



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
Campus de Bauru,



Wesley Angelino de Souza

**Desenvolvimento de Sistema de Aquisição e Processamento para
Aplicações em Qualidade de Energia**

Bauru - SP

2011

Wesley Angelino de Souza

**Desenvolvimento de Sistema de Aquisição e Processamento para
Aplicações em Qualidade de Energia**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão

Co-orientador: Prof. Dr. Ivando Severino Diniz

Bauru - SP

2011

Souza, Wesley Angelino
Desenvolvimento de Sistema de Aquisição e
Processamento para Aplicações em Qualidade de Energia
/ Wesley Angelino de Souza, Bauru, 2011
119 f.: il.

Orientador: Fernando Pinhabel Marafão

Dissertação (Mestrado)- Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2011

1. Instrumentação virtual. 2. Qualidade de Energia
Elétrica. 3. Sistemas de Aquisição de Dados. 4.
Teorias de Potência sob Condições Não-senoidais. I.
Universidade Estadual Paulista. Faculdade de
Engenharia. II. Título.

**ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE WESLEY ANGELINO DE SOUZA, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DO(A) FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU.**

Aos 19 dias do mês de agosto do ano de 2011, às 10:00 horas, no(a) ANFITEATRO DO STI DA FACULDADE DE ENGENHARIA, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. FERNANDO PINHABEL MARAFÃO do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Faculdade de Engenharia de Sorocaba - UNESP, Prof. Dr. LOURENÇO MATAKAS JUNIOR do(a) Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas / Escola Politécnica - USP, Prof. Dr. MARCELO NICOLETTI FRANCHIN do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru - UNESP, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de WESLEY ANGELINO DE SOUZA, intitulado "DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO PARA APLICAÇÕES EM QUALIDADE DE ENERGIA". Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que, após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. FERNANDO PINHABEL MARAFÃO

Prof. Dr. LOURENÇO MATAKAS JUNIOR

Prof. Dr. MARCELO NICOLETTI FRANCHIN

À minha mãe, Elizabete Iris da Silva, por todo o apoio, carinho, compreensão, amor, educação e força e à Jaqueline Scatolin por todo o amor, compreensão e companheirismo.

Agradecimentos

A vida nos faz tomar decisões que determinam o nosso caminho e a nossa dignidade. O caminho, por mais árduo e complicado que seja não pode voltar. O importante é, no final, olhar para trás e ver que tudo valeu a pena. Após mais um objetivo alcançado não posso deixar de agradecer imensuravelmente pessoas que passaram por esta importante etapa de minha vida.

Agradeço primeiramente a Deus, nosso Criador, por me dar perseverança, força, sabedoria, ciência, discernimento e fortaleza para ter alcançado o objetivo de construir essa dissertação.

À minha mãe, Elizabete Iris da Silva, por me dar amor, carinho, ajuda, atenção e zelo. Agradeço por me ensinar valores que nenhuma pesquisa e dinheiro nos trazem. Obrigado por toda a educação, caráter, dignidade, humanidade e respeito que me fez ser quem sou.

À minha querida Jaqueline Scatolin, que apareceu na minha vida e sempre me deu amor, carinho, compreensão e respeito. Nos principais momentos, sejam de alegrias e tristezas, eu busquei apoio e sempre tive ao meu lado a palavra e o carinho certos.

Ao orientador Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão, por todo o empenho, sabedoria, compreensão, flexibilidade, auxílio e, sobretudo, pelas exigências. Agradeço imensamente toda a sua competência, a preocupação, revisões e correções tornou esta dissertação possível. O profissionalismo de um homem mostra o seu verdadeiro valor e respeito e deve ser usado como exemplo em toda a vida.

Ao co-orientador Prof. Dr. Ivando Severino Diniz pela ajuda, conselhos, discussões e direcionamentos da dissertação.

Aos colegas do Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI) da UNESP de Sorocaba. Em especial Helmo Kelis Morales Paredes, Eduardo Verri Liberado, Thiago Menezes Terrazas e Danilo Iglesias Brandão, por todo o auxílio e prestatividade. Ao professor do Grupo, Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves, pelos conselhos e direcionamentos de projeto.

Aos professores do programa de mestrado em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru da UNESP, os quais me deram suporte e me ensinaram boa parte do que sei sobre Sistemas de Potência, em especial ao Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni, Prof. Dr. José Alfredo Covolan Ulson, Prof. Dr. Leonardo Nepomuceno e Prof. Dr. Marcelo Nicoletti Franchin.

Aos colegas do programa de mestrado, aos quais aprendi muitas coisas para meu crescimento profissional.

Aos amigos da república Magnatas, Bruno Pilon, Bruno Lazzarini, Fernando Simioni, Rafael Cabral, José V. Junior, Eric Gil e Guilherme Pilon, pela hospitalidade, amizade, respeito, tolerância e descontração.

A todos que de uma forma se não mencionei e que contribuíram pelo meu crescimento pessoal e profissional.

À CAPES, que fomentou meus estudos nos primeiros meses do mestrado e à FAPESP, pelo apoio financeiro ao projeto de pesquisa até o término do mestrado.

*“A vitória não pertence aos mais fortes, mas
sim aos que a perseguem por mais tempo.”*

(Napoleão Bonaparte)

Resumo

Este trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de um sistema de aquisição e processamento de dados para aplicações em Qualidade de Energia Elétrica (QEE). Do ponto de vista dos circuitos de hardware desenvolvidos, buscou-se utilizar componentes de precisão elevada para o sensoriamento e condicionamento dos sinais de tensão e corrente. Além disto, foi implementado um algoritmo de auto calibração das medidas, em função da temperatura no medidor implementado. O processamento dos dados foi realizado através de um processador digital de sinais (DSP, *Digital Signal Processor*) de 32 bits, com aritmética de ponto flutuante. Também foi agregado ao sistema um módulo de comunicação sem fio, de forma que os dados medidos pudessem ser enviados a outros dispositivos para armazenamento ou análise remota. Do ponto de vista da aplicação em Qualidade de Energia, foram implementados diversos algoritmos de indicadores de QEE, tais como o de Distorção Harmônica Total (DHT), para a validação preliminar do sistema desenvolvido. Entretanto, do ponto de vista dos estudos e pesquisas realizadas pelo Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI/UNESP), no que diz respeito à análise de circuitos elétricos sob condições de formas de onda não senoidais e/ou desequilibradas, o sistema desenvolvido foi também utilizado para avaliar o comportamento e desempenho da Teoria de Potência Conservativa, proposta recentemente por *Tenti et. al.* e de novos fatores de conformidade (ou desempenho) para a avaliação da QEE em sistemas polifásicos com cargas não lineares. Diversos resultados de simulação e experimentais foram apresentados e contrastados a fim de validar os algoritmos utilizados no DSP utilizado, bem como para permitir a avaliação da Teoria de Potência Conservativa para interpretação de diferentes circuitos e condições de operação.

Palavras-chave: Qualidade de Energia Elétrica, Processamento Digital, Indicadores de Qualidade de Energia, Teoria de Potência Conservativa, Processador Digital de Sinais, Teorias de Potência, Distorção Harmônica.

Abstract

This study aimed to develop a data acquisition and processing system for Power Quality applications. From the hardware point of view, high precision components have been used for the voltage and current sensing and signal conditioning. In addition, a self-calibration algorithm has been implemented in order to adjust the measured values in terms of the estimated temperature. The data processing was performed by means of 32-bit floating point digital signal processor (DSP). A wireless communication module has also been added, so that the measured data could be sent to other storage devices or remote analyzers. From the perspective of power quality applications, several algorithms have been implemented, such as the Total Harmonic Distortion (THD) for the preliminary validation of the developed system. However, considering the studies and surveys carried out by the Group of Automation and Integrated Systems (GASI/UNESP), especially those related to the analysis of electrical circuits under non-sinusoidal and/or unbalanced waveform conditions, the implemented system has been applied to the evaluation of the Conservative Power Theory (CPT), recently proposed by *Tenti et. al.*. Several simulation and experimental results have been depicted and compared in order to validate the practical DSP implementation of the required algorithms, as well as, for the purpose of analyzing different circuit's interpretation by means of the CPT.

Keywords: Power Quality, Digital processing, Power Quality Indices, Conservative Power Theory, Digital Signal Processor, Power Theories, Total Harmonic Distortion.

Sumário

1. Introdução	1
1.1. Estrutura do Trabalho.....	4
2. Normas e definições relacionadas à QEE	7
2.1. Introdução e importância da normatização	7
2.2. Normas e indicadores relativos à qualidade de energia elétrica.....	8
2.2.1. PRODIST: principais indicadores de QEE	9
2.3. IEEE Standard 1459-2010.....	11
2.3.1. Introdução	11
2.3.2. Breve revisão da STD 1459.....	11
2.4. Considerações preliminares	19
3. Teoria de Potência Conservativa	21
3.1. Introdução.....	21
3.2. Definições de operações matemáticas	21
3.3. Descrição da CPT	23
3.3.1. Parcelas de correntes da CPT.....	23
3.3.2. Parcelas de potências da CPT	26
3.4. Fatores de conformidade ou de desempenho.....	26
3.4.1. Fator de não linearidade.....	26
3.4.2. Fator de assimetria	27
3.4.3. Fator de reatividade	27
3.4.4. Fator de potência.....	27
3.5. Considerações preliminares	28
4. Desenvolvimento do Sistema de Aquisição e Processamento de Dados	29
4.1. Medidores comerciais de QEE	29

4.2. Características básicas do sistema implementado	33
4.3. Módulo de aquisição e processamento de dados - eZdsp 28335.....	33
4.3.1. Conversor analógico/digital.....	34
4.3.2. Conversor digital/analógico usando PWM.....	36
4.3.3. Estudo de memórias	40
4.4. Módulo wireless LinkSprite	46
4.5. Módulo de condicionamento de sinais	48
4.5.1. Placa de condicionamento de tensão	50
4.5.2. Placa de condicionamento de corrente.....	51
4.6. Correção do ganho de medida em função da variação de temperatura	52
4.7. Montagem do medidor	54
4.8. Protocolo TCP de comunicação UART para IEEE 802.11	55
4.8.1. Comunicação UART/RS-232 para IEEE 802.11	55
4.8.2. Gerenciamento de parâmetro de rede.....	57
4.8.3. Modos de conexão	58
4.8.4. Criptografia.....	60
4.8.5. Transmissão de dados TCP.....	61
4.8.6. Pacote e protocolo de dados	64
4.8.7. Teste de aplicação do módulo	65
4.9. Algoritmos implementados para avaliação da QEE	74
4.9.1. Algoritmos auxiliares	74
4.9.2. Indicadores relacionados às distorções harmônicas de tensão e corrente.....	78
4.9.3. Algoritmos para cálculos das grandezas da CPT.....	79
4.10. Otimização de códigos para Code Composer.....	82
5. Validação dos Algoritmos e Resultados experimentais	85
5.1. Validação dos algoritmos.....	85
5.1.1. Discussão dos Resultados de simulação	87
5.2. Experimentos com cargas	89
5.2.1. Resultados experimentais.....	91
5.2.2. Análise dos resultados experimentais	96
5.2.3. Análise comparativa entre os dados do medidor desenvolvido, com o medidor disponível no laboratório.....	107

5.3. Validação do protocolo de comunicação sem fio.....	107
6. Conclusões finais.....	111
7. Bibliografia.....	113

Lista de Figuras

Figura 4.1 - Medidor proposto por Moreira [40]	32
Figura 4.2 - Medidor proposto por Colnago [4]	32
Figura 4.3 – Fotos do Kit eZdsp F28335.....	34
Figura 4.4 - Sinal de saída do PWM no DSP.....	37
Figura 4.5 - Sinal analógico, após a saída do PWM.....	37
Figura 4.6 - Circuito passa baixa do projeto.	39
Figura 4.7 - Comportamento do PWM.	40
Figura 4.8 - Sinal do PWM após o Filtro Passa Baixa.	40
Figura 4.9 - Mapa de memória do kit DSP.....	42
Figura 4.10 - Região da memória do eZdsp para armazenamento de dados.....	43
Figura 4.11 Diagrama estrutural do projeto.	43
Figura 4.12- Diagrama de funcionalidade da conversão analógica para digital.....	44
Figura 4.13 - Funções implementadas no DSP.	44
Figura 4.14 - Diagrama de Saída dos Dados.....	45
Figura 4.15 - Módulo wireless LinkSprite.....	47
Figura 4.16 - Circuito de condicionamento do sinal de tensão.....	49
Figura 4.17 - Circuito de condicionamento do sinal de corrente.....	49
Figura 4.18 - Precisão de leitura em relação à variação de temperatura [44].....	52
Figura 4.19 - Imagens do protótipo do medidor.....	54
Figura 4.20 - Rede montada para teste do protocolo wireless	55
Figura 4.21 – Cabo para a conversão do módulo para UART.....	56
Figura 4.22 - Circuito Conversor UART/RS-232.....	56
Figura 4.23 - Foto do circuito conversor RS-232 para UART.....	56
Figura 4.24 - Fluxograma de conexão do modo automático.....	59
Figura 4.25 - Cabeçalho do TCP.....	61
Figura 4.26 - Exemplo de ACK.....	62
Figura 4.27 - Software de Teste para o servidor de TCP.....	66
Figura 4.28 - Software para teste no computador cliente.....	66
Figura 4.29 - Modelo do PLL monofásico [20].....	75
Figura 4.30 - Comportamento inicial do PLL.....	76
Figura 4.31 - PLL com entrada de tensão puramente senoidal fundamental.....	76

Figura 4.32 - Comportamento do PLL com entrada de tensão com 10% de 3ª Harmônica e 10% de 5ª Harmônica.	77
Figura 4.33 - Comportamento do PLL com entrada de tensão com 30% de 3ª Harmônica e 30% de 5ª Harmônica.	77
Figura 4.34 - Detector de onda fundamental.....	77
Figura 5.1 - Esquemático representando os circuitos a partir dos quais foi criado o banco de dados das formas de onda de tensão e corrente.....	86
Figura 5.2 – Circuito com Carga Resistiva Balanceada.....	89
Figura 5.3 – Circuito com carga resistiva desbalanceada.....	89
Figura 5.4 - Circuito com carga resistiva-indutiva balanceada.....	90
Figura 5.5 - Circuito de carga resistiva-indutiva desbalanceada	90
Figura 5.6- Circuito de carga não linear balanceada	90
Figura 5.7 - Circuito da carga mista desbalanceada.....	91
Figura 5.8 - Tensões e correntes de carga resistiva balanceada com tensão senoidal equilibrada. ...	97
Figura 5.9 - Tensões e correntes de carga resistiva desbalanceada com tensão senoidal equilibrada a 3 fios.	97
Figura 5.10- Tensões e correntes de carga resistiva desbalanceada com tensão senoidal equilibrada a 4 fios.	98
Figura 5.11 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva balanceada com tensão senoidal equilibrada.	98
Figura 5.12 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva desbalanceada com tensão senoidal equilibrada.	99
Figura 5.13 - Tensões e correntes de carga não linear balanceada com tensão senoidal equilibrada.	99
Figura 5.14 - Tensões e correntes de carga mista desbalanceada com tensão senoidal equilibrada.	100
Figura 5.15 - Tensões e correntes de carga resistiva balanceada com tensão não senoidal equilibrada.	100
Figura 5.16 - Tensões e correntes de carga resistiva desbalanceada com tensão não senoidal equilibrada a 3 fios.....	101
Figura 5.17 - Tensões e correntes de carga resistiva desbalanceada com tensão não senoidal equilibrada a 4 fios.....	101
Figura 5.18 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva balanceada com tensão não senoidal equilibrada.	102
Figura 5.19 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva desbalanceada com tensão não senoidal equilibrada.....	102
Figura 5.20 - Tensões e correntes de carga não linear balanceada com tensão não senoidal equilibrada.	103
Figura 5.21 - Tensões e correntes de carga resistiva balanceada com tensão senoidal desequilibrada.	103

Figura 5.22 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva balanceada com tensão senoidal desequilibrada.....	104
Figura 5.23 - Tensões e correntes de carga não linear balanceada com tensão senoidal desequilibrada.....	104
Figura 5.24- Tensões e correntes de carga resistiva balanceada com tensão não senoidal desequilibrada.....	105
Figura 5.25- Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva balanceada com tensão não senoidal desequilibrada.....	105
Figura 5.26- Tensões e correntes de carga não linear balanceada com tensão não senoidal desequilibrada.....	106
Figura 5.27 - Tensões e correntes de carga mista desbalanceada com tensão não senoidal desequilibrada.....	106
Figura 5.28 - Teste de recepção dos dados enviados do projeto ao computador servidor da rede wireless.....	110

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Tabela de grandezas relacionadas à distorções harmônicas - Módulo 8 do PRODIST	10
Tabela 2 - Grandezas relacionadas com os desequilíbrios - Módulo 8 do PRODIST	10
Tabela 3 - Indicação das grandezas da IEEE Std 1459-2010.	12
Tabela 4 - Comparação entre medidores comerciais.	29
Tabela 5 - Lista de registradores do AD.	35
Tabela 6 - Registradores do PWM.	37
Tabela 7 - Comparação e benefícios do kit DSP em relação ao chip isolado.	41
Tabela 8 - Memória disponível para armazenamento.	45
Tabela 9 - Estimativa de armazenamento.	46
Tabela 10 - Demonstração do Cálculo de CRC-8.	63
Tabela 11 - Parâmetros de Configurações do Módulo.	69
Tabela 12 - Parâmetros recebidos do módulo wireless do reconhecimento da rede.	70
Tabela 13 - Indicadores de não conformidade relacionados às componentes harmônicas.	78
Tabela 14 - DHT dos casos apresentados.	79
Tabela 15 - Configurações das fontes usadas nos circuitos simulados.	86
Tabela 16 - Configurações das cargas usadas nos circuitos simulados.	86
Tabela 17 - Valores das potências e indicadores (Fator de Potência e Distorção Harmônica) para os circuitos com fonte de tensão senoidal equilibrada.	87
Tabela 18 - Valores das potências e indicadores (Fator de Potência e Distorção Harmônica) para os circuitos com fonte de tensão não senoidal e assimétrica.	87
Tabela 19 - Simulação de cargas para tensões senoidais equilibradas.	92
Tabela 20 - Simulação de cargas para tensões não senoidais equilibradas.	92
Tabela 21 - Simulação de cargas para tensões senoidais desequilibradas.	92
Tabela 22 - Simulação de cargas para tensões não senoidais desequilibradas.	93
Tabela 23 – Valores dos experimentos de carga com tensão senoidal equilibrada com o medidor da NI.	93
Tabela 24 - Valores dos experimentos de carga com tensão não senoidal equilibrada com o medidor da NI.	94
Tabela 25 - Valores dos experimentos de carga com tensão senoidal desequilibrada com o medidor da NI.	94
Tabela 26 - Valores dos experimentos de carga com tensão não senoidal desequilibrada com o medidor da NI.	94

Tabela 27 - Valores dos experimentos de carga com tensão senoidal equilibrada com o medidor implementado.	95
Tabela 28 - Valores dos experimentos de carga com tensão não senoidal equilibrada com o medidor implementado.	95
Tabela 29 - Valores dos experimentos de carga com tensão senoidal desequilibrada com o medidor implementado.	96
Tabela 30 - Valores dos experimentos de carga com tensão não senoidal desequilibrada com o medidor implementado.	96
Tabela 31 - Desvios médios dos valores dos medidores.	107
Tabela 32 - Exemplo de indicadores enviados.	107

Lista de Siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	Analogic/Digital Converter (Conversor Digital para Analógico)
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ARM	Advanced RISC Machine Architecture
BSI	British Standards Institution (Instituto Britânico de Normas)
BSSID	Basic Service Set Identification (Identificação do Conjunto de Serviços Básicos)
CPT	Conservative Power Theory (Teoria de Potência Conservativa)
CRC	Cyclic Redundancy Check (Verificação de Redundância Cíclica)
DEC	Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora
DIT	Distorção Harmônica Total Individual
DHT	Distorção Harmônica Total da Tensão
DHT	Distorção Harmônica Total
DIC	Duração de Interrupção por Unidade Consumidora
DNAEE	Departamento Nacional de Águas e Energia Elétrica
DSP	Digital Signal Processor (Processador Digital de Sinais)
EA	Energia Ativa
ER	Energia Reativa
FEC	Frequência Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora
FIC	Frequência de Interrupção por Unidade Consumidora
GASI	Grupo de Automação e Sistemas Integráveis
IEC	International Electrotechnical Commission (Comissão Internacional de Eletrotécnica)
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers (Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos)
ISO	International Organization for Standardization (Organização Internacional para Padronização)
MPL	Multi-physical-layer (Camada Multi Física)
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PLL	Phase Locked Loop (detector de Fase em Malha Fechada)
PRODIST	Procedimentos de Distribuição da Energia Elétrica
PWM	Pulse-Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
QEE	Qualidade de Energia Elétrica

RAM	Random Access Memory (Memória de Acesso Aleatório)
RMS	Root Mean Square (Valor Quadrático Médio – Valor Eficaz)
SOC	Start Of Conversion (Início de conversão)
SRAM	Static RAM (Memória RAM estática)
SSID	Service Set Identifier (Identificador do Conjunto de Serviços)
TC	Transformador de Corrente
TCP/IP	Internet Protocol Suite – Transmission Control Protocol + Internet Protocol (Conjunto de Protocolos para Internet – Protocolo de Controle de Transmissão + Protocolo de Internet)
THD	Total Harmonic Distortion
TP	Transformador de Potencial
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter (Receptor/Transmissor Universal Assíncrono)
ULA	Unidade Lógica Aritmética
WEP	Wired Equivalent Privacy (Privacidade equivalente a conexão com fio)
WiFi	Wireless Fidelity (Fidelidade sem fio - Utilizado como sinônimo do padrão IEEE 802.11)
WLAN	Wireless Local Area Network (Área de Rede Local Sem Fio)

Lista de Símbolos

A	Potência aparente
B_n	Reatividade por fase
D	Potência residual coletiva
D_{eH}	Potência de distorção harmônica
D_H	Potência de distorção
FD	Fator de desequilíbrio
FP	Fator de potência
G_n	Condutância equivalente por fase
I	Corrente coletada (RMS)
I_1	Corrente fundamental (RMS)
I_h	Corrente harmônica (RMS)
I_a	Corrente da fase a (RMS)
I_a	Corrente ativa coletiva
I_a^b	Corrente ativa balanceada coletiva
I_a^u	Corrente ativa desbalanceada coletiva
I_b	Corrente da fase b (RMS)
I_c	Corrente da fase c (RMS)
I_d	Corrente residual coletiva
I_e	Corrente equivalente (RMS)
I_{e1}	Corrente equivalente fundamental (RMS)
I_{eH}	Corrente equivalente harmônica (RMS)
I_h	Corrente harmônica de ordem h (RMS)
I_n	Corrente harmônica total (RMS)

I_n	Corrente no neutro (RMS)
I_r	Corrente reativa coletiva
I_r^b	Corrente reativa balanceada coletiva
I_r^u	Corrente reativa desbalanceada coletiva
I^u	Corrente de desbalanço coletiva
i	Corrente instantânea
\underline{i}	Vetor das correntes instantâneas das fases
i_1	Corrente fundamental instantânea
i_h	Corrente harmônica instantânea
i_a	Corrente instantânea da fase a
i_{an}	Corrente ativa por fase
i_b	Corrente instantânea da fase b
i_c	Corrente instantânea da fase c
i_n	Corrente por fase
\underline{i}_a	Vetor das correntes ativas
\underline{i}_a^b	Vetor das correntes ativas balanceadas
\underline{i}_a^u	Vetor das correntes ativas desbalanceadas
\underline{i}_d	Vetor das correntes residuais
\underline{i}_r	Vetor das correntes reativas
\underline{i}_r^b	Vetor das correntes reativas balanceadas
\underline{i}_r^u	Vetor das correntes reativas desbalanceadas
k	Número positivo inteiro
N	Potência de desbalanço coletiva
P	Potência ativa
P_a	Potência ativa da fase a (RMS)
P_b	Potência ativa da fase b (RMS)
P_c	Potência ativa da fase c (RMS)
P_1	Potência ativa fundamental (RMS)

P_H	Potência ativa harmônica total (RMS)
p	Potência instantânea
$p(t)$	Potência ativa instantânea
p_a	Potência ativa instantânea
p_q	Potência reativa instantânea
Q	Potência reativa
Q_1	Potência reativa fundamental
S	Potência aparente
S_1	Potência aparente fundamental
S_{e1}	Potência aparente equivalente fundamental
S_{eH}	Potência aparente equivalente das harmônicas
S_e	Potência aparente equivalente
S_H	Potência aparente harmônica
S_N	Potência aparente não fundamental
V_-	Tensão de sequência negativa (RMS)
V_+	Tensão de sequência positiva (RMS)
V_1	Tensão fundamental (RMS)
V_a	Tensão da fase a (RMS)
V_{ab}	Tensão entre as fases a e b (RMS)
V_{ab1}	Tensão fundamental entre as fases a e b (RMS)
V_{abH}	Tensão harmônica entre as fases a e b (RMS)
V_b	Tensão da fase b (RMS)
V_{bc}	Tensão entre as fases b e c (RMS)
V_{bc1}	Tensão fundamental entre as fases b e c (RMS)
V_{bcH}	Tensão harmônica entre as fases b e c (RMS)
V_c	Tensão da fase c (RMS)
V_{ca}	Tensão entre as fases c e a (RMS)
V_{ca1}	Tensão fundamental entre as fases c e a (RMS)
V_{caH}	Tensão harmônica entre as fases c e a (RMS)

V_e	Tensão equivalente (RMS)
V_{e1}	Tensão equivalente fundamental (RMS)
V_{eH}	Tensão equivalente harmônica (RMS)
V_h	Tensão harmônica de ordem h (RMS)
V_H	Tensão harmônica total (RMS)
\hat{V}_n	Integral imparcial por fase (RMS)
v	Tensão instantânea
\underline{v}	Vetor das tensões instantâneas das fases
v_1	Tensão fundamental instantânea
v_h	Tensão harmônica instantânea
v_a	Tensão instantânea da fase a
v_b	Tensão instantânea da fase b
v_c	Tensão instantânea da fase c
v_n	Tensão por fase
\hat{v}	Vetor das integrais imparciais das fases
\underline{v}_f	Integral da tensão no tempo
\bar{v}_f	Valor médio da integral da tensão no tempo
\hat{v}_n	Integral imparcial por fase
W_a	Energia reativa da fase a (RMS)
W_b	Energia reativa da fase b (RMS)
W_c	Energia reativa da fase c (RMS)
$w(t)$	Energia reativa instantânea
λ_D	Fator de não linearidade
λ_Q	Fator de reatividade
λ_U	Fator de assimetria
f	Frequência do sistema elétrico
t	Tempo
T	Tempo de ciclo
τ	Tempo de início da leitura

θ	Fase entre a corrente e tensão
λ	Fator de potência
ω	Frequência angular

1. Introdução

Com a evolução tecnológica, a expansão e modernização dos sistemas elétricos e o crescente uso de cargas eletrônicas não lineares, alguns fenômenos eletromagnéticos têm provocado distúrbios na operação das redes e cargas elétricas, ocasionando problemas técnicos e trazendo preocupações e prejuízos financeiros. Além disto, tanto as concessionárias, como os usuários finais de energia estão se tornando cada vez mais preocupados com a qualidade da energia elétrica. O termo "Qualidade de Energia Elétrica" (QEE) tornou-se um dos chavões mais usuais no setor de energia [1], especialmente na segunda metade da década de 1990 [2]. Tal termo tem sido utilizado para expressar uma série de características da energia elétrica como um produto, a ser entregue pelas concessionárias e utilizada pelos consumidores [3].

No entanto, vale destacar que as discussões e possíveis soluções sobre fenômenos que hoje abrangem a QEE já eram discutidas desde o século XIX [4]. Na década de 1890 foram apresentados os primeiros trabalhos referentes à presença de distorções harmônicas na rede elétrica [5]. Em 1900, *Steinmetz* definiu as grandezas de potência ativa, reativa e aparente, bem como o fator de potência [6] como um fator de eficiência dos circuitos elétricos. Tais definições têm gerado muitas discussões deste então, sobretudo no caso de circuitos com formas de onda distorcidas e ou desequilibradas. Assim, em 1927, *Budeanu* definiu as grandezas de potência aparente, ativa, reativa e de distorção [7] através de cálculos no domínio da frequência. Mais recentemente, em 2000, o IEEE apresentou a STD 1459-2000, atualizada em 2010 [8] [9], a qual traz um estudo detalhado e uma proposta renovada de como analisar e interpretar circuitos monofásicos ou trifásicos, sob condições de distorção ou desequilíbrios de tensão e corrente. Diversas outras abordagens também têm sido apresentadas no decorrer dos anos, com destaque para as de *Czarnecki* [10], *Ferrero* [11], *Willems et al* [12], *Deprenbock* [13] [14], *Tenti et al.* [15] [16].

Segundo *Dugan et al.* [1], existem quatro razões principais que contribuem para o crescente interesse na área e para propostas de novas aplicações em QEE:

- Os equipamentos modernos, com controladores baseados em microprocessadores e outros componentes eletrônicos, são mais sensíveis às variações e distúrbios de energia elétrica do que eram os equipamentos utilizados no passado, tendo maior probabilidade de mau funcionamento ou até de queima;
- A busca crescente pela eficiência energética do sistema, resultando em um crescimento contínuo da aplicação de dispositivos que permitem aumentar tal eficiência, como os acionadores de

velocidade ajustável e banco de capacitores para correção do fator de potência. Isto resulta no aumento dos níveis de harmônicas em sistemas de energia e na preocupação com os impactos deste fenômeno sobre o sistema elétrico.

- Os usuários finais estão tendo uma crescente conscientização dos problemas de qualidade de energia. Estes estão se tornando cada vez mais informados sobre questões como interrupções, afundamentos, elevações de tensão; distorções e desequilíbrios das formas de onda, etc.. Assim, estão exigindo que as concessionárias melhorem a qualidade da energia fornecida.

- Os processos industriais que se utilizam de redes de comunicações de dados podem falhar caso haja problemas na qualidade de energia elétrica. Com a integração, a falha de qualquer componente pode acarretar consequências de grande prejuízo financeiro.

Dugan ainda define o problema de QEE como qualquer espécie de distúrbio que se apresenta na tensão, corrente ou frequência que resulte em falhas na operação dos equipamentos e processos.

O interesse em monitorar a qualidade da energia elétrica que trafega pelos sistemas de transmissão e distribuição ou em uma instalação elétrica industrial aumenta a cada ano, pois os distúrbios podem comprometer tanto empresas que investem em equipamentos de alta sensibilidade, como também aos consumidores residenciais que possuem equipamentos eletrônicos como computadores, televisores, sistemas de som, alarmes, entre outros [1] [2].

Nos últimos anos, sobretudo sob os efeitos da globalização e das privatizações dos setores elétricos, presenciou-se uma corrida para estabelecer indicadores capazes de avaliar em tempo real a qualidade da energia. Tais indicadores deveriam ser válidos para qualquer tipo de instalação ou condição de fornecimento de energia. O que se busca é extrair indicadores que expressem a qualidade da energia em um determinado ponto de análise, quando as condições locais de tensão e corrente se afastam das condições ideais de fornecimento e consumo de energia (forma de onda senoidal, equilibrada, frequência constante, amplitude constante, alto fator de potência) [17] [18].

Obtidos tais índices, torna-se possível através de limites preestabelecidos monitorar localmente ou à distância a energia elétrica, qualificando e quantificando os distúrbios causados por um ou mais consumidores e/ou pelas próprias empresas que possuem concessões para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica.

Normas nacionais e internacionais apresentam definições e recomendações que podem e devem ser utilizadas para a avaliação da qualidade da energia [19-30]. Para isto utiliza-se de técnicas digitais de processamento, as quais tornam possível a monitoração em tempo real das grandezas de interesse.

Vale ressaltar que até pouco tempo atrás, as atenções eram voltadas apenas para os distúrbios relacionados com desligamentos e paradas de produção, ou seja, interrupções. É natural que assim fosse, pois neste caso os prejuízos financeiros por parte dos consumidores, são evidentes. Estimativas indicam que só nos Estados Unidos, dezenas de bilhões de dólares são perdidos por ano, em função de interrupções de energia elétrica e esta ainda é a maior fonte de prejuízos quando se trata de QEE [2].

Muitos autores tratam este problema como uma questão de continuidade de fornecimento, mas, uma vez que suas origens têm características técnicas como falhas de operação, proteção ou falta de suporte de reativos, não deixa de ser uma questão de QEE. No Brasil, os principais indicadores (chamados de índices de *continuidade*) relacionados às interrupções [19] [28-30] e definidos pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) são:

- a) Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora (DEC);
- b) Frequência Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora (FEC);
- c) Duração de Interrupção por Unidade Consumidora (DIC);
- d) Frequência de Interrupção por Unidade Consumidora (FIC).

Por outro lado, é crescente o número de trabalhos sobre a definição de indicadores de QEE relacionados com a *conformidade* das tensões e correntes [17] [19-26] bem como técnicas de processamento dos mesmos [20] e também sobre o desenvolvimento de instrumentos capazes de avaliá-los [4] [32-35].

É importante que tais indicadores e instrumentos sejam desenvolvidos e regulamentados por normas, para garantir credibilidade às análises de qualidade de energia. Assim, pode-se esperar que em algum momento, tais indicadores possam ser incorporados em contratos de fornecimento e consumo de energia, influenciando o valor final da energia, ou ainda, atribuindo responsabilidades técnicas, legais e financeiras, pelos distúrbios provocados sejam pelas concessionárias fornecedoras, distribuidoras ou pelos consumidores.

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), através dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST - Módulo 8), tem buscado definir as diretrizes básicas sobre quais indicadores monitorar e quais protocolos deveriam ser seguidos [19] para as medições. Vale destacar os estudos necessários em torno dos limites adotados para cada tipo de indicador de qualidade de energia, bem como os estudos relacionados com os equipamentos de medição necessários e a padronização das formas de conexão dos transdutores associados (sensores de tensão e corrente) [21] [22].

Além disto, é crescente a preocupação de concessionárias e consumidores de energia, em relação ao consumo de reativos e ao baixo fator de potência de diversos tipos de cargas industriais, comerciais e residências (Portaria 1569/DNAEE - 1993, Resolução 456/2000/ANEEL). Entretanto, o que tem sido observado e discutido por especialistas de todo o mundo é que sistemas polifásicos podem ter baixo fator de potência em virtude não apenas de consumo de reativos, mas também devido à presença de cargas não lineares e/ou cargas desbalanceadas [9] [14] [16] [20] [23].

Neste contexto, além da instrumentação para tarifação de energia, as concessionárias e consumidores passaram a adotar sistemas de monitoração da qualidade da energia e, é de se esperar que a nova geração de medidores incorpore estas funcionalidades. Isto já vem sendo desenvolvido ou até fornecido por alguns fabricantes de equipamentos (nacionais e internacionais), sob o termo de Medidores Inteligentes (Smart Meters) [24].

Entretanto, o que tem sido observado no Brasil é que tanto os algoritmos implementados para a monitoração das variáveis de interesse [25] (energia, fator de potência, distorção, desequilíbrio, etc.), quanto as formas de conexão dos equipamentos para diferentes tipos de redes de distribuição (sistemas com três fios, quatro fios, três TPs – três TCs, dois TPs – dois TCs, etc) ainda não seguem um padrão bem definido. Isto pode significar que dois equipamentos distintos no mesmo PAC (Ponto de Acoplamento Comum) podem estar medindo e/ou calculando valores diferentes para uma mesma variável ou indicador, em virtude da falta de padronização e recomendações sobre a forma de conexão dos instrumentos em cada tipo de rede. Também pode significar que determinados indicadores de QEE estão sendo atenuados ou amplificados conforme discutido em [21] [22].

Assim, este trabalho apresenta uma breve descrição de normas e definições relacionadas ao monitoramento da QEE de um dado circuito, bem como uma revisão sobre a recente Teoria de Potências Conservativas [16], utilizada para a análise de circuitos com formas de onda distorcidas e desequilibradas. Além disto, o trabalho também apresenta o desenvolvimento de um sistema de aquisição e processamento de dados, compacto e flexível, que pode ser utilizado como plataforma de estudos para aplicações em QEE.

1.1. Estrutura do Trabalho

Este capítulo apresentou uma breve contextualização do trabalho, bem como suas principais motivações e objetivos.

O Capítulo 2 apresenta uma breve discussão sobre a história e importância da elaboração de normas e padronizações na sociedade, para então discutir algumas das definições e regulamentações relacionadas à Qualidade de Energia Elétrica. Neste capítulo também foram resumidas as definições da norma IEEE 1459-2010, como uma das importantes regulamentações para análise de circuitos elétricos sob condições não ideais de fornecimento e consumo de energia.

O Capítulo 3 apresenta as definições recentes da Teoria de Potência Conservativa, a qual permite o cálculo de componentes de corrente e potência diretamente relacionadas ao comportamento dos circuitos elétricos em condições genéricas de operação, ou seja, com formas de onda senoidais ou não senoidais, simétricas ou assimétricas. Neste capítulo também foram apresentados e discutidos alguns indicadores de conformidade da energia, apresentados recentemente, os quais dentre muitas possibilidades, podem ser utilizados para caracterizar o comportamento ou desempenho de uma dada carga ou instalação elétrica em termos de QEE.

O Capítulo 4 apresenta detalhes da construção do sistema de aquisição de dados (medidor) implementado no trabalho, desde o estudo de medidores comerciais, até a construção de hardware e algoritmos utilizados para cálculo dos indicadores e também da comunicação de dados do medidor com uma rede wireless.

O Capítulo 5 expõe resultados da utilização do medidor para análise de diversos tipos de circuito, sob diferentes condições de carga e tensões de fornecimento. Os resultados do medidor

também foram contrastados com resultados de simulação e resultados obtidos com o uso de outro medidor disponível, para validação do desempenho do sistema implementado. Através dos resultados obtidos neste capítulo, pode-se analisar o desempenho da Teoria de Potência Conservativa para análise de circuitos distintos.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões finais deste trabalho de mestrado e propõe temas para trabalhos futuros.

2. Normas e definições relacionadas à QEE

2.1. Introdução e importância da normatização

Desde a antiguidade, o ser humano tenta padronizar todo tipo de ação comum, desde a forma de falar até as métricas utilizadas, como o metro, o litro e etc. [26], buscando a unificação, simplificação e padronização. Entre as primeiras formas de padronização, encontram-se:

- Adoção do padrão de comprimento dos furos da vara de bambu que se tornou um instrumento musical, na China, com especificações desde o século XXVII a.C.;
- Dimensões dos blocos de pedra para a construção de pirâmides no Egito, por volta de 2500 a.C.;
- A adoção do Sistema Métrico Decimal, na França, pela Lei de 7 de Abril de 1795;
- Determinação do Metro, em uma convenção internacional assinada em Paris, em 20 de maio de 1875;
- Definição do Quilo, através do protótipo internacional de quilograma, feito de platina-irídio em 1889 e mantido no Escritório Internacional de Pesos e Medidas.

Com o progresso resultante da revolução industrial e o conceito de produção em série, principalmente no caso dos automóveis no final do século XIX, começaram a surgir procedimentos para a organização de fabricação padronizada, ou seja, métodos para fabricar produtos idênticos, a fim de que o consumidor tenha sempre o produto esperado, com a mesma qualidade.

Para a fiscalização e determinação de padrões, ao decorrer das primeiras décadas do século XX, foram criadas associações destinadas à elaboração de normas, que reuniam fabricantes, consumidores e órgãos de conhecimento neutros (como universidades e institutos de pesquisa). Assim, em 1901, foi criada uma das primeiras associações de normatização, chamada de *British Standards Institution* (BSI).

Em 1906 foi criada a IEC, *International Electrotechnical Commission* (Comissão Internacional de Eletrotécnica) que reunia inicialmente os Institutos de Engenheiros Elétricos britânicos e norte-americanos, e é hoje uma das comissões mais importantes da área [27].

Em 1947, com o intuito de realizar padronizações em âmbito global, foi criada a ISO, *International Organization for Standardization* (Organização Internacional para Padronização), que

corresponde à congregação de entidades de normas de todo o mundo. É a maior organização de normas do mundo, que envolve desde normas de unidades métricas (ISO 31, ISO 1000, ISO 216, etc), código de programação (Linguagem C - ISO 9899, C++ - ISO 14882), entre outros [28].

Em 1963 foi criado nos EUA o IEEE, *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos), que, através de consensos entre os especialistas das áreas com os associados, procuram estabelecer padrões na área de ciência e tecnologia da eletricidade e informação [29].

No Brasil, em 1940, foi criada a ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas, que é o órgão responsável por normas no Brasil. Suas normas seguem padrões tanto da IEC quanto da ISO [30].

Desta forma, as muitas associações foram criadas e determinaram formas para definir, unificar e simplificar bens e serviços e são de fundamental importância para garantir qualidade, segurança e eficiência dos produtos e serviços [26].

2.2. Normas e indicadores relativos à qualidade de energia elétrica

A Qualidade da Energia Elétrica deve abranger todas as áreas que fornecem, disponibilizam e consomem a energia. Assim, com foco na determinação de um padrão para a existência do bem comum com aceitação universal, as agências vieram com definições relacionadas à QEE. Dentre as muitas normas que buscam caracterizá-la pode-se citar, por exemplo, a IEEE 1459-2010, a série IEC 61000 e o Módulo 8 do PRODIST (Aneel) [9] [31] [32] [19].

As normas internacionais da série IEC 61000 se referem a produtos e serviços relacionados com a compatibilidade eletromagnética e, dentre alguns documentos desta série, existem propostas para a análise, medição, indicadores, regulamentações e estabelecimento de limites para a caracterização do fornecimento e consumo da energia elétrica. Ou seja, são diretamente relacionadas com a QEE, tanto da parte das concessionárias de energia, dos fabricantes de equipamentos e dos consumidores. Em *Dugan et al.* [1], demonstra-se como as normas da série IEC 61000 possuem forte relação com a QEE. As de maior relação com a medição e análise da QEE são:

- IEC 61000-2-2 – Environment - Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low-Voltage Power Supply Systems (Níveis de compatibilidade de baixa frequência, condução de distúrbios e sinalização em sistemas públicos de energia de baixa tensão);
- IEC 61000-3-2 – Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current up to and including 16 A per phase) (Limites para harmônicas na corrente - quando a corrente por fase for menor que 16A);
- IEC 61000-3-3 – Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems, for equipment with rated current ≤ 16 A per phase and not subject to

conditional connection. (Limites para variações de tensão e do fenômeno *flicker* -com a corrente por fase menor que 16A);

- IEC 61000-4-7 – Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto (Técnica de testes e medidas para instrumentação para sistemas de alimentação e consumo);
- IEC 61000-4-15 – Testing and measurement techniques - Flickermeter - Functional and design specifications (Técnica de medições em flutuações de baixa frequência - Flickermeter);
- IEC 61000-4-30 – Testing and measurement techniques – Power Quality Measurement Methods (Métodos de medições de QEE).

Assim sendo, em âmbito internacional, a IEC prevê formas para a monitoração e análise da QEE. Na esfera nacional, o PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) disciplina o relacionamento entre as distribuidoras de energia, unidades consumidoras e centrais geradoras que estão conectados ao sistema elétrico com tensões inferiores a 230kV. O Módulo 8 trata exclusivamente da QEE, abordando a qualidade do produto e do serviço prestado. Também caracterizam fenômenos, parâmetros, valores de referência relativos à conformidade de tensão em regime permanente e às perturbações na forma de onda de tensão. Desta forma estabelece mecanismos para a ANEEL fixar indicadores de QEE e os respectivos limites permitidos.

2.2.1. PRODIST: principais indicadores de QEE

Considerando o Módulo 8 do PRODIST, alguns dos principais indicadores de QEE são definidos como:

Fator de Potência: Calculado a partir da relação indicada a seguir, de posse dos valores das potências ativa (P) e reativa (Q), ou mesmo dos seus respectivos valores de energia EA e ER.

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad \text{ou} \quad \frac{EA}{\sqrt{EA^2 + ER^2}} \quad (2.1)$$

O fator de potência no Brasil é normatizado em 0,92. Caso o valor medido em uma dada instalação industrial seja inferior a este limite, a indústria pode ser multada caso não invista em algum sistema de compensação.

Entretanto, vale observar que nada é dito sobre a forma de cálculo das potências ativa e reativa em condições de operação não senoidal. Também não são feitas considerações sobre o fator de potência para circuitos polifásicos, principalmente no caso de desequilíbrios entre as fases.

Indicadores de Distorções Harmônicas: Para cálculo de indicadores de distorção, o PRODIST define alguns indicadores como indicados na Tabela 1. É importante observar que o PRODIST limita as análises de distorções até a harmônica de ordem 25.

Tabela 1 - Tabela de grandezas relacionadas à distorções harmônicas - Módulo 8 do PRODIST

Identificação da grandeza	Símbolo
Distorção harmônica individual de ordem h	$DIT_h \%$
Distorção harmônica total de tensão	$DTT \%$
Tensão harmônica de ordem h	V_h
Ordem harmônica	h
Ordem harmônica máxima	$H_{máx}$
Ordem harmônica mínima	H_{min}
Tensão fundamental medida	V_1

onde,

$$DIT_h \% = \frac{V_h}{V_1} * 100 \quad (2.2)$$

$$DTT \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{H_{máx}} V_h^2}}{V_1} * 100 \quad (2.3)$$

Segundo o PRODIST, para tensões inferiores a 1 kV, a DTT não deveria ultrapassar 10%. Tal limite vem sendo considerado por muitos especialistas, como sendo muito brando do ponto de vista de regulamentação.

Indicadores de Desequilíbrio de Tensão: O PRODIST sugere a formulação seguinte para o cálculo de desequilíbrio de tensão.

Tabela 2 - Grandezas relacionadas com os desequilíbrios - Módulo 8 do PRODIST.

Identificação da grandeza	Símbolo
Fator de desequilíbrio	$FD \%$
Magnitude da tensão de sequência negativa (RMS)	V_-
Magnitude da tensão de sequência positiva (RMS)	V_+
Magnitudes das tensões trifásicas de linha (RMS)	V_{ab}, V_{bc} e V_{ca}

onde,

$$FD\% = \frac{V_-}{V_+} * 100 \quad (2.4)$$

Alternativamente, podem-se utilizar as equações (2.5) e (2.6) que resultam em valores em consonância com a equação (2.4):

$$FD\% = 100 * \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}} \quad (2.5)$$

Sendo,

$$\beta = \frac{V_{ab}^4 + V_{bc}^4 + V_{ca}^4}{(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)^2} \quad (2.6)$$

Segundo o PRODIST, o FD não deve ultrapassar 2% para níveis de tensão de distribuição (para alta tensão).

O PRODIST também define um indicador relacionado à Flutuações de Tensão e outro relacionado com Variações de Tensão de Curta Duração, os quais não serão utilizados neste trabalho, mas podem ser muito importantes para a correta caracterização da qualidade de energia em uma instalação. Detalhes adicionais sobre os algoritmos de cálculo de tais indicadores podem ser encontrados em [4] [33].

Por fim, vale observar que o PRODIST também define a mínima taxa amostral necessária para a implementação dos algoritmos de monitoração, como sendo 16 amostras por ciclo de 60 Hz, com um conversor analógico-digital de 12 bits e com precisão de 1% na leitura;

2.3. IEEE Standard 1459-2010

2.3.1. Introdução

Nesta seção, serão revistas as definições da recomendação IEEE 1459-2000, a qual refere-se à definição de padrões para o cálculo de grandezas elétricas (parcelas de potência e fator de potência) sob condições senoidais, não senoidais, balanceadas e desbalanceadas. Assim, como mencionado anteriormente, tais grandezas podem e têm sido utilizadas para a caracterização da QEE em equipamentos e instalações [45-48].

Deste modo, a norma apresenta definições de potências e características elétricas para os seguintes casos:

- Com ondas de tensão e corrente senoidais e não senoidais;
- Quando a carga é equilibrada ou desequilibrada;
- Quando a tensão de fornecimento é simétrica ou assimétrica;
- Quando existe energia dissipada no neutro;
- Para sistemas monofásicos ou trifásicos.

Basicamente, a dá orientações no que se diz respeito às grandezas elétricas medidas para fins de fiscalização, tarifação e atribuição de responsabilidades.

2.3.2. Breve revisão da STD 1459

Com base no texto original da STD 1459-2010, as próximas seções serão identificadas em função de situações monofásicas ou trifásicas e de acordo com as formas de onda previstas para os circuitos. As definições indicadas na Tabela 3 serão utilizadas no decorrer das próximas seções.

Tabela 3 - Indicação das grandezas da IEEE Std 1459-2010.

Identificação da grandeza	Símbolo [unidade]
Tensão RMS	V [V]
Corrente RMS	I [A]
Frequência angular	$\omega = 2\pi f$ [rad/s]
Frequência do sistema elétrico	f [Hz]
Fase entre a corrente e tensão	θ [rad]
Tempo	t [seg]
Tempo de ciclo	$T = 1/f$ [1/seg]
Número positivo inteiro	k
Momento do início da medição	τ [seg]
Tensão fundamental RMS	V_1 [V]
Corrente fundamental RMS	I_1 [A]
Tensão harmônica RMS (por harmônica)	V_h [V]
Corrente harmônica RMS (por harmônica)	I_h [A]
Tensão harmônica RMS (total)	V_H [V]
Corrente harmônica RMS (total)	I_H [A]

A) Sistema monofásico senoidal

Neste caso, a tensão (v) pode ser indicada por:

$$v = \sqrt{2} V \text{sen}(\omega t) \quad (2.7)$$

Considerando uma carga linear, a corrente (i) é definida por (assumindo θ como possível defasagem):

$$i = \sqrt{2} I \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (2.8)$$

Assim, a potência instantânea (p) pode ser calculada por:

$$p = vi \quad (2.9)$$

A qual pode ser expressa duas partes, as potências ativa e reativa instantâneas:

$$p = p_a + p_q \quad (2.10)$$

Neste caso, a potência ativa P , também chamada de potência útil ou real, é o valor médio da potência instantânea durante um intervalo de tempo τ e $\tau + kT$ e é calculada por:

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p \, dt \quad (2.11)$$

A potência reativa Q equivale ao valor médio da potência reativa instantânea p_q :

$$Q = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p_q \, dt \quad (2.12)$$

Considerando casos senoidais, as potências ativa e a reativa são calculadas, respectivamente, por:

$$P = VI \cos(\theta) \quad (2.13)$$

$$p_a = P[1 - \cos(2\omega t)] \quad (2.14)$$

$$Q = VI \sen(\theta) \quad (2.15)$$

$$p_q = -Q\sen(2\omega t) \quad (2.16)$$

Usando os cálculos de (2.13) e (2.15), a potência aparente é calculada como:

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.17)$$

Conseqüentemente, a STD 1459 define o fator de potência, usando (2.13) e (2.17) como:

$$FP = \frac{P}{S} \quad (2.18)$$

Neste caso, o FP representa a eficiência do sistema do ponto de vista da transferência de potência ativa e circulação de reativos.

B) Sistema monofásico não senoidal

Assumindo agora, que a tensão e corrente não senoidais (v e i) podem ser divididas em componentes fundamentais, chamada de v_1 e i_1 , e também em componentes remanescentes, chamadas de v_H e i_H , tem-se:

$$v = v_1 + v_H \quad (2.19)$$

$$i = i_1 + i_H \quad (2.20)$$

onde:

$$v_1 = \sqrt{2}V_1 \sen(\omega t - \alpha_1) \quad (2.21)$$

$$i_1 = \sqrt{2}I_1 \sen(\omega t - \beta_1) \quad (2.22)$$

$$v_H = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sen(h\omega t - \alpha_h) \quad (2.23)$$

$$i_H = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sen(h\omega t - \beta_h) \quad (2.24)$$

As relações entre os valores RMS são dadas por:

$$V = \sqrt{\int_{\tau}^{\tau+kT} v^2 dt} = \sqrt{V_1^2 + \sum_{h \neq 1} V_h^2} = \sqrt{V_1^2 + V_H^2} \quad (2.25)$$

$$I = \sqrt{\int_{\tau}^{\tau+kT} i^2 dt} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{h \neq 1} I_h^2} = \sqrt{I_1^2 + I_H^2} \quad (2.26)$$

$$V_H = \sqrt{V_0^2 + \sum_{h \neq 1} v_h^2} = \sqrt{V^2 - V_1^2} \quad (2.27)$$

$$I_H = \sqrt{I_0^2 + \sum_{h \neq 1} i_h^2} = \sqrt{I^2 - I_1^2} \quad (2.28)$$

Neste caso, os valores de distorção harmônica total (DHT) de tensão e de corrente são calculados por:

$$DHT_v = \frac{V_H}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1} \quad (2.29)$$

$$DHT_i = \frac{I_H}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (2.30)$$

Do ponto de vista das potências, tanto a potência ativa, quanto aparente e o fator de potência podem ser expressos como indicado na seção anterior. Assim, o fator de potência pode ser influenciado inclusive pela distorção dos sinais de tensão e corrente. Já o termo potência reativa é reservado apenas para os termos fundamentais, conforme indicado na equação 2.15.

Considerando (2.9) e (2.10) como relações entre potências instantâneas, tem-se:

$$p_a = V_0 I_0 + \sum_h V_h I_h \cos \theta_h [1 - \cos(2h\omega t - 2\alpha_h)] \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned} p_q = & - \sum_h V_h I_h \sin \theta_h \sin(2h\omega t - 2\alpha_h) \quad (2.32) \\ & + 2 \sum_n \sum_{\substack{m \\ m \neq n}} V_m I_n \sin(m\omega t - \alpha_m) \sin(n\omega t - \beta_n) \\ & + \sqrt{2} V_0 \sum_h I_h \sin(h\omega t - \beta_h) + \sqrt{2} I_0 \sum_h V_h \sin(h\omega t - \alpha_h) \end{aligned}$$

Com os valores instantâneos de potências e de tensões, calculam-se as potências:

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p dt = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p_a dt \quad (2.33)$$

$$P_1 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_1 i_1 dt = V_1 I_1 \cos \theta_1 \quad (2.34)$$

$$P_H = V_0 I_0 + \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos \theta_h = P - P_1 \quad (2.35)$$

$$Q_1 = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_1 \left[\int v_1 dt \right] dt \quad (2.36)$$

A potência aparente é calculada por:

$$S = VI = \sqrt{(V_1^2 + V_H^2)(I_1^2 + I_H^2)} \quad (2.37)$$

A potência aparente da fundamental encontra-se por:

$$S_1 = V_1 I_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} \quad (2.38)$$

A potência aparente não fundamental é calculada por:

$$S_N = \sqrt{S^2 - S_1^2} \quad (2.39)$$

A potência aparente harmônica é indicada por:

$$S_H = V_H I_H \quad (2.40)$$

Utilizando as equações (2.35) e (2.40), obtém-se a potência de distorção:

$$D_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2} \quad (2.41)$$

E a potência não ativa é calculada por:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.42)$$

Detalhes sobre a composição das potências apresentadas, bem como os fatores de potências são encontrados em [9].

C) Sistema trifásico senoidal e balanceado

As tensões de fase, referenciadas ao neutro, são indicadas por:

$$v_a = \sqrt{2} V \text{ sen}(\omega t) \quad (2.43)$$

$$v_b = \sqrt{2} V \text{ sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (2.44)$$

$$v_c = \sqrt{2} V \text{ sen}(\omega t + 120^\circ) \quad (2.45)$$

E as correntes de linha têm expressões similares:

$$i_a = \sqrt{2} I \text{ sen}(\omega t - \theta) \quad (2.46)$$

$$i_b = \sqrt{2} I \text{ sen}(\omega t - \theta - 120^\circ) \quad (2.47)$$

$$i_c = \sqrt{2} I \text{ sen}(\omega t - \theta + 120^\circ) \quad (2.48)$$

Para a medição das tensões de fase em sistemas com três fios, assume-se um nó artificial de referência que pode ser obtido com a ajuda de três resistores idênticos conectados em Y.

No caso de sistemas de três fios, $i_a + i_b + i_c = 0$, a potência instantânea é calculada como em (2.31).

$$p = v_{ab}i_a + v_{cb}i_c = v_{ac}i_a + v_{bc}i_b = v_{ba}i_b + v_{ca}i_c = P \quad (2.49)$$

Onde v_{ab} , v_{bc} , v_{cb} são tensões de linha instantâneas.

Como o sistema é balanceado, o valor da potência instantânea é constante e equivalente à potência ativa.

Já em sistemas com quatro condutores, a potência instantânea é definida conforme (2.50):

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = P \quad (2.50)$$

A potência ativa é definida como:

$$P = 3VI \cos \theta = \sqrt{3}V_{ll}I \cos \theta, \quad (2.51)$$

onde V é o valor de tensão RMS entre fase e neutro e V_{ll} é o valor RMS da tensão de linha.

A potência reativa equivale a:

$$Q = 3VI \sin \theta = \sqrt{3}V_{ll}I \sin \theta \quad (2.52)$$

A potência aparente é:

$$S = 3VI = \sqrt{3}V_{ll}I \quad (2.53)$$

Pode-se criar a relação entre (2.51), (2.52), (2.53):

$$|Q| = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.54)$$

E o fator de potência é equivalente a (2.18), representando a eficiência do circuito trifásico como um todo.

D) Sistema trifásico senoidal e desbalanceado

No caso de sistemas trifásicos desbalanceados, com condutor de retorno (4 fios), a STD 1459 apresentou expressões alternativas para o cálculo das chamadas tensões e correntes equivalentes, as quais representariam as tensões e correntes por fase de um circuito balanceado equivalente em termos de consumo de potência do circuito original. Assim, a tensão e corrente equivalentes podem ser calculadas respectivamente como a seguir:

$$V_e = \sqrt{\frac{3(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{18}} \quad (2.55)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2}{3}} \quad (2.56)$$

No caso de circuitos com três condutores, as expressões se resumem a:

$$V_e = \sqrt{\frac{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{9}} \quad (2.57)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{I_{ab}^2 + I_{bc}^2 + I_{ca}^2}{3}} \quad (2.58)$$

Nestes casos, além da potência ativa trifásica calculada como em 2.51, a norma também define a potência aparente efetiva como:

$$S_e = 3V_e I_e \quad (2.59)$$

a qual representa a potência aparente trifásica do circuito, com ou sem de balanços associados. Por consequência, foi também definido o fator de potência efetivo como:

$$PF = \frac{P}{S_e} \quad (2.60)$$

o qual pode ser influenciado pela presença de desequilíbrios tanto das tensões quanto das correntes do circuito. Observar que não se trata de nenhuma definição associada às tradicionais médias aritméticas ou vetoriais para sistemas polifásicos.

Tais definições baseadas nos valores equivalentes de tensão e corrente são bastante distintas de outras propostas anteriores do próprio IEEE para o cálculo das potências de circuitos trifásicos.

E) Sistema trifásico não senoidal e desbalanceado

Este é o caso mais complexo previsto, no qual a norma sugere a divisão das tensões e correntes em três termos: fundamental, de sequência positiva e harmônica [34]. Assim,

$$V_e = \sqrt{V_{e1}^2 + V_{eH}^2} \quad (2.61)$$

$$I_e = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{eH}^2} \quad (2.62)$$

No caso de três fios, a tensão e corrente equivalente seriam calculadas como:

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2}{9}} \quad (2.63)$$

$$V_{eH} = \sqrt{\frac{V_{abH}^2 + V_{bcH}^2 + V_{caH}^2}{9}} = \sqrt{V_e^2 - V_{e1}^2} \quad (2.64)$$

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{I_{ab1}^2 + I_{bc1}^2 + I_{ca1}^2}{3}} \quad (2.65)$$

$$I_{eH} = \sqrt{\frac{I_{abH}^2 + I_{bcH}^2 + I_{caH}^2}{3}} \quad (2.66)$$

Consequentemente, algumas outras parcelas de potência propostas são:

$$S_{e1} = 3V_{e1}I_{e1} \quad (2.67)$$

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} \quad (2.68)$$

$$S_{e1}^+ = 3V_{e1}^+V_{e1}^+ \quad (2.69)$$

As quais representam a potência aparente fundamental, a potência aparente harmônica e a potência aparente fundamental de sequência positiva.

Além disto, foram também definidas as potências aparentes devido a distorção de tensão e devido a distorção de corrente, respectivamente por:

$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1} \quad (2.70)$$

$$D_{eI} = 3V_{e1}I_{eH} \quad (2.71)$$

Tais parcelas de potência deveriam permitir a separação da influência de tensões e correntes distorcidas.

A norma também propõe uma definição de potência não ativa como:

$$N^2 = S_e^2 - P^2 \quad (2.72)$$

Além dos termos chamados de Potência Aparente Efetiva não fundamental (2.73) e Potência Harmônica não ativa (2.74)

$$S_{eN} = \sqrt{D_{eI}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2} \quad (2.73)$$

$$D_{eH} = \sqrt{S_{eH}^2 - P_H^2} \quad (2.74)$$

As potências ativa e reativa são análogas ao cálculo das outras situações. Porém, elas podem ser também desmembradas em fundamental de sequência positiva, como apresentam as equações (2.75) e (2.76):

$$P_1^+ = 3V_1^+V_1^+ \cos \theta_1^+ \quad (2.75)$$

$$Q_1^+ = 3V_1^+V_1^+ \sin \theta_1^+ \quad (2.76)$$

Juntas, as equações (2.75) e (2.76) resultam na potência aparente fundamental de sequência positiva:

$$S_1^+ = \sqrt{(P_1^+)^2 + (Q_1^+)^2} \quad (2.77)$$

Desta forma, é possível determinar os seguintes fatores de potência: Fator de Potência Fundamental de Sequência Positiva (2.78) e Fator de Potência Fundamental (2.79).

$$PF_1^+ = \frac{P_1^+}{S_1^+} \quad (2.78)$$

$$PF_1 = \frac{P_1}{S_{e1}} \quad (2.79)$$

Assim, o equacionamento desta última seção (E) refere-se ao caso geral de equacionamento proposto pela STD 1459. Vale destacar que os cálculos são todos realizados no domínio da frequência através do uso de valores eficazes. Apesar de trazer inovações importantes do ponto de vista da análise e tarifação dos circuitos em condições não senoidais desbalanceadas, a norma não pode ser aplicada facilmente para aplicações como, por exemplo, filtragem ativa através de dispositivos eletrônicos. Além disto, por basear-se em valores RMS de tensão e corrente, alguns fenômenos do domínio do tempo podem não estar sendo devidamente interpretados ou caracterizados [35].

2.4. Considerações preliminares

As normas são essenciais para definir padrões de aceitação de um produto. Com a energia elétrica não é diferente, as normas vieram para relacionar direitos e deveres entre fornecedores e consumidores de energia. Mais especificamente no contexto de Qualidade de Energia, diversas normas e recomendações têm sido definidas internacionalmente. No caso do Brasil, a ANEEL, através do PRODIST, tem estabelecido as principais informações. Tais informações têm sido utilizadas por fabricantes de instrumentos de medição e análise, para determinação de parâmetros de interesse, seja para os consumidores, seja para os fornecedores de energia. Neste capítulo, os principais parâmetros relacionados à QEE foram revisados.

Vale destacar que as definições da IEEE STD 1459-2010 também foram revisadas, por tratarem de formulações que têm sido utilizadas para a análise da QEE em circuitos fora das condições ditais ideais. Embora o IEEE já tenha adotado como norma (standard) tal proposta, a comunidade internacional ainda discute outras propostas e ainda não existe consenso sobre o cálculo de potências e indicadores relacionados, no caso de circuitos com formas de onda não senoidais e/ou desequilibradas. Algumas dúvidas comuns têm relação com: a necessidade de separação entre componentes fundamentais e harmônicas; o uso do termo reativo para sinais distorcidos; a viabilidade das definições apresentadas para distintas aplicações; etc [35].

Assim, buscando contribuir para os estudos destas propostas, o próximo capítulo descreve e analisa as definições da Teoria de Potência Conservativa, proposta recentemente por Tenti *et al.* [15].

3. Teoria de Potência Conservativa

3.1. Introdução

Buscando generalizar as definições de potência e fator de potência para circuitos elétricos lineares e não lineares, balanceados e desbalanceados, sob distintas condições de fornecimento de energia, uma recente metodologia foi proposta por Tenti *et al.* [15] [16], chamada de Teoria de Potência Conservativa (do inglês Conservative Power Theory - CPT). A CPT define grandezas elétricas chamadas de conservativas, as quais são calculadas a partir do produto escalar entre tensões e correntes (ou suas derivadas e integrais imparciais temporais), de um circuito com “m” fases, no qual aquelas tensões e correntes, assim como suas derivadas e integrais imparciais satisfazem as leis de tensões e correntes de Kirchhoff e conseqüentemente, o teorema de Tellegen [36]. Do ponto de vista de possíveis aplicações, esta abordagem tem sido avaliada, sobretudo na área de redes inteligentes de energia [37], na determinação de atribuição de responsabilidades [35], na análise e compensação de sistemas elétricos com cargas não lineares desbalanceadas [23].

3.2. Definições de operações matemáticas

Para o cálculo das grandezas propostas pela CPT, são necessárias algumas operações básicas conforme indicado a seguir:

Integral e valor médio

Utilizando métodos numéricos, a integral comporta-se como o somatório de uma determinada função em um dado intervalo de tempo (T). Na forma discreta, o somatório pode ser dividido em pequenas partes (Δx ou dt). Esse método de integração é conhecido como somatória de Riemann [38] e é matematicamente expresso por:

$$\int_0^T f(t)dt = \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^n f(x_i)\Delta x_i \quad (3.1)$$

O valor médio de um sinal periódico pode ser determinado como a média aritmética da integral de (3.1) e é expresso como:

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (3.2)$$

Produto Interno

Dadas duas grandezas periódicas de período T , o produto interno é calculado como a média da multiplicação entre as grandezas assumidas no intervalo dt . E calculado por:

$$\langle x, y \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t) dt \quad (3.3)$$

Norma Euclidiana

A norma Euclidiana é calculada por:

$$\|x\| = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \quad (3.4)$$

e pode ser vista como o valor eficaz (ou RMS) da função:

$$\|x\| = X \quad (3.5)$$

Vetor

Nos casos de cálculos trifásicos, são necessários cálculos vetoriais e a seguinte notação será utilizada:

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Para os casos de tensões e correntes:

$$\underline{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\underline{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Todas as variáveis vetoriais serão indicadas em itálico e com traço inferior.

Produto escalar

Algebricamente, o produto escalar é definido como o produto interno padrão entre dois vetores de um determinado espaço euclidiano, retornando assim um valor real, chamado de escalar.

$$\underline{x} \circ \underline{y} = \sum_{i=1}^N x_i y_i = x_1 y_1 + x_2 y_2 + x_3 y_3 + \dots + x_N y_N \quad (3.9)$$

Integral imparcial

Neste caso, o nome indica que é uma integral sem valor médio, permitindo o uso no domínio do tempo e permitindo os cálculos de energia do circuito. É calculada para cada dimensão do vetor e apresentada com sinal circunflexo acima da grandeza (\hat{v}).

3.3. Descrição da CPT

Na CPT, as tensões e correntes de fase são representadas como dimensões de vetores multidimensionais (número de fases). Assim, nas equações a seguir, as variáveis unidimensionais (de fase) são representadas por letra em itálico, enquanto as variáveis vetoriais são representadas por letras em itálico e com traço inferior (tal como \underline{x}).

Tal proposta pode ser aplicada para circuitos monofásicos ou trifásicos com e sem condutor de retorno. Assim, considerando sistemas tipicamente trifásicos, a seguir uma breve revisão das principais parcelas de potência da CPT e sua interpretação é apresentada.

São definidas duas grandezas conservativas principais:

- a) A *potência ativa instantânea*, a qual é expressa por meio do produto escalar entre tensão e corrente:

$$p(t) = \underline{v} \circ \underline{i}, \quad (3.10)$$

- b) A *energia reativa instantânea* por:

$$w(t) = \hat{v} \circ \underline{i} \quad (3.11)$$

Onde: \hat{v} é o vetor contendo as integrais imparciais das tensões de fase definidas como:

$$\hat{v} = \underline{v}_f - \bar{v}_f \quad (3.12)$$

Com:

- $\underline{v}_f = \int_0^t \underline{v}(\tau) d\tau$ sendo a integral no tempo;
- $\bar{v}_f = \frac{1}{T} \int_0^T \underline{v}_f(t) dt$ sendo o valor médio da integral no tempo.

Sendo os valores médios de (3.10) e (3.11), respectivamente, a potência ativa média (P) e a energia reativa média (W).

3.3.1. Parcelas de correntes da CPT

Além disso, a Teoria de Potência Conservativa define uma decomposição da corrente em parcelas ortogonais que visam representar as características do circuito (fenômenos físicos), relacionadas com o comportamento de elementos lineares e não lineares na carga. Tais parcelas são descritas a seguir:

▪ **Corrente ativa** (i_a): dados os vetores de tensão e corrente \underline{v} e \underline{i} , a corrente ativa é a mínima corrente necessária ao consumo de uma dada potência ativa, em cada fase no circuito;

$$\underline{i}_a = \{i_{an}\}_{n=1}^N = \begin{bmatrix} i_{aa} \\ i_{ab} \\ i_{ac} \end{bmatrix}, \quad i_{an} = \frac{\langle v_n, i_n \rangle}{\|v_n\|^2} v_n = \frac{P_n}{V_n^2} v_n = G_n v_n \quad (3.13)$$

onde G_n é a condutância equivalente por fase.

▪ **Corrente reativa** (i_r): é aquela responsável pelo fluxo mínimo de energia reativa por fase no circuito;

$$\underline{i}_r = \{i_{rn}\}_{n=1}^N = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \quad i_{rn} = \frac{\langle \hat{v}_n, i_n \rangle}{\|\hat{v}_n\|^2} \hat{v}_n = \frac{W_n}{\hat{V}_n^2} \hat{v}_n = B_n \hat{v}_n \quad (3.14)$$

onde B_n é a reatividade¹ equivalente por fase [39].

▪ **Corrente residual** (i_d): é aquela que não transfere potência ativa, nem energia reativa (não linearidades da carga), de acordo com a equação (3.6)

$$\underline{i}_d = \underline{i} - \underline{i}_a - \underline{i}_r \quad (3.15)$$

Estas parcelas da corrente são denominadas de componentes básicas e são ortogonais entre si, ou seja, o produto escalar médio entre elas é nulo. Sendo assim, é possível definir a relação entre os valores eficazes dessas parcelas e o valor eficaz da corrente total:

$$I^2 = I_a^2 + I_r^2 + I_d^2 \quad (3.16)$$

No caso de circuitos polifásicos com e sem condutor de retorno, as parcelas de corrente ativa e reativa podem ainda ser decompostas em parcelas balanceadas e desbalanceadas:

▪ A **corrente ativa balanceada** (i_a^b) é aquela responsável pela transferência mínima da potência ativa coletiva da fonte (3.17) para a carga, além de ser proporcional e estar em fase com a tensão. Em sistemas trifásicos, ela é definida de acordo com (3.19);

$$P = \frac{1}{T} \int_0^t (P_a + P_b + P_c) dt \quad (3.17)$$

$$V = \sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \quad (3.18)$$

$$\underline{i}_a^b = \frac{\langle \underline{v}, \underline{i} \rangle}{\|\underline{v}\|^2} \underline{v} = \frac{P}{V^2} \underline{v} = G^b \underline{v} \quad (3.19)$$

¹ O termo reatividade foi definido em [52] e coincide com a susceptância apenas no caso de sinais senoidais.

Onde G^b é a condutância equivalente balanceada de todas as fases, P é a potência ativa trifásica e V é a tensão coletiva.

▪ A **corrente reativa balanceada** (i_r^b) é aquela responsável pelo fluxo mínimo de energia reativa coletiva no circuito. Segundo a CPT, tal parcela de corrente pode ser distorcida e é sempre ortogonal à tensão, conforme apresenta a equação (3.22):

$$W = \frac{1}{T} \int_0^t (W_a + W_b + W_c) dt \quad (3.20)$$

$$\hat{v} = \sqrt{\hat{v}_a^2 + \hat{v}_b^2 + \hat{v}_c^2} \quad (3.21)$$

$$\underline{i}_r^b = \frac{\langle \hat{v}, \underline{i} \rangle}{\|\hat{v}\|^2} \hat{v} = \frac{W}{\hat{v}^2} \hat{v} = B^b \hat{v} \quad (3.22)$$

onde B^b é a reatidade equivalente balanceada de todas as fases.

▪ A **corrente de desbalanceo** ($I^{u2} = I_a^{u2} + I_r^{u2}$) é composta por uma parte ativa e reativa que representam os diferentes valores de condutância e reatidade equivalente por fase. A corrente ativa desbalanceada é a restante da subtração da corrente ativa total pela balanceada, conforme (3.23). A corrente reativa desbalanceada é a restante da subtração da corrente reativa total pela balanceada, conforme (3.24):

$$\underline{i}_a^u = \underline{i}_a - \underline{i}_a^b \quad (3.23)$$

$$\underline{i}_r^u = \underline{i}_r - \underline{i}_r^b \quad (3.24)$$

▪ **Decomposição completa da corrente e valores RMS:** Com as correntes descritas, temos a decomposição completa descrita em (3.25)

$$\underline{i} = \underline{i}_a^b + \underline{i}_a^u + \underline{i}_r^b + \underline{i}_r^u + \underline{i}_d \quad (3.25)$$

Devido à ortogonalidade das correntes, pode-se utilizar a relação para cálculo dos valores RMS:

$$I^2 = I_a^2 + I_r^2 + I_d^2 = I_a^{b2} + I_r^{b2} + \underbrace{I_a^{u2} + I_r^{u2}}_{I^{u2}} + I_d^2 \quad (3.26)$$

$$I = \sqrt{(I_a^b)^2 + (I_a^u)^2 + (I_r^b)^2 + (I_r^u)^2 + (I_d)^2} \quad (3.27)$$

Em (3.26) e (3.27) os valores das correntes são eficazes coletivos, ou seja, no cálculo do valor eficaz de cada uma é considerada a soma dos quadrados das correntes de fase do circuito.

3.3.2. Parcelas de potências da CPT

Para cada parcela de corrente está associada uma parcela de potência, obtida pelo produto entre o valor eficaz da tensão e o valor eficaz da corrente correspondente, como segue:

- **Potência ativa** ($P = VI_a^b$): é aquela tida como o consumo médio de potência do circuito, representando a realização de trabalho útil na carga;

- **Potência reativa** ($Q = VI_r^b$): é uma parcela de potência característica que representa a defasagem entre tensões e correntes;

- **Potência de desbalanço** ($N = V\sqrt{(I_a^u)^2 + (I_r^u)^2} = \sqrt{N_a^2 + N_r^2}$): é a parcela de potência que representa o desbalanço da carga. Este termo de potência será nulo no caso de circuitos monofásicos;

- **Potência residual** ($D = VI_d$): é a parcela de potência consumida devido à presença de não-linearidades no circuito, não realiza trabalho útil, nem caracteriza o armazenamento de energia;

- **Potência aparente** ($A = VI$): é potência total do circuito.

A decomposição da potência aparente pode ser obtida a partir de (3.28), ao multiplicar todos os termos pelo quadrado do valor eficaz da tensão:

$$A^2 = V^2 I^2 = P^2 + Q^2 + N^2 + D^2 \quad (3.28)$$

3.4. Fatores de conformidade ou de desempenho

Conforme definido recentemente em [39], além da análise dos circuitos através do cálculo das componentes de potência apresentadas nas seções anteriores, estas ainda podem ser utilizadas para definir fatores (indicadores) de conformidade ou fatores de desempenho que permitem a caracterização das cargas, em função de suas condições de operação. Assim, os quatro principais fatores de desempenho são apresentados e comentados a seguir.

3.4.1. Fator de não linearidade

O fator de não linearidade é definido em (3.29)

$$\lambda_D = \frac{D}{\sqrt{P^2 + Q^2 + N^2 + D^2}} = \frac{D}{A} = \frac{\|i_d\|}{\|i\|} = \frac{I_d}{I} \quad (3.29)$$

Nota-se que, o fator de não linearidade será zero apenas se $I_d = 0$. Do ponto de vista da carga, este fator representa a presença de potência de distorção, ou seja, correntes que não contribuem com a potência ativa nem a reativa, mas causam perdas na distribuição.

3.4.2. Fator de assimetria

O fator de assimetria é definido como:

$$\lambda_U = \frac{N}{\sqrt{P^2 + Q^2 + N^2 + D^2}} = \frac{N}{A} = \frac{I_a^u + I_r^u}{I} \quad (3.30)$$

Percebe-se que o fator de assimetria será zero somente se a carga for balanceada. Portanto, (3.30) determina a existência de desbalanço entre as carga de um sistema polifásico.

3.4.3. Fator de reatividade

O fator de reatividade de corrente é definido como:

$$\lambda_Q = \frac{Q}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{\|i_r\|}{\sqrt{\|i_a\|^2 + \|i_r\|^2}} = \frac{I_r^b}{\sqrt{I_a^{b2} + I_r^{b2}}} \quad (3.31)$$

Note-se que, o fator de reatividade será zero na ausência de defasagem entre as tensões e correntes, ou seja, na ausência de corrente reativa. Assim sendo, (3.31) revela a presença de energia reativa em indutores, capacitores ou por efeito de cargas não lineares.

3.4.4. Fator de potência

O fator de potência polifásico é definido considerando as potências ativa e a aparente totais (coletivas) e é calculado por:

$$\lambda = \frac{P}{A} = \frac{I_a^b}{I} \quad (3.32)$$

Este fator de potência relaciona a corrente ativa balanceada com todas as outras parcelas de corrente, através da corrente coletiva total, e resulta unitário somente no caso de circuito puramente resistivo balanceado. Do contrário, a presença de elementos armazenadores de energia, desbalanços das cargas e não linearidades da carga poderiam influenciar no fator de potência. De (3.32), destaca-se que de acordo com a definição da corrente ativa balanceada (proporcional à tensão), uma carga resistiva balanceada, mesmo que alimentada por tensões não senoidais, pode resultar em fator de potência unitário.

Baseado nas equações (3.29) e (3.31), pode-se também determinar o fator de potência como:

$$\lambda = \sqrt{(1 - \lambda_Q^2)(1 - \lambda_D^2)} = \frac{P}{A} = \frac{\|i_a\|}{\|i\|} \quad (3.33)$$

Desta forma, conclui-se que o fator de potência da CPT pode ser influenciado tanto pela presença de reativos, quanto por desequilíbrios e não linearidades do circuito.

Considerando tal definição de fator de potência, vale mencionar que seria necessária uma readequação das normativas nacionais e internacionais, especialmente no que diz respeito à

definição de valores limites para instalações industriais. Além disto, parece não haver mais sentido em se classificar o fator de potência global como indutivo ou capacitivo feito tradicionalmente. Levando-se em conta efeitos como desequilíbrios e distorções no sistema elétrico de potência, a classificação de indutivo ou capacitivo torna-se irrelevante. Conclui-se que a definição de limites (como o 0,92 no Brasil) demandaria uma revisão minuciosa em caso de considerarmos os efeitos dos desequilíbrios e não linearidades das correntes no cálculo do fator de potência.

3.5. Considerações preliminares

De acordo com a CPT, o cálculo das potências propostas pode ser realizado mesmo em condições com formas de onda distorcidas e/ou desequilibradas (ou sob variações de frequência fundamental), inclusive a potência reativa, diferentemente de grande parte das abordagens tradicionais ou mesmo da recente recomendação do IEEE [9]. Além disto, as parcelas de potência ainda podem ser utilizadas para definição de indicadores de conformidade, para a caracterização das cargas do ponto de vista da QEE. Maiores detalhes sobre o equacionamento e as propriedades dos operadores matemáticos associados às definições da Teoria de Potência Conservativa podem ser encontrados em [16] [39].

No próximo capítulo, além do detalhamento sobre a implementação do sistema de aquisição e processamento desenvolvido, também serão discutidos alguns algoritmos necessários a implementação das equações da CPT e no Capítulo 5, resultados de simulação e experimentais serão apresentados a fim de analisar diferentes circuitos elétricos através de tal proposta.

4. Desenvolvimento do Sistema de Aquisição e Processamento de Dados

4.1. Medidores comerciais de QEE

Com o intuito de auxiliar no processo de definição das características do medidor desenvolvido neste trabalho, foi realizado um breve levantamento e análise das características técnicas e especificidades de diversos medidores disponíveis no mercado nacional e/ou internacional. Assim, dentre muitas opções de medidores de qualidade de energia encontrados, foram selecionados cinco modelos. A Tabela 4 apresenta uma comparação entre os analisadores de QEE avaliados de acordo com as características encontradas em manuais dos fabricantes:

Tabela 4 - Comparação entre medidores comerciais.

Medição	Fluke 433	AEMC 3945	Amprobe DM-III	Hioki 3197	Elspec G4500
>> Entrada de Tensão					
Número de entradas	4 (3F + 1N)	4 (3F + 1N)	4 (3F + 1N)	4 (3F + 1N)	5 (3F+1N+1DC)
Máxima tensão de entrada	1000Vrms	960Vrms	600Vrms	1000Vrms	1000Vrms
Máximo pico de tensão	6000V	5260V	1300V	3300V	4000V
Escala	1:1 - 1000:1	1:1 - 100:1	1:1 - 100:1	1:1 - 1000:1	-
Impedância de entrada	4M Ω / 5pF	-	-	-	-
Frequência de entrada	40-70Hz	40-69Hz	47-63,6Hz	40-70 Hz	45-65Hz
>> Entrada de Corrente					
Número de entradas	3F	3F	3F	3F	5 (3F+1N+1DC)
Máxima corrente de entrada	1-400Arms	1-240Arms	0,5-100Arms	1-350Arms	1-1000Arms
Impedância de Entrada	50k Ω	-	-	-	-
Escala	0,1 a 1000mV/A	0,1 a 1000mV/A	-	-	-
>> Indicadores de Entrada					
Tensão RMS	1-1000Vrms	15-960Vrms	-	1-1000Vrms	1-1000Vrms

	±0,5%	±0,5%		±1%	
Tensão de Pico	1-1400V ±5%	15-1360V ±1%	0-1000V ±2%	1-1000V ±5%	1-1000V
Corrente RMS	0-400A ±1%	0-240 ^a ±1%	-	0-600A ±0,5%	0-1000A
Corrente de Pico	0-5500Arms ±5%	0-6500Arms ±4%	-	0-5000Arms	0-1000Arms
Leituras	5 por segundo, por canal	256 por ciclo	100 por ciclo	256 por ciclo	1024 por ciclo
Tempo de gravação	90 segundos com resolução de 25ms até 450 dias com resolução de 6 horas	Relativo a 4MB de memória Flash	2MB, com possibilidade de armazenar 999 medidas de 63 parâmetros.	4MB, com possibilidade de gravar 1 hora até 500 dias.	Memória interna com 8GB
>> Harmônicas					
Indicação de Harmônica	1-50 ^a harmônica	1-50 ^a harmônica	1-49 ^a harmônica	0-50 ^a harmônica	0-511 ^a harmônica
Inter-harmônica	1-49 ^a harmônica	0-49 ^a harmônica	-	1-49 ^a harmônica	1-510 ^a harmônica
DHT	0-100% ±2,5%	0-999% ±1%	0-100% ±2,5%	0-100% ±1%	0-100%
Ângulo de Fase	-360 a 360 ^o ±1,5 ^o	-179 a 180 ^o ±2 ^o	-	-	-360 a 360 ^o
>> Potência e Energia					
Potência Ativa (P)	1W-20MW ±1,5%	0-9999KW ±1%	0-9999KW ±0,1KW	0-10MW ±1%	-
Potência Aparente (S)	1W-20MVA ±1,5%	0-999,9KVA ±1%	0-999,9KVA ±0,1KVA	0-10MVA ±1%	-
Potência Reativa (R)	1W-20MVar ±1,5%	0-999,9KVar ±1%	0-999,9KVar ±0,1KVar%	0-10MVar ±1%	-
Fator de Potência	0,00 a 1,00 ±0,03 % de tolerância	-1,00 a 1,00 ±1,2% de tolerância	0,00 a 1,00 ±0,02 % de tolerância	0,00 a 1,00 ±0,05% de tolerância	0,00 a 1,00
>> Medida de Flicker					
Pst	0-20 ±5%	0-9,99	-	-	0-45
>> Desbalanceamentos					
Tensão	0 a 5,0% ±0,5%	0 a 9,5%	-	-	0-20%
Corrente	0 a 20% ±1%	0 a 12%	-	-	0-40%
>> Captura de Transitório					
Tensão	±6000V pico	-	-	±6000V pico	-

	±2,5%				
Tempo	5µs	-	-	10 a 100KHz	19,5/16us
>> Características físicas					
>> Tela					
Tipo	Colorida	Colorida	Monocromática	Colorida	Não possui
Resolução	320x240px	240x240px	128x128px	256x256px	-
Tamanho	5,64"	6,7"	4"	4,7"	-
>> Bateria					
Tipo	9,6V NiMH embutida	9,6V NiMH embutida	6 x 1,5V AA	9,6V NiMH embutida	9,6V NiMH embutida
Tempo de operação	7 horas	8 horas	20 horas	-	3 horas
Tempo de carga	4 horas	5 horas	-	-	2 horas
>> Dimensões e peso					
Peso	2Kg	2,1Kg	1,2Kg	1,2Kg	3,7Kg
Tamanho	256x169x64mm	240x180x55mm	225x165x105mm	246x128x63mm	250x300x60mm
>> Temperatura					
Operação	0-50°	0-50°	0-40°	0-40°	0-50°
Armazenado	-20 a 60°	-20 a 50°	-10 a 60°	-10 a 50°	-20 a 60°
>> Padrões (Normas Técnicas)					
Métodos de Entrada	IEC61000-4-30	IEC61000-4	IEC61000-4	IEC61000-4	IEC61000-4-30
Qualidade de Energia	EN50160	EN50160 EN61010-1	EN50160 EN61036 IEC1268	EN50160	EN50160
Harmônicas	IEC61000-4-7	IEC61000-4	IEC61000-4	IEC61000-4	IEC61000-4-30
Software PC	Fluke View	AEMC DataView	Amprobe Download Suite	Extech	PQSCADA e Software de Análise e Investigação com padrões EN50160 e possibilidade de relatórios ajustáveis ao usuário
Conexão com o PC	USB	USB	RS-232	USB	IEEE 802.11g Cartão PCMCIA RS232
Garantia	3 anos	2 anos	2 anos	3 anos	2 anos + 10 bateria
Preço	~US\$4300,00	~US\$4195,00	~US\$3064,00	~US\$2995,00	~US\$12999,90

Além dos modelos comerciais mencionados acima, também foram encontrados algumas propostas de medidores ou analisadores em trabalhos acadêmicos, tais como o descrito em *Moreira* [40], que propôs o uso de instrumentação virtual através de aquisição de sinais por de uso genérico

da “National Instruments”. Esta se encontra ligada a um computador e, através do software *Labview®* é possível implementar os cálculos desejados. Neste caso o código foi implementado no computador, sendo então o medidor, dependente de um módulo condicionar e um computador. A Figura 4.1 apresenta o medidor proposto.

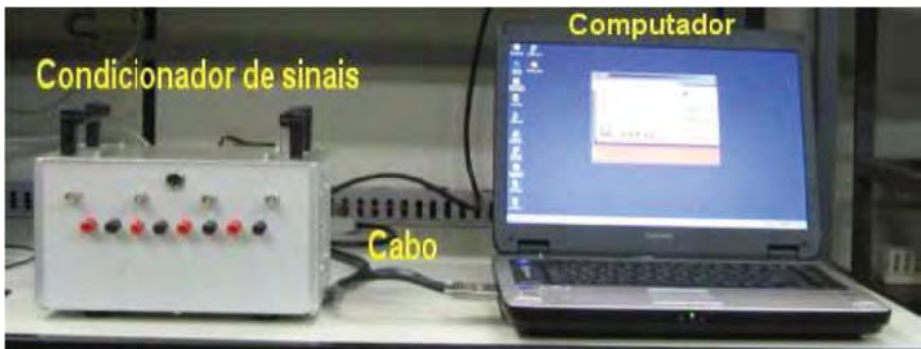


Figura 4.1 - Medidor proposto por Moreira [40].

Em [4], *Colnago* propôs um medidor portátil de baixo custo, com a implementação de indicadores de QEE como análise de harmônicos, comportamento de tensão em regime permanente, desequilíbrio, flutuação de tensão, etc. Foram somente medidas e analisadas as tensões porque o uso de sensores de corrente aumentaria o custo. Os sinais de tensões são coletados, processados, determinados os Indicadores de QEE e assim o medidor armazena em memória externa (cartão SD). Após um determinado tempo os dados são enviados via GPRS a um servidor que os armazena em um Banco de Dados. A Figura 4.2 apresenta o medidor criado:



Figura 4.2 - Medidor proposto por Colnago [4].

4.2. Características básicas do sistema implementado

Com base nos estudos dos medidores comerciais analisados e considerando os objetivos do trabalho no sentido de viabilizar a implementação de um medidor flexível para estudos em laboratório, as seguintes características foram assumidas para o desenvolvimento do medidor implementado:

- 8 canais de entrada analógica (4 tensões e 4 correntes);
- Resolução de conversão analógico-digital (AD) de 12 bits (mínimo);
- Taxas de amostragem igual ou superiores a 6kHz por canal (4 vezes superior a 25ª harmônica de 60 Hz);
- Tensão de entrada nominal de 215 V;
- Tensão máxima (isolação) de 4100 V;
- Corrente de entrada nominal de 35 A;
- Tempo de gravação de 20 dias, com coleta dos indicadores a cada 1 segundo (Tabela 8).

Assim, de posse de tais informações, foram definidos os vários subsistemas e circuitos do medidor implementado, conforme descrito nas próximas seções.

4.3. Módulo de aquisição e processamento de dados - eZdsp 28335

Assim, foram analisados alguns dispositivos de aquisição de dados e um kit de desenvolvimento constituído de um DSP (Digital Signal Processor) da Texas Instruments, modelo eZdsp F28335, o qual foi escolhido para o desenvolvimento. As principais características deste modelo de DSP são:

- Possui um processador de ponto flutuante de 32 bits (TMS320F28335), com frequência de operação de 150MHz e aceita clock externo de 30MHz;
- Memória RAM de 68KB e memória Flash de 512KB embarcadas no chip e 256KB no circuito de SRAM;
- 12 entradas Analógicas para Digital, de 12 bits, entre 0 e 3V;
- Possui conexão RS-232 e CAN 2.0 embarcado em hardware;
- Possui múltiplos conectores de expansão de entrada/saída;
- Possui a conexão JTAG para USB embarcada, facilitando a programação do kit;
- Alimentação padrão e única de 5V;
- 6 canais de PWM de alta resolução, além de mais 12 canais de PWM;

A Figura 4.3 apresenta o kit utilizado:

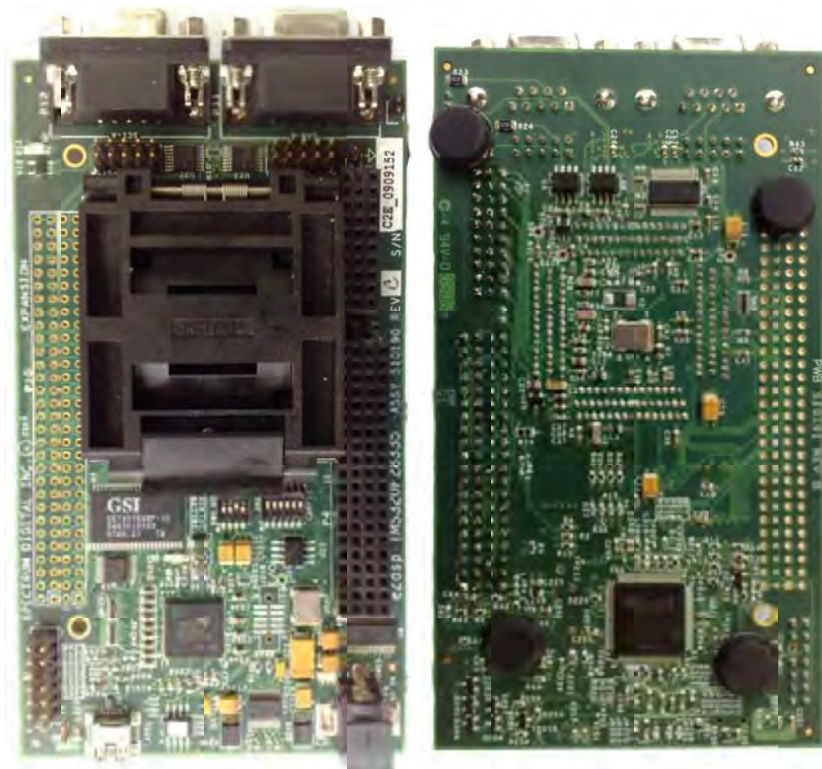


Figura 4.3 - Fotos do Kit eZdsp F28335.

4.3.1. Conversor analógico/digital

O conversor analógico para digital deste modelo de DSP possui 12 bits de resolução em sua conversão para entradas de 0 a 3 V. Assim sendo, os sensores de tensão e corrente foram ajustados a uma faixa de tensão de 0 a 3 V, através do circuito de condicionamento de sinais e o valor de saída dos sensores no conversor AD será:

- ADCRESULT = 0, se a tensão de entrada for menor ou igual a zero volts;
- $ADCRESULT = 4096 * \frac{(\text{Valor Captado})}{3}$, se a tensão estiver entre 0 e 3 volts;
- ADCRESULT = 4095, se a tensão for maior ou igual a três volts;

Para o funcionamento do AD no DSP, são necessários configurações de alguns parâmetros conhecidos como registradores, estes possuem 16 bits, devem ser adequadamente configurados para o correto funcionamento do AD e são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Lista de registradores do AD.

Nome	Endereço	Endereço alternativo	Descrição
ADCTRL1	0x7100		Primeiro conjunto de controle do ADC
ADCTRL2	0x7101		Segundo conjunto de controle do ADC
ADCMAXCONV	0x7102		Quantidade de Canais AD que serão utilizados
ADCCHSELSEQ1	0x7103		Seleção de sequência dos registradores 1
ADCCHSELSEQ2	0x7104		Seleção de sequência dos registradores 2
ADCCHSELSEQ3	0x7105		Seleção de sequência dos registradores 3
ADCCHSELSEQ4	0x7106		Seleção de sequência dos registradores 4
ADCASEQSR	0x7107		Estado de auto sequência do ADC
ADCRESULT0	0x7108	0x0b00	Resultado do sinal captado 0
ADCRESULT1	0x7109	0x0b01	Resultado do sinal captado 1
ADCRESULT2	0x710a	0x0b02	Resultado do sinal captado 2
ADCRESULT3	0x710b	0x0b03	Resultado do sinal captado 3
ADCRESULT4	0x710c	0x0b04	Resultado do sinal captado 4
ADCRESULT5	0x710d	0x0b05	Resultado do sinal captado 5
ADCRESULT6	0x710e	0x0b06	Resultado do sinal captado 6
ADCRESULT7	0x710f	0x0b07	Resultado do sinal captado 7
ADCRESULT8	0x7110	0x0b08	Resultado do sinal captado 8
ADCRESULT9	0x7111	0x0b09	Resultado do sinal captado 9
ADCRESULT10	0x7112	0x0b0a	Resultado do sinal captado 10
ADCRESULT11	0x7113	0x0b0b	Resultado do sinal captado 11
ADCRESULT12	0x7114	0x0b0c	Resultado do sinal captado 12
ADCRESULT13	0x7115	0x0b0d	Resultado do sinal captado 13
ADCRESULT14	0x7116	0x0b0e	Resultado do sinal captado 14
ADCRESULT15	0x7117	0x0b0f	Resultado do sinal captado 15
ADCTRL3	0x7118		Terceiro conjunto de controle do ADC
ADCST	0x7119		Estado do Registrador
ADCREFSSEL	0x711c		Seleção de referência do ADC
ADCOFFTRIM	0x711d		Espaçamento de offset do ADC

Os registradores ADCTRL1, ADCTRL2, ADCTRL3, ADCST e ADCCHSELSEQ1 são importantes para a configuração e adequação do conversor AD ao projeto específico, assim foram utilizados os seguintes valores para estes registradores:

a) ADCTRL1

- ACQ_PS (bits 11 ao 8, em MSB): parâmetro que pode ser adaptado para acomodar as variações das impedâncias de linha de acordo com o período de aquisição.

- SEQ_CASC (bit 4): corresponde ao método de recepção em cascata dos valores recebidos no AD, se colocado como 0, recebe duas sequências de 8 canais coletados, se configurado em 1, os dados recebidos são recebidos em cascata, com sequência de 16 canais. No projeto, pretende-se utilizar mais de oito canais, portanto o valor deste parâmetro foi configurado em 1.

b) ADCTRL2

- INT_ENA_SEQ1 (bit 11): habilita a interrupção do CPU por AD. Para o projeto esta configuração foi ativada.
- EPWM_SOCA_SEQ1 (bit 8): ativa o módulo PWM (utilizado no projeto para realizar o conversor DA).
- RST_SEQ1 (bit 14): reinicia a coleta de valores AD.

c) ADCTRL3

- ADCCLKPS (bits de 4 a 1): Responsável pelo divisor de leitura de clock do conversor AD, o valor deste parâmetro pode variar de 0 a 15 e a divisão de clock é calculada pela equação:

$$CLKDIV = \frac{CLK_{DSP}}{2 * ADCCLKPS_{(10)} * (ADCTRL[7] + 1)} \quad (4.1)$$

Onde CLK_{DSP} é o clock do DSP.

Se o ADCCLKPS for 0, o divisor será unitário. No caso do projeto, o ADCCLKPS tem valor 0.

d) ADCST

- INT_SEQ1_CLR: zera a flag de interrupção do conversor, de modo que, ao terminar de realizar as instruções da função de interrupção, o DSP esteja pronto para uma nova interrupção por AD.

e) ADCCHSELSEQ1

- CONV0, CONV1, CONV2, ..., CONV15: definem a ordem de leitura de cada pino de AD do DSP, sendo a ordem começando em CONV0 e terminando em CONV15.

4.3.2. Conversor digital/analógico usando PWM

Como o DSP 28335 não possui um conversor DAC (Digital/Analogic Converter), foi necessário implementá-lo, para fins de análise de sinais captados e de algoritmos implementados.

Assim sendo, a combinação de PWM com um filtro passa-baixa foi desenvolvido para funcionar como um conversor digital para analógico.

PWM (Pulse Width Modulation- Modulação por Largura de Pulso)

O DSP 28335 possui 12 canais de PWM, sendo seis com alta resolução (PWM simples de 11 bits e de alta resolução de 17 bits). O PWM é composto por sinais positivos entre 0 e 3,3 V em frequência variável, de acordo com o sinal enviado a ele. Este sinal pode ser visto como alternado de média nula, retirando-se a componente contínua que existe no sinal PWM do DSP. Neste caso, a modulação poderia ser evidenciada após o uso de um filtro passa-baixa. As figuras a seguir ilustram o procedimento proposto:

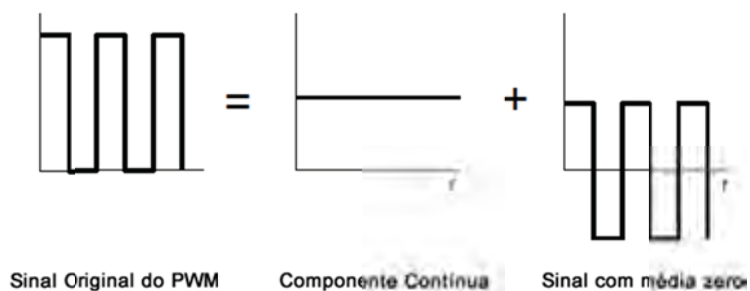


Figura 4.4 - Sinal de saída do PWM no DSP.

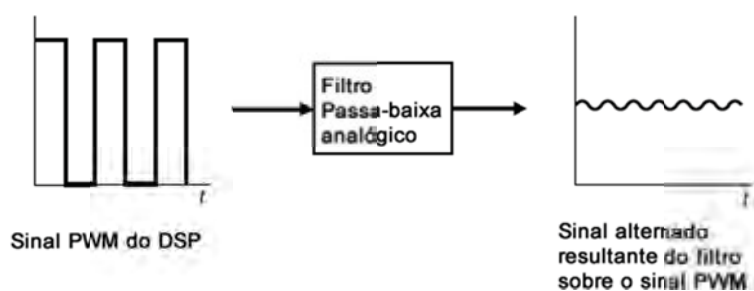


Figura 4.5 - Sinal analógico, após a saída do PWM.

Assim sendo, foram configurados os registradores de PWM para a conversão DAC, que são estes:

Tabela 6 - Registradores do PWM.

Nome	Descrição
CMPA	Comparador do contador para o conjunto PWMxA
AQCTLA	Comportamento para a aquisição do PWM
TBCTL	Controlador do timer do PWM
TBPRD	Frequência do PWM
ETSEL	Seleção de gatilho (trigger) de eventos

TBPRD

Corresponde a constante referente à divisão do pulso do PWM para a leitura. Este valor vem da fórmula (4.10)

$$TBPRD = \frac{1}{2} * \left(\frac{Clock_{DSP}}{Amostras_{segundo}} \right) \quad (4.2)$$

Neste trabalho, são 100 amostras por ciclo, ou seja, a cada segundo são coletados 6000 valores. Assim, o valor do TBPRD, utilizando a equação (4.10) será:

$$TBPRD = \frac{1}{2} * \left(\frac{150MHz}{6KHz} \right)$$

$$TBPRD = \frac{1}{2} * (25000)$$

$$TBPRD = 12500$$

TBCTL

PHSDIR (bit 13): direção para contagem indica se será na subida (valor 1) ou descida (valor 0).

CLKDIV (bit 12 até 10): determina a divisão do clock, seguindo a regra:

- 000: não divide
- 001: divide por 2
- 010: divide por 4
- 011: divide por 8
- 100: divide por 16
- 101: divide por 32
- 110: divide por 64
- 111: divide por 128

No caso, 000, pois o valor já será dividido no registrador TBPRD.

HSPCLKDIV (bit 9 até 7): é o mesmo caso do CLKDIV, só que é próprio para altas frequências.

CTRMODE (bit 1 e 0): define a ordem do contador, neste caso, está em 02, que é o método de incrementar e após a leitura, se decrementa.

CMPA

Refere-se ao comparador de contagem do conjunto A de PWM. Este valor é comparado continuamente com o registrador TBPRD, caso sejam iguais, o valor é captado. Neste trabalho, o valor atribuído será a metade do TBPRD, pois existem dois canais de PWM (A e B), porém será utilizado somente o A.

AQCTLA

Define o comportamento de cada PWM, de acordo com o incremento ou decréscimo do contador. No projeto, está habilitado em alta velocidade tanto no caso de decréscimo ou acréscimo.

ETSEL

É responsável pela definição de eventuais gatilhos (triggers) para o PWM, no caso do projeto, está desabilitado.

Filtro passa-baixa

Um filtro passa baixa corresponde a uma implementação de circuito analógico que permite a passagem de frequências mais baixas e atenuação das mais altas. No caso, a implementação indicada é de um circuito RC com características de passa baixa. Neste caso, o circuito é formado por um resistor e capacitor em série, ligados em paralelo com a diferença de potencial entre a saída PWM e o referencial de terra. A figura 4.6 ilustra a montagem do circuito.

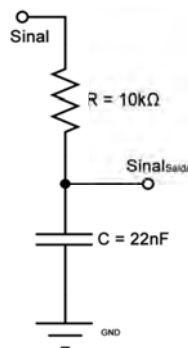


Figura 4.6 - Circuito passa baixa do projeto.

A equação para descobrir qual será a frequência de passagem é definida por:

$$f = \frac{1}{2 \pi R C} \quad (4.3)$$

Com os valores da Figura 4.6:

$$f = \frac{1}{2 \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}}$$

$$f = \frac{1}{2 \pi \cdot 220 \cdot 10^{-6}}$$

$$f = 723,4 \text{ Hz}$$

Ou seja, o valor de f é de 723,4 Hz. Desta forma, este filtro deixará passar frequências iguais ou abaixo a 723 Hz, conforme o cálculo acima.

Assim, com a integração do PWM do DSP e o filtro passa baixa, foi possível implementar um DAC alternativo de baixo custo, ou seja, sem utilizar um circuito dedicado de conversão digital para analógica. As Figuras 4.7 e 4.8 ilustram o funcionamento do DAC implementado.

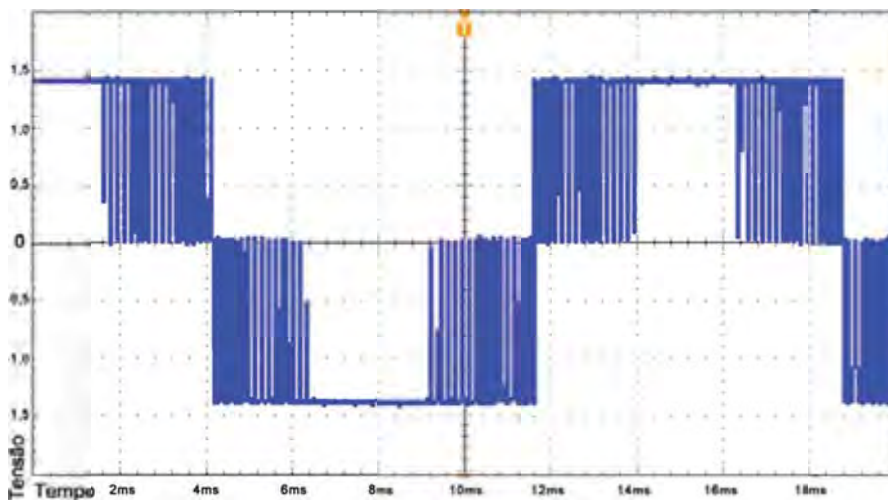


Figura 4.7 - Comportamento do PWM.

Na Figura 4.5 apresenta o sinal enviado pelo PWM, com modulação de uma onda senoidal pura. É necessário o uso de um filtro passa baixa para atenuar altas frequências e apresentar somente as componentes de 730Hz ou menos. Após o uso do filtro passa baixa analógico, a onda acima se apresenta como mostra a Figura 4.8.

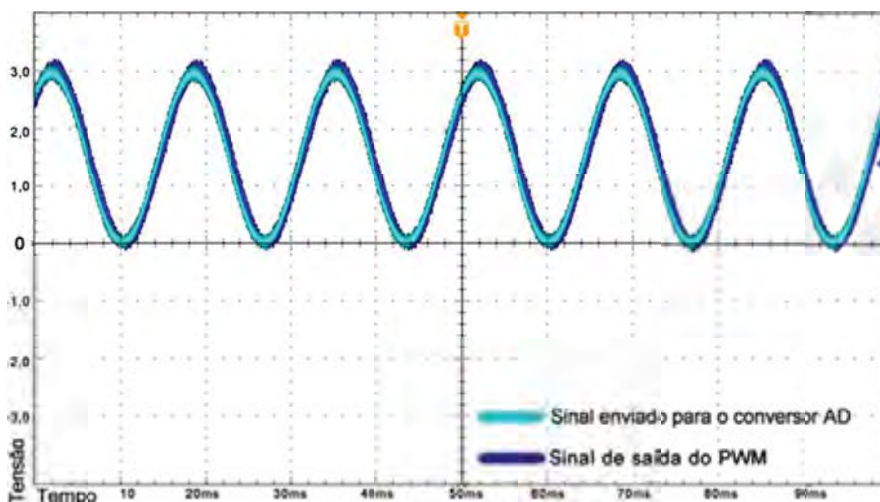


Figura 4.8 - Sinal do PWM após o Filtro Passa Baixa.

Assim, a combinação de PWM com filtro passa baixa equivale a um conversor digital para analógico de forma simples e com baixo custo. Vale observar na Figura 4.7 que foi utilizada uma modulação em 3 níveis no PWM, o que melhora ainda mais os resultados da filtragem no conversor implementado.

4.3.3. Estudo de memórias

Um dos intuitos do medidor implementado é armazenar os dados de indicadores de Qualidade de Energia e das potências decompostas pela CPT. Assim sendo, é necessário levantar a

capacidade de armazenamento do DSP escolhido. A Tabela 7 descreve características de entrada e saída, bem como descrição da memória do Controlador F28335 e do Kit utilizado:

Tabela 7 - Comparação e benefícios do kit DSP em relação ao chip isolado.

Característica	F28335 – Somente Controlador	F28335 – Kit eZdsp
Ciclo de instrução (clock)	6.67 ns	6.67 ns
Unidade de Ponto Flutuante	Sim	Sim
Memória Flash (palavra de 16 bits)	256K	512K
Single-access RAM (SARAM) (16 bits)	34K	68K on-chip + 256K off-chip
One-time programmable (OTP) ROM (16 bits)	1K	1K
Segurança de código para blocos de memória	Sim	Sim
Boot ROM (8K x 16)	Sim	Sim
Interface Externa de 16/32 bits (XINTF)	Sim	Sim
Direct Memory Access (DMA) de seis canais	Sim	Sim
Memória DMA-XINTF (16 bits)	-	2 x 1MB
Saídas PWM	ePWM1/2/3/4/5/6	ePWM1/2/3/4/5/6
Canais HRPWM	ePWM1A/2A/3A/4A/5A/6A	ePWM1A/2A/3A/4A/5A/6A
Entradas de captura de 32 bits ou saídas PWM auxiliares	eCAP1/2/3/4/5/6	eCAP1/2/3/4/5/6
Watchdog	Sim	Sim
12-Bit ADC	Número de Canais	16
	MSPS	12.5
	Tempo de conversão	80 ns
32-Bit CPU timers	3	3
Multichannel Buffered Serial Port (McBSP)/SPI	2 (A/B)	
Serial Peripheral Interface (SPI)	1	
Serial Communications Interface (SCI)	3 (A/B/C)	3 (1 programável em GPIO - 1 com conector "RS-232" e 1 com line driver)
Enhanced Controller Area Network (eCAN)	2 (A/B)	2 (1 com conector e 1 com line driver)
Inter-Integrated Circuit (I2C)	1	1
General Purpose I/O pins (GPIO) compartilhadas	88	88
Interrupções externas	8	8
Controlador JTAG USB embarcado	Não	Sim
Tensão de Entrada	3 V	5 V
IEEE 1149.1 JTAG	Sim	Sim

A Figura 4.9 descreve o mapa de memória detalhado do Kit DSP.

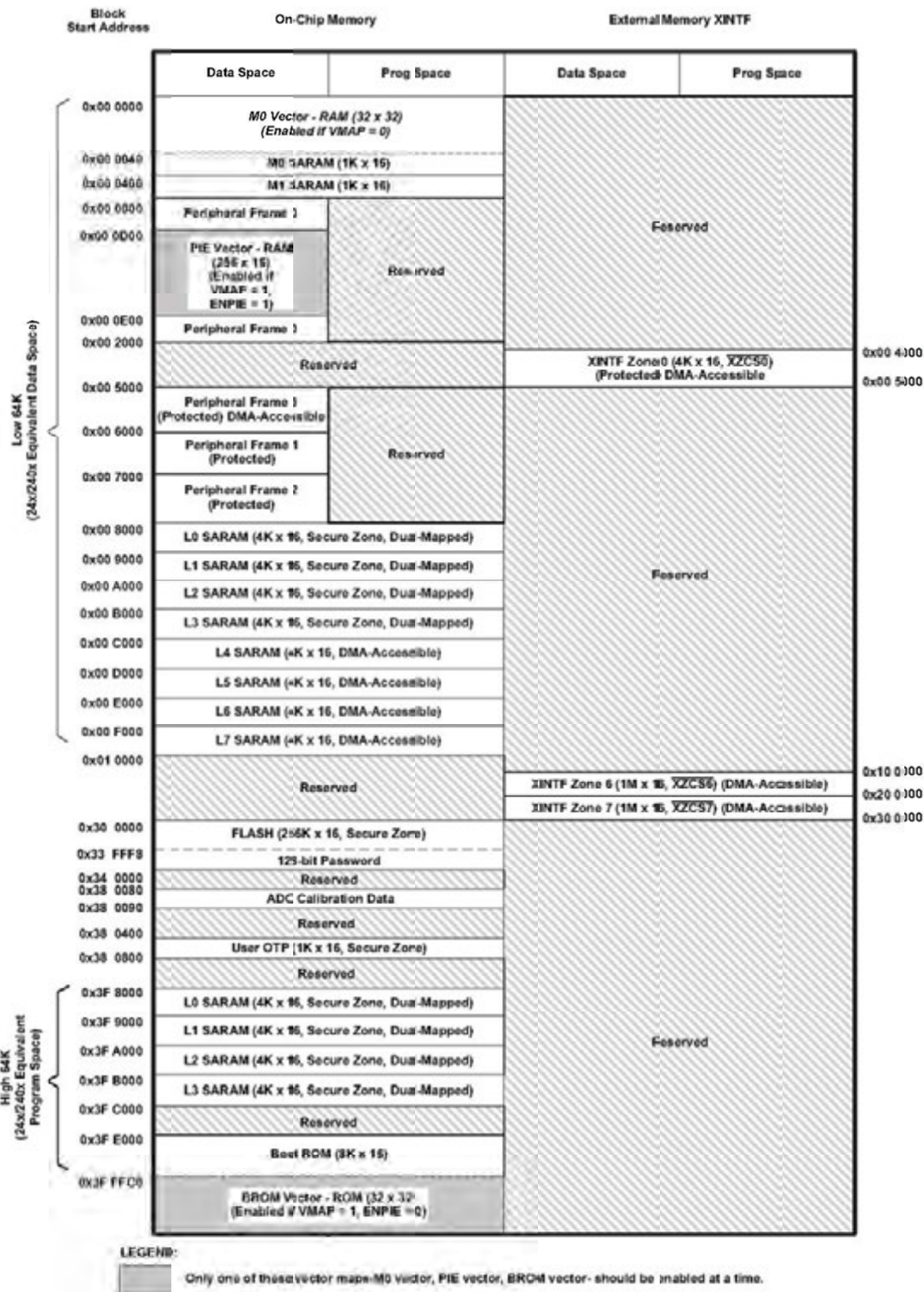


Figura 4.9 - Mapa de memória do kit DSP.

Assim sendo, para a maior capacidade de armazenamento do projeto, será utilizada a zona de memória entre 0x010000 e 0x300000, pois elas são de maior capacidade dentro do kit eZdsp 28335. A Figura 4.10 mostra a região de memória para armazenamento de dados que foi utilizada no kit para armazenamento dos indicadores:

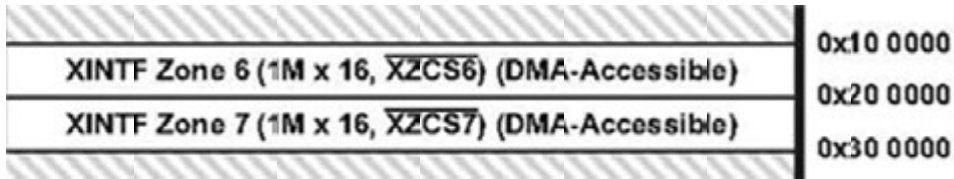


Figura 4.10 - Região da memória do eZdsp para armazenamento de dados.

Como o endereçamento é de 16 bits, ou seja, 2 bytes, tem-se memória de 1M x 2 bytes, ou seja, para acesso DMA em XINTF, tem-se memória disponível de 4MB para armazenamento de dados em situações em que não se possa enviar os dados a algum outro dispositivo.

Para calcular quantos registros o sistema pode armazenar, é necessário descrever como o software do sistema irá se comportar. Na figura 4.11 apresenta-se uma breve descrição em UML do comportamento do sistema, bem como a estrutura de saída dos indicadores de QEE:

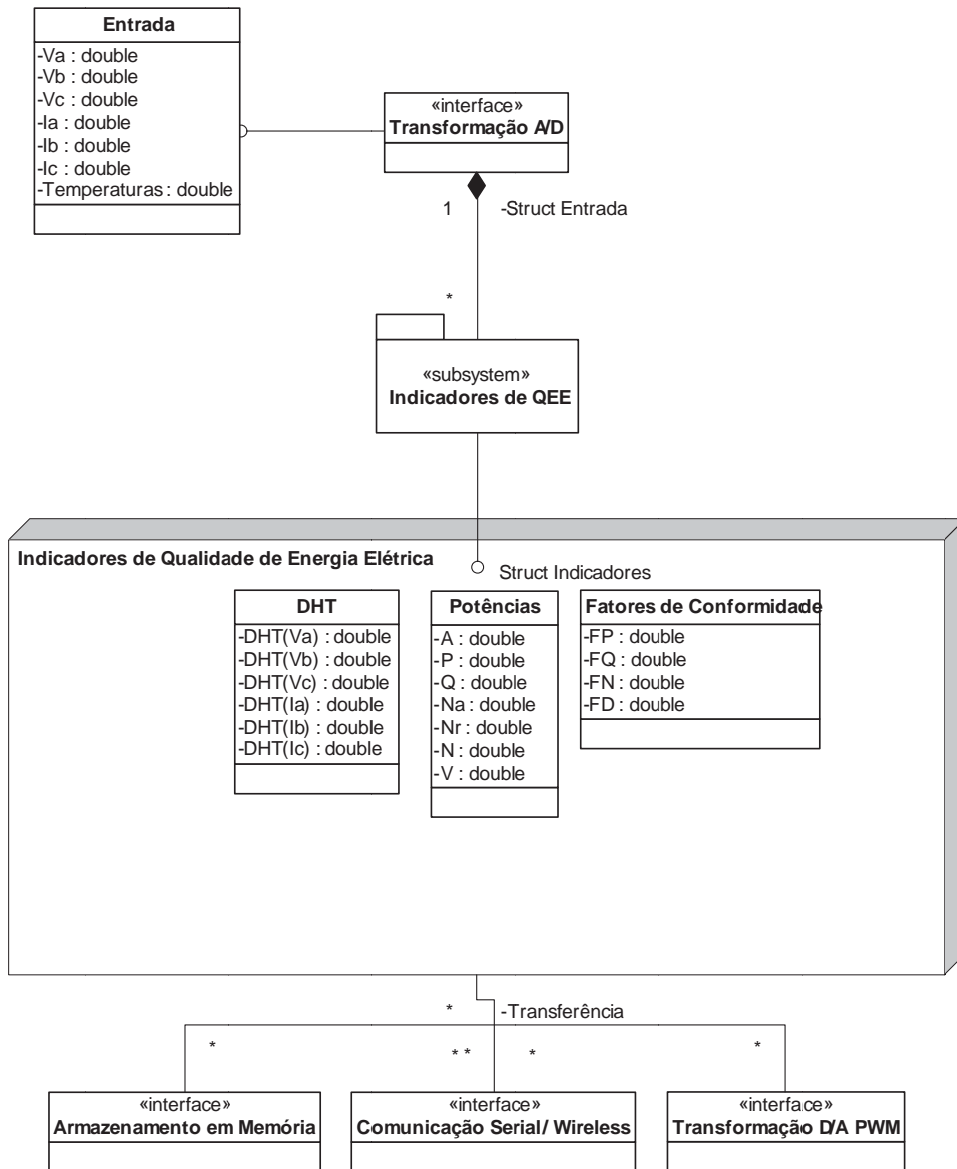


Figura 4.11 - Diagrama estrutural do projeto.

O software, inicialmente, se comportará em três subsistemas principais:

- Conversão Analógica - Digital;
- Cálculo dos Indicadores de Qualidade de Energia Elétrica;
- Saída dos indicadores, por conversão Digital - Analógica, armazenamento de dados ou comunicação sem fio.

Conversão Analógica para Digital

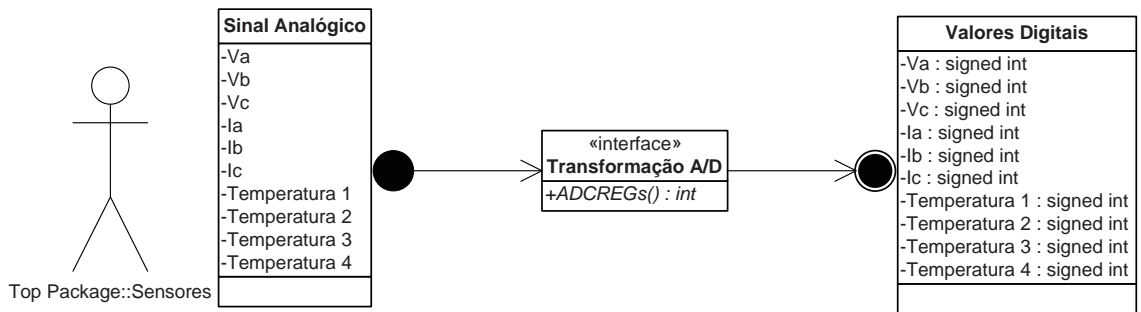


Figura 4.12 - Diagrama de funcionalidade da conversão analógica para digital.

O sinal externo será enviado pelas placas de condicionamento de sinais de tensão e corrente à interface A/D de resolução de 12 bits. Ela captará os sinais analógicos e o conversor DSP é responsável em transformar os valores em sinais digitais (do tipo inteiros entre 0 e 4095).

Cálculo dos Indicadores de Qualidade de Energia Elétrica

A Figura 4.13 apresenta as funções implementadas no DSP para a determinação dos indicadores de QEE:

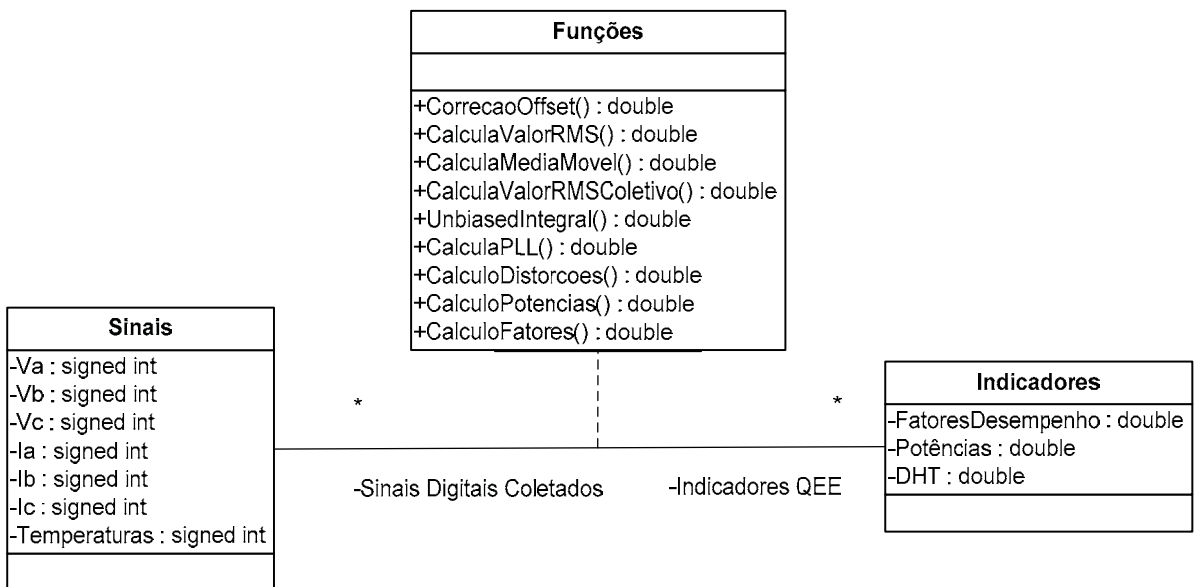


Figura 4.13 - Funções implementadas no DSP.

Desta forma, através de funções dinâmicas para cada leitura dos sinais, retornará uma estrutura determinada como Indicadores.

Saída dos indicadores, por conversão Digital - Analógica, armazenamento de dados ou comunicação sem fio.

A figura 4.14 indica a última parte do Software, responsável pela transmissão de dados para a análise de indicadores de QEE

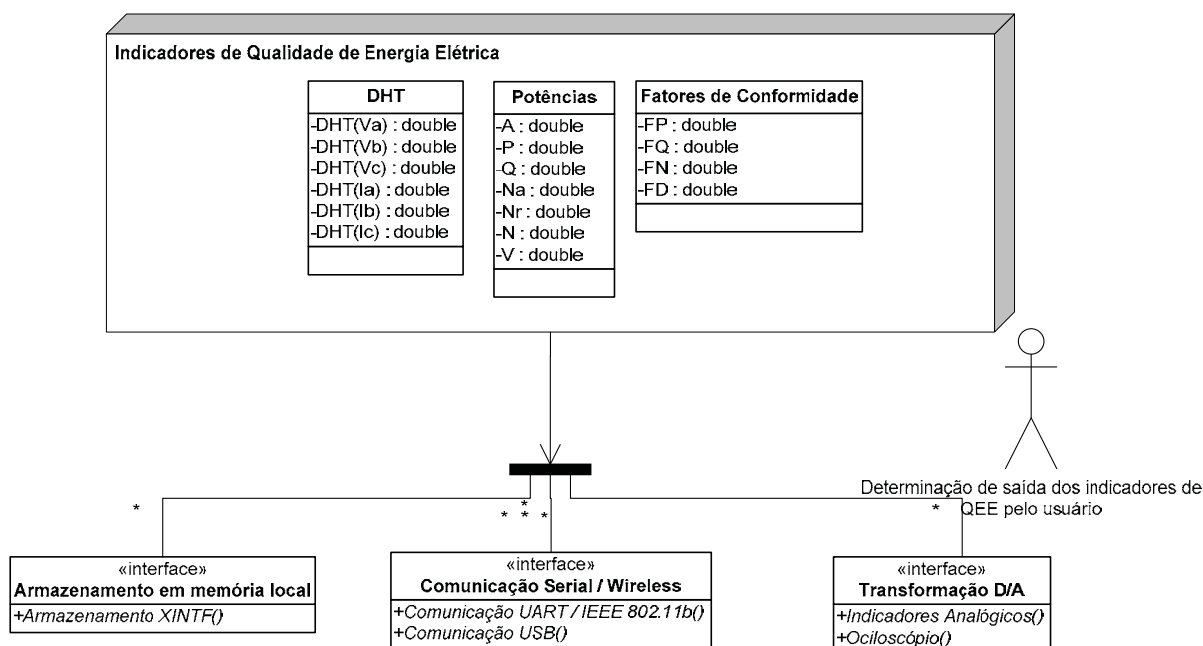


Figura 4.14 - Diagrama de Saída dos Dados.

Neste caso, a estrutura de indicadores possui 18 variáveis do tipo *double*. Para as interfaces de saída, temos as possibilidades de ser em Armazenamento de memória, comunicação por Hardware de Serial para Wireless e transformação Digital - Analógica.

Na saída por Armazenamento de memória, a quantidade máxima do armazenamento em memória da estrutura *Indicadores* é de suma importância para a autonomia do dispositivo do projeto. A tabela 8 descreve informações sobre a memória possível para uso:

Tabela 8 - Memória disponível para armazenamento.

Fator	Tamanho	Observação
Memória DMA XINT do DSP	4 Mbytes = 4×2^{20} bytes	Memória do DSP
Variável <i>double</i>	8 bytes	Variável <i>double</i> em C++
Estrutura <i>Indicadores</i>	18 x 1 <i>double</i> = 144 bytes	Tamanho da Estrutura de saída

Para determinar tempo médio de armazenamento é necessário verificar quantas vezes a memória XINTF pode armazenar a estrutura de saída *Indicadores*. Para isso realiza-se a seguinte estimativa:

$$Total = \frac{Memória\ XINTF}{Tamanho\ da\ Estrutura\ Indicadores} = \frac{4 \times 2^{20}}{144} \approx 29120 \quad (4.4)$$

O DSP escolhido possui um banco de memória DMA XINTF de 4MB. Cada variável *double* ocupa 8 bytes em memória. Para a estrutura *Indicadores* serão necessários 144 bytes. Assim sendo, o banco de memória consegue armazenar registros da estrutura *Indicadores* por até 29120 vezes (4.4). A análise temporal de cada inserção destes indicadores na memória ajuda a determinar a autonomia do dispositivo proposto no projeto. Obviamente, caso tenha que colocar mais variáveis de indicadores na saída, o tamanho da estrutura de saída aumenta e conseqüentemente a quantidade de armazenamento na memória diminui. A Tabela 9 apresenta a estimativa de armazenamento do medidor.

Tabela 9 - Estimativa de armazenamento.

Tempo de inserção de cada registro	Tempo possível de armazenamento
0,5 seg	≈4 horas
1 seg	≈8 horas
5 seg	≈40 horas
30 seg	≈ 10 dias
1 min	≈ 20 dias
15 min	≈ 300 dias
30 min	≈ 600 dias
1 hora	≈ 1200 dias
6 horas	≈ 20 anos

Caso seja configurado o envio dos dados, via wireless ou outra forma de comunicação, medidor enviará um pacote conforme se pode observar em 5.3.

4.4. Módulo wireless LinkSprite

Para a comunicação da porta serial para a rede baseada na tecnologia IEEE 802.11g, que é um padrão dos mais populares de comunicação sem fio em dispositivos portáteis como PDAs, tablet PCs, celulares, notebooks e outros [41], foi adquirido um conversor UART (Universal Asynchronous Receiver / Transmitter) para Wi-fi (padrão de comunicação sem fio IEEE 802.11g) da empresa LinkSprite Technologies Inc., com sede em Longmont - Colorado - EUA. Tal empresa tem como patente a tecnologia de comunicação de dados chamada MPL (Multi-physical-layer), que permite à empresa o desenvolvimento de padrões de comunicações para TCP/IP (como wi-fi, zigbee, GPRS,

EDGE) utilizando transformações de protocolos. A Figura 4.15 mostra a foto do dispositivo de comunicação UART/Wi-fi LinkSprite em frente e verso.



Figura 4.15 - Módulo wireless LinkSprite.

Esta placa possui um chip baseado em solução de SOC (Start of conversion), assim sendo, não possui preocupação com o sincronismo de sinal, também garante a transmissão de dados com confirmação de recebimento, tem implementado no chip o protocolo WiFi e a transferência serial. Apresenta também a interface UART simples com quatro conexões: GND, +5V, RX e TX. Assim sendo, ela utiliza a alimentação de +5V para operação e basta ao usuário enviar os pacotes serialmente de forma correta, para realizar a comunicação. Pode ser operado serialmente por computadores, por micro controladores e processadores de 8, 16 ou 32 bits, como MSC51, PIC, ARM7 ou DSPs. Outra característica é o tamanho da placa, esta possui dimensão pequena, de 22 x 60 x 7 mm, possibilitando a sua utilização no medidor desenvolvido.

A placa de comunicação Wireless da LinkSprite oferece também suporte a:

- Interface de dados do tipo UART, com taxa de transmissão de 19,2K; 38,4K; 57,6K ou 115,2Kbps;
- Padrão wireless IEEE 802.11b, com taxa de dados de até 11Mbps, com protocolos e funções MAC do padrão 802.11 já integrados;
- Rede aberta e WEP (Wired Equivalent Privacy) de 64 ou 128bits de segurança;
- Configuração da rede em modo automático ou manual;
 - No modo automático, o módulo pode verificar automaticamente a rede de destino, e pode ligar automaticamente a conexão a um ponto de acesso se estiver desligado e definir conexão de ponto a roteador;
 - No modo manual, o usuário pode controlar para ligar ou desligar de maneira flexível, por comando sequencial de bytes;

- Formatos de transmissão de dados em redes RAW, UDP e TCP;
- Sete grupos de ajustes de parâmetros de base, podendo se conectar a sete redes de destino, com configuração através de interface do usuário, permitindo diversas comunicações, a operação do dispositivo pode ser feita em diversos pontos de acesso, caso algum não esteja disponível;
- Antena externa, dando alcance e confiabilidade maior na transmissão, a conexão da antena é de interface Pigtail UFL, com potência máxima de transmissão é de 100 mW e sensibilidade de recepção é de -90dBm.

4.5. Módulo de condicionamento de sinais

Para medir os sinais da rede elétrica, um circuito de sensoriamento e condicionamento dos sinais é necessário. Neste circuito, as tensões e correntes medidas devem ser condicionadas de forma adequada, de acordo com os níveis aceitáveis de conversão analógica-digital (AD) do DSP escolhido. Assim, o condicionador de sinais será responsável por atenuar, amplificar, filtrar, limitar ou deslocar o nível médio dos sinais de saída dos sensores, de forma a prepará-los para o conversor AD do DSP.

Foram estudadas possibilidades de circuitos de condicionamento e sensoriamento das tensões e correntes afim de se obter a saída de tensão compatível com o canal Analógico/Digital do DSP, sem a necessidade de calibrações. Assim sendo, foram comprados componentes de precisão elevada e com baixa variabilidade à temperatura, para garantir que o sinal calculado tenha precisão, garantindo com que os dados cheguem a valores calculados.

Para a montagem do circuito, foram adquiridos resistores com precisão melhor que 1%, amplificadores operacionais de alta precisão, gerador de referência de alta precisão, etc.

Para condicionamento dos sinais de corrente e tensão foram utilizados sensores de efeito Hall da marca LEM (LA-55P e LV-25P), respectivamente para corrente e tensão. As Figuras 4.16 e 4.17 apresentam os diagramas esquemáticos dos circuitos de condicionamento.

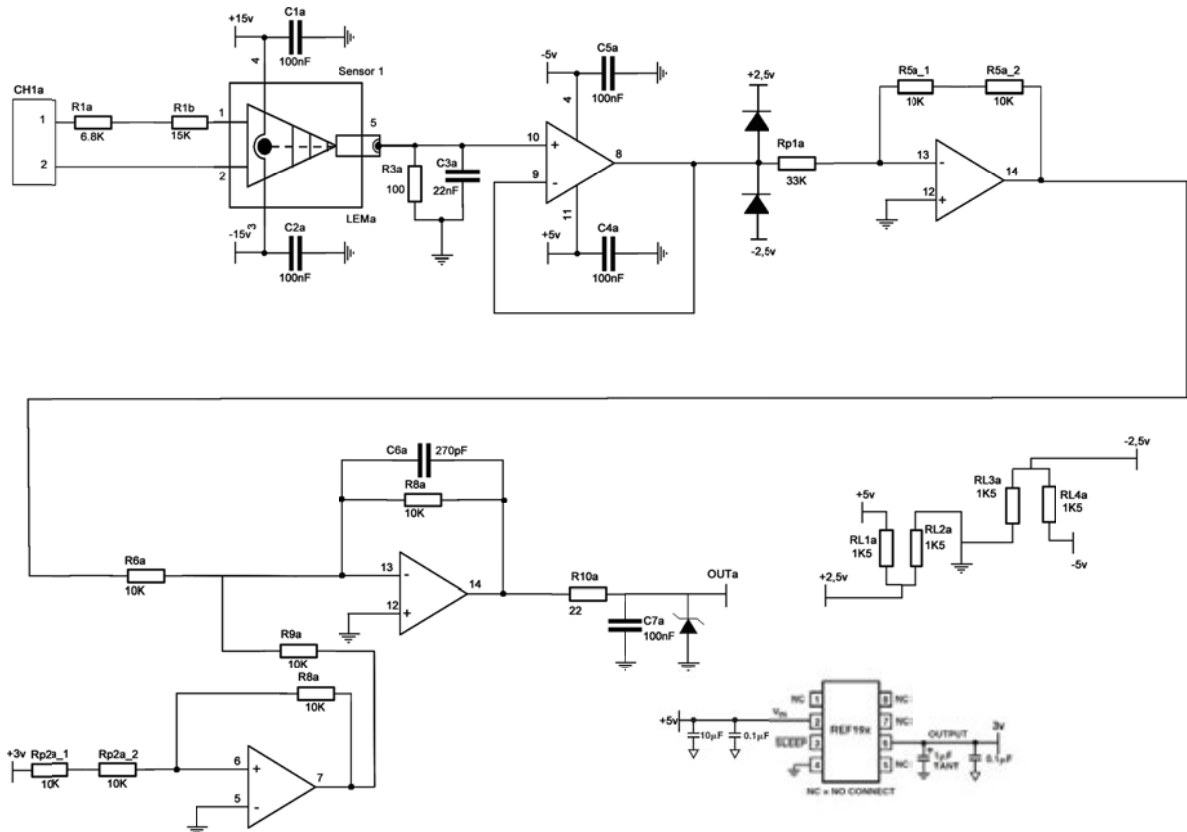


Figura 4.16 - Circuito de condicionamento do sinal de tensão.

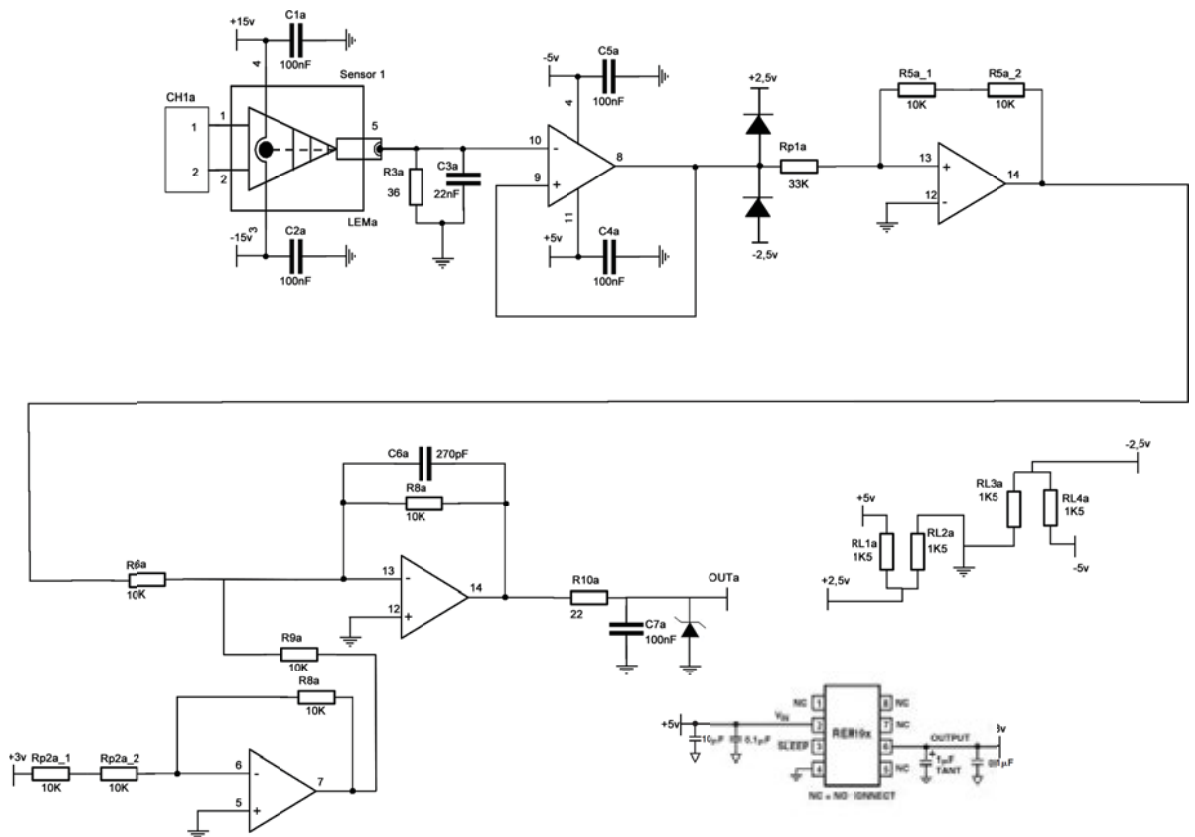


Figura 4.17 - Circuito de condicionamento do sinal de corrente.

Nestes circuitos, os sinais medidos pelos sensores são amplificados, limitados e deslocados em termos de seu nível CC, para que possam ser digitalizados no conversor AD do DSP (entrada de 0 a 3V). Com exceção do estágio de entrada (áreas tracejadas nas Figuras 4.16 e 4.17, que são referentes às conversões de sinais nos transdutores de tensão e corrente) o circuito condicionador de tensão é idêntico ao de corrente.

4.5.1. Placa de condicionamento de tensão

Para a conversão de tensão na placa de condicionamento de tensão, utilizam-se resistores, tanto para a entrada e saída do transdutor. Pelas características do LV25-P [42], os valores de corrente primária (I_{PN}) e secundária (I_{SN}), o cálculo dos resistores de entrada e saída são encontrados a partir destes valores de corrente:

$$I_{PN} = 10 \text{ mA} \quad (4.5)$$

$$I_{SN} = 25 \text{ mA} \quad (4.6)$$

Deseja-se que a tensão máxima de entrada seja de $127\text{V} + 20\%$, ou seja, de $152,5\text{V}$ em valores eficazes (215 Volts de pico). Utilizando a Lei de Ohm e usando a corrente de (4.5):

$$V_{PN} = R_{PN} * I_{PN} \quad (4.7)$$

$$215 = R_{PN} * 0,01 \Rightarrow R_{PN} = 21.500 \Omega$$

Assim, o valor da resistência primária encontrados em (4.7) é de $21,5\text{K}\Omega$. Para aproximar do valor foram escolhidos dois resistores comerciais, de $15\text{K}\Omega$ e $6,8\text{K}\Omega$.

O valor desejado de saída do transdutor é de $2,5\text{V}$ de pico, portanto, usando a Lei de Ohm e a corrente de (4.6):

$$V_{SN} = R_{SN} * I_{SN} \quad (4.8)$$

$$2,5 = R_{SN} * 0,025 \Rightarrow R_{SN} = 100 \Omega$$

Assim, o valor da resistência secundária encontrada em (4.8) é de 100Ω , sendo um valor comercial e atendendo o valor adequado. Neste caso, o valor de conversão será de $216,8\text{V}$ para $2,5\text{V}$ de pico.

Após a saída máxima de $2,5\text{V}$ do transdutor, o sinal passa por diodos que tendem a limitar (ceifar) a tensão de corte em exatos $2,5\text{V}$, para assegurar o sinal de saída dentro da faixa do canal AD do DSP. A tensão de corte é adquirida usando divisor de tensão de resistores.

Passando pelos diodos que chanfram a tensão, a amplitude de sinal de 2,5V é atenuada para 1,5V através de um amplificador operacional de precisão (OPA 4277). O sinal neste momento terá uma amplitude máxima de 1,5V de pico.

É necessário realizar um deslocamento (*offset*) do sinal para ficar em valores positivos entre 0V e 3V (para os canais AD). Portanto adiciona-se 1,5V ao sinal através de um gerador de referência de tensão de precisão (REF193), este gera sinais em 3V e por um amplificador operacional esta tensão é dividida e incrementada ao sinal. Por fim, tem-se valores entre 0V e 3V para a escala entre 0V a 216,8V de tensão de entrada.

4.5.2. Placa de condicionamento de corrente

Para o conversor de corrente na placa de condicionamento de corrente, utiliza-se somente resistor na saída do transdutor. O fluxo de corrente deve passar duas vezes por dentro do transdutor. Pelas características do LA55-P [43], o valor de conversão da corrente de entrada para a saída do transdutor é de 1:1000. Desta forma, deseja-se uma corrente de pico de 35A. A saída desejada, de acordo com a conversão, é de 0,035A de pico, mas, como o condutor onde se passa a corrente passa duas vezes nos sensores de corrente, a corrente de referência de cálculo será o dobro, ou seja, 0,07A.

Para encontrar o resistor secundário e desejando a saída de 2,5V de pico do transdutor, aplica-se a Lei de Ohm:

$$\begin{aligned} V_{SN} &= R_{SN} * I_{SN} & (4.9) \\ 2,5 &= R_{SN} * 0,07 \Rightarrow R_{SN} = 35.72 \Omega \end{aligned}$$

Neste caso, foi escolhido um resistor comercial de 36 Ω e o valor de conversão será de 34,72A para a saída 2,5V de pico.

Após a saída máxima de 2,5V do transdutor, o sinal passa por diodos que limitam o pico da tensão de corte em exatos 2,5V, para assegurar o sinal de saída dentro da faixa do canal AD do DSP. A tensão de 2,5V, utilizada para corte do diodo é adquirida usando divisor de tensão de resistores. Após os diodos que ceifam a tensão, a amplitude de sinal de 2,5V é atenuada para 1,5V através de um amplificador operacional de precisão (OPA 4277). Em seguida, é necessário realizar um deslocamento (*offset*) do sinal para ficar em valores positivos entre 0V e 3V (para os canais AD). Portanto adiciona-se 1,5V ao sinal através de um gerador de referência de tensão de precisão (REF193), o qual gera sinais de 3V, a qual é dividida por dois através de um amplificador operacional e incrementada ao sinal. Por fim, tem-se valores entre 0V e 3V para a escala entre -34,72A a 34,72A de corrente de entrada.

4.6. Correção do ganho de medida em função da variação de temperatura

Uma característica interessante do medidor implementado é a adequação da medida dos transdutores de tensão e corrente, de acordo com a temperatura ao qual o medidor está submetido. Para isto, foram utilizados sensores de temperatura do modelo LM35DZ, da *National Semiconductor*.

LM35DZ

O sensor de temperatura LM35 apresenta saída de tensão linearmente proporcional à temperatura em graus Celsius ($^{\circ}\text{C}$), além de ter custo reduzido e apresentação em circuito integrado, sendo facilmente agregado ao circuito. Entre as suas principais características [44], destacam-se:

- Calibração em escala unitária de graus Kelvin (conversão unitária para Celsius);
- Conversão linear de 10mV para $^{\circ}\text{C}$;
- Precisão de 1,5 $^{\circ}\text{C}$ em relação à temperatura ambiente;
- Operação entre 4 a 30 volts e consome cerca 60uA;
- Captação de temperatura à variação de 0,2 $^{\circ}\text{C}$.

A Figura 4.18 apresenta a precisão de leitura de alguns sensores da mesma família, de acordo com o modelo, onde se apresenta uma variação quanto à precisão:

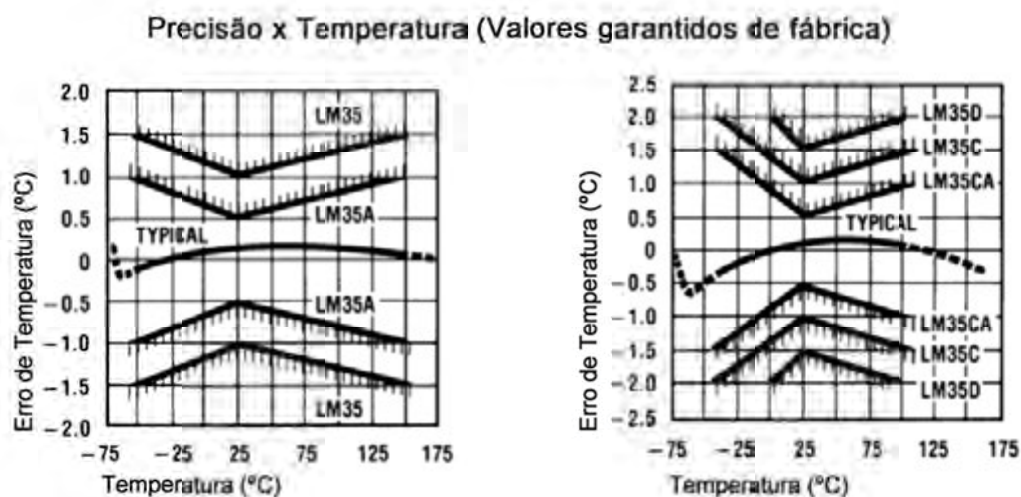


Figura 4.18 - Precisão de leitura em relação à variação de temperatura [44].

Por opções de custo/benefício, o sensor escolhido foi o LM35DZ, que apresenta um erro de, no máximo, 2 $^{\circ}$ Celsius, e em temperatura ambiente opera com um erro menor que 1,5 $^{\circ}\text{C}$.

Varição de leitura dos sensores de corrente e tensão

A influência da precisão dos sensores de corrente e tensão não está somente associada aos resistores de entrada e saída dos sensores, que devem ser de melhor precisão possível. A precisão também está diretamente ligada aos seguintes fatores [45]:

- Offset quando não existe corrente ou campo magnético com interferências;
- Erro no ganho;
- Influências na linearidade;
- Ruídos na saída;
- A temperatura influencia diretamente o ganho e offset. Indiretamente influencia o sinal captado, a propriedade eletromagnética, a frequência de captura do sinal e gerador do efeito hall [45].

Por especificações de fábrica, os sensores apresentam um erro de no máximo de 0,65%. Ou seja, inicialmente o erro pode ser de até 16,25mV para a saída de 2,5V. Este valor é apresentado em função da tensão de alimentação e não dependente da temperatura. A precisão dos sensores de temperatura é de 1mV/K (d_{offset}) para offset e 0,05%/K (d_{ganho}) para o ganho, assim sendo, temos como exemplo, a temperatura máxima de operação proposta para o projeto, de acordo com as equações (4.10), (4.11) e (4.12):

Temperatura ambiente = 70°C

$$\text{Valor do offset} = d_{\text{offset}} * (T_{\text{atual}} - T_{\text{operação ótima}}) \quad (4.10)$$

$$\text{Valor do offset} = 1\text{mV}^{\circ}\text{C}^{-1} * (70^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C})$$

$$\text{Valor do offset} = 45\text{mV}$$

$$\text{Valor da variação pelo ganho} = d_{\text{ganho}} * V_{\text{saída transdutor}} * (T_{\text{atual}} - T_{\text{operação ótima}}) \quad (4.11)$$

$$\text{Valor da variação pelo ganho} = 0,05\% \text{C}^{-1} * 2,5\text{V} * (70^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C})$$

$$\text{Valor da variação pelo ganho} = 56,25\text{mV}$$

$$\text{Erro} = \text{Valor do offset} + \text{Valor da variação pelo ganho} \quad (4.12)$$

$$\text{Erro} = 45\text{mV} + 56,25\text{mV}$$

$$\text{Erro} = 101,25\text{mV}$$

Assim sendo, o erro do sensor para a temperatura máxima de operação é igual a 101,25mV, que corresponde a 4,05% do valor nominal de 2,5V na saída do sensor.

Na implementação, o sinal é recebido no canal AD do DSP e são aplicadas as equações (4.6), (4.7) e (4.8). Este erro é colocado na variável de temperatura recebida (T_{atual}) e este ajuste é subtraído do sinal.

4.7. Montagem do medidor

Após a montagem dos circuitos condicionadores de tensão e corrente, acoplou-se os circuitos em uma caixa acrílica, nas dimensões de 15 X 20 X 12 cm e 4mm de espessura, para montar as placas e tornar o projeto um medidor portátil. A Figura 4.19 apresenta a aparência do protótipo:



Figura 4.19 - Imagens do protótipo do medidor.

O medidor possui fisicamente:

- a) Fonte de tensão de $\pm 5V$ e de $\pm 15V$;
- b) Placa de condicionamento de corrente;
- c) Placa de condicionamento de tensão;
- d) Kit eZdsp F28335;
- e) Módulo UART/Wifi LinkSprite com antena Pigtail.

Os bornes de entrada (da fonte) são os da cor vermelha para fase e verde para neutro e os bornes pretos são os de saída do medidor (para a carga). Os testes realizados do medidor se encontram na seção 5.

4.8. Protocolo TCP de comunicação UART para IEEE 802.11

4.8.1. Comunicação UART/RS-232 para IEEE 802.11

Com o intuito de realizar a comunicação do dispositivo LinkSprite, foi necessária a construção do circuito conversor de UART para RS-232, padrão que existe em alguns computadores pessoais. Este circuito é composto, basicamente, pelo CI MAX232n, que faz a conversão dos sinais seriais de envio e recebimento (TX/RX) de TTL (em 5 volts) para seriais do padrão RS-232 (que possui referência em 12 V). A Figura 4.20 apresenta como foi montada a rede para teste e as Figuras 4.21 e 4.22 apresentam os diagramas do circuito conversor de UART para RS-232, com o intuito de ligar o dispositivo LinkSprite ao computador:

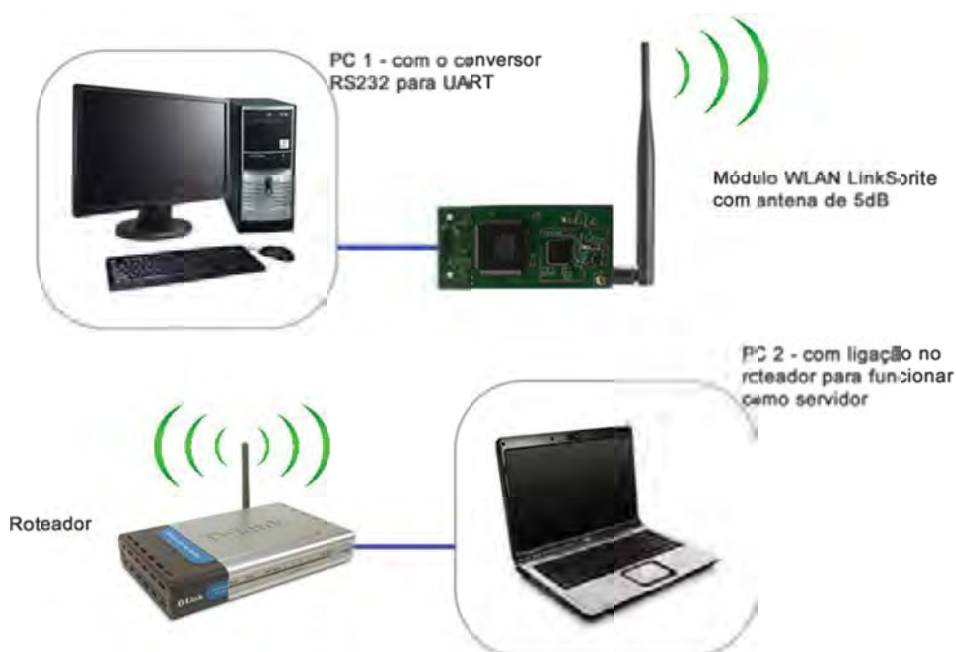


Figura 4.20 - Rede montada para teste do protocolo wireless.

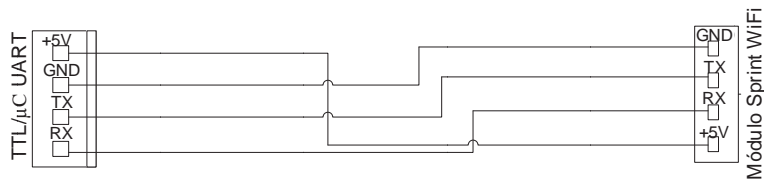


Figura 4.21 - Cabo para a conversão do módulo para UART.

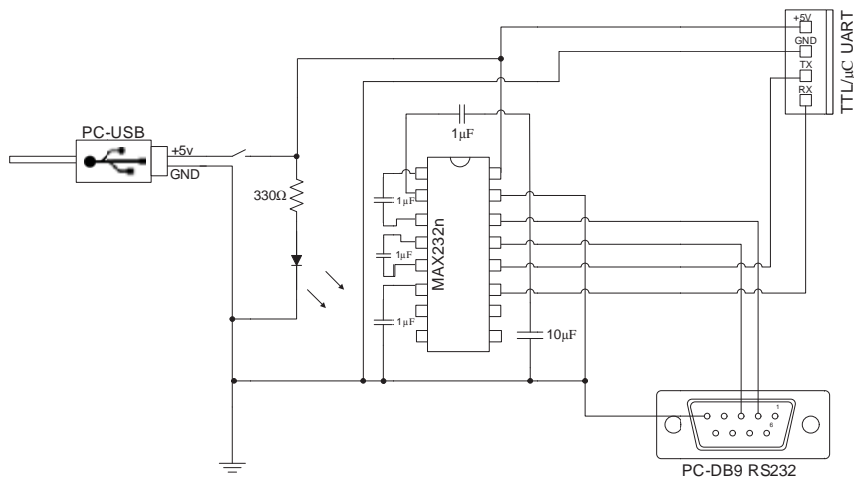


Figura 4.22 - Circuito Conversor UART/RS-232.

A Figura 4.23 apresenta a foto do circuito conversor UART / RS-232 implementado para testes de comunicação:

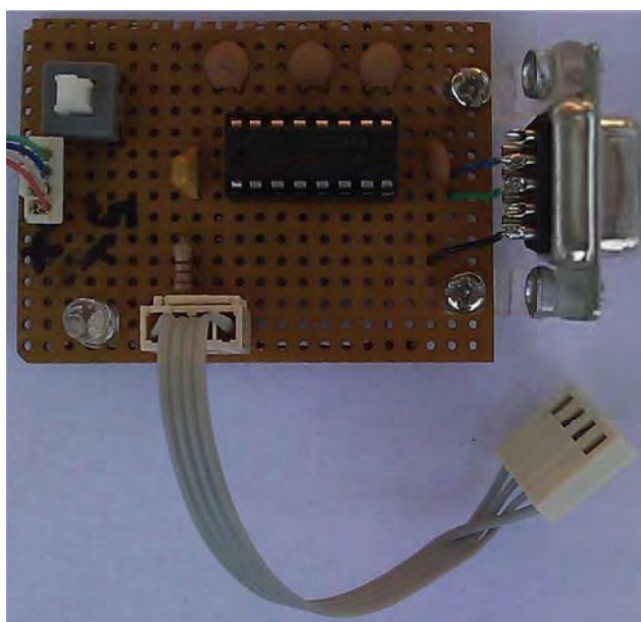


Figura 4.23 - Foto do circuito conversor RS-232 para UART.

Assim conectou-se o módulo LinkSprite ao Computador Pessoal, dando suporte a wireless a este. Para o teste também foi utilizado um roteador Wireless, ligado a outro computador, com o intuito deste ser o servidor de dados e realizar a comunicação com o módulo. A seguir serão apresentados configurações de WLAN para a implementação de pacotes TCP/IP propostos para o módulo UART/WiFi. Posteriormente serão apresentadas as estruturas de dados correspondentes ao envio de comandos com o intuito de atribuir parâmetros para realizar a comunicação entre um computador servidor e o módulo. Também serão apresentados os formatos dos pacotes de dados utilizando comandos de confirmação (ACK) e testes realizados para verificar a comunicação wireless.

4.8.2. Gerenciamento de parâmetro de rede

O módulo WLAN fornece parâmetros para reconfigurações vindas do usuário. Esses parâmetros são usados para controlar a operação do módulo, serão utilizados sempre para a conexão e transmissão de dados. São divididos em dois tipos: os parâmetros de sistema e os de rede [46].

Parâmetros do Sistema

Esses parâmetros são usados para controlar o modo de funcionamento do módulo, que incluem:

- **Modo de Rede:** O módulo WLAN suporta dois modos que são a rede automática e rede manual.
- **Modo transparente de transmissão:** o módulo WLAN suporta o modo de transmissão transparente na porta serial. Este modo só é válido quando o módulo está em modo automático de rede e que obrigatoriamente terá que utilizar o protocolo UDP na camada de Link.
- **Modo de acompanhamento TCP:** o módulo WLAN suporta o uso de modo de escuta por TCP quando este é utilizado na camada de Link. Após selecionar este modo, o módulo WLAN pode ser usado como um servidor TCP, aguardando os pedidos do cliente para realizar a conexão.
- **Taxa de transferência da porta serial:** o módulo LAN dá suporte a quatro taxas de transmissão: 19200, 38400, 57600, 115200 bps.
- **Configuração do Endereço Físico do Dispositivo:** É o endereço MAC (Media Access Control) do módulo WLAN.

Parâmetros de rede

Estes são os parâmetros que precisam ser definidos para conectar-se à rede de destino. Este módulo suporta até sete redes de destino, e os usuários podem definir sete grupos de parâmetros de rede.

Cada grupo de parâmetros de rede inclui:

- **BSSID:** é O BSSID (Basic Service Set Identifier) da rede de destino, no qual o seu valor é o endereço MAC do roteador utilizado para conexão à rede de destino. Cada roteador possui um único endereço MAC. O módulo usa esse BSSID para identificar com qual rede será feita a conexão.
- **Canal:** Especifica o canal da rede de destino. Este módulo suporta do Canal 1 ao 14;
- **SSID:** Especifica o SSID (Service Set Identifier) da rede de destino, que é o nome que a rede apresenta;
- **Tipo de Criptografia:** Define o método de criptografia usado na rede de destino. Os métodos de criptografia que este módulo suporta incluem o Sem criptografia, WEP, CCMP e WPI;
- **Chave:** Define a chave (a senha) utilizada pela rede de destino. De acordo com o método diferente de criptografia (definindo assim a complexidade de segurança), a chave está em formato ou tamanho diferente;
- **Formato de dados da camada de Link:** Este módulo suporta três formatos de dados: RAW, UDP e TCP. Para a comunicação com validação de dados (ACK) vai ser utilizado o formato TCP;
- **Endereço Físico do Servidor:** Define o endereço MAC do Centro de Serviço de Dados (usado somente em formato RAW);
- **Endereço IP do dispositivo de destino:** Define o endereço IP do módulo WLAN próprio (utilizada apenas nos formatos UDP e TCP);
- **Endereço IP do Servidor:** Define o endereço IP do Centro de Serviço de Dados (utilizada apenas nos formatos UDP e TCP);
- **Porta de serviço de comunicação:** Define o número da porta do servidor (utilizada apenas nos formatos UDP e TCP);

4.8.3. Modos de conexão

O módulo LinkSprite WLAN adquirido suporta os tipos de configuração automático e manual. O automático segue um procedimento pré-estabelecido para a conexão e a manual cabe ao usuário definir sempre que desejar efetuar uma conexão os parâmetros de sistema e de rede.

Modo de Conexão Automática

O fluxograma apresentado na Figura 4.24 descreve basicamente o funcionamento para o modo automático:



Figura 4.24 - Fluxograma de conexão do modo automático.

No modo automático, todo o processo de conexão é automaticamente realizado pelo módulo WLAN, sem a intervenção do usuário. Este recurso facilita a conexão direta e não requer atenção com os parâmetros de configuração da conexão. Para conseguir se conectar à rede, o usuário precisa definir ao menos um grupo de parâmetros básicos na primeira utilização e o módulo WLAN os armazena em uma tabela de memória.

Cabe ao módulo WLAN verificar automaticamente a rede a cada ligação ou religação do sistema. Se a rede a qual se deseja conectar é detectada, a conexão será conectada automaticamente, e o usuário receberá uma mensagem de confirmação após a conexão com sucesso. Depois disso, o usuário pode enviar dados normalmente. Se a conexão for desconectada acidentalmente no processo, o módulo pode realizar a reconexão automática. No caso em que o roteador da rede é desligado ou o módulo WLAN deixa a área de cobertura do sinal da rede, o

módulo WLAN realiza uma varredura automática, até que seja encontrada uma rede previamente configurada. Este módulo suporta, no máximo, até sete redes wireless de destino ao mesmo tempo, mas realiza conexão sob base de protocolo TCP/IP, permitindo a conexão a somente uma rede por vez.

Quando houver mais de uma das redes de destino na região, o módulo se conectará com a primeira rede disponível, em prioridade de cadastro nas pré-configurações.

Modo de Conexão Manual

Neste caso, a cada conexão, cabe ao usuário definir os parâmetros que estão na seção 4.8.2.

4.8.4. Criptografia

Neste módulo, existe o suporte a quatro tipos de conexão de dados: por rede aberta, WEP, WPI e CCMP, sendo as últimas três com criptografia. A rede aberta é uma solução de comunicação confiável em transporte de dados, mas possui uma grande vulnerabilidade de acesso a este módulo.

A seguir uma descrição dos três modos de conexão por criptografia:

a) WEP

O modo de criptografia WEP (Wired Equivalent Privacy) foi criado na tentativa de apresentar uma solução de segurança no processo de autenticação, proteção e comunicação de um determinado dispositivo ao servidor wireless. Porém, por ser um algoritmo com vetor de autenticação de fácil leitura (criptografia CRC linear), possui vulnerabilidade e não é recomendado em redes de transmissão com dados confidenciais [47].

Neste modo de criptografia, o usuário pode digitar quatro tipos de chave para acesso, escolhendo uma como padrão e determina o comprimento da senha de 64 ou 128 bits. Nos dois comprimentos o roteador gera 24 bits randômicos, sobrando ao usuário determinar os bits restantes como senha (em 64 bits o usuário determina 40 bits - 5 bytes, ou seja, 5 caracteres - e em 128 bits o usuário determina 104 bits - 13 bytes).

b) WPI

Nesta forma de comunicação proprietário, o usuário digita 32 bytes de senha e o roteador deve ser da LinkSprite, assim sendo, a quebra de segurança é mais difícil.

c) CCMP

O modo CCMP (Counter with Cipher block chaining Message authentication code Protocol), ou também conhecido como WPA-AES [48], é o com menor vulnerabilidade entre os disponíveis, no qual, além de registrar o endereço MAC do dispositivo, usa chaves públicas e privadas com atualização de códigos a um determinado tamanho de pacote recebido. Ele permite ao usuário digitar um conjunto de 16 bytes de senha e pode ser usado para a transmissão de dados confidenciais [46].

4.8.5. Transmissão de dados TCP

O TCP (*Transmission Control Protocol*) é um protocolo da camada de transporte do IP, suporta aplicações em multi-rede e é realizada por orientação a conexão de dados [49]. Neste protocolo a conexão é criada entre os dois pontos de comunicação e existe o suporte de transmissão de dados de modo confiável em rede não confiável, ou seja, sem a perda de dados na comunicação independente da rede que exista. A confiabilidade vem através de correções por avarias, perda, corrupção e dados fora de ordem. Pelo módulo ser de Wireless para UART, o protocolo TCP é o recomendado, por permitir o uso de ACK e CRC-8. O TCP foi inicialmente definido pela norma RFC 793, mas a RFC 1122 a redefiniu e anda sendo utilizada [49] [50] [51].

ACK

Em um pacote TCP tem-se um cabeçalho e o dado e, para se entender melhor o modo de confirmação de recepção de dados (ACK), conforme a Figura 4.25:

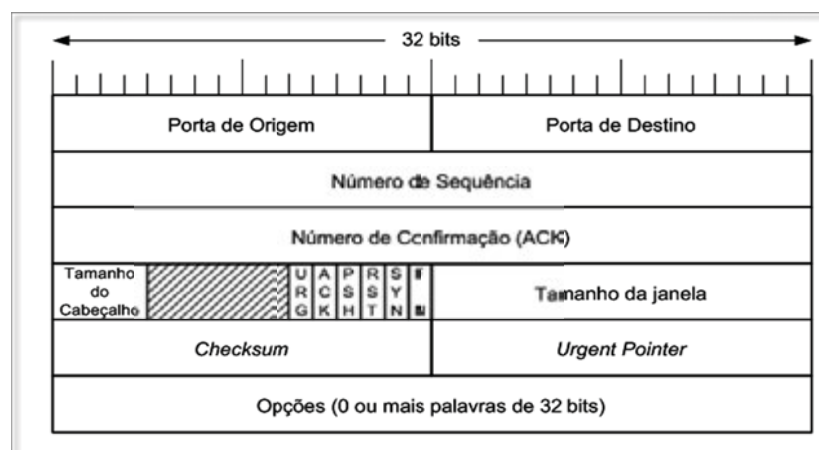


Figura 4.25 - Cabeçalho do TCP.

A seguir a descrição de cada bloco de dados do TCP:

- **Porta de Origem e Porta de Destino:** são os dois pontos de onde está sendo realizada a conexão TCP;
- **Número de Sequência:** é a ordem atual do pacote TCP na transmissão de dados, é um número incremental que informa a sequência numérica do pacote, este dado tem importância para o reenvio do dado caso haja um problema no pacote;
- **Número de Confirmação:** é um indicativo do próximo pacote TCP esperado no fluxo;
- **Tamanho do Cabeçalho:** pré-estabelece o tamanho do cabeçalho do TCP, para ser separado do dado no pacote recebido;
- **Urgent Pointer:** é uma indicação de quantos bytes devem ser deslocados desde o dado anteriormente recebido e confirmado e indica, em prioridade de leitura, os dados urgentes que devem ser lidos;
- **Checksum:** verifica a integridade do pacote em criptografia, entre diversos, por hash;
- **Tamanho da Janela:** indica o tamanho do pacote, este campo é utilizado para fazer o controle do fluxo do TCP;

- **URG:** bit que indica se o Urgent Pointer vai ser utilizado;
- **ACK:** bit que informa se o ACK será interpretado;
- **PSH:** bit que define a prioridade do dado ou se vai ser colocado em fila;
- **RST:** bit que realiza a reiniciação de uma conexão, caso os dados tenham sido interpretados de forma errada, houve falha ou qualquer espécie que possa ter gerado o erro ou confusão de dados;
- **SYN:** bit que informa algum pedido de conexão;
- **FIN:** bit que indica o término da conexão;
- **Opções:** foi criado para, no futuro, aprimorar o TCP.

Portanto, o ACK vai ser necessário para a comunicação, para termos a confiabilidade e serialização dos dados, de forma que possam ser armazenados em buffer, esperando a confirmação do pacote recebido com sucesso.

O ACK, como número de confirmação enviado pelo receptor, retorna ao transmissor do dado o número do próximo pacote a ser recebido e o transmissor verifica se o código do ACK é realmente o próximo pacote, caso não seja, ele reenvia desde onde houve o problema, conforme a Figura 4.26:



Figura 4.26 - Exemplo de ACK.

Com a implementação do envio de dados e do ACK no pacote TCP, o módulo poderá ser testado.

CRC-8

O CRC (*Cyclic Redundancy Check*) é um algoritmo baseado em polinômio de bits que permite a detecção de erro no envio de uma série de dados [52]. Neste verificador de erros, todos os bits são utilizados como parâmetros de cálculo, portanto, qualquer bit errado enviado faz o CRC ficar com valor diferente e assim chega-se a conclusão que o dado está errado e terá que ser reenviado.

Para calcular o CRC, é recebido o conjunto de bits do dado enviado, desloca-se r posições, onde o r é o grau do polinômio divisor, utiliza-se o polinômio divisor e realiza-se operação de divisão por operação lógica "OU Exclusivo" entre o dado deslocado e o polinômio. Com o resto, verifica-se se ainda é possível dividir, caso seja, realiza-se novamente a divisão. Se não for, o resto é o valor do CRC. No caso do CRC-8, o polinômio característico para a divisão e restauração de dados é um de oitavo grau.

O algoritmo do CRC-8 pode ser implementado por hardware ou por software e funciona da seguinte forma [50] [53]:

- A sequência de dados 0x40 0x03 foi recebida, em bits fica como: 0100 0000 0000 0011;
- O polinômio do CRC é o $P(x)=x^8 + x^7 + x^4 + 1$, e pode ser representado em bits como 1 1001 0001;
- Adiciona-se oito zeros a direita dos bits de dado referentes ao grau do polinômio de CRC. Assim o dado 0100 0000 0000 0011 fica como 0100 0000 0000 0011 0000 0000;
- Realiza-se a divisão polinomial conhecida como módulo 2, ou seja, em XOR;
- Se o resto da divisão for menor que o grau do polinômio e não é possível mais realizar uma nova divisão, este é o valor do CRC. Caso contrário, divide-se novamente por módulo 2 o resto.

A Tabela 10 realiza a demonstração da divisão CRC-8 com os dados apresentados acima:

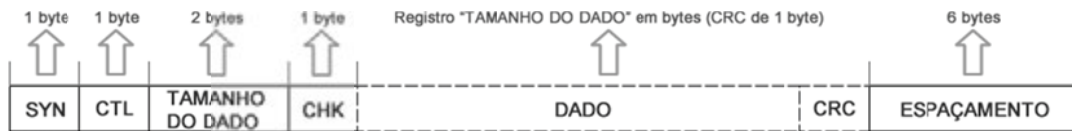
Tabela 10 - Demonstração do Cálculo de CRC-8.

Operação	0100 0000 0000 0011 0000 0000	1 1001 0001
XOR	110 0100 01	1111010101001111
RESTO	010 0100 01	
DESCE 0	010 0100 010	
XOR	11 0010 001	
RESTO	01 0110 011	
DESCE 0	1 0110 0110	
XOR	1 1001 0001	
RESTO	0 1111 0111	
DESCE 0	1111 0111 0	
XOR	1100 1000 1	
RESTO	0011 1111 1	
DESCE 0	11 1111 10	
DESCE 1	11 1111 101	
XOR	11 0010 001	
RESTO	00 1101 100	
DESCE 1	1101 1001	
DESCE 0	1101 1001 0	
XOR	1100 1000 1	
RESTO	0001 0001 1	
DESCE 0	1 0001 10	
DESCE 0	1 0001 100	
DESCE 0	1 0001 1000	
XOR	1 1001 0001	
RESTO	0 1000 1001	
DESCE 0	1000 1001 0	
XOR	1100 1000 1	
RESTO	0100 0001 1	
DESCE 0	100 0001 10	
XOR	110 0100 01	
RESTO	010 0101 11	
DESCE 0	10 0101 110	
XOR	11 0010 001	
RESTO	01 0111 111	
DESCE 0	1 0111 1110	
XOR	1 1001 0001	
RESTO	CRC = 0 1110 1111	

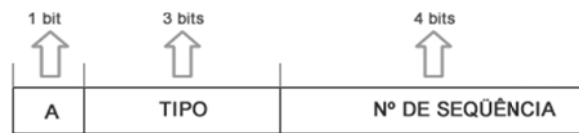
Neste caso, o CRC é o byte 0xEF, referente ao conjunto de bits 1110 1111, que é o resto da divisão.

4.8.6. Pacote e protocolo de dados

Para enviar os dados em TCP, permitindo o controle de ACK, foi criado um pacote baseado em TCP que tem o seguinte formato:



- **SYN:** Campo de cabeçalho, para determinar a sincronização de pacote, o valor padrão para o projeto é 0xAA;
- **CTL:** Campo de controle do pacote TCP, é formado por 1 byte composto por:



Onde:

- **A:** É o bit que ativa o uso do CRC e do ACK no pacote, o valor padrão para o medidor é 1;
- **TIPO:** São os bits para controle de qual tipo de pacote está sendo enviado, sendo as três opções possíveis:
 - **0b000:** indica que o pacote é de controle;
 - **0b001:** indica que o pacote é de dado;
 - **0b010:** indica que o pacote é um ACK de recebimento do pacote anterior enviado com sucesso. No caso de comando de ACK, os dois bytes de "Tamanho do dado" devem ser zero.
- **Nº de Sequência:** Corresponde a sequencia do pacote de comando recebido para controle de frame.
- **Tamanho do dado:** Descreve o tamanho do dado, o valor menor (0 bytes) é pacote de ACK e o valor máximo do pacote que pode ser enviado é de 140 bytes;
- **CHK:** É o byte que verifica se o cabeçalho do pacote foi recebido de forma correta, é feito por soma de CRC-8 dos bytes de "CTL" e "Tamanho do Dado";
- **Dado:** Refere-se ao dado propriamente dito mais o último bit que corresponde ao CRC-8 do dado;
- **CRC:** É calculado em base dos dados recebidos, sem usar o byte final, que é o próprio CRC. Caso não precise de ACK, ele nem é calculado e o byte final é um dado;
- **Espaçamento:** Feito por um conjunto de seis bytes em zero, para funcionar como identificação do final do pacote e preparação para a recepção de um novo.

4.8.7. Teste de aplicação do módulo

Para o teste de aplicação da rede wireless, foram utilizados os seguintes dispositivos:

- **Computador com comunicação serial:** Ele é usado para executar as operações como cliente na comunicação. Nele estará agregado o conversor RS232/UART e módulo WLAN. As funções deste computador incluem:
 - Enviar comandos para controlar o módulo WLAN;
 - Receber e analisar a mensagem enviada pelo módulo WLAN;
 - Solicitar ou definir os parâmetros de configuração do módulo WLAN;
 - Trabalhar adequadamente com um programa cliente, que comunique com o servidor, afim de executar testes de transmissão de dados.
- **Conversor Serial RS-232 para UART:** Realiza a interface entre a porta serial do computador para o modo UART que é utilizado em TTL e no módulo WLAN;
- **Placa wireless IEEE 802.11g LinkSprite:** é o módulo WLAN propriamente dito. As funções desta incluem:
 - Conexão sem fio;
 - A transmissão de dados entre a porta serial e rede sem fio.
- **Antena com conexão de Pigtail UFL para Saída N de 5dB:** para amplificar o sinal do conversor para a comunicação com o roteador;
- **Roteador Wireless IEEE 802.11b/g:** conhecido também como AP (access point), ele é o responsável pela construção da rede sem fio;
- **Notebook com suporte Wireless IEEE 802.11 ou com interface de rede LAN:** Utilizado para executar o programa de servidor do teste de comunicação sem fio. Precisa ter conexão de rede de cabo e estar interligado ao roteador, desta forma ele vai funcionar como o computador responsável pelo gerenciamento da rede sem fio. As funções deste PC são:
 - Realizar o teste de transmissão de dados com o cliente e ter a porta 6000 disponível para a comunicação TCP;
 - Permitir comunicação direta, serialmente, com o módulo WLAN, fazendo operações como atualização de firmware do módulo.

Para a comunicação entre cliente e servidor, foi utilizado e adaptado o Test Tools, um software de comunicação serial. Este software foi ajustado para enviar serialmente os dados TCP em wireless, no módulo de dados definido na seção 4.8.6.

No PC2, foi executado um programa para servidor TCP, habilitando a porta 6000 para o envio dos dados, conforme a Figura 4.27:

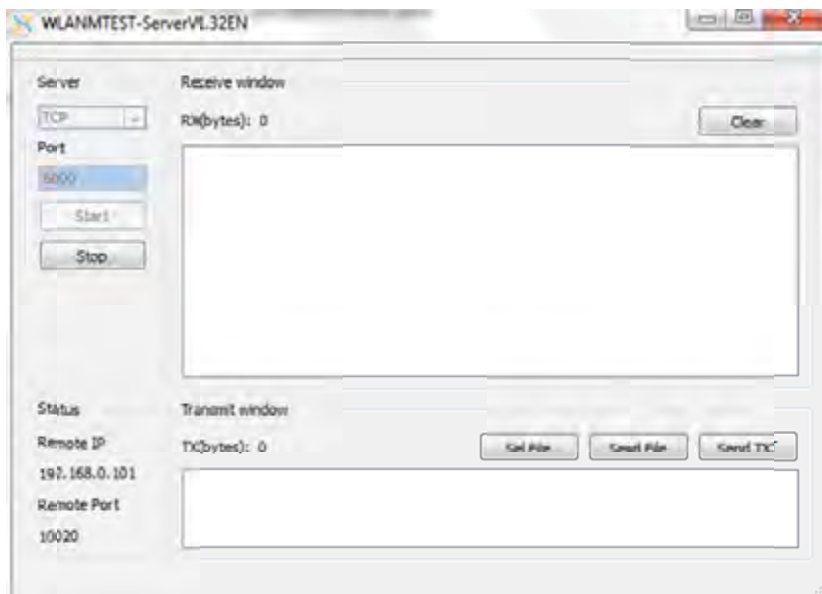


Figura 4.27 - Software de Teste para o servidor de TCP.

E no PC1, foi rodado o aplicativo de cliente do TestTools, este é responsável pela configuração do porta serial, configuração do Módulo WLAN e pela comunicação TCP, conforme a Figura 4.28:



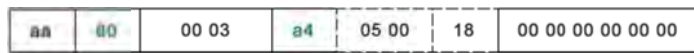
Figura 4.28 - Software para teste no computador cliente.

A seguir serão apresentados os comandos e envio de dados para a comunicação do módulo:

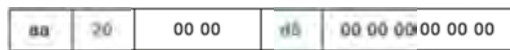
- **Reset**

Esta opção faz uma reconfiguração do módulo, mas não apaga a tabela de configurações, este comando é importante para a aplicação do projeto, pois, se a conexão for interrompida, deve-se reiniciar o módulo.

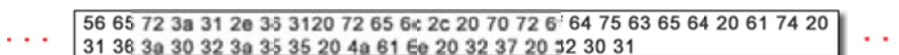
Segundo o pacote de dados de 4.8.6, o comando reset é formado por:



Onde os bytes da segunda e quarta parte são alteráveis, de acordo com o quadro de envio do momento. O servidor retorna o ACK do comando, da seguinte forma, confirmando o recebimento:



E, por fim, o servidor manda os dados referentes à versão e data do firmware do Módulo WLAN, como no exemplo:



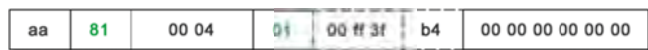
Que pela tabela ASCII representa a seguinte string:

Ver:1.61 rel, produced at 16:02:55 Jan 27 2010

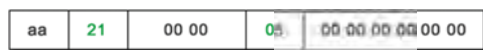
▪ **Procurando rede wireless**

A opção *Scan* do software, o módulo recebe os parâmetros de procura de rede e retornam quais estão disponíveis no alcance para conexão.

No teste de comunicação, foi mandado o seguinte conjunto hexa:



Em todo comando de envio, o servidor envia um ACK, como o a seguir:



E o servidor retorna quais redes estão disponíveis, em um conjunto formado pela seguinte estrutura:

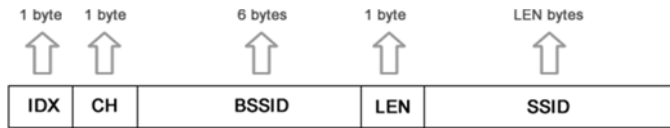


Onde o dado chamado de REDES contém o seguinte conjunto:



O parâmetro FLAG, referente ao 0x40 no caso de pesquisa de redes disponíveis, indica que o pacote de controle indicará quais as redes que foram encontradas.

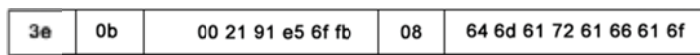
Em cada BSS contém a estrutura:



Onde:

- **IDX:** Identificação única da rede wireless em relação ao sinal encontrado, de valor 0 para rede com sinal muito forte e 255 para rede de sinal muito fraco. A ordenação das redes disponíveis aparecerão por este fator e se estiver em conexão automática, a primeira rede pré-configurada com sinal mais forte será a prioritária para se realizar a conexão;
- **CH:** Canal de comunicação, valor importante pois, para cada identificação de canal, o roteador atribui uma frequência de operação, tudo em torno dos 2,4GHz do padrão IEEE 802.11b/g;
- **BSSID:** Endereço MAC do roteador;
- **LEN:** Comprimento do nome da rede wireless encontrada;
- **SSID:** Nome da rede wireless.

No teste aplicado, o pacote ficou da seguinte forma:



Ou seja:

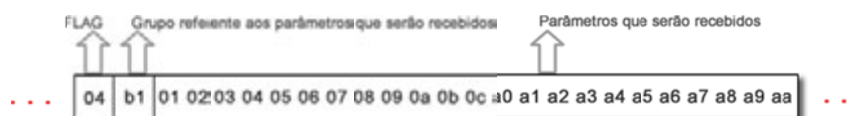
- **IDX** → 0x3c = 60;
- **Canal** → 0x0b = 11;
- **BSSID** → 0x00 0x21 0x91 0xe5 0x6f 0xfb = MAC-ADDRESS 00-21-91-E5-6F-FB;
- **LEN** → 0x08 = 8 bytes (Nome da rede contém oito bytes);
- **SSID** → 0x50 0x4a 0x52 0x5f 0x4d 0x45 0x53 0x5f 0x47 0x41 0x53 0x49 = "PJR_MES_GASI" em ASCII.

▪ **Configurando para o módulo WLAN uma rede para conexão**

Primeiro deve-se mandar o pacote de informações, solicitando ao módulo os parâmetros atuais:



Onde DADOS P. é um conjunto de 25 bytes de parâmetros composto por:



- **FLAG 0x04:** Determina que é um pacote de dados diferenciados, no caso para receber parâmetros;

- **Grupo referente aos parâmetros que serão recebidos:** Indica qual grupo será recebido, no caso é o primeiro grupo. O conjunto é formado no intervalo de 0xb1 a 0xb7, onde o segundo número hexadecimal determina qual o grupo;
- **Parâmetros que serão recebidos:** São 23 parâmetros que podem ser visualizados, neste caso, são solicitados todos os parâmetros que indicados na Tabela 11:

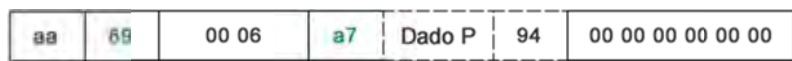
Tabela 11 - Parâmetros de Configurações do Módulo.

Ordem	Byte	Descrição
1	0x01	BSSID
2	0x02	Canal
3	0x03	SSID
4	0x04	Método de criptografia
5	0x05	Chave de segurança
6	0x06	Formato de dado da camada de enlace (TCP ou UDP)
7	0x07	Porta virtual do serviço de comunicação
8	0x08	Endereço IP do dispositivo WLAN
9	0x09	Endereço IP do servidor
10	0x0a	Endereço MAC do servidor
11	0x0b	Máscara de sub-rede
12	0x0c	Endereço IP de Gateway
13	0xa0	Reservado
14	0xa1	Tipo de comunicação serial *
15	0xa2	Taxa de transmissão serial
16	0xa3	Modo de conexão serial *
17	0xa4	Velocidade máxima de comunicação *
18	0xa5	Transmissão ligada ou desligada *
19	0xa6	Endereço MAC do dispositivo *
20	0xa7	Modo automático ou manual de conexão
21	0xa8	Número de tentativas de conexão serial *
22	0xa9	Transmissão transparente
23	0xaa	Modo de monitoramento do TCP

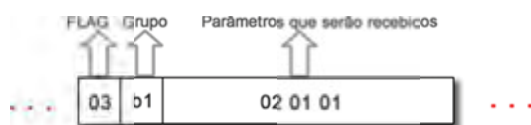
* os valores indicados são determinados pelo módulo, assim sendo, não é permitida a modificação dos valores, somente a consulta.

O servidor manda o ACK, confirmando o recebimento com sucesso do pacote. Depois disso ele manda um conjunto com os valores dos parâmetros, conforme o pacote a seguir:

Caso deseja-se alterar algum parâmetro, deve-se mandar um pacote determinando qual é o parâmetro e os novos valores. Abaixo um exemplo de alteração do valor do canal (passando do valor 11 ao novo valor 1):



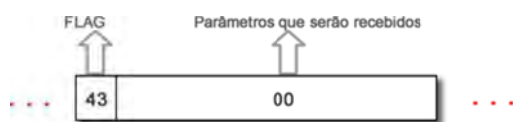
Onde o "Dado P" se refere a:



A **FLAG** 0x03 indica que pretende-se modificar um parâmetro. O parâmetro será o 0x02, onde o tamanho é 01 e o valor novo é 01, assim o receptor mandará o ACK e o seguinte pacote de controle:



Onde "Dado C" se refere a:

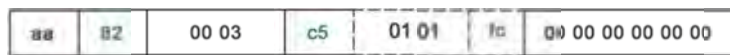


O byte **FLAG** 0x43 indica se o comando de modificação de parâmetro deu certo. Caso o parâmetro posterior seja 0x00, foi efetuado com sucesso. Caso o parâmetro seja 0x01, o comando não foi efetuado com sucesso.

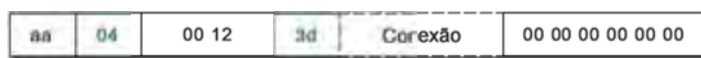
▪ **Conectando e desconectando em uma rede disponível**

Para se conectar a uma rede disponível, deve-se configurar as redes padrões do módulo WLAN, conforme apresenta-se em 4.3.2.

Após a configuração, manda-se o pacote referente à solicitação de conexão:



Onde o dado 0x01 0x01 indica a **FLAG** 0x01, que corresponde ao comando de conexão de rede e o segundo byte indica qual o grupo, no caso é o primeiro. Ao receber este comando, o receptor manda o ACK e envia a seguir o pacote:



Que se refere ao comando de permissão de conexão, onde "Conexão" é composto por:



Onde:

- **FLAG 0x41:** Comando de conexão de rede;
- **RESP:** Caso seja 0x00, a conexão foi realizada com sucesso, caso contrário, houve problemas e os outros parâmetros podem ser inutilizados;
- **Canal:** É o canal da rede conectada;
- **BSSID:** Endereço MAC da rede conectada;
- **LEN:** Tamanho do nome da rede;
- **SSID:** Nome da rede.

O pacote recebido foi:

41	00	0b	00 21 91 e5 6f fb	12	50 4a 52 5f 4d 45 53 5f 47 41 53 49
----	----	----	-------------------	----	-------------------------------------

Este indica que é um comando de conexão, que foi conectada com **sucesso**, o canal foi o **11**, o MAC-Address foi o **00-21-91-E5-6F-FB**, o tamanho do nome da rede tem **12** bytes e o nome da rede é **PJR_MES_GASI**

Para desconectar da rede, manda-se o pacote:

aa	8b	00 03	00 desconexão	ds	00 00 00 00 00 00
----	----	-------	---------------	----	-------------------

Onde o conjunto "desconexão" é formado por

02	00
----	----

0x02 é o **FLAG** de desconexão de rede e 0x00 é a permissão para desconexão (se for 0x00 é porque não há transmissão para ser encerrada e a desconexão é permitida)

O receptor manda um comando ACK e depois responde o pacote de comando:

aa	08	00 02	06 P. Desc.	00 00 00 00 00 00
----	----	-------	-------------	-------------------

Onde "P. Desc." refere-se a

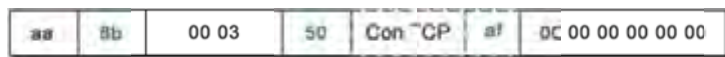
42	00
----	----

Onde 0x42 indica que o byte **FLAG** é de desconexão e o segundo byte retorna 0x00 se a desconexão foi realizada com sucesso.

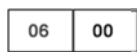
▪ **Conectando ou desconectando ao TCP**

Após a conexão de rede sem fio, deve-se realizar a conexão TCP, para que possam ser enviados dados em ambos os lados.

Assim, deve-se mandar o seguinte pacote:

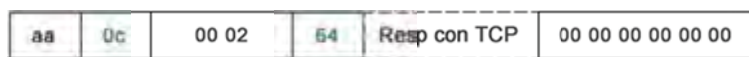


Onde "Con TCP" é composto por dois bytes:

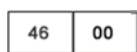


Neste caso, o byte de **FLAG** 0x06 indica que são parâmetros de conexão ao TCP e o segundo byte informa se vai querer conectar ou desconectar o TCP, se for 0x00, deseja-se conectar, se for 0x01, deseja-se desconectar o serviço TCP.

Após o envio deste pacote, o receptor responde um ACK e um pacote de comando, do seguinte formato:



Onde "Resp con TCP" contém dois bytes:



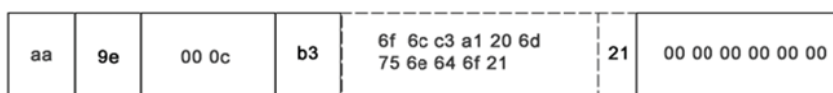
Onde 0x46 indica o byte de **FLAG** de conexão TCP e o segundo byte é a resposta, que pode ser:

- 0x00 : conexão realizada com sucesso;
- 0x01 : foi realizada com sucesso a desconexão;
- 0x02 : a conexão não pode ser encerrada porque existe um tráfego de dados;
- 0x03 : precisa antes conectar a uma rede sem fio;
- 0x04 : valores reservados.

▪ Enviando e recebendo dados

Após a conexão de rede e de TCP, os dados estão pronto para ser trafegados. No caso do projeto, os dados serão somente enviados e cabe ao receptor mandar o ACK referente ao sucesso no envio e recepção dos dados.

No teste, foram enviados e recebidos pacotes de strings, da seguinte forma:



Onde o tracejado indica o comando de dados, o último byte 0x21 é o CRC e o conjunto 0x6f 0x6c 0xc3 0xa1 0x20 0x6d 0x75 0x6e 0x64 0x6f 0x21 são códigos em hexa que, convertidos em ASCII, representa a string: **Olá mundo!**

Após isso, o receptor envia o ACK. Para a recepção de um dado vindo do servidor, não há necessidade de um ACK e é recebido um pacote do mesmo formato do envio, acima descrito.

4.9. Algoritmos implementados para avaliação da QEE

Considerando a aplicação do sistema de aquisição e processamento de dados para avaliação da Qualidade da Energia Elétrica, alguns algoritmos tradicionais, bem como os cálculos propostos pela Teoria de Potência Conservativa foram implementados através de linguagem de programação C, no DSP F28335.

Entretanto, cabe ressaltar que alguns algoritmos auxiliares são necessários ao cálculo dos indicadores utilizados, de forma que uma breve descrição destes é apresentada a seguir.

4.9.1. Algoritmos auxiliares

Cálculo de média móvel

O cálculo da média móvel corresponde ao cálculo da média de um determinado grupo de valores. A cada iteração, a nova média é calculada, com base na média de um vetor circular (*buffer circular*), no qual o novo valor é armazenado no lugar do valor mais antigo. Por exemplo, são lidos 150 valores, assim a média é calculada conforme (4.13).

$$MedMóvel = \frac{1^{\circ}Valor + 2^{\circ}Valor + 3^{\circ}Valor + \dots + 149^{\circ}Valor + 150^{\circ}Valor}{150} \quad (4.13)$$

No próximo valor lido, o 151º, o 1º valor é retirado da lista e colocado o 151º no lugar, ficando a média como:

$$MedMóvel = \frac{2^{\circ}Valor + 3^{\circ}Valor + \dots + 150^{\circ}Valor + 151^{\circ}Valor}{150} \quad (4.14)$$

Desta forma, o valor da média móvel sempre será reajustado. Neste trabalho, foram utilizadas 100 amostras por ciclo.

Cálculo do valor eficaz (RMS)

O cálculo do RMS (*Root Mean Square*), ou valor eficaz, corresponde ao valor médio absoluto da tensão. Considerando 150 amostras e sendo um método iterativo, a cada valor recebido é calculado um novo valor RMS, conforme (4.15)

$$RMS = \sqrt{\frac{(1^{\circ}Valor)^2 + (2^{\circ}Valor)^2 + \dots + (149^{\circ}Valor)^2 + (150^{\circ}Valor)^2}{150}} \quad (4.15)$$

No próximo valor lido, o 151º, o 1º valor é retirado da lista e colocado o 151º em seu lugar, ficando o novo valor RMS como:

$$RMS = \sqrt{\frac{(2^\circ Valor)^2 + (3^\circ Valor)^2 + \dots + (150^\circ Valor)^2 + (151^\circ Valor)^2}{150}} \tag{4.16}$$

Assim sendo, o valor RMS é reajustado a cada iteração.

Cálculo de RMS Coletivo

O cálculo do valor RMS Coletivo, conhecido como valor eficaz coletivo, corresponde ao valor médio absoluto do quadrado das tensões ou correntes de todas as fases de um sistema polifásico. Por ser um método iterativo, a cada valor recebido é calculado um novo valor RMS coletivo, conforme (4.17)

$$RMS = \sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \tag{4.17}$$

Onde V_a, V_b, V_c são os valores de tensões RMS.

Phase-Locked-Loop (PLL)

O PLL (*Phase Locked Loop* - Detector de Fase em Malha Fechada) é um método que através do sinal captado pode gerar um sinal de saída senoidal, com amplitude unitária e em fase com a componente fundamental do sinal medido, mesmo que este apresente conteúdo harmônico significativo. Neste trabalho, optou-se por utilizar o modelo de PLL monofásico descrito em [20], conforme diagrama a seguir:

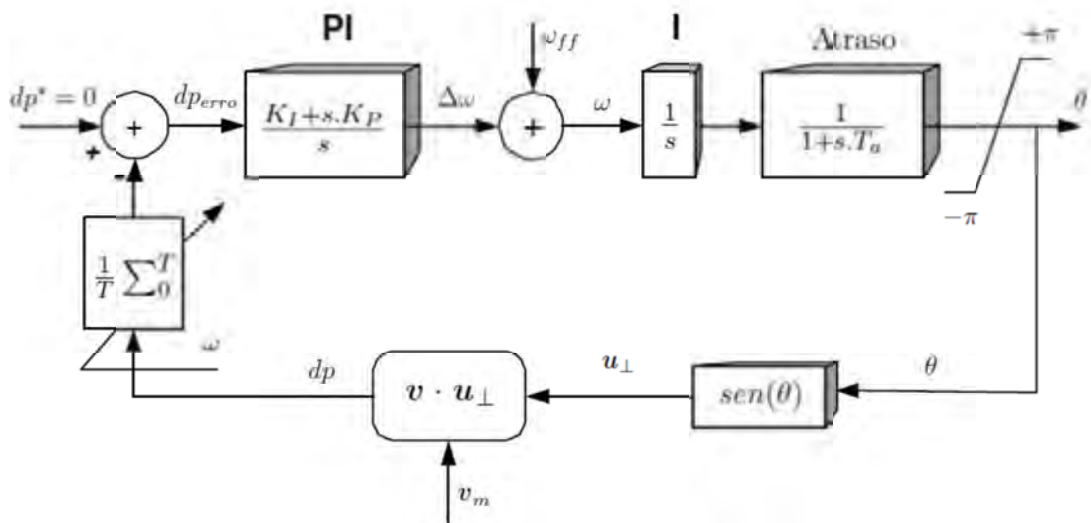


Figura 4.29 - Modelo do PLL monofásico [20].

Testes de validação do PLL

A Figura 4.29 ilustra o comportamento dinâmico do PLL durante sua inicialização. No caso do ajuste escolhido para o controlador PI ($k_p = 25$; $k_i = 25$) da Figura 4.24, pode-se observar que o PLL leva em torno de 15 ciclos para entrar em sincronismo com o sinal de entrada. Se necessário, este tempo poderia ser reduzido, conforme discutido em [20]. Observar que o resultado apresentado trata-se de resultado experimental, ou seja, trata-se de resultado obtido através do DSP escolhido.

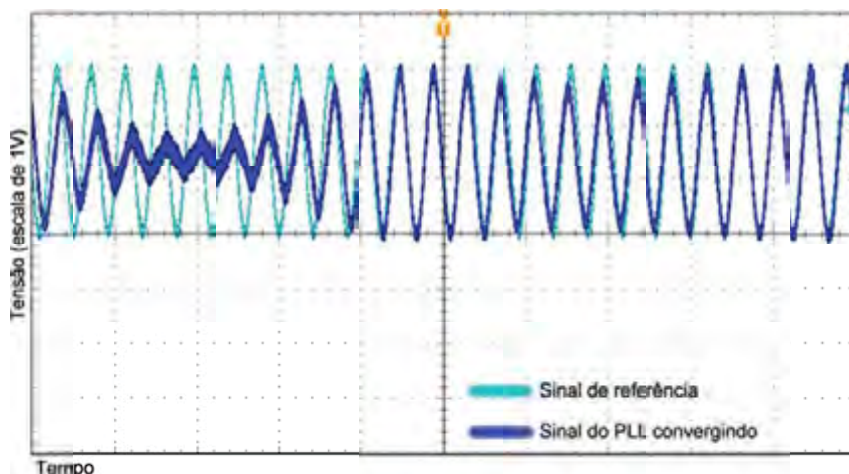


Figura 4.30 - Comportamento inicial do PLL.

Como já mencionado, a saída senoidal do PLL é sincronizada com a componente fundamental do sinal de entrada, o que o torna interessante para o cálculo de alguns indicadores de QEE (como será abordado mais adiante). A seguir, são apresentados três casos de validação experimental do sincronismo do PLL, um com entrada senoidal e outros dois com sinais de entrada distorcidos. Em todos os casos, a saída do PLL é sincronizada com a fundamental do sinal de entrada.

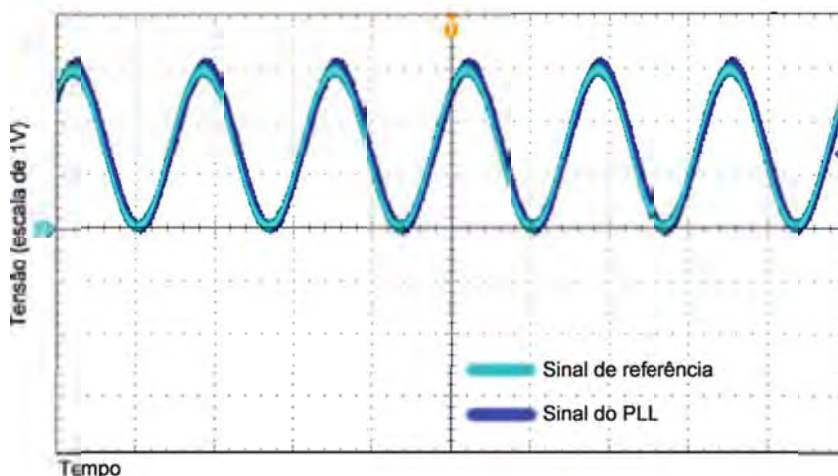


Figura 4.31 - PLL com entrada de tensão puramente senoidal fundamental.

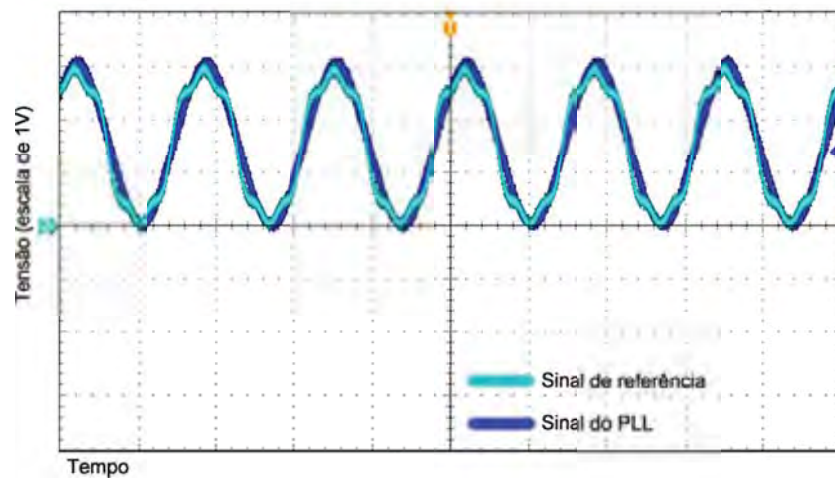


Figura 4.32 - Comportamento do PLL com entrada de tensão com 10% de 3ª Harmônica e 10% de 5ª Harmônica.

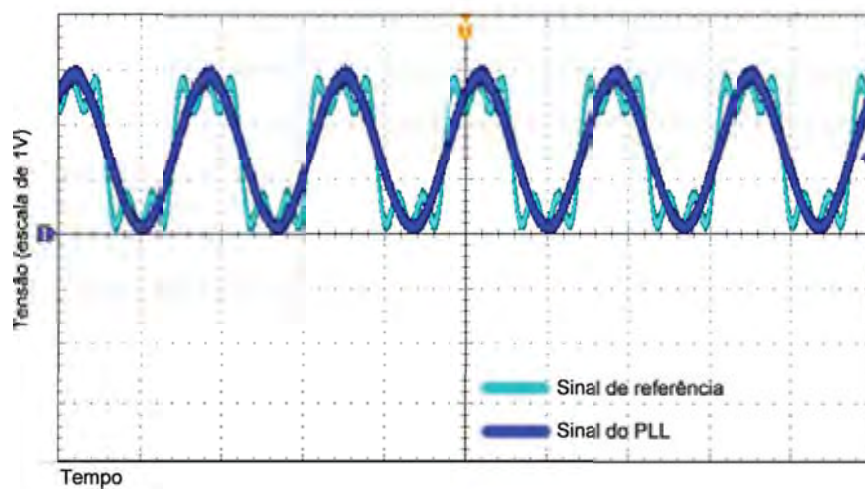


Figura 4.33 - Comportamento do PLL com entrada de tensão com 30% de 3ª Harmônica e 30% de 5ª Harmônica.

Detector de amplitude da componente fundamental

Conforme proposto em [54], a amplitude da componente fundamental de um sinal pode ser determinada através do uso do sinal de saída do PLL e algumas operações matemáticas, conforme apresenta a Figura 4.34:

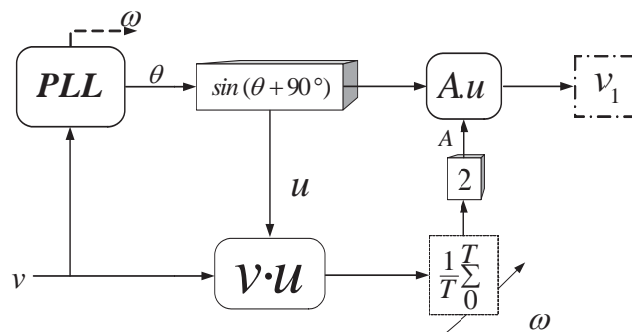


Figura 4.34 - Detector de onda fundamental.

Inicialmente, realiza-se a seguinte operação matemática:

$$Ajuste = 2 * ValorTensao * SaidaPLL \quad (4.18)$$

Assim, calcula-se a média móvel (4.13) deste valor, que resultará na amplitude do sinal fundamental:

$$Amplitude = MediaMovel(Ajuste) \quad (4.19)$$

E por fim multiplica-se essa média pela saída do PLL, obtendo-se o sinal fundamental no domínio do tempo:

$$Componente\ Fundamental = Amplitude * SaidaPLL \quad (4.20)$$

4.9.2. Indicadores relacionados às distorções harmônicas de tensão e corrente

Na tabela 13 são apresentados os indicadores usuais de conformidade relacionados às distorções harmônicas.

Tabela 13 - Indicadores de não conformidade relacionados às componentes harmônicas.

Índices de conformidade para harmônicas	Símbolo
Distorção harmônica individual de tensão (rms)	Vh %
Distorção harmônica total de tensão	DHTv
Distorção harmônica individual de corrente (RMS)	Ih %
Distorção harmônica total de corrente	DHTi
Tensão harmônica individual (RMS)	Vh
Corrente harmônica individual (rms)	Ih
Ordem harmônica	h
Tensão fundamental (rms)	V1
Corrente fundamental (rms)	I1
Tensão nominal (rms)	Vn

Onde:

$$V_h(\%) = \frac{V_h}{V_1} * 100 \quad (4.21)$$

$$I_h(\%) = \frac{I_h}{I_1} * 100 \quad (4.22)$$

$$DHT_v(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} * 100 \quad (4.23)$$

$$DHT_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} * 100 \quad (4.24)$$

Distorção Harmônica Total (DHT)

Dentre os indicadores citados, neste trabalho foi dada atenção especial a implementação da DHT dos sinais. Assim, usando o sinal fundamental através do PLL e do detector de amplitude [20], os valores eficazes do sinal fundamental, bem como do restante do sinal medido (conteúdo harmônico) puderam ser determinados e a DHT calculada como em (4.25):

$$DHT(\%) = \frac{V_{RMS} h}{V_{RMS} 1} \times 100 \quad (4.25)$$

Testes de validação da DHT

A validação do cálculo da DHT foi realizada através de cinco casos com sinais de entrada distintos, a saber:

1. Tensão Senoidal Fundamental com 176,8 V
2. Tensão Senoidal Fundamental com 100V
3. Tensão Distorcida: Fundamental com 160V mais 10% de 3ª Harmônica;
4. Tensão Distorcida: Fundamental com 160V mais 5% de 3ª e 5% de 5ª Harmônica;
5. Tensão Distorcida: Fundamental com 160V mais 30% de 7ª Harmônica.

Para cada caso, os valores de DHT resultantes estão apresentados na Tabela 14, os quais indicam uma boa precisão nas medidas e cálculos efetuados. Observar que os testes foram realizados com o auxílio de uma fonte de tensão programável, capaz de reproduzir as formas de onda de cada caso descrito.

Tabela 14 - DHT dos casos apresentados.

Teste	THD _{ideal} (%)	THD _{medido} (%)
1	0%	0,82%
2	0%	1,20%
3	10%	10,15%
4	7,25%	7,25%
5	30%	29,79%

4.9.3. Algoritmos para cálculos das grandezas da CPT

Integral imparcial

É o cálculo da integral dos valores de tensões e correntes sem influência de valor médio, a qual é utilizada nos cálculos de energia e correntes reativas. A integral imparcial consiste na descrição da equação (4.26).

$$\hat{v} = v_f - \bar{v}_f \quad (4.26)$$

Com:

- $v_f = \int_0^t v(\tau) d\tau$ sendo a integral no tempo;
- $\bar{v}_f = \frac{1}{T} \int_0^T v_f(t) dt$ sendo o valor médio da integral no tempo.

Para o cálculo das integrais, foi utilizado o método numérico de integração trapezoidal, descrito na equação (4.27).

$$\int_a^b f(x) dx \cong (b - a) * \frac{f(a) + f(b)}{2} \quad (4.27)$$

Correntes

Os cálculos de corrente são realizados por fase. Caso deseje-se calcular valores trifásicos aplica-se o cálculo do valor eficaz coletivo. Assim sendo, a corrente por fase é calculada:

- **Corrente ativa:**

$$\underline{i}_a = \{i_{an}\}_{n-1}^N, \quad i_{an} = \frac{\langle v_n, i_n \rangle}{\|v_n\|^2} v_n \quad (4.28)$$

Em (4.28), o produto interno $\langle v_n, i_n \rangle$, que determina a potência aparente, é implementado como o valor médio da multiplicação entre os valores instantâneos da tensão e da corrente, por fase. Para o valor trifásico aplica-se a média móvel da soma entre as potências.

A norma $\|v_n\|^2$ é implementada realizando o cálculo RMS por fase de cada tensão.

- **Corrente reativa:** é a corrente mínima para gerar energia reativa para uma fase:

$$\underline{i}_r = \{i_{rn}\}_{n-1}^N, \quad i_{rn} = \frac{\langle \hat{v}_n, i_n \rangle}{\|\hat{v}_n\|^2} \hat{v}_n \quad (4.29)$$

Em (4.29), o produto interno $\langle \hat{v}_n, i_n \rangle$, que determina a energia, é implementado como o valor médio da multiplicação entre os valores instantâneos da integral imparcial e da corrente, por fase. Para o valor trifásico aplica-se a média móvel da soma entre as energias.

A norma $\|\hat{v}_n\|^2$ é implementada realizando o cálculo RMS por fase de cada integral imparcial.

- **Corrente residual:** é a corrente remanescente, de acordo com a equação (4.30)

$$\underline{i}_d = \underline{i} - \underline{i}_a - \underline{i}_r \quad (4.30)$$

- **Corrente ativa balanceada e desbalanceada:**

$$\underline{i}_a^b = \frac{\langle v, i \rangle}{\|v\|^2} v = \frac{P}{V^2} v \quad (4.31)$$

Para o cálculo da potência ativa balanceada, a potência aparente total é calculada pela média móvel da soma entre as potências aparentes de cada fase. A norma $\|\underline{v}\|$ é calculada como o valor eficaz de tensão coletiva.

A corrente ativa desbalanceada é a restante da subtração da corrente ativa total pela balanceada, conforme (4.32)

$$\underline{i}_a^u = \underline{i}_a - \underline{i}_a^b \quad (4.32)$$

▪ **Corrente reativa balanceada e desbalanceada:**

$$\underline{i}_r^b = \frac{\langle \hat{v}, i \rangle}{\|\hat{v}\|^2} \hat{v} = \frac{W}{\hat{V}^2} \hat{v} \quad (4.33)$$

Para o cálculo da potência reativa balanceada, a energia total é calculada pela média móvel da soma entre as energias de cada fase. A norma $\|\hat{v}\|$ é calculada como o valor eficaz da integral imparcial coletiva.

A corrente reativa desbalanceada é calculada como a diferença entre o valor da corrente reativa e o valor da corrente reativa balanceada, conforme evidencia-se em (4.34):

$$\underline{i}_r^u = \underline{i}_r - \underline{i}_r^b \quad (4.34)$$

▪ **Decomposição completa da corrente e valores RMS:** Com as correntes descritas, temos a decomposição completa descrita em (4.35)

$$\underline{i} = \underline{i}_a^b + \underline{i}_a^u + \underline{i}_r^b + \underline{i}_r^u + \underline{i}_d \quad (4.35)$$

$$I = \sqrt{(I_a^b)^2 + (I_a^u)^2 + (I_r^b)^2 + (I_r^u)^2 + (I_d)^2} \quad (4.36)$$

Potências

A potência aparente é apresentada em (4.37):

$$A^2 = \underbrace{V^2 I_a^{b2}}_{P^2} + \underbrace{V^2 I_r^{b2}}_{Q^2} + \underbrace{V^2 I_a^{u2}}_{N_a^2} + \underbrace{V^2 I_r^{u2}}_{N_r^2} + \underbrace{V^2 I_d^2}_{D^2} \quad (4.37)$$

Fator de potência

Assim como na Std 1459-2010 [9], a CPT aborda o fator de potência definindo o fator de potência polifásico considerando a potência ativa e a aparente, calculado por:

$$\lambda = \frac{P}{A} \quad (4.38)$$

Fator de não linearidade

O fator de não linearidade é definido da seguinte forma:

$$\lambda_D = \frac{D}{\sqrt{P^2 + Q^2 + N^2 + D^2}} = \frac{D}{A} = \frac{\|i_d\|}{\|i\|} = \frac{I_d}{I} \quad (4.39)$$

Fator de assimetria

O fator de assimetria é definido como:

$$\lambda_U = \frac{N}{\sqrt{P^2 + Q^2 + N^2 + D^2}} = \frac{N}{A} = \frac{I_a^u + I_r^u}{I} \quad (4.40)$$

Fator de Reatividade

O fator de reatividade de corrente é definido como:

$$\lambda_Q = \frac{Q}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{\|i_r\|}{\sqrt{\|i_a\|^2 + \|i_r\|^2}} = \frac{I_r^b}{\sqrt{I_a^{b^2} + I_r^{b^2}}} \quad (4.41)$$

4.10. Otimização de códigos para Code Composer

Para deixar o código otimizado para a execução mais ágil de instruções, algumas medidas foram tomadas, embasadas no Code Composer, que permite programação em linguagem C. Estas são explicadas a seguir:

Uso de structs

A estrutura (structs) organiza o código e o compilador é alocado em sequência na memória, permitindo a procura mais rápida das variáveis ao ser executado o programa (processo conhecido como desfragmentação de variáveis). Além disso, é mais interessante passar por funções as estruturas, além de diversas variáveis, facilitando a compreensão e deixando o código menor. A seguir um exemplo:

```
RaizFuncaoQuadratica(float x2, float x1, float x0, float raiz1, float raiz2);
```

No caso acima, são repassados cinco endereços de memória.

```
static struct sFuncaoQuadratica
{
    float fJanelasAjusteMediaMoveI[NUMJANELAS];
    float x2;
    float x1,
    float x0,
    float raiz1,
    float raiz2
} FuncaoQuadratica;
RaizFuncaoQuadratica(sFuncaoQuadratica FuncaoQuadratica);
```

Com a estrutura, é repassado somente um endereço de memória, assim o compilador transformará o programa feito em menos linhas de instrução de máquina, otimizando o código.

Inlining e macros

O termo *inlining* refere-se à substituição de comandos por funções pré-definidas, assim, ao realizar a compilação, uma macro será realizada e a operação será mais rápida para o acesso e operação. Exemplo:

```
#define QUADRADOSOMA(a,b) ((a)*(a)+2*(a)*(b)+(b)*(b))
#define QUADRADODIFERENCA(a,b) ((a)*(a)-2*(a)*(b)+(b)*(b))
#define SOMAPELADIFERENCA(a,b) ((a)*(a)-(b)*(b))

printf("Produtos notáveis entre 1 e 4");
printf("Os valores são: Quadrado da soma: %f , Quadrado da diferença: %f, Soma pela diferença:
%f",QUADRADOSOMA(1,4),QUADRADODIFERENCA(1,4), SOMAPELADIFERENCA(1,4) );

printf("Produtos notáveis entre 2 e 6");
printf("Os valores são: Quadrado da soma: %f , Quadrado da diferença: %f, Soma pela diferença:
%f",QUADRADOSOMA(2,6),QUADRADODIFERENCA(2,6), SOMAPELADIFERENCA(2,6) );
```

Neste caso, é criada uma macro com cada operação colocada no *#define*, assim sendo, para cada chamada utiliza-se diretamente a macro compilada, como se fosse uma instrução nova no Assembly.

Incremento e recursos pré-definidos no microcontrolador

Nesta situação, o microcontrolador possui instruções pré-definidas na ULA (unidade lógico-aritmética), neste sentido os códigos já são otimizados e podem ser utilizados. Uma função muito conhecida em processadores é o incremento e decremento usando operadores ++ e --, respectivamente. Exemplo:

```
i++; ++i; i-- e --i; em vez de i=i+1; i=i-1;
```

Uso de bibliotecas

Para o uso de algumas funções, é necessário colocar no cabeçalho de *#include* uma determinada biblioteca e estas são indexadas ao código para a execução, independente do uso de muitas funções nela agregadas ou não. Portanto, devem-se colocar somente as bibliotecas que estão em uso.

Tipos de variáveis corretas

No uso de variáveis, deve-se usar a necessária para tal uso, pois, de acordo com o tipo escolhido, a memória ocupada para tal podem ser maiores e o acesso às operações lógicas e aritméticas podem ser mais demoradas. Assim sendo, é interessante verificar o uso de cada tipo de variável, além de atribuir tudo como o mesmo tipo. Como exemplo, se atribuir um valor de raiz quadrada para uma variável inteira, a precisão é perdida pela concatenação para tipo inteiro. A seguir uma comparação do desperdício de memória por declaração inadequada de variáveis:

```
long i;  
long y;  
for(i=0;i<100;i++)  
{  
    y+=i;  
}  
  
char i;  
short int y;  
for(i=0;i<100;i++)  
{  
    y+=i;  
}
```

Neste caso, o primeiro código possui duas variáveis do tipo long, ocupando 4 bytes cada uma. No segundo caso existe uma variável char de 1 byte e outra short int de 2 bytes. A economia no exemplo seria de 5 bytes.

Evitar usar variáveis globais

O uso de variáveis globais faz com que o programa aloque uma certa quantidade de memória que, enquanto a aplicação está sendo executada, não é liberada, assim sendo, diminui a quantidade de memória disponível para operações.

5. Validação dos Algoritmos e Resultados experimentais

Para a validação dos algoritmos e do medidor implementado, diversas simulações computacionais e ensaios experimentais foram realizados, de acordo com a metodologia indicada a seguir:

- a) Validação dos algoritmos: inicialmente, algumas configurações de circuitos elétricos foram simuladas em software PSIM, com a correspondente geração de tabelas de dados, os quais foram utilizados posteriormente para validação dos algoritmos no DSP (através da leitura das tabelas de dados simulados);
- b) Experimentos com cargas: posteriormente, o sistema desenvolvido foi avaliado através da utilização de diversas configurações de circuitos reais, sob condições de tensões senoidais e não senoidais, com cargas balanceadas e desbalanceadas, lineares e não lineares. Neste caso, os valores obtidos através do medidor desenvolvido foram comparados com os resultados de simulação, bem como com os resultados de outro sistema de aquisição de dados, baseado em placa de aquisição da *National Instruments*, desenvolvido anteriormente no laboratório do GASI.
- c) Testes de comunicação do módulo sem fio: com o intuito de verificar o funcionamento da comunicação sem fio e o protocolo implementado, foram feitos testes de envio de indicadores de QEE para um servidor ligado a um roteador wifi.

Além da validação dos algoritmos, as próximas seções também buscam comentar e discutir os resultados obtidos através da aplicação da CPT para interpretação dos diferentes circuitos analisados.

5.1. Validação dos algoritmos

Com o objetivo de testar a implementação dos algoritmos propostos pela Teoria de Potência Conservativa, algumas configurações de circuitos elétricos foram simuladas no ambiente PSIM/Simcad, e as formas de onda das tensões e correntes, com uma resolução de 150 amostras

por ciclo, foram armazenadas em um banco de dados que serviu como entrada de tensões e corrente ao programa do medidor, abstraindo momentaneamente o uso dos transdutores.

Neste momento, foram escolhidos apenas circuitos trifásicos com quatro fios e a impedância de linha foi desconsiderada. As tensões e correntes foram medidas no ponto de acoplamento comum (PAC), sendo a referência de tensão o condutor neutro. A Figura 5.1 representa um esquemático genérico dos circuitos, ressaltando o posicionamento dos transdutores no PAC. As Tabelas 15 e 16 mostram as configurações das fontes e os valores das cargas dos circuitos simulados.

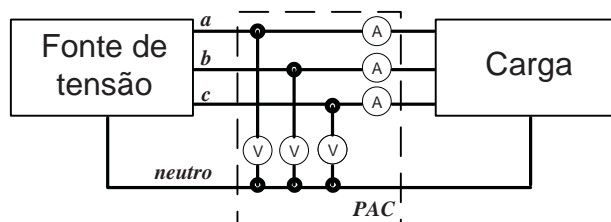


Figura 5.1 - Esquemático representando os circuitos a partir dos quais foi criado o banco de dados das formas de onda de tensão e corrente.

Tabela 15 - Configurações das fontes usadas nos circuitos simulados.

Fonte	Valores eficazes de Tensão
A: tensões senoidais simétricas	127V por fase defasadas de 120°
B: tensões não senoidais e assimétricas	Fase a: fundamental = 127∠0° V Fase b: fundamental = 125,4∠-118,44° V Fase c: fundamental = 128,7∠-243,12° V Harmônicas: 3,0% de 3ª; 2,0% de 5ª; 1,5% de 7ª em cada fase.

Tabela 16 - Configurações das cargas usadas nos circuitos simulados.

Carga	Valores dos componentes
1) Carga Resistiva-Indutiva balanceada (em Y com neutro)	R = 350mΩ; L = 800μH em cada fase
2) Carga Resistiva-Indutiva desbalanceada (em Y com o neutro) mais Resistor bifásico	Fase a: R _a = 250mΩ; L _a = 1mH Fase b: R _b = 400mΩ; L _b = 1mH Fase c: R _c = 350mΩ; L _c = 800μH R _{a-c} = 20Ω
3) Carga não-linear balanceada (em Y com neutro)	Ponte retificadora monofásica; R _{cc} = 600mΩ; C _{cc} = 5mF por fase
4) Carga não-linear desbalanceada (em Y com o neutro)	Ponte retificadora monofásica (em cada fase) Fase a: R _{cc_a} = 600mΩ; C _{cc_a} = 5mF Fase b: R _{cc_b} = 1,2Ω; C _{cc_b} = 3mF Fase c: R _{cc_c} = 500mΩ; C _{cc_c} = 7mF

A partir do banco de dados gerado com as simulações, o programa do medidor calculou (no DSP) os valores dos indicadores e realizou as decomposições de corrente e potência. As Tabelas 17 e 18 apresentam os valores das potências e na seção seguinte é feita uma discussão sobre esses valores.

Tabela 17 - Valores das potências e indicadores (Fator de Potência e Distorção Harmônica) para os circuitos com fonte de tensão senoidal equilibrada.

Carga	A.1(DSP)	A.1(PSIM)	A.2(DSP)	A.2(PSIM)	A.3(DSP)	A.3(PSIM)	A.4(DSP)	A.4(PSIM)
<i>P</i>	79681	79750	70223	70000	86042	86000	78473	78500
<i>Q</i>	68667	68700	72948	73000	49852	50000	46657	47000
<i>N_a</i>	0	0	9279	9250	0	0	25521	25000
<i>N_r</i>	0	0	13431	13500	0	0	14995	15000
<i>N</i>	0	0	16325	16300	0	0	29601	29800
<i>D</i>	26	0	114	0	40734	40750	42999	43100
<i>A</i>	105187	105000	102564	102500	107461	107500	105167	105000
λ	0,7575	0,75	0,6847	0,685	0,8007	0,8	0,7462	0,75
<i>DHTv_a</i> %	0,0806	0,0000	0,0201	0,0000	0,0336	0,0000	0,0253	0,0000
<i>DHTv_b</i> %	0,1498	0,0000	0,1496	0,0000	0,0188	0,0000	0,0430	0,0000
<i>DHTv_c</i> %	0,0619	0,0000	0,0329	0,0000	0,0269	0,0000	0,0268	0,0000
<i>DHTi_a</i> %	0,0130	0,0000	0,1257	0,0000	40,9633	40,0000	40,9476	41,0000
<i>DHTi_b</i> %	0,0640	0,0000	0,0286	0,0000	40,9634	40,0000	47,4093	47,5000
<i>DHTi_c</i> %	0,0492	0,0000	0,0239	0,0000	40,9634	40,0000	46,7104	46,7500

Tabela 18 - Valores das potências e indicadores (Fator de Potência e Distorção Harmônica) para os circuitos com fonte de tensão não senoidal e assimétrica.

Carga	B1	B1(PSIM)	B2	B2(PSIM)	B3	B3(PSIM)	B4	B4(PSIM)
<i>P</i>	79370	79500	70036	70000	86013	86000	78801	78750
<i>Q</i>	68470	68500	72804	72750	42649	42750	41856	41850
<i>N_a</i>	0	0	9271	9270	570	500	25270	25250
<i>N_r</i>	0	0	13402	13500	1606	1550	14213	14200
<i>N</i>	0	0	16296	16300	1704	1750	28992	29000
<i>D</i>	3348	3350	2975	3000	61532	61500	66402	66350
<i>A</i>	104875	105000	102371	102375	114045	114000	114941	115000
λ	0,7568	0,7500	0,6841	0,6825	0,7542	0,7500	0,6856	0,6850
<i>DHTv_a</i> %	4,6372	4,7500	4,7832	4,7500	4,6372	4,6300	4,6372	4,6500
<i>DHTv_b</i> %	4,6398	4,7500	4,5322	4,7500	4,6397	4,6300	4,6398	4,6500
<i>DHTv_c</i> %	4,6395	4,7500	4,6129	4,7500	4,6395	4,6300	4,6395	4,6500
<i>DHTi_a</i> %	1,6293	1,6300	1,2933	1,2500	60,6672	60,6500	67,0049	67,0000
<i>DHTi_b</i> %	1,6357	1,6300	1,6499	1,6500	60,7087	60,7300	77,1173	77,0000
<i>DHTi_c</i> %	1,6357	1,6300	1,6982	1,7000	70,0556	70,0000	71,8240	72,0000

5.1.1. Discussão dos Resultados de simulação

Com o intuito de avaliar como as decomposições da CPT interpretam os circuitos simulados, as próximas seções trazem uma análise de cada caso (circuito).

a) Fonte com tensões senoidais e simétricas (Tabela 17)

Ao se aplicar tensões senoidais nos circuitos, fica evidente a associação das componentes de potência com as características intrínsecas (fenômenos físicos) de cada tipo de carga.

A.1. Carga RL balanceada

Verifica-se a presença apenas de potência ativa e reativa, já que a carga possui apenas componentes lineares e é balanceada.

A.2. Carga RL desbalanceada mais resistor bifásico

Neste caso, aparece a potência de desbalanço. Os diferentes valores de resistores por fase contribuíram para a potência de desbalanço ativa, enquanto os diferentes valores dos indutores por fase contribuíram para a potência de desbalanço reativa. Já o resistor bifásico contribui para ambas

as componentes de potência de desbalanço, por ser um elemento que consome potência ativa e por proporcionar um fluxo oscilatório de energia entre duas fases.

A.3. Carga não-linear balanceada

A presença da carga não linear com elementos resistivos e capacitivos no seu lado CC causa distorção harmônica de corrente, o que contribui para o aparecimento da potência residual.

A.4. Carga não-linear desbalanceada

Além da distorção harmônica de corrente, a qual é responsável pela potência residual, os diferentes valores de capacitores e resistores no lado CC da ponte retificadora contribuem para o aparecimento das potências de desbalanço ativa e reativa.

b) Fonte com tensões não-senoidais e assimétricas (Tabela 18)

Nestes circuitos a presença de distorções harmônicas na tensão de alimentação pode ser verificada pelos indicadores de distorção harmônica, inclusive nos casos em que não haviam cargas não-lineares.

B.1. Carga RL balanceada

Apesar de a carga ser composta apenas por elementos lineares, as distorções harmônicas na tensão levam ao aparecimento da potência residual. Isto porque a imposição das tensões distorcidas no indutor resulta em correntes com formas de onda distintas das tensões, o que neste caso é interpretado pela CPT como uma não linearidade do circuito [23] [39]

B.2. Carga RL desbalanceada mais resistor bifásico

Em comparação com o caso similar com onda senoidal e simétrica, a diferença que pode ser verificada é a presença de potência residual devido às distorções harmônicas na tensão. No entanto, a assimetria da tensão não influenciou a potência de desbalanço, a qual é diretamente associada a desbalanços nas cargas.

B.3. Carga não-linear balanceada

Neste caso a interação entre as harmônicas da tensão e as harmônicas geradas pela carga não linear resultaram em um expressivo valor de potência residual, a qual aumentou inclusive o valor da potência aparente, em comparação com o caso similar com onda senoidal e simétrica. Além disso, a assimetria nas tensões parece ter influenciado o aparecimento de potência de desbalanço, embora com um valor pouco significativo.

B.4. Carga não-linear desbalanceada

Este é considerado um caso crítico, onde todos os principais distúrbios de qualidade de energia (distorções harmônicas, circulação de reativos, desbalanços e assimetrias) estão presentes, tanto nas

tensões fornecidas, quanto na carga. Assim sendo, todas as componentes de potência definidas pela Teoria de Potência Conservativa estão presentes neste circuito.

5.2. Experimentos com cargas

Para os experimentos com cargas, o medidor foi ligado ao Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Para o fornecimento das tensões, foi utilizada uma fonte programável, modelo 4500Ls, da *California Instruments*. Assim sendo, foram testadas as seguintes configurações de tensões e cargas:

- Tensões (sem impedância de linha)
 - A. Senoidal equilibrado: 127VRMS por fase
 - B. Não senoidal equilibrado: fundamental com 127VRMS mais 3°, 5°, 7° e 9° harmônicas com 5% da fundamental cada, por fase
 - C. Senoidal desequilibrado: $V_a = 127$ VRMS; $V_b = 113$ VRMS; $V_c = 135$ VRMS;
 - D. Não senoidal desequilibrado: fundamental com $V_a = 127$ VRMS; $V_b = 113$ VRMS; $V_c = 135$ VRMS; mais 3°, 5°, 7° e 9° harmônicas com 5% da fundamental cada, em cada fase.

- Cargas:
 1. Resistivo balanceado (3 fios): $R = 8,5\Omega$ por fase.

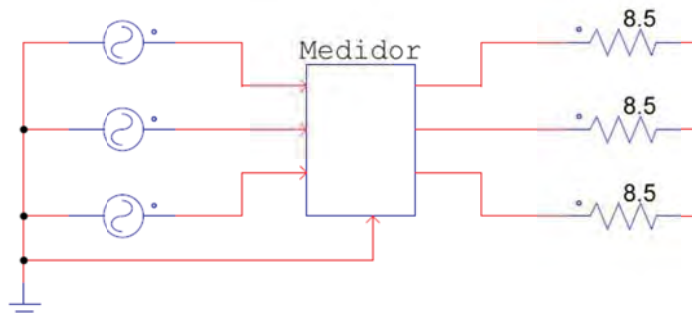


Figura 5.2 - Circuito com Carga Resistiva balanceada.

2. Resistivo desbalanceado (3 e 4 fios): $R_a = 11,8 \Omega$; $R_b = 5,9 \Omega$; $R_c = 8,5 \Omega$

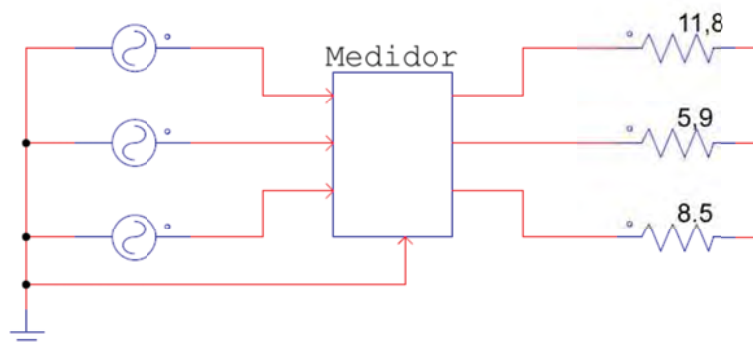


Figura 5.3 - Circuito com carga resistiva desbalanceada.

3. Resistivo-Indutivo balanceado (3 ou 4 fios): $R = 8,5\Omega$ e $L = 15\text{mH}$ por fase (FP = 0,83)

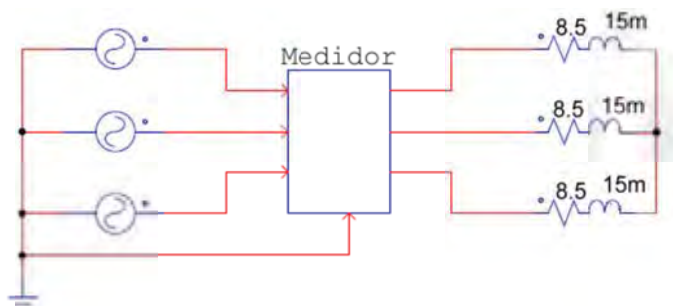


Figura 5.4 - Circuito com carga resistiva-indutiva balanceada.

4. Resistivo-indutivo desbalanceado (3 ou 4 fios): $R_a = 11,8 \Omega$; $R_b = 5,9 \Omega$; $R_c = 8,5 \Omega$; $L_a = 20\text{mH}$; $L_b = 10\text{mH}$; $L_c = 15\text{mH}$

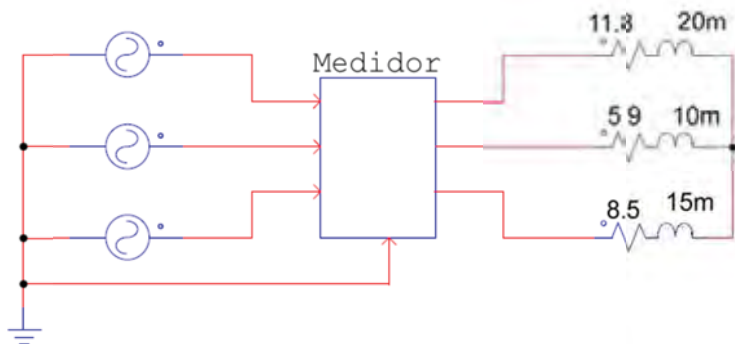


Figura 5.5 - Circuito de carga resistiva-indutiva desbalanceada.

5. Não-linear balanceado (3 fios): $L_{NL} = 0,5\text{mH}$ por fase; ponte trifásica de diodos; $C_{NL} = 2,35\text{mF}$; $R_{NL} = 13,8 \Omega$

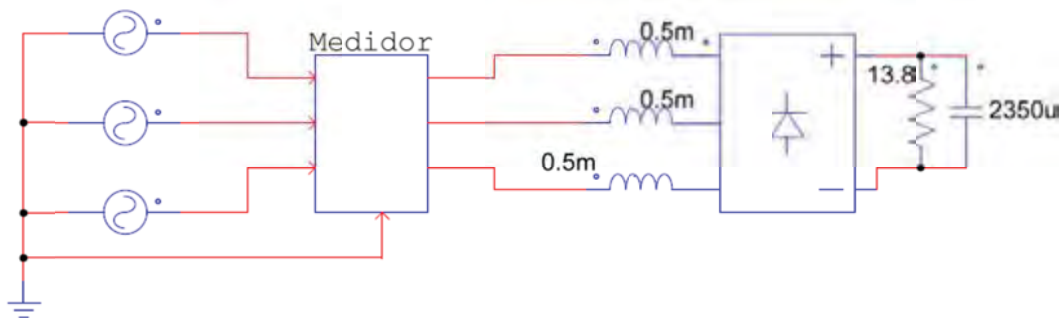


Figura 5.6- Circuito de carga não linear balanceada.

6. Mista balanceada (4 fios): $R_{ac} = 44,4 \Omega$; $R_{RL} = 142,5 \Omega$ por fase; $L_{RL} = 15\text{mH}$ por fase; $L_L = 61,2\text{mH}$ por fase; $L_{NL} = 0,5\text{mH}$ por fase; ponte trifásica de diodos; $C_{NL} = 2,35\text{mF}$; $R_{NL} = 35,2 \Omega$

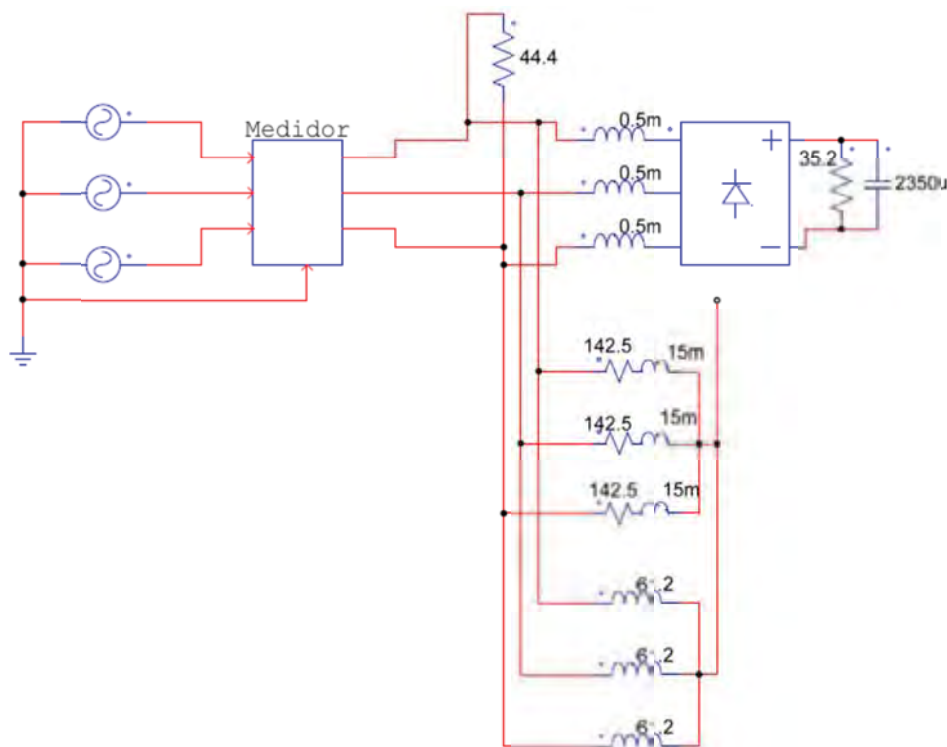


Figura 5.7 - Circuito da carga mista desbalanceada.

Assim, nas próximas seções são apresentados, analisados e comparados os valores das potências e dos indicadores de QEE obtidos através do sistema implementado, bem como os resultados de simulação e do outro medidor utilizado. Destaca-se que em alguns dos casos analisados, os valores de algumas componentes de potência e dos fatores de conformidade resultam bastante baixos, mas não nulos como esperados teoricamente. Isto se deve a precisão dos sistemas de aquisição de dados, ou mesmo das simulações descritas.

5.2.1. Resultados experimentais

Para cada grupo de casos da seção anterior, foram gerados três tipos de resultados: de simulação; do medidor utilizando placa de aquisição da *National Instruments*; e, do medidor implementado.

- Resultados utilizando simulador

Com o propósito de obter mais dados para comparações de resultados, todos os circuitos descritos na seção anterior foram simulados no software PSIM. As Tabelas 19, 20, 21 e 22 apresentam os valores para cada situação de carga.

Tabela 19 - Simulação de cargas para tensões senoidais equilibradas.

	A.1	A.2 (4 fios)	A.2 (3 fios)	A.3	A.4	A.5	A.6
A	5717,65	6258,53	5895,49	4760,31	4951,14	7104,09	4629,57
P	5717,65	6024,53	5785,98	3963,26	4073,21	6254,04	3960,38
Q	0,00	0,00	0,00	2636,87	2641,04	1477,78	648,85
Na	0,00	1695,37	799,76	0,00	688,33	0,00	774,00
Nr	0,00	0,00	799,76	0,00	688,33	0,00	774,00
N	0,00	1695,37	1131,03	0,00	973,45	0,00	1094,60
D	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	3028,42	2032,03
λ	1,0000	0,9626	0,9814	0,8326	0,8227	0,8803	0,8555
λ_Q	0,0000	0,0000	0,0000	0,5539	0,5440	0,2300	0,1617
λ_N	0,0000	0,2709	0,1918	0,0000	0,1966	0,0000	0,2631
λ_D	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,4263	0,4389
DHT(%) I _A	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	47,8000	35,0000
DHT(%) I _B	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	47,8000	55,0000
DHT(%) I _C	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	47,8000	45,0000

Tabela 20 - Simulação de cargas para tensões não senoidais equilibradas.

	B.1	B.2 (3 fios)	B.2 (4 fios)	B.3	B.4	B.5
A	5746,23	5924,96	6321,11	4773,28	4964,66	7022,08
P	5746,23	5814,90	6084,77	3965,07	4075,13	6044,61
Q	0,00	0,00	0,00	2644,46	2648,69	1673,53
Na	0,00	803,76	1712,33	0,00	688,49	0,00
Nr	0,00	801,58	0,00	0,00	690,07	0,00
N	0,00	1135,15	1712,33	0,00	974,79	0,00
D	0,00	59,12	0,00	263,20	274,72	3157,78
λ	1,0000	0,9814	0,9626	0,8307	0,8208	0,8608
λ_Q	0,0000	0,0000	0,0000	0,5549	0,5450	0,2668
λ_N	0,0000	0,1916	0,2709	0,0000	0,1966	0,0000
λ_D	0,0000	0,0100	0,0000	0,0551	0,0553	0,4497
DHT(%) V _A	7,5000	7,5000	10,0000	7,5000	7,5000	7,5000
DHT(%) V _B	7,5000	7,5000	10,0000	7,5000	7,5000	7,5000
DHT(%) V _C	7,5000	7,5000	10,0000	7,5000	7,5000	7,5000
DHT(%) I _A	7,5000	7,5000	10,0000	2,8300	2,8300	50,1000
DHT(%) I _B	7,5000	7,5000	10,0000	2,8300	2,8300	50,1000
DHT(%) I _C	7,5000	7,5000	10,0000	2,8300	2,8300	50,1000

Tabela 21 - Simulação de cargas para tensões senoidais desequilibradas.

	C.1	C.3	C.5
A	5515,87	4592,31	7855,57
P	5515,87	3823,40	6052,49
Q	0,00	2543,81	1500,75
Na	0,00	0,00	1946,94
Nr	0,00	0,00	1908,80
N	0,00	0,00	2726,56
D	0,00	0,00	3923,13
λ	1,0000	0,8326	0,7705
λ_Q	0,0000	0,5539	0,2407
λ_N	0,0000	0,0000	0,4006
λ_D	0,0000	0,0000	0,4994
DHT(%) I _A	0,0000	0,0000	44,5000
DHT(%) I _B	0,0000	0,0000	56,7500
DHT(%) I _C	0,0000	0,0000	50,8000

Tabela 22 - Simulação de cargas para tensões não senoidais desequilibradas.

	D.1	D.3	D.5	D.6
A	5543,59	4604,90	8534,50	6264,65
P	5543,59	3825,15	5781,87	3991,50
Q	0,00	2551,18	1731,20	777,73
Na	0,00	0,06	2810,47	2240,84
Nr	0,00	0,01	2677,37	2506,05
N	0,00	0,06	3881,63	3361,79
D	0,00	254,52	4619,92	3377,47
λ	1,0000	0,8307	0,6775	0,6371
λ_Q	0,0000	0,5549	0,2868	0,1912
λ_N	0,0000	0,0000	0,5409	0,6372
λ_D	0,0000	0,0553	0,5413	0,5391
DHT(%) V_A	7,5000	7,5000	7,5000	7,5000
DHT(%) V_B	7,5000	7,5000	7,5000	7,5000
DHT(%) V_C	7,5000	7,5000	7,5000	7,5000
DHT(%) I_A	7,5000	2,8300	42,0000	45,0000
DHT(%) I_B	7,5000	2,8300	75,0000	65,0000
DHT(%) I_C	7,5000	2,8300	56,0000	50,0000

– **Resultados utilizando o medidor com placa de aquisição da *National Instruments***

Com o intuito de comparação com o sistema de aquisição projetado, foram utilizados os valores dos indicadores calculados por um medidor com placa de aquisição da *National Instruments*, previamente disponível no laboratório do GASI. Os valores calculados estão apresentados nas Tabelas 23, 24, 25 e 26.

Tabela 23 - Valores dos experimentos de carga com tensão senoidal equilibrada com o medidor da NI.

	A.1	A.2 (3 fios)	A.2 (4 fios)	A.3	A.4	A.5	A.6
A	5813,64	5703,01	6269,51	4774,86	4884,52	6936,7	4997,26
P	5811,84	5574,23	6018,31	4025,71	4101,25	6129,21	4041,59
Q	110,66	106,93	106,24	2566,08	2494,08	1022,63	2160,57
Na	52,02	862,73	1761,53	27,77	621,52	214,03	537,67
Nr	8,01	833,78	49,32	32,69	651,33	148,86	586,09
N	52,63	1199,79	1754,36	42,45	899,78	261,13	795,35
D	65,58	25,17	18,33	28,76	51,24	3073,35	1827,85
λ	0,9997	0,9774	0,9599	0,8431	0,8396	0,8836	0,8088
λ_Q	0,019	0,0192	0,0176	0,5375	0,5196	0,1646	0,4714
λ_N	0,0091	0,2104	0,2798	0,0089	0,1842	0,042	0,171
λ_D	0,0113	0,0044	0,0029	0,006	0,0105	0,4431	0,3658
DHT(%) I_A	1,0352	0,4712	0,5675	0,6710	0,9146	47,8238	40,9784
DHT(%) I_B	0,9140	0,3278	0,2607	0,6174	1,4287	47,2858	75,3671
DHT(%) I_C	0,9152	0,3538	0,3933	0,6659	0,9356	49,3202	55,5930

Tabela 24 - Valores dos experimentos de carga com tensão não senoidal equilibrada com o medidor da NI.

	B.1	B.2 (3 fios)	B.2 (4 fios)	B.3	B.4	B.5
A	5799,8	5678,43	6270,71	4748,12	4844,14	6783,83
P	5797,68	5549,78	6019,25	4000,72	4060,37	5845,37
Q	115,88	101,56	108,87	2545,11	2473,16	1124,62
Na	72,15	851,15	1752,34	36,7	613,29	168,77
Nr	20,11	833,45	49,01	54,41	648,87	123,96
N	76,32	1195,55	1753,03	65,66	894,06	209,27
D	80,42	77,16	75,09	246,36	259,92	3248,66
λ	0,9996	0,9773	0,9599	0,8426	0,8382	0,8617
λ_Q	0,02	0,0183	0,0181	0,5368	0,5202	0,1889
λ_N	0,0132	0,2106	0,2796	0,0138	0,1848	0,0351
λ_D	0,0139	0,0136	0,012	0,0519	0,0537	0,4789
DHT(%) V _A	7,0243	7,0266	9,6847	7,2949	7,2528	7,9433
DHT(%) V _B	7,1033	7,0407	9,7771	7,4204	7,2232	7,9716
DHT(%) V _C	6,9471	6,9955	9,7051	7,41	7,346	7,9593
DHT(%) I _A	7,0054	7,0226	9,5644	2,671	2,6845	49,1412
DHT(%) I _B	7,121	7,0406	9,7298	2,6174	3,1188	48,2501
DHT(%) I _C	7,1179	6,9325	9,5672	2,6659	2,4067	50,3828

Tabela 25 - Valores dos experimentos de carga com tensão senoidal desequilibrada com o medidor da NI.

	C.1	C.3	C.5
A	5650,79	4648,34	6775,95
P	5649,22	3922,92	5876,51
Q	98,23	2493,3	959,89
Na	46,78	40,25	653,07
Nr	13,67	47,16	717,04
N	51,62	61,74	967,68
D	78,6	28,05	3086,83
λ	0,9997	0,8439	0,8673
λ_Q	0,0174	0,5364	0,1612
λ_N	0,0091	0,0133	0,1604
λ_D	0,0139	0,006	0,4556
DHT(%) I _A	0,9725	0,6729	44,9769
DHT(%) I _B	1,6219	0,6839	56,5607
DHT(%) I _C	0,8167	0,6547	50,7468

Tabela 26 - Valores dos experimentos de carga com tensão não senoidal desequilibrada com o medidor da NI.

	D.1	D.3	D.5	D.6
A	5624,11	4604,97	6554,15	6554,15
P	5622,35	3873,46	5280,25	5280,25
Q	85,44	2479,18	951,7	951,7
Na	47,76	29,95	1377,89	1377,89
Nr	11,49	27,93	1372,45	1372,45
N	49,12	40,45	1932,53	1932,53
D	90,76	236,8	3230,43	3230,43
λ	0,9997	0,8411	0,8056	0,8056
λ_Q	0,0152	0,5391	0,1774	0,1774
λ_N	0,0087	0,0088	0,3389	0,3389
λ_D	0,0161	0,0514	0,4929	0,4929
DHT(%) V _A	7,0327	7,279	7,9158	11,9082
DHT(%) V _B	6,9665	7,2952	7,9232	7,4397
DHT(%) V _C	7,0785	7,2933	7,8459	8,9845
DHT(%) I _A	7,0426	2,6757	40,9784	44,9872
DHT(%) I _B	7,1565	2,5993	75,3671	64,2309
DHT(%) I _C	7,0184	2,6099	55,593	49,4332

- Resultados utilizando o medidor implementado

Utilizando o medidor desenvolvido, os valores obtidos se encontram nas Tabelas 27, 28, 29 e 30.

Tabela 27 - Valores dos experimentos de carga com tensão senoidal equilibrada com o medidor implementado.

	A.1	A.2 (3 fios)	A.2 (4 fios)	A.3	A.4	A.5	A.6
A	5847,5	5781,728	6239,465	4811,604	4926,676	6942,012	5038,073
P	5848,77	5616,953	6008,672	4011,062	4099,458	6112,368	4025,645
Q	27,68	37,21517	32,53306	2540,799	2582,799	802,2066	2268,724
Na	30,98	785,5399	1645,247	34,10898	667,3425	19,6005	565,4974
Nr	13,55	830,963	126,3961	20,2581	700,7931	30,22066	595,5674
N	33,45	1143,491	1660,325	40,7396	983,756	32,8899	821,2721
D	18,52	51,4328	35,4941	32,0155	48,2873	3111,17	1865,984
λ	0,9954	0,977628	0,965936	0,829976	0,827133	0,882904	0,803246
λ_Q	0,0098	0,009314	0,02849	0,5343	0,530307	0,17653	0,4807
λ_N	0,00877	0,186981	0,250604	0,009337	0,188542	0,00989	0,186532
λ_D	0,004762	0,008137	0,005621	0,0084	0,013191	0,431828	0,3736
DHT(%) I_A	1,3422	0,5249	0,5452	0,8934	0,9623	48,2189	35,2348
DHT(%) I_B	1,2482	0,6523	0,3587	0,8173	1,1289	46,9835	56,8565
DHT(%) I_C	1,1439	0,5240	0,4349	0,7256	0,9911	47,9942	40,8276

Tabela 28 - Valores dos experimentos de carga com tensão não senoidal equilibrada com o medidor implementado.

	B.1	B.2 (3 fios)	B.2 (4 fios)	B.3	B.4	B.5
A	5799,8	5756,289	6244,328	4822,393	4953,559	6846,064
P	5797,68	5549,607	6026,356	4021,072	4091,672	5777,425
Q	115,88	88,9583	28,21645	2679,457	2542,366	1327,144
Na	72,15	791,8132	1528,259	30,63948	616,5399	11,66312
Nr	20,11	849,7573	48,5441	53,9339	615,9575	17,55506
N	76,32	1191,065	1531,109	61,428	871,5074	19,88532
D	80,42	74,8983	44,3372	138,3953	204,0062	3257,584
λ	0,9996	0,97797	0,967481	0,831162	0,825747	0,857957
λ_Q	0,02	0,00988	0,009591	0,555752	0,522663	0,257414
λ_N	0,0132	0,206934	0,250548	0,009532	0,194646	0,008342
λ_D	0,0139	0,014268	0,00859	0,026854	0,037782	0,45886
DHT(%) V_A	6,9258	7,0124	9,6703	7,2653	7,3248	7,8433
DHT(%) V_B	7,0928	6,9842	10,1098	7,3907	7,5736	7,5487
DHT(%) V_C	7,2987	7,1298	9,8937	7,2386	7,3276	7,3808
DHT(%) I_A	6,9822	7,0129	9,3472	2,8934	3,1460	49,9283
DHT(%) I_B	7,1209	7,3987	9,5476	2,8173	3,3265	49,5468
DHT(%) I_C	6,9258	6,7482	9,7722	2,7256	2,9834	49,8347

Tabela 29 - Valores dos experimentos de carga com tensão senoidal desequilibrada com o medidor implementado.

	C.1	C.3	C.5
A	5662,931	4720,497	6663,453
P	5662,433	3943,791	5735,074
Q	34,95756	2527,479	893,793
Na	31,31223	46,794	629,5468
Nr	32,56293	50,6942	1049,016
N	77,4495	76,8543	1223,423
D	83,83212	49,1104	3047,155
λ	0,998492	0,83426	0,867934
λ_Q	0,0121	0,540127	0,215953
λ_N	0,013309	0,009211	0,34982
λ_D	0,0121	0,009822	0,487294
DHT(%) I_A	1,112	0,8723	45,0128
DHT(%) I_B	1,2084	0,9378	55,726
DHT(%) I_C	1,1708	0,9238	49,8376

Tabela 30 - Valores dos experimentos de carga com tensão não senoidal desequilibrada com o medidor implementado.

	D.1	D.3	D.5	D.6
A	5651,869	4677,888	6268,012	5436,049
P	5636,19	3898,957	5030,121	3806,141
Q	37,118	2449,649	904,1577	1984,149
Na	38,05996	45,484	1207,666	1529,578
Nr	49,66719	77,4837	1261,274	1727,731
N	56,4322	80,8329	1746,216	2307,523
D	58,5591	238,7754	3079,39	2307,407
λ	0,993984	0,832201	0,807154	0,71567
λ_Q	0,009811	0,546738	0,175926	0,448752
λ_N	0,008789	0,01855	0,321707	0,46829
λ_D	0,010043	0,029756	0,491287	0,43722
DHT(%) V_A	6,9337	7,1278	7,9328	8,9287
DHT(%) V_B	6,9723	6,9128	7,9653	7,9282
DHT(%) V_C	7,0029	7,8152	7,5482	8,4438
DHT(%) I_A	7,2237	2,9238	41,8217	43,0938
DHT(%) I_B	7,0928	2,2987	76,0194	66,9437
DHT(%) I_C	7,2084	2,3987	55,8459	40,8276

5.2.2. Análise dos resultados experimentais

- Tensão senoidal equilibrada (Tabelas 17, 21 e 25)

A.1. Carga resistiva balanceada

As formas de onda das tensões e correntes para este caso se encontra na Figura 5.8:

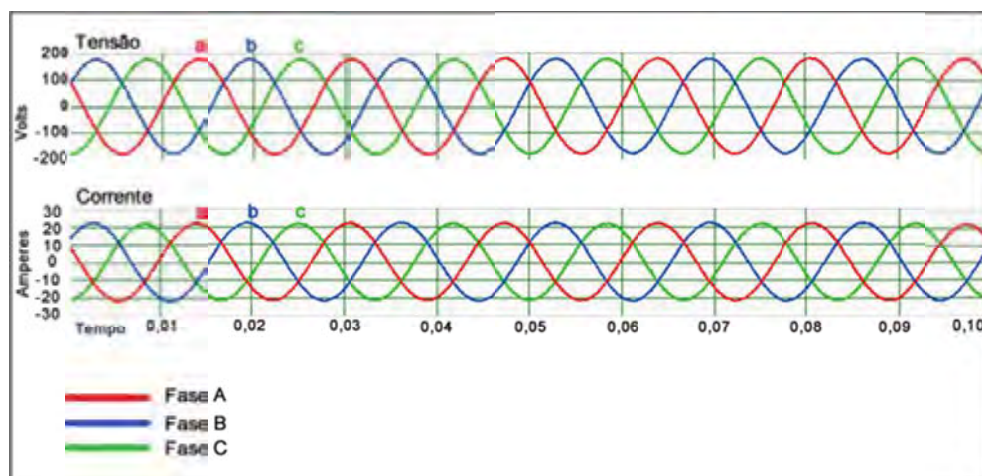


Figura 5.8 - Tensões e correntes de carga resistiva balanceada com tensão senoidal equilibrada.

Nota-se que a tensão e corrente são senoidais, balanceadas e em fase, já que a carga é puramente resistiva e não existe impedância de linha. Desta forma a potência ativa tende a ser igual a aparente e o circuito não apresenta nenhuma potência de desequilíbrio ou distorção. Os fatores de conformidade, apresentados na seção 3.4, indicam ausência de reatividade, não linearidades e assimetria, pois seus valores estão praticamente nulos. Não existe distorção harmônica por tratar-se de carga resistiva com tensão de alimentação senoidal.

A.2. Carga resistiva desbalanceada

- 3 fios

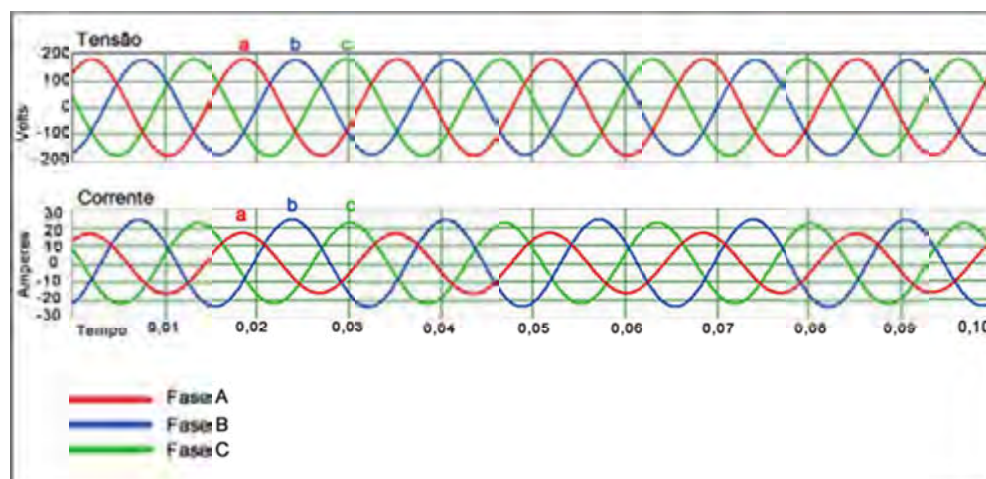


Figura 5.9 - Tensões e correntes de carga resistiva desbalanceada com tensão senoidal equilibrada a 3 fios.

Neste caso, as tensões são equilibradas, senoidais e simétricas, mas as correntes, apesar de senoidais, são desequilibradas e assimétricas. Outra característica é que as tensões não estão em fase com as correntes. Tanto o desequilíbrio, quanto a defasagem das correntes com relação à tensão, se devem ao fato de que as tensões do medidor são referidas a um ponto virtual e não ao neutro da carga, como em um circuito com condutor de retorno. Assim, uma vez que as correntes são desequilibradas e assimétricas, surgem potências de desbalanço ativa e reativa. Considerando a análise dos fatores de conformidade, observa-se que tanto o fator de não linearidade, quanto o de

reatividade resultam nulos. No entanto, em função do desbalanço da carga, o fator de assimetria é maior que zero. Isto significa que mesmo com a defasagem entre tensão e corrente, a CPT consegue identificar que se trata de um circuito resistivo desbalanceado, resultando em potência reativa nula.

- 4 fios

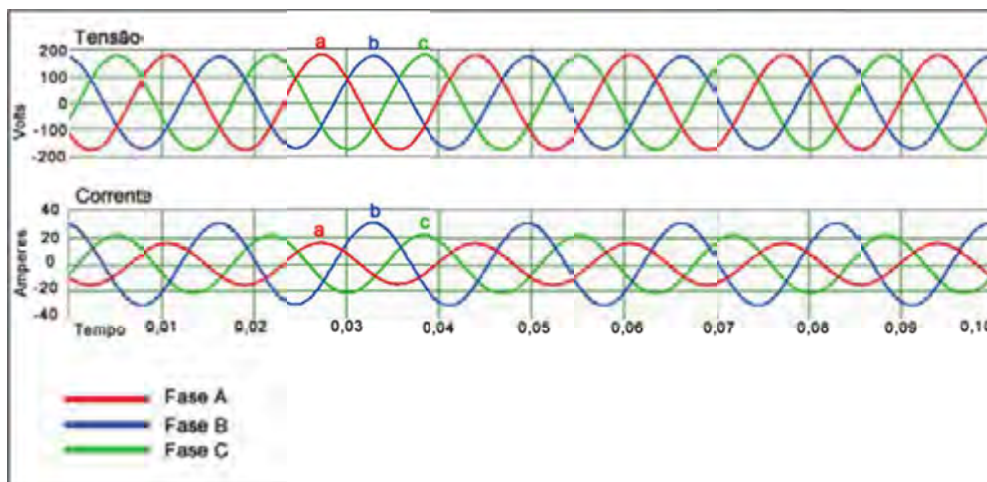


Figura 5.10 - Tensões e correntes de carga resistiva desbalanceada com tensão senoidal equilibrada a 4 fios.

Para este caso, a Figura 5.10 apresenta as formas de onda de tensão e corrente. A tensão encontra-se senoidal e equilibrada, mas as correntes estão desbalanceadas, em função dos valores diferentes de resistência em cada fase. Como neste caso as tensões de fase são medidas com relação ao neutro do circuito, as correntes resultam em fase com as tensões. Neste caso, apenas a parcela de potência de desbalanço ativa ocorre no circuito. No caso dos fatores de conformidade, o fator de assimetria indica o comportamento da carga.

A.3. Carga resistiva-indutiva balanceada

A Figura 5.11 apresenta as formas de onda das tensões e correntes:

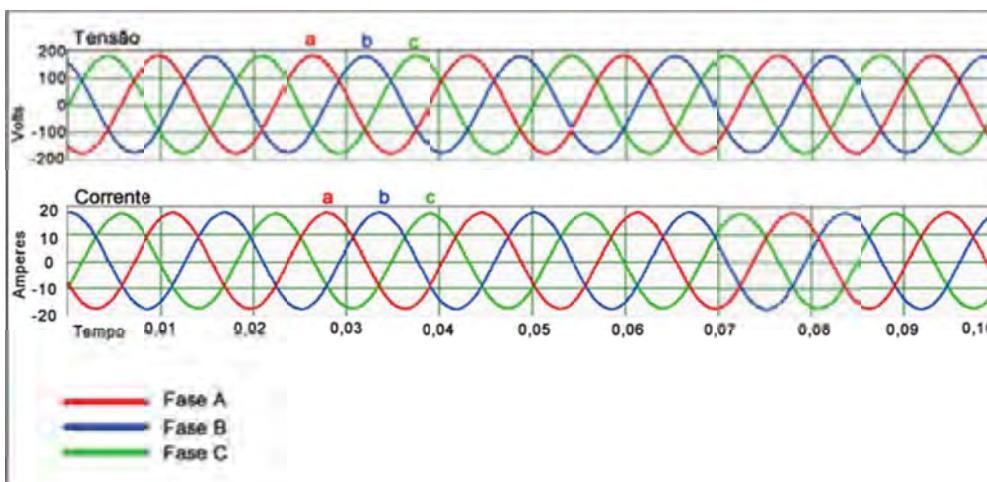


Figura 5.11 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva balanceada com tensão senoidal equilibrada.

Analisando as formas de onda de tensões e correntes, a tensão é senoidal, simétrica e equilibrada, a corrente é senoidal, simétrica e equilibrada, porém a tensão e a corrente não se

encontram em fase. A defasagem entre a tensão e corrente resulta em potência reativa diferente de zero e em um fator de reatividade não nulo.

A.4. Carga resistiva-indutiva desbalanceada

A Figura 5.12 apresenta as formas de onda de tensão e corrente para o circuito:

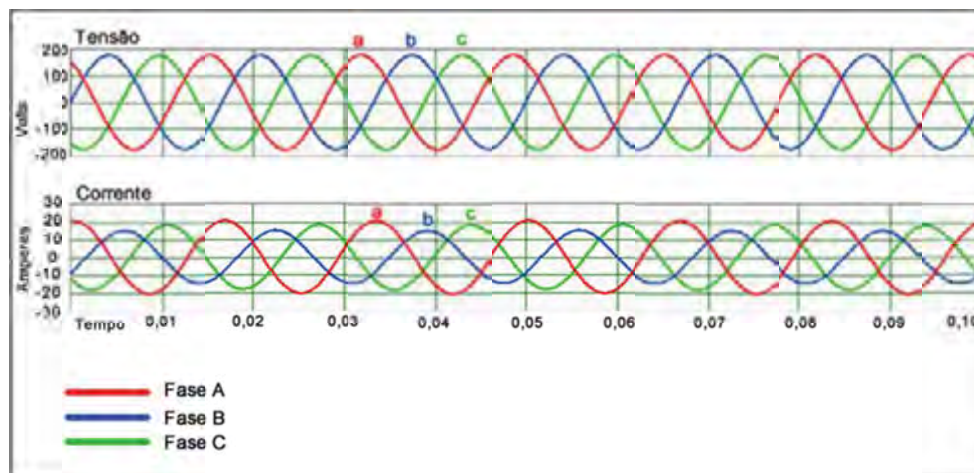


Figura 5.12 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva desbalanceada com tensão senoidal equilibrada.

Neste circuito, a tensão encontra-se senoidal, equilibrada e simétrica. A corrente encontra-se senoidal (com a mesma forma de onda da tensão), desequilibrada (pelos valores de carga ser diferentes em cada fase), assimétrica e defasada em relação à tensão, pela existência de indutor. Assim sendo, aparecerá potência de desbalanço ativa, desbalanço reativa e potência reativa, respectivamente. O fator de não linearidade resulta nulo, enquanto os fatores de reatividade e assimetria indicam o comportamento da carga.

A.5. Carga não linear balanceada

A Figura 5.13 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na configuração descrita:

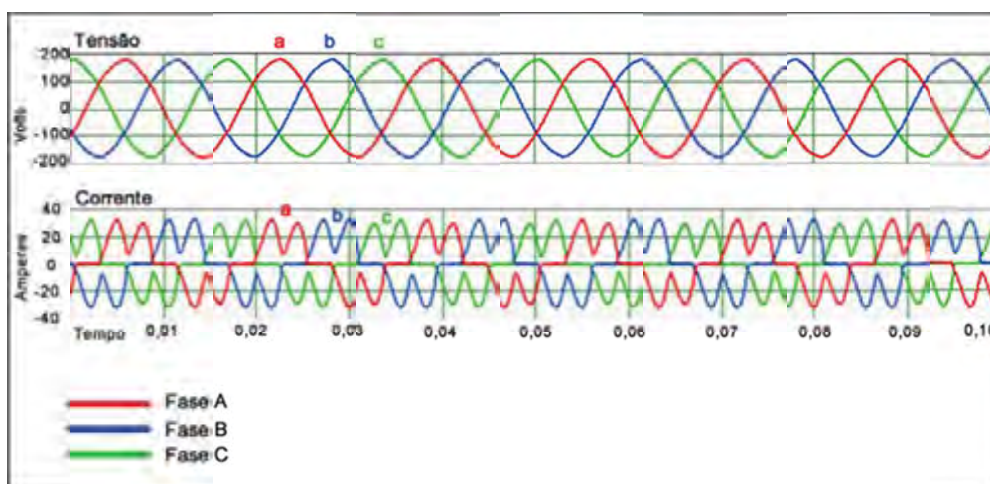


Figura 5.13 - Tensões e correntes de carga não linear balanceada com tensão senoidal equilibrada.

Nota-se que a tensão é senoidal, simétrica e equilibrada, enquanto a corrente é distorcida, equilibrada e fora de fase com a tensão. Desta forma, por tratar de uma carga balanceada, não resulta em potência desequilibrada ativa ou reativa, mas as outras potências aparecem. Assim o fator de assimetria é nulo, mas os fatores de reatividade e não linearidade são evidenciados neste circuito.

A.6. Carga mista desbalanceada

As formas de ondas de tensão são senoidais e equilibradas. A corrente é desequilibrada, não senoidal, defasada em relação à tensão e possui uma forma distorcida. Assim sendo, a CPT indica a presença de todas as parcelas de potências como não nulas, o que também pode ser visto com relação aos fatores de conformidade.

A Figura 5.14 apresenta as formas de onda de tensão e corrente para este circuito.

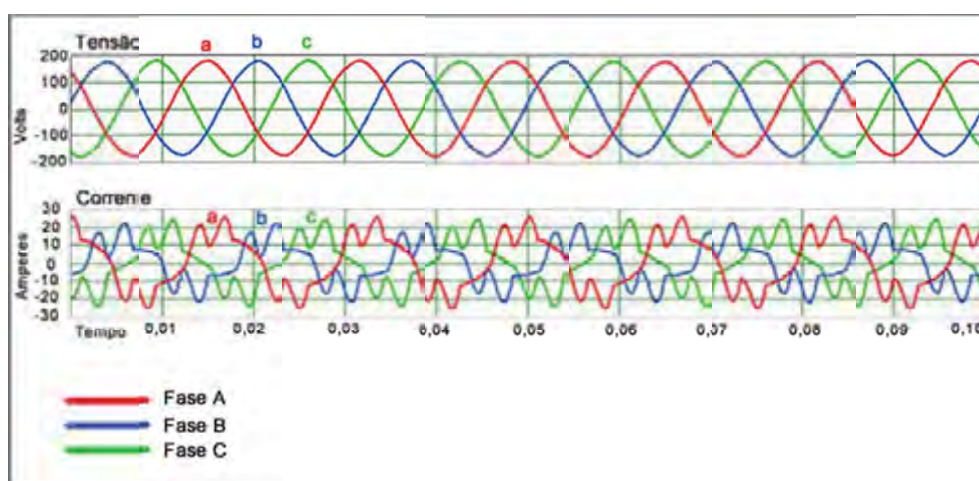


Figura 5.14 - Tensões e correntes de carga mista desbalanceada com tensão senoidal equilibrada.

- Tensão não senoidal equilibrada (Tabelas 18, 22 e 26)

B.1. Carga resistiva balanceada

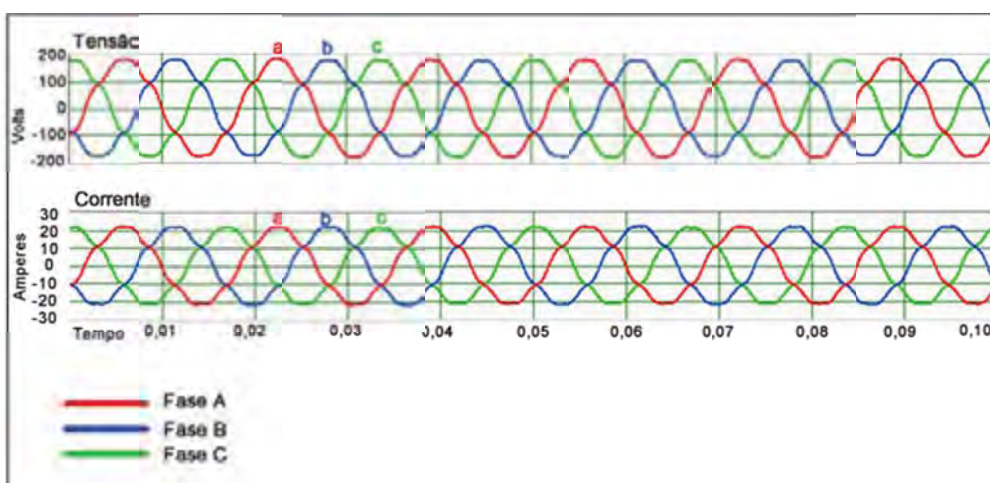


Figura 5.15 - Tensões e correntes de carga resistiva balanceada com tensão não senoidal equilibrada.

A corrente segue a forma de onda da tensão, mesmo a tensão sendo não senoidal. Assim, a potência ativa será igual à potência aparente. Os fatores de conformidade são, assim, nulos e o valor

da distorção harmônica de corrente é a mesma da tensão. Neste caso o fator de potência resulta unitário em função da existência da carga resistiva balanceada, único caso onde tal fator resulta máximo.

B.2. Carga resistiva desbalanceada

- 3 fios

Da mesma forma que o caso de tensão senoidal equilibrada para carga resistiva desbalanceada com 3 fios, a corrente está fora de fase com a tensão e apresenta assimetria, portanto aparecerão valores de potência de desbalanço ativa e reativa. Pela tensão ser não senoidal e a carga ser resistiva, a distorção harmônica de tensão e corrente têm os mesmos valores. Neste caso, o fator de assimetria resulta diferente de zero, mas o fator de reatividade e não linearidade são nulos. O fator de potência neste caso é menor do que 1, indicando que esta nova definição leva em consideração os desbalanços das cargas.

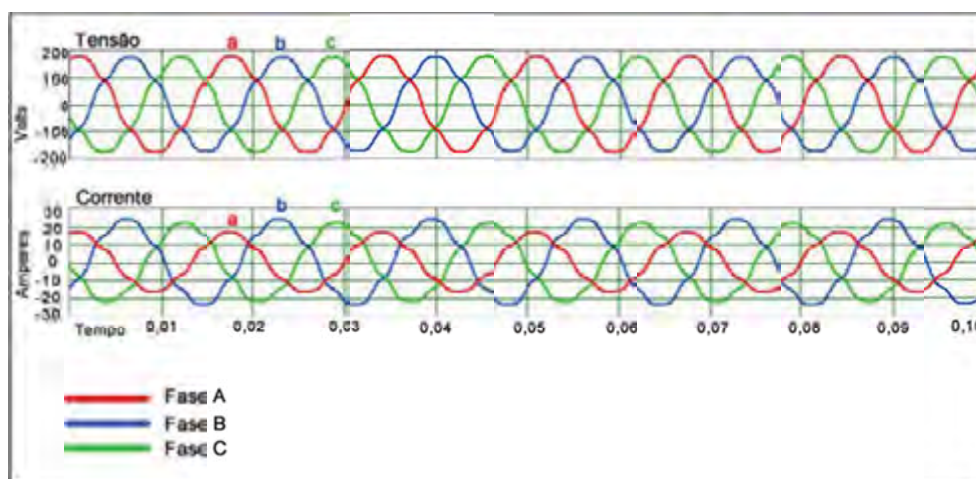


Figura 5.16 - Tensões e correntes de carga resistiva desbalanceada com tensão não senoidal equilibrada a 3 fios.

- 4 fios

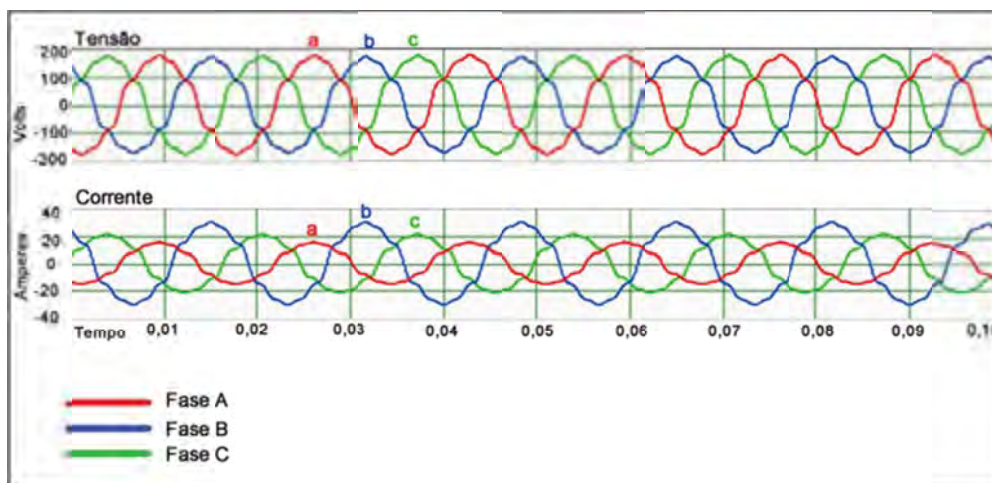


Figura 5.17 - Tensões e correntes de carga resistiva desbalanceada com tensão não senoidal equilibrada a 4 fios.

Neste caso, a corrente está distorcida e desequilibrada, mas em fase com as respectivas tensões, resultando apenas em potências ativa e de desbalanço ativa. A existência de potência de desbalanço ativa resulta em um fator de assimetria não nulo, enquanto os fatores de não linearidade e reatividade são nulos. O fator de potência é menor do que 1 em função do desbalanço das cargas.

B.3. Carga resistiva-indutiva balanceada

A Figura 5.18 apresenta as formas de onda de tensão e corrente:

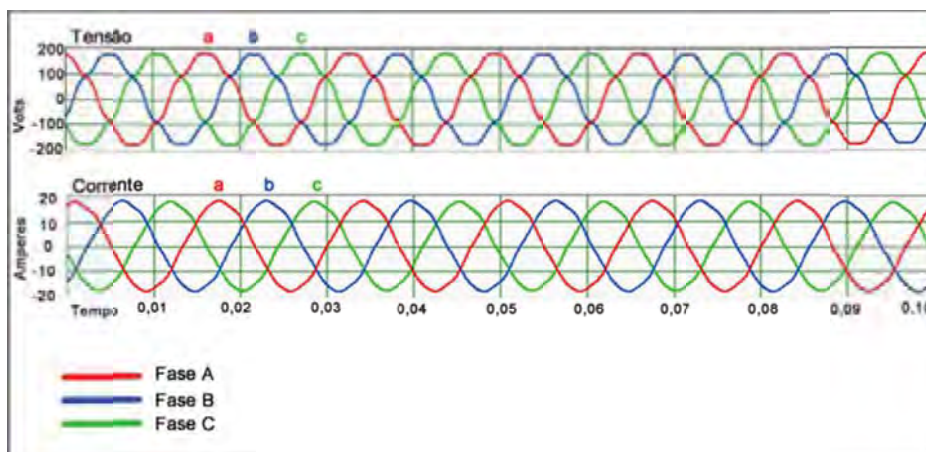


Figura 5.18 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva balanceada com tensão não senoidal equilibrada.

Nota-se que a tensão é não senoidal, equilibrada e simétrica. Já a corrente apresenta uma atenuação nas harmônicas, em função do comportamento indutivo do circuito RL. A corrente também está equilibrada e simétrica, mas existe um atraso das correntes em relação à fase das tensões. Uma vez que as formas de onda da tensão são diferentes das correntes, a CPT indica a presença de potência residual e também, de potência reativa pelo atraso da corrente. Este circuito apresenta fator de reatividade e não linearidade não nulos. A distorção harmônica da corrente é menor que o de tensão devido ao fato do indutor suavizar as harmônicas de corrente.

B.4. Carga resistiva-indutiva desbalanceada

A Figura 5.19 apresenta as formas de onda de tensão e corrente para o circuito:

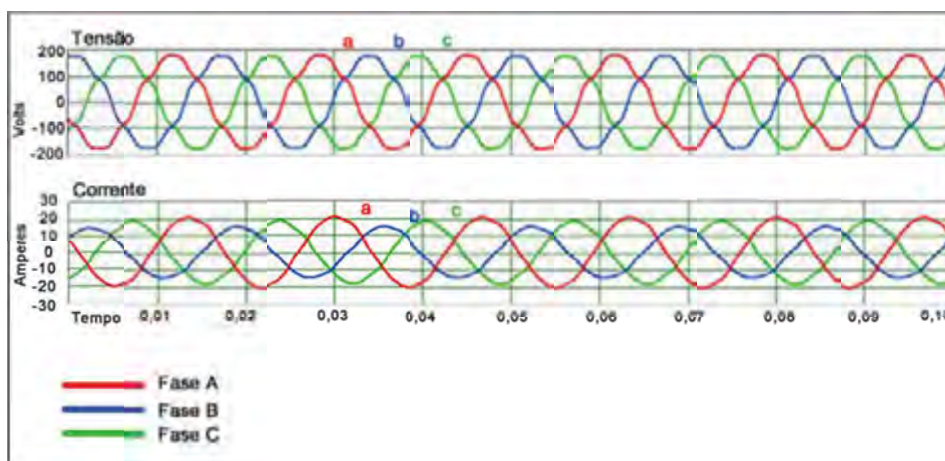


Figura 5.19 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva desbalanceada com tensão não senoidal equilibrada.

Para este caso, a tensão é não senoidal, equilibrada e simétrica. A corrente resulta não senoidal (com atenuação da distorção harmônica da tensão), desequilibrada, assimétrica, e defasada em relação à tensão, pela existência de indutor. Assim, a CPT indica a presença das potências residual, de desbalanço ativa, desbalanço reativa e potência reativa. Da mesma forma, os fatores de não linearidade, assimetria e reatividade são diferentes de zero.

B.5. Carga não linear balanceada

A Figura 5.20 descreve as formas de onda de tensão e corrente nesta configuração de circuito:

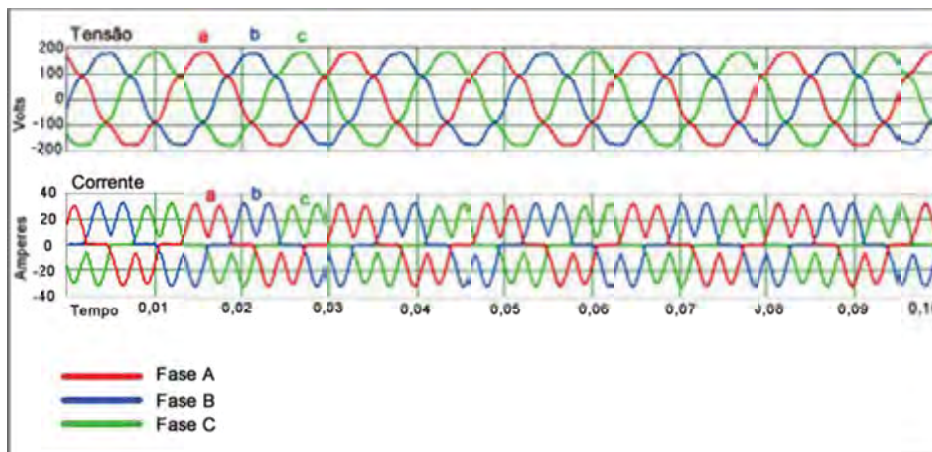


Figura 5.20 - Tensões e correntes de carga não linear balanceada com tensão não senoidal equilibrada.

Neste caso, tem-se a tensão não senoidal, simétrica e equilibrada. A corrente não é senoidal, é equilibrada e não se encontra em fase com a tensão. Também a forma de onda da corrente é diferente ao da tensão (não linearidade). Desta forma, por ser um circuito balanceado, não apresentará potência desequilibrada ativa ou reativa, mas as outras potências aparecem (P, Q e V). Aparecem fatores de não linearidade e reatividade e a distorção harmônica da corrente é bem maior que o de tensão, pela existência de não linearidade de carga no circuito.

- Tensão senoidal desequilibrada (Tabelas 19, 23 e 27)

C.1. Carga resistiva balanceada

A Figura 5.21 apresenta os valores de tensão e corrente desta carga:

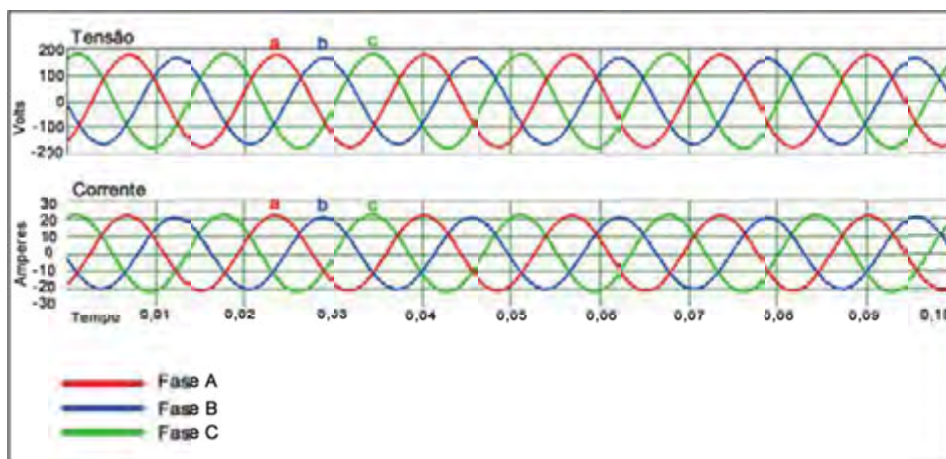


Figura 5.21 - Tensões e correntes de carga resistiva balanceada com tensão senoidal desequilibrada.

Mesmo com o desequilíbrio de tensão, as correntes acompanham integralmente as formas de onda das tensões e estão em fase. A potência aparente será igual à ativa e não existem valores para as outras potências. Pela inexistência de outras potências além da ativa, os fatores de conformidade são todos nulos. Isto reforça que a CPT tem foco no comportamento da carga, não sendo influenciada pelo desequilíbrio das tensões.

C.3. Carga resistiva-indutiva balanceada

A Figura 5.22 ilustra as formas de onda para o caso descrito:

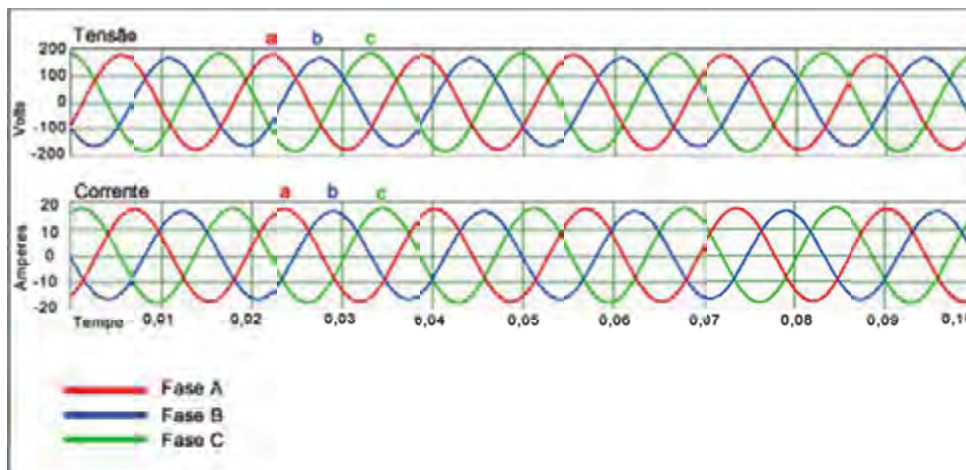


Figura 5.22 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva balanceada com tensão senoidal desequilibrada.

Neste caso, mesmo a tensão sendo desequilibrada, a corrente segue a forma de onda da tensão, bem como o desequilíbrio. Existe o atraso na corrente, justificando a existência de potência reativa e o fator de reatividade.

C.5. Carga não linear balanceada

A Figura 5.23 apresenta das formas de onda de tensão e corrente para este tipo de circuito:

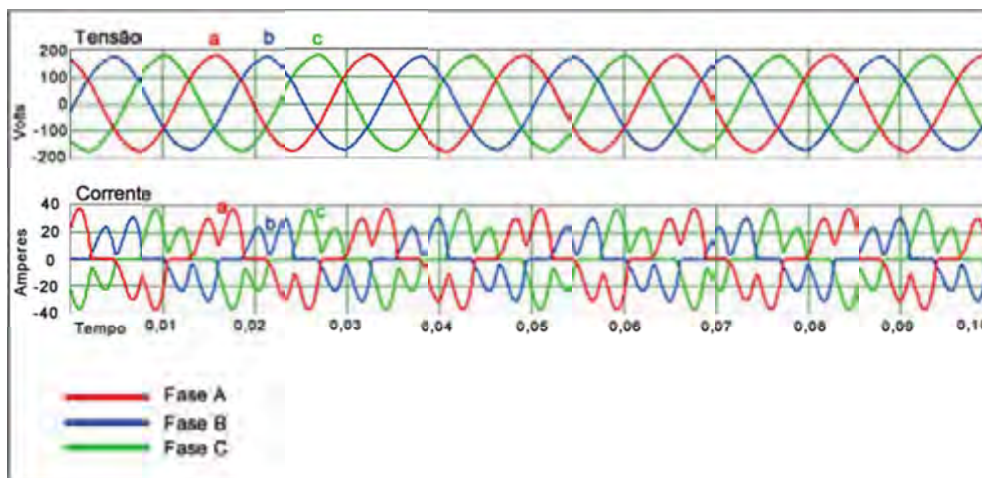


Figura 5.23 - Tensões e correntes de carga não linear balanceada com tensão senoidal desequilibrada.

Neste caso, a tensão é senoidal, simétrica e desequilibrada. A corrente apresenta-se não senoidal, assimétrica e desequilibrada. Com o desequilíbrio de tensão, as correntes resultam com

amplitudes diferentes e as formas de onda de tensão e corrente são diferentes. Desta forma, a CPT indica a presença de potências de desbalanço, reativa e residual e os fatores de conformidade podem indicar o comportamento da carga.

- Tensão não senoidal desequilibrada (Tabelas 20, 24 e 28)

D.1. Carga resistiva balanceada

A Figura 5.24 apresenta as formas de onda de tensão e corrente do circuito.

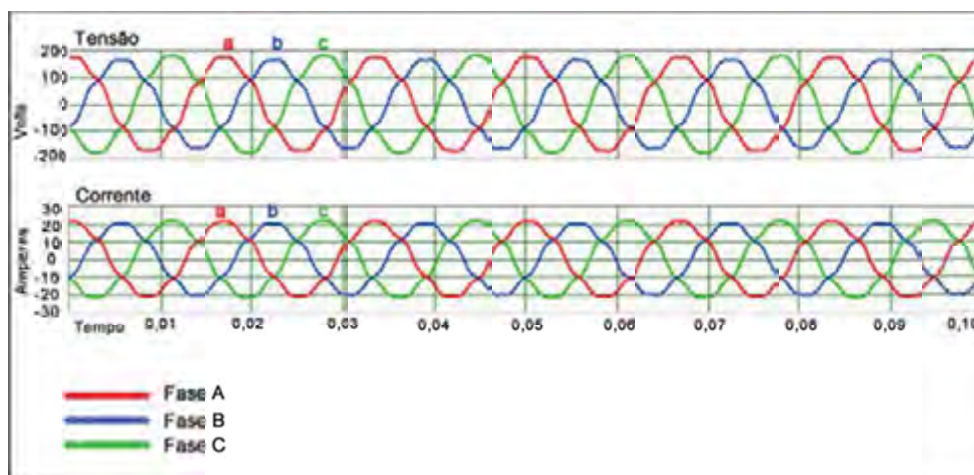


Figura 5.24 - Tensões e correntes de carga resistiva balanceada com tensão não senoidal desequilibrada.

Para esta configuração de circuito, como em todos os casos de carga puramente resistiva e sem impedância de linha, a potência aparente é equivalente à potência ativa e os fatores de conformidade são nulos. O fator de potência é unitário (carga resistiva balanceada).

D.3. Carga resistiva-indutiva balanceada

Neste caso, de circuito indutivo-resistivo com tensão não senoidal desequilibrada, a Figura 5.25 apresenta as formas de onda de tensão e corrente:

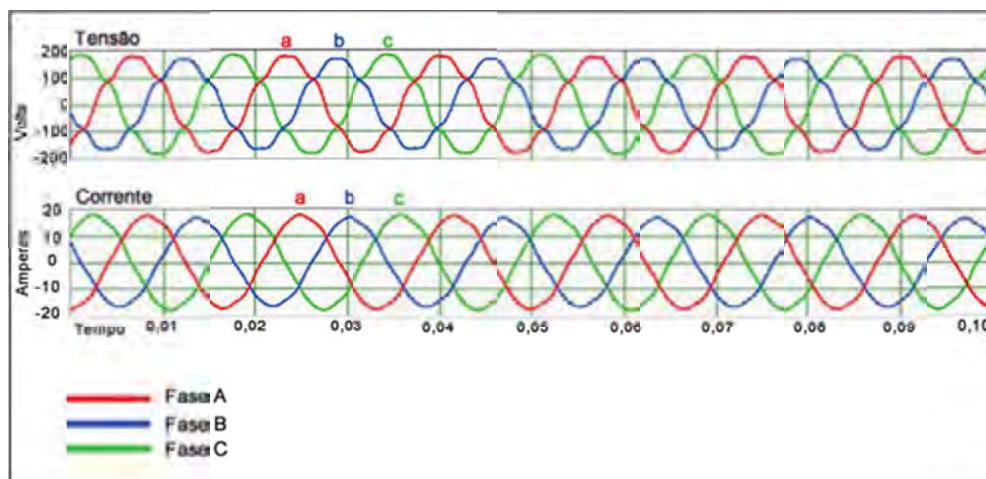


Figura 5.25 - Tensões e correntes de carga resistiva-indutiva balanceada com tensão não senoidal desequilibrada.

Neste circuito, a tensão é simétrica, não senoidal e desequilibrada. A corrente apresenta-se distorcida e desequilibrada, mas com atenuação das harmônicas e defasagem em relação à tensão. Pela diferença da forma de onda da corrente em relação à tensão, aparecerá potência residual e fator de não linearidade resultará diferente de zero. O atraso da corrente resultará em potência reativa e fator de reatividade.

D.5. Carga não linear balanceada

A Figura 5.26 apresenta as formas de onda de tensão e corrente do circuito:

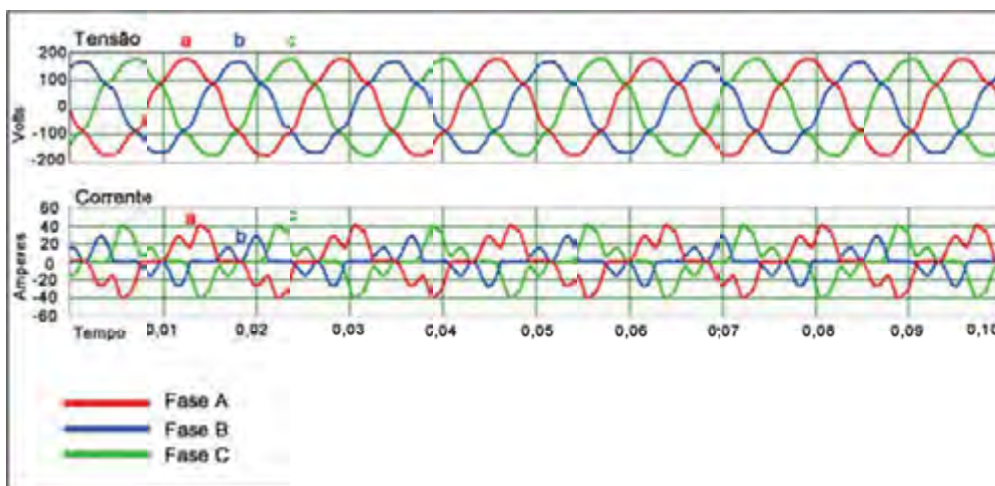


Figura 5.26 - Tensões e correntes de carga não linear balanceada com tensão não senoidal desequilibrada.

Neste caso, a corrente é não senoidal, desequilibrada e defasada da tensão (fundamentais), resultando em potências reativa, de desequilíbrio e residual, pois a forma de onda da corrente é diferente da tensão. Todos os fatores de conformidade possuem valores não nulos.

D.6. Carga mista desbalanceada

A Figura 5.27 apresenta as tensões e correntes no circuito.

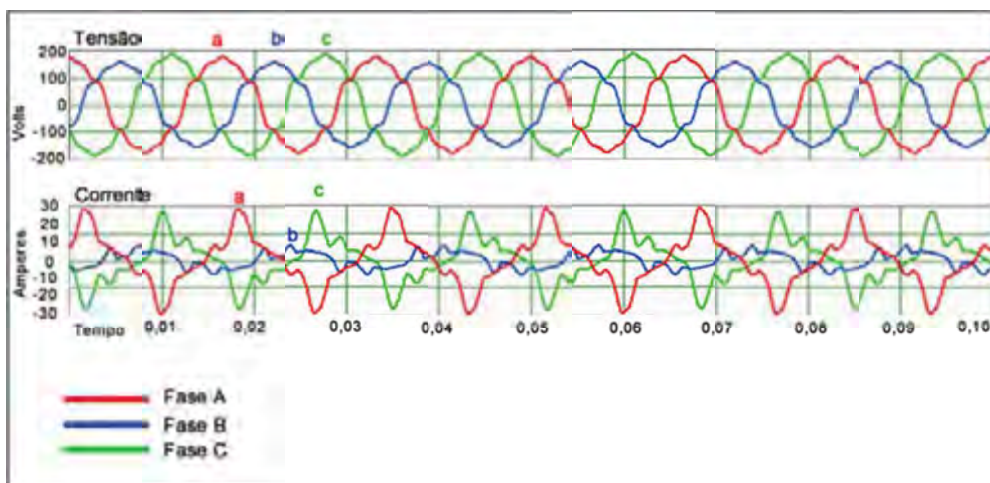


Figura 5.27 - Tensões e correntes de carga mista desbalanceada com tensão não senoidal desequilibrada.

Neste caso, a tensão encontra-se não senoidal e desequilibrada. A corrente está desequilibrada, distorcida, desbalanceada e com fundamental fora de fase com a tensão. Assim,

todas as parcelas de potência da CPT resultarão com valores não desprezíveis, bem como os respectivos fatores de conformidade.

5.2.3. Análise comparativa entre os dados do medidor desenvolvido, com o medidor disponível no laboratório.

De posse dos dados de alguns dos casos mencionados anteriormente, foram comparados os valores obtidos através do medidor implementado, com relação aos dados obtidos através de um medidor que utiliza uma placa de aquisição da *National Instruments*, com programação processada em um computador de mesa, o qual tem sido utilizado em outros estudos do GASI [35]. A Tabela 31 indica as variações percentuais entre os valores medidos com os dois sistemas.

Tabela 31 - Desvios médios dos valores dos medidores.

	A.2 (3 fios)	B.2 (3 fios)	A.2 (4 fios)	B.2 (4 fios)	A.3	B.3	C.3
A	0,69%	0,68%	0,23%	0,21%	0,38%	0,78%	0,77%
P	0,38%	0,001%	0,08%	0,05%	0,18%	0,25%	0,26%
Q	-	-	-	-	0,49%	2,63%	0,68%
Na	4%	3,48%	3,30%	2,39%	-	-	2,12%
Nr	0,16%	0,97%	-	0,47%	-	0,43%	3,74%
N	2,34%	0,18%	2,68%	2,32%	2,01%	3,22%	-
D	-	1,46%	-	-	2,65%	-	37,5%
λ	0,01%	0,03%	0,31%	0,39%	0,77%	0,67%	0,57%
λ_Q	-	-	-	-	0,29%	1,76%	0,34%
λ_N	2,56%	0,87%	5,21%	5,19%	2,45%	1,4%	1,3%
λ_D	-	2,45%	-	-	-	-	-

Desta forma, observa-se que os valores apresentados mostram variações baixas entre os valores medidos, o que indica que ambos estavam em calibrações semelhantes.

5.3. Validação do protocolo de comunicação sem fio

Para verificar a comunicação sem fio do sistema desenvolvido, alguns indicadores do caso C.4 foram utilizados, conforme indicado na Tabela 32.

Tabela 32 - Exemplo de indicadores enviados.

A	P	Q	Na	Nr	N	D
4711,74831	3901,03051	2516,31214	34,09194	83,50644	107,31714	185,64084

λ	λ_Q	λ_N	λ_D
0,82946159	0,54192537	0,02679509	0,02172438

Para o envio serial destas informações, decidiu-se empregar o seguinte padrão:

(Siglas dos indicadores separados por ponto e vírgula),(valores dos indicadores separados por ponto e vírgula)

Assim os dados serão enviados serialmente e tratados no servidor, para o tratamento de dados. Então, pela Tabela 32, o dado a ser enviado pelo medidor tem o seguinte formato:

(A;P;Q;NA;NR;N;D;FP;FQ;FN;FD),(4711.74831;3901.03051;2516.31214;34.09194;83.50644;107.31714;185.64084;0.82946159;0.54192537;0.02679509;0.02172438)

Estes valores devem ser enviados para a rede com a conexão já estabelecida e com a porta 6000 referente ao TCP. Assim sendo, a seguir é apresentado o fluxo de transmissão e recepção do medidor, seguindo os comandos para reiniciar o módulo, realizando conexão automática, posteriormente, referente à conexão TCP/IP e por fim transmitir os dados. A sequência é apresentada a seguir:

- [TX] aa 87 00 03 d7 05 00 18 00 00 00 00 00 00
Que em 4.3.5 mostra que o dado é:
 - o **0xaa**: comando do medidor;
 - o **0x87**: pacote de controle com uso de CRC com ACK e com o número de sequência equivalente a sete;
 - o **0x00** e **0x03**: os dados corresponderão a 3 bytes;
 - o **0xd7**: CRC de cabeçalho;
 - o **0x05**: Assinalação de reinicialização do módulo;
 - o **0x00**: Dado nulo;
 - o **0x18**: CRC do dado;
 - o **0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00**: espaçamento do pacote.

- [RX] aa 00 00 32 c7 45 00 76 56 65 72 3a 31 2e 36 31 20 72 65 6c 2c 20 70 72 6f 64 75 63 65 64 20 61 74 20 31 36 3a 30 32 3a 35 35 20 4a 61 6e 20 32 37 20 32 30 31 30 00 00 00 00 00 00 00

Representa o comando de resposta de controle que responde em ASCII a string referente a versão de criação e de firmware:

Ver:1.61 rel, produced at 16:02:55 Jan 27 2010

- [RX] aa 01 00 16 28 41 00 06 d8 5d 4c a5 8d 62 0c 50 4a 52 5f 4d 45 53 5f 47 41 53 49 00 00 00 00 00 00

Nesta situação, é um comando de resposta ao comando da rede conectada pelo modo automático. O conjunto é descrito como:

- o **0xaa**: comando do medidor;
- o **0x01**: ordem ao ACK;
- o **0x00 0x16**: pacote em 16 bytes
- o **0x28**: CRC do cabeçalho;
- o **0x41**: sinal que indica conexão de rede;
- o **0x00**: conexão realizada com sucesso;

- **0x06**: conexão feita pelo canal 06 do roteador;
 - **0xd8 0x5d 0x4c 0xa5 0x8d 0x62**: Mac-address do roteador;
 - **0x0c**: o nome da rede tem 12 bytes;
 - **0x50 0x4a 0x52 0x5f 0x4d 0x45 0x53 0x5f 0x47 0x41 0x53 0x49**: código ASCII referente ao nome da rede, no caso "PJR_MES_GASI";
 - **0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00**: espaçamento do pacote.
- [TX] aa 80 00 03 a4 06 00 af 00 00 00 00 00 00

Este comando enviado é referente à solicitação de conexão TCP, configurada no módulo para acessar a porta 6000 do servidor e estabelecer uma conexão entre pontos para o envio de dados e arquivos. O comando é explicado por:

- **0xaa**: comando do medidor;
 - **0x80**: pacote de controle com uso de ACK com a sequência correspondente a zero;
 - **0x00 0x03**: o dado será formado por três bytes;
 - **0xa4**: CRC do cabeçalho;
 - **0x06**: indica que será conexão de TCP;
 - **0x00**: informa que será modo de conexão, se for 0x01, será de desconexão;
 - **0xaf**: CRC do dado;
 - **0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00**: espaçamento do pacote.
- [RX] aa 02 00 02 82 46 00 00 00 00 00 00 00

O dado recebido é referente à resposta do comando de conexão TCP que é formado por:

- **0xaa**: comando do medidor;
- **0x02**: sequência de ACK;
- **0x00 0x02**: pacote de dados de dois bytes;
- **0x82**: CRC do cabeçalho;
- **0x46**: indica que será resposta de conexão TCP;
- **0x00**: referente à conexão com sucesso de TCP;
- **0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00**: espaçamento de pacote.

Para esta situação, a conexão foi realizada com sucesso e a comunicação TCP entre os pontos foi estabelecida. Assim sendo, é possível enviar dados entre o medidor e um computador servidor ligado ao roteador sem fio. Os dados a seguir são referentes ao envio dos indicadores da tabela 32:

- [TX] aa 92 00 93 b3 28 41 3b 50 3b 51 3b 4e 41 3b 4e 52 3b 4e 3b 44 3b 46 50 3b 46 51 3b 46 4e 3b 46 44 29 2c 28 34 37 31 31 2e 37 34 38 33 31 3b 33 39 30 31 2e 30 33 30 35 31 3b 32 35 31 36 2e 33 31 32 31 34 3b 33 34 2e 30 39 31 39 34 3b 38 33 2e 35 30 36 34 34 3b 31 30 37 2e 33 31 37 31 34 3b 31 38 35 2e 36 34 30 38 34 3b 30 2e 38 32 39 34 36 31 35 39 3b 30 2e 35 34 31 39 32 35 33 37 3b 30 2e 30 32 36 37 39 35 30 39 3b 30 2e 30 32 31 37 32 34 33 38 29 1f 00 00 00 00 00

Estes dados correspondem ao pacote TCP explicado como:

- **0xaa**: comando do medidor;
- **0x92**: pacote de dados, com ACK e com a sequência dois;
- **0x00 0x93**: o dado terá o tamanho de 147 bytes;

- o **0xb3**: CRC do cabeçalho;
- o **0x28 0x41 0x3b 0x50 0x3b 0x51 0x3b 0x4e 0x41 0x3b 0x4e 0x52 0x3b 0x4e 0x3b 0x44 0x3b 0x46 0x50 0x3b 0x46 0x51 0x3b 0x46 0x4e 0x3b 0x46 0x44 0x29 0x2c 0x28 0x34 0x37 0x31 0x31 0x2e 0x37 0x34 0x38 0x33 0x31 0x3b 0x33 0x39 0x30 0x31 0x2e 0x30 0x33 0x30 0x35 0x31 0x3b 0x32 0x35 0x31 0x36 0x2e 0x33 0x31 0x32 0x31 0x34 0x3b 0x33 0x34 0x2e 0x30 0x39 0x31 0x39 0x34 0x3b 0x38 0x33 0x2e 0x35 0x30 0x36 0x34 0x34 0x3b 0x31 0x30 0x37 0x2e 0x33 0x31 0x37 0x31 0x34 0x3b 0x31 0x38 0x35 0x2e 0x36 0x34 0x30 0x38 0x34 0x3b 0x30 0x2e 0x38 0x32 0x39 0x34 0x36 0x31 0x35 0x39 0x3b 0x30 0x2e 0x35 0x34 0x31 0x39 0x32 0x35 0x33 0x37 0x3b 0x30 0x2e 0x30 0x32 0x36 0x37 0x39 0x35 0x30 0x39 0x3b 0x30 0x2e 0x30 0x32 0x31 0x37 0x32 0x34 0x33 0x38 0x29**: Dados correspondentes aos valores dos indicadores: (A;P;Q;NA;NR;N;V;FP;FQ;FN;FD),(4711.74831;3901.03051;2516.31214;34.09194;83.50644;107.31714;185.64084;0.82946159;0.54192537;0.02679509;0.02172438)
- o **0x1f**: CRC dos dados
- o **0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00**: espaçamento do pacote.

No lado do computador servidor foi elaborado um software que recebe dados por TCP na porta 6000 e que descompacta os dados dos pacotes enviados pelo medidor, bem como confirma os dados por ACK. Para validar o envio, o programa ficou esperando o dado ser transmitido pelo medidor e assim que ocorreu este evento, os dados foram apresentados, conforme apresenta a Figura 5.28.

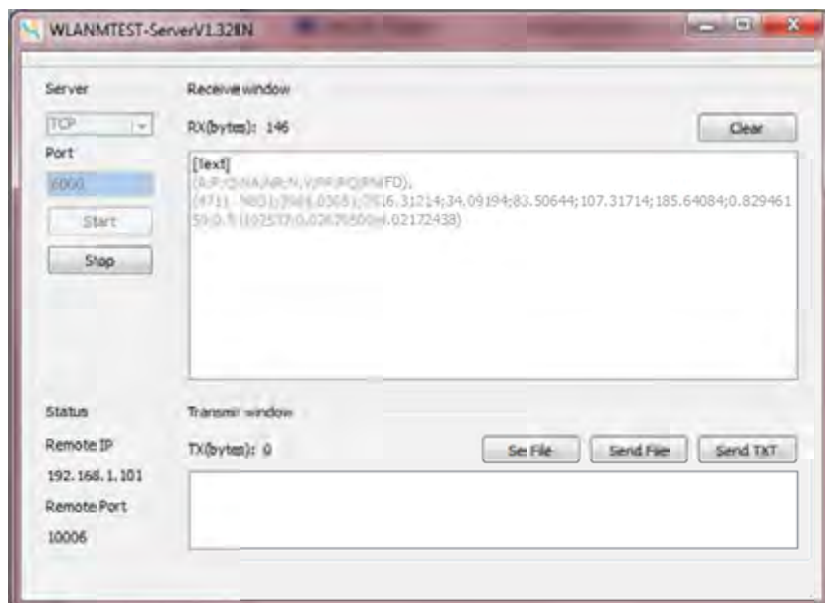


Figura 5.28 - Teste de recepção dos dados enviados do projeto ao computador servidor da rede wireless.

Assim sendo, os envio dos dados enviados do DSP para um computador servidor com o uso de conexão wireless IEEE 802.11b foi validado.

6. Conclusões finais

Neste trabalho, um Sistema de Aquisição e Processamento de Dados para aplicações em QEE foi desenvolvido. A implementação do sistema fez uso de componentes (resistores, amplificadores operacionais, referenciais de tensão, sensores, etc.) de precisão elevada, visando futuras avaliações de exatidão. Além disto, com o auxílio de alguns sensores de temperatura, foi implementada uma rotina de correção ou ajuste das tensões e correntes medidas, em função da curva de variação do ganho dos sensores de tensão e corrente pela temperatura. A aquisição e o processamento dos dados foram realizados por meio de um processador digital de sinais (DSP), com resolução de 12 bits na conversão dos dados e 32 bits para a aritmética de cálculos. Também foi agregado um módulo de comunicação sem fio (wireless) e desenvolvido um protocolo específico para o envio dos dados a um computador servidor, responsável pelo armazenamento das variáveis calculadas.

Do ponto de vista da aplicação em Qualidade de Energia, diversos algoritmos de indicadores de QEE foram implementados, tais como o de Distorção Harmônica Total (DHT), para a validação preliminar do sistema desenvolvido. Entretanto, do ponto de vista dos estudos e pesquisas realizadas pelo Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI/UNESP), no que diz respeito à análise de circuitos elétricos sob condições de formas de onda não senoidais e/ou desequilibradas, o sistema desenvolvido foi utilizado para avaliar o comportamento e desempenho da Teoria de Potência Conservativa (CPT) e de novos fatores de conformidade (ou desempenho), para a avaliação da QEE em sistemas polifásicos com cargas não lineares.

Tanto o hardware quanto os algoritmos implementados foram avaliados através de simulações computacionais e resultados experimentais, por meio da análise de diversos tipos de cargas e tensões de alimentação distintas. Os resultados do medidor implementado foram contrastados com resultados de simulação e com resultados de outro medidor disponível no laboratório utilizado, resultando em valores bastante similares.

Do ponto de vista da interpretação dos circuitos através da CPT, esta se mostrou uma alternativa interessante para análise de diversos tipos de circuito, uma vez que permite a análise das características da carga do circuito, através de parcelas específicas de potência calculadas, bem como através do uso dos fatores de conformidade propostos recentemente. Interessante observar que o fator de potência da CPT é válido para sistemas polifásicos e leva em consideração não apenas a circulação de reativos no circuito, mas também eventuais desequilíbrios entre as impedâncias de fase ou mesmo não linearidades das cargas.

Alguns problemas ou limitações de ordem prática foram observados, como, por exemplo, com relação ao DSP utilizado. Apesar de relativamente rápido e de possuir diversos recursos que foram explorados no projeto, no caso de diversos processamentos sequenciais de elevada complexidade matemática (como divisões de números reais, funções senoidais, radiciais e outros), este começa a apresentar limitações em realizar todas as instruções no tempo desejado. Outros indicadores poderiam ter sido implementados, mas para isso seria necessário uma melhor otimização do código. Eventualmente, a programação em linguagem de baixo nível permitiria a otimização da quantidade de instruções computacionais, no entanto, certamente, representaria uma dificuldade adicional em tempo de desenvolvimento.

Para eventuais futuras versões do medidor implementado, seria interessante a substituição do processador por modelo de maior capacidade em termos de processamento e memória. Também seria interessante a substituição das placas de condicionamento e fontes, buscando a miniaturização do Sistema de Aquisição e Processamento de Dados, possivelmente através do uso de componentes SMD. O uso de um conversor analógico-digital com maior resolução (16 bits, por exemplo) também seria importante do ponto de vista de um sistema para uso em pesquisa, permitindo a leitura mais precisa dos sinais de tensão e corrente e, conseqüentemente, dos indicadores calculados.

7. Bibliografia

- [1] Roger C Dugan, Mark F McGranaghan, Surya Santoso, and H Wayne Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 2nd ed.: McGraw-Hill, 2002.
- [2] Math H J Bollen, *Understanding Power Quality Problems*, 1st ed., P M Anderson, Ed. New York, United States of America: IEEE Press Series on Power Engineering, 2000.
- [3] Sigmar Maurer Deckmann and José Antenor Pomilio, "Avaliação da Qualidade de Energia Elétrica," UNICAMP/FEEC/DSCE, Campinas, Texto elaborado para disciplina de pós-graduação 2010.
- [4] Guilherme Piazzentini Colnago, "Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Monitoramento em tempo real da tensão da Rede com acesso remoto," Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, Dissertação de Mestrado 2009.
- [5] L Edward Owen, "A History of Harmonics in Power Systems," *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 6-12, January/February 1998.
- [6] Charles Proteus Steinmetz, *Alternating Current Phenomena*, 3rd ed. New York, United States of America: Electrical World and Engineer, 1900.
- [7] C I Budeanu, "The Different Options and Conceptions Regarding Active Power in Non-sinusoidal Systems," *Instytut Romain de l'Energie*, vol. 4, 1927.
- [8] Alexander Eigeles Emanuel, "Summary of IEEE Standard 1459: Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 04, no. 3, pp. 869-876, Maio/Junho 2004.
- [9] IEEE Power & Energy Society, *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities under Sinusoidal, Non-sinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions.*, Revision of IEEE Std 1459-2000, Ed. New York, United States of America: IEEE, 2010.
- [10] L S Czarnecki, "What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion powers and

why it should be abandoned," *IEEE Trans. Instr. Measur.*, vol. IM-36, no. 3^a, pp. 834-837, September 1987.

[11] A Ferrero, "Definitions of electrical quantities commonly used in nonsinusoidal conditions," *European Transactions of Electrical Power (ETEP)*, vol. 8, pp. 235-240, 1998.

[12] J L Willems and J A Ghijselen, "Apparent Power and Power Factor Concepts in Unbalanced and Nonsinusoidal Situations," *IEEE Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, pp. 3-7, Junho 2003.

[13] M Depenbrock, "Investigations of the voltage and power conditions at converters without energy storage.," *Phd thesis. Hannover: Thecnical University of Hannover*, 1962.

[14] M Depenbrock, "The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations.," *IEEE International Conference on Harmonics and Power Systems*, pp. 135-141, 1992.

[15] P Tenti and P Mattavelli, "A time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions.," *Proc. of the Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-Sinusoidal Conditions*, Milan 2003.

[16] P Tenti, P Mattavelli, and H K Morales P, "Conservative Power Theory, Sequence Components and Accountability in Smart Grids.," *Przeglad Elektrotechniczny*, pp. 30-37, 2010.

[17] S. M. Deckmann and E. F. Melo, "On-line Evaluation of Voltage Quality Indexes for Harmonic Distortion, Flicker and Sequence Components," *International Conference on Harmonics and Quality of Power*, pp. 549-554, 1998.

[18] S. M. Deckmann, *Qualidade de Energia Elétrica*, 2000, Apostila de Pós Graduação - UNICAMP.

[19] Módulos de 1 a 8, "Procedimentos de Distribuição (PRODIST)", ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica.

[20] F. P. Marafão, *Análise e Controle da Energia Elétrica Através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*, 2004, Tese de Doutorado, UNICAMP.

[21] H. K. Morales P., *Influência do Referencial de Tensão na Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica*, 2006, Dissertação de Mestrado.

[22] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, and H. K. Morales P., "A Influência da Referência de Tensão na Avaliação de Indicadores de Qualidade de Energia," *IEEE América Latina*, vol. 6, pp. 81-88, 2008.

[23] F B Fraissat, *Estudo da Teoria de Potência Conservativa para Análise de Sistemas Elétricos*,

2011, Dissertação de Mestrado, UNESP.

- [24] ANEEL, Nota Técnica nº 0044/2010-SRD/ANEEL - Processo: 48500.005714/2009-46, 2010, Instauração de Audiência Pública no intuito de coletar subsídios para Resolução Normativa acerca da implantação de medidores eletrônicos em unidades consumidoras do Grupo B.
- [25] IEEE Standard 1349-1998, "Recommended practices for evaluating electric power system compatibility with electronic process equipment", 1998.
- [26] José António Almacinha, "Introdução ao Conceito de Normalização em Geral e sua Importância na Engenharia," Faculdade de Engenharia da Universidade de Porto, Porto - Portugal, Texto de apoio às Disciplinas de Desenho Técnico e Desenho Industrial 2005.
- [27] IEC. (2011, July) About the IEC. [Online]. <http://www.iec.ch/about/profile>
- [28] ISO. (2011, July) ISO Standards. [Online]. <http://www.iso.org/iso/store.htm>
- [29] IEEE. (2011, July) IEEE History. [Online]. http://www.ieee.org/about/ieee_history.html
- [30] ABNT. (2011, July) ABNT - Normas. [Online]. http://www.abnt.org.br/m3.asp?cod_pagina=936
- [31] IEC 61000-4-7, Electromagnetic compatibility, part4: Limits, section 7: "General guide on harmonics and inter-harmonics measurements and instrumentation for supply power systems and equipment connected thereto", 1991.
- [32] IEC 61000-2-5, Electromagnetic compatibility, part2, environment, section 5: "Classification of electromagnetic environments", 1995.
- [33] E K Luna, *Uma contribuição ao estudo de VTCDs aplicado a equipamentos eletrônicos alimentados por conversor CA-CC*, UNICAMP, Ed. Campinas, Brasil: Dissertação de Mestrado, 2005.
- [34] A E Emanuel, "On the assessment of harmonic pollution," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1693–1698, Julho 1995.
- [35] P Tenti, H K Morales P, F P Marafão, and P Mattavelli, "Accountability and Revenue Metering in Smart Micro-Grids," *International Workshop of Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, Achen, Sept 2010.
- [36] P Penfield, R Spencer, and S Duinker, *Tellegen's Theorem and Electrical Networks*. Cambridge, MA & London: M.I.T. Press, 1970.
- [37] H K Morales P, A Costabeber, and P Tenti, "Application of Conservative Power Theory to

Cooperative Control of Distributed Compesators in Smart Grids," *Proc. of International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Łagów, Poland, Jun 2010.

- [38] J Stewart, *Cálculo*, 4th ed. São Paulo, Brasil: Pioneira Thompson Learning, 2002.
- [39] H. K. Morales P., *Teoria de Potência Conservativa: Uma Nova Abordagem Para o Controle Cooperativo de Condicionadores de Energia e Considerações Sobre Atribuição de Responsabilidades*. UNICAMP, Campinas, Brasil: Tese de Doutorado, 2011.
- [40] A. C. Moreira, *Uso de Instrumentação Virtual para a Análise da Qualidade da Energia Elétrica*, 2006, Dissertação de Mestrado, UNICAMP.
- [41] Lillian Goleniewski and Kitty Wilson Jarret, *Telecommunications essentials : the complete global source for communications fundamentals, data networking and the Internet, and next-generation networks*, 2nd ed.: Addison-Wesley, 2006.
- [42] LEM. Voltage Transducer LV 25-P. Datasheet.
- [43] LEM. Current Transducer LA 55-P. Datasheet.
- [44] National Semiconductor. (2000, Novembro) Precision Centigrade Temperature Sensors. Datasheet.
- [45] LEM, Referece Guide LA25-p e LV55-p, 2008.
- [46] Mihir Bellare, Joe Kilian, and Phillip Rogaway, "The Security of the Cipher Block Chaining," *Journal of Computer and System Sciences*, vol. 839, p. 36, 1999.
- [47] Nancy Cam-Winget, Russ Housley, Wagner David, and Jesse Walker,., ch. Security Flaws in 802.11 Data Link Protocols, pp. 35-39.
- [48] LAN/MAN Standards Committee, "IEEE Computer Society - Amendment 6: Medium Access Control (MAC) - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control," IEEE, 2004.
- [49] Defense Advanced Research Projects Agency - Information Processing Techniques Office, *RFC793 - Transmission Control Protocol - Darpa Internet Program - Protocol Specification*. Arlington, United States: Information Sciences Institute, 1981.
- [50] Network Working Group, *RF1122 - Requirements for Internet Hosts - Communication Layers*, R. Braden, Ed. United States: Internet Engineering Task Force, 1989.
- [51] John Kristoff. (2011, Mar.) Technotes - TCP. [Online]. <http://condor.depaul.edu/jkristof/technotes/tcp.html>

- [52] David Salomon, *Data Compression: The complete reference*, 4th ed.: Springer Science, 2007.
- [53] W W Peterson and D T Brown, "Cyclic Codes for Error Detection," *Proceedings of the IRE*, vol. 49, pp. 228-235, 1961.
- [54] M S Padua, S M Deckmann, and F P Marafão, "Frequency-Adjustable Positive Sequence Detector for Power Conditioning Applications," *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC '05.*, pp. 1928-1934, Junho 2005.
- [55] IEC 1000-3-2, Compatibility electromagnetic part3: Limits, section2: "Limits for harmonics current emissions (equipment input current $\bullet 16a$ per phase)", 1995.
- [56] IEEE Standard 1159-1995, "Recommended practices on monitoring electric power quality", 1995.
- [57] Módulo 2, "Padrões de Desempenho da Rede Básica e Requisitos Mínimos Para sua Instalação", ONS – Operador Nacional do Sistema Elétrico, 2000-2003.
- [58] NE Standardization Specialist Group (N-E EMC & Harmonics), "Power Quality in European Electricity Supply Networks", Union of the Electricity Industry (EURELECTRIC), Belgium, 2002.
- [59] Normas da África do Sul - NSR 048-2, "Electricity Supply - Quality of Supply", 1996.
- [60] Resolução nº 024, "Estabelece, as Disposições Relativas à Continuidade da Distribuição de Energia Elétrica às Unidades Consumidoras", ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica, 2000.
- [61] Resolução nº 456, "Estabelece, de Forma Atualizada e Consolidada, as Condições Gerais de Fornecimento de Energia Elétrica", ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica, 2000.
- [62] Resolução nº 505, "Estabelece, de Forma Atualizada e Consolidada, as Disposições Relativas à Conformidade dos Níveis de Tensão de Energia Elétrica em Regime Permanente", ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica, 2001.
- [63] S. M. Deckmann, F. P. Marafão, and A. C. Moreira, "Equipamento e método de definição automática de compensação reativa e/ou de distúrbios de corrente utilizando medição em tempo real," 018080058545, Setembro 19, 2008.
- [64] S. M. Deckmann, F. P. Marafão, and E. P. Paiva, "Monitor Digital de Qualidade da Energia Elétrica: Obtenção On Line de Indicadores de Qualidade," *Seminário Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica, Brasília*, 1999.
- [65] E. P. Paiva, S. M. Deckmann, and F. P. Marafão, "Monitor Digital de Qualidade da Energia Elétrica: Aquisição e Processamento em Tempo Real," *Seminário Brasileiro de Qualidade de*

Energia Elétrica, Brasília, 1999.

- [66] N. Slack, S. Chambers, and A Harrison, *Administração da Produção*, 3rd ed. São Paulo, Brasil: Atlas, 1997.
- [67] F P Marafão, D I Brandão, H K Morales P, and L C P Silva, "Possible Shunt Compensation Strategies Based on Conservative Power Theory," *Proc. of International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Łagów, Poland*, Jun 2010.
- [68] H K Morales P, F P Marafão, T M Terrazas, and P J A Serni, "Harmonic, Reactive and Unbalance Compensation by Means of CPT Framework," *Brazilian Power Electronics Conference, Bonito, Brasil*, 2009.
- [69] E Tedeschi and P Tenti, "Cooperative Design and Control of Distributed Harmonic and Reactive Compensators," *Proc. of International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Łagów, Poland*, Jun 2008.
- [70] H Akagi, Y Kanazawa, and A Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits.," *International Power Electronics Conference (IPEC) - Tokyo, Japan*, pp. 1375-1386, 1983.
- [71] IEC 61000-2-2: Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 2-2: Environment - Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low-Voltage Power Supply Systems, 2002.
- [72] BSI Group. (2011, July) BSI Standards. [Online]. <http://www.bsigroup.com/en/Standards-and-Publications/About-BSI-British-Standards/>
- [73] A Cataliotti and V Cosentino, "Harmonic sources detection in power systems via nonactive power measurements according to IEEE Std. 1459–2010: Theoretical approach and experimental results," *Applied Measurements For Power Systems (AMPS), 2010 IEEE*, pp. 53-58, Setembro 2010.
- [74] S Orts-Grau, J C Alfonso-Gil, F J Gimeno-Sales, and S Segui-Chilet, "New Resolution of the Unbalance Power According to Std. 1459," *Transactions on Power Delivery, IEEE*, vol. 25, pp. 341-350, Jan 2010.
- [75] J L Willems, "The IEEE standard 1459: What and why?," *IEEE International Workshop on Applied Measurements For Power Systems (AMPS)*, pp. 41-46, Setembro 2010.
- [76] M Farhoodnea, A Mohamed, and H Shareef, "A Single Point Measurement Method for Evaluating Harmonic Contributions of Utility and Customer in Power Distribution Systems," *Journal of Applied*

Sciences, vol. 11, pp. 257-265, 2011.