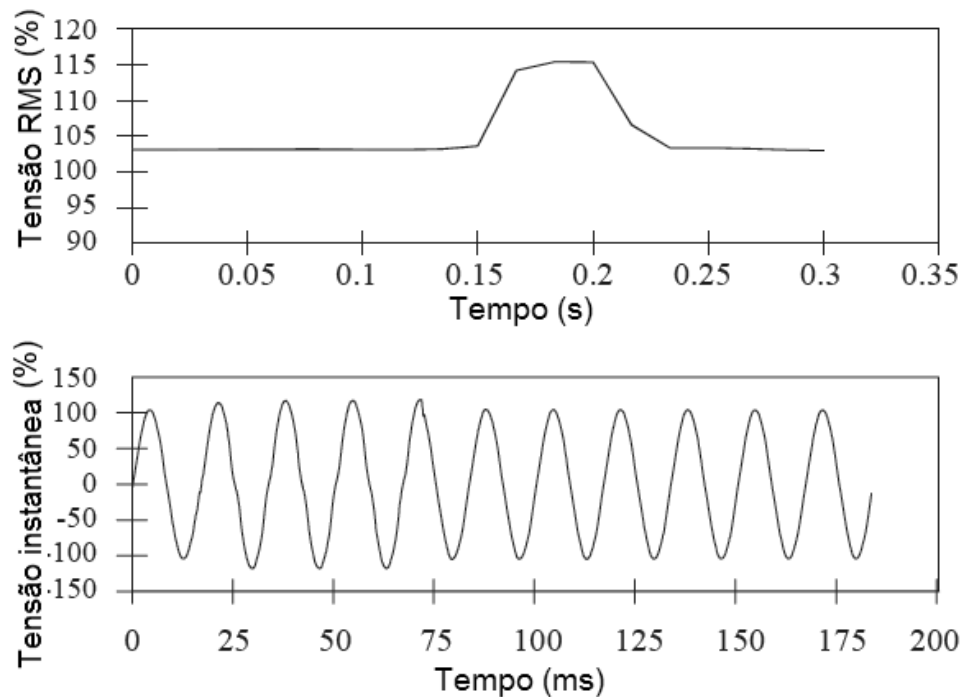
#### 2.2.2.2 Variação do valor RMS de curta e de longa duração

Estes tópicos, classicamente, são apresentados como distúrbios diferentes, inclusive na norma IEEE 1159. No entanto, tanto a variação de tensão de curta duração – VTCD (ou STVC - *Short Term Voltage Changes*), como a variação de tensão de longa duração – VTLD (ou LTVC - *Long Term Voltage Changes*) têm as mesmas características elétricas, diferindo nas causas e, conseqüentemente, diferindo nos tempos de duração.

Essas mudanças na tensão podem causar problemas sérios para os equipamentos sensíveis ligados ao sistema elétrico, ocasionando um mau funcionamento, instabilidade, erros na transferência de dados, que podem levar à inutilização desses equipamentos (FERREIRA FILHO et al., 2007).

Há três tipos de eventos de variação de tensão: interrupção, afundamento de tensão e elevação de tensão, todos descritos na norma IEC 61000-4-30. Os eventos de variação de tensão, seja de curta ou de longa duração, são caracterizados pelo par ordenado M&D (Magnitude & Duração), que representa a magnitude do evento, em geral, representada por uma porcentagem do valor nominal da rede, e a sua duração, que pode ser expressa em milissegundos, segundos, ou ciclos. Para se obter uma boa resolução da duração de eventos de curta duração é necessário utilizar o método do cálculo de magnitude RMS da tensão a cada meio ciclo.

A elevação de tensão é um aumento da magnitude de tensão do sistema a um nível acima do limite de elevação. Esse evento, representado pela Figura 7, se inicia quando a tensão de pelo menos uma das fases sobe acima do limite de elevação e acaba quando a tensão de todas as fases é igual ou inferior a esse limite, menos uma tensão de histerese. Esse fenômeno está associado a faltas no sistema elétrico, como a falta de uma fase terra, que pode gerar um acréscimo de tensão nas demais fases, e, também, a manobras no sistema elétrico, como a remoção de grandes cargas ou a desenergização de bancos de capacitores devido à parada de compensação de reativos (IEC 61000-4-30, 2008; IEEE 1159, 2009).



**Figura 7 – Sobretensão causada por curto entre fase e neutro**

Fonte: Norma IEEE 1159 (2009).

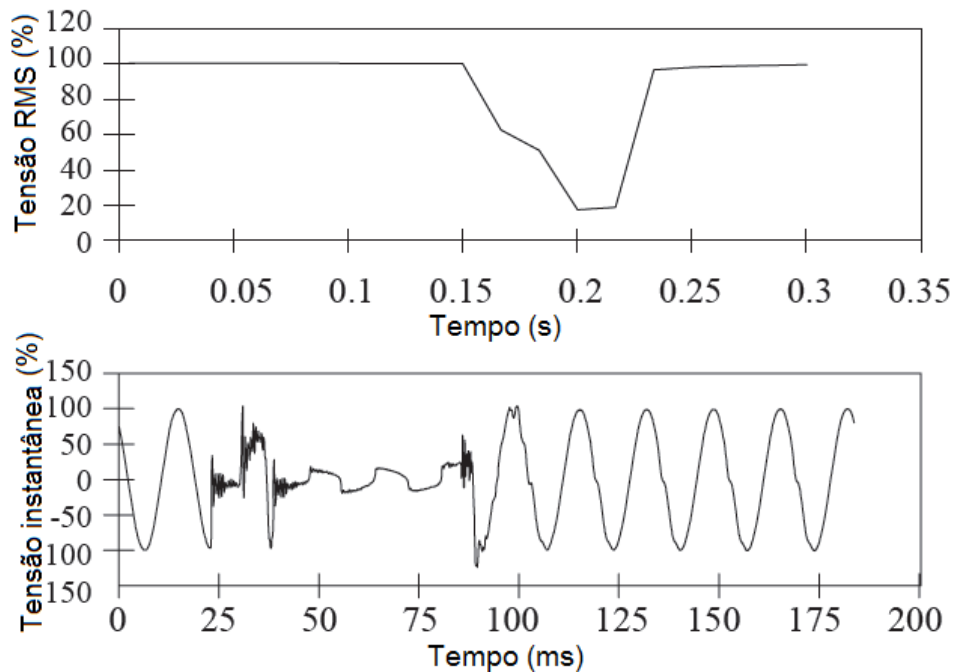
As elevações de tensão são incomuns no sistema elétrico. Porém a ocorrência de elevações de grande intensidade ou longa duração provoca a queima imediata de cargas sensíveis, como equipamentos eletrônicos e bancos de capacitores, além de reduzir a vida útil de equipamentos mais robustos (FERREIRA FILHO et al., 2007).

Quando relacionadas com variações de tensões de longa duração, as elevações de tensão são denominadas sobretensão (*overvoltage*) e são consideradas pela norma IEEE 1159 como de longa duração, quando a duração for superior a 1 minuto, enquanto o Módulo 8 do PRODIST só considera como de longa duração a partir de 3 minutos. Já a VTCD é denominada *swell* e é classificada em instantâneos (*instantaneous*) – com duração entre 0,5 e 30 ciclos; momentâneas (*momentary*) – com duração entre 30 ciclos e 3 segundos; e temporárias (*temporary*) – quando dura de 3 segundos até o limite de ser considerada de longa duração. Para o PRODIST não há distinção entre instantânea e momentânea, sendo ambas consideradas momentâneas.

Para sistemas polifásicos, as elevações de tensão podem iniciar em uma fase e terminar em outra. O valor limite de elevação de tensão é superior a 110% da tensão nominal), embora a IEEE 1159 considere outros valores dependentes da classificação quanto à duração do evento, como por exemplo, no caso de variações

de tensão instantâneas, o intervalo é de 110% a 180% do valor nominal; no de variações momentâneas, de 110% a 140% do valor nominal e no de temporárias e de longa duração, de 110% a 120% do valor nominal. Esses valores podem variar com usos e contratos diferenciados.

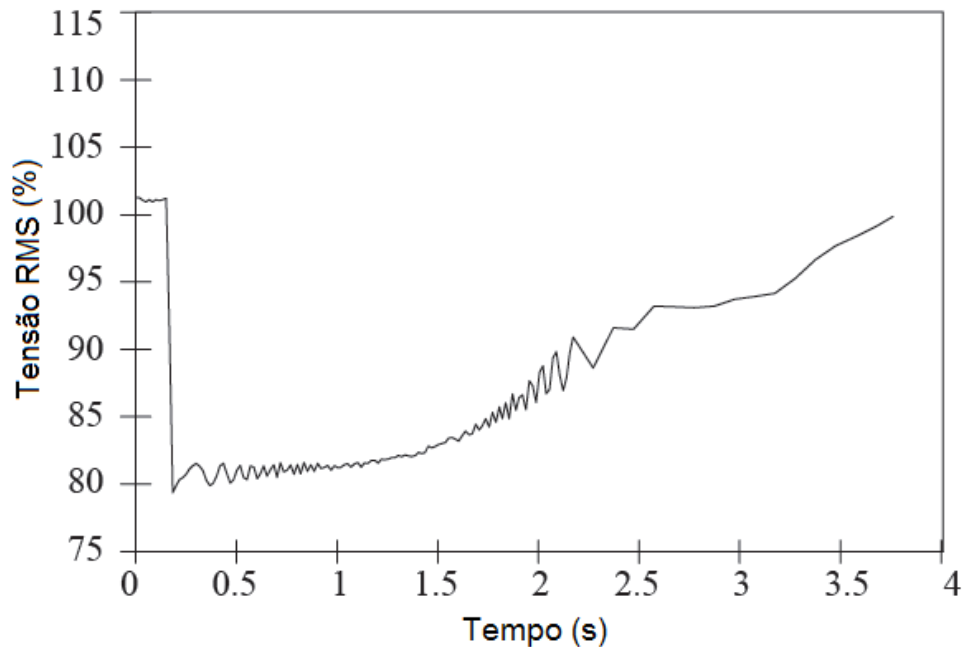
Afundamentos de tensão (*voltage sag/undervoltage* – termos utilizados pelo IEEE, ou *voltage dips* – termo utilizado pelo IEC) são reduções da magnitude da tensão do sistema a um nível abaixo de um limite. Esse evento se inicia quando a tensão de pelo menos uma fase cai abaixo do limite de afundamento e acaba quando a tensão de todos os canais é igual ou superior ao limite de afundamento, mais uma tensão de histerese. Os afundamentos estão associados, em geral, a falhas do sistema, como curto-circuito entre fase e neutro, ilustrado pela Figura 8, como chaveamento de grandes cargas, por exemplo, o acionamento de grandes motores, ilustrado na Figura 9, ou, ainda, por falta de compensação de reativos (FERREIRA FILHO et al., 2007).



**Figura 8 – Afundamento de tensão causado por curto entre fase e neutro**

Fonte: Norma IEEE 1159 (2009).





**Figura 9 – Afundamento de tensão causado por acionamento de grandes motores**  
**Fonte: Norma IEEE 1159 (2009).**

Quando relacionados com variações de tensões de longa duração, os afundamentos de tensão são denominados subtensões (*undervoltages*) e à diferença do nome, que para VTCD é *sag/dip*, as classificações são idênticas às de elevação de tensão.

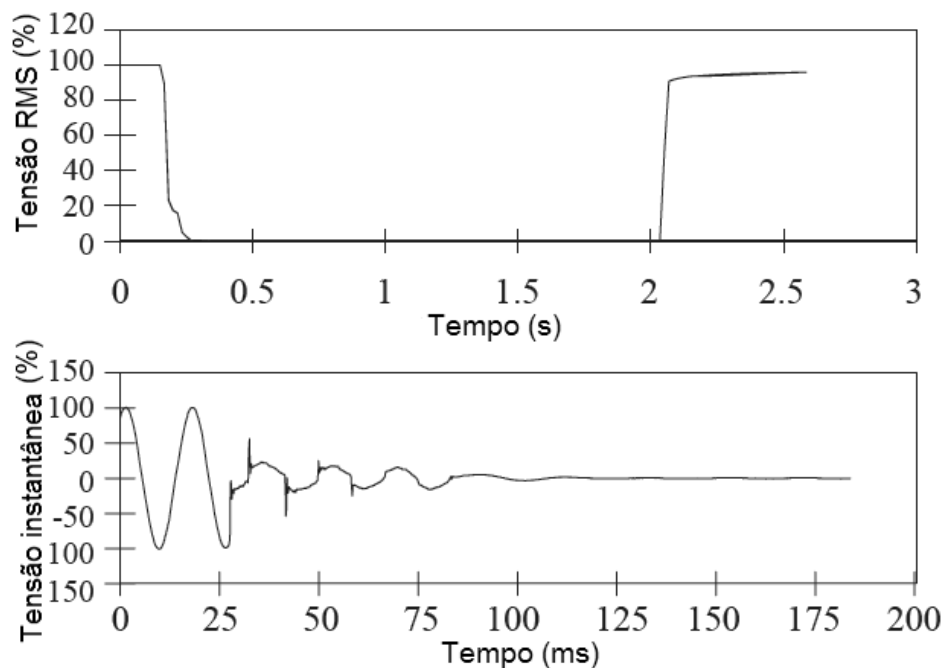
Para sistemas polifásicos, os afundamentos de tensão podem iniciar em uma fase e terminar em outra. O valor limite de afundamentos de tensão é tipicamente inferior a 90% da tensão nominal e superior ao limite de interrupção (IEC 61000-4-30), embora a IEEE 1159 considere para as subtensões um intervalo válido entre 80% e 90% do valor nominal. Os valores das normas podem variar com usos e contratos diferenciados.

A interrupção pode ser entendida como um caso muito severo de afundamento de tensão. Trata-se da redução na tensão do sistema a um nível muito inferior à tensão nominal, quando a tensão cai abaixo do limite de interrupção. A norma IEC 61000-4-30 estabelece que a interrupção só tem seu início quando todos os canais de tensão ficam abaixo do limite de interrupção e tem seu fim quando qualquer uma das fases sobe a um valor superior ao limite de interrupção mais a histerese.

As interrupções podem ser consequência de falhas no sistema elétrico, em equipamentos, ou devido ao mau funcionamento de sistemas de controle e sua

duração depende da resposta do sistema de proteção que gerou a falha ou do tempo de manutenção do sistema que falhou. Algumas interrupções podem ser precedidas de afundamentos de tensão, pois se a interrupção é precedida por uma falta do sistema, um afundamento persistirá até que algum sistema de proteção atue e, só então, a interrupção será gerada.

Após uma interrupção, se a tensão da rede não cair a zero instantaneamente, pode restar uma tensão remanescente devido ao efeito da força contra-eletromotriz proveniente de motores de indução no sistema interrompido. Na parte superior da Figura 10 é demonstrada uma interrupção em que o sistema fica desligado por aproximadamente 1,7s, quando, então, o sistema de proteção reinicia a alimentação. O limite de interrupção pode ser, por exemplo, de 10% da tensão nominal, embora a IEC 61000-4-30 considere um intervalo de até 5%.



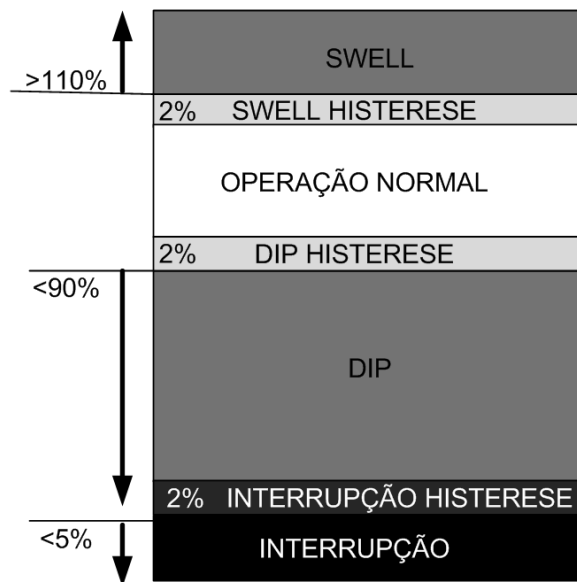
**Figura 10 – Interrupção seguida de reinicialização**

Fonte: Norma IEEE 1159 (2009).

É importante salientar que a interrupção de uma fase pode ser considerada como interrupção para um consumidor monofásico, mas não ser considerada para um polifásico. Quando relacionadas com variações de tensões de longa duração, as interrupções são denominadas de interrupções sustentadas (*sustained interruptions*) e são consideradas pela norma IEEE 1159 como de longa duração, quando são superiores a 1 minuto, enquanto o Módulo 8 do PRODIST considera como de longa duração a partir de 3 minutos. Já as interrupções de curta duração são classificadas

em momentâneas (*momentary*) – quando duram de 0,5 ciclos até 3 segundos; e temporárias (*temporary*) – quando duram de 3 segundos até o limite de serem consideradas de longa duração.

A histerese mencionada várias vezes é um artifício que evita considerar como múltiplos eventos um evento de variação de tensão cuja magnitude varie próximo aos valores limites. O valor sugerido de histerese pela norma IEC 61000-4-30 é 2% do valor nominal. A Figura 11 é a forma gráfica de representação dos limites e da histerese dos limites de interrupção, afundamento e elevação de tensão.



**Figura 11 – Limites e suas histereses para eventos de variação de tensão**

Fonte: O Autor (2009).

Reconhecendo a susceptibilidade de cargas sensíveis a esses distúrbios, mais especificamente aos afundamentos de tensão de curta duração, muitos fabricantes têm obtido conexões especiais (também chamadas “*premium*”) nas concessionárias de energia elétrica, usando alimentadores duplos e independentes de distribuição, conexão direta à rede de transmissão em alta tensão, ou mesmo uma rede elétrica com alto grau de confiabilidade. Tais tipos de conexão ao sistema elétrico praticamente eliminam desligamentos por falta de energia e normalmente atingem níveis muito altos de confiabilidade e disponibilidade. Porém, VTCD, em particular os afundamentos de tensão, não podem ser eliminados e, atualmente, constituem os mais significantes problemas de QEE, pois levam a grandes perdas econômicas (DIVAN; GARCIA; NAVES, 2005).

Uma forma de representar os eventos de variação de tensão é através da curva ITI. Originalmente desenvolvida na norma IEEE 466, em 1995, e revisada em

2000, a curva ITI foi publicada pelo Comitê Técnico 3 do ITI (*Information Technology Industry Council*), formalmente conhecido por CBEMA (*Computer & Business Equipment Manufacturer's Association*). Trata-se de um gráfico cujo eixo vertical é a porcentagem da tensão nominal aplicada a um circuito e o eixo horizontal é o tempo que a tensão é aplicada, em escala logarítmica. Nele está delineado o envelope da tensão de entrada na fonte de equipamentos eletrônicos sensíveis que pode ser tolerada sem nenhuma alteração do seu funcionamento apropriado (ITI, 2000).

Na curva ITI mostrada na Figura 12 pode-se observar três regiões bem definidas: a região “tensão aceitável”, em branco, onde o equipamento sensível deverá manter seu funcionamento normal; a região “sem dano”, localizada abaixo da linha denominada condição de subtensão, em que, embora possa haver interrupção do funcionamento normal do equipamento, danos permanentes não ocorrerão; e a região “proibida”, localizada acima da linha denominada condições de sobretensão, em que, além de alterar o funcionamento do equipamento, existe risco de danos permanentes. A curva mostrada é aplicável à tensão nominal de 120V e 60Hz; para outras tensões e frequências nominais a aplicabilidade dessa curva deve ser reconsiderada (ITI, 2005).

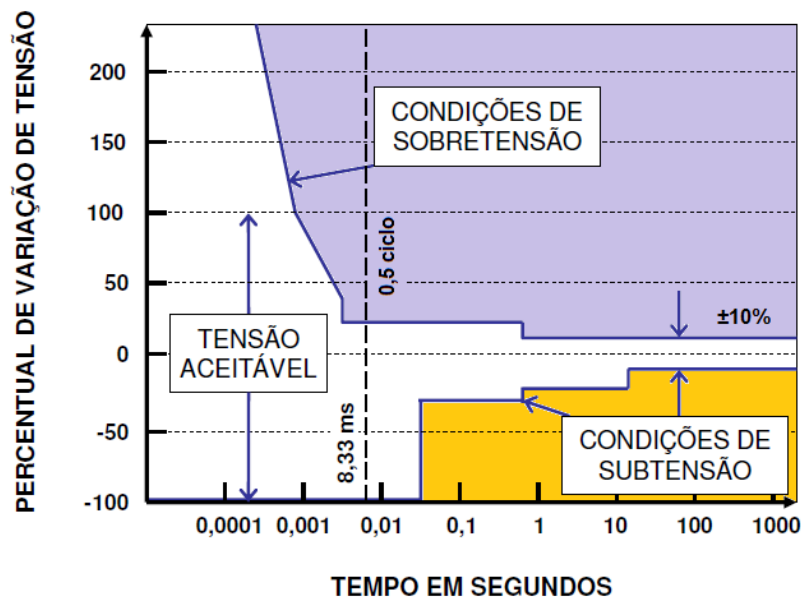


Figura 12 – Curva ITI para representar variações de tensão

Fonte: Hafner (2006).

A norma IEC 61000-4-30 também explicita as mudanças rápidas de tensão ou RVC (*Rapid Voltage Changes*), outro evento relacionado à variação de tensão. Uma mudança rápida de tensão é uma transição rápida do valor eficaz da tensão

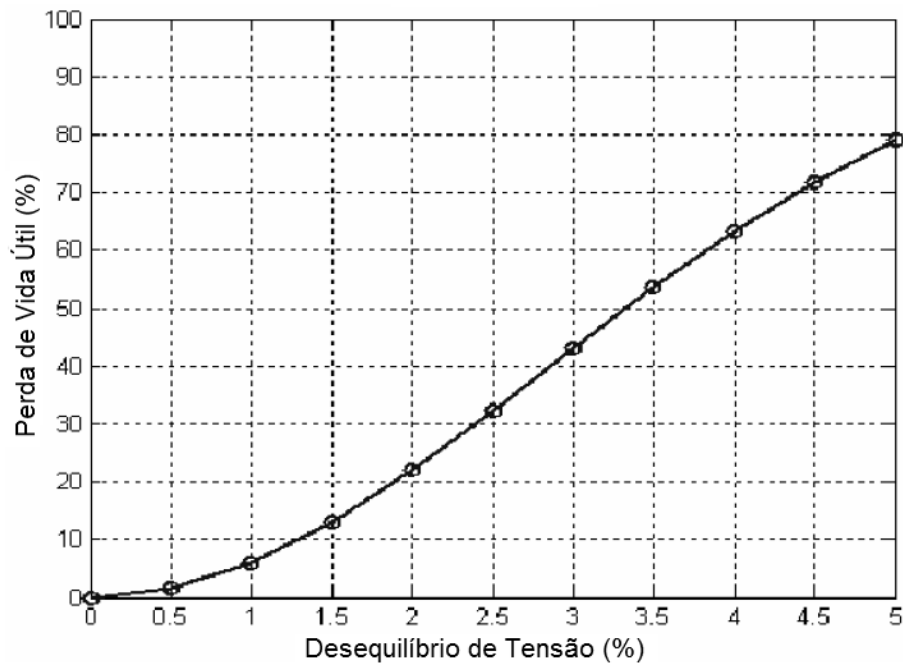
entre duas condições de estados estacionários. Para medir essas mudanças rápidas de tensão, é necessário para cada índice definir: a mínima taxa de mudança, a mínima duração de um estado estacionário, a mínima diferença de tensão entre as duas condições de estados estacionários, a máxima tensão de mudança durante o período de transição (tensão característica de mudança) e a estabilidade das condições do estado estacionário. A tensão durante os eventos de RVC não deve exceder os limites de afundamento e elevação de tensão. O parâmetro característico das RVC é a diferença entre a tensão do estado estacionário atingido e o estado estacionário inicial (IEC 61000-4-30, 2008).

### 2.2.2.3 Desequilíbrio de tensão

O desequilíbrio ou desbalanço de tensão (*voltage imbalance*) se caracteriza quando qualquer uma das tensões de um sistema trifásico não é idêntica em magnitude entre si ou quando a defasagem entre elas é diferente de  $120^\circ$ . O formato fasorial é a maneira usual de representar as tensões trifásicas, representadas por uma magnitude e um ângulo de defasagem, embora também seja possível representar tensões trifásicas no domínio da frequência pelo método das componentes simétricas.

Em geral, a origem dos desequilíbrios de tensão está nos sistemas de distribuição e nas cargas desbalanceadas, seja devido às cargas monofásicas distribuídas inadequadamente; aos consumidores com alimentadores trifásicos que possuem uma má distribuição de cargas na planta ou às cargas trifásicas desbalanceadas que impõem correntes desequilibradas no circuito da concessionária (BERNARDES; ROCHA, 2009).

Desequilíbrios de tensão podem elevar a temperatura em motores, o que implica redução de expectativa de vida útil devido à degradação do isolante dos enrolamentos. A Figura 13 ilustra a estimativa de redução da vida útil em relação ao desequilíbrio de tensão no sistema de alimentação (BERNARDES; ROCHA, 2009).



**Figura 13 – Desequilíbrio de tensão vs redução da vida útil nos motores de indução trifásicos**  
**Fonte: Bernardes e Rocha (2009).**

#### 2.2.2.4 Distorção de forma de onda

É definida como o desvio da forma de onda ideal (senoidal de frequência fundamental) em regime estacionário, caracterizada, principalmente, pelo conteúdo espectral do desvio. Existem cinco tipos principais de distorções da forma de onda que serão melhor caracterizados a seguir.

##### 2.2.2.4.1 Nível CC

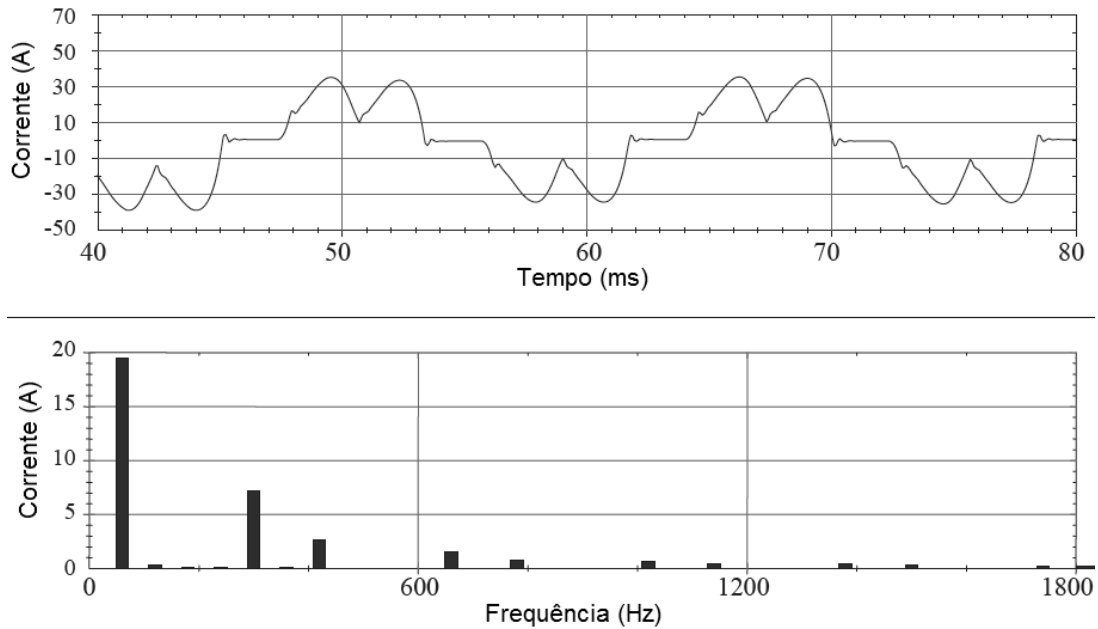
A presença de uma tensão ou corrente contínua (CC) em um sistema de alimentação de corrente alternada é denominado nível CC, ou *CC offset*, e pode ocorrer devido ao efeito da retificação de meia onda. Nível CC em redes de corrente alternada pode ser prejudicial devido a um aumento na saturação do transformador resultando em redução da vida útil (IEEE 1159, 2009).

#### 2.2.2.4.2 Harmônicas

Harmônicas são tensões ou correntes senoidais de frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental (50Hz ou 60Hz), na qual opera o sistema de energia elétrica, que, combinadas com a tensão ou corrente fundamental, distorcem as formas de onda da tensão e corrente e são oriundas de equipamentos e cargas com características não lineares instalados no sistema de energia (IEEE 1159, 2009).

Grande parte dos problemas que surgem nos sistemas elétricos, que podem ser vistos como um tipo de poluição do ambiente electromagnético, tem origem na excessiva distorção das correntes ou tensões junto ao consumidor final. Quase todos os equipamentos eletrônicos com alimentação monofásica ou trifásica possuem um circuito retificador na entrada, seguido de um conversor comutador do tipo CC-CC ou CC-CA. Um dos retificadores mais utilizados em equipamentos de baixa potência é o monofásico de onda completa com filtro capacitivo, que possui uma corrente de entrada altamente distorcida. O elevado conteúdo harmônico da corrente distorce a tensão de alimentação devido à queda de tensão na impedância dos condutores. Os controladores de fase, muito utilizados para controlar a potência em sistemas de aquecimento e ajustar a intensidade luminosa de lâmpadas (dimmers), também produzem formas de onda com conteúdo harmônico e interferência eletromagnética de alta-frequência. Mesmo as lâmpadas fluorescentes normais contribuem significativamente para os harmônicos na rede, devido ao comportamento não linear das descargas em meio gasoso e ao circuito magnético, que pode operar na região de saturação (MARTINS; COUTO; AFONSO, 2003).

Os níveis de distorção harmônica podem ser caracterizados por todo o espectro harmônico com magnitudes e ângulos de fase de cada componente harmônica. A Figura 14 ilustra a forma de onda no tempo e seu respectivo espectro de frequências de uma unidade de velocidade ajustável (IEEE 1159, 2009).



**Figura 14 – Forma de onda no tempo e seu respectivo espectro de frequências de uma unidade de velocidade ajustável**

Fonte: Norma IEEE 1159 (2009).

O nível de distorção harmônica pode ser também caracterizado de forma sumarizada pelo chamado índice de distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*), expresso em percentual, representa a razão entre o conteúdo harmônico que compõe o sinal analisado (tensão ou corrente RMS) e o valor RMS do sinal puramente senoidal de frequência fundamental. Matematicamente, o THD para correntes ( $THD_{i\%}$ ) é definido conforme a equação (13), em termos percentuais, em que  $n$  é a ordem harmônica,  $I_n$  é a corrente eficaz de ordem harmônica  $n$  e  $I_{1fund}$  é a componente de corrente eficaz de frequência fundamental.

$$THD_{i\%} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_{1fund}} 100\% \quad (13)$$

Embora os níveis de distorção de corrente possam ser caracterizados por um THD, como descrito acima, por vezes o THD pode apresentar valores elevados para a corrente de entrada mesmo quando se operam cargas leves. Isto torna esse índice não significativo para algumas aplicações, visto que a magnitude RMS total de corrente harmônica é baixa, apesar de sua distorção relativa ser alta (IEEE 1159, 2009).



Para caracterizar as correntes harmônicas de uma forma significativa, a norma IEEE 519 (1992) define outro termo, a distorção da demanda total (TDD - *Total Demand Distortion*). Difere do THD, pois a distorção é expressa como uma porcentagem da carga atual da corrente selecionada. Essa norma, ainda, fornece orientações para níveis de distorção harmônica de corrente e tensão em circuitos de distribuição e transmissão.

A presença de harmônicas nos sistemas de potência resulta em perdas relacionadas ao transporte e à distribuição da energia elétrica, gerando problemas de interferência com o sistema de comunicação e o mau funcionamento dos equipamentos ligados à rede, sobretudo naqueles com sistema de controle microeletrônico que é mais sensível à forma de onda da tensão e que, em geral, controlam processos de fabricação (IEEE 1159, 2009). Pode-se citar, ainda, como efeito da presença de harmônicas: o aumento das perdas por efeito Joule, da saturação, da ressonância, da vibração nos enrolamentos, do ruído audível e do aquecimento, a redução da vida útil dos transformadores e dos equipamentos rotativos, o disparo indevido de semicondutores de potência em retificadores controlados, problemas na operação de relés, disjuntores e fusíveis de proteção, o aumento na dissipação térmica dos capacitores, levando a deterioração do dielétrico, erro nos medidores de energia elétrica, a interferência eletromagnética nos equipamentos de comunicação (MARTINS; COUTO; AFONSO, 2003).

#### 2.2.2.4.3 Inter-harmônicas

Tensões ou correntes com componentes de frequências que não são múltiplos inteiros da frequência com que o sistema de abastecimento é projetado para operar (50Hz ou 60Hz) são chamadas de inter-harmônicas e podem aparecer como frequências discretas ou como um espectro de banda larga. Os efeitos das inter-harmônicas não são bem conhecidos, mas percebe-se que afetam a transmissão de dados através da rede elétrica e podem gerar cintilações em equipamentos de vídeo.

Inter-harmônicas podem ser encontradas em redes de todas as classes de tensão. As principais fontes de distorção de forma de onda inter-harmônicas são conversores estáticos de frequência, cicloconversores, fornos de indução e

dispositivos de arcos, especialmente aqueles cujo controle não está sincronizado com a frequência do sistema elétrico (IEEE 1159, 2009).

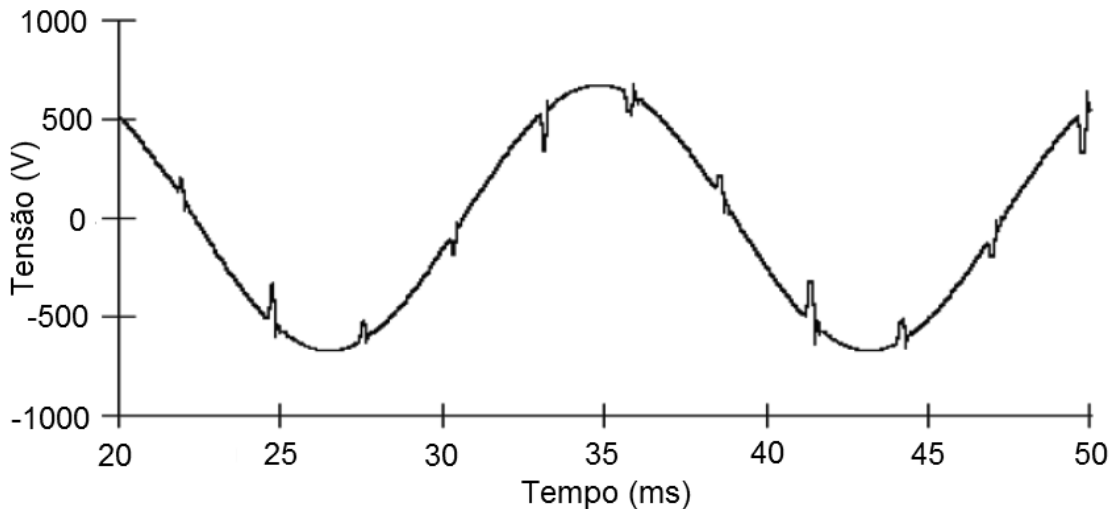
A comunicação através de ondas portadoras na rede elétrica (*main signalling voltage* ou *ripple control signal*) é uma rajada (ou *burst*) de sinais, geralmente aplicados a uma frequência não harmônica, que remotamente controla equipamentos industriais ou medidores. A norma IEC 61000-4-30 (2008) aborda esse tipo de comunicação pelo método de inter-harmônicas até frequências de 3kHz. A partir dessa frequência faz referência à norma IEC 61000-3-8.

O termo sub-harmônico não tem nenhuma definição oficial, mas pode ser considerado um caso especial de inter-harmônicas para as componentes de frequência menores que a frequência do sistema de energia. A utilização do termo componente de frequência subsíncrona é preferível, pois descreve melhor o fenômeno (RIBEIRO, 2004). Para as inter-harmônicas com componentes de frequência menor do que a frequência de alimentação, os efeitos de aquecimento são observados da mesma maneira como aqueles causados por correntes harmônicas. Além de efeitos de aquecimento, uma variedade de impactos do sistema tem sido relatada. Estes efeitos incluem o impacto na cintilação de luz (*flicker*), a tremulação de tubos de imagem, a sobrecarga de filtros sintonizados, a interferência de comunicação e saturação do transformador de corrente.

#### 2.2.2.4.4 Recorte ou entalhe

O recorte ou entalhe (*Notching*) é descrito em detalhes pela norma IEEE 519 e se caracteriza como uma perturbação periódica de tensão causada pela operação normal de dispositivos eletrônicos de potência. Esse distúrbio, embora tenha altas frequências associadas, o que permitiria classificá-lo como transiente, tem a característica de ser periódico, o que permite caracterização através do espectro harmônico e, portanto é considerado como distorção da forma de onda (IEEE 1159, 2009).

Conversores trifásicos que produzem saída contínua são a causa mais importante de recortes de tensão (Figura 15). Os recortes ocorrem quando a corrente comuta de uma fase para outra, e um curto circuito momentâneo surge entre duas fases.



**Figura 15 – Forma de onda com distorção por entalhe**

**Fonte: Norma IEEE 1159 (2009).**

#### 2.2.2.4.5 Ruído

O ruído (*Noise*) consiste em qualquer distorção indesejada do sinal elétrico que não pode ser classificado como distorção harmônica ou transiente. O ruído é um sinal elétrico indesejado, com conteúdo espectral de banda larga, geralmente inferior a 200kHz, sobreposta à tensão ou à corrente do sistema elétrico.

O ruído em sistemas de potência pode ser causado por dispositivos eletrônicos de potência, circuitos de controle, equipamentos de arco, cargas com retificadores de estado sólido e fontes chaveadas. Problemas de ruído são mais evidentes quando o aterramento é inadequado ou quando possuem magnitude superior a 1% da magnitude da tensão. Podem causar distúrbios em dispositivos eletrônicos, como microcomputadores e controladores programáveis, mas os distúrbios podem ser atenuados através da utilização de filtros, transformadores de isolamento e condicionadores de linha (IEEE 1159, 2009).

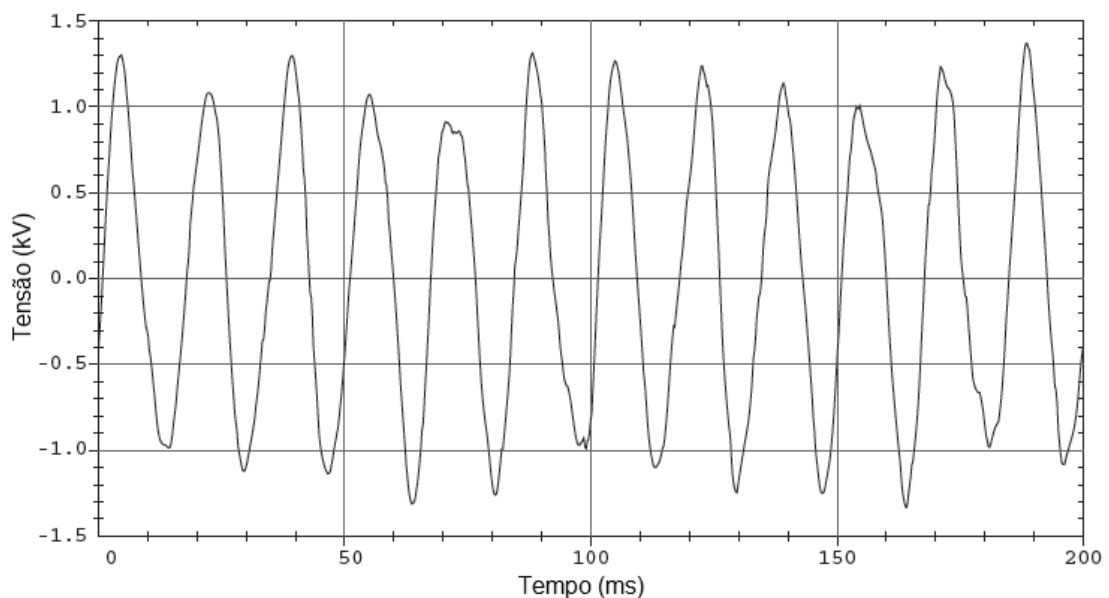
### 2.2.2.5 Flutuação de tensão

Flutuações de tensão (*voltage fluctuations*) são variações do valor eficaz da tensão, e podem ser em degraus regulares ou irregulares no tempo como aquelas produzidas por máquinas de solda ou laminadoras, ou ainda aleatórias como as produzidas por fornos a arco (ARRILLAGA; WATSON; CHEN, 2000).

A amplitude das variações de tensão não é suficiente para causar danos permanentes aos equipamentos elétricos ou eletrônicos, embora possam causar imprecisões, erros ou desligamento em equipamentos sensíveis ou ainda o fenômeno denominado de cintilação luminosa (*flicker*). É importante ressaltar que a flutuação de tensão é um fenômeno eletromagnético e cintilação luminosa é uma consequência indesejada desse fenômeno, não devendo ser utilizados como sinônimos (IEEE 1159, 2009).

A cintilação luminosa é definida como a impressão de desconforto experimentado pela visão humana resultantes da variação do fluxo luminoso das lâmpadas elétricas alimentadas por uma rede sob flutuação de tensão. Dentre os efeitos adversos da cintilação luminosa podem-se citar dificuldades para leitura, incômodo visual, dor de cabeça.

Flutuações de tensão geralmente aparecem como uma modulação da onda de frequência fundamental e essa modulação pode ser, por exemplo, retangular ou senoidal (conforme mostrado na Figura 16).



**Figura 16 – Flutuações de tensão senoidal e retangular**

**Fonte: IEEE 1159 (2009).**

A norma IEC 61000-4-15 propõe o método de medição para análise de *flicker*, descrevendo as partes integrantes do dispositivo do medidor. Essa mesma norma é referida como método proposto para análise de *flicker* no Módulo 8 do PRODIST. A norma IEC 61000-3-3 estabelece limites para mudanças de tensão, flutuações de tensão e cintilação (*flicker*) em sistemas de distribuição de baixa tensão em equipamentos de consumo menor ou igual a 16A por fase.

#### 2.2.2.6 Variação de frequência

A variação de frequência é o desvio da frequência fundamental do sistema de seu valor nominal especificado (50/60Hz). O tamanho da variação da frequência e sua duração dependem das características da carga e da resposta do sistema de geração às suas mudanças. Pequenas mudanças de frequência instantânea ocorrem continuamente devido à comutação de cargas e são locais, ou seja, mais pronunciadas na carga; dessa forma, o sistema de geração, em geral, não reage a elas.

As variações de frequência saem dos limites admitidos para o estado estacionário do sistema elétrico quando há grandes falhas ou operações no sistema de transmissão de energia que acarretem em conexão ou desconexão de um grande bloco de carga ou de uma grande fonte geradora.

As variações da frequência fundamental que afetam o funcionamento das máquinas rotativas ou de processos que derivam seu sincronismo a partir da frequência da rede são raras nos sistemas modernos interligados de potência. As variações de frequência críticas são mais prováveis de ocorrer quando um equipamento está ligado a um sistema elétrico isolado, pois, geralmente, a potência de tais geradores é pequena e a inércia rotacional desses sistemas é relativamente baixa, o que pode comprometer a resposta do gerador para mudanças bruscas de carga.

O Módulo 8 do PRODIST estabelece que em condições normais de operação e em regime permanente, o sistema elétrico deve operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9Hz e 60,1Hz. As instalações de geração conectadas ao sistema de distribuição devem garantir que a frequência retorne para a faixa de operação normal no prazo de 30 segundos após sair desta faixa, para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração. O tempo de recuperação é ainda

menor para variações de frequência maiores, e, em condições extremas, podem ocorrer cortes de geração ou de cargas para permitir a recuperação do equilíbrio do sistema elétrico.

### 3 PROPOSIÇÃO DE ALGORITMOS PARA ANÁLISE DE QEE

Baseado na revisão das normas e dos respectivos parâmetros e eventos nelas descritos, para uma abordagem inicial à medição de parâmetros da QEE, foram selecionados a frequência fundamental da rede, o valor eficaz de tensão e de corrente, as potências ativa, reativa e aparente, bem como o fator de potência além da avaliação do conteúdo harmônico através do THD. A escolha foi baseada em uma lista de prioridades dos parâmetros e índices a serem medidos descritos no anexo A4 da norma IEC 61000-4-30. Adicionalmente aos parâmetros escolhidos, os distúrbios escolhidos para análise foram os eventos de variação de tensão de curta duração (afundamentos, elevações e interrupções de tensão).

#### 3.1 FFT

Uma das ferramentas matemáticas mais utilizadas para análise de sinais em processamento de sinal é a análise de Fourier. No ano de 1807, o francês Jean Baptiste Joseph Fourier propôs a decomposição de um sinal periódico qualquer em um somatório de sinais senoidais de diferentes frequências. O sinal no domínio da frequência é caracterizado pelo ângulo e pela amplitude de cada uma das diferentes frequências. Esta análise pode ser vista como uma transformação matemática (ou mapeamento) do domínio do tempo para o domínio da frequência, como mostrado na Figura 17 (GARCIA et al., 2009).

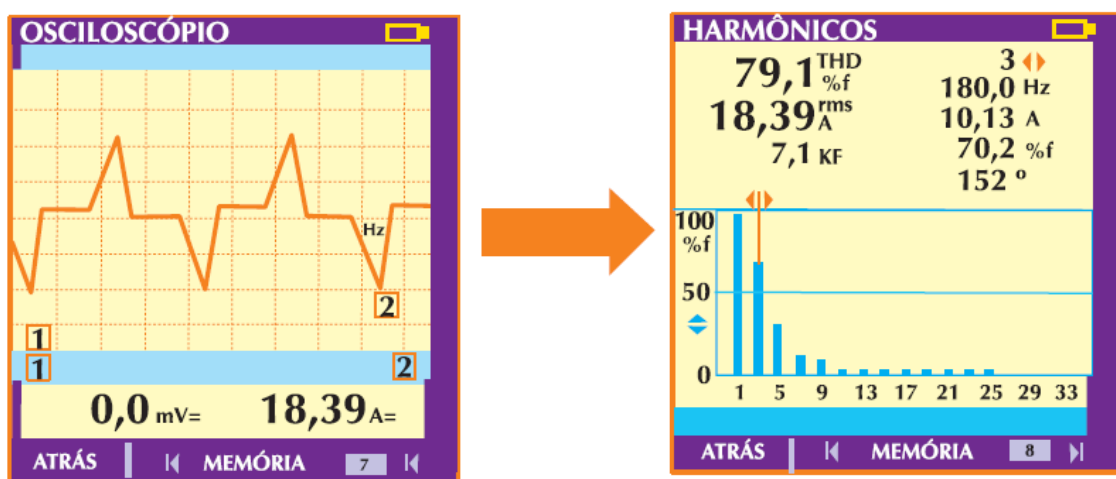


Figura 17 – Mapeamento de um sinal no tempo no domínio da frequência

Fonte: Garcia et al. (2009).

Embora existam vários algoritmos disponíveis capazes de realizar a análise harmônica de um sinal qualquer, como por exemplo, DFT, FFT, CFA, algoritmo de Goertzel, entre outros, com diferentes complexidades e diferentes desempenhos, optou-se por utilizar para os testes de análise harmônica os algoritmos FFT, pois em pesquisas preliminares foi observado que esse algoritmo estaria disponível em MATLAB e em uma biblioteca da Microchip para dsPICs, bem como para outros processadores de outros fabricantes, com documentação e exemplos disponíveis.

O objetivo específico da simulação do algoritmo FFT é entender seu funcionamento a fim de dominar completamente a descrição de um sinal discreto, tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência, dando atenção também aos problemas relacionados com taxa de amostragem, efeitos da amostragem incorreta e influência do janelamento no sinal analisado por FFT. A simulação dos algoritmos foi realizada no software MATLAB, em que é possível utilizar dados cuidadosamente sintetizados, com parâmetros conhecidos, a fim de se ter controle sobre o fluxo de dados durante o processamento da análise harmônica.

Após a proposição da série de Fourier, é possível realizar uma extrapolação da sua série, a transformada de Fourier, que é aplicável não só a sinais periódicos, mas também a sinais aperiódicos. Há um ajuste matemático que torna possível o cálculo da transformada de Fourier em sinais discretos amostrados em uma forma de onda contínua, chamada transformada de Fourier discreta ou DFT (*Discrete Fourier Transform*). A DFT tem sido aplicada com grande sucesso graças à implementação através de seu algoritmo de cálculo rápido, a FFT (*Fast Fourier Transform*), que fornece cálculos eficientes e rápidos da transformada de Fourier discreta (VEGA; ROIG; SAN SEGUNDO, 2007).

A transformada de Fourier janelada (TFJ) é a transformada de um sinal no tempo discreto multiplicada por uma função de janela. As funções janelas variam em ordem, grau de complexidade de cálculo, desempenho no domínio da frequência, tais como transição mais ou menos abrupta, oscilação na área passante, oscilação na área de rejeição, entre outras características. Pode-se citar algumas funções janeladas tais como retangular, triangular, cossenoidal quadrática (Hanning), Hamming, Gausseana, Dolph-Chebyshevde, entre outras. Com exceção do janelamento retangular, todas as outras funções janelas, no tempo, têm seus extremos externos próximos menores que no seu centro.



A ideia básica da TFJ consiste na multiplicação de um sinal de entrada  $f(t)$  por uma dada função janela  $h(t)$  cuja posição varia no tempo, isto é, divide o sinal em pequenos segmentos no tempo. Deste modo, cada espectro de frequência mostra o conteúdo de frequência durante um curto espaço de tempo (GARCIA et al., 2009). Isso faz com que ao multiplicar um conjunto de dados finitos, por uma janela, o sinal tenha uma aparência mais próxima de um sinal periódico no tempo, condição imprescindível para a utilização da FFT de forma precisa.

Após o cálculo da FFT é possível obter o módulo complexo do espectro (mapeamento do sinal no domínio da frequência) e, a partir dos módulos relacionados a cada uma das frequências, é possível calcular a distorção harmônica total. Trata-se de um índice que sozinho representa a distorção de um sinal quando comparado com uma senoide pura. Em outras palavras, o THD relaciona o valor eficaz dos harmônicos presentes no sinal e o valor eficaz do sinal senoidal puro de frequência fundamental.

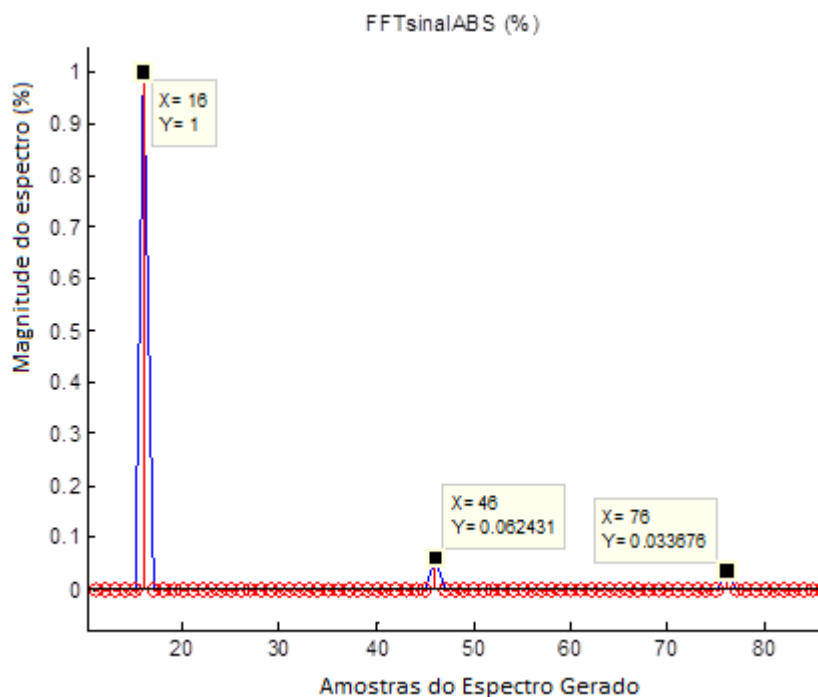
Para avaliar o funcionamento da FFT aplicado à QEE, a fim de verificar pontos de dificuldade ou limites de funcionamento, bem como possuir um padrão de comparação futura para os resultados tratados por esse algoritmo, foram realizadas algumas simulações em MATLAB com sinais sintetizados através do próprio MATLAB, sintetizações baseadas em sinais reais de onde as amplitudes e fases foram obtidas. O código fonte do *script* utilizado para tais testes no MATLAB está disponível no Apêndice A – Código Fonte da Análise de FFT.

No MATLAB foi sintetizado um sinal chamado Synthetic - um sinal de frequência fundamental  $f$  de 60Hz juntamente com sua terceira e quinta harmônicas, frequência de amostragem  $f_S$  de 8120Hz e um vetor temporal  $N$ . Nessas condições, é esperado que a frequência fundamental apareça na posição 16 do espectro, que a terceira harmônica apareça na posição 46 e que a quinta harmônica apareça na posição 76, cada uma das componentes com suas respectivas amplitudes e fase, conforme mostrado abaixo.

```
Synthetic = 0 + 1*cos( 2*pi*N*f*fS + 4.6387);%16
Synthetic = Synthetic + 0.062431 *cos( 3*2*pi*N*f*fS + 5.6029);%46
Synthetic = Synthetic + 0.033676 *cos( 5*2*pi*N*f*fS + 7.6058);%76
```

**Figura 18 – Sinal sintetizado para análise de FFT**

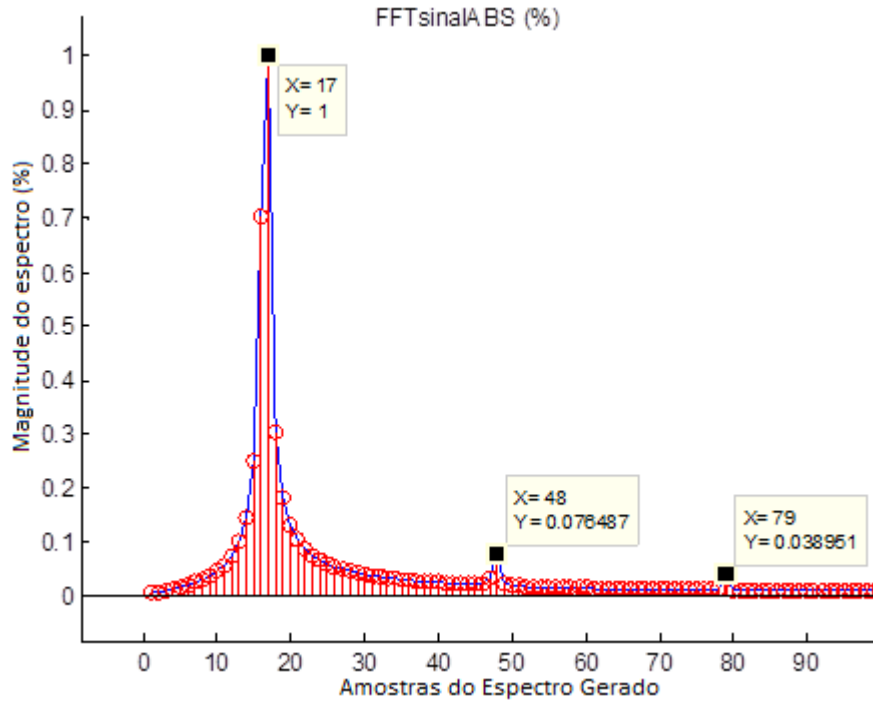
Ao realizar a FFT de um sinal sintetizado obtém-se o espectro cujo detalhe das três primeiras harmônicas é demonstrado na Figura 19. É possível observar que o espectro é um espectro ideal, composto somente de amplitudes espectrais condizentes com as amplitudes de mesmos valores utilizados na sintetização do sinal analisado e posicionadas exatamente sobre as frequências fundamentais (posição 16), terceira harmônica (posição 46) e quinta harmônica (posição 76). É importante observar que na Figura 19 está representado o início do espectro e estão presentes somente as magnitudes das frequências fundamental, terceira e quinta harmônicas.



**Figura 19 – FFT do sinal sintetizado**  
(fundamental 60 Hz,  $f_S = 8120\text{Hz}$  e  $N_{PTS} = 2048$ )

Fonte: O Autor (2011).

Entretanto, ao modificar a frequência fundamental do sinal sintetizado para 62.32Hz e mantendo os mesmos parâmetros de sintetização, o aspecto do espectro mudou radicalmente, conforme mostrado na Figura 20, demonstrando o fenômeno conhecido por vazamento espectral (*spectral leakage*) e não foi mais possível recuperar as informações de amplitude e de fase utilizadas para sintetizar o sinal.

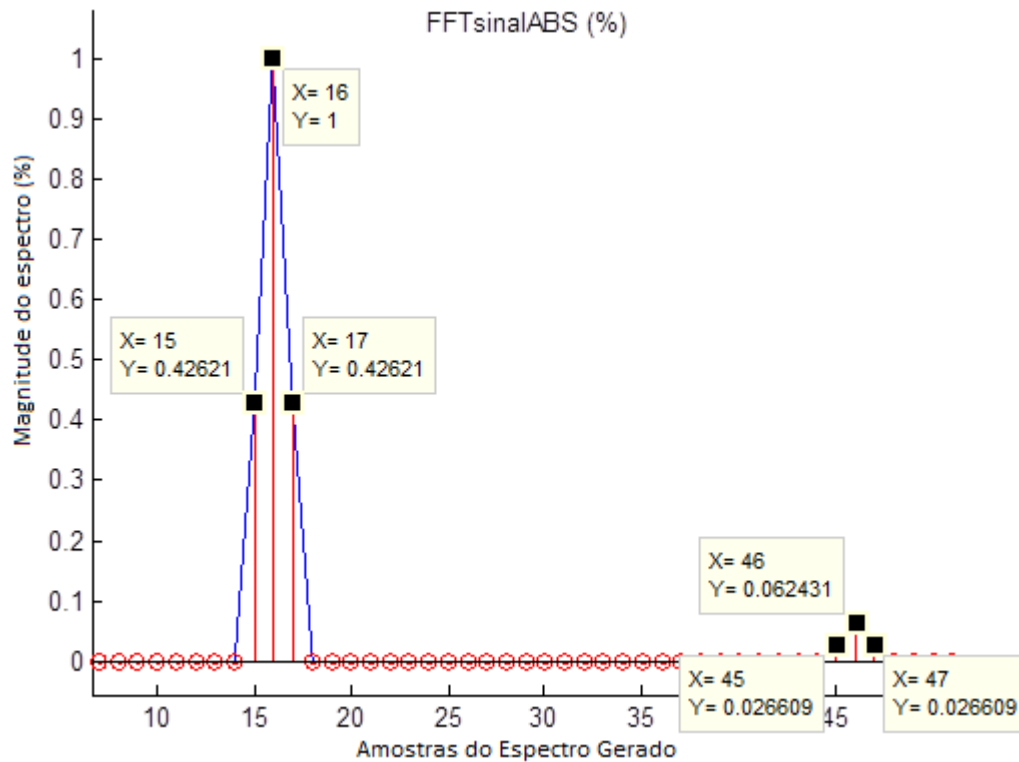


**Figura 20 – Vazamento espectral**  
(62.32 Hz,  $f_S = 8120\text{Hz}$  e  $N_{PTS} = 2048$ )

Fonte: O Autor (2011).

O motivo para a ocorrência de vazamento espectral reside no fundamento de que uma janela de dados para cálculo de FFT deve possuir um número inteiro de ciclos. Quando se utiliza uma frequência que não é um múltiplo inteiro da frequência de amostragem, esse fundamento não é atendido e ocorre o vazamento espectral.

Para tentar diminuir os efeitos desse fenômeno, por vezes a literatura recomenda a utilização de janelamento do sinal a ser analisado, a TFJ. Por esse motivo foi sintetizado novamente o sinal com frequência fundamental em 60Hz e aplicado sobre ele a função janela de Hamming, obtendo-se, após o cálculo da magnitude da FFT desse sinal, o espectro da Figura 21, mostrando apenas a frequência fundamental e a terceira harmônica.

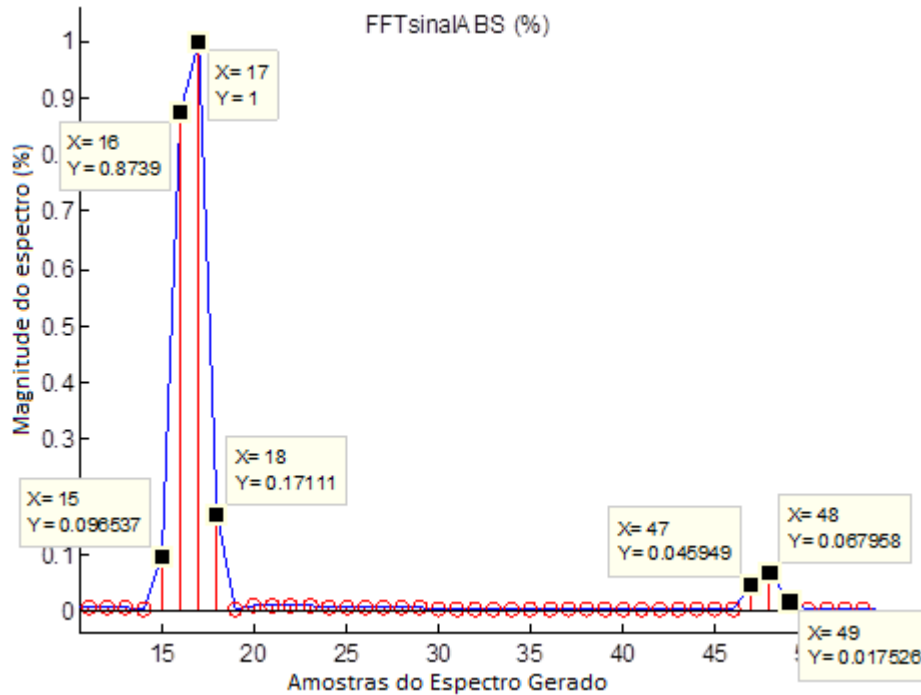


**Figura 21 – FFT com janelamento de Hamming  
(60 Hz,  $f_S = 8120\text{Hz}$  e NPTS = 2048)**

Fonte: O Autor (2011).

Nesse espectro é possível observar que além da componente espectral esperada nas posições 16 e 46, conforme a Figura 19, verifica-se que aparecem outras frequências vizinhas à frequência fundamental (15 e 17) e duas outras frequências vizinhas à terceira harmônica (45 e 47). Então, pode se concluir que, em princípio, os dois pontos simétricos em torno do pico são consequência da função janela, pois, de fato, o sinal sintetizado foi multiplicado pela função janela, sofrendo convolução no domínio da frequência.

Ao sintetizar o sinal novamente com fundamental igual a 62.32Hz, mas dessa vez com o mesmo janelamento de Hamming, também ocorre vazamento. Mas, o resultado (Figura 22), devido ao processo de janelamento de Hamming, é muito melhor se comparado ao vazamento espectral ocorrido com o janelamento retangular.



**Figura 22 – FFT do sinal sintetizado com janelamento de Hamming (62.32Hz, fS = 8120Hz e NPTS = 2048)**

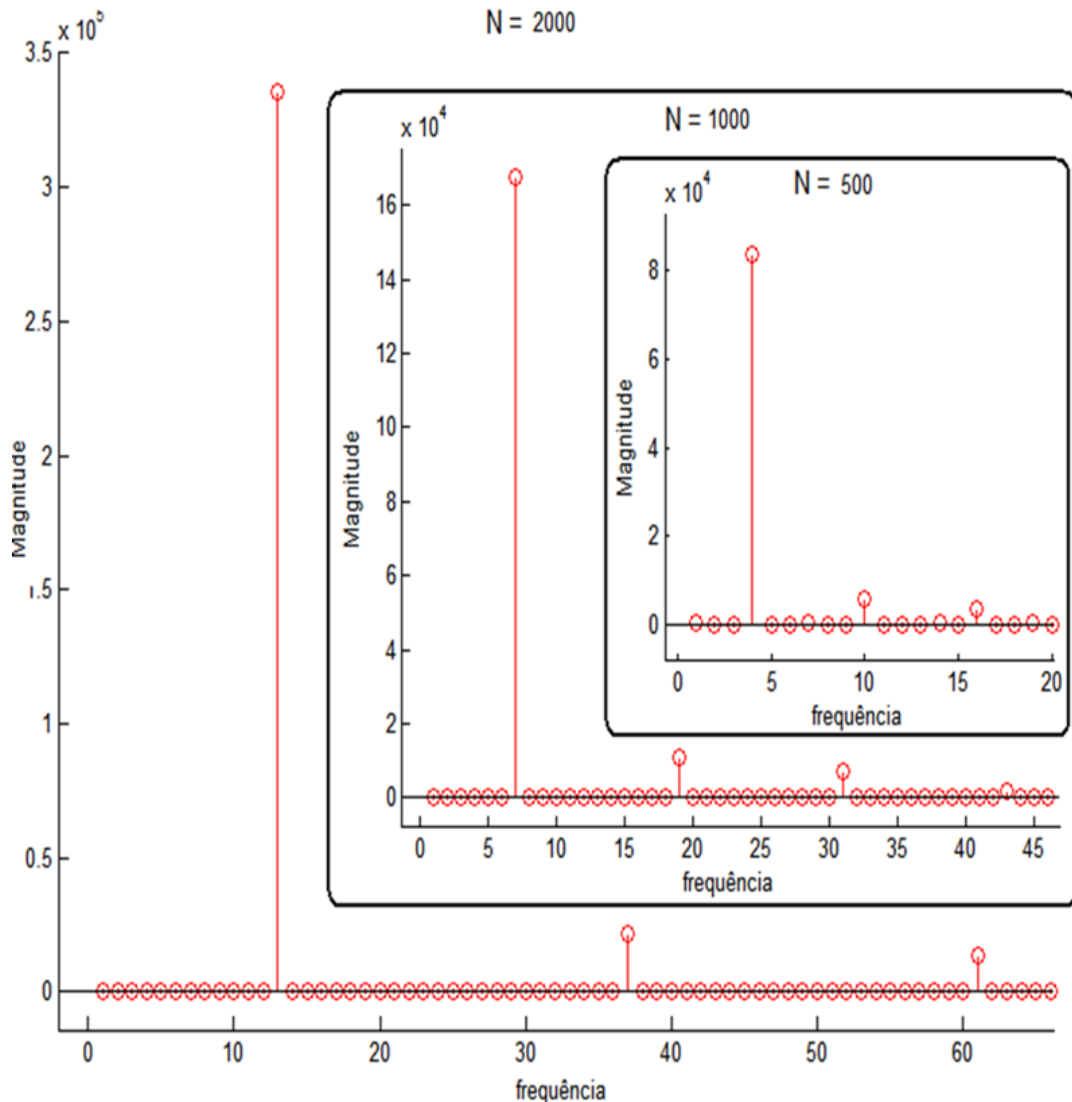
Fonte: O Autor (2011).

Pode-se perceber que o janelamento dificulta a interpretação de sinais anteriormente amostrados adequadamente e que não sofreriam vazamento espectral, mas, quando esse ocorre, melhoram sua contenção.

Quanto à análise do conteúdo harmônico, segundo a norma IEC 61000-4-7, para calcular a FFT, deve-se utilizar uma janela retangular de tamanho de 10/12 ciclos para 50/60Hz, respectivamente. Isso significa uma janela de aproximadamente 200ms, sincronizada com o *zero crossing* da forma de onda, tanto da tensão quanto da corrente. Como a taxa de amostragem é de 10.000 amostras por segundo, um total de 2000 pontos devem ser utilizados como janela da FFT.

Em geral, as chamadas de funções de FFT para microcontroladores só podem ser realizadas com um número de pontos igual a uma potência inteira de 2, e para essa taxa de amostragem, não seria viável para o DSP realizar a FFT com 2000 pontos. Para um computador, calcular uma FFT com grandes quantidades de pontos não é limitante, pois esse dispõe de memória da ordem de gigabytes. Entretanto, num DSP com 16kb de memória RAM (*Random Access Memory*), calcular a FFT para essa taxa de amostragem é extremamente crítico. Por esse motivo, foram realizados ensaios reduzindo-se à metade o número de pontos (1000

pontos) e à quarta parte (500 pontos). A Figura 23 demonstra somente o conteúdo harmônico nas baixas frequências (até a quinta harmônica).



**Figura 23 – FFT com 2000, 1000 e 500 pontos**

**Fonte: O Autor (2009).**

Como se pode observar, à medida que o número de pontos da FFT é reduzido, a resolução no domínio da frequência também diminui, ou seja, o intervalo de frequências que cada barra representa aumenta, comprometendo a análise de inter-harmônicas. O conteúdo harmônico, apesar de ter a resolução diminuída, a fim de reduzir custos computacionais, não tem sua análise comprometida.

Outra opção para reduzir o custo é reduzir a taxa de amostragem e realizar o número de pontos referente à janela 10/12 ciclos, mantendo as especificações da norma IEC 61000-4-30, mas essa redução também tem limitações, visto que é

requerida a análise harmônica até a 50ª ordem, o que para 60Hz significaria um total de 3kHz e, devido ao teorema de Nyquist, a taxa de amostragem deveria ser superior a 6kHz.

O problema de vazamento espectral requer cuidados como a escolha da taxa de amostragem, de maneira a obter um número de amostras que contemplem um número de ciclos completos do sinal analisado, bem como o valor do número de amostras por ciclo ser iguais às potências de 2 (64, 128, 256, 512, em que a 60Hz, as frequências de amostragem, seriam, respectivamente 3840, 7680, 15360 ou 30720Hz). Além disso, como a norma IEC61000-4-30 especifica que sinais de até 3kHz devem ser analisados, a frequência mínima exigida é 6000Hz. Assim, a menor taxa de amostragem que atende a norma IEC 61000-4-30 e que favorece o cálculo da FFT é de 7680Hz, com uma FFT com no mínimo 128 pontos, ou seus múltiplos inteiros. Entretanto, essa taxa de amostragem favorece, mas não impede, o vazamento espectral.

Ainda assim, o problema de vazamento espectral não é muito acentuado em QEE, uma vez que a rede elétrica possui uma frequência fundamental muito regulada, embora pequenos vazamentos espectrais desprezíveis possam ocorrer. Caso ocorra uma variação tal que gere grandes vazamentos espectrais devido à frequência fundamental, a investigação de QEE a ser realizada não está vinculada ao conteúdo harmônico, mas sim a variações de frequência.

Se, ainda assim, desejar-se calcular o conteúdo harmônico sobre sistemas com grande variação de frequência fundamental, existem técnicas para minimizar este problema como, por exemplo: a determinação de frequências de amostragem baseada na medida da frequência, superamostragem ou utilização de técnicas conhecidas como PLL (*Phase Locked Loop*) para determinação da frequência de amostragem, disponíveis tanto de maneira digital como analógica.

### 3.2 CFA

A detecção da frequência, do ângulo de fase e da amplitude da componente fundamental da tensão da rede é de grande interesse para sistemas de controle, aplicações eletrônicas e sistemas elétricos de potência de uma forma geral. Nos últimos anos, diferentes algoritmos e circuitos têm sido propostos no sentido de obter tais informações com resposta dinâmica, precisão em regime permanente e

robustez na presença de distorções harmônicas ou transitórios na tensão da rede (PÁDUA et al., 2007).

A escolha do CFA se deu, pois segundo Arrillaga, Watson e Chen (2000), possui uma complexidade relativamente baixa de implementação, proporciona resultados bastante precisos e é um processamento realizado no domínio do tempo, sendo bastante útil para confrontar com os resultados obtidos pelo método da FFT.

O algoritmo CFA é capaz de obter o melhor ajuste de formas de onda periódicas distorcidas como se fossem formas de onda senoidais puras de uma frequência determinada, por exemplo, a frequência fundamental. Para isso, o algoritmo determina, através do somatório dos mínimos quadrados, qual amplitude e fase fornecem uma forma de onda senoidal de frequência especificada que mais se aproxima da forma de onda real distorcida (ARRILLAGA; WATSON; CHEN, 2000).

O algoritmo assume uma forma de onda puramente senoidal arbitrária, demonstrada em (14), em que  $H$  é a amplitude arbitrária da senoide,  $t$  é a variável arbitrária tempo,  $\omega$  é a frequência angular determinada pela fundamental e  $\emptyset$  a fase arbitrária entre tensão e corrente.

$$v(t) = H \cdot \sin(\omega t - \emptyset) \quad (14)$$

A senoide arbitrária  $v(t)$  pode ser reescrita na forma (15), onde foi expandida pela relação trigonométrica da soma de arcos senos.

$$v(t) = H \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\emptyset) - H \cdot \sen(\emptyset) \cdot \cos(\omega t) \quad (15)$$

Assumindo-se que as equações  $F_1(t)$  (16) e  $F_2(t)$  (17) são funções senoidais puras de frequência conhecida e que a constante  $\cos(\emptyset)$  seja chamada de  $C_1$  (18) e que a constante  $\sen(\emptyset)$  seja chamada de  $C_2$  (19), pode-se reescrever (15) na forma de (20).

$$F_1(t) = \sen(\omega t) \quad (16)$$

$$F_2(t) = \cos(\omega t) \quad (17)$$

$$C_1 = H \cdot \cos(\emptyset) \quad (18)$$



$$C_2 = H \cdot \text{sen}(\phi) \quad (19)$$

$$x(t) = C_1 \cdot F_1(t) + C_2 \cdot F_2(t) \quad (20)$$

As funções  $F_1(t)$  e  $F_2(t)$  são conhecidas quando a frequência é conhecida. Para se obter a amplitude e fase, deve-se resolver o sistema de equações para  $C_1$  e  $C_2$ .

Ao fazer a amostragem do sinal a ser analisado, pode-se considerar matematicamente como o novo sinal discretizado  $X(t_k)$ , onde  $t_k$  é um tempo discretizado em que o índice  $k$  pode variar de 1 ao tamanho máximo do vetor amostrado  $K$ ,  $\Delta t$  é um período de amostragem e  $t_0$  um tempo inicial arbitrário, conforme demonstrado em (21).

$$X(t_k) = x(t_0 + k \cdot \Delta t) \quad (21)$$

Em Arrillaga, Watson e Chen (2000), a dedução é realizada de forma bastante clara, passo a passo e possui como solução a equação (22),

$$[C] = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} = [A]^{-1}[B] \quad (22)$$

em que  $[C]$  é uma matriz 2x1 composta pelos elementos  $C_1$  e  $C_2$ ,  $[A]^{-1}$  é a inversa da matriz  $[A]$ ,  $[A]$  é uma matriz 2x2 definida em (23) e  $B$  é uma matriz 1x2 e está definida em (24).

$$[A] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1(t_k) \cdot F_1(t_k) & F_1(t_k) \cdot F_2(t_k) \\ F_1(t_k) \cdot F_2(t_k) & F_2(t_k) \cdot F_2(t_k) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} F_1(t_k) \cdot X(t_k) \\ F_2(t_k) \cdot X(t_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Os elementos de  $[A]$  são chamados de  $a_{11}$ ,  $a_{12}$ ,  $a_{21}$ ,  $a_{22}$ , os elementos de  $[B]$  são chamados de  $b_1$ ,  $b_2$  e  $X(t_k)$  é o sinal de entrada discretizado com  $K$  amostras em que se deseja determinar a fase arbitrária da fundamental e a amplitude da frequência fundamental. E, uma vez que se conheça a frequência fundamental,  $a_{11}$  pode ser calculado, conforme (25).

$$a_{11} = \begin{bmatrix} F_1(t_1) \\ \vdots \\ F_1(t_K) \end{bmatrix}' \cdot \begin{bmatrix} F_1(t_1) \\ \vdots \\ F_1(t_K) \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^{K-1} F_1^2(t_k) + F_1^2(t_K) \quad (25)$$

Uma estratégia interessante para resolver esse produto de vetores, ou ainda, o somatório apresentado na solução de  $a_{11}$  é transformar (25) em uma sequência de cálculos iterativos, em que  $a_{11}$  será o último valor calculado da sequência de determinações para calcular o termo iterativo  $a_{11k}$  e para calculá-lo deve-se levar em consideração o valor da iteração anterior  $a_{11k-1}$ , conforme mostrado em (26).

$$a_{11k} = a_{11k-1} + F_1(t_k).F_1(t_k) \quad (26)$$

A mesma estratégia é empregada para cálculo de  $a_{12}$ ,  $a_{21}$  e  $a_{22}$  que estão representados em (27), (28) e (29).

$$a_{12k} = a_{12k-1} + F_1(t_k).F_2(t_k) \quad (27)$$

$$a_{21k} = F_2.F_1 = a_{21k-1} + F_2(t_k).F_1(t_k) \quad (28)$$

$$a_{22k} = F_2.F_2 = a_{22k-1} + F_2(t_k).F_2(t_k) \quad (29)$$

E da mesma maneira é possível calcular  $b_1$  em (30) e  $b_2$  em (31).

$$b_{1k} = b_{1k-1} + F_1(t_k).X(t_k) \quad (30)$$

$$b_{2k} = b_{2k-1} + F_2(t_k).X(t_k) \quad (31)$$

De posse dos elementos das matrizes A (23) e B (24), pode-se calcular C (22).

Da definição de  $C_1$  (18) e  $C_2$  (19), pode se isolar  $\phi$  como em (32) e H em (33), obtendo assim a fase e a amplitude da senoide arbitrária definida em (14) de frequência angular  $\omega$  do sinal amostrado.

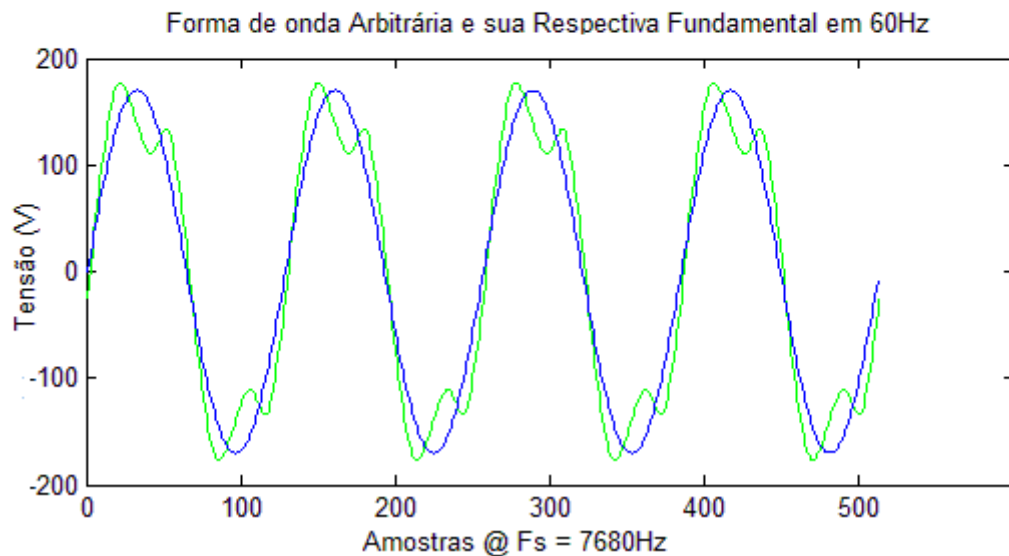
$$\phi = \arctg\left(\frac{C_2}{C_1}\right) \quad (32)$$

$$H = \frac{C_2}{\text{sen}(\phi)} = \frac{C_1}{\text{cos}(\phi)} \quad (33)$$

O algoritmo CFA foi implementado seguindo as equações descritas na introdução teórica. Para verificar seu funcionamento, foi sintetizada uma forma de

onda com distorções harmônicas compatíveis com as distorções harmônicas disponíveis na rede elétrica, através de um somatório de ondas senoidais (demonstrado na parte superior da Figura 24). Na parte inferior da Figura 24 estão demonstradas a forma de onda sintetizada distorcida (verde) e a forma de onda da senoide pura (azul) de frequência fundamental de 60Hz.

```
Sinal = 0 + 1 *sin( 2*pi*f*n/fs + 0);
Sinal = Sinal + 0.262431 *sin( 3*2*pi*f*n/fs + 5.6029);
Sinal = Sinal + 0.033676 *sin( 5*2*pi*f*n/fs + 7.6058);
Sinal = Sinal + 0.013024 *sin( 7*2*pi*f*n/fs + 8.8704);
Sinal = Sinal + 0.0096793 *sin( 9*2*pi*f*n/fs + 4.5909);
Sinal = Sinal + 0.0079002 *sin(11*2*pi*f*n/fs + 17.4004);
Sinal = Sinal + 0.0054866 *sin(13*2*pi*f*n/fs + 10.7896);
Sinal = (amplitude*Sinal)';
```



**Figura 24 – Forma de onda com distorções harmônicas e sua fundamental**

Fonte: O Autor (2011).

Para facilitar a compreensão dessa análise realizada do algoritmo CFA está disponível o código fonte do *script* utilizado no Apêndice B – Código Fonte da Análise de CFA. A linguagem utilizada é a do próprio MATLAB, comentado e já contendo as estratégias de discretização do sinal analisado.

O algoritmo foi capaz de trabalhar não só com a frequência fundamental, mas também com suas harmônicas. O Quadro 4 compara os valores nominais com os resultados obtidos através do CFA para diferentes frequências harmônicas, apresentando o desempenho do algoritmo através dos erros entre o valor nominal e calculado, para ambos: amplitude e fase.

Ordem Harmônica	Amplitudes (%)			Fase (rad)		
	A Relativa	A CFA	Erro A (%)	Fase (rad)	Fase_CFA (rad)	Erro A (%)
1	1,000000	1,000000	0,00	0,000000	0,000000	0,000
3	0,262431	0,262431	0,00	5,602900	6,963500	24,284
5	0,033676	0,033676	0,00	7,605800	4,960600	-34,779
7	0,013024	0,013024	0,00	8,870400	6,837600	-22,917
9	0,009679	0,009679	0,00	4,590900	4,833900	5,293
11	0,007900	0,007900	0,00	17,400400	7,732300	-55,563
13	0,005487	0,005487	0,00	10,789600	4,918400	-54,415

**Quadro 4 – Fase e amplitude nominal e calculada de cada uma das frequências harmônicas**

Fonte: O Autor (2011).

Os resultados obtidos podem ser considerados excelentes para a determinação de amplitudes, obtendo resultado com erro nulo para qualquer uma das frequências analisadas. É importante observar que o MATLAB trabalha com pontos flutuantes de precisão quádrupla (64 bits), o que poderia comprometer alguns resultados se calculados com menor precisão, como é o caso de processadores utilizando somente números inteiros.

A determinação da fase para a frequência fundamental também obteve erro nulo, o que demonstra a usabilidade do CFA para a obtenção da fase da componente fundamental do sinal analisado. Entretanto, o mesmo resultado não foi obtido com o cálculo de fase de componentes harmônicas, que apresentaram erros grandes e aleatórios, indicando que essa ferramenta não é adequada para determinar a fase de sinais que não sejam de frequência fundamental.

Embora o consumo computacional do CFA seja inferior ao da FFT, é necessário executá-lo para cada uma das frequências desejadas. Caso o número de frequências harmônicas desejadas seja muito elevado, esse algoritmo perderá em desempenho para a FFT, que após o ciclo de cálculo completo, fornece todas as informações de fase e amplitude para muitas frequências, inclusive de frequências não harmônicas.

Outra observação importante é que deve-se ter de antemão a frequência fundamental da rede, pois um dos parâmetros de entrada do CFA é considerar constante ou praticamente constante a frequência da fundamental, critério que é atendido para análise de QEE.

### 3.3 ALGORITMO BASE

Após o estudo dos algoritmos CFA e FFT, iniciou-se a implementação de um algoritmo capaz de fornecer os valores da frequência fundamental da rede, o valor eficaz de tensão e de corrente, as potências ativa, reativa e aparente, bem como o fator de potência, escolha baseada no anexo A4 da norma IEC 61000-4-30. Adicionalmente aos parâmetros escolhidos, o distúrbio escolhido para análise foram os eventos de variação de tensão de curta duração (afundamentos, elevações e interrupções de tensão). Os cálculos foram implementados em um *script* do MATLAB através do algoritmo representado na Figura 25.

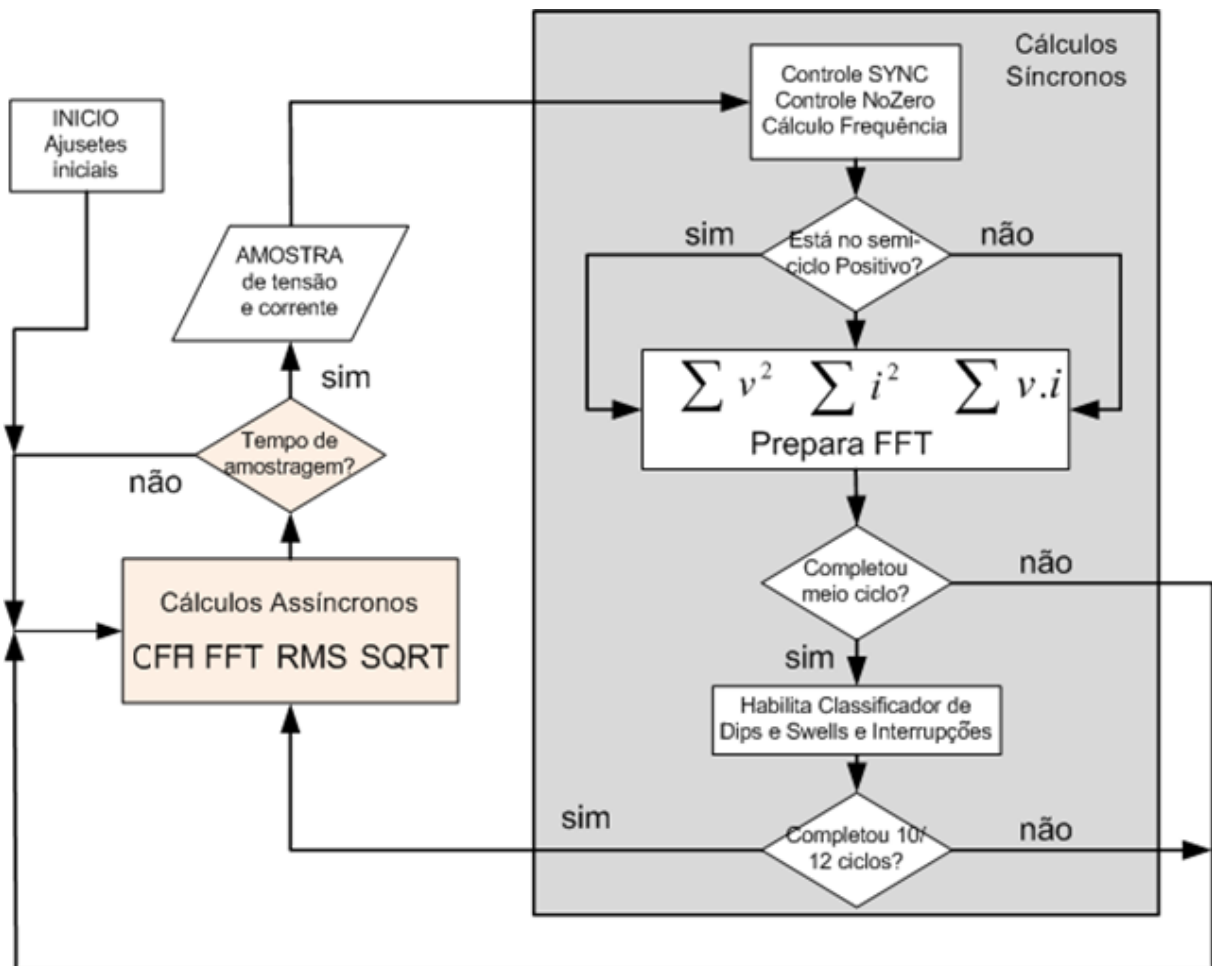


Figura 25 – Fluxograma do algoritmo implementado em MATLAB

Fonte: O Autor (2011).

Os dados utilizados para verificar o funcionamento do algoritmo proposto foram os mesmos dados adquiridos do circuito composto pelo transformador e pelo motor monofásico. Apesar de as amostras de tensão e de corrente terem sido adquiridas antes do processamento, o algoritmo foi desenvolvido para realizar o

processamento dos cálculos com um único acesso a esse par de dados tensão e corrente. Isso visa permitir, posteriormente, a portabilidade para uma plataforma capaz de realizar a aquisição através de um conversor analógico digital (ADC) e o processamento do sinal a cada período de amostragem, gerado por um *timer* do processador ou DSP.

Para atender a esse requisito de um único acesso ao par de dados tensão e corrente do vetor previamente amostrado para calcular todos os parâmetros necessários, o algoritmo foi projetado em duas partes bem definidas. Uma parte do algoritmo deve estar sincronizada com o processo de amostragem que é o único momento em que o MATLAB terá acesso aos valores de tensão e de corrente. A parte assíncrona executa os cálculos que demandam maior volume de processamento, mas não têm prioridade sobre a parte síncrona.

A cada iteração do cálculo síncrono, deve ser realizado o teste de sincronismo. Esse teste verifica se houve *zero crossing* e, portanto, se a amostra anterior é de sinal diferente da atual. Quando existe a passagem por zero e conclui-se o segundo semiciclo consecutivo, portanto, um período completo, pode-se habilitar o cálculo do valor RMS da tensão e, em seguida, habilitar os testes do classificador de eventos. Então, é verificado se está completa a agregação de 12 ciclos e, caso esse último teste seja verdadeiro, pode-se habilitar os cálculos de 12 ciclos do valor eficaz de corrente e tensão, potências e fator de potência que serão executados na parte assíncrona do algoritmo.

Caso não ocorra nenhuma passagem por zero no tempo equivalente ao semiperíodo máximo (tempo referente à metade do período da frequência mínima a ser medida, no caso 42,5Hz para 50Hz nominal e 51Hz para 60Hz nominal, segundo a norma IEC 61000-4-30), o teste de sincronismo marcará o sistema como não confiável para os valores de frequência adquiridos e os pontos considerados não confiáveis assumirão o último valor de frequência válido medido. Esta marcação é realizada, pois não é possível determinar a frequência em um sinal que não possui oscilação, ou seja, que esteja fixo em zero, por exemplo. Os valores eficazes de tensão e da corrente são calculados normalmente, mas considerando o semiperíodo máximo.

Além desses testes, ainda na parte síncrona do algoritmo, somam-se os quadrados da tensão e da corrente atuais e o valor instantâneo de potência ativa, considerando se o semiciclo é o positivo ou o negativo, para os respectivos

somatórios. Esses somatórios e a preparação da janela da FFT devem estar completos a cada semiciclo.

Apesar de o classificador de eventos ser habilitado na parte síncrona, ele será executado apenas na parte assíncrona do algoritmo, pois há funções que não podem ser realizadas entre o tempo de amostragem entre duas amostras, mas sim entre um período de agregação e outro, como é o caso do cálculo da raiz quadrada (SQRT – *Square Root*), cálculo valor eficaz, FFT, CFA e dos testes para realizar a classificação de interrupções, elevações e afundamentos. Essa classificação está demonstrada esquematicamente na Figura 11, apresentada anteriormente.

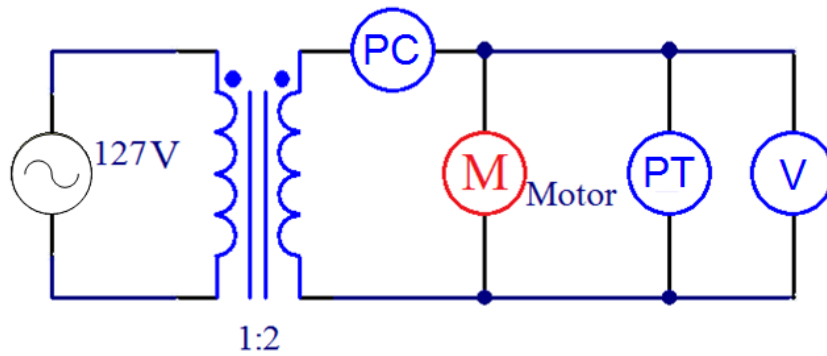
### 3.4 AQUISIÇÃO E ANÁLISE DE DADOS

Realizou-se a amostragem das formas de onda da tensão e da corrente de um circuito montado com característica predominantemente indutiva para gerar dados reais para os testes dos algoritmos propostos, a fim de avaliar a funcionalidade dos mesmos.

Conforme o esquemático da Figura 26, o circuito contém um motor monofásico (M) Franklin Electric como carga e um transformador elevador com razão 1:2 como fonte, pois a tensão de alimentação disponível era de 127V e o motor tem como tensão de alimentação nominal 220V.

A ponteira de corrente Agilent 1146A (PC) foi colocada ao redor de um dos condutores de alimentação e a ponteira diferencial de tensão Agilent N2772A (PT) foi colocada em paralelo com o motor. Um multímetro Minipa ET-2082B (V), capaz de medir tensões *true* RMS, foi colocado em paralelo com a ponta diferencial de tensão.

As ponteiras de corrente e de tensão foram acopladas aos *bornes* do dispositivo de aquisição de dados (DAQ) Agilent U2331A (de 64 canais de 12 bits) através de uma adaptação de seus conectores. Com os sensores de tensão e de corrente devidamente conectados, foi possível realizar a aquisição dos dados, os quais seriam utilizados na alimentação dos algoritmos a serem simulados, para, assim, analisar a QEE da rede à qual o motor estava submetido.



**Figura 26 – Esquemático do circuito montado para a aquisição dos dados**

**(M=Motor, PC=ponteira de corrente, PT=ponteira diferencial de tensão e V=multímetro em leitura de tensão true RMS)**

**Fonte: O Autor (2010).**

A Figura 27 mostra o circuito conectado às ponteiras de tensão e de corrente e ao multímetro durante o processo de aquisição dos dados. Foi realizada uma aquisição de 617 segundos (aproximadamente 10 minutos) a uma taxa de 10.000 amostras por segundo, totalizando um arquivo composto por dois vetores, um de tensão e outro de corrente, cada um com 6.170.000 amostras.



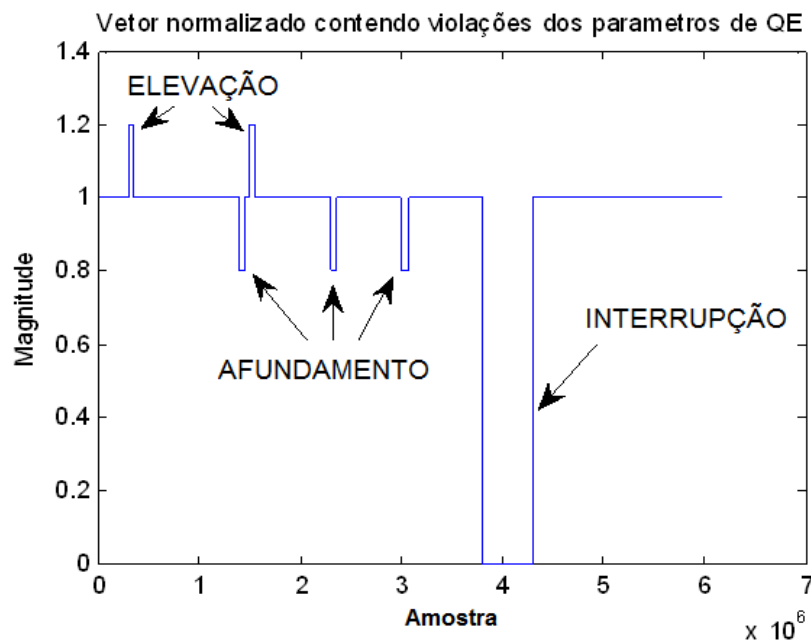
**Figura 27 – Foto do circuito utilizado para realizar a amostragem (617 segundos a 10.000 amostras por segundo)**

**Fonte: O Autor (2011).**



O pré-processamento de ambos os vetores de entrada foram realizados no MATLAB em duas etapas. Na primeira etapa foi realizado o ajuste das escalas, ou seja, o vetor de tensão foi multiplicado por 20, pois a ponteira diferencial de tensão estava ajustada para uma escala de 20:1[V/V] e o vetor de corrente foi multiplicado por 0,1, pois a ponteira de corrente estava ajustada na escala 100:1[mA/V].

Na segunda etapa foi realizada uma inserção de eventos de variação de tensão. Para isso foi criado um vetor normalizado (base unitária) de mesmo tamanho dos vetores de entrada e foram inseridos em posições aleatórias dois *swells* de magnitude de 120% do valor original, três *sags* com magnitude de 80% e uma interrupção com 0% do valor original, distribuídos ao longo do vetor normalizado. O vetor normalizado com a inserção dos eventos de variação de tensão pode ser observado na Figura 28. Então foi realizado o produto ponto a ponto entre o vetor de entrada e esse vetor normalizado, para ambos os vetores amostrados de tensão e de corrente. Dessa maneira é possível inserir propositalmente violações dos parâmetros de QEE nos vetores de entrada, para que posteriormente o sistema fosse testado para a identificação dessas variações. Essas violações são introduzidas com o objetivo de avaliar o classificador de eventos, que deverá, posteriormente, detectar os eventos adicionados propositalmente.



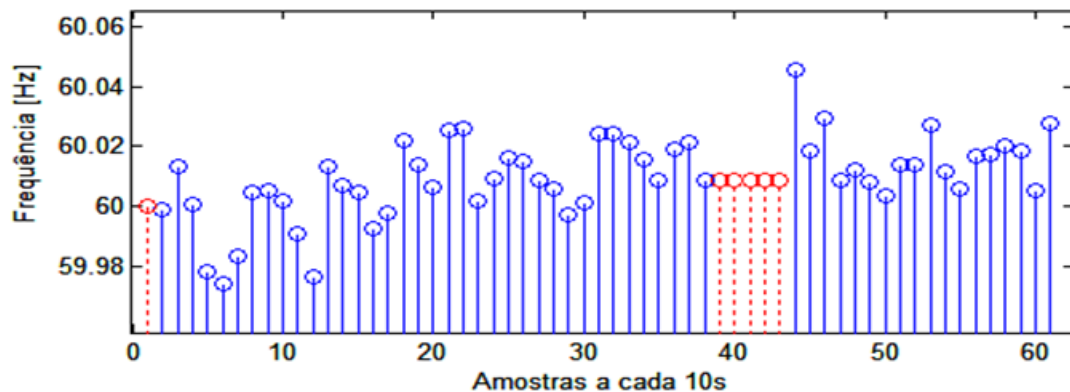
**Figura 28 – Esquemático do vetor normalizado utilizado para realizar a amostragem (617 segundos a 10.000 amostras por segundo)**

Fonte: O Autor (2009).

O vetor final gerado, vetor de pontos amostrados multiplicado pelo vetor normalizado contendo os eventos inseridos propositalmente, foi salvo num arquivo próprio do MATLAB para ser utilizado como fonte de alimentação de dados para os algoritmos a serem simulados posteriormente.

### 3.5 AVALIAÇÃO DOS ALGORITMOS DESCRITOS

De posse dos dados adquiridos, conforme descrito na seção anterior, foi possível realizar a avaliação dos algoritmos descritos. Os valores medidos de frequência (vide Figura 29) estão sempre em torno de 60Hz, conforme esperado, embora seja possível observar pequenos desvios da frequência, conforme discutido ao final do tópico de resultados de FFT. A interrupção inserida nos vetores de entrada através do vetor normalizado (Figura 28), devido à falta de *zero crossing*, impossibilita a medição da frequência. Isso faz com que as medições entre os vetores 39 e 43 sejam consideradas não confiáveis – marcadas em pontilhado nessa demonstração. Além destes, a primeira amostra também foi considerada não confiável, pois durante o processo de sincronismo, pode ser gerado um erro que compromete a precisão da medida.



**Figura 29 – Medição de frequência a cada 10 segundos**

Fonte: O Autor (2009).

Os cálculos dos valores de tensão e corrente eficazes, potências ativa, reativa e aparente e fator de potência são representados na Figura 30. Pode-se perceber que o valor marcado calculado pelo algoritmo referente à magnitude da tensão eficaz é igual a 238,4V, enquanto as medições realizadas com o multímetro *true RMS* (vide Figura 27) apontaram tensões ao redor de 236V, fornecendo um erro

menor que 0,1%, estando assim dentro das especificações da norma IEC 61000-4-30.

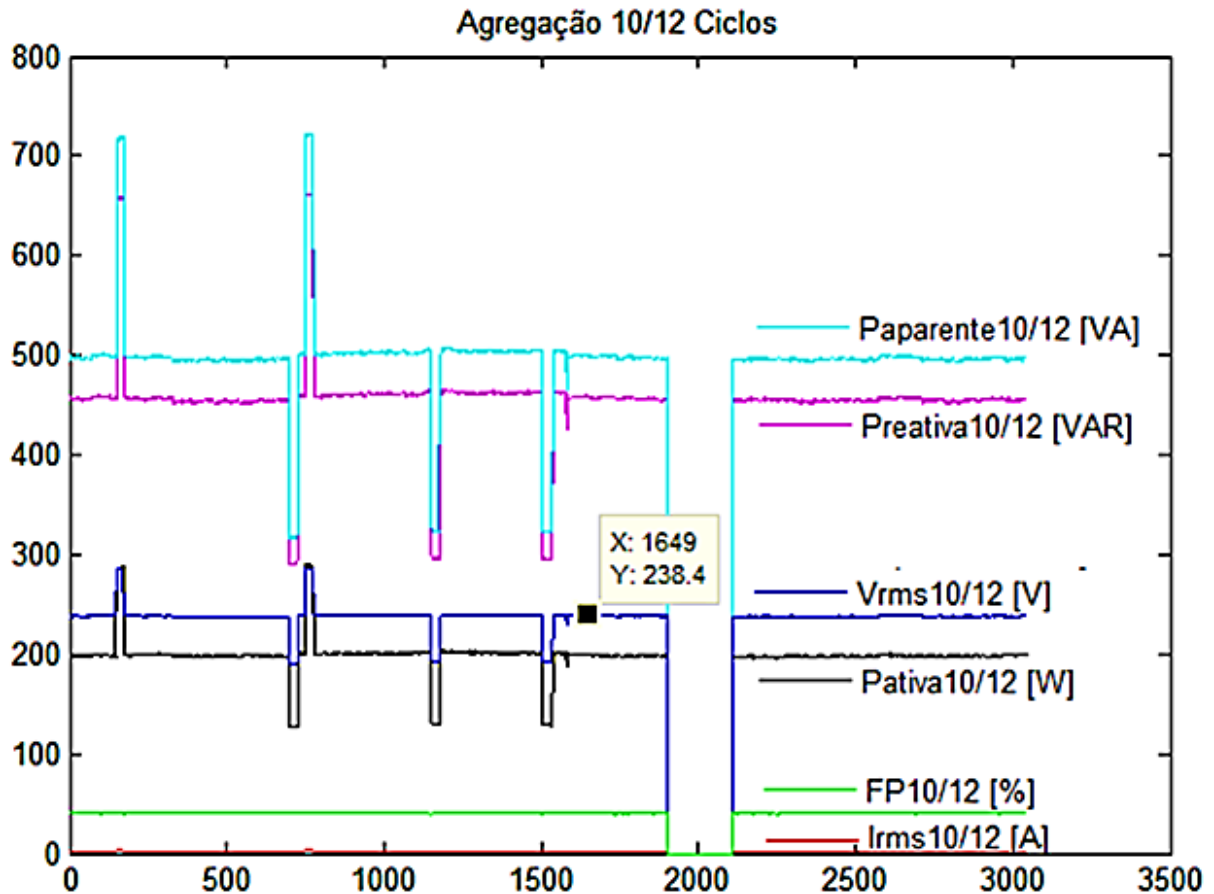


Figura 30 – Tensão, corrente, fator de potência e potências ativa, reativa e aparente (Agregados a cada 12 ciclos)

Fonte: O Autor (2009).

O algoritmo também funcionou adequadamente, identificando uma interrupção, duas elevações de tensão e três afundamentos *de tensão* inseridos propositalmente nos vetores de entrada para realizar a simulação. Embora para verificar o funcionamento do algoritmo tenham sido inseridos eventos de QEE na sequência de dados mensurados, este detectou um evento real no sistema elétrico do laboratório quando seus parâmetros de comparação para busca de *sags* e *swells* foram alterados de 10% para 4% do valor nominal. Esse evento, com duração de 15 ciclos, ou 250ms foi classificado como um afundamento *de tensão* com magnitude de afundamento de 11,8V, ou 4,92%, considerando-se uma tensão nominal de 240V (vide Figura 31). Após análise do sistema do laboratório esse *sag* foi atribuído à partida do compressor de um dos aparelhos de ar condicionado.

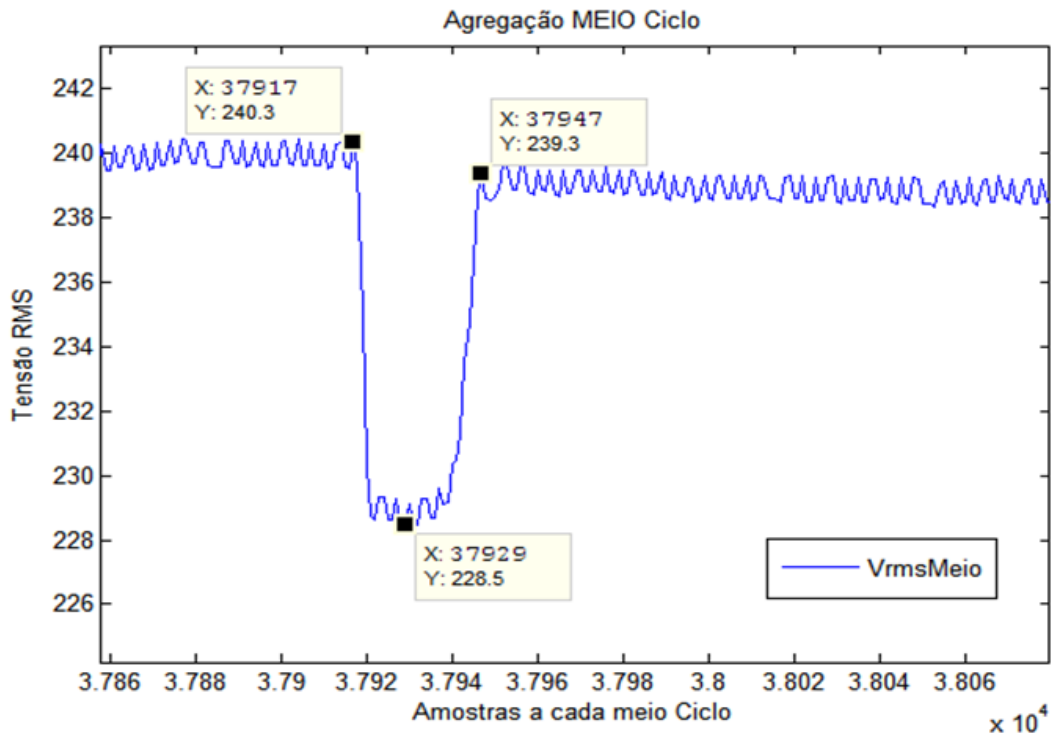


Figura 31 – Sag real

(Sag de 11,8V, ou 4,9% detectado ao alterar os limites de comparação de 10% para 4%)

Fonte: O Autor (2009).

Os medidores convencionais geram erros que causam ônus às concessionárias, pois não medem nem o fator de potência, nem a distorção harmônica da forma de onda da tensão ou da corrente. Uma plataforma baseada em DSP, executando o algoritmo proposto, contendo somente as medições demonstradas anteriormente com a devida calibração da parte de aquisição, já constituiria um medidor de QEE de maior robustez e imune a alguns dos problemas dos medidores indutivos convencionais.

O classificador de eventos é uma máquina de estados implementada em *software* através de uma sequência de testes em que os estados possíveis são: Normal, Elevação, Afundamento e Interrupção. Devido ao conceito de histerese apresentado anteriormente, essa máquina possui uma conexão unidirecional com os outros três estados. Por exemplo, uma tensão já classificada como afundamento pode durante a avaliação ser classificada como operação normal, interrupção ou elevação.

Os algoritmos tiveram o comportamento previsto, com as corretas detecções de eventos, permitindo assim a continuidade do projeto: a portabilidade desses algoritmos para uma plataforma embarcada.

## 4 DESENVOLVIMENTO DO ANALIZADOR DE QEE - PQA

Finalizados os processos da seção anterior de: avaliação dos algoritmos de CFA e FFT e proposição de algoritmo base - e testadas e conhecidas suas limitações - foi iniciado o processo de construção do protótipo PQA (*Power Quality Analyser*) e as ferramentas necessárias para seu teste.

Este processo tem como objetivo principal desenvolver uma rede de instrumentos de baixo custo (pontos sensores, sensores de tensão e de corrente e roteadores de rede) que permita a análise de QEE em mais de um ponto sensor. Pretende-se com esse trabalho especificar um *hardware* mínimo, capaz de monitorar a qualidade de energia elétrica, verificando quais parâmetros para análise de QEE e algoritmos como CFA e FFT podem ser calculados em tempo real e quais as limitações de processamento, permitindo assim ter um ponto de partida para a escolha de processadores para esse fim.

O processo de desenvolvimento do ponto sensor analisador de QEE foi constituído por várias etapas, desde a especificação e teste de diferentes tipos de circuitos sensores, escolha do processador de custo/processamento viáveis para o projeto, preparação e montagem dos protótipos, realização da portabilidade dos algoritmos simulados para serem executados no DSP (*Digital Signal Processor*) e, finalmente, a realização de ensaios para validação do sistema completo com cargas conhecidas a fim de verificar seu funcionamento.

Antes de descrever o processo de desenvolvido do *hardware* efetuado, através das etapas enumeradas anteriormente, foi necessário o desenvolvimento de sensores de tensão e de corrente confiáveis, como será descrito a seguir.

### 4.1 SENSORES SELECIONADOS

Os sensores para tensão e corrente foram selecionados de acordo com a facilidade de utilização e custo, não sendo considerada a otimização da aplicação. Por esse motivo, para sensores de tensão foi utilizado o divisor resistivo e para sensores de corrente, um sistema por medição de efeito Hall, com as devidas ressalvas que serão apresentadas a seguir.

Todos os índices e parâmetros citados na revisão das normas, necessários para análise de QEE, são oriundos das medições dos fenômenos físicos: diferença

de potencial (tensão) e corrente elétrica. A maioria dos instrumentos atuais que realizam essas medições utilizam conversores analógico-digitais que amostram e armazenam essas formas de onda de tensão e de corrente. Entretanto, não é possível conectar esses conversores diretamente à rede elétrica que se deseja medir devido à tensão de funcionamento ser da ordem de alguns Volts, e os sinais a serem medidos possuírem ordem de grandeza de centenas ou milhares de Volts. O mesmo ocorre para a corrente, que não pode ser medida diretamente, por se tratar de correntes que variam desde alguns ampères até centenas de ampères.

Assim, se faz necessário o uso de sensores, dispositivos capazes de converter tensões e correntes de grandes magnitudes em sinais de magnitude compatível com a medição realizada por dispositivos eletrônicos de baixa tensão. Embora o sinal produzido por diferentes tipos de sensores possa ser uma corrente, em geral, é gerada uma tensão proporcional ao sinal original, que, posteriormente, será amostrada pelos conversores analógico-digitais, permitindo assim o processamento digital dos sinais.

#### 4.1.1 Sensores de corrente

Existem quatro possibilidades para realizar a medição da corrente: através do sensor por transformador de corrente (TC), resistor *shunt*, sensor por efeito Hall, ou bobinas de Rogowski (IEEE 1159, 2009).

##### 4.1.1.1 Transformador de Corrente

O sensor por TC se utiliza do princípio de funcionamento do transformador para detectar os valores de corrente que estão circulando em um condutor. Os TCs, em geral, têm uma largura de banda limitada às baixas frequências (1kHz), em que há linearidade de fase e amplitude, pois, acima dessa banda, a saturação do núcleo ocasiona perda de linearidade, embora existam configurações dos TCs de núcleo sólido e toroidais lineares que podem aumentar a largura de banda para dezenas de kHz ou mais. Como regra geral, é necessário obter-se as características dos TCs que estão sendo utilizados (caracterização da banda de frequência passante) para certificar-se que no intervalo de medição de interesse não haja imprecisões significativas na amplitude e/ou na fase.

A vantagem em se utilizar esse tipo de sensor reside na possibilidade de melhorar sua aplicabilidade ao se empregar estratégias construtivas, como no caso dos TCs denominados "*clamp-on*" ou "núcleo dividido", que podem ser colocados diretamente em torno de um condutor ou de um barramento sem interromper o circuito. Além disso, esse sensor possui isolamento galvânico inerente ao processo de medição.

#### 4.1.1.2 Resistor *Shunt*

O método mais antigo e simples de medição de corrente elétrica é através do resistor *shunt*. O resistor *shunt* é um resistor de alta precisão com baixo valor de resistência nominal e excelente dissipação térmica, que é inserido em série no circuito a ser medido, a fim de converter a corrente que circula em uma tensão proporcional. Um dos principais benefícios do resistor *shunt* está na larga banda de resposta em frequências da análise, o que é uma limitação nos TCs.

Como desvantagens, o resistor *shunt* requer a compensação adequada das variações de temperatura geradas pelo efeito *Joule* decorrente da circulação de grandes correntes, o que limita a corrente máxima que pode ser medida por este tipo de sensor. Além disso, devido ao valor nominal do resistor ser baixo, a queda de tensão é de apenas alguns milivolts e, assim, o sistema fica suscetível a ruídos. Ainda, o processo de instalação de um resistor *shunt* é invasivo, ou seja, é necessário interromper o circuito, dividir os condutores e, só então instalar o sensor.

#### 4.1.1.3 Efeito *Hall*

O sensor de efeito *Hall* não usa um transformador, mas sim os sentidos do campo magnético produzido pelo fluxo de corrente elétrica através de um dispositivo semicondutor.

A vantagem desse sensor é a precisão da medição de formas de onda distorcidas em amplas faixas de frequência atingindo desde corrente contínua até dezenas de kHz. Além disso, assim como os TCs, possuem isolamento galvânico inerente ao processo de medição.

Como desvantagem, pode-se citar a necessidade de alimentação externa e, embora os custos estejam se tornando cada vez mais competitivos, em geral, esses sensores são mais caros que os TCs.

#### 4.1.1.4 Bobina de Rogowski

Uma bobina de Rogowski consiste na aplicação da lei circuital de Ampère em conjunto com a Lei de indução de Faraday-Lenz. O modelo simplificado desse tipo de sensor é uma bobina de  $N$  voltas por metro, com seção transversal constante  $A$  envolta por um material não magnético de permeabilidade magnética conhecida, circundando um condutor a que se deseja medir a corrente. Para transformar essa bobina em um sensor cujo sinal de saída seja proporcional a corrente a se medir, deve-se integrar a tensão induzida nos terminais da bobina (que é proporcional ao diferencial de corrente que circula no condutor a ser medido) em relação ao tempo (RAY; DAVIS, 1999).

O sensor de corrente do tipo bobina de Rogowski possui algumas vantagens em relação aos tradicionais TCs: a linearidade da medida em toda a faixa de trabalho, a grande largura de banda de frequências das medidas de corrente, o isolamento elétrico inerente ao processo de medição (material não magnético e a baixa relação peso/volume devido à inexistência de núcleo ferromagnético). Uma das desvantagens desse tipo de sensor é a não realização de medições de correntes contínuas. Outra desvantagem é a necessidade de um circuito integrador que também possui suas dificuldades de implementação (UFRGS, 2011).

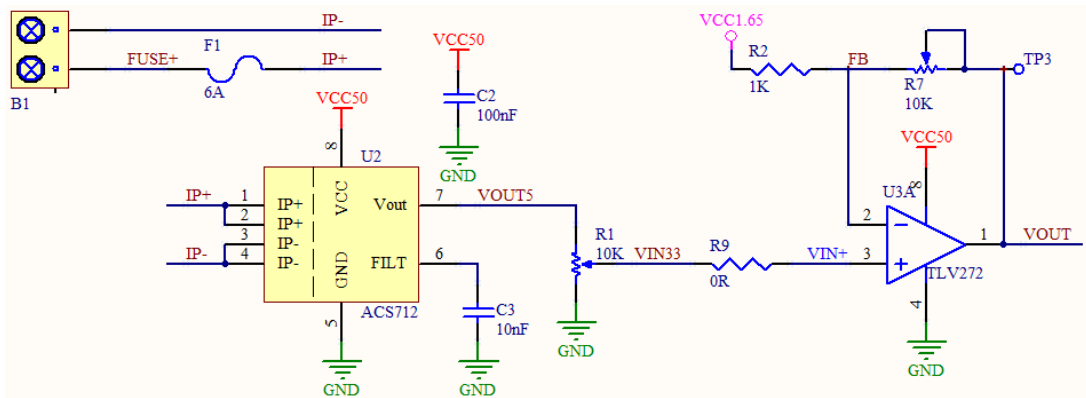
#### 4.1.1.5 Sensor de Corrente Utilizado

Para o sinal de corrente optou-se por uma solução comercial de um sensor medidor de corrente baseado no princípio de efeito Hall. O sensor da empresa *Alegro*, ACS712, com um custo em torno de R\$20,00, pelo *site* distribuidor da empresa Farnell do Brasil em 2011, composto por um condutor de pequenas dimensões que acomoda um sensor por efeito Hall com a eletrônica embarcada no circuito integrado. Esse condutor de pequenas dimensões e pequena área de seção transversal tem a funcionalidade de aumentar a intensidade da densidade de corrente no ponto onde está posicionado o sensor de efeito Hall. Para diminuir as



perdas térmicas, esse condutor interno possui impedância extremamente baixa (8mOhms). O sensor ACS712 está disponível no encapsulamento SOIC de oito terminais em três diferentes intervalos de correntes (5A, 20A e 30A).

Este sensor permite analisar correntes de até 30A, possui linearidade, isolamento de até 2100V, resposta em frequência de até 80kHz, utiliza uma única fonte de alimentação e possui estabilidade térmica. O esquemático elétrico do sensor de corrente está demonstrado na Figura 32.

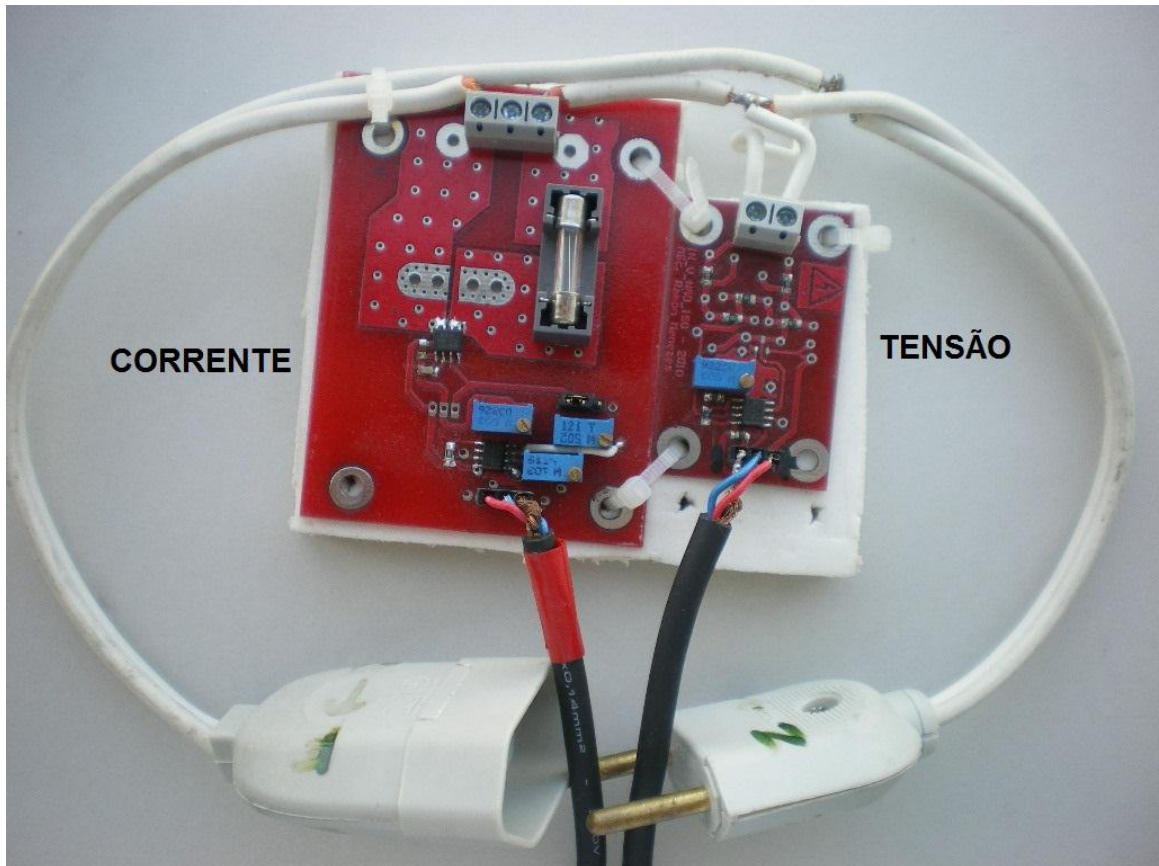


**Figura 32 – Esquemático elétrico do sensor de corrente**  
**Fonte: O Autor (2011).**

Sensores com a mesma estrutura, mas com encapsulamento diferente, estão disponíveis para medições em intervalos de corrente de 50A, 100A e 250A. Importante salientar que, embora o ótimo funcionamento e características desse tipo de sensor, ele é considerado “invasivo”, ou seja, é necessário interromper o sistema a ser medido, dividir o condutor e fazer a corrente circular por dentro do sensor. Para soluções de monitoramento contínuo, esse sensor pode ser considerado boa solução, mas para sistemas móveis, pode reduzir a facilidade de utilização.

O protótipo funcional contendo o sensor de corrente desenvolvido permite a solda de ambos os encapsulamentos dos dispositivos de efeito *Hall* (até 30A e até 250A), que podem ser visualizados na Figura 33 (placa maior).

Ambos os sensores de tensão (placa menor) e de corrente (placa maior) estão montados sobre uma base isolante e conectados a um cabo denominado *bypass*. Esse cabo facilita a conexão de equipamentos com conectores para tomadas de alimentação comerciais aos sensores de tensão e de corrente, permitindo assim a análise de QEE em eletrodomésticos, por exemplo.



**Figura 33 – Cabo *bypass* contendo aos sensores de tensão (menor) e de corrente (maior)**  
**Fonte: O Autor (2011).**

#### 4.1.2 Sensores de tensão

A medição de tensão pode ser feita diretamente com o medidor de QEE, desde que a sua faixa de funcionamento corresponda à faixa de tensão que deverá ser medida. A medição da tensão pode ser realizada através de divisores resistivos, de transformadores de tensão indutivos ou de transformadores de tensão capacitivos (IEEE 1159, 2009).

##### 4.1.2.1 Divisores Resistivos

Muitos instrumentos são capazes de conexão direta de até 600V (RMS), através do processo de divisores resistivos. Trata-se da ligação de uma associação de resistores em série, em paralelo com o sinal que se deseja medir e da relação de divisão de tensão ser dependente do valor de cada uma das resistências.

Com o divisor resistivo é possível obter um sinal proporcional ao sinal medido, com uma largura de banda da ordem de centenas de kHz ou mais, dependendo da eletrônica que acompanha o condicionamento do sinal proveniente do divisor resistivo.

Sensores baseados em divisores resistivos têm custos e tamanhos reduzidos, mas a dissipação térmica produzida pelo sinal amostrado deve ser considerada. Deve ser projetado para que tenha uma alta impedância de entrada, mas, embora haja esta alta impedância, nunca estará galvanicamente isolado do circuito a ser medido, sendo então necessário um sistema de proteção contra surtos, como, por exemplo, a adição de varistores ou ainda amplificadores isolados.

#### 4.1.2.2 Transformadores de Potencial Indutivo

O transformador de tensão indutivo (eletromagnético), também conhecido como transformador de potencial (TP) é um transformador abaixador cuja relação de transformação é menor que a unidade. Em geral, tem um tamanho reduzido, pois o sistema não trabalha sobre carga e, portanto, opera longe dos limites nominais de dissipação térmica.

O isolamento galvânico inerentemente ao processo de transformação é a principal vantagem desse sensor. Dentre as desvantagens estão: o tamanho e os custos, visto que, em geral, são maiores e mais caros, além do fato de a maioria possuir resposta em frequência linear até 1kHz, embora haja TPs com respostas lineares até alguns kHz.

Para medições de tensões mais elevadas TPs são obrigatórios, embora quanto maior a tensão nominal do primário, maior deve ser o número de espiras e menor deve ser o diâmetro do condutor. Isso torna o processo de fabricação de TPs de alta tensão dispendiosos (devido ao elevado número de espiras – podendo chegar facilmente a 85.000 espiras), pois o risco de romper estes finos condutores é alto. Por essa razão, projetos utilizando TPs com tensão primária superior a 138kV são praticamente inviáveis (PEREIRA, 2005).

#### 4.1.2.3 Transformadores de Potencial Capacitivo

O transformador de potencial capacitivo (TPC) é a ligação de uma associação de capacitores em série, em paralelo com o sinal que se deseja medir e em que a relação da divisão de tensão é a relação das capacitâncias. Apresenta alta impedância de saída e responde a uma faixa de frequências de centenas de kHz.

Entretanto, esse tipo de transformador não fornece um isolamento galvânico a transitórios rápidos de tensão, o que poderia danificar o sistema de medição. Por essa razão, em geral, esse tipo de transformador é utilizado em medições de altas tensões (acima de 138kV) seguido de um TP, para proporcionar isolamento galvânico e segurança ao usuário e ao instrumento de medida.

Para proteger o TP contra transitórios de tensão, há dois terminais paralelos, cujo dielétrico é o ar, próximos o suficiente para que, em uma sobretensão repentina, ocorra a descarga elétrica entre esses terminais, protegendo o TP e os equipamentos a ele ligados.

#### 4.1.2.4 Sensor de Tensão Utilizado

O sensor de tensão escolhido foi um divisor resistivo de alta impedância de entrada, da ordem de 400kOhms com precisão de 1%.

O circuito esquemático do sensor de tensão pode ser observado na Figura 34. Nele é possível observar que cinco resistores compõem o divisor resistivo de alta impedância de entrada. Isso fornece flexibilidade para a montagem de protótipos, podendo, se necessário, montar-se composições com diferentes valores de resistências.

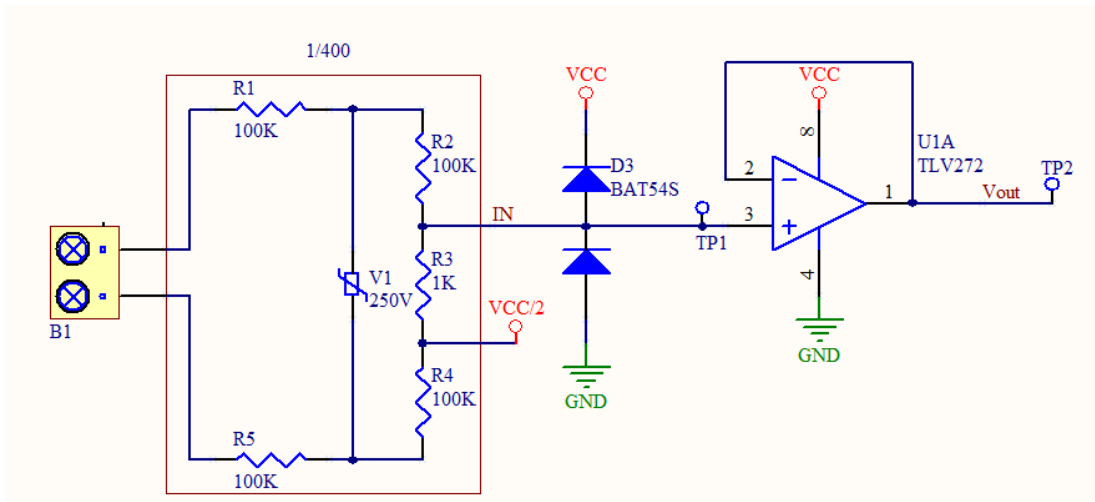


Figura 34 – Esquemático elétrico do sensor de tensão

Fonte: O Autor (2011).

É possível observar que o sinal é lido no resistor central, enquanto os demais resistores devem ser posicionados de forma simétrica. Os valores escolhidos para o divisor resistivo foram  $R1 = R2 = R4 = R5 = 100\text{kohms}$  para uma tensão nominal de 220V e o resistor central da medição de  $1000\text{ohms}$ , fornecendo um divisor resistivo com uma relação de 401:1. Essa razão foi obtida, a fim de melhorar a utilização do intervalo de medição do conversor analógico digital.

O sinal de referência do resistor de medição R3 está num potencial de  $VCC/2$ , ou seja, como a tensão de alimentação escolhida para todo o sistema é de 3,3V, e nesse ponto está dividida por 2, possui, portanto, a tensão de 1,65V. A parte superior do resistor R3 (protegido por diodos *Shottky* reversamente polarizados que protegem o amplificador operacional de possíveis sobretensões) é seguido de um amplificador operacional na configuração de seguidor de tensão, ou seja, um *buffer*. A vantagem desse esquema de ligação está no condicionamento de sinal utilizando apenas uma fonte de alimentação, e, portanto não sendo necessária a utilização de tensões simétricas e circuitos extras de *offset*.

É importante notar que esse sistema não possui isolamento galvânico entre a tensão que está sendo medida e o sistema de aquisição de dados. Por esse motivo, deve-se dobrar a atenção ao conectar esse sensor em instrumentações aterradas. Durante o processo de medição, é necessário conectar o terminal do resistor R1 na fase e o terminal do resistor R5 no neutro, caso contrário haverá risco de danificar o instrumento. Outra observação pertinente é que caso haja

instrumentação aterrada presente, o aterramento estará diretamente conectado ao GND da placa, removendo metade dos resistores de entrada e alterando, nesse caso, a razão de transformação para 201:1.

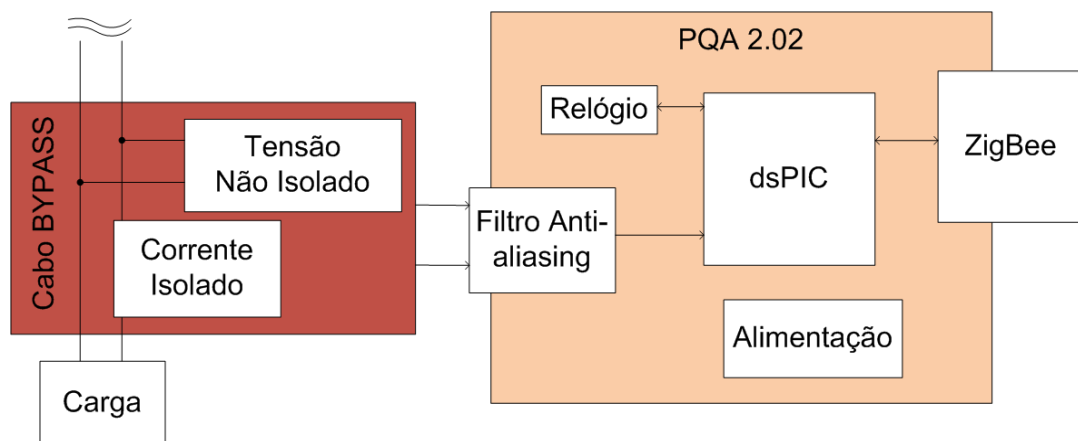
Os protótipos de tensão (placa menor) e de corrente (placa maior) estão demonstrados na Figura 33, já apresentada.

## 4.2 PLACA PRINCIPAL

Cada um dos pontos-sensores, ou nós da rede, tem como núcleo de processamento um dsPIC33FJ128MC706, um DSP com arquitetura 16 bits da empresa Microchip, que é capaz de processamentos em até 40MIPS (*Millions of Instructions Per Second*). Há também na placa um circuito integrado calendário-relógio (RTC – *Real Time Clock*), utilizado para gerar sinais de resincronismo do processo de amostragem e realizar as marcações de envio via Wireless.

Os sinais não relacionados a transitórios geralmente são amostrados em 128, 256, ou 512 amostras por ciclo; nesse caso, foram utilizadas 128 amostras por ciclo.

Para a comunicação Wireless foi integrado um módulo ZigBee XBee, capaz de realizar a comunicação sem fio confiável a uma taxa de até 115.200kbps. O diagrama em blocos do ponto sensor pode ser observado na Figura 35.



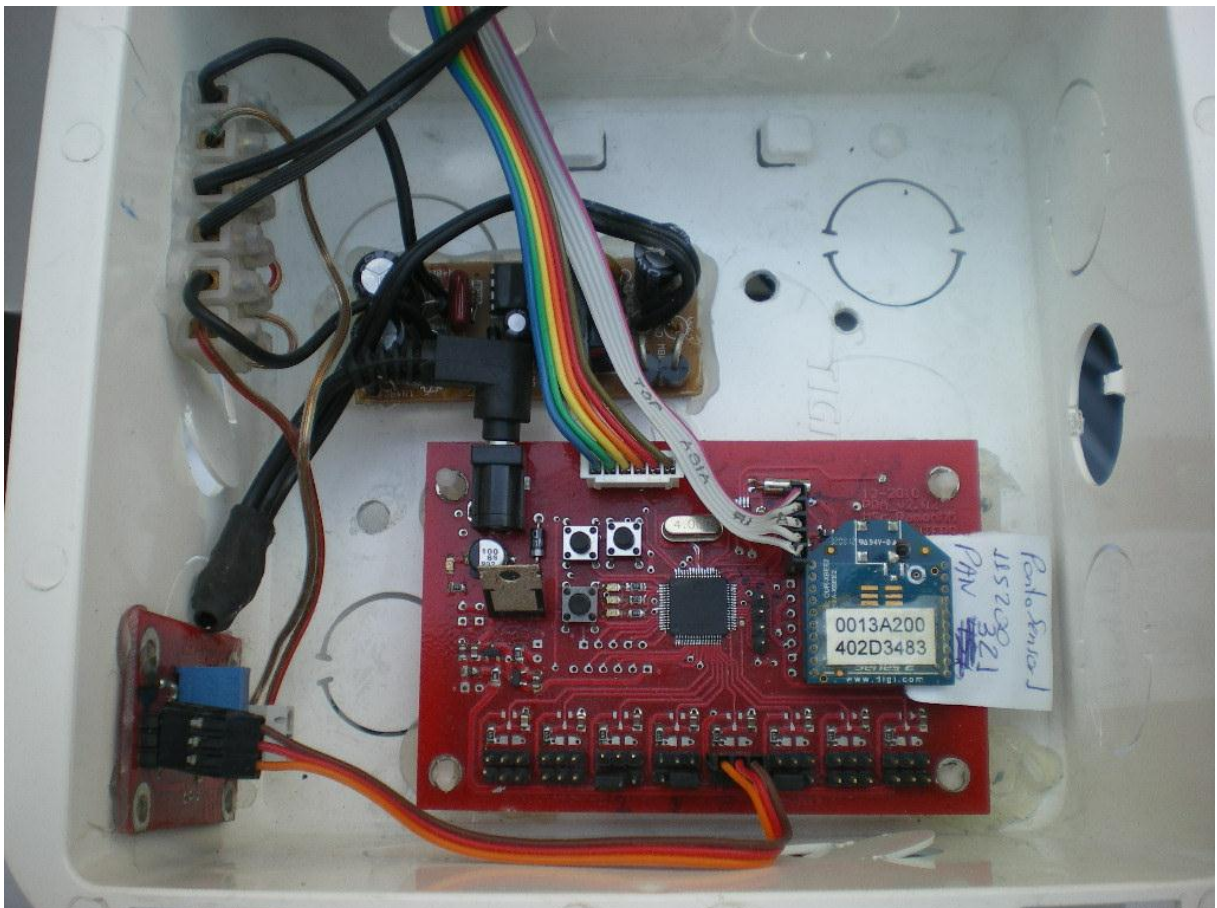
**Figura 35 – Diagrama em blocos da placa PQA**

Fonte: O Autor (2011).

Para a alimentação da placa é utilizado um regulador de tensão com tensão nominal de 5V, como primeiro estágio de regulação. Como segundo estágio de

regulação, são utilizados dois reguladores de tensão com tensão nominal de 3,3V. Um deles para os circuitos digitais e o outro para os circuitos analógicos e para alimentação dos sensores de tensão. Toda a placa possui dois circuitos de terra, um analógico e outro digital, que se unem somente no ponto de acoplamento comum da placa. A tensão de 5V pode ser utilizada para alimentar circuitos condicionadores de corrente, que têm sua tensão nominal de funcionamento 5V.

Denominada de PQA v2.02, a versão final da placa teve seis placas-protótipos dessa versão confeccionadas pelo laboratório de Circuitos Impressos e Eletrodeposição e montadas, testadas e ajustadas, quando necessário, manualmente. Na Figura 36 está o aspecto final de um protótipo montado da PQA v2.02 já inserido em seu gabinete de análise de eventos de VTCD.



**Figura 36 – Protótipo PQA v2.02 montado**

Fonte: O Autor (2011).

Cada um dos canais analógicos disponíveis na PQA v2.02 possui o diagrama descrito na Figura 37. Nele é possível verificar que cada um dos sensores possui um conector independente. Cada um desses conectores é composto por três

linhas, fonte de alimentação positiva, potencial de referência da placa e sinal propriamente dito. Para cada um dos canais analógicos (até 8 disponíveis), a fonte de alimentação positiva que será fornecida para cada sensor é elegível, através de um *jumper*, entre, 3,3V ou 5V. Há também disponível um resistor R18, que é utilizado para converter correntes em tensões, para sensores que enviam sinais de correntes proporcionais à medição, em vez de sinais de tensões, como é o usual. Outra característica de cada um dos canais de entrada analógica é o diodo *Shottky* reversamente polarizado, que impede que tensões superiores à tensão de alimentação sigam para o conversor digital analógico, protegendo assim o DSP de sobretensões destrutivas (tensões superiores a 3,3V). Há também um filtro passa baixas de primeira ordem, composto por um resistor e um capacitor, para amenizar o problema devido à conversão analógica digital conhecida como *aliasing*.

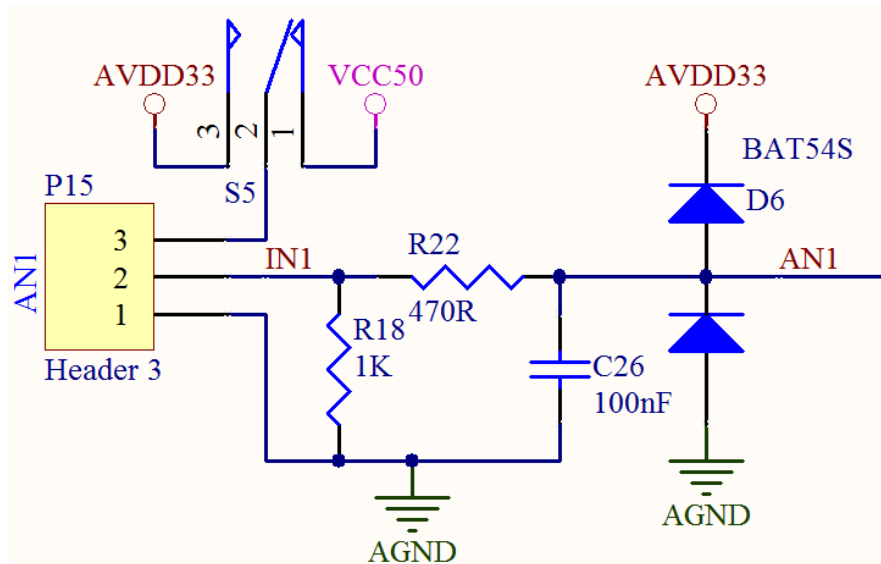


Figura 37 – Diagrama elétrico de cada um dos canais analógicos do ADC

Fonte: O Autor (2011).

Para a comunicação de dados sem fio, dentre vários módulos disponíveis comercialmente, pode-se citar o módulo XBee, produzido pela empresa MaxStream, que é formado por uma placa de pequenas dimensões, composta por um rádio acoplado a um *chipset* microprocessado (implementa as camadas superiores da pilha ZigBee) e uma antena. Além das funções de rádio transmissor e receptor, o *chipset* possui um *hardware* de interface serial, que possibilita a comunicação em até 115.200 bits por segundo. Possui também um sistema de *bootloader* que permite



a atualização de *firmware* e a configuração dos parâmetros de funcionamento da rede (MANUAL XBee®/XBee-PRO® ZB RF Modules, 2010).



**Figura 38 – Módulo XBee**

**Fonte: Manual XBee®/XBee-PRO® ZB RF Modules (2010).**

Com o *hardware* da PQA v2.02 devidamente montado e funcional, iniciou-se o processo de tradução do *software* simulado no MATLAB para embarcar no dsPIC escolhido, conforme será descrito a seguir.

#### 4.3 FIRMWARE

O núcleo da estrutura do *firmware* é a mesma do algoritmo base simulado, e calcula em tempo real as grandezas tensão eficaz, corrente eficaz, potência ativa, realizando a análise dos valores de tensão RMS a cada meio ciclo, para avaliar se o nível da tensão pode ser classificado como um afundamento, elevação ou interrupção de tensão e cálculo do CFA.

Além das funções calculadas no algoritmo base, o DSP deve executar as rotinas de conversão analógica digital e realizar ajustes de escalas de conversão, fazer verificações periódicas de comandos que chegam pela serial de *debug* ou pelo módulo ZigBee XBee e executá-los, além dos cálculos de CFA e FFT. Caso algum dado esteja pronto para envio, como por exemplo, um dado medido ou um aviso de que algum evento de curta duração ocorreu, deve-se formatar os dados e empacotá-los, adicionando ao pacote os endereços de origem e destino, o tamanho do pacote, os tipos de pacotes e a redundância.

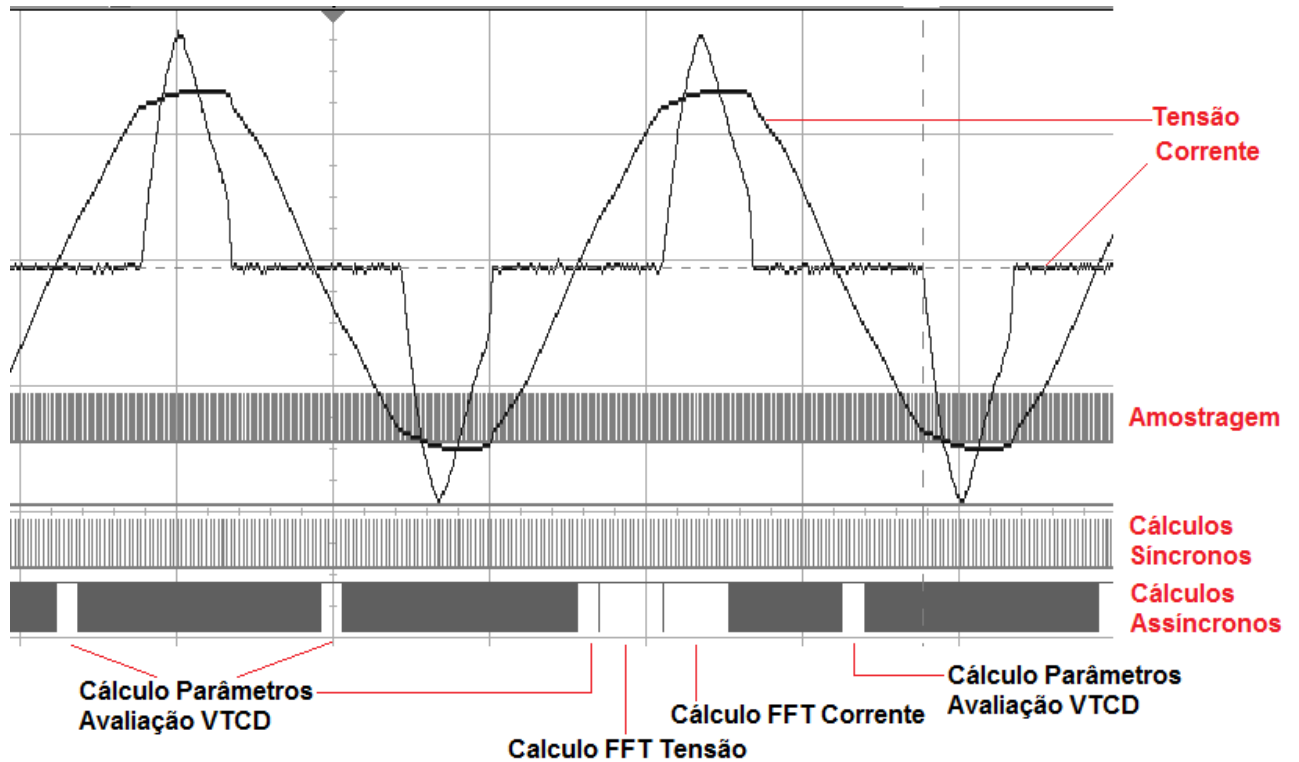
Para atender esses requisitos, o *firmware* se utiliza das funções automáticas disponíveis através da utilização do máximo de *hardware* disponível no DSP (interrupções por *timers*, conversores analógico-digitais, interfaces seriais, tanto no

modo de envio quanto de recepção, *hardware* de multiplicação e acumulação, PLL interna).

A estrutura da parte síncrona e da parte assíncrona seguem à risca o método simulado, como mostra a Figura 25 (seção 3.3 – Algoritmo Base). A parte síncrona está toda inserida na função de interrupção de amostragem do conversor analógico-digital, que deve ser realizada o mais rápido possível para que o sistema possa voltar ao processamento assíncrono, processamento realizado na função principal do sistema e ainda permitir que o sistema tenha as outras interrupções liberadas.

É possível identificar na Figura 39 a forma de onda analógica proveniente dos sensores de tensão e de corrente, os cálculos síncronos, a cada conversão do ADC, os cálculos assíncronos claramente identificados, onde estão destacados: o bloco de cálculo referente ao cálculo da FFT da corrente e da tensão; a determinação dos parâmetros tensão RMS a cada meio ciclo e a avaliação de eventos de VTCD; cálculos de tensão eficaz, corrente eficaz, potências ativa e aparente num período de agregação superior a meio ciclo (10/12 ciclos, 3s, 10s, 10 min 2h) e cálculos de ponto flutuante finais necessários para o CFA.

É possível observar que bloco único de cálculos de parâmetros e análise de VTCD inicia imediatamente após a ocorrência do cruzamento por zero da forma de onda da tensão. Os cálculos realizados nesses blocos de cálculo assíncrono são interrompidos todo o tempo para a realização dos cálculos síncronos (realizada 256 vezes por segundo – 128 para tensão e outras 128 para a corrente).



**Figura 39 – Formas de onda do processamento em tempo real**

Fonte: O Autor (2011).

A transmissão de dados via Zigbee se dá através da criação de um pacote de dados que é composto por um identificador de início de pacote (caractere '#'), pelo número de dados a ser enviado, pela identificação do pacote e pelos dados propriamente ditos.

Até o momento, foram protocolados três diferentes tipos de pacotes de serviço: apresentação, notificação de evento e envio de dados dos parâmetros da rede, não estando ainda definido o protocolo para transmissão de dados do conteúdo harmônico. Todos os dados obtidos para análise harmônica foram realizados através de um comando especial enviado pelo controlador da rede ZigBee para realizar um despejo de todos os dados calculados para a FFT e também os dados utilizados no seu cálculo.

O pacote de apresentação é enviado sempre que um módulo analisador de QEE é inicializado. Esse pacote de dados é constituído pelo caractere identificador de início #, 9 bytes a serem enviados, identificador de pacote de dados número 51 (que representa o caractere ASCII '3'), seguido dos dados dia, mês, ano, hora, minuto e segundo. A data e hora transmitidas correspondem àquelas contidas no

circuito integrado RTC da PQA, que possui uma bateria reserva para manter a data e horário atualizados, mesmo quando não conectados à fonte de alimentação.

O pacote de notificação de eventos é enviado sempre que um evento de variação de tensão de curta duração ocorre. Esse pacote de dados é constituído pelo caractere identificador de início #, 7 bytes a serem enviados, identificador de pacote de dados número 49 (que representa o caractere ASCII '1'), valor da magnitude do evento (limitado de 0% a 255%) e 2 bytes de medida de duração do evento – em semiciclos, limitados de 2 a 65535, o que representa um intervalo entre um ciclo até pouco mais de 9 minutos.

O pacote de envio de dados dos parâmetros de rede é enviado a cada período de agregação escolhido e para os testes realizados foi escolhido 10s. Esse pacote de dados é constituído pelo caractere identificador de início #, 11 bytes a serem enviados, identificador de pacote de dados número 53 (que representa o caractere ASCII '5'), 2 bytes para cada um dos dados: frequência da rede, tensão RMS, corrente RMS e Potência Ativa. Como a ordem de grandeza de cada um dos parâmetros a serem enviados é diferente e o intervalo do valor a ser transmitido em 2 bytes varia de 0 a 65.535, optou-se por multiplicar o valor real de cada um dos parâmetros por um fator de multiplicação diferente, de forma a ajustar as escalas.

Como o valor de frequência é um valor em torno de 60Hz, utilizou-se o fator de multiplicação 1000. Dessa maneira, uma frequência média, por exemplo, de 60,234Hz será transmitida como um valor de 60.234 (sessenta mil duzentos e trinta e quatro); no caso, em hexadecimal, 0xEB4A. Com esse ajuste de escalas é possível utilizar melhor o intervalo disponível para o envio de dados e reduzem-se os erros relacionados ao processo conversão entre tipos de dados (de *float* para inteiro).

Para a tensão eficaz utilizou-se um fator de multiplicação de 100, permitindo a transmissão de tensões de 0V a 650V; para a corrente eficaz utilizou-se um fator de multiplicação de 1000; portanto, para sensores de corrente de leitura de até 65A e para potência ativa utilizou-se um fator de multiplicação de 10, permitindo potências de até 6500W.

Estruturas de teste foram adicionadas, a fim de reportar um erro via ZigBee, caso alguma ação ilegal gerasse perda de uma amostra. Outras estruturas de teste e permissões para compartilhamento de tempo foram necessárias para garantir que os cálculos que exigissem grandes quantidades de processamento (tempos de

processamento superiores ao tempo de amostragem) não fossem executados em sequência. Dessa maneira garante-se o processamento em tempo real.

Uma vez todo o *firmware* funcionando devidamente no PQA, ensaios deveriam ser realizados para avaliar seu correto funcionamento, conforme será descrito a seguir.

#### 4.4 ENSAIOS PARA VALIDAÇÃO DO ANALISADOR DESENVOLVIDO

Foram realizados alguns testes com o gerador de eventos de curta duração e seis ensaios para análise dos cálculos dos parâmetros de QEE e análise harmônica, inclusive uma comparação entre os dados calculados via CFA e FFT e a FFT calculada no MATLAB para simples conferência.

Para analisar o funcionamento do medidor de QEE, inicialmente foram realizadas algumas medições com o PQA v2.02 sob diferentes tipos de cargas (resistiva, indutiva e não linear) e comparados os valores enviados via ZigBee (que correspondem a um valor médio calculado sobre uma agregação de 10s, à exceção dos índices harmônicos que são realizados com 4 ciclos de rede).

Os primeiros ensaios são comparados com valores de instrumento como uma média de três medições durante o período de avaliação, no caso, um alicate amperiométrico capaz de realizar medições de eficazes reais, fornecendo medidas de tensão eficaz real, corrente eficaz real, potência ativa, THDi, THDv e deslocamento de fase. A frequência e deslocamento de fase foram também obtidos pelo osciloscópio como referência.

É importante observar que os ditos “padrões” não possuem o mesmo método de aquisição de dados realizado pelo PQA (durante todo o tempo da amostragem), e servem somente como valor de referência, assumindo que não haja grandes variações durante o período de medição.

Os outros três ensaios não são comparativos com um dado padrão, embora tenham características diferentes específicas mais voltadas para a análise harmônica e serão descritas em detalhes nos seus respectivos tópicos.

#### 4.4.1 Análise de eventos de curta duração

Antes de realizar ensaios de diferentes tipos de cargas, somente com o sensor de tensão, foi analisada rapidamente a funcionalidade da detecção de VTCD.

Eventos de curta duração aleatórios podem ser considerados imprevisíveis e raros. Por esse motivo houve a necessidade de construir uma ferramenta de baixo custo capaz de gerar esses eventos. Essa ferramenta geradora de eventos foi projetada para funcionar com sinais de baixa tensão, em seguida ao sensor de tensão e foi chamada de STVC\_GEN (descrita em detalhes no Apêndice C – Desenvolvimento do Sistema Gerador de VTCD).

Todos os eventos gerados pelo gerador de VTCD com duração superior a 3 semiciclos nominais de rede (25ms) e amplitude que atendia a especificação de detecção (maior que 110% do valor nominal ou menor que 90% do valor nominal ou ainda tensões abaixo de 5% do valor nominal) foram detectados pelo avaliador de VTCD com sucesso, com erro inferior a 15% da magnitude e/ou erro da determinação de duração de meio ciclo para mais ou para menos para eventos de duração muito curtos. Isso ocorreu porque o gerador de VTCD não está sincronizado com a rede elétrica, o que poderia alterar o formato da forma de onda da tensão, alterando o resultado da medição. O erro torna-se erro menos evidente quanto maior for o evento.

#### 4.4.2 Carga resistiva-comparativa

O circuito de medição utilizado para esse teste foi uma fonte de tensão alternada fornecida pelo Varivolt configurado para tensões de referência de 80, 100, 120 e 140V conectada a uma lâmpada de potência nominal 200W.

Os resultados obtidos (Quadro 5) demonstram a frequência em Hz, tensão eficaz em Volts, corrente eficaz em Ampères e potência ativa em W, para ambos os valores medidos (valor médio e desvio padrão obtido via PQA de um período de 2 minutos com medidas a cada 10s e via ao instrumento padrão obtido por média de 3 amostras consecutivas no mesmo intervalo de 10s – marcado por STD).

LAMP	FREQ	FreqSTD	Erro	V	VSTD	Erro	I	I STD	Erro	PA	PASTD	Erro
80V	60,050	59,88	0,28	81,69	80,2	1,86	1,172	1,180	-0,66	95,6	94,5	1,21
DESVPAD	0,035	0,042		0,09			0,001			0,1		
100V	60,039	60,15	-0,19	105,61	104,2	1,36	1,349	1,320	2,21	142,4	136,8	4,12
DESVPAD	0,038	0,047		0,10			0,001			0,2		
120V	60,049	59,92	0,22	127,25	125,4	1,48	1,500	1,470	2,01	190,8	183,9	3,76
DESVPAD	0,032	0,028		0,12			0,001			0,3		
140V	60,055	60,24	-0,31	143,94	141,6	1,65	1,612	1,560	3,36	232,1	221,0	5,03
DESVPAD	0,023	0,031		0,12			0,001			0,4		

**Quadro 5 – Parâmetros medidos em carga resistiva**

Fonte: O Autor (2011).

Nesse teste pode-se observar que há linearidade nos resultados, apresentando erros relativamente baixos: erros menores que 0,5% para a medição de frequência, menor que 2% para tensão RMS, menor que 3% para corrente RMS e para potência menor que 5%, erros relativos ao valor padrão; válido apenas como comprovação de que os valores obtidos pelo PQA não são absurdos, ou seja, que a calibração dos sensores funcionou adequadamente.

Foi realizada também a análise harmônica dos sinais de tensão e corrente através do THD<sub>v</sub> e THD<sub>i</sub>. Esses dois itens foram calculados através do CFA, pois foi obtido a forma de onda da fundamental (amplitude e fase), deduzido da tensão eficaz e corrente eficaz medida e aplicada à definição, foi calculado o THD<sub>i</sub> e o THD<sub>v</sub>. O índice THD calculado a partir da FFT não foi considerado satisfatório pois apresentava erro muito elevado, provavelmente em consequência de o cálculo da FFT ser totalmente realizado em ponto fixo. Os resultados obtidos estão demonstrados no Quadro 6.

LAMP	THD <sub>v</sub>	THD <sub>v</sub> STD	Erro	THD <sub>i</sub>	THD <sub>i</sub> STD	Erro	FASE	FaseSTD	Erro
80V	4,75	3,0	1,75	3,63	1	2,63	0,561	0,99	-0,43
DESVPAD	1,66			1,77			0,023		
100V	4,12	3,0	1,12	3,75	3	0,75	0,472	0,99	-0,52
DESVPAD	1,57			1,84			0,037		
120V	3,49	3,0	0,49	3,92	3	0,92	0,415	0,99	-0,58
DESVPAD	2,28			0,93			0,021		
140V	3,65	3,0	0,65	3,26	3	0,26	0,408	0,99	-0,58
DESVPAD	2,38			1,88			0,018		

**Quadro 6 – Índice de análise harmônica em carga resistiva**

Fonte: O Autor (2011).

Com esses resultados, pode-se observar uma correlação com a teoria, em que o THD<sub>v</sub> deve ser um valor baixo (menor que 5%) e o THD<sub>i</sub> deve acompanhar o

THDv, uma vez que em cargas resistivas não há diferença de forma de onda, apenas uma razão de proporcionalidade. Em cargas resistivas também não há defasagem e, portanto, a fase medida deveria ser próxima de zero, conforme também se verifica na medição. O instrumento padrão utilizado para medir a diferença de fase foi o osciloscópio, que apresentou uma fase menor que 1 grau, mas quase o dobro do valor detectado pela PQA. Embora o erro considerado entre índices percentuais seja somente a diferença entre eles, possivelmente a fase detectada pelo osciloscópio se deva à larga banda passante e ao fato de o sinal analisado pelo osciloscópio não possuir o filtro RC de primeira ordem posicionado imediatamente antes da entrada do canal analógico do DSP, ficando sujeito a ruídos que pudessem alterar o valor medido.

Para a determinação da fase utilizou-se o algoritmo CFA, que obtém uma fase arbitrária de cada um dos sinais de tensão e de corrente que foram simultaneamente amostrados e que realiza a diferença entre essas fases.

#### 4.4.2 Carga não linear-comparativa

O mesmo procedimento foi realizado (4 valores fornecidos pelo Varivolt de tensões de 80, 100, 120 e 140V), aplicados agora a uma carga não linear, composta por uma fonte eletrônica de computador de até 450W ligada a várias cargas de corrente contínua (discos rígidos). Mais uma vez foi possível medir os parâmetros da rede, frequência, tensão e corrente RMS, potência ativa, dispostos no Quadro 7, onde aproximadamente os mesmos erros do ensaio de carga resistiva se repetiram.

NLinear	FREQ	Freq_STD	Erro%	V	VSTD	Erro	I	LSTD	Erro	PA	PASTD	Erro
80V	60,058	60,06	0,00	81,68	80,5	1,47	0,904	0,940	-3,82	55,5	54,6	1,63
DESVPAD	0,041			0,07			0,001			0,1		
100V	60,054	60,06	-0,01	103,86	102,5	1,32	0,752	0,790	-4,79	57,0	56,4	0,98
DESVPAD	0,028			0,08			0,000			0,1		
120V	60,049	59,96	0,15	123,22	122,2	0,83	0,670	0,690	-2,86	58,6	60,0	-2,29
DESVPAD	0,038			0,28			0,001			0,1		
140V	60,024	59,98	0,07	144,27	142,2	1,45	0,617	0,640	-3,54	60,8	63,9	-4,87
DESVPAD	0,028			0,56			0,002			0,1		

**Quadro 7 – Parâmetros medidos em carga não linear**

Fonte: O Autor (2011).

Também foi realizada a análise harmônica dos sinais de tensão e corrente através do THDv e THDi, através do CFA, conforme descrito na seção de ensaio de



carga resistiva e determinada a fase entre os dois sinais, resultados demonstrados no Quadro 8.

NLinear	THDV	THDVSTD	Dif	THDI	THDISTD	Dif	FASE	Fase STD	Erro
80V	6,04	4,0	2,04	83,04	79	4,04	-1,515	Falha	?
DESVPAD	1,32			1,09			0,074		
100V	4,32	3,0	1,32	88,95	85	3,95	-1,863	Falha	?
DESVPAD	2,61			1,09			0,183		
120V	4,27	3,0	1,27	95,33	94	1,33	-1,465	Falha	?
DESVPAD	2,28			1,56			0,151		
140V	3,42	3,0	0,42	102,77	95	7,77	3,712	Falha	?
DESVPAD	2,12			0,90			0,410		

**Quadro 8 – Índice de análise harmônica em carga não linear**

Fonte: O Autor (2011).

Com a medição da carga não linear, embora o PQA tenha medido um valor de defasagem ligeiramente negativo – o que seria esperado, visto que a entrada desse tipo de fonte possui uma característica resistiva e ligeiramente capacitiva, embora com consumo de corrente não linear –, não foi possível calcular o erro, uma vez que o equipamento padrão utilizado, o osciloscópio, não conseguia sincronizar a medição para realizar a medição da defasagem.

Conforme esperado, as medidas de THD de tensão apresentam um valor de THDv relativamente baixo, embora a diferença entre o valor medido e o valor do “padrão” tenha aumentado.

Esse tipo de fonte não linear é um conversor de corrente alternada em corrente contínua e controla a potência fornecida do retificador de entrada. Quanto menor for o consumo de potência na carga, mais pulsada é a forma de onda da corrente consumida na entrada e menor a potência média consumida. Analogamente, quanto maior a potência média necessária na carga, menos pulsada é o consumo de corrente na entrada, ou ainda, mais a corrente consumida toma um aspecto puramente senoidal diminuindo assim o THDi.

Com esse conceito, ao alterar a tensão de alimentação de uma fonte com as características descritas, mantendo-se a potência consumida constante, ao diminuir a tensão fornecida, a corrente média deve aumentar e, portanto, a forma de onda da corrente consumida fica menos pulsada, reduzindo o THDi. Analogamente, quanto maior a tensão fornecida sob a mesma potência entregue pela saída da fonte, a corrente média consumida deve ser menor, mais pulsada e com THDi maior. Esse

comportamento também pode ser observado nos resultados do Quadro 8, em que à medida que a tensão diminui, o THDi diminui também.

#### 4.4.3 Carga indutiva-comparativa

Esse teste foi realizado somente com uma tensão, 60V, para verificar se a detecção da fase pelo sistema estava correta. Essa tensão de alimentação foi ligada ao mesmo motor utilizado para fazer a aquisição de dados na fase de simulação. Trata-se de um motor com uma característica indutiva bastante pronunciada, uma vez que não está sobre carga. No Quadro 9 estão representados os valores da tensão, corrente e potência ativa medidas, conforme realizado com os testes anteriores.

Motor	FREQ	Freq_STD	Erro%	V	VSTD	Erro	I	ISTD	Erro	PA	PASTD	Erro
60V	60,061	60,2	-0,23	63,63	62,5	1,82	1,104	1,080	2,18	36,5	30,1	21,24
DESVPAD	0,023			0,06			0,010			1,3		

**Quadro 9 – Parâmetros medidos em carga indutiva**

Fonte: O Autor (2011).

Também foi realizada a análise harmônica dos sinais de tensão e corrente através do THDv e THDi através do CFA e determinada a fase entre os dois sinais, resultados demonstrados no Quadro 10.

Motor	THDv	THDvSTD	Dif	THDi	THDiSTD	Dif	FASE	Fase STD	Erro
60V	5,66	4,5	1,16	3,46	5,5	-2,04	58,458	57,20	2,20
DESVPAD	1,42			5,07	0 - 13		1,014		

**Quadro 10 – Índice de análise harmônica em carga indutiva**

Fonte: O Autor (2011).

Na medição da carga predominantemente indutiva, como a mesma é uma carga linear, é esperado que os valores de THDv e THDi sejam aproximadamente os mesmos a uma carga resistiva, pois, embora estejam defasados entre si, ainda apresentam linearidade. Entretanto, nesse caso em particular, o motor está alimentado por um transformador, o que pode gerar distorções harmônicas. Por esse motivo, tanto o THDv quanto o THDi de ambas a PQA e o valor de referência mediram ligeiros aumentos na distorção da forma de onda. Pode-se observar também que o THDi teve um desvio padrão muito elevado, cerca de 5% quando o valor médio obtido foi 3,46% e da mesma maneira que no equipamento referência foi

particularmente difícil de se obter um valor estável de THDi, variando de 0 a 13%. O motivo deve ser discutido e investigado para então realizar novas medições.

Quanto à medição da fase, obteve-se um valor de defasagem de 58,45 graus enquanto o osciloscópio obteve o valor de 57,20 graus. Pode-se observar que o desvio padrão da fase contempla o valor medido no osciloscópio, determinando assim que o valor obtido pela PQA fornece um valor aproximado da medição de defasagem.

#### 4.4.4 Carga resistiva de longa duração (1h)

Esse experimento foi realizado com a mesma carga do primeiro teste, uma lâmpada de tensão nominal 127V e potência nominal de 200W. Nesse ensaio de longa duração o período de medição foi de aproximadamente 1 hora. Outra diferença dos testes anteriores é a não utilização do Varivolt como fonte de tensão, sendo o cabo *bypass* com os sensores de tensão e corrente conectado diretamente à tomada da rede elétrica do laboratório. Na Figura 40 está representada graficamente a frequência da rede ao longo de 1 hora, em que a base de tempo é o número de amostras, cada uma obtida a cada 10s.

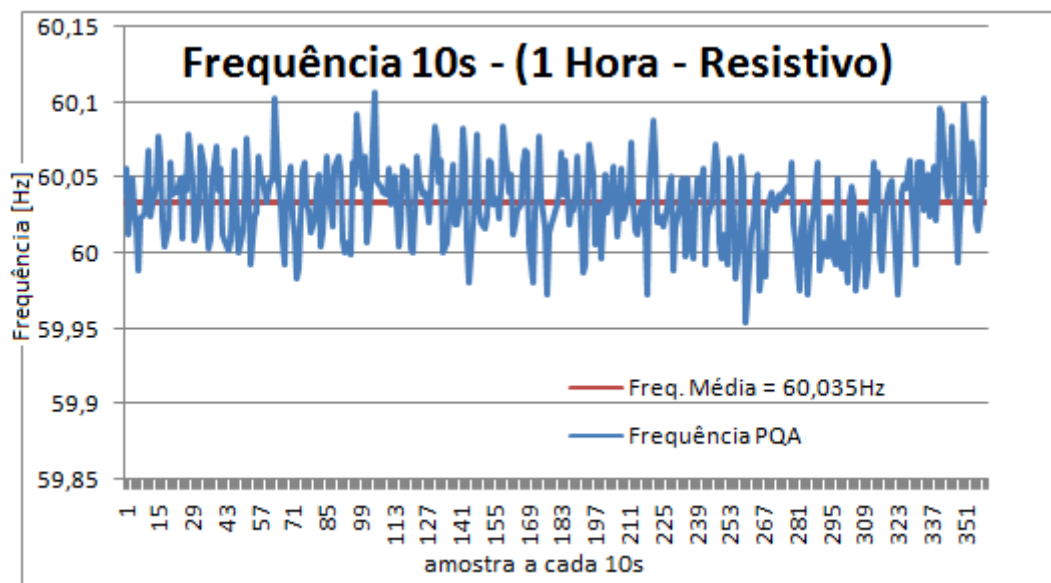


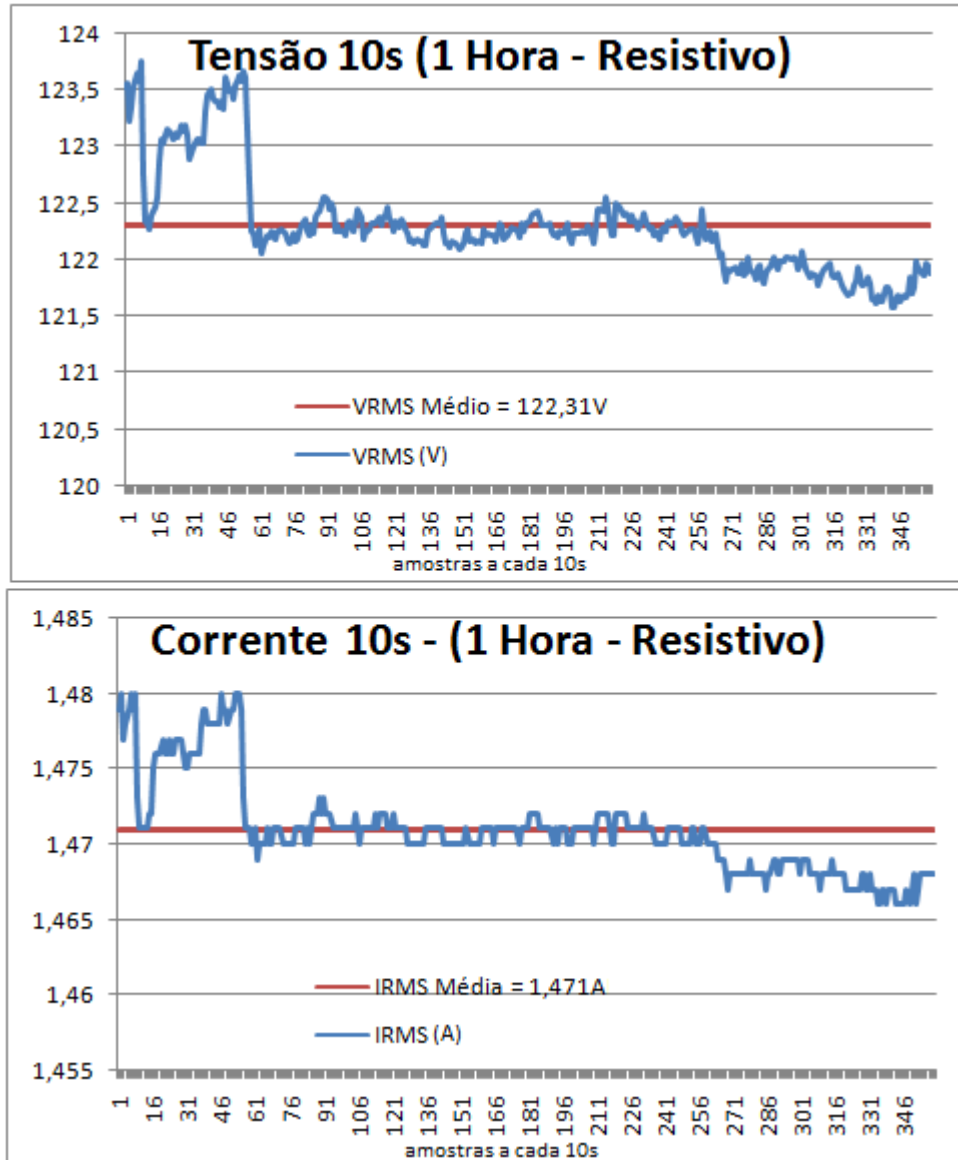
Figura 40 – Frequência da rede elétrica ao longo de 1 hora

Fonte: O Autor (2011).

Os resultados obtidos de medição de frequência estão consonantes aos resultados obtidos durante o processo de simulação do algoritmo proposto,

apresentando um valor médio em torno de 60Hz (a média obtida foi 60,035Hz) com pequenas variações durante o período, limitadas entre 59,95Hz e 60,12Hz.

Na Figura 41 a tensão RMS e corrente RMS estão representadas graficamente durante o mesmo período de análise: 1 hora.



**Figura 41 – Tensão RMS e corrente RMS ao longo de 1 hora**

Fonte: O Autor (2011).

Como a carga é resistiva, há uma correspondência nos gráficos de tensão e corrente, conforme pode ser observado nos gráficos de tensão e corrente da Figura 51. A tensão RMS média obtida no período foi de 122,31VRMS com valores entre a 121,6VRMS e 123,8VRMS. A média da corrente RMS foi de 1,471ARMS, com valores medidos entre 1,465ARMS e 1,48ARMS.

#### 4.4.5 Carga indutiva comercial

Para complementar os resultados da medição de cargas indutivas, foi realizada a medição sobre uma carga comercial, compressor de refrigerador, durante um período mais longo, no caso aproximadamente 23 minutos.

Nesse ensaio o cabo *bypass* foi ligado diretamente à rede elétrica, com tensão nominal de 220V. Na Figura 42 está resumido graficamente o resultado obtido pela análise da energia elétrica a que o compressor está submetido. Pode-se observar mais uma vez a estabilidade da frequência mantida entre 59,95Hz a 60,13Hz com uma média de 60,045Hz. A tensão RMS teve uma pequena oscilação, mas mantida entre 213,5VRMS a 218,5VRMS com média de 215,97VRMS. Pode-se perceber, também, que a corrente consumida pela partida do compressor chegou a pouco menos de 0,8A durante o processo de partida do motor, com um valor médio no período de aproximadamente 0,5ARMS. No gráfico de Potência observam-se as potências ativas em azul (potência ativa média igual a 80,8W), a potência total em vermelho (potência aparente média igual a 109,9VA) e o fator de potência em verde (razão entre potência ativa e potência aparente, com um valor médio de 0,7348).

É importante perceber que tanto nos gráficos de corrente quanto de potência pode-se observar a evolução no processo de consumo energético de um compressor de refrigerador, iniciado pela partida do compressor, com um consumo elevado, seguido por um decréscimo exponencial no consumo e finalizando com seu desligamento.

Durante o processo de redução de consumo, pode-se observar também no gráfico da fase medida na Figura 41 um acréscimo da defasagem entre tensão e corrente (com fase média de 39,81 graus), também exponencial, e conseqüente decréscimo no fator de deslocamento (fator de deslocamento médio de 0,7512).

Para explicar precisamente esse comportamento é necessário aprofundamento na teoria de ciclo de Carnot, leis da termodinâmica e princípio de funcionamento de sistemas de resfriamento. Entretanto, uma possível explicação simplificada poderia ser que o compressor inicia o funcionamento realizando um trabalho sobre uma carga. À medida que o compressor vai realizando trabalho sobre a carga, essa diminui, reduzindo assim a quantidade de trabalho necessário a se desenvolver sobre essa carga, ou potência útil, e o motor começa a trabalhar a

vazio, aumentando o comportamento do motor como carga indutiva e aumentando assim o ângulo de fase.

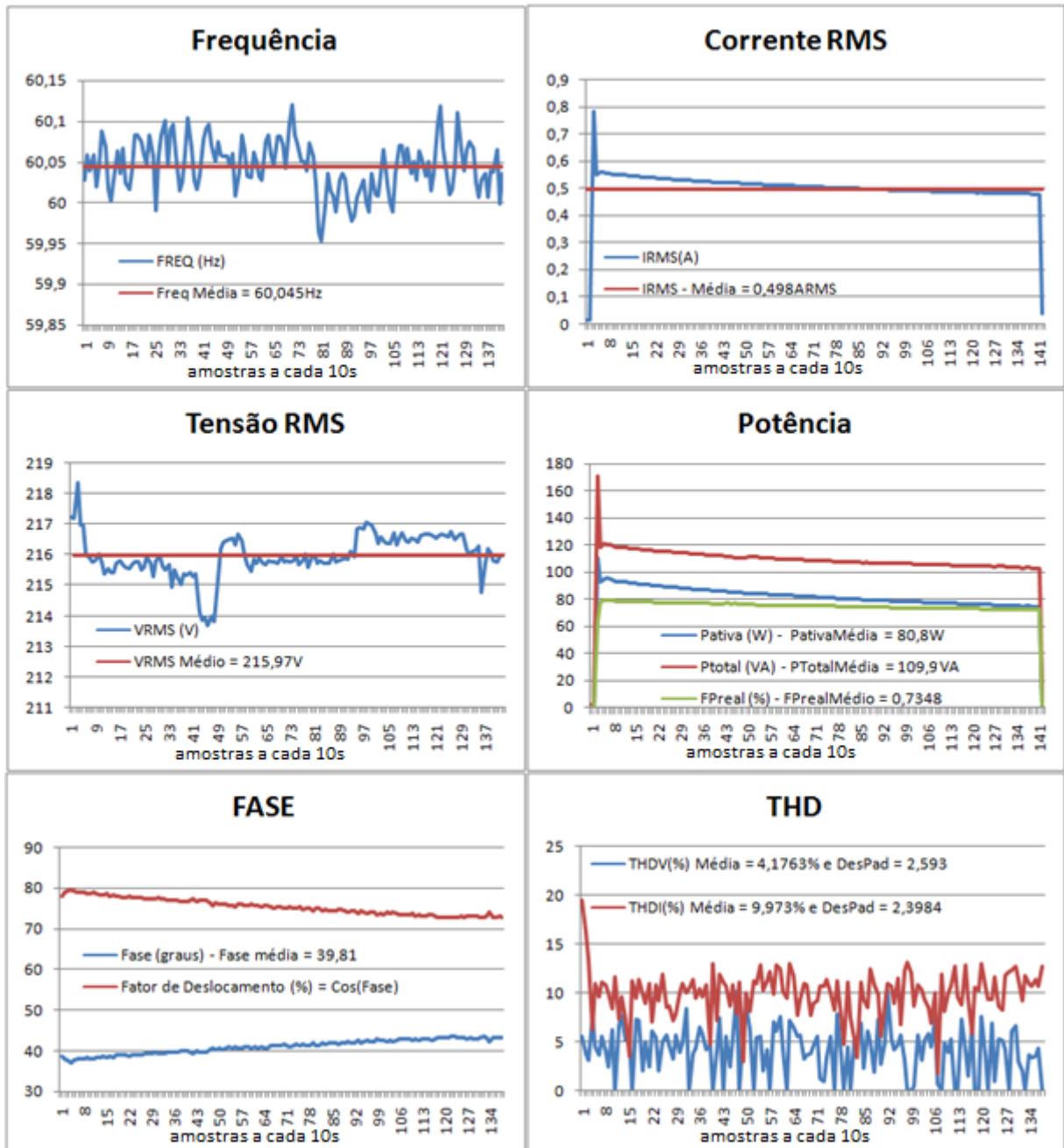
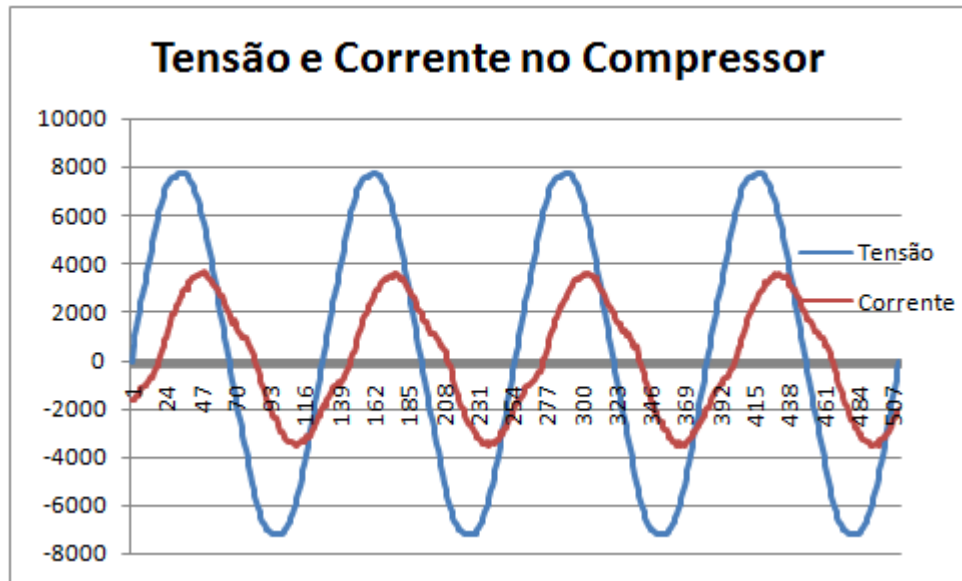


Figura 42 – Dados de QEE ao longo 23 minutos em um compressor de refrigerador

Fonte: O Autor (2011).

Outra análise realizada nesse teste foi a análise harmônica dos sinais de tensão e corrente calculados no PQA e comparados com os valores obtidos pelo MATLAB. Para realizar esse teste comparativo, os dados brutos amostrados adquiridos pelo conversor analógico digital foram enviados através da porta serial para o computador. As formas de onda da tensão (em azul) e da corrente (em

vermelho) referentes aos 4 ciclos de rede, ou 512 pontos utilizados para calcular a FFT da tensão e da corrente, podem ser visualizados na Figura 43.



**Figura 43 – Sinais de tensão e corrente ao longo de 4 ciclos – 512 pontos**

**Fonte: O Autor (2011).**

A FFT realizada pela PQA através da biblioteca gratuita disponibilizada pela empresa Microchip não detectou componentes harmônicas diferentes da frequência fundamental. Entretanto, é evidente que há alguma distorção harmônica, pelo menos no sinal de corrente, pois como se pôde observar na Figura 43, o formato do sinal de corrente é diferente de uma senoide pura. Os mesmos dados foram inseridos no MATLAB que comprovou um THDv de 1,84% e um THDi de 10,38%. Pelo método de cálculo de THD utilizando-se do algoritmo CFA (gráfico THD na Figura 42) realizada pela PQA, obteve-se um resultado de THDv médio de 4,17% e um THDi de 9,97%.

Ainda que haja uma variação grande nos valores obtidos de THDv e THDi pelo método do CFA, há uma aproximação maior do resultado confiável utilizado como padrão (MATLAB) quando comparado com a FFT da biblioteca da empresa Microchip. Investigações se fazem necessárias para ajustar ou descobrir o motivo das oscilações do cálculo de THD pelo algoritmo CFA.

#### 4.4.6 Carga não linear comercial

Foi realizado um teste de cerca de 8 minutos com uma carga comercial com características não lineares, no caso, um televisor LCD de 32 polegadas.

Nesse ensaio o cabo *bypass* também foi ligado diretamente à rede elétrica, com tensão nominal de 220V. Na Figura 44 está resumido graficamente o resultado obtido pela análise da energia elétrica a que o televisor está submetido.

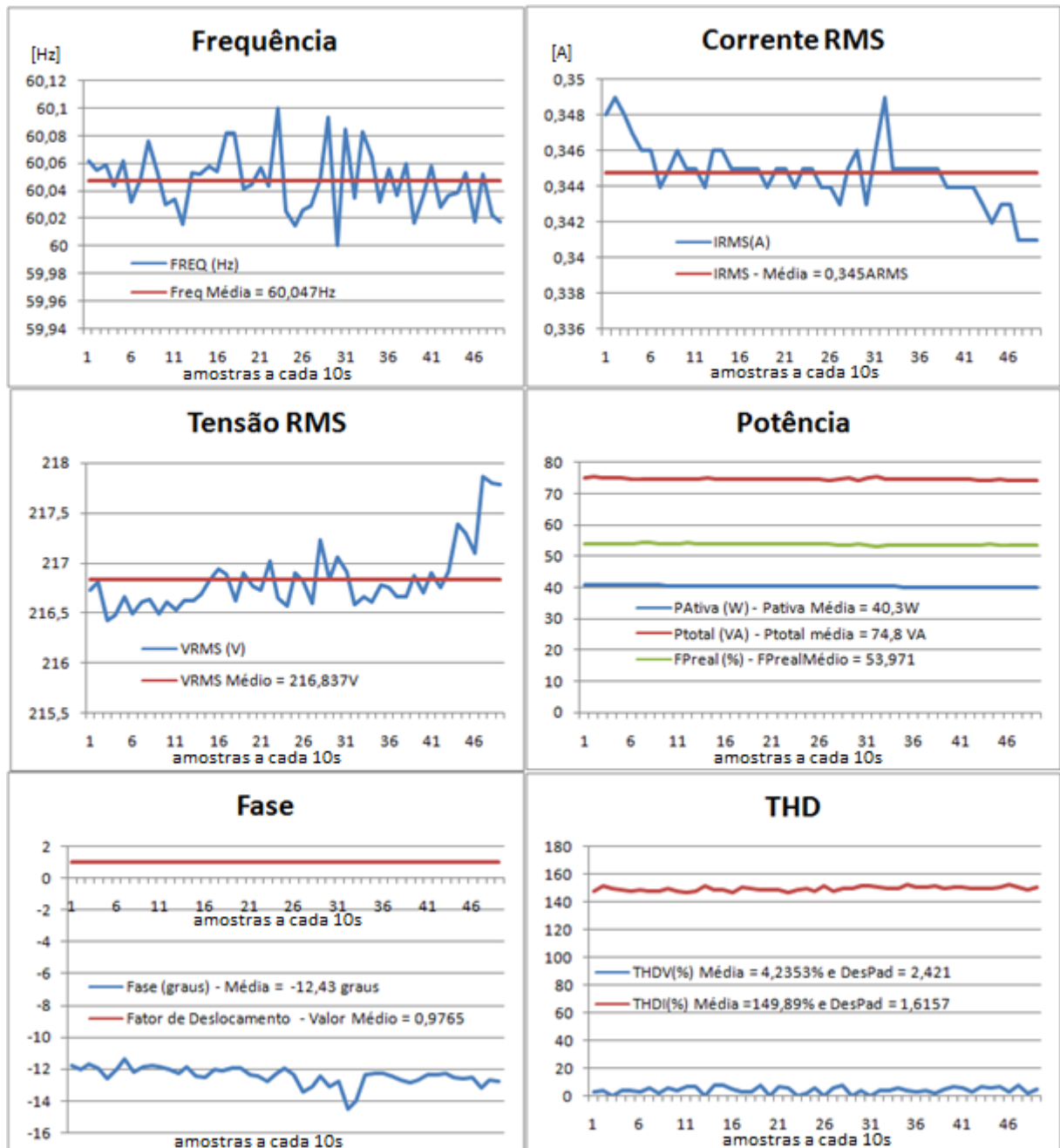


Figura 44 – Dados de QEE ao longo 8 minutos em um televisor LCD 32”

Fonte: O Autor (2011).

Pôde-se observar mais uma vez a estabilidade da frequência mantida entre 60,0Hz e 60,1Hz, com uma média de 60,047Hz. A tensão RMS teve um ligeiro aumento durante o período, mas limitada entre 216,4VRMS e 218VRMS, com uma média de 216,84VRMS. As potências permaneceram aproximadamente constantes:

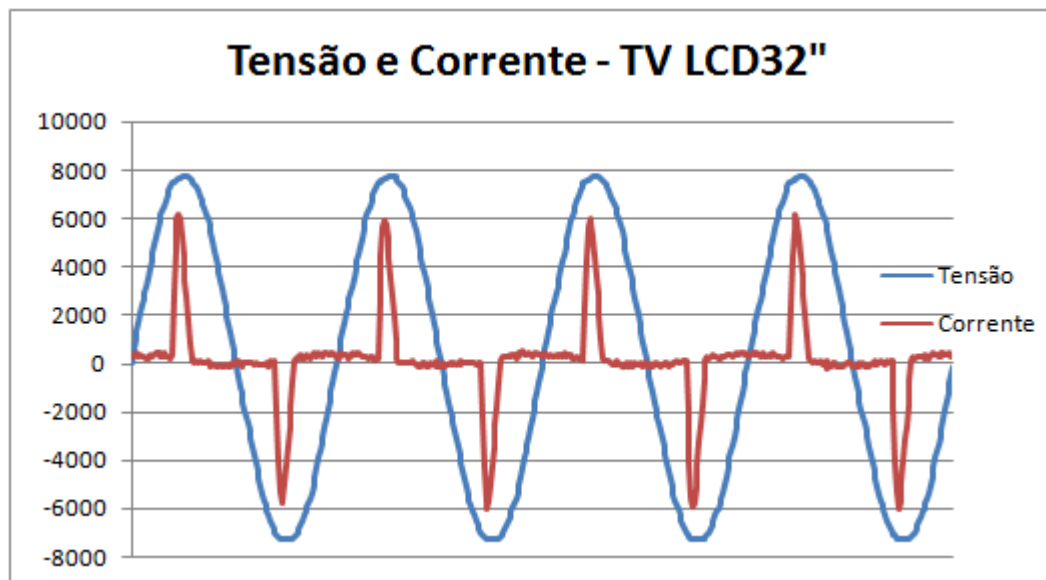


a potência ativa teve uma média de 40,3W e a potência total uma média de 74,8VA. O fator de potência real também ficou estável, com média de 53,97%.

Conforme descrito no experimento de carga não linear anterior, para se manter uma potência da saída constante de um conversor CA - CC, caso haja um acréscimo da tensão, é esperado um decréscimo da corrente, como pode ser observado no gráfico de corrente da Figura 44, em que a corrente média durante o período foi de 0,345ARMS.

Também é possível observar na Figura 44 no gráfico da Fase, que a defasagem possui uma característica predominantemente capacitiva, no caso, com um ângulo de defasagem médio de -12,43 graus, ou um fator de deslocamento médio de 0,9765.

Para realizar a análise harmônica, mais uma vez realizou-se o envio dos dados brutos utilizados para cálculo da FFT pela porta serial do computador, conforme mostrado na Figura 45.

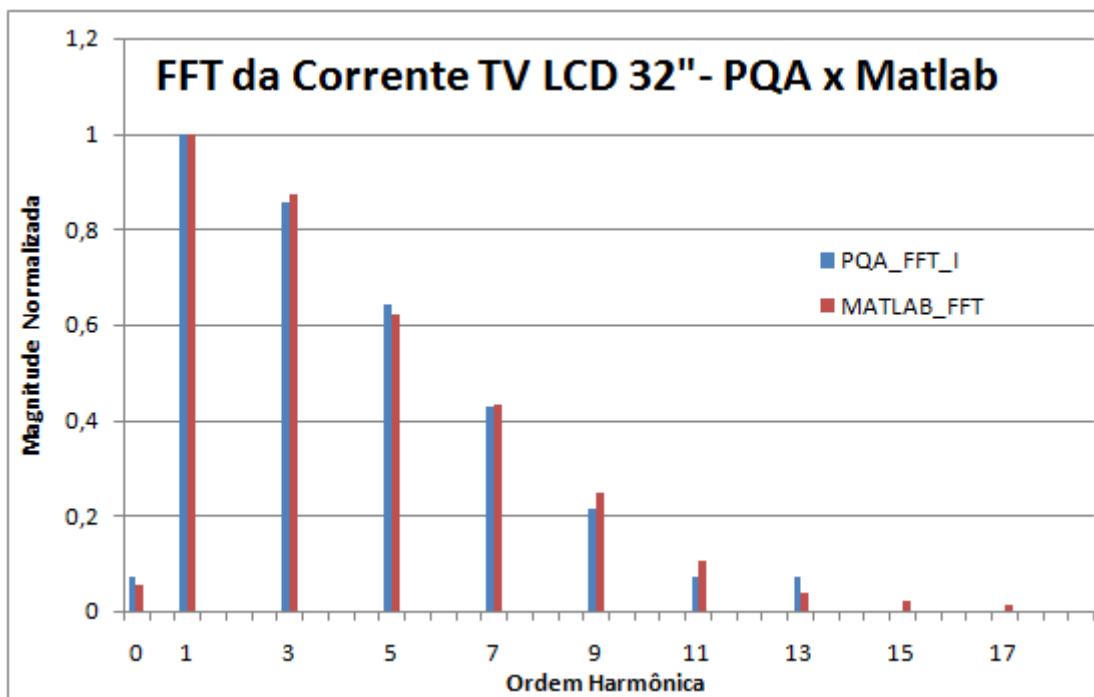


**Figura 45 – Sinais de tensão e corrente ao longo de 4 ciclos – 512 pontos**

Fonte: O Autor (2011).

Mais uma vez o cálculo do THDv não foi possível de ser obtido pela FFT calculada através da biblioteca da empresa Microchip, pois a mesma não conseguiu detectar conteúdo harmônico da tensão; o MATLAB forneceu valor de referência de 1,84% de distorção harmônica e o valor obtido de THDv pelo algoritmo CFA foi de 4,23%.

A FFT realizada pela PQA através da biblioteca da empresa Microchip obteve melhores resultados com formas de onda fortemente distorcidas, no caso da corrente consumida pelo televisor, conforme é possível observar no gráfico da Figura 46. Nessa figura estão a magnitude dos espectros calculados pela FFT executada no PQA em azul e os calculados pelo MATLAB em vermelho. Considerando-se o valor obtido pelo MATLAB como valor verdadeiro, pôde-se observar erros de 1% a 2% para as harmônicas de ordem 3, 5 e 7 e erros de 3%, 5% e 9% respectivamente para as harmônicas de ordem 9, 11 e 13. Ordens superiores não foram detectadas pelo PQA, embora detectadas pelo MATLAB.



**Figura 46 – FFT da corrente realizada pela PQA e MATLAB**

Fonte: O Autor (2011).

Para o cálculo do THD, pelo método do conteúdo harmônico da FFT processada pelo PQA o valor obtido foi de 151,18%; pelo MATLAB o valor obtido foi de 154,82% e pelo método do CFA processado no PQA o valor obtido médio de THDi de 149,89%, podendo assim considerar-se que os três métodos estão em consonância.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho é o início de um projeto de desenvolvimento e para tanto a revisão realizada das normas internacionais IEC 61000-4-30 e IEEE 1159 e do Módulo 8 do PRODIST (vigente no Brasil desde 2008) teve por objetivo determinar os parâmetros e índices que deveriam ser medidos. Essa análise é de extrema importância para que o produto final esteja normatizado entre os padrões nacionais e internacionais.

O processo de simulação é essencial para conhecimento dos algoritmos que se pretende utilizar, conhecendo suas limitações e possíveis problemas associados. O algoritmo CFA simulado demonstrou ser adequado para a detecção da amplitude e fase da forma de onda de frequência fundamental e detecção da amplitude das componentes harmônicas, não sendo adequado para a detecção das fases de componentes harmônicas diferentes da fundamental. Através da simulação do algoritmo FFT, discutiu-se sobre a importância da escolha da frequência de amostragem adequada e, após algumas simulações com janelamento, concluiu-se que, como a frequência da rede é muito estável, o vazamento espectral pode ser desconsiderado.

As medições dos parâmetros de QEE ocorreram conforme o esperado seguindo a norma IEC 61000-4-30, bem como a detecção de eventos, ainda que executadas sobre estratégias de sincronismo para a realização dos cálculos somente com um único acesso aos dados tensão e corrente. É evidente que nem todos os requisitos recomendados pelas normas puderam ser atendidos, pois se trata de um sistema piloto de baixo custo. Algumas tarefas não puderam ser realizadas como, por exemplo, a análise de conteúdo harmônico realizado sobre uma janela de 12 ciclos, mas realizou-se em uma janela de 4 ciclos.

O ponto sensor foi especificado, projetado, prototipado e testado pelo autor e três versões foram necessárias até chegar ao PQA v 2.02, que em sua última versão teve quatro protótipos montados. O *firmware* desenvolvido é uma conjunção dos algoritmos simulados, bibliotecas, ajuste de tamanho e tipos de variáveis e utilização de recursos de *hardware* disponíveis no processador para realizar as tarefas necessárias no menor tempo possível.

O desempenho dos algoritmos foi avaliado com medições reais, comprovando a viabilidade e funcionalidade do cálculo em tempo real (com exceção

da análise harmônica) de alguns índices capazes de avaliar QEE com a utilização de um processador de baixo custo executando um *firmware* a 40MIPS. Também foi possível com o *hardware* desenvolvido a análise de eventos de curta duração e sua avaliação através da ferramenta geradora de eventos de curta duração, cumprindo assim os objetivos propostos para o trabalho.

Além dos objetivos, alguns resultados práticos interessantes foram obtidos, capazes de evidenciar características de cargas específicas, como por exemplo, as características de cargas não lineares ou o comportamento dinâmico do consumo elétrico de refrigeradores.

Dentre as perspectivas futuras estão a investigação e o refinamento dos resultados obtidos pelos algoritmos CFA – verificando a causa das oscilações das medições para cargas com baixos THDs nominais – e FFT processados em *hardware* – verificando o procedimento de cálculo da magnitude sem que haja perda de precisão, visto que foi utilizado para esse fim a biblioteca disponibilizada pela empresa Microchip e, seguindo suas recomendações de utilização, ainda houve imprecisões em sinais fracamente distorcidos

Ainda sobre o a FFT, faz-se necessária a análise de impacto das inter-harmônicas sobre esse algoritmo. Possivelmente, as inter-harmônicas causarão vazamento espectral grave, podendo ser mandatória a utilização de janelamento para a FFT.

Outros algoritmos poderiam ser adicionados ao *firmware* principal, por exemplo, análise de *flicker*, pois ainda há cerca de 40% de tempo de utilização de processamento disponível. Outra linha de atualização que o *hardware* e o *firmware* suportam é a inserção de outros canais de análise, seja outras duas tensões para análise de VTCD em sistemas trifásicos ou dois outros canais de correntes, que podem, por exemplo, analisar fluxo energético e fonte de geração de distorção harmônica.

Para a continuidade do projeto é recomendado buscar soluções paliativas aos sensores desenvolvidos nesse trabalho, principalmente o sensor de corrente, que requer a abertura do circuito para sua inserção e em algumas cargas não é possível a interrupção de seu funcionamento a fim de iniciar o processo de análise de QEE.

Com o desenvolvimento destes sensores não invasivos de corrente será possível a instalação do sistema de medição em uma planta industrial com vários

pontos de medição, fazendo-se assim a análise de QEE de forma distribuída e de baixo custo.

Outra necessidade do projeto para tornar-se comercial é a continuidade do *software* de interface homem-máquina para gerenciamento e visualização dos dados enviados pelos pontos sensores, tornando assim mais intuitivas e simples a análise e a interpretação dos dados transmitidos e dos eventos detectados pelos pontos sensores.

## REFERÊNCIAS

ALENCAR, B. P.; GOMES FILHO, José Iran; MELO, R. A.; LEÃO, R. P. S.. A Flickermeter Design on LabView Based on IEC61000-4-15. In: ICHQP - INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 12., 2006, Cascais (Portugal). **Proceedings...ICHQP**, 2006.

ANEEL. PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional). **Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Aprovado pela Resolução Normativa nº 424/2010 de 01/01/2011.

ARRILLAGA; Jos; WATSON, Neville R; CHEN,S. **Power system quality assessment**. Rio de Janeiro: Willey & Sons, 2000.

BOLLEN, M. H. J.; GU, I.Y.H. **Signal processing of power quality disturbances**. USA: IEEE Press, 2006.

CHAPMAN, David. **Os custos da má qualidade de energia**. United Kindom: European Copper Institute and Copper Development Association, 2002.

DIVAN, Deepak; GARCIA, Flávio Resende; NAVES, Alexandre Carvalho. Uma análise comparativa entre as principais tecnologias existentes e a nova tecnologia DySC® para correção de problemas causados pelos afundamentos de tensão em processos industriais. In: SBQEE, 6., 2005, Belém. **Anais...** Disponível em: <<http://www.labplan.ufsc.br/congressos/SBQEE/Anaispdf/7568.pdf>>. Acesso em: 10 jan. 2011.

ELAHI, Ata; GSCHWENDER, Adam. **Introduction to ZigBee Wireless Sensor and Control Network**. Indiana: Pearson Education, 2009

FERNANDES, Délio Eduardo Barroso. **Uma metodologia de gerenciamento da qualidade da energia elétrica**. 1999. 124f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica de Minas, Belo Horizonte, 1999.

FERREIRA FILHO, Anésio de Leles; OLIVEIRA, Marco A. de; SOARES, Samuel S. T.; ASSUMPÇÃO, Arthur; MATOS, Cláudio A. F. Ferramenta Computacional para Análise de Variações Momentâneas de Tensão. In: CBQEE - CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 7., 2007, Santos. **Anais...** Disponível em: <[http://www.sbqee.com.br/cbqee\\_2007\\_pdfs/31544.pdf](http://www.sbqee.com.br/cbqee_2007_pdfs/31544.pdf)>. Acesso em: 02 fev. 2011.

FERRIGNO, L.; LANDI, C.; LARACCA, M. FPGA-based Measurement Instrument for Power Quality Monitoring according to IEC Standards. In: I<sup>2</sup>MTC - IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 2008, Victoria. Acessado na UTFPR através da base IEEE Xplore em: 11 fev. 2009.

FRANCO, Edgar. **Qualidade de energia: causas, efeitos e soluções**. ENGECOMP, 2009. Disponível em: < <http://pt.scribd.com/doc/17360401/Qualidade-de-Energia>>. Acesso: 24 fev. 2011.

GARCIA, V. V.; KAGAN, N.; FERRARI E. L.; AMASIFEN, J. C. C.; SUEMATSU, A. K.; HAYASHI, R.; CHAVES, L. B. Sistema de Consultoria de Qualidade de Energia Elétrica. In: CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 8, 2009, Blumenau. **Anais...** Disponível em: <[http://www.s bqee.com.br/cbqee\\_2009\\_pdfs/071.pdf](http://www.s bqee.com.br/cbqee_2009_pdfs/071.pdf)>. Acesso em: 16 maio 2011.

HAFNER, Angelo Alfredo. **Estudo e simulação dos módulos lógicos de um medidor de qualidade de energia elétrica**. 2006. 119f. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2006.

IEC 61000-4-7:1997, **Electromagnetic Compatibility (EMC) – Testing and Measurement Techniques – General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements and Instrumentation, for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto**.

IEC 61000-4-30:2008, **Electromagnetic Compatibility (EMC) – Testing and Measurement Techniques - Power Quality Measurement Methods**.

IEEE Std 519™-1992. **Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. Acessado na UTFPR através da base IEEE Xplore em: 24 mar. 2010.

IEEE Std 1159™-2009. **Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality**. Acessado na UTFPR através da base IEEE Xplore em: 24 mar. 2010.

IEEE Std 1459™-2010. **Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions**. Acessado na UTFPR através da base IEEE Xplore em: 1 mar. 2011.

FARNELL. Disponível em: <<http://www.farnell.com.br>>. Acesso em: 05 abr. 2011.

ITI (CBEMA). **Curve Application Note (2000)**. Washington DC: Information Technology Industry Council (ITI), 2005. Disponível em: <<http://www.itic.org/archives/iticurv.pdf>>. Acesso em: 05 abr. 2011.

MANUAL XBee®/XBee-PRO® ZB RF Modules. Digi International, Inc., 2010. Disponível em: <<http://www.digi.com>>. Acesso em: 06 maio 2011.

MARQUES, Cristiano Augusto Gomes. **Técnica de detecção de distúrbios para o monitoramento da qualidade da energia**. 2007. 103f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2007.

MARTINS, Júlio S.; COUTO, Carlos; AFONSO, João Luiz. Qualidade de Energia Elétrica. In: CONGRESSO LUSO-MOÇAMBICANO DE ENGENHARIA, 3., 2003, Maputo. **Anais...** Disponível em: <<http://repositorium.sdum.uminho.pt/bitstream/1822/1503/1/CLME-03.pdf>>. Acesso em: 02 fev. 2011.

MELO, Priscila Facco de. **Projeto e implementação de um filtro ativo universal trifásico controlado digitalmente**. 2010. 143f. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2010.

MERLHORN, Christopher J;MCGRANAGHAN, Mark F. **Interpretation and analysis of power quality measurements**. Drantex-BMI, 1995.

PÁDUA, Marcelo S.; DECKMANN, Sigmar M.; LOPES, Amauri; MARAFÃO, Fernando P.; MOREIRA, Alexandre C. Metodologia para identificação do componente fundamental da tensão da rede baseada no algoritmo recursivo da TDF. **Revista Controle & Automação**, v.18, n. 3, jul./ago./set. 2007, p. 381.

PEREIRA, Clever. **Transformadores de potencial**. 2005. Disponível em: <<http://www.cpdee.ufmg.br/~clever/10especializa/ProtecaoSEP/Unid04-TPs.pdf>>. Acesso em: 23 maio 2011.

PQMETERSTORE. Disponível em: <<http://www.pqmeterstore.com>>. Acesso em: 05 abr. 2011.

QENERGIA. **O impacto dos problemas de qualidade da energia em instalações eléctricas: o caso particular das cavas, conteúdos harmónicos e sobretensões**. Ciclo palestras Ordem Engenheiros, 2001. Disponível em: <[www.qenergia.pt](http://www.qenergia.pt)>. Acesso em: 05 abr. 2011.



RAY, W. F; DAVIS, R. M. High frequency improvements in wide bandwidth Rogowski current transducers. Disponível em: <<http://www.pemuk.com/pdf/816epe99.pdf>>. Acesso em: 05 abr. 2011>.

REIS, Rogerio Márcio de Melo; TEIXEIRA, Arilton Carlos Campanharo; PIRES, Mirian Albert. Os benefícios da privatização: evidência no setor elétrico brasileiro. **RCO – Revista de Contabilidade e Organizações**, v.1, n. 1, p. 56-70, set./dez. 2007.

ROGÓŻ , Marek; HANZELKA, Z. The Design and Construction of a Power Quality Parameters Recorder. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ELECTRICAL POWER QUALITY AND UTILISATION, 9., 2007, Barcelona. Acessado através da base IEEE Xplore em: 11 fev. 2009.

UFRGS. LMEAE – Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia. **Transdutor de corrente do tipo bobina de Rogowski**. Disponível em: <[http://www.ufrgs.br/lmeae/arquivos\\_inova/Transdutor\\_Rogowski.pdf](http://www.ufrgs.br/lmeae/arquivos_inova/Transdutor_Rogowski.pdf)>. Acesso em: 02 fev. 2011.

VASCONCELLOS, A. B. de; APOLÔNIO, R.; ALVES, M. S. M.; MOREIRA, J.; MALHEIRO, T. I. R. Análise da Qualidade da Energia Elétrica no Barramento que Alimenta os Equipamentos de “Auxílios à Navegação Aérea por Instrumentos” do Aeroporto Marechal Rondon. In: CBQEE - CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 9., 2009, Blumenau. **Anais...** Disponível em: <[http://www.s bqee.com.br/cbqee\\_2009\\_pdfs/006.pdf](http://www.s bqee.com.br/cbqee_2009_pdfs/006.pdf)>. Acesso em: 20 jan. 2011. Nnnn.

VEGA, Tomás Yebra; ROIG, Vicente Fuster; SAN SEGUNDO, Hector Beltrán. Evolution of Signal Processing Techniques in Power Quality. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ELECTRICAL POWER QUALITY AND UTILISATION, 9., 2007, Barcelona. **Proceedings...** Disponível em: <<http://www.leonardo-energy.org/repository/Library/EPQU/2007Proceedings/p319.pdf>>. Acesso em: 20 jan. 2011.

VIANNA, Luiz Fernando Leone. **As Associações Setoriais e um Passeio pela História da Energia Elétrica no Brasil**. APINE – Associação Brasileira dos Produtores Independentes de Energia Elétrica, 2004. Disponível em: <<http://www.apine.com.br/Sistema/Documentos/ArtigosApine/07%20-%20CE%20-%2005-10-04%20-%20As%20Associa%C3%A7%C3%B5es%20Setoriais%20e%20um%20passeio%20pela%20Hist%C3%B3ria%20da%20Energia%20El%C3%A9trica%20no%20Brasil.htm>>. Acesso em: 27 fev. 2011.

XAVIER, Paulo André Carvalho. **Avaliação das características elétricas de reatores eletrônicos utilizados em lâmpadas fluorescentes tubulares**. 2005. 162f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, 2005.

## APÊNDICES

### APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE DA ANÁLISE DE FFT

```

%-----
% Esse script é a implementação dos testes de analise da FFT,
%Implementado e testado como um dos
%itens da dissertação de Ramon Maciel Menezes, Nov 2010.
%-----
function analFFT()
    close all;clc;
%-----
%Parametros
fator = 1;
inicioSinal = 33;%pode variar de 1 a 200
inicioSynt = 85;
tamanho = 300;
n = 1:4*11000;%amostras (domínio do tempo)
f = 60%59.125;
N = 1/f;%periodo
fS = 1/10240;%1/5120;%Frequencia de amostragem
Fase = -pi/6;%delay

Fundamental = sin(2*pi*n*fS/N);
FundamentalD = sin(2*pi*n*fS/N + Fase);%Fund. com delay de Fase rad

Syntetic = 0 +          sqrt(2)*   cos(   2*pi*n*f*fS);% + 4.6387);%4
Syntetic = Syntetic + 0.3*sqrt(2)*cos( 3*2*pi*n*f*fS + 5.6029);%10

%Syntetic = 0 +          cos(   2*pi*n*f*fS + 4.6387);%4
%Syntetic = Syntetic + 0.062431 *cos( 3*2*pi*n*f*fS + 5.6029);%10
%Syntetic = Syntetic + 0.033676 *cos( 5*2*pi*n*f*fS + 7.6058);%16
%Syntetic = Syntetic + 0.013024 *cos( 7*2*pi*n*f*fS + 8.8704);%22
%Syntetic = Syntetic + 0.0096793*cos( 9*2*pi*n*f*fS + 4.5909);%28
%Syntetic = Syntetic + 0.0079002*cos(11*2*pi*n*f*fS + 17.4004);%34
%Syntetic = Syntetic + 0.0054866*cos(13*2*pi*n*f*fS + 10.7896);%40
%Syntetic = Syntetic + 0.0055654*cos(15*2*pi*n*f*fS + 12.2003);%46
%Syntetic = Syntetic + 0.005898 *cos(17*2*pi*n*f*fS + 6.4994);%52
%Syntetic = Syntetic + 0.0029815*cos(19*2*pi*n*f*fS - 3.7414);%58
%Syntetic = Syntetic + 0.0040494*cos(21*2*pi*n*f*fS + 3.3856);%64
%Syntetic = Syntetic + 0.0025664*cos(23*2*pi*n*f*fS - 1.225 );%70

% ACHATAMENTO
%Syntetic = Fundamental + 0.13*sin( 3*2*pi*n/(N*Ts)); DA TENSAO

Syntetic = transp(Syntetic);
Fundamental = transp(Fundamental);
FundamentalD = transp(FundamentalD);

%ERRO = Sinal(inicioSinal:inicioSinal+tamanho)-
Syntetic(inicioSynt:inicioSynt+tamanho);

```

```

%ERROI = Syntetic(inicioSynt:inicioSynt+tamanho) -
Sinal(inicioSinal:inicioSinal+tamanho);

hold on;
plot(zeros(tamanho),'k'); %linha guia em zero

%plot(Fundamental(inicioSynt:inicioSynt+tamanho),'k');%Fundamental
Sintetizada

%Fundamental Sintetizada com Delay de fase
%plot(FundamentalD(inicioSynt:inicioSynt+tamanho),'c');

%Sintetizada com componentes harmonicas
plot(Syntetic(inicioSynt:inicioSynt+tamanho),'b');

% Sinal amostrado
plot(Sinal(inicioSinal:inicioSinal+tamanho),'r');

%diferença entre a Sinal amostrado e o sintetizado
%plot(ERRO,'m'); %plot(ERROI,'g');
hold off;
%-----
group = 0;%round((rand*10)+1);
NPTS = 1024;%4*10240;%5120;%1280; %256

offsetSinal = inicioSinal + NPTS*group;
offsetSynt = inicioSynt + NPTS*group;
w1 = window(@chebwin, NPTS); %rectwin
% figure, stem(Sinal(offset:offset+NPTS-1));

FFTSINAL = (fft((Sinal(offsetSinal:offsetSinal+NPTS-1)).*w1));
FFTSYNTETIC = (fft((Syntetic(offsetSynt:offsetSynt+NPTS-1))));
FFTFUNDAMENTAL = fft(Fundamental);
FFTFUNDAMENTALD = fft(FundamentalD);
figure, plot(FFTFUNDAMENTAL);
figure, plot(FFTFUNDAMENTALD);

%FFTSYNTETIC2 = abs(fft((Syntetic2(1:NPTS))));
%FFTERRO = (fft((ERRO(1:1+NPTS-1))));
%FFTERROCOMP = FFTSINAL-FFTSYNTETIC;
%disp(sum(FFTERROCOMP - FFTERRO));
%figure,stem(FFTERROCOMP - FFTERRO);

figure, plot(FFTSINAL);
figure, stem(abs(FFTSINAL)/max(abs(FFTSINAL)),'r');
figure, stem(angle(FFTSINAL),'r');

figure, stem(FFTSYNTETIC,'b');
% figure, stem(abs(FFTSYNTETIC));
figure, stem(abs(FFTSYNTETIC), 'm');
%figure, stem(FFTERRO,'m');
%figure, stem(100*FFTSYNTETIC2/max(FFTSYNTETIC2));
figure, stem(angle(FFTFUNDAMENTAL));
figure, stem(angle(FFTFUNDAMENTALD));
figure(8);
end

```

## APÊNDICE B – CÓDIGO FONTE DA ANÁLISE DE CFA

```

function [A Fase] = analCFA(nciclos)
display = 1;
%-----
% Esse script é a implementação do algoritmo do livro Arrillaga, J.,
% Watson N.R.,% Chen, S, Power System Quality Assessment na seção
%.2.1, pagina 66,
%
% Curve Fitting Algorithm (CFA) Implementado e testado como um dos
% itens da dissertacao de Ramon Maciel Menezes, Nov 2010.
%-----
% OBS_1: A taxa de amostragem deve permitir um número de amostras
% inteiros a cada ciclo da frequência fundamental.
% a mesma nomenclatura utilizada no livro.
%-----
% DEFINIÇÕES
%  $y(t) = A \cdot \sin(w \cdot t - wT0)$ 
%  $y(t) = A \sin(wt) \cos(wT0) - A \cos(wt) \sin(wT0)$ 
%  $y = C1 \cdot F1 + C2 \cdot F2;$ 
%  $w = 2 \cdot \pi \cdot f;$ 
%
%  $C1 = A \cdot \cos(w \cdot T0);$ 
%  $C2 = A \cdot \sin(w \cdot T0);$ 
%  $F1 = \sin(w \cdot t);$ 
%  $F2 = \cos(w \cdot t);$ 
%-----
%Início do Script
    clc; %close all;
%-----
%Parâmetros
    nciclos = 4; %profundidade

    AmplitudeFund = 170;
    FreqFund = 60; % Fundamental [Hz]
    OrdemHarmonica = 13;
    w = OrdemHarmonica*2*pi*FreqFund;
    fS = 7680;%frequencia de amostragem = (128 S/cyc)*(60 cyc/s)
    nsamplesperciclo = fS/FreqFund;
    FaseFund = 0*pi/180;
    N = nsamplesperciclo*nciclos;%tamanho da simulação definido pela
% % taxa de amostragem e pelo número de ciclos
%-----
% Sintetizar ou Importar um Sinal

    x = SintetizarSinal(AmplitudeFund,FaseFund, FreqFund, fS, N);
    %plot(x);
%-----
%variáveis iterativas devem ser inicializadas
    a1n_1 = 0;
    a12n_1 = 0;
    a21n_1 = 0;
    a22n_1 = 0;
    b1n_1 = 0;
    b2n_1 = 0;

```

```

%-----
%cria uma linha temporal base para cálculo das tabelas sin e cos
t = linspace(0, w/FreqFund*nciclos, ciclos*nsamplesperciclo)+1);
F1 = sin(t);%plot(F1);
F2 = cos(t);%plot(F2);
%-----

for n = 0:N-1
    %a11 = a1n_1 + F1(tn)^2;
    a11n = a11n_1 + F1(1 + mod(n,nciclos*nsamplesperciclo))^2;

    %a12 = a1n_1 + F1(tn)F2(tn);
    a12n = a12n_1 + F1(1 + mod(n,nciclos*nsamplesperciclo))*F2(1
+ mod(n,nciclos*nsamplesperciclo));

    %a21 = a2n_1 + F2(tn)F1(tn);
    a21n = a21n_1 + F2(1 + mod(n,nciclos*nsamplesperciclo))*F1(1
+ mod(n,nciclos*nsamplesperciclo));

    %a22 = a2n_1 + F2(tn)^2;
    a22n = a22n_1 + F2(1 + mod(n,nciclos*nsamplesperciclo))^2;

    %b1n = b1n_1 + F1(tn)*x(tn);
    b1n = b1n_1 + F1(1 +
mod(n,nciclos*nsamplesperciclo))*x(n+1);

    %b2n = b2n_1 - F2(tn)*x(tn);
    b2n = b2n_1 - F2(1 +
mod(n,nciclos*nsamplesperciclo))*x(n+1);

    %Armazenando valores anteriores.
    a11n_1 = a11n;
    a12n_1 = a12n;
    a21n_1 = a21n;
    a22n_1 = a22n;

    b1n_1 = b1n;
    b2n_1 = b2n;
end
%-----
A = [a11n a12n; a21n a22n];%Matriz A
B = [b1n ; b2n];%Matriz B
C = inv(A)*(B);%Matriz C

C1 = C(1);
C2 = C(2);

%-----
%para então isolar A e o T0

%T0 = atan(C1/C2)/w;
%deslocamento = T0*w;
Fase = atan(C2/C1);
% A = C1/sin(w*T0);% A = C2/cos(w*T0);
A = C2/sin(Fase);

```

```

%Sinal Recuperado:
range = 0:N-1;
%y = C1*F1 + C2*F2;
y = C(1)*F1(1,1+ mod(range,nciclos*nsamplesperciclo)) -
C(2)*F2(1+ mod(range,nciclos*nsamplesperciclo));
%-----
-----
%   disp('Coeficinte C1 e C2');
%   disp(C);
if display == 1
    disp('número de ciclos');
    disp(nciclos);

    disp('Ângulo de deslocamento');
    disp(Fase);
    %disp((Fase)*180/pi);
    disp(Fase + 2*pi);

    disp('Amplitude da Fundamental');
    %disp(A);
    disp(1000*A/170);

    figure;
    plot(x, 'g'); %Sinal original sintetizado ou carregado
    hold on;
    t = linspace(0, w/FreqFund, nsamplesperciclo+1);
    z = A*sin(t - Fase);
    plot(y, 'b'); %Sinal com a fundamental extraída
    % plot(z, 'r');
    hold off;
end
end

function Sinal = SintetizarSinal(amplitude, FaseFund, f, fS,
TamanhoDoSinal)
    n = 0:TamanhoDoSinal;%amostras (domínio do tempo)
    %-----
    %SINAL 1 - Fundamental com uma certa Fase
    %Sinal = sin(2*pi*f*n/fS + FaseFund) ;
    %-----
    %   %SINAL 2 - com distorção de ACHATAMENTO DA TENSAO
    %   Sinal = sin(2*pi*f*n/fS + 0.73*sin( 2*2*pi*f*n/fS) +
0.53*sin( 3*2*pi*f*n/fS) + 0.13*sin( 49*2*pi*f*n/fS));

    %   Sinal = 0      +          sin( 2*pi*f*n/fS +
FaseFund);%4.6387);% 4
    %   Sinal = Sinal + 0.262431 *sin( 3*2*pi*f*n/fS + 5.6029);%10
    %   Sinal = Sinal + 0.033676 *sin( 5*2*pi*f*n/fS + 7.6058);%16
    %   Sinal = Sinal + 0.013024 *sin( 7*2*pi*f*n/fS + 8.8704);%22
    %   Sinal = Sinal + 0.0096793*sin( 9*2*pi*f*n/fS + 4.5909);%28
    %   Sinal = Sinal + 0.0079002*sin(11*2*pi*f*n/fS + 17.4004);%34
    %   Sinal = Sinal + 0.0054866*sin(13*2*pi*f*n/fS + 10.7896);%40
    %   Sinal = Sinal + 0.0055654*sin(15*2*pi*f*n/fS + 12.2003);%46
    %   Sinal = Sinal + 0.005898 *sin(17*2*pi*f*n/fS + 6.4994);%52
    %   Sinal = Sinal + 0.0029815*sin(19*2*pi*f*n/fS - 3.7414);%58

```

```

%      Sinal = Sinal + 0.0040494*sin(21*2*pi*f*n/fs + 3.3856);%64
%      Sinal = Sinal + 0.0025664*sin(23*2*pi*f*n/fs - 1.225 );%70
%      Sinal = Sinal + 0.0010000*sin(49*2*pi*f*n/fs + 0 );%70

%-----
--
%SINAL 3 - com distorção harmonica proxima a da rede elétrica
%      Sinal = 0      +
FaseFund);%4.6387);% 4
%      Sinal = Sinal + 0.262431 *cos( 3*2*pi*f*n/fs + 5.6029);%10
%      Sinal = Sinal + 0.033676 *cos( 5*2*pi*f*n/fs + 7.6058);%16
%      Sinal = Sinal + 0.013024 *cos( 7*2*pi*f*n/fs + 8.8704);%22
%      Sinal = Sinal + 0.0096793*cos( 9*2*pi*f*n/fs + 4.5909);%28
%      Sinal = Sinal + 0.0079002*cos(11*2*pi*f*n/fs + 17.4004);%34
%      Sinal = Sinal + 0.0054866*cos(13*2*pi*f*n/fs + 10.7896);%40
%      Sinal = Sinal + 0.0055654*cos(15*2*pi*f*n/fs + 12.2003);%46
%      Sinal = Sinal + 0.005898 *cos(17*2*pi*f*n/fs + 6.4994);%52
%      Sinal = Sinal + 0.0029815*cos(19*2*pi*f*n/fs - 3.7414);%58
%      Sinal = Sinal + 0.0040494*cos(21*2*pi*f*n/fs + 3.3856);%64
%      Sinal = Sinal + 0.0025664*cos(23*2*pi*f*n/fs - 1.225 );%70
%      Sinal = Sinal + 0.0010000*cos(49*2*pi*f*n/fs + 0 );%70

Sinal = 0      +
Sinal = Sinal + 0.262431 *sin( 3*2*pi*f*n/fs + 5.6029);
Sinal = Sinal + 0.033676 *sin( 5*2*pi*f*n/fs + 7.6058);
Sinal = Sinal + 0.013024 *sin( 7*2*pi*f*n/fs + 8.8704);
Sinal = Sinal + 0.0096793*sin( 9*2*pi*f*n/fs + 4.5909);
Sinal = Sinal + 0.0079002*sin(11*2*pi*f*n/fs + 17.4004);
Sinal = Sinal + 0.0054866*sin(13*2*pi*f*n/fs + 10.7896);
Sinal = (amplitude*Sinal)';
end

```



## APÊNDICE C - DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA GERADOR DE VTCD

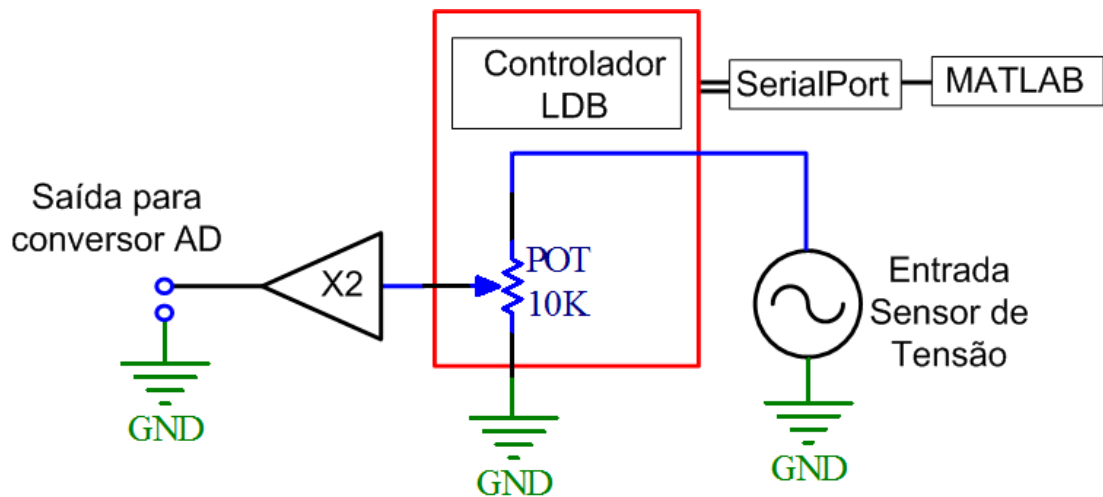
Embora seja possível programar um gerador de sinais com uma forma de onda arbitrária, o processo de teste seria bastante demorado, pois a cada nova amplitude ou novo valor de duração do evento de variação de tensão, uma nova programação deveria ser gerada e então armazenada no gerador arbitrário através do *software* do fabricante. Adicionalmente, um gerador de ondas arbitrárias está imune a variações de frequência existentes nos sistemas elétricos reais e os eventos gerados são extremamente repetitivos, uma vez que a memória do sistema é bastante limitada. Por esse motivo houve a necessidade de construir uma ferramenta de baixo custo capaz de gerar esses eventos. Essa ferramenta geradora de eventos foi projetada para funcionar com sinais de baixa tensão, logo após os sensores de tensão e foi chamada de STVC\_GEN e será descrita em detalhes a seguir.

### **Diagrama em Blocos do Gerador**

Na parte analógica, o gerador possui um potenciômetro que atenua o sinal proveniente do sensor de tensão não isolado contra a referência do sinal de entrada. Na saída desse potenciômetro está conectado um amplificador de ganho 2. Dessa maneira, quando o potenciômetro estiver na posição central, atenuando o sinal para metade do valor original, pode-se recuperar o sinal após o amplificador.

Assim, se o potenciômetro estiver atenuando abaixo da metade do valor original, uma subtensão é gerada. Se o cursor estiver acima da metade do valor original uma sobretensão é gerada. E, se essas mudanças forem rápidas o suficiente, um *sag* ou um *swell*, respectivamente, serão gerados. Dessa maneira, é possível gerar afundamento, interrupção e elevação, essa última limitada à saturação do amplificador operacional.

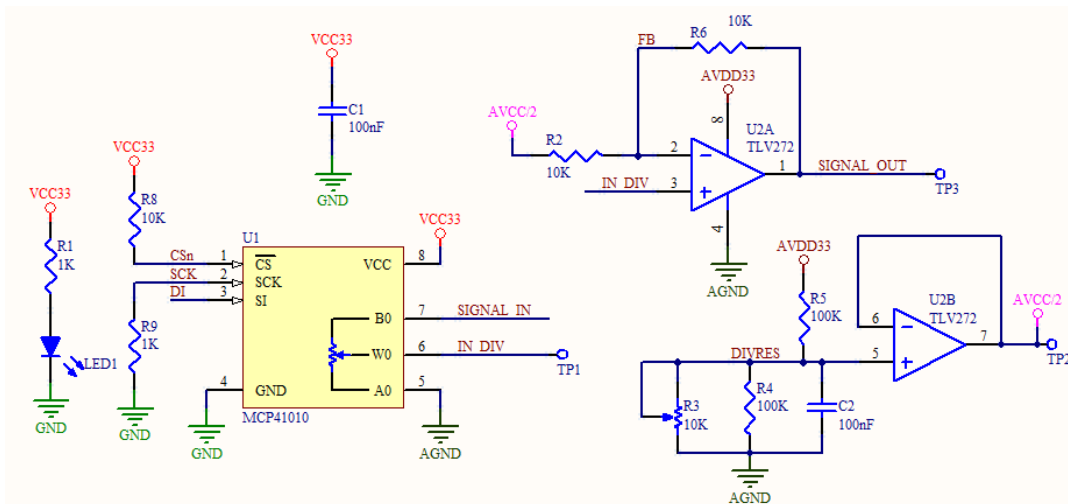
O diagrama em blocos demonstra de forma simplificada o funcionamento do STVC\_GEN:



### Placas Utilizadas no Gerador

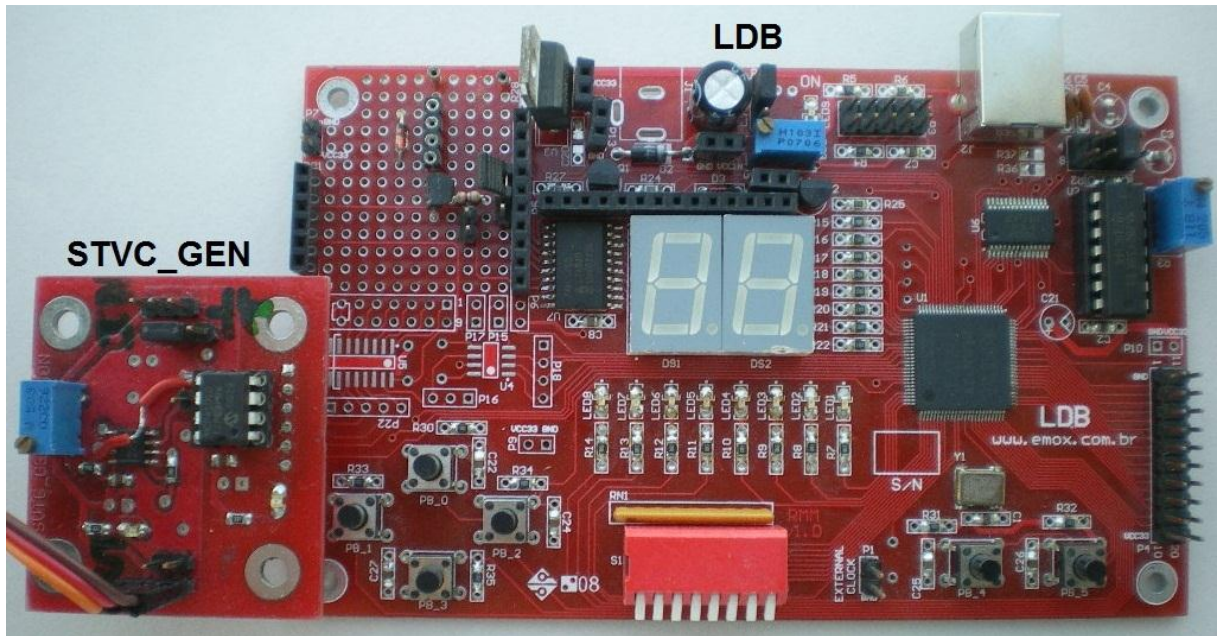
Para obter velocidade suficiente na troca dos valores do potenciômetro e precisão suficiente para gerar um afundamento ou uma elevação de tensão, foi utilizado um potenciômetro digital adequadamente configurado. Além disso, foi utilizado um *kit* de Aprendizado de Lógica Reconfigurável (LDB - *Learning Digital Board*), para realizar a comunicação com o potenciômetro digital. Dessa forma o sistema STVC\_GEN ficou composto por duas placas: a placa STVC\_GEN (contendo o potenciômetro digital e a parte analógica) e a placa LDB (que contém um dispositivo reconfigurável e uma série de periféricos, descritos a seguir).

O diagrama elétrico esquemático da placa STVC\_GEN está demonstrado a seguir e mostra o amplificador operacional escolhido, o TLV272 da *Texas Instruments* e o potenciômetro digital MCP41010 da empresa *Microchip* de 10kOhm:



Alguns cuidados relacionados à interferência eletromagnética foram seguidos, como a alimentação das partes digital e analógica que é compartilhada, a disposição das duas partes, a fim de evitar ruídos provenientes da parte digital na parte analógica, visto que a comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*) com o potenciômetro digital pode chegar a frequências de até 10MHz. O protótipo montado desse esquemático pode ser visualizado na placa menor da mostrada a seguir.

O *kit* LDB (maior placa da figura mostrada a seguir) foi desenvolvido como trabalho de conclusão de curso do autor e destina-se ao desenvolvimento do aprendizado com lógica reconfigurável. Ele contém uma CPLD (*Complex Programmable Logic Device*), dispositivo reprogramável EPM240T100C5 da *Altera*, com 240 elementos lógicos e uma série de periféricos, como LEDs, botões tácteis, chaves, osciladores, displays de sete segmentos, além de um dispositivo para comunicação com o PC: um conversor USB (*Universal Serial Bus*)/Serial da empresa FTDI, o FT232RL. Com esse *kit* é possível descrever circuitos digitais, como por exemplo, máquinas de estados finitos e programá-los no CPLD. A partir da programação, o CPLD passa a atuar como o *hardware* digital descrito.



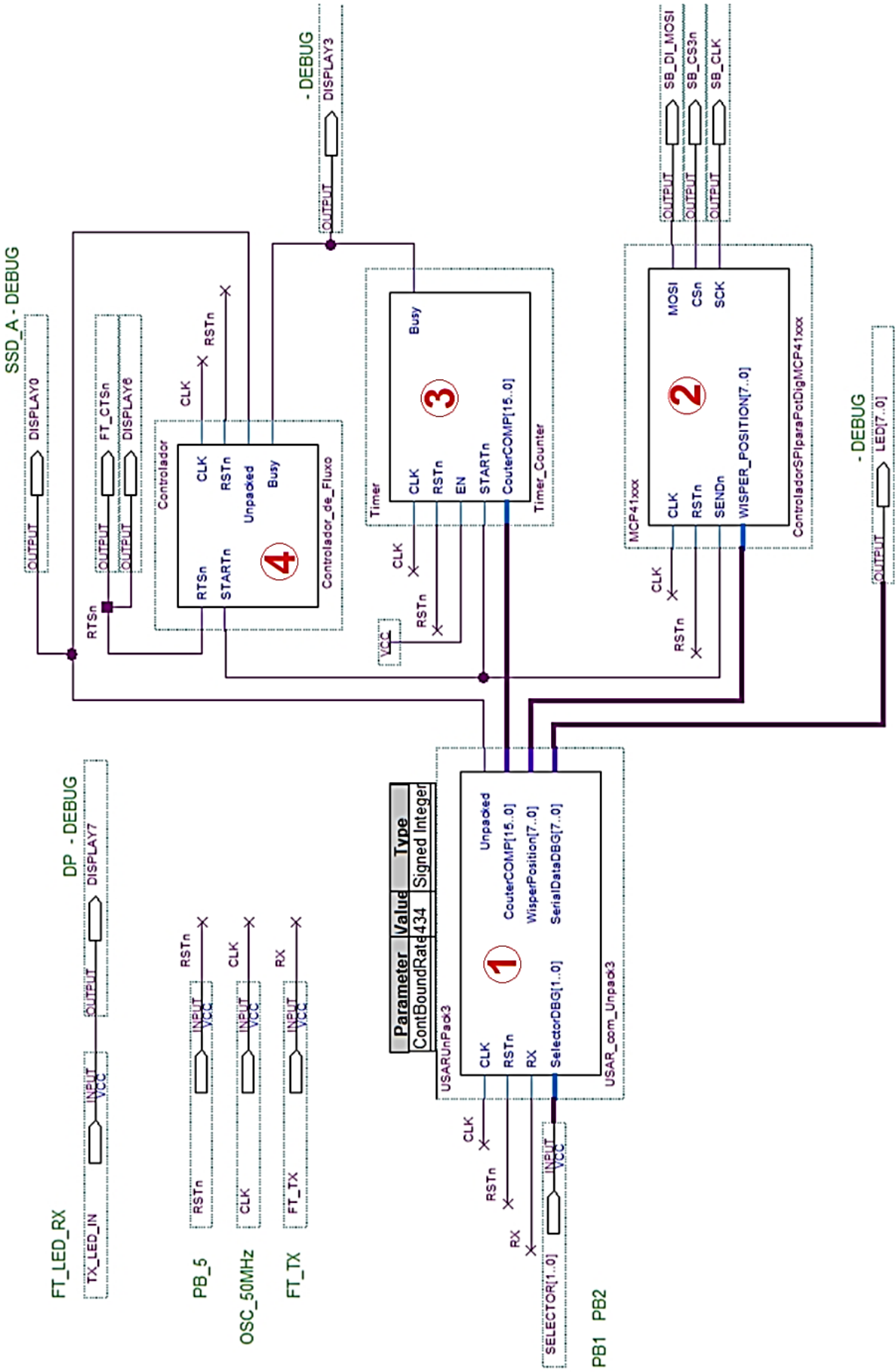
### **Firmware STVC\_GEN**

Por falta de termo melhor, esse tópico foi chamado de *firmware*, mas não se deve ter a falsa noção de que dentro dos dispositivos reconfiguráveis há um processador que executa sequencialmente um programa. Na verdade há um grande número de elementos lógicos que são capazes de ter comportamento equivalente a qualquer tipo de estrutura digital, como, por exemplo, contadores, portas lógicas ou máquinas de estados finitos.

Assim, foi descrito em VHDL (*Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language*) – a linguagem de descrição industrial de *hardware* comumente utilizada para a programação de dispositivos reconfiguráveis – todas as máquinas de estado, que, conectadas permitem a comunicação dos dados enviados pelo MATLAB através da porta serial até o potenciômetro digital, gerando assim os eventos de curta duração.

Um conjunto de 3 bytes, ao chegar pela porta serial, é desempacotado e interpretado como dois dados: tempo (que deve ser aguardado até que o novo pacote de dados seja executado) e posição do cursor do potenciômetro digital.

O sistema descrito é composto por quatro blocos, e terá seu funcionamento detalhado a seguir:



O bloco 1 é a interface serial, em que a máquina de estados descrita em VHDL, com uma base de *clock* de 50MHz, faz a conversão dos 3 bytes recebidos pela interface serial, para um dado de 1 byte que corresponde à posição do potenciômetro digital e um dado de 2 bytes que corresponde ao intervalo de tempo que deverá ser esperado.

O bloco 2 é uma máquina de estados finitos descrita em VHDL, e realiza o envio do dado “posição” em que o cursor do potenciômetro digital deve estar através do protocolo de comunicação SPI.

O bloco 3 é uma máquina de estados finitos que se comporta como um bloco de *timer*, que pode contar de 0 a 3,27s com resolução de 50 $\mu$ s, e inicia a contagem tão logo receba o comando de início e que, ao término da contagem, gera um comando de fim.

O bloco 4 é uma máquina de estados que realiza o controle dos demais blocos, determinando o fim de recepção de um pacote completo de dados, gerando o início da contagem do envio de dados ao potenciômetro e o gerenciamento do controle de fluxo de dados por *hardware* da porta serial.

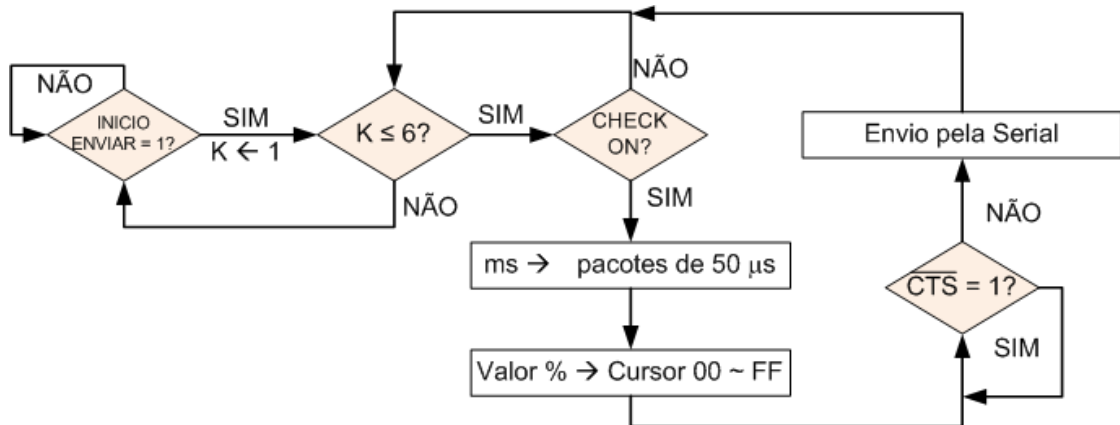
É importante notar que o sistema pode receber um conjunto de 3 bytes válidos, iniciar sua execução e já receber o conjunto de dados seguinte. Se um terceiro dado estiver disponível, deverá ter sua transmissão impedida através do controle de fluxo de dados da porta serial, pois o sistema pode manipular no máximo dois dados por vez, o “dado atual” e o “próximo dado”. Quando o “dado atual” terminar de ser executado, o “próximo dado” se tornará o “dado atual” e então, como o “próximo dado” estará vazio, este processo habilitará o controle de fluxo de dados da porta serial a receber um novo pacote de 3 bytes.

### **Interface para STVC\_GEN**

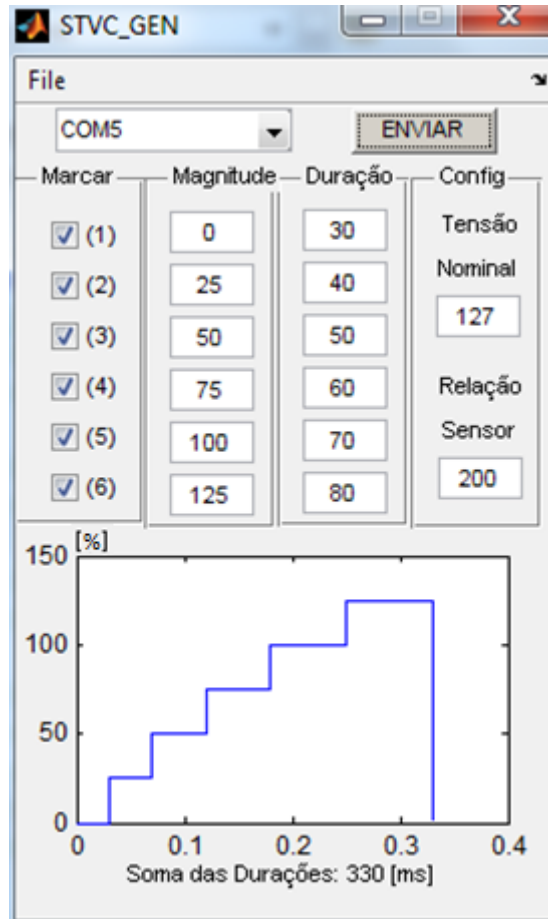
Foi desenvolvida uma interface com o usuário para facilitar o envio de dados para o gerador de eventos de curta duração. Esse *software* foi desenvolvido através do módulo de interfaces gráficas do MATLAB (MATLAB GUI – *Guide User Interface*), que envia os dados via porta serial (emulada por um conversor USB). O sistema permite o envio de até seis ações de curta duração, onde é possível determinar a duração em milissegundos de cada uma e o valor percentual do evento.

Devido a limitações de *hardware* do sistema desenvolvido, é necessário informar ao *software* as condições nominais de funcionamento, como a razão de transformação do sensor e a tensão nominal de funcionamento. No *software* já estão inseridas as limitações do *hardware* e caso eventos de elevação de tensão maiores que os máximos permitidos pelas limitações do *hardware* ocorram, calculados com base nos dados nominais de funcionamento, um aviso será enviado ao usuário, informando que o evento desejado não é possível de ser gerado.

A seguir é mostrado o fluxograma do *software* STVC\_GEN. O fluxograma demonstra que o *software* realiza as conversões necessárias para ajustar os valores nominais de tempo e de tensão aos valores a serem enviados, através da porta serial, ao controle do STVC\_GEN programado na CPLD da placa LDB. Numa varredura de 1 a 6, o *software* verifica se a posição atual está marcada e, em caso positivo, envia à porta serial quando a linha de controle de fluxo de *hardware* CTS (*Clear to Send*) informar que o envio de dados está permitido.



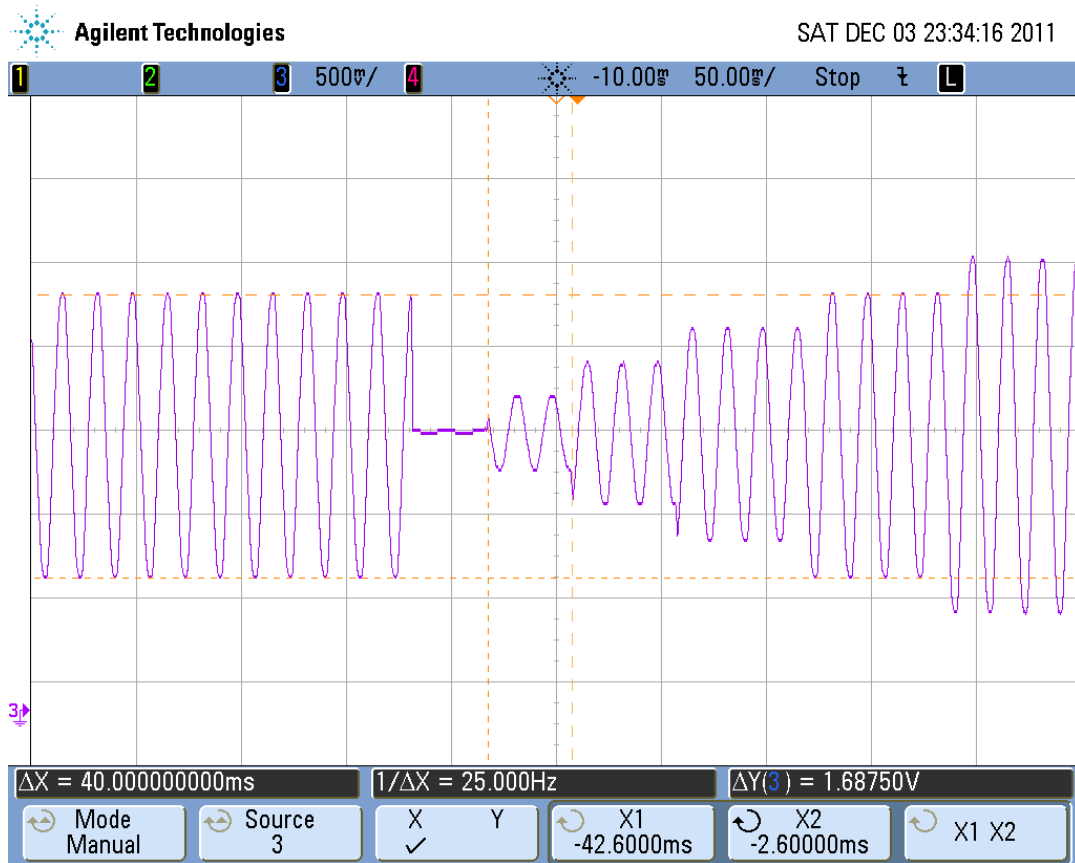
O controle do sistema programado na CPLD do STVC\_GEN envia ao potenciômetro digital a correta posição a ser configurada e o sistema mantém a posição do cursor até que o contador de 16 bits informe que o tempo está completo, habilitando então a execução dos próximos 3 bytes. Na sequência está o *layout* do *software* de interface do sistema gerador de eventos de curta duração:



## Testes

Na figura mostrada a seguir pode-se observar o STVC\_GEN em funcionamento, modulando a amplitude do sinal do sensor de tensão, ou no caso, gerando um evento de VTCD descrito em seis etapas, cada etapa com as mesmas amplitudes e mesmas durações apresentadas anteriormente no *layout* do *software*. Os cursores horizontais da oscilografia representam o envelope do sinal proveniente do sensor de tensão em 100% de sua magnitude. Os cursores verticais medem a duração do segundo evento, de 40ms, idêntico ao valor configurado no segundo passo mostrado no *layout* do *software*.

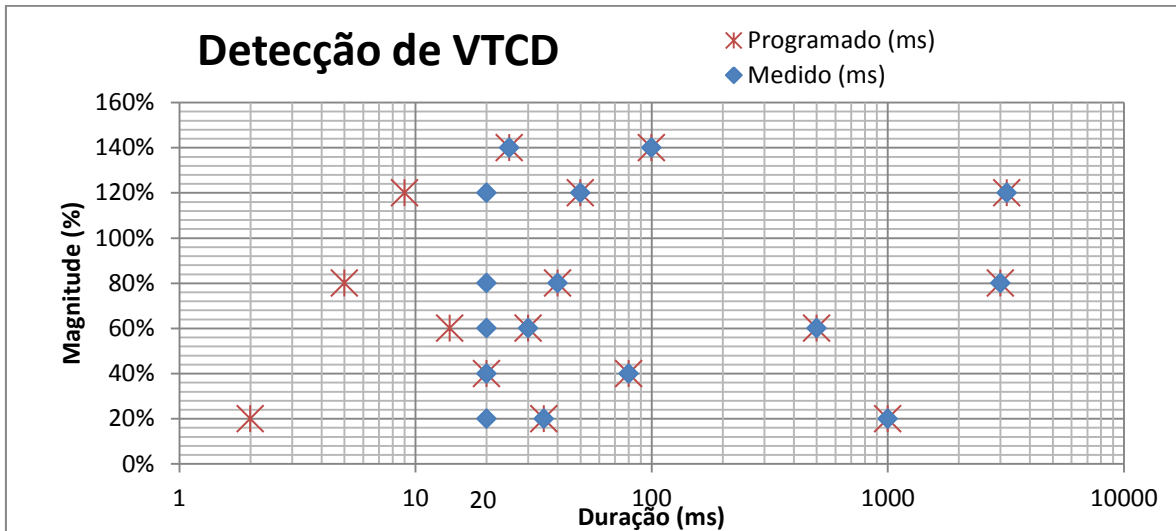




O tempo necessário para o envio de 3 bytes pela porta serial a uma taxa de 115200 é inferior a 0,3ms. Dessa maneira, o menor evento que pode ser gerado está limitado pela velocidade da interface serial.

Em princípio, modificações no *hardware* e alteração do *clock* de funcionamento do sistema permitiriam aumentar a taxa de funcionamento da interface serial (teoricamente em até 10 vezes, limitados pela taxa máxima de funcionamento do conversor USB/Serial) e assim reduzir o tempo do menor evento produzido.

Eventos com mais de 20ms tiveram uma excelente repetibilidade, com erros inferiores a  $\pm 10\mu\text{s}$ . A geração de eventos com duração inferior a 20ms deve ser investigada, pois apresentaram um erro elevado e, em geral, eram gerados com tempos próximos a 20ms, conforme pode ser observado na figura a seguir:



A causa dessa deficiência em gerar eventos muito curtos pode estar associada à cadência em que o *software* MATLAB verifica os sinais de controle de fluxo por *hardware*. Talvez um *software* nativo tenha um resultado melhor com questões de *hardware*, uma vez que o MATLAB trabalha com comandos interpretados.

O tempo máximo do gerador é de 3,27 segundos, faixa adequada para eventos de curta duração. Com modificações no *software* de interface, tempos maiores poderiam ser obtidos, mas deixariam de ser classificados como eventos de curta duração para serem classificados como eventos de longa duração.