

LUIS ARMANDO DE ORO ARENAS

MEDIDOR INTELIGENTE DE ENERGIA ELÉTRICA
EMBARCADO EM FPGA

Ilha Solteira
2019



LUIS ARMANDO DE ORO ARENAS

**MEDIDOR INTELIGENTE DE ENERGIA ELÉTRICA
EMBARCADO EM FPGA**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
do Câmpus de Ilha Solteira - UNESP como
parte dos requisitos para obtenção do título
de Doutor em Engenharia Elétrica.
Especialidade: Automação.

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin
Orientador

Ilha Solteira
2019

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

O743m De Oro Arenas, Luis Armando.
Medidor inteligente de energia elétrica embarcado em dispositivo FPGA /
Luis Armando de Oro Arenas. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2019
141 f. : il.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia
de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2019

Orientador: Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia

1. FPGA. 2. IEEE1459-2010. 3. Medição inteligente de energia elétrica. 4.
Qualidade de energia elétrica. 5. Teoria da potência conservativa.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA TESE: Medidor Inteligente de Energia Elétrica Embarcado em FPGA

AUTOR: LUIS ARMANDO DE ORO ARENAS

ORIENTADOR: CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Doutor em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Automação pela Comissão Examinadora:



Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. FERNANDO PINHABEL MARAFÃO
Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba



Prof. Dr. LEONARDO POLTRONIERI SAMPAIO
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Tecnológica Federal do Paraná



Prof. Dr. DOMINGOS SAVIO LYRIO SIMONETTI
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal do Espírito Santo, UFES

Ilha Solteira, 05 de fevereiro de 2019

À vida pelos grandes momentos e as adversidades.
À Angelmina e Armando, todo seu amor está aqui retribuído.
À minha avô Lorenza Correa, sempre estará aqui comigo!

AGRADECIMENTOS

À vida, pela família e o lar onde nasci.

Aos meus pais, Angelmina Arenas e Armando De Oro, por todo o amor incondicional. Sem eles nada disto teria sido possível.

À *mi novia hermosa*, Natasha Godoi, por estar sempre ao meu lado, dando suporte e ânimos para seguir em frente. À sua família pelo carinho recebido.

À Rosana Ochoa e ao Luis Carlos Cardenas, por ter me acolhido como um filho e me apoiado sempre na minha formação profissional.

À minha família aqui no Brasil, membros da Rep-ARC, graças a eles tudo foi mais fácil e hoje me sinto *Catracho!*

Ao Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin, pela oportunidade e a confiança transmitida. Ao Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, pela amizade, a confiança nos momentos difíceis, e todo o apoio durante o andamento da pesquisa.

A todos os amigos e colegas do LEP, pela parceria e o intercambio diário de conhecimentos e experiências.

Aos meus grandes amigos da Colômbia e do Brasil por todas as experiências compartilhadas.

Aos membros da Comissão Examinadora pelos comentários e sugestões para melhorar a qualidade deste trabalho.

À Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (FEIS), e toda a equipe de docentes, funcionários técnicos e administrativos.

Aos apoios financeiros da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001 e da Fundação de Ensino, Pesquisa e Extensão de Ilha Solteira (FEPISA).

*Locura es hacer lo mismo, una y otra vez,
esperando obtener resultados diferentes.*

Autor não confirmado

RESUMO

Nesta tese é apresentado o desenvolvimento inédito de um equipamento de medição de parâmetros de qualidade de energia elétrica embarcado em um dispositivo FPGA, incorporando funcionalidades que o caracterizam como medidor inteligente. Dessa forma, obteve-se uma plataforma capaz de realizar monitoramento e verificação, em tempo real, do comportamento de sistemas de energia elétrica quando estes operam em condições de desequilíbrio, desbalanços, assimetria nos ângulos de defasagem e presença de componentes harmônicas, impostas pelo comportamento das cargas e/ou pelas tensões de alimentação do sistema. Para isso, foram empregadas as metodologias de cálculos de potência definidas pelo padrão IEEE 1459-2010 e a Teoria da Potência Conservativa. Técnicas de processamento digital de sinais são aplicadas para a descrição dos módulos de sincronismo e janelamento, baseados na norma NBR-IEC-61000-4-30:2010, assim como filtros digitais e deslocadores de fase adaptativos para a extração das componentes fundamentais e componentes fundamentais de sequência positiva. Adicionalmente, são detalhados todos os estágios relacionados com o condicionamento e amostragem dos sinais elétricos, cálculos de potência, cálculo de harmônicos, interface de usuário, acesso aos dados e comando para desconexão/religamento de cargas remotas. Os resultados experimentais obtidos em um sistema trifásico a 4 fios, para diferentes cenários de operação, incluindo a presença de elementos de geração distribuída, evidenciam as vantagens das metodologias implementadas, quando comparadas com analisadores de energia comerciais que utilizam métodos de cálculos tradicionais.

Palavras-chave: FPGA. IEEE 1459-2010. Medição inteligente de energia elétrica. Qualidade de energia elétrica. Teoria da potência conservativa - CPT.

ABSTRACT

In this thesis, the development of a novel power quality equipment embedded in an FPGA device, incorporating smart-metering features, is presented. Thus, a platform capable of real-time monitoring and verification of power systems operating under sinusoidal, non-sinusoidal, balanced and/or unbalanced conditions, was obtained. For this purpose, power calculation methods defined by both the IEEE 1459-2010 standard and the Conservative Power Theory (CPT) are reviewed and implemented. Based on NBR-IEC-61000-4-30: 2010 standards, digital signal processing techniques for the synchronization and windowing tasks, as well as, adaptive digital filters and adaptive phase shifters for obtaining the extraction of fundamental components as well as the positive-sequence fundamental components, are applied. Likewise, the complete developed stages regarding conditioning and sampling of electrical signals, power calculations, harmonic component calculations, graphical user interface, remote data access, and disconnection / reconnection commands for remote loads, are detailed. The experimental results obtained from a three-phase 4-wire system, under several operations scenarios, including the presence of distributed generation (DG) elements, highlight the advantages of the implemented methodologies, when compared with commercial power quality analyzers, which use traditional definitions of power quantities.

Keywords: Conservative power theory - CPT. FPGA. IEEE 1459-2010. Power quality. Smart-energy metering.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistemas de medição de energia convencionais e inteligentes.	19
Figura 2 – Estágios básicos de um medidor inteligente de energia.	21
Figura 3 – Arquitetura de um medidor inteligente de energia elétrica.	22
Figura 4 – Diagrama geral do protótipo desenvolvido por Jiang e Yu (2009).	23
Figura 5 – Diagrama de blocos do medidor implementado por Weranga, Chandima e Kumarawadu (2012).	24
Figura 6 – Estrutura do medidor desenvolvido por Luo et al. (2012).	25
Figura 7 – Diagrama de blocos do projeto de Yonghui, Xiyuan e Xi (2010).	27
Figura 8 – Módulos principais em medidores de harmônicos - Norma IEC 61000-4-7.	30
Figura 9 – Plataforma proposta de medição de energia elétrica.	35
Figura 10 – Medição de um circuito trifásico de acordo com a teoria FDB	40
Figura 11 – Modelo equivalente da fase m de acordo com a CPT.	55
Figura 12 – Plataforma de testes desenvolvida v.1.	59
Figura 13 – Placa de condicionamento de Sinais.	60
Figura 14 – Placa do ADC ADS8588S desenvolvida.	61
Figura 15 – Fonte de alimentação.	62
Figura 16 – Placa conversor RS232/USB desenvolvida.	62
Figura 17 – Diagrama de blocos dos módulos implementados no dispositivo FPGA.	63
Figura 18 – Módulos de divisor de Frequência, Controlador ADC e Janelamento.	64
Figura 19 – Sinais de controle do ADC para a discretização de sinais.	64
Figura 20 – Entradas e saídas dos blocos de sincronismo e cálculo de frequências.	65
Figura 21 – Estrutura do PLL-SOGI.	66
Figura 22 – Integrador Generalizado Segunda Ordem (SOGI)	67

Figura 23 – Multi-SOGI implementado.	69
Figura 24 – Extração componente fundamental.	70
Figura 25 – Entradas e saídas do bloco de cálculo de potências.	72
Figura 26 – Fluxograma do cálculo de potências	73
Figura 27 – Bloco comunicação serial.	75
Figura 28 – Tela 1 GUI do Padrão IEEE 1459-2010.	75
Figura 29 – Tela 2 GUI do Padrão IEEE 1459-2010.	76
Figura 30 – Tela 1 GUI da CPT.	76
Figura 31 – Tela 2 GUI da CPT.	77
Figura 32 – Entradas e Saídas da FPU	77
Figura 33 – Exemplo de transição de estados no processo de cálculo	78
Figura 34 – Processos de leitura e escrita de memórias RAM	79
Figura 35 – Início do processo de cálculo	79
Figura 36 – Fim do processo de cálculo	80
Figura 37 – Tempo de execução do algoritmo PLL	80
Figura 38 – Tempos de cálculo para diferentes frequências de rede.	81
Figura 39 – Diagrama de blocos do Algoritmo de Goertzel.	82
Figura 40 – Código em MATLAB e Diagrama de Fluxo do Algoritmo de Goertzel.	83
Figura 41 – Sinal processado empregando o algoritmo de Goertzel.	84
Figura 42 – Entradas e saídas do bloco de cálculo de harmônicos.	85
Figura 43 – Tempos de cálculo do algoritmo de Goertzel.	85
Figura 44 – Plataforma de medição desenvolvida v.2.	86
Figura 45 – Diagrama de blocos dos módulos implementados no dispositivo FPGA.	88
Figura 46 – Tempos de cálculo dos parâmetros elétricos.	89
Figura 47 – Processos de execução simultânea.	89
Figura 48 – Estrutura do servidor WEB implementado na plataforma Node-RED.	91

Figura 49 – Acesso ao Site WEB.	92
Figura 50 – Processos de execução simultânea.	93
Figura 51 – Visualização de históricos.	94
Figura 52 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Definições Trifásicas.	95
Figura 53 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Definições por cada fase.	96
Figura 54 – Gráficos de conteúdo harmônico.	97
Figura 55 – Bancada de testes - 1	100
Figura 56 – Erro relativo entre os valores RMS medidos pelo Yokogawa WT230 e os calculados pelo equipamento desenvolvido.	100
Figura 57 – Segunda bancada de testes.	110
Figura 58 – Erro relativo entre Yokogawa WT3000 e a plataforma desenvolvida v.2.	111
Figura 59 – Diagrama geral do teste com geração distribuída.	111
Figura 60 – Comportamento das potência ativa e reativa, por fase.	112
Figura 61 – Tensões e correntes do teste com geração distribuída.	112
Figura 62 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 1.	113
Figura 63 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 2.	114
Figura 64 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 3.	116
Figura 65 – Diagrama geral do teste com diversos cenários de operação.	117
Figura 66 – Comportamento das parcelas de potência por fase.	117
Figura 67 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 1.	118
Figura 68 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 2.	118
Figura 69 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 3.	119
Figura 70 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 4.	120
Figura 71 – Conteúdo harmônico nas Fases - Intervalo 4.	120
Figura 72 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 5.	121
Figura 73 – Conteúdo harmônico nas Fases - Intervalo 5.	121
Figura 74 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 6.	122

Figura 75 – Teste 1: Tensões senoidais-equilibradas com cargas resistivas balanceadas	131
Figura 76 – Teste 2: Tensões senoidais-equilibradas com cargas resistivas desbalanceadas	131
Figura 77 – Teste 3: Tensões senoidais-desequilibradas com cargas resistivas balanceadas	132
Figura 78 – Teste 4: Tensões distorcidas-equilibradas com cargas resistivas desbalanceadas	132
Figura 79 – Teste 5: Tensões distorcidas-desequilibradas com cargas resistivas balanceadas	132
Figura 80 – Teste 6: Tensões senoidais-equilibradas e cargas resistiva-indutivas balanceadas	133
Figura 81 – Teste 7: Tensões senoidais-equilibradas e cargas resistiva-indutivas desbalanceadas	133
Figura 82 – Teste 8: Tensões senoidais-desequilibradas e cargas resistiva-indutiva balanceadas	133
Figura 83 – Teste 9: Tensões distorcidas-equilibradas e cargas resistiva-indutivas balanceadas	134
Figura 84 – Teste 10: Tensões distorcidas-desequilibradas e cargas resistiva-indutivas balanceadas	134
Figura 85 – Teste 11: Tensões senoidais-equilibradas e cargas: resistiva na Fase A, resistiva-indutiva na Fase B e não linear na Fase C.	134
Figura 86 – Teste 12: Tensões senoidais-desequilibradas e cargas: resistiva na Fase A, resistiva-indutiva na Fase B e não linear na Fase C.	135
Figura 87 – Teste 13: Tensões distorcidas-desequilibradas cargas: resistiva na Fase A, resistiva-indutiva na Fase B e não linear na Fase C.	135

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Exatidão para medição de tensão, corrente e potência - Norma IEC 61000-4-7	32
Tabela 2 – Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1 kV (220/127)	33
Tabela 3 – Limites das distorções harmônicas totais (Tensão nominal < 1 kV)	34
Tabela 4 – Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração	34
Tabela 5 – Cálculos aplicando o padrão IEEE 1459-2010.	101
Tabela 6 – Parâmetros calculados aplicando a teoria CPT.	101
Tabela 7 – Parâmetros calculados aplicando o padrão IEEE 1459-2010.	103
Tabela 8 – Parâmetros calculados aplicando a teoria CPT.	103
Tabela 9 – Parâmetros calculados aplicando o padrão IEEE 1459-2010.	105
Tabela 10 – Parâmetros calculados aplicando a teoria CPT.	105
Tabela 11 – Erros relativos em medições de potência ativa, potência reativa e potência aparente.	107
Tabela 12 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 1.	114
Tabela 13 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 2.	115
Tabela 14 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 3.	116
Tabela 15 – Relatório de variáveis calculadas empregando o padrão IEEE 1459-2010, por fase.	136
Tabela 16 – Relatório de variáveis calculadas empregando a CPT, por fase.	137
Tabela 17 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 1.	138
Tabela 18 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 2.	139
Tabela 19 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 3.	139
Tabela 20 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 4.	140

Tabela 21 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 5.	140
Tabela 22 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 6.	141

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	CONCEITO DE MEDIÇÃO INTELIGENTE DE ENERGIA	18
1.2	MEDIDORES DE ENERGIA ELÉTRICA	20
1.3	ESTADO DA ARTE	23
1.4	NORMAS APLICÁVEIS AOS MEDIDORES DE ENERGIA ELÉTRICA	28
1.4.1	NBR IEC 61000-4-30:2011	28
1.4.1.1	<i>Frequência</i>	28
1.4.1.2	<i>Magnitude da tensão de alimentação</i>	29
1.4.1.3	<i>Variações de curta duração</i>	29
1.4.2	IEC 61000-4-7	29
1.4.3	Procedimentos de Distribuição – PRODIST	32
1.5	PLATAFORMA PROPOSTA DE MEDIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA	35
2	TEORIAS DE MEDIÇÃO DE POTÊNCIAS: PADRÃO IEEE 1459-2010 E TEORIA DA POTÊNCIA CONSERVATIVA	38
2.1	PADRÃO IEEE 1459-2010	44
2.2	TEORIA DA POTÊNCIA CONSERVATIVA - CPT (<i>CONSERVATIVE POWER THEORY</i>)	49
2.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS.	57
3	IMPLEMENTAÇÃO DA PLATAFORMA DE MEDIÇÃO DE POTÊNCIAS	59
3.1	PROPOSTA INICIAL DA PLATAFORMA DE MEDIÇÃO DE QEE	59

3.2	DEFINIÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DOS MÓDULOS DENTRO DO FPGA	62
3.2.1	Divisor de frequência, controlador do ADC (ADS8588S) e Janelamento	63
3.2.2	Módulo de sincronismo e cálculo de frequência	65
3.2.2.1	<i>PLL-Multi-SOGI</i>	66
3.2.3	Módulo Cálculo de Potências	70
3.2.3.1	<i>Filtro Notch e Deslocadores de fase Adaptativos</i>	70
3.2.3.2	<i>Procedimentos dos cálculos</i>	72
3.2.4	UART e Interface Gráfica	74
3.2.5	Metodologia de Cálculos	75
3.3	TESTES DOS BLOCOS PRINCIPAIS	78
3.4	CÁLCULO DE HARMÔNICOS	81
3.5	EVOLUÇÃO DA PLATAFORMA COM NOVAS FUNCIONALIDADES	85
3.5.1	Novo diagrama de blocos dos módulos implementados no dispositivo FPGA	87
3.5.2	Funcionalidades de medição inteligente	90
3.5.2.1	<i>Site Web desenvolvido</i>	92
3.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	97
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	99
4.1	ANÁLISES DAS TEORIAS DE POTÊNCIA	99
4.1.1	Testes com cargas resistivas	101
4.1.2	Testes com cargas Resistiva-Indutivas	103
4.1.3	Testes com cargas: Resistiva na Fase A, Resistiva-Indutiva na Fase B e não Linear na Fase C	105
4.1.4	Comparação da plataforma desenvolvida com o medidor de energia Yokogawa WT230 e o analisador de energia PQube	107

4.2	TESTES DE MEDIÇÃO COM FLUXO BIDIRECIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA	110
4.2.1	Teste com geração distribuída	110
4.2.2	Teste com diversos cenários de operação	117
5	CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTA DE CONTINUIDADE DA PESQUISA	123
	REFERÊNCIAS	125
	APÊNDICE	131

1 INTRODUÇÃO

O objetivo geral deste trabalho é a implementação completa de um sistema de medição de energia elétrica, embarcado em um dispositivo lógico programável, que garanta processamento paralelo, e possibilite a reconfiguração do sistema frente a mudanças do projeto e/ou adição de periféricos destinados ao controle e comunicação com os diferentes elementos que interagem nos sistemas de distribuição de energia elétrica.

Desta forma, é tratado o conceito de redes inteligentes, conhecidas amplamente como *Smart-Grids*, o qual é uma das temáticas atuais mais relevantes em sistemas modernos de energia elétrica, sendo indispensável a incorporação de tecnologias digitais de medição avançada para a obtenção de informações do fluxo de energia em tempo real, procurando garantir o atendimento das necessidades de monitoramento e diagnóstico do sistema elétrico (DEPURU et al., 2011). Portanto, uma das condições dos equipamentos de medição de QEE, em um ambiente de medição inteligente, envolve cálculos precisos das variáveis associadas ao fluxo de energia e, ao mesmo tempo, a implementação de metodologias de medição que permitam correlacionar os fenômenos físicos decorrentes das cargas não lineares presentes no sistema e das não idealidades nas tensões de alimentação fornecidas pela concessionária (BERRISFORD, 2015).

Múltiplos trabalhos atestam a eficácia de formulações de cálculo de potências, tais como: o padrão IEEE 1459-2010 (KUKAČKA et al., 2016; POLJAK; KUSLJEVIC; TOMIC, 2012; LANGELLA; TESTA; EMANUEL, 2012) e a Teoria da Potência Conservativa, do inglês, *Conservative Power Theory - CPT* (MORALES, 2011; MARAFÃO; PAREDES; SIVA, 2009; TENTI et al., 2011), ambas aplicadas em sistemas de energia elétrica, sob condições de desequilíbrio, desbalanço, assimetria nos ângulos de defasagem e presença de componentes harmônicas nas correntes impostas pelas cargas não lineares. Entretanto, a maioria desses estudos de estimação de parâmetros de qualidade de energia é apresentada em ambientes de simulação ou implementada em sistemas de medição virtual, onde os sinais de tensão e corrente são disponibilizados à computadores (PCs) que empregam plataformas e/ou ambientes de aquisição de dados (LabView, DSpace, MatLab, Simulink, etc.) (CHEN, 2013b; FAZIO et al., 2011; MORALES, 2011).

No entanto, apesar de existirem propostas de implementação de sistemas de medição de energias elétricas que empregam microprocessadores (*Microcontroller Unit - MCU*) e/ou

processadores digitais de sinais (DSPs) (JIANG; YU, 2009; YUYING, 2012; ARIF et al., 2013), tais dispositivos realizam os cálculos de forma sequencial, resultando em atrasos no processamento do controle de periféricos dedicados à transmissão e recepção de dados, ações de controle, desconexão e reconexão de cargas, entre outras tarefas que podem ser adicionadas em sistemas inteligentes de medição.

O emprego de dispositivo lógico programável (*Programmable Logic Device* - PLD), especificamente FPGA, do inglês, *Field Programmable Gate Arrays*, torna-se uma solução atrativa, quando comparado a sistemas microprocessados, uma vez que possibilita o processamento paralelo, calculando as variáveis elétricas e controlando os periféricos associados ao sistema de medição de energia de forma simultânea. Adicionalmente, as implementações embarcadas em dispositivos FPGA oferecem a possibilidade de reconfiguração para todos os componentes envolvidos dentro do sistema e, dessa forma, podem ser personalizados em função do conjunto de necessidades requeridas em cada projeto (MEYER-BAESE, 2014).

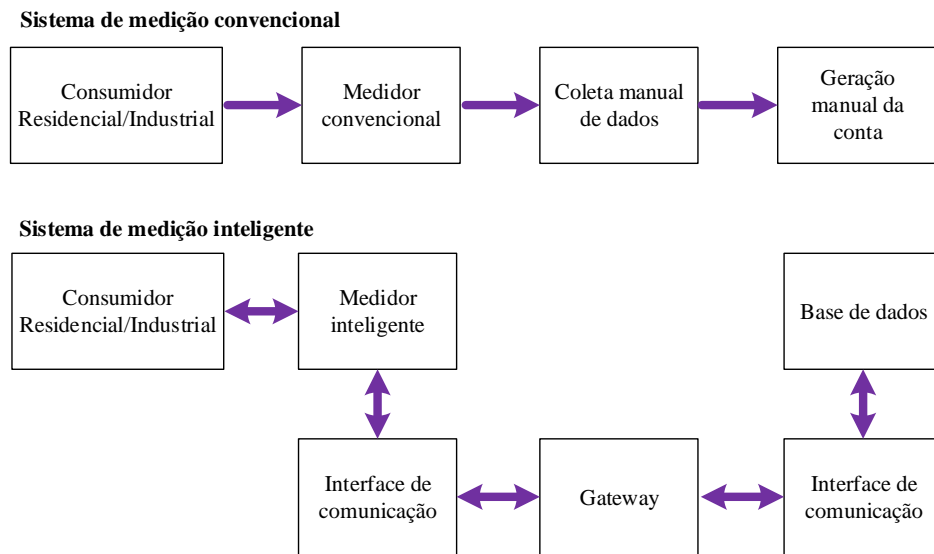
Assim, a intenção deste capítulo é apresentar o contexto atual e evolução dos sistemas de medição de energia elétrica, normas aplicáveis e alguns trabalhos relacionados com essas ferramentas. Dessa forma, é apresentada a proposta do hardware da plataforma de medição desenvolvida neste trabalho, visando o uso de um FPGA que concentre as tarefas de processamento de sinais e cálculo de variáveis de QEE e controle de periféricos.

1.1 CONCEITO DE MEDIÇÃO INTELIGENTE DE ENERGIA

A medição inteligente de energia envolve vários conceitos novos que vêm evoluindo ao longo dos tempos. Assim, para se caracterizar um sistema de medição no contexto de sistemas inteligentes, este deve ser provido de alguns recursos que não só integram, mas vão além de fatores como exatidão na medição das grandezas elétricas (Centro de Gestão e Estudos Estratégicos - CGEE, 2012). Na Figura 1, é apresentada uma comparação entre os sistemas de medição de energia elétrica convencionais e os já mencionados inteligentes.

De acordo com a Figura 1, um sistema de medição inteligente de energia é um sistema que integra dispositivos com a capacidade de fazer processamento digital dos sinais elétricos e disponibilizá-los em uma base de dados através de protocolos de comunicação para a análise e monitoramento dos mesmos. Logo, as principais informações, como o custo da energia, o consumo, entre outras, podem ser disponibilizadas ao consumidor através dos mesmos sistemas de comunicação. Assim, o Centro de Gestão e Estudos Estratégicos - CGEE (2012) define diferentes aspectos que têm sido considerados nas *Smart-Grids*, com relação à medição da energia:

Figura 1 – Sistemas de medição de energia convencionais e inteligentes.



Fonte: Adaptado de Depuru et al. (2011).

- **Leitura Automática do medidor - AMR (*Automated Meter Reading*):** conceito antigo cuja ideia é automatizar a coleta e o envio dos dados ao Centro de Controle de Medição (CCM), de forma unidirecional, a fim de obter maior exatidão nas medições e diminuir os custos com leituristas.
- **Medidor Inteligente (*Smart-meter*):** é um medidor que não só mede o consumo de energia, mas também registra dados em um tempo configurável e comunica-se de forma bidirecional com o CCM;
- **Gerenciamento do medidor avançado - AMM (*Advanced Meter Management*):** é uma plataforma que, para garantir uma comunicação confiável das condições da rede, tem como funções básicas, o gerenciamento dos dispositivos, a configuração e atualização de firmware e a coordenação na comunicação entre os medidores e o CCM;
- **Gerenciamento de dados do medidor - MDM (*Meter Data Management*):** suas finalidades são atuar como repositório de dados de registros, eventos e alarmes, além de processar e analisar dados dos medidores, aplicando validação e retificação em dados inconsistentes e transformando perfis de carga elementares em informação útil à concessionária. Logo, pode ser alcançada uma melhora nos processos de faturamento, eficiência operacional, serviços ao consumidor, gestão de fraudes, gestão da demanda, entre outros;
- **Infraestrutura de Medição Avançada - AMI (*Advanced Metering Infrastructure*):** basicamente engloba os conceitos de AMM e MDM. Porém, na prática, está relacionado mais à infraestrutura de meios de comunicação necessários para permitir a aplicação das

funcionalidades de medição inteligente.

Desta forma, o Centro de Gestão e Estudos Estratégicos - CGEE (2012) cita que o emprego da comunicação bidirecional dentro de um sistema de distribuição, além de propiciar a leitura automática da demanda e a coleta dos dados de faturamento, provê recursos e vantagens adicionais como: conexão e desconexão de consumidores de forma remota, disponibilização do preço da energia em tempo real, detecção de faltas e despacho de equipes de manutenção de forma mais eficiente, além da vigilância do sistema em função do furto de energia.

1.2 MEDIDORES DE ENERGIA ELÉTRICA

Os dispositivos dedicados à medição da energia elétrica têm sofrido mudanças decorrentes da necessidade de modernização dos sistemas de energia elétrica, tendo como consequência a garantia da confiabilidade do mesmo.

Nesse contexto, os medidores usados amplamente no último século foram os eletromecânicos baseados na teoria de campos magnéticos girantes desenvolvida por Galileo Ferrais. Tal principio demonstra que quando dois fluxos magnéticos produzidos por correntes alternadas em quadratura interagem, um campo magnético girante com velocidade proporcional à frequência dessas correntes é gerado. Desta forma, na estrutura de um medidor eletromecânico, um disco de alumínio é montado sobre um eixo rígido para que uma força mecânica, induzida pelas correntes parasitas, seja exercida sobre o disco, fazendo-o girar. Outro mecanismo realiza a integração da velocidade do disco ao longo do tempo através da contagem do número de revoluções, proporcional à energia consumida (WERANGA; KUMARAWADU; CHANDIMA, 2014).

Nos anos 70, com o surgimento dos primeiros computadores e algumas interconexões digitais, as primeiras ideias de AMR apareceram. Então, em 1978, a empresa *Metretek Inc.* desenvolveu um projeto de "pré-internet" e produziu o primeiro AMR totalmente automatizado. O projeto, disponível comercialmente, fazia a telemetria dos dados do medidor através de um sistema de gestão que incorporava um minicomputador da IBM (CASELLAS et al., 2010).

Depois, na década de 80, ocorre um avanço no desenvolvimento dos AMR com o surgimento dos primeiros MCU. Estes AMR já eram capazes de transmitir mensalmente, mediante um protocolo de comunicação, os dados do consumo de energia a um sistema central. Porém, como a medição da energia ainda era baseada nos medidores de indução, tais sistemas eram classificados como medidores híbridos (CASELLAS et al., 2010).

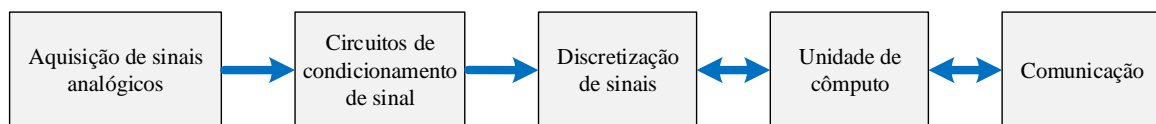
Finalmente, na década de 90, surgem os medidores de energia totalmente eletrônicos, inicialmente para sistemas de energia de uma fase, e posteriormente, para sistemas polifásicos,

garantindo maior exatidão nos dados calculados (CASELLAS et al., 2010). Na atualidade, além de medir a energia elétrica, os medidores eletrônicos medem outros parâmetros como fator de potência, potências ativa, reativa e aparente, máximo consumo, tensões e correntes de fase, entre outros parâmetros de qualidade de energia (WERANGA; KUMARAWADU; CHANDIMA, 2014).

Um medidor inteligente ou *smart-meter*, como mencionado na seção anterior, é basicamente um medidor eletrônico com a capacidade de permitir comunicação bidirecional entre o medidor e uma estação central. Essa comunicação fornece funcionalidades como: desconexão remota e reconexão, notificação de interrupções de energia, detecção de violação, pré-pagamento de energia e fornecimento das multi-tarifas, etc. (WERANGA; KUMARAWADU; CHANDIMA, 2014).

Na Figura 2, é apresentado um diagrama de blocos correspondente a um medidor inteligente atual, o qual basicamente é composto por sensores de tensão e de corrente, por circuitos de condicionamento de sinais, por conversores analógicos-digital (ADC - *Analog-to-Digital Converter*), por processamento de dados e gerenciamento de periféricos e, finalmente, por um bloco que representa os módulos de comunicação.

Figura 2 – Estágios básicos de um medidor inteligente de energia.



Fonte: Adaptado de Weranga, Kumarawadu e Chandima (2014).

O bloco de aquisição de sinal é composto por sensores de tensão e corrente instalados em cada uma das fases do sistema com a finalidade de operar com níveis de tensões adequados dentro dos circuitos de condicionamento de sinal. Normalmente, os sensores de tensão empregados são divisores resistivos de alta precisão, com valores na ordem das dezenas de $k\Omega$. No caso dos sensores de corrente, podem ser mencionados os sensores de efeito *Hall*, transformadores de corrente (CT - *Current Transformer*), resistência shunt e Bobinas Rogowski (WERANGA; KUMARAWADU; CHANDIMA, 2014).

Os circuitos de condicionamento de sinal são necessários para garantir níveis de tensão compatíveis com as entradas dos conversores analógicos-digital. Além disso, são adicionados circuitos de filtragem para eliminar sinais de alta frequência que poderiam levar a erros na medição dos parâmetros.

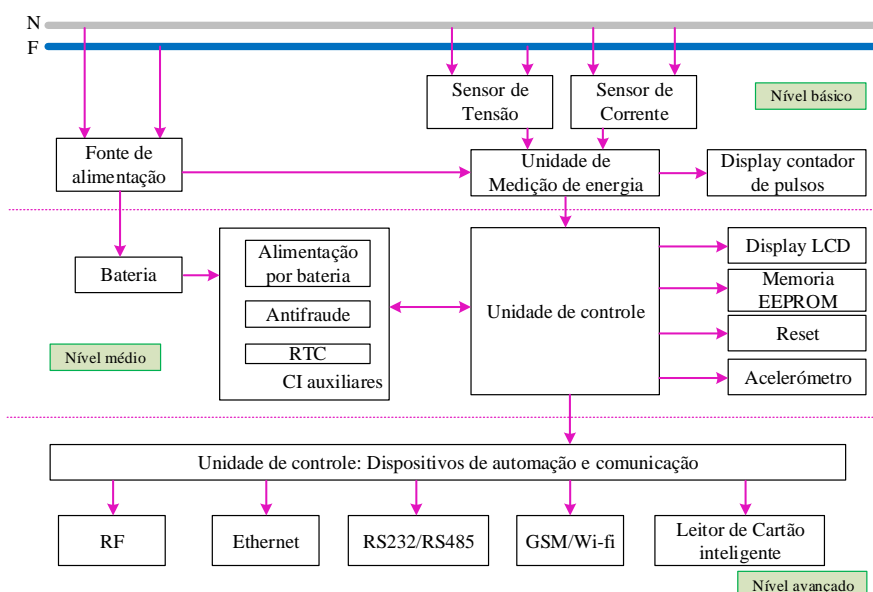
A conversão analógica-digital dos dados pode ser implementada com a utilização de CIs externos dedicados à amostragem dos sinais. Estes CIs, disponibilizam, em suas saídas, pacotes

de dados digitalizados, que são aquisitados pela unidade de processamento, para enfim realizar os cálculos das variáveis definidas no projeto do medidor. Porém, note-se que, algumas vezes, o *hardware* dos circuitos de ADC é integrado ao bloco de processamento de dados.

A unidade de processamento contempla dois sub-blocos, um dedicado ao processamento e computação dos parâmetros elétricos a serem calculados, e outro destinado ao gerenciamento dos periféricos confinados dentro do medidor inteligente. A unidade de processamento de dados pode ser desempenhada por um chip de aplicação específica, por um MCU ou, em medidores com maior nível de desenvolvimento em relação ao processamento de dados, por Processadores Digitais de Sinais (DSP - *Digital Signal Processor*). Por outro lado, a tarefa de coordenação dos periféricos é designada normalmente a um MCU, que acaba sendo o núcleo central do medidor (WERANGA; KUMARAWADU; CHANDIMA, 2014), com o intuito de fornecer a informação calculada em tempo real ao usuário final e/ou à central de gestão de dados, normalmente a cargo da empresa comercializadora de energia.

Os periféricos normalmente encontrados em um *smart-meter* são: Relógio em tempo real (RTC - *Real Time Clock*), Display LCD, Memória EEPROM para armazenamento dos dados de identificação do medidor, Memória Flash para o armazenamento do histórico do consumo e das variáveis elétricas calculadas, instantes de falhas e estado atual do sistema, estrutura multi-tarifária, e por fim, módulos de comunicação (RF, GPRS, Zig-Bee, LAN, PLC, etc). A Figura 3 resume as características descritas anteriormente, uma vez que apresenta a arquitetura que integra uma plataforma inteligente de medição de energia, separando os componentes em função do nível de desenvolvimento: Básico, Médio e Avançado.

Figura 3 – Arquitetura de um medidor inteligente de energia elétrica.



Fonte: Adaptado de STMicroelectronics (2015).

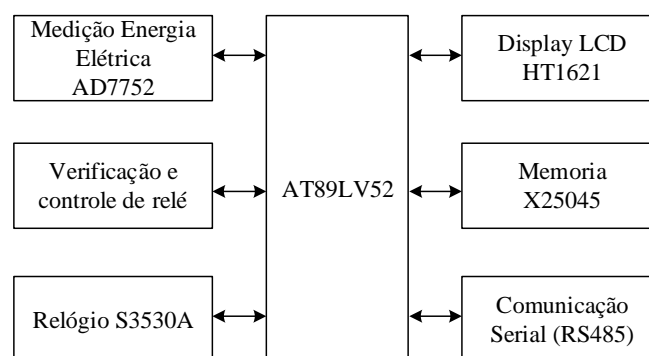
1.3 ESTADO DA ARTE

Como tem sido destacado, garantir uma medição confiável da energia elétrica é um dos focos mais relevantes dentro da temática sobre redes inteligentes, pois situa-se como parte fundamental na implementação das mesmas. O objetivo principal é permitir o monitoramento e controle do comportamento do sistema de transporte de energia elétrica e das diferentes cargas interligadas. Desta forma, é possível gerenciar o despacho de energia e/ou realizar reconfigurações para a redução de picos na demanda energética, os quais podem gerar perdas no sistema (MINCHALA-AVILA et al., 2016).

Na sequência, são citados alguns trabalhos relevantes publicados em revistas especializadas e tomados como base para a formulação das especificações de uma plataforma de medição de energia elétrica.

Em Jiang e Yu (2009) desenvolveu-se um projeto de medidor de energia elétrica implementado através de um microcontrolador AT89LV52 da empresa ATMEL, zque tem a função de gerenciar os diferentes periféricos presentes no protótipo, como é apresentado na Figura 4. Assim, a medição de energia é feita mediante um chip dedicado, ADE7752 fabricado pela *Analog Devices Inc*, que realiza a amostragem dos sinais de corrente e tensão, e calcula a potência ativa para cada uma das fases. A saída do chip ADE7752 é um sinal pulsante que representa a energia elétrica consumida (JIANG; YU, 2009). Este sinal é interpretado pelo microcontrolador, que realiza a contagem dos números de pulsos, os quais são equivalentes a uma quantidade de kW-h, neste caso, 3000 pulsos/kWh.

Figura 4 – Diagrama geral do protótipo desenvolvido por Jiang e Yu (2009).



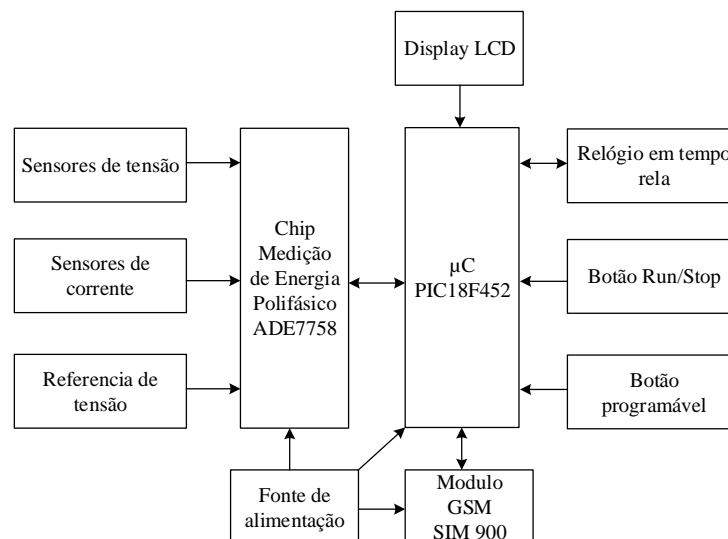
Fonte: Adaptado de Jiang e Yu (2009).

Yuying (2012) apresenta também outro projeto de medidor de energia trifásico com a mesma estrutura mencionada anteriormente, substituindo apenas o microcontrolador utilizado para o gerenciamento dos periféricos, que neste caso foi o PIC16F946. Porém, neste caso, ele adiciona a funcionalidade de energia pré-paga, ou seja, o usuário paga antecipadamente um valor por certa

quantidade de kWh e, quando essa é consumida, o medidor corta o fornecimento de energia. A quantidade de kW-h pré-paga é encaminhada ao medidor mediante o uso da comunicação sem fio RFID (*Radio-Frequency Identification*).

No entanto, outros projetos baseados em CIs mais avançados de aplicação específica são encontrados, como no trabalho do Weranga, Chandima e Kumarawadu (2012), que mantém uma estrutura similar à apresentada na Figura 4, mas usa o CI ADE7758, também da empresa ATMEL, para a medição da energia. Em contraste, este CI não só fornece informação da energia consumida devida à potência ativa, mas também, pode calcular valores eficazes (RMS - Root Mean Square) das tensões e corrente de cada fase, potência aparente e potência reativa. Na Figura 5 ilustra-se um diagrama geral dos blocos implementados no medidor projetado por Weranga, Chandima e Kumarawadu (2012).

Figura 5 – Diagrama de blocos do medidor implementado por Weranga, Chandima e Kumarawadu (2012).



Fonte: Adaptado de Weranga, Chandima e Kumarawadu (2012).

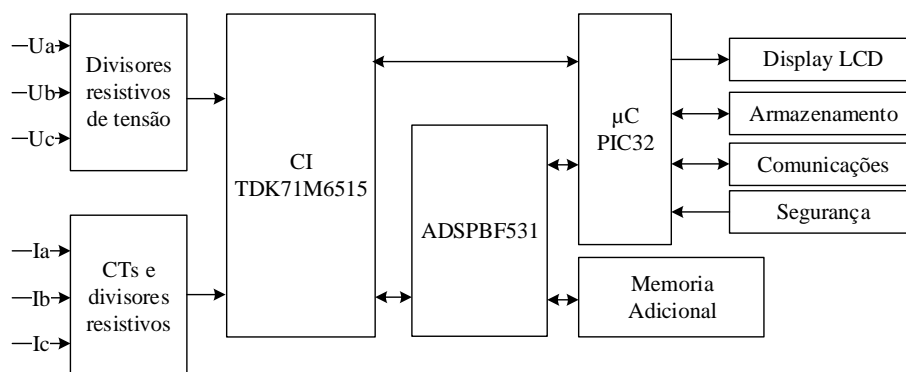
Na Figura 5, que o medidor incorpora a tecnologia GSM na banda dos 900 MHz para encaminhar os dados da medição através de SMS a uma unidade de monitoramento e análise. Esses dados são um arranjo de caracteres que informam o código de identificação do medidor, a hora, a tensão e corrente eficaz, as potências ativa, reativa e aparente, valores máximos de corrente e tensão, entre outras variáveis por cada fase do sistema.

Ao trabalho de Weranga, Chandima e Kumarawadu (2012) soma-se o desenvolvimento de Arif et al. (2013), cujo medidor inteligente mantém a mesma estrutura, mas além do protocolo de comunicação GSM é adicionada uma interface *ZigBee* para disponibilizar os dados de consumo/tarifação e de intercomunicação com outros elementos de medição inteligente definidos em uma micro-rede.

Os trabalhos desenvolvidos por Moraes (2014) e Luo et al. (2012) empregam o chip 71M6515H da *Teridian Semiconductor Corp* em aplicações de medição de energia, porém, as finalidades de cada trabalho são diferentes. No projeto de Moraes (2014) é conservada a mesma estrutura apresentada nos trabalhos anteriores, adicionando apenas o protocolo de comunicação Wi-Fi para a transmissão dos dados da energia, valores eficazes de corrente e tensão, entre outros.

Em Luo et al. (2012) propõe-se um projeto um pouco mais elaborado focalizando-se no estudo do efeito das componentes harmônicas na medição de energia, ou seja, determinar a energia devida às componentes harmônicas envolvidas em um sistema trifásico. Dessa forma, o chip 71M6515H é apenas aproveitado para desempenhar a amostragem dos sinais de tensão e corrente a uma taxa de 2520,6 Hz, assegurando a leitura das primeiras 21 componentes harmônicas em um sistema trifásico de 50Hz; esses dados são encaminhados para um CI de processamento digital de sinais ADSP-BF531, fabricado pela *Analog Device Inc*, que aplica a transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Transform Fourier*), permitindo, assim, a separação da componente fundamental dos sinais de tensão e corrente das outras componentes harmônicas. Além disso, um microcontrolador de menor capacidade de processamento é adicionado para controlar outros periféricos (Comunicação, Display, armazenamento, etc.), além dos CIs já mencionados, como pode ser visto na Figura 6.

Figura 6 – Estrutura do medidor desenvolvido por Luo et al. (2012).



Fonte: Adaptado de Luo et al. (2012).

O projeto de Luo et al. (2012) é interessante em relação aos outros medidores apresentados anteriormente, é a possibilidade de acesso e de manipulação dos dados digitalizados em tempo real dos sinais de tensão e corrente do sistema trifásico, porém, como consequência há um aumento na complexidade da implementação nos algoritmos de análise desses sinais e no gerenciamento dos dados.

Baptista (2012) desenvolveu um medidor de grandezas elétricas com a finalidade de fazer auditoria do consumo de energia elétrica para sistemas monofásicos. Pode-se destacar neste

trabalho o uso de um único microcontrolador, o MSP430F47197, manufaturado pela *Texas Instruments*, dedicado ao cálculo e ao gerenciamento da comunicação (UART-PC). Neste trabalho, apenas calculam-se os valores eficazes da tensão e corrente, a potência ativa e reativa do sistema, entretanto, apesar da simplicidade da aplicação, o fato de empregar um microcontrolador, possibilita a modificação do *firmware* do medidor, viabilizando a implementação de diferentes metodologias de medição de energia.

A *Texas Instruments* também implementa um medidor de energia para sistemas trifásicos a 3 e a 4 fios baseado no microcontrolador da família MSP430 (MSP430F67641). Novamente, a vantagem deste equipamento constitui-se no fato de que a metodologia de medição implementada pode ser modificada e encontra-se embarcada em um único dispositivo, que além disso, é capaz de controlar outros periféricos interligados, tais como, periféricos de comunicação, display, ADCs, armazenamento de dados, etc. (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Aumentando a complexidade das estruturas dos dispositivos de medição de energia elétrica, são referenciados os trabalhos de Naidu, Locharla e Naidu (2012) e Yonghui, Xiyuan e Xi (2010), que empregam FPGAs como núcleo central para o processamento dos dados e realização de cálculos das variáveis de qualidade de energia elétrica.

Naidu, Locharla e Naidu (2012) apresentou um projeto para a medição da energia reativa de um sistema monofásico. Esse projeto é sintetizado sobre um FPGA XC3S1200e-FG320 da família Spartan3E, fabricado pela Xilinx. Basicamente, opera aquisitando os sinais de tensão e corrente, e através da FFT (*Fast Fourier Transform*) calcula, no domínio da frequência, as contribuições de cada componente harmônico na potência reativa. Dessa forma, baseado no padrão IEEE Dictionary 100-1996, determina a potência reativa seguindo a relação matemática disposta em (1), cuja expressão é implementada na maioria dos instrumentos de medição de energia (PETKOVIĆ; STEVANOVIĆ, 2014).

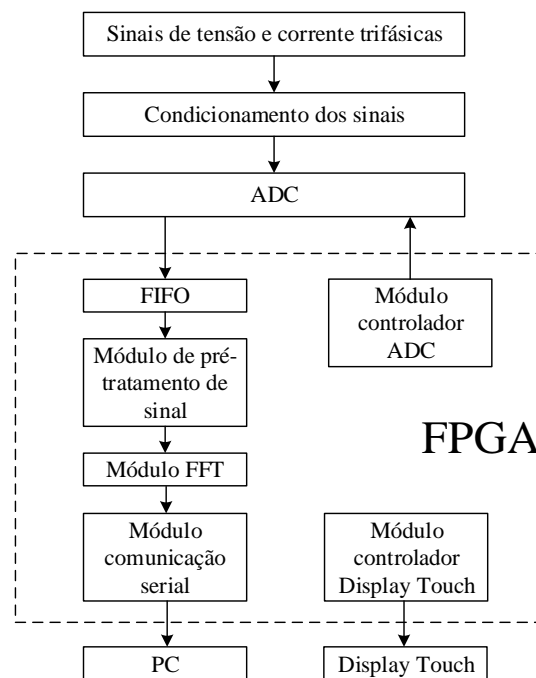
$$Q = \sum_{h=1}^M V_{RMS_h} I_{RMS_h} \text{sen}(\theta_h) = Q_1 + Q_h \quad (1)$$

Sendo, V_{RMS_h} e I_{RMS_h} são os valores eficazes da tensão e corrente, respectivamente, e θ_h o ângulo de defasagem entre os sinais de tensão e corrente na componente harmônica h . Logo, é possível definir Q_1 como a potência reativa fundamental e Q_h denota a potência reativa devida às harmônicas.

Naidu, Locharla e Naidu (2012) expõe resultados com um erro relativo de 0,43 % comparados com resultados de simulações desenvolvidas no software MATLAB, entretanto, não fornece informações relacionadas com o sistema implementado nesse trabalho.

Também baseado na utilização de dispositivos FPGA, Yonghui, Xiyuan e Xi (2010) apresentam um projeto mais complexo embarcado no chip EP2C35F672C8N da Altera, implementando um algoritmo capaz de determinar os ângulos de defasagem dos sinais de tensão e corrente de um sistema trifásico aplicando a FFT. Na Figura 7 ilustra-se o diagrama de blocos do projeto de Yonghui, Xiyuan e Xi (2010). Inicialmente implementa-se o sensoriamento dos sinais, na sequência realiza-se a amostragem destes sinais empregando o CI MAX1308, o qual é um ADC com 8 canais de 12 bits e taxa de amostragem de até 4Mb/s, produzido pela MAXIM. Desta forma, através do protocolo paralelo, são adquiridos os pacotes de dados pelo FPGA, que também controla o módulo de ADC, realizando a função de *trigger* durante o período de amostragem dos sinais elétricos.

Figura 7 – Diagrama de blocos do projeto de Yonghui, Xiyuan e Xi (2010).



Fonte: Adaptado de Yonghui, Xiyuan e Xi (2010).

Os dados, discretizados pelo ADC, são organizados de forma sistemática através de um módulo FIFO (*First In First Out*), seguido de um pré-tratamento para, finalmente, serem processados pelo algoritmo de FFT, implementado no FPGA. Segundo o autor, esse pré-tratamento acaba sendo o núcleo central do projeto, pois ele garante a invariância da fase em situações onde o valor instantâneo do sinal medido é baixo, ou quando o sinal medido contém alto conteúdo harmônico, ou ainda em situações onde emprega-se uma amostragem assíncrona ao sinal (SUN et al., 2012). Ressalta-se ainda que os módulos de filtragem, multiplicadores, somadores e FFT, empregados nesse trabalho, são de acesso restrito e disponibilizados pela Altera (IP Cores) através da compra de licenças.

O interessante do projeto de Yonghui, Xiyuan e Xi (2010), além de assegurar uma boa medida dos ângulos das fases do sistema, é o aproveitamento da FPGA, não só como unidade de processamento de dados, mas também como o responsável por coordenar todos os periféricos interligados a ele. Dessa forma, outros módulos integrados para o controle de displays e comunicação serial com o PC, são também sintetizados dentro do FPGA.

1.4 NORMAS APLICÁVEIS AOS MEDIDORES DE ENERGIA ELÉTRICA

Em seguida, são detalhadas as considerações necessárias em relação ao processo de aquisição dos sinais, tratamento dos dados e a classificação dos resultados para análise dos distúrbios do sistema em regime permanente, abordados pelos padrões: NBR IEC 61000-4-30:2011, que mantém os requisitos estabelecidos pelo padrões IEC 61000-4-30 e IEC 61000-4-7.

1.4.1 NBR IEC 61000-4-30:2011

O padrão NBR IEC 61000-4-30:2011: Compatibilidade Eletromagnética, Parte 4-30: Técnicas de medição e ensaio - Métodos de medição de qualidade da energia, basicamente define os métodos de medição, incerteza e faixa de valores das variáveis a serem medidas e a interpretação dos resultados dos parâmetros da qualidade da energia elétrica em sistemas de alimentação em corrente alternada que operam a 50/60 Hz.

1.4.1.1 *Frequência*

A norma NBR IEC 61000-4-30:2011 especifica que a leitura da frequência deve ser obtida a cada 10 s. Como a frequência pode apresentar variações em torno de seu valor nominal durante o intervalo de tempo definido em 10 s, a quantidade de ciclos pode não ser um número inteiro. Portanto, a frequência fundamental é calculada como o número de ciclos inteiros contados durante o intervalo de 10 s, dividido pela duração total desses ciclos inteiros, como em (2).

$$f = \frac{\#ciclos_{int}}{t_{\#ciclos_{int}}} \quad (2)$$

A incerteza de medição não pode exceder ± 10 mHz nas faixas de medição de 42,5 Hz - 57,5 Hz/51 Hz - 69 Hz (50 Hz/60 Hz). Além disso, antes de cada avaliação, os harmônicos e inter-harmônicos devem ser atenuados, a fim de minimizar os efeitos de múltiplas passagens pelo zero (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS- ABNT, 2011).

Para sistemas que envolvem mais de uma fase, deve ser designado um canal de referência, e assim realizar os cálculos da frequência a partir da onda de tensão amostrada nesse canal.

1.4.1.2 Magnitude da tensão de alimentação

O cálculo do valor eficaz, ou RMS, da tensão deve ser realizado em um intervalo de tempo de 10 ciclos para sistemas de potência de 50 Hz e 12 ciclos para sistemas de 60 Hz, equivalente a uma janela de processamento de 200 ms. Assim, por definição, o valor eficaz total inclui as harmônicas, inter-harmônicas, sinais de telecomando, etc. A incerteza de medição não pode exceder $\pm 0,1$ % da tensão nominal declarada, dentro de uma faixa de 10 % até 150 % desse valor de tensão (ABNT, 2011).

1.4.1.3 Variações de curta duração

Afundamentos, elevações e interrupções de tensão são considerados pela norma IEC 61000-4-30 como variações de curta duração quando o sistema opera em regime permanente. Esses parâmetros de qualidade de energia devem ser identificados pela aplicação do conceito de valor eficaz de meio ciclo $U_{rms(1/2)}$, sincronizado com o cruzamento por zero da componente fundamental da tensão. No caso de sistemas polifásicos, essas variações devem ser verificadas de forma independente para cada uma das fases do sistema (ABNT, 2011).

A norma apresenta o conceito de marcação de dados, significando que, durante uma das variações citadas anteriormente, o algoritmo de medição para outros parâmetros, por exemplo, a medição de frequência, pode produzir um valor não confiável. O conceito de marcação, evita que um único evento seja considerado mais de uma vez em diferentes parâmetros. Um exemplo disso seria, considerar um único afundamento de tensão, como um afundamento e uma variação de frequência. Assim, os dados são marcados para não interferirem nos resultados dos demais parâmetros (ABNT, 2011).

1.4.2 IEC 61000-4-7

A norma IEC 61000-4-7 faz uma abordagem dos métodos de medição da distorção harmônica presente na rede elétrica. Dessa forma, a norma define as terminologias, indicadores para a avaliação do nível de distorção harmônica na rede, metodologias de medição dos harmônicos de tensão e corrente, e os requisitos básicos para a construção de equipamentos de medição como analisadores da QEE. Adicionalmente, este padrão estabelece uma distinção

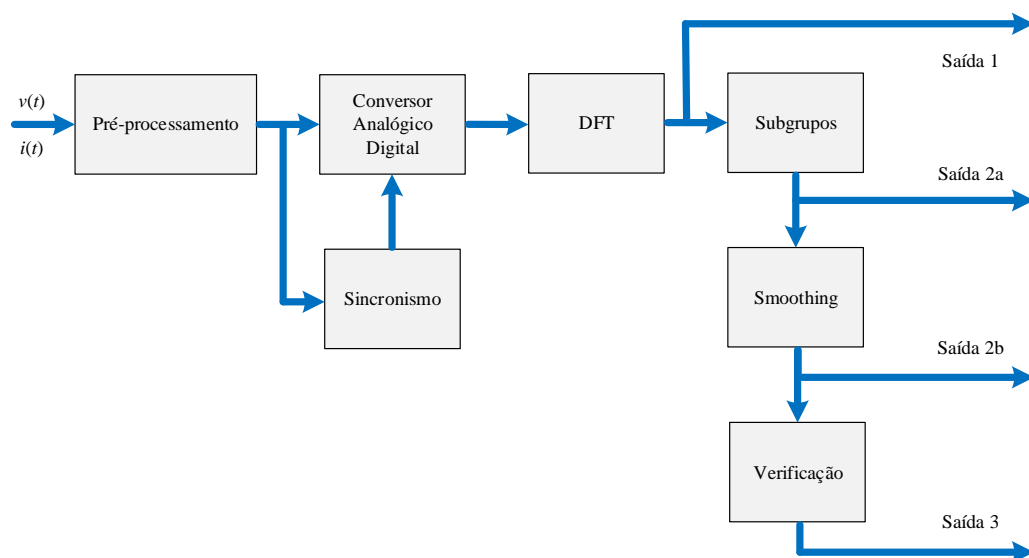
entre harmônicos, inter-harmônicos e outras componentes, até os 9 kHz (SANTOS, 2011).

De acordo com a IEC 61000-4-7, a estrutura genérica de um instrumento de medição de harmônicos compreende os seguintes itens: circuitos de entrada com filtros anti-aliasing, conversores analógicos digitais incluindo uma unidade de *sample-and-hold*, unidade de sincronismo, uma unidade de janelamento, se for necessário, e um processador da transformada discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*) que fornece os coeficientes de Fourier (SANTOS, 2011).

Na Figura 8, apresenta-se a estrutura geral de um equipamento de medição de harmônicos, onde ilustram-se as várias saídas definidas pela norma. A saída 1 é basicamente uma coluna de dados, os quais correspondem aos valores absolutos das componentes harmônicas do sinal processado, separadas no diagrama espectral em 5 Hz (CHEN, 2013a). Em (3) é definida a nomenclatura para as componentes de frequência para sistemas de 50 Hz e 60 Hz (BOLLEN; GU, 2006).

$$\begin{aligned} c_{n+1/10}, c_{n+2/10}, c_{n+3/10}, \dots, c_{n+9/10} & \quad (50 \text{ Hz}) \\ c_{n+1/12}, c_{n+2/12}, c_{n+3/12}, \dots, c_{n+11/12} & \quad (60 \text{ Hz}) \end{aligned} \quad (3)$$

Figura 8 – Módulos principais em medidores de harmônicos - Norma IEC 61000-4-7.



Fonte: Adaptado de Chen (2013a).

Os dados da saída 1 são também encaminhados a um bloco que realiza a divisão de grupos e subgrupos de harmônicos e inter-harmônicos, gerando dessa forma a saída 2a. O grupo de harmônicos está definido como as 9/11 (50 Hz/60 Hz) componentes de frequência entre dois harmônicos de ordem n e $n + 1$, onde as 4/5 componentes de frequência mais baixas são

adicionadas ao grupo de harmônicos n , as 4/5 mais altas ao grupo $n + 1$, e a que está no meio das duas harmônicas é dividida em partes iguais a cada grupo, de acordo com (4) (BOLLEN; GU, 2006).

$$C_{ng}^2 = \frac{1}{2}c_{n-5/10}^2 + \sum_{i=-4}^4 c_{n-i/10}^2 + \frac{1}{2}c_{n+5/10}^2 \quad (50 \text{ Hz}) \quad (4)$$

$$C_{ng}^2 = \frac{1}{2}c_{n-6/12}^2 + \sum_{i=-5}^5 c_{n-i/12}^2 + \frac{1}{2}c_{n+6/12}^2 \quad (60 \text{ Hz})$$

Em (5) define-se o grupo de inter-harmônicos, o qual está formado por todas as componentes de frequência entre duas harmônicas n e $n + 1$.

$$C_{(n+1/2)g}^2 = \sum_{i=1}^9 c_{n+i/10}^2 \quad (50 \text{ Hz}) \quad (5)$$

$$C_{(n+1/2)g}^2 = \sum_{i=1}^{11} c_{n+i/12}^2 \quad (60 \text{ Hz})$$

Por outro lado, vê-se em (6), que os subgrupos de harmônicos são formados pelas componentes de frequências ao lado de uma componente harmônica n e ela mesma.

$$C_{ns}^2 = c_{n-1/10}^2 + c_n^2 + c_{n+1/10}^2 \quad (50 \text{ Hz}) \quad (6)$$

$$C_{ns}^2 = c_{n-1/12}^2 + c_n^2 + c_{n+1/12}^2 \quad (60 \text{ Hz})$$

E por fim, o subgrupo de inter-harmônicos está composto pelas componentes de frequência que encontram-se entre os subgrupos de harmônicos, tal como em (7).

$$C_{(n+1/2)s}^2 = \sum_{i=2}^8 c_{n+i/10}^2 \quad (50 \text{ Hz}) \quad (7)$$

$$C_{(n+1/2)s}^2 = \sum_{i=2}^{10} c_{n+i/12}^2 \quad (60 \text{ Hz})$$

À saída 2a é aplicada uma função de *Smoothing*, a qual providencia um sinal mais limpo, que facilita a comparação entre medições de dois instrumentos ligados à mesma entrada analógica. Essa função representa um filtro passa-baixas simples com apenas um polo, cujos coeficientes dependem da frequência do sistema de potência e estão definidos na norma (GUNTHER, 2006).

O padrão também define a exatidão que devem cumprir os equipamentos de medição de componentes harmônicas, tal como é apresentado na Tabela 1.

Ambas normas sugerem o uso de filtros *anti-aliasing* na entrada de cada sinal elétrico a ser medido, isso com a finalidade de suprimir sinais falsos gerados no processo de amostragem.

Tabela 1 – Exatidão para medição de tensão, corrente e potência - Norma IEC 61000-4-7

Classe	Medição	Condições	Erro máximo
I	Tensão	$U_m \geq 1 \% U_{nom}$	$\pm 5 \% U_m$
		$U_m < 1 \% U_{nom}$	$\pm 0,05 \% U_{nom}$
	Corrente	$I_m \geq 3 \% I_{nom}$	$\pm 5 \% I_m$
$I_m < 3 \% I_{nom}$		$\pm 0,05 \% I_{nom}$	
	Potência ativa	$P_m \geq 150 \text{ W}$ $P_m < 150 \text{ W}$	$\pm 1 \% P_{nom}$ $\pm 1,5 \text{ W}$
II	Tensão	$U_m \geq 3 \% U_{nom}$	$\pm 5 \% U_m$
		$U_m < 3 \% U_{nom}$	$\pm 0,15 \% U_{nom}$
	Corrente	$I_m \geq 10 \% I_{nom}$	$\pm 5 \% I_m$
		$I_m < 10 \% I_{nom}$	$\pm 0,5 \% I_{nom}$
I_{nom} : Faixa da corrente nominal do equipamento de medição. U_{nom} : Faixa da tensão nominal do equipamento de medição. U_m e I_m : Valores medidos.			

Fonte: Gunther (2006)

Gunther (2006) afirma que a omissão deste filtro é uma das razões pelas quais as medições realizadas por medidores em processo de revisão diferem dos resultados obtidos por um instrumento de referência. Além disso, as normas citadas também sugerem o uso de um mecanismo de sincronização, e.g. PLL - *Phase-Locked Loop*, para a determinação da frequência nominal do sistema, cuja ausência também torna-se uma fonte de erro nas medições.

1.4.3 Procedimentos de Distribuição – PRODIST

A ANNEL define, através da norma de Procedimentos de Distribuição – PRODIST, os requerimentos técnicos relacionados ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica no Brasil. Especificamente no Módulo 8 do PRODIST apresenta os procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica - QEE, relacionando os seguintes parâmetros:

- Tensão em regime permanente: Na Tabela 2 são apresentados os limites e classificações relacionadas à variação da tensão em regime permanente fornecida pela distribuidora de energia em sistemas com tensão nominal inferior à 1 kV.
- Fator de potência: Para sistemas com tensão inferior aos 230 kV o fator de potência no ponto de conexão deve estar entre 0,92 e 1,00 indutivo ou 1,00 e 0,92 capacitivo, e deve ser calculado como em (8), porém, neste trabalho essa definição não é considerada, uma vez que a potência aparente é assumida como a raiz quadrada da soma quadrática das potências ativa e reativa, e portanto, os efeitos da presença harmônicos nas tensões de alimentação ou impostos pela presença de cargas não lineares não são explorados.

Tabela 2 – Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1 kV (220/127)

Tensão de Atendimento (TA)	Faixa de Variação da Tensão de Leitura (TL) [V]
Adequada	(202 ≤ TL ≤ 231)/ (117 ≤ TL ≤ 133)
Precária	(191 ≤ TL < 202 ou 231 < TL ≤ 233)/ (110 ≤ TL < 117 ou 133 < TL ≤ 135)
Crítica	(TL < 191 ou TL > 233)/ (TL < 110 ou TL > 135)

Fonte: Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL (2018)

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (8)$$

- Desequilíbrio de tensão: Em sistemas de energia trifásicos, este evento se deve a uma diferença nas amplitudes, e/ou na defasagem de 120°, das tensões de fase. Isto, se verifica através do Fator de Desequilíbrio $FD\%$ definido em (9).

$$FD\% = \frac{V_{-1}}{V_{+1}} \times 100\% \quad (9)$$

Sendo V_{-1} e V_{+1} as magnitudes da tensão eficaz de sequência negativa e positiva na frequência fundamental, respectivamente. Adicionalmente, $FD\%$ também pode ser calculado de forma equivalente empregando (10).

$$FD\% = 100\% \times \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}} \quad (10)$$

Onde o parâmetro β é definido em (11) e V_{L1_1} , V_{L2_1} e V_{L3_1} são as magnitudes das tensões eficazes de linha do sistema trifásico na frequência fundamental.

$$\beta = \frac{V_{L1_1}^4 + V_{L2_1}^4 + V_{L3_1}^4}{(V_{L1_1}^2 + V_{L2_1}^2 + V_{L3_1}^2)^2} \quad (11)$$

Essa definição do FD estabelecida pelo PRODIST coincide com a norma NBRIEC-61000-4-30. Além disso, define-se o indicador $FD95\%$ e refere-se a que o parâmetro foi superado em apenas 5 % de 1008 leituras válidas realizadas a cada 10 min. No caso de sistemas com alimentação inferior a 1 kV, o indicador $FD95\%$ não pode ser maior que 3 %.

- Harmônicos: O PRODIST também estabelece os limites de distorção harmônica na tensão de atendimento fornecida pela distribuidora de energia. Assim, na Tabela 3 são

apresentados os valores máximos, considerando-se os percentis 95, para os indicadores da Distorção harmônica Total de Tensão (DTT), da Distorção harmônica Total de Tensão para as componentes pares não múltiplas de 3 (DTT_P), da Distorção harmônica Total de Tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3 (DTT_I) e, da Distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3 (DTT_3).

Tabela 3 – Limites das distorções harmônicas totais (Tensão nominal < 1 kV)

Indicador	% da tensão fundamental
$DTT_{95\%}$	10,00
$DTT_P_{95\%}$	2,50
$DTT_I_{95\%}$	7,50
$DTT_3_{95\%}$	6,50

Fonte: Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL (2018).

- Variações de curta duração: Coincidem com os conceitos já citados anteriormente pela norma NBR IEC 61000-4-30, e adicionalmente, o PRODIST realiza uma classificação e denominação desses eventos em função da duração dos mesmos, diferenciando entre variações momentâneas e variações temporárias, como apresentado na Tabela 4.

Tabela 4 – Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração

Classificação	Denominação	Duração da Variação	Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência
Variação Momentânea de Tensão	Interrupção Momentânea de Tensão	Inferior ou igual a três segundos	Inferior a 0,1 p.u.
	Afundamento Momentâneo de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior ou igual a 0,1 p.u. e inferior a 0,9 p.u.
	Elevação Momentânea de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior a 1,1 p.u.
Variação Temporária de Tensão	Interrupção Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Inferior a 0,1 p.u.
	Afundamento Temporário de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior ou igual a 0,1 p.u. e inferior a 0,9 p.u.
	Elevação Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior a 1,1 p.u.

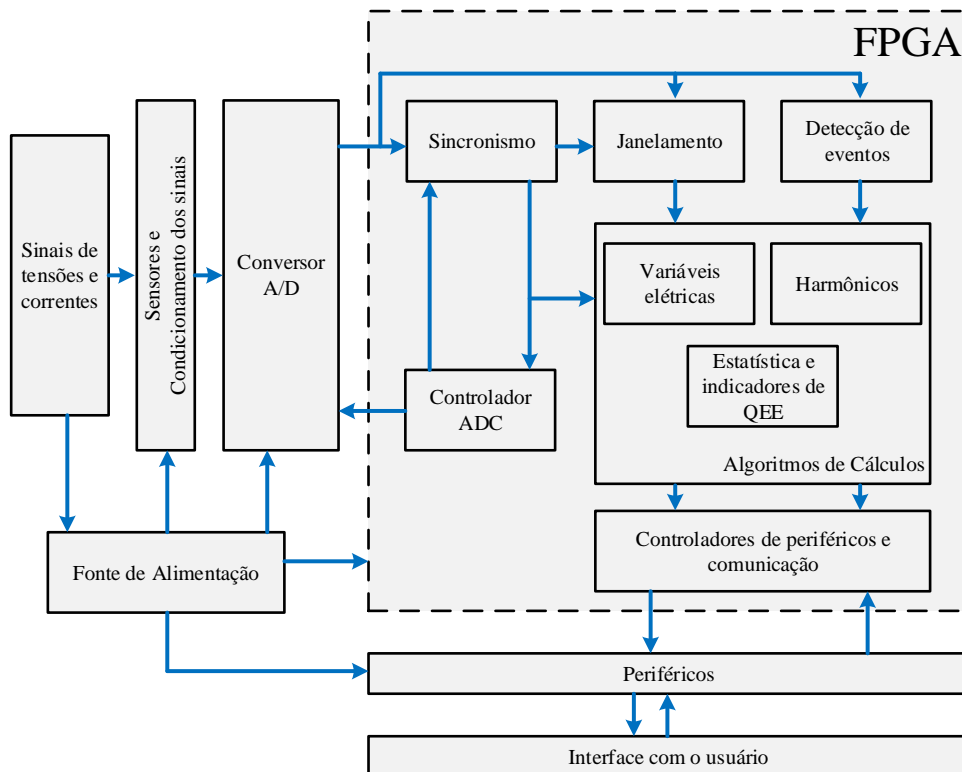
Fonte: Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL (2018)

- **Variações de frequência:** O PRODIST estabelece que o sistema de distribuição, e as instalações de geração conectadas ao mesmo, devem operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 Hz e 60,1 Hz, e na presença de distúrbios no sistema, as instalações de geração devem garantir que a frequência retorne para a faixa de 59,5 Hz a 60,5 Hz em até 30 s. Quando os distúrbios no sistema de distribuição, oriundos de cortes de geração ou de carga, para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração, a frequência não pode ultrapassar 66 Hz ou ser inferior a 56,5 Hz em condições extremas; pode permanecer acima de 62 Hz por no máximo 30 s e acima de 63,5 Hz por no máximo 10 s; pode permanecer abaixo de 58,5 Hz por no máximo 10 s e abaixo de 57,5 Hz por no máximo 5 s (Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, 2018).

1.5 PLATAFORMA PROPOSTA DE MEDIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

Baseado nas arquiteturas de medidores inteligentes apresentadas e nos requerimentos das normas descritas anteriormente, define-se na Figura 9 um diagrama em blocos que incorpora as características essenciais, de acordo com o *hardware* de uma plataforma com a capacidade de agrupar diferentes módulos destinados à aquisição, processamento, envio/recepção dos parâmetros considerados em um sistema inteligente de medição de energia elétrica.

Figura 9 – Plataforma proposta de medição de energia elétrica.



Fonte: Dados do próprio autor.

Dessa forma, o objetivo principal desta pesquisa é o desenvolvimento de um equipamento flexível constituído por um medidor inteligente de energia elétrica, embarcado em um dispositivo FPGA, visando atender as necessidades impostas pelo conceito das *smart-grids*, garantindo que o processamento dos dados para a realização dos cálculos das variáveis e indicadores de qualidade de energia, possa trabalhar de forma paralela com as interfaces de controle para os periféricos destinados à comunicação, leitura em tempo real dos dados, desconexão e religação de cargas, entre outros.

Na Figura 9, ilustra-se, de forma generalizada, a estrutura em diagrama de blocos do medidor inteligente proposto, o qual basicamente incorpora estágios de circuitos de condicionamento de sinais, conversão A/D para a discretização dos sinais, periféricos de comunicação, controle e interação com o usuário, com a empresa de energia e/ou com outros equipamentos da rede inteligente, a fonte de alimentação, e por fim, o FPGA como núcleo central do medidor.

Destaca-se que todos os blocos da Figura 9 são detalhados na seção referente à implementação do dispositivo proposto. Nos módulos de janelamento e sincronismo são atendidas as recomendações das normas IEC e o PRODIST. No módulo de cálculos de variáveis elétricas de qualidade de energia são aplicadas as teorias de medição de energias apresentadas pelo Padrão IEEE 1459-2010 e a Teoria da Potência Conservativa CPT (*Conservative Power Theory*), sendo ambas estudadas no Capítulo 2.

No Capítulo 3 é apresentada a descrição completa da plataforma desenvolvida, baseada nas estruturas dos dispositivos estudados anteriormente. Dessa forma, detalham-se as diferentes técnicas empregadas para a discretização das equações que definem os diferentes módulos do sistema, tais como: sincronismo, extração das componentes fundamentais dos sinais de tensão e corrente, obtenção das componentes simétricas de sequência positiva, etc. Resultados relacionados com a operação de cada um dos módulos descritos em linguagem de *hardware*, ilustrando a adaptabilidade do sistema frente a variações de frequência de rede, também são estudados. Adicionalmente, apresenta-se o desenvolvimento de um servidor web que permite o acesso remoto ao medidor através da internet, permitindo a visualização de relatório de históricos das variáveis elétricas, monitoramento do comportamento do sistema através de um ambiente supervisorio, estudo do comportamento do sistema aplicando as definições de potência do padrão IEEE 1459-2010, desconexão e religamento de cargas de forma remota, entre outras funcionalidades.

Finalmente, no Capítulo 4 são discutidos os resultados experimentais obtidos através da plataforma desenvolvida, para diversos cenários de operação, aplicando as metodologias do padrão IEEE 1459-2010 e a teoria da potência conservativa. Além disso, esses resultados

são comparados com equipamentos de medição de qualidade de energia elétrica amplamente empregados para análises de sistemas de energia elétrica. Cenários de geração distribuída que incorporam a presença de sistemas fotovoltaicos conectados à rede também são analisados, mediante a utilização das ferramentas de medição disponíveis no medidor de energia desenvolvido.

2 TEORIAS DE MEDIÇÃO DE POTÊNCIAS: PADRÃO IEEE 1459-2010 E TEORIA DA POTÊNCIA CONSERVATIVA

Em um ambiente de medição inteligente, garantir medições fidedignas, em tempo real das variáveis associadas ao consumo de energia elétrica, torna-se primordial. Desta forma, é necessária a implementação de metodologias de medição capazes de correlacionar o comportamento do sistema elétrico com os fenômenos físicos, gerados a partir dos distúrbios nele observados: harmônicos impostos pela presença de cargas não lineares, desbalanços nas cargas e assimetrias nas tensões de alimentação no caso de sistemas trifásicos, entre outros.

Durante varias décadas, a teoria desenvolvida por Budeanu (1927) foi a mais aceita na área de cálculo de potências elétricas. Ele foi o primeiro a formular a decomposição da potência aparente (S) em três parcelas: Potência ativa (P_B), Potência reativa (Q_B) e Potência de Distorção (D_B), para sistemas que operam em condições não senoidais (MORALES, 2011). Considere-se em (12) a definição do valor eficaz dos sinais de tensão e corrente, no domínio da frequência.

$$V = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} V_k^2} \quad I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2} \quad (12)$$

V_k e I_k referem-se ao valor eficaz da k -ésima componente em frequência dos sinais de tensão e corrente, respectivamente. Assim, *Budeanu* define, para um circuito monofásico as potências S , P_B , Q_B e D_B como segue:

$$S = VI \quad (13)$$

$$P_B = \sum_{k=1}^{\infty} P_k = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos \varphi_k \quad (14)$$

$$Q_B = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \sin \varphi_k \quad (15)$$

$$D_B = \sqrt{S^2 - P_B^2 - Q_B^2} \quad (16)$$

Sendo φ_k o ângulo de defasagem entre os sinais de tensão e corrente na k -ésima harmônica.

Apesar desta teoria ter sido amplamente aceita durante muito anos, demonstrou-se que suas definições não refletem o verdadeiro comportamento do sistema em função dos reativos e harmônicos presentes. Dentre as críticas realizadas por Czarnecki (1987), a mais relevante do

ponto de vista das aplicações em instrumentação e medidas, decorre do fato de que a potência D_B não consegue prover nenhuma informação em relação à forma de onda dos sinais de tensão e corrente (JELTSEMA, 2015).

Adicionalmente, citam-se alguns aspectos-chaves para que esta teoria apresente problemas na hora de ser implementada em sistemas de compensação de reativos: Uma redução da potência reativa não implica uma redução no valor eficaz da corrente fornecida, ou seja, não haveria redução de perdas na linha; a potência aparente não ser reduzida com a definição de potência reativa é equivalente a dizer que o fator de potência não pode ser aumentado; não é possível compensar separadamente as potências Q_B e D_B (CZARNECKI, 1987; JELTSEMA, 2015; WILLEMS, 2011).

Destaca-se que a teoria proposta pelo Budeanu em 1927 é definida no domínio da frequência, e que 50 anos depois foi desenvolvido o primeiro medidor de energia reativa e de distorção, o que pode ser atribuído ao esforço computacional que representava a implementação dos cálculos da componentes de frequência naquela época (JELTSEMA, 2015).

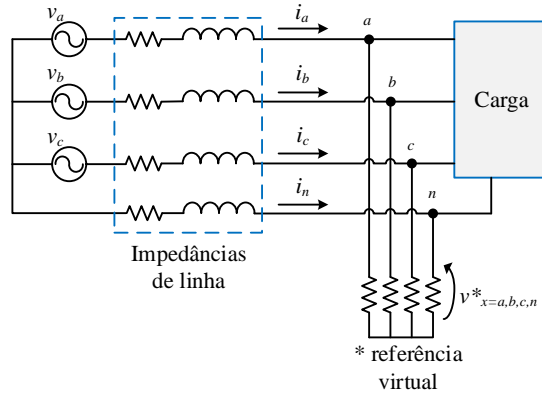
Outra abordagem para a medição de potências foi desenvolvida por Depenbrock (1962), mas apenas começou a ser aceita após sua publicação na base de dados do IEEE em 1993 (MORALES, 2011). Diferentemente de *Budenau*, o autor apresenta uma abordagem no domínio do tempo, baseando-se no método de decomposição ortogonal das correntes, proposto por *Fryze*, e no conceito de valores eficazes coletivos instantâneos de *Buchholz*. Por tais motivos, a teoria é chamada de FBD ou Fryze-Buchholz-Depenbrock (MORALES, 2011).

Basicamente, a teoria FBD define que todos os condutores presentes em um circuito polifásico devem ser considerados como elementos ativos, assim, as medições de tensão de fase devem ser feitas em relação a uma “referência virtual”. Na Figura 10 é apresentado um circuito trifásico a quatro fios, considerando a diferença de potencial entre o condutor de retorno (neutro) e a referência virtual (*).

Dessa forma, são definidos os valores coletivos instantâneos RMS das correntes (i_m) e tensões com referência ao ponto virtual (v_{m*}) do sistema, como segue em (17) e (18), respectivamente.

$$i_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{m=1}^M i_m^2} \quad (17)$$

$$v_{\Sigma*} = \sqrt{\sum_{m=1}^M v_{m*}^2} \quad (18)$$

Figura 10 – Medição de um circuito trifásico de acordo com a teoria FDB

Fonte: Adaptado de Morales et al. (2011).

Sendo M o número total de condutores do sistema. Assim, a potência instantânea define-se como o produto interno entre os vetores de corrente e tensão em (19).

$$p_{\Sigma} = \sum_{m=1}^M v_{m*} \cdot i_m \quad (19)$$

Para condições periódicas, a definição dos valores eficazes coletivos da corrente e tensão são apresentadas respectivamente em (20) e (21).

$$I_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{\Sigma}^2 dt} = \sqrt{\sum_{m=1}^M I_m^2} \quad (20)$$

$$V_{\Sigma*} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{\Sigma*}^2 dt} = \sqrt{\sum_{m=1}^M V_{m*}^2} \quad (21)$$

Logo, define-se em (22) a potência ativa total (P_{Σ}) como o valor médio da potência instantânea p_{Σ} , que coincide com a definição de potência ativa convencional. Adicionalmente a potência aparente coletiva (S_{Σ}) e o fator de potência (FP_{Σ}) são definidos em (23) e (24), respectivamente.

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{\Sigma} dt \quad (22)$$

$$S_{\Sigma} = V_{\Sigma*} \cdot I_{\Sigma} \quad (23)$$

$$FP_{\Sigma} = \frac{P_{\Sigma}}{S_{\Sigma}} \quad (24)$$

Essa definição de potência aparente foi formulada por *Buchholz*, considerando todas as tensões e correntes do sistema polifásico a ser analisado. Além disso, *Deppenbrock* faz uma

decomposição das correntes instantâneas, de cada fase, em parcelas proporcionais e ortogonais às tensões (MARAFÃO; PAREDES; SIVA, 2009; XU; TOLBERT; XU, 2011), como segue:

- Corrente ativa – i_{am} : É a componente que transfere a energia média para a carga e é válida em condições periódicas.

$$i_{am} = \frac{P_{\Sigma}}{V_{\Sigma}^2} v_{m*} = G_a v_{m*} \quad (25)$$

- Corrente não ativa – i_{nm} : É a corrente devida aos distúrbios e oscilações que afetam a potência instantânea, contudo não transfere energia média para a carga.

$$i_{nm} = i_m - i_{am} \quad (26)$$

- Correntes de potência – i_{pm} : Responsáveis pela potência instantânea, aqui são incluídas tanto a potência ativa, como as possíveis oscilações devidas aos desequilíbrios e harmônicos.

$$i_{pm} = \frac{p_{\Sigma}}{v_{\Sigma}^2} v_{*} = G_p v_{m*} \quad (27)$$

- Correntes de potência zero – i_{zm} : Não transferem energia à carga, e podem ser compensadas sem a necessidade de elementos armazenadores de energia.

$$i_{zm} = i_m - i_{pm} \quad (28)$$

- Correntes de variação – i_{vm} : É quem produz as variações da condutância equivalente G_p ao redor de seu valor médio G_a , em outras palavras, impõe as variações da potência instantânea em torno da potência ativa.

$$i_{vm} = i_{nm} - i_{zm} = i_{pm} - i_{am} \quad (29)$$

Finalmente, partindo das definições de Fryze, é apresentada a decomposição das correntes ortogonais como em (30).

$$\|i_m\|^2 = \|i_{am}\|^2 + \|i_{nm}\|^2 = \|i_{am}\|^2 + \|i_{vm}\|^2 + \|i_{zm}\|^2 \quad (30)$$

$\|x\|$ representando o valor eficaz da variável x .

Quando essas correntes definidas em (30) são multiplicadas pela norma da tensão da fase associada, tem-se como resultado as potências devidas a cada fenômeno associado a estas, como segue em (31).

$$P_m^2 = P_{am}^2 + P_{nm}^2 = P_{am}^2 + P_{zm}^2 + P_{vm}^2 \quad (31)$$

Um dos ganhos principais da teoria FDB é a possibilidade de diferenciar as contribuições dos reativos, desbalanços e harmônicos presentes no sistema da potência ativa. Porém, torna-se impossível estudar as contribuições de cada um desses fenômenos separadamente. Outro fato importante, discutido por Morales et al. (2011), é que quando um ponto virtual é tomado como referência, para realizar medições em um sistema com condutor de retorno, haverá uma redução no cálculo da componente simétrica de sequência zero. Conseqüentemente, o autor recomenda, medir as tensões de fase, tomando como referência o condutor de retorno nestes casos.

Outra das teorias de medição de potências amplamente estudada por muitos autores, é a teoria da potência instantânea, também conhecida como teoria pq . Esta foi proposta por Akagi et al. (1983) no domínio do tempo, baseando-se na transformada de Clarke. O método de cálculo consiste em transformar um sistema trifásico nas coordenadas (a, b, c) para um sistema de coordenadas denominadas como $(\alpha, \beta, 0)$. Desta forma, aplicando a transformada de Clarke às tensões e correntes de fase nas coordenadas (a, b, c) , como segue em (32) e (33), são obtidos os sinais instantâneos das tensões e correntes nas coordenadas $(\alpha, \beta, 0)$, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = C_1 \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_1 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (33)$$

Desse modo, a teoria pq define em (34) duas componentes de potências instantâneas "reais" (p e p_0) e uma potência instantânea "imaginária" (q) para um sistema trifásico, as quais estão relacionadas com a potência ativa e a potência reativa do sistema, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (34)$$

Logo, define-se a potência ativa instantânea para um sistema trifásico em (35) e (36), para sistemas a quatro e três fios, respectivamente. Adicionalmente, a potência "imaginária" é reescrita em (37).

$$p_{3\varphi} = p + p_0 = \bar{p} + \tilde{p} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (35)$$

$$p_{3\varphi} = p = \bar{p} + \tilde{p} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (36)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \quad (37)$$

Destaca-se que para sistemas trifásicos a três fios, as medições das tensões de fase devem ser referenciadas a um ponto virtual (como na teoria FDB) e para sistemas a quatro condutores as tensões são medidas em relação ao neutro (MARAFÃO; PAREDES; SIVA, 2009). Adicionalmente, vê-se que as potências p e q , ainda podem ser decompostas a soma de uma componente média (\bar{p} , \bar{q}) somada a uma componente oscilante (\tilde{p} , \tilde{q}). No caso, as parcelas \bar{p} e \bar{q} , representam as potências ativa e reativa do sistema e, as componentes oscilantes (\tilde{p} , \tilde{q}) estão relacionadas às potências devidas à presença de tensões e correntes desequilibradas e/ou distorcidas.

Por outro lado, sabe-se que as correntes i_α e i_β são ortogonais, e portanto, podem ser decompostas em parcelas de correntes ativas instantâneas, $i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$, e imaginárias instantâneas $i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$.

$$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (38)$$

$$i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (39)$$

$$i_{\alpha q} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (40)$$

$$i_{\beta q} = -\frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (41)$$

Logo, é possível transformar inversamente as correntes das coordenadas $(\alpha, \beta, 0)$ para as correntes do sistema trifásico em (a, b, c) empregando as equações (42), (43) e (44).

$$\begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{b0} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = C_2 \begin{bmatrix} i_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = C_2 \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$\begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = C_2 \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (44)$$

Por fim, a soma das parcelas de correntes definidas anteriormente, levam ao valor das correntes instantâneas nas coordenadas (a, b, c) , expressado em (45).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{b0} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (45)$$

A teoria pq acaba sendo um método de cálculo de potência relativamente simples para ser implementado dentro de ambientes de processamento digital de sinais, contudo, o fato de se definir os valores das potências em um sistema de coordenadas diferentes às do próprio sistema, impede a determinação da origem da deterioração das correntes e/ou tensões. No caso de presença de assimetrias e distorções nas tensões e/ou correntes, torna-se impossível determinar as contribuições de cada distúrbio no fluxo de potência do sistema. Isso é um fator determinante nos processos de monitoração e instrumentação em tempo real requeridos na medição inteligente.

Conhecendo as limitações das teorias anteriormente descritas, ao serem aplicadas dentro de um ambiente de medição de energia para monitoramento e caracterização do sistema elétrico, serão descritas, na sequência, duas metodologias: A primeira consiste no padrão IEEE 1459-2010, cuja formulação é realizada no domínio da frequência, e a segunda corresponde à Teoria da Potência Conservativa, que apresenta uma abordagem no domínio do tempo. Ambas possibilitam a realização de uma análise mais completa, do comportamento do sistema, em função dos distúrbios gerados pela presença de cargas não lineares, desbalanços e assimetrias nos ângulos de defasagem das tensões de alimentação, no caso de sistemas trifásicos.

2.1 PADRÃO IEEE 1459-2010

Em 2010, o Comitê Internacional para a Instrumentação e Medição de Sistemas de Potência da Sociedade de Potência e Energia do IEEE publicou o padrão 1459, com a finalidade de se definir os critérios para a quantificação da potência de um sistema elétrico em condições senoidais, não-senoidais, balanceados e não-balanceados, no caso de sistemas trifásicos (IEEE, 2010; YUMAK; USTA, 2011).

A ideia principal desta metodologia é a separação entre as componentes fundamentais e não-fundamentais dos sinais de tensões e correntes do sistema de potência, representadas com os subscritos 1 e H , respectivamente. Assim, para um circuito monofásico com tensão de alimentação $v(t) = v_1(t) + v_H(t)$ e corrente demandada pela carga $i(t) = i_1(t) + i_H(t)$, os valores eficazes dessas quantidades podem ser calculados como segue em (46).

$$V = \sqrt{V_1^2 + \sum_{k \neq 1}^{\infty} V_k^2} = \sqrt{V_1^2 + V_H^2} \quad I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{k \neq 1}^{\infty} I_k^2} = \sqrt{I_1^2 + I_H^2} \quad (46)$$

Dessa forma, define-se a potência aparente (S) em (47), sendo P a potência ativa e N potência não-ativa, definidas em (48) e (49), respectivamente.

$$S = VI \quad (47)$$

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v(t)i(t)dt = P_1 + P_H \quad (48)$$

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (49)$$

Substituindo (46) em (47), S pode ser reescrita como em (50), obtendo-se dessa maneira as parcelas de potência aparente fundamental (S_1) e não-fundamental (S_N), as quais são redefinidas em (51) e (52).

$$S^2 = \underbrace{(V_1 I_1)^2}_{S_1^2} + \underbrace{(V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2}_{S_N^2} = S_1^2 + S_N^2 \quad (50)$$

$$S_1^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad (51)$$

$$S_N^2 = D_V^2 + D_I^2 + S_H^2 \quad (52)$$

Sendo, Q_1 a potência reativa fundamental, cuja definição coincide com a estabelecida por Budeanu na componente fundamental (equação (15)). Adicionalmente, são apresentadas em (53), (54) e (55), as componentes de potência de distorção em corrente (D_I), de distorção em tensão (D_V) e a potência aparente de distorção (S_H), respectivamente. Além disso, é possível calcular a contribuição devida à interação das componentes harmônicas da tensão e corrente, através da parcela de potência de distorção (D_H), representada em (56), a qual não gera perdas de potência ativa no sistema.

$$D_I = V_1 I_H = S_1 (THD_I) \quad (53)$$

$$D_V = V_H I_1 = S_1 (THD_V) \quad (54)$$

$$S_H = V_H I_H = S_1 (THD_I) (THD_V) = \sqrt{P_H^2 + D_H^2} \quad (55)$$

$$D_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2} \quad (56)$$

Logo, são estabelecidas as equações para o cálculo da distorção harmônica total da corrente (THD_I) e da tensão (THD_V), em (58) e (57), respectivamente.

$$THD_V = \frac{V_H}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1} \quad (57)$$

$$THD_I = \frac{I_H}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (58)$$

Finalmente, são definidos o fator de potência (PF) e fator de potência na componente fundamental (PF_1) em (59) e (60), respectivamente. Sendo o primeiro um indicativo da utilização da linha, ou seja, a máxima utilização da linha será quando $P = S$. E o segundo corresponde ao fator de deslocamento entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente com ângulo de defasagem φ_1 .

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + P_H}{\sqrt{S_1^2 + S_N^2}} = \frac{(1 + P_H/P_1)}{\sqrt{1 + THD_I^2 + THD_V^2 + (THD_I THD_V)^2}} \cos \varphi_1 \quad (59)$$

$$PF_1 = \frac{P_1}{S_1} = \cos \varphi_1 \quad (60)$$

No caso de sistemas trifásicos, a norma IEEE 1459-2010, adota a definição de que um sistema trifásico desbalanceado pode ser modelado como um circuito ideal balanceado com perdas equivalentes (IEEE, 2010). Desta forma, uma tensão (V_e) e uma corrente de (I_e) efetiva de fase são definidas em (61), (62) e (63), (64) para sistemas trifásicos a quatro e três fios, respectivamente.

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{3} (I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2)} \quad (61)$$

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{18} [3 (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2]} \quad (62)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{3} (I_a^2 + I_b^2 + I_c^2)} \quad (63)$$

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{9} (V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)} \quad (64)$$

Sendo V_a, V_b, V_c e V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} as tensões eficazes de fase e de linha, respectivamente. I_a, I_b, I_c e I_n são os valores eficazes das correntes de fase.

Em condições não senoidais, esses valores efetivos podem ser divididos nas componentes fundamentais (V_{e1}, I_{e1}) e não-fundamentais (V_{eH}, I_{eH}), expressas em (65) e (66), respectivamente.

$$V_e^2 = V_{e1}^2 + V_{eH}^2 \quad (65)$$

$$I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{eH}^2 \quad (66)$$

Os valores eficazes das componentes fundamentais, são calculados seguindo o mesmo raciocínio apresentado para os valores efetivos totais, como definido em (67), (68) e (69), (70) para sistemas trifásicos a quatro e três fios, respectivamente.

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{1}{18} \left[3(V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2) + V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2 \right]} \quad (67)$$

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{1}{3} (I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2 + I_{n1}^2)} \quad (68)$$

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{1}{9} (V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2)} \quad (69)$$

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{1}{3} (I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2)} \quad (70)$$

Consequentemente, a potência aparente efetiva (S_e), a potência aparente efetiva fundamental (S_{e1}), e a potência não ativa para sistemas trifásicos ($N_{3\varphi}$) são definidas como segue em (71)-(73).

$$S_e = 3V_e I_e \quad (71)$$

$$S_{e1} = 3V_{e1} I_{e1} \quad (72)$$

$$N_{3\varphi} = \sqrt{S_e^2 - P_{3\varphi 1}^2} \quad (73)$$

A potência ativa ($P_{3\varphi}$) em sistemas a quatro e três fios pode ser calculada aplicando as equações (74) e (75).

$$P_{3\varphi} = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} (v_{an}i_a + v_{bn}i_b + v_{cn}i_c) dt = P_{3\varphi 1} + P_{3\varphi H} \quad (74)$$

$$P_{3\varphi} = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} (v_{ab}i_a - v_{bc}i_c) dt = P_{3\varphi 1} + P_{3\varphi H} \quad (75)$$

Onde, T é o período da rede, k é um número inteiro positivo equivalente ao número de ciclos de rede, e τ é o instante de tempo quando começa a medição. v_a, v_b, v_c e v_{ab}, v_{bc}, v_{ca} são os valores instantâneos das tensões de fase e de linha respectivamente. i_a, i_b, i_c e i_n são os valores instantâneos das correntes de fase.

Seguindo a mesma metodologia empregada para circuitos monofásicos, o parâmetro S_e pode ser reescrito conforme (76), relacionando S_{e1} com a potência aparente efetiva não-fundamental

(S_{eN}), expressa em (77), a qual também envolve os efeitos da potência de distorção efetiva em corrente (D_{eI}), da potência de distorção efetiva em tensão (D_{eV}), da potência aparente efetiva de distorção (S_{eH}) e da potência de distorção (D_{eH}) descritas em (78)-(81).

$$S_e^2 = S_{e1}^2 + S_{eN}^2 \quad (76)$$

$$S_{eN}^2 = D_{eI}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2 \quad (77)$$

$$D_{eI} = 3V_{e1}I_{eH} = S_{e1} (THD_{eI}) \quad (78)$$

$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1} = S_{e1} (THD_{eV}) \quad (79)$$

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} = S_{e1} (THD_{eI}) (THD_{eV}) \quad (80)$$

$$D_{eH} = \sqrt{S_{eH}^2 - P_H^2} \quad (81)$$

Onde, a distorção harmônica total efetiva de tensão (THD_{eV}) e a distorção harmônica total efetiva de corrente (THD_{eI}) podem ser determinadas, de forma análoga às equações (57) e (58), como em (82) e (83), respectivamente.

$$THD_{eV} = \frac{V_{eH}}{V_{e1}} = \sqrt{\left(\frac{V_e}{V_{e1}}\right)^2 - 1} \quad (82)$$

$$THD_{eI} = \frac{I_{eH}}{I_{e1}} = \sqrt{\left(\frac{I_e}{I_{e1}}\right)^2 - 1} \quad (83)$$

Adicionalmente, definem-se a potência de desbalanço (S_{U1}) e o fator de desbalanço (LU_1) na componente fundamental em (84) e (85). Esses parâmetros permitem estimar os efeitos dos desbalanços de carga e/ou dos desequilíbrios nas tensões de alimentação no fluxo de potência na componente fundamental do sistema trifásico.

$$S_{U1} = \sqrt{S_{e1}^2 - (S_1^+)^2} \quad (84)$$

$$LU_1 = \frac{S_{U1}}{S_1^+} \quad (85)$$

Sendo S_1^+ a potência aparente na componente fundamental de sequência positiva. Esta potência pode ser determinada empregando (86), através da soma dos quadrados das potências ativa (P_1^+) e reativa (Q_1^+) na componente fundamental de sequência positiva, descritas em (87) e (88).

$$S_1^+ = \sqrt{(P_1^+)^2 + (Q_1^+)^2} \quad (86)$$

$$P_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \cos(\varphi_1^+) \quad (87)$$

$$Q_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \sin(\varphi_1^+) \quad (88)$$

Por fim, os fatores de potência efetivo (PF_e), o fator de potência efetivo na componente fundamental (PF_{e1}) e o fator de potência na componente fundamental de sequência positiva (PF_1^+) podem ser calculados através de (89)-(91).

$$PF_e = \frac{P_{3\varphi}}{S_e} \quad (89)$$

$$PF_{e1} = \frac{P_{3\varphi 1}}{S_{e1}} \quad (90)$$

$$PF_1^+ = \frac{P_1^+}{S_1^+} \quad (91)$$

Ressalta-se que um dos ganhos mais relevantes do padrão IEEE 1459-2010 está na decomposição da potência total nas componentes fundamental e fundamental de sequência positiva. Isto permite analisar os fenômenos físicos associados aos distúrbios das tensões de alimentação, componentes harmônicas, desequilíbrio e/ou assimetrias nos ângulos de defasagem, além dos efeitos relacionados com a presença de cargas não lineares e desequilibradas no sistema. Da mesma maneira, a separação do fluxos de potência, em fundamental e fundamental de sequência positiva, facilitam a faturação das medidas de qualidade de energia, uma vez que é possível realizar distinção de responsabilidades entre a empresa fornecedora de energia e os consumidores (BERRISFORD, 2012; RENS; ROOYEN; JAGER, 2014).

2.2 TEORIA DA POTÊNCIA CONSERVATIVA - CPT (*CONSERVATIVE POWER THEORY*)

A Teoria da Potência Conservativa, assim como o padrão IEEE 1459-2010, situa-se como uma ferramenta interessante para ser aplicada em ambientes de medição de energia, pois sua metodologia de cálculos baseia-se na decomposição da corrente em parcelas que relacionam os efeitos dos comportamento do sistema frente aos desequilíbrios de cargas, presença de componentes harmônicas e elementos reativos (ARBEX, 2011; BOGILA, 2014).

Em contraste com o padrão IEEE 1459, a CPT está totalmente descrita no domínio do tempo, e foi inicialmente apresentada em Tenti e Mattavelli (2003) baseando-se nos trabalhos de Fryze, decompondo a corrente em parcelas de componentes ortogonais. Na sequência, em 2010, foi reformulada com a incorporação dos efeitos das variações da frequência nos cálculos da potência reativa do sistema (MORALES et al., 2011; MORALES, 2011).

A Teoria da Potência Conservativa define as seguintes propriedades para sinais periódicos (período T , frequência $f = 1/T$ e frequência angular $\omega = 2\pi f$).

$$\text{Valor médio: } \bar{x} = \langle x \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (92)$$

$$\text{Integral instantânea: } x_f(t) = \int_0^t x(\tau) d\tau \quad (93)$$

$$\text{Integral imparcial: } \hat{x}(t) = x_f(t) - \bar{x}_f \quad (94)$$

$$\text{Produto interno: } \langle x, y \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t) dt \quad (95)$$

$$\text{Norma (Valor Eficaz): } X = \|x\| = \sqrt{\langle x, x \rangle} \quad (96)$$

$$\text{Ortogonalidade: } \langle x, y \rangle = 0 \quad (97)$$

No caso de vetores de sinais \underline{x} e \underline{y} de tamanho N , define-se:

$$\text{Produto escalar: } \underline{x} \circ \underline{y} = \sum_{n=1}^N x_n y_n \quad (98)$$

$$\text{Produto interno: } \langle \underline{x}, \underline{y} \rangle = \sum_{n=1}^N \langle x_n, y_n \rangle \quad (99)$$

$$\text{Norma (Valor eficaz coletivo): } \mathbf{X} = \|\underline{x}\| = \sqrt{\sum_{n=1}^N \langle x_n, x_n \rangle} = \sqrt{\sum_{n=1}^N X_n^2} \quad (100)$$

A metodologia apresentada pela CPT define, para circuitos monofásicos, a potência ativa (P) e a energia reativa média (W) como segue em (101) e (102).

$$P = \langle u(t), i(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt \quad (101)$$

$$W = \langle \hat{u}(t), i(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{u}(t)i(t) dt \quad (102)$$

Sendo, $u(t)$ e $i(t)$ a tensão e corrente instantânea.

Com essas definições, a corrente $i(t)$ é decomposta em parcelas de corrente ativa (i_a), corrente reativa (i_r) e corrente residual (i_v) em (103).

$$i(t) = i_a(t) + i_r(t) + i_v(t) \quad (103)$$

Em que, i_a representa a corrente mínima que a potência ativa pode entregar à carga; i_r é a corrente mínima relacionada à potência reativa que é transferida à carga, estando relacionada com a energia reativa média que circula pelo circuito; i_v , como seu nome sugere, é essa corrente que não transporta energia relacionada com a potência ativa nem com a potência reativa. Essas correntes são definidas em (104)-(106).

$$i_a(t) = \frac{P}{U^2}u(t) \quad (104)$$

$$i_r(t) = \frac{W}{\hat{U}^2}\hat{u}(t) \quad (105)$$

$$i_v(t) = i(t) - i_a(t) - i_r(t) \quad (106)$$

Sendo, U a norma da tensão $u(t)$ e \hat{U} a norma da integral imparcial $\hat{u}(t)$. Lembrando que, por definição, todas as componentes da corrente são ortogonais e, portanto, atendem à equação (107).

$$\|i\|^2 = \|i_a\|^2 + \|i_r\|^2 + \|i_v\|^2 \Leftrightarrow I^2 = I_a^2 + I_r^2 + I_v^2 \quad (107)$$

A expressão para o cálculo da potência aparente (A) é ilustrada na equação (108).

$$A = UI = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (108)$$

Sendo:

$$\text{Potência Ativa : } P = UI_a \quad (109a)$$

$$\text{Potência Reativa : } Q = UI_r \quad (109b)$$

$$\text{Potência de Distorção : } D = UI_v \quad (109c)$$

No caso de sistemas polifásicos, a teoria apresenta uma definição equivalente à realizada para circuitos monofásicos. Dessa forma, a potência ativa (P_m) e a energia reativa média por fase (W_m) são mostradas em (110) e (111), respectivamente.

$$P_m = \langle u_m(t), i_m(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T u_m(t) i_m(t) dt \quad (110)$$

$$W_m = \langle \hat{u}_m(t), i_m(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{u}_m(t) i_m(t) dt \quad (111)$$

Assim, aplicando o operador do produto interno para as quantidades vetoriais das tensões ($\underline{u}(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)]$), para as integrais imparciais das tensões ($\hat{\underline{u}}(t) = [\hat{u}_1(t), \hat{u}_2(t), \dots, \hat{u}_m(t)]$) e para as correntes ($\underline{i}(t) = [i_1(t), i_2(t), \dots, i_m(t)]^T$), tem-se a potência ativa total P e a energia reativa média total W , do sistema com m fases, definidas em (112) e (113).

$$P = \langle \underline{u}(t), \underline{i}(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{m=1}^M u_m(t) i_m(t) dt = \sum_{m=1}^M P_m \quad (112)$$

$$W = \langle \underline{\hat{u}}(t), \underline{i}(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{m=1}^M \hat{u}_m(t) i_m(t) dt = \sum_{m=1}^M W_m \quad (113)$$

De forma equivalente, a CPT realiza uma decomposição das correntes de fase (i_m) em (114).

$$i_m(t) = i_{am}(t) + i_{rm}(t) + i_{vm}(t) \quad (114)$$

Sendo:

$$i_{am}(t) = \frac{P_m}{U_m^2} u_m(t) \quad (115)$$

$$i_{rm}(t) = \frac{W_m}{\hat{U}_m^2} \hat{u}_m(t) \quad (116)$$

$$i_{vm}(t) = i_m(t) - i_{am}(t) - i_{rm}(t) \quad (117)$$

Logo, empregando a definição de valores coletivos, a corrente eficaz total (\mathbf{I}) do sistema pode ser apresentada em (118).

$$\|\underline{i}\|^2 = \|\underline{i}_a\|^2 + \|\underline{i}_r\|^2 + \|\underline{i}_v\|^2 \Leftrightarrow \mathbf{I}^2 = \mathbf{I}_a^2 + \mathbf{I}_r^2 + \mathbf{I}_v^2 \quad (118)$$

Em que:

$$\mathbf{I}_a = \sqrt{\sum_{m=1}^M I_{a_m}^2} = \sqrt{\sum_{m=1}^M \left(\frac{P_m}{U_m}\right)^2} \quad (119)$$

$$\mathbf{I}_r = \sqrt{\sum_{m=1}^M I_{r_m}^2} = \sqrt{\sum_{m=1}^M \left(\frac{W_m}{\hat{U}_m}\right)^2} \quad (120)$$

$$\mathbf{I}_v = \sqrt{\sum_{m=1}^M I_{v_m}^2} = \sqrt{\sum_{m=1}^M (I_m^2 - I_{a_m}^2 - I_{r_m}^2)} \quad (121)$$

Em situações de desbalanços devido às cargas do sistema, a corrente ativa coletiva (\mathbf{I}_a) e a corrente reativa coletiva (\mathbf{I}_r) podem ser divididas em parcelas de corrente balanceadas ($\mathbf{I}_a^b, \mathbf{I}_r^b$) e correntes desbalanceadas ($\mathbf{I}_a^u, \mathbf{I}_r^u$), de acordo às equações (122) - (127).

$$\mathbf{I}_a^2 = (\mathbf{I}_a^b)^2 + (\mathbf{I}_a^u)^2 \quad (122)$$

$$\mathbf{I}_r^2 = (\mathbf{I}_r^b)^2 + (\mathbf{I}_r^u)^2 \quad (123)$$

$$\mathbf{I}_a^b = \frac{P}{\mathbf{U}} \quad (124)$$

$$\mathbf{I}_r^b = \frac{W}{\hat{\mathbf{U}}} \quad (125)$$

$$\mathbf{I}_a^u = \sqrt{\sum_{m=1}^M \left(\frac{P_m}{U_m}\right)^2 - \left(\frac{P}{\mathbf{U}}\right)^2} \quad (126)$$

$$\mathbf{I}_r^u = \sqrt{\sum_{m=1}^M \left(\frac{W_m}{\hat{U}_m}\right)^2 - \left(\frac{W}{\hat{\mathbf{U}}}\right)^2} \quad (127)$$

Sendo \mathbf{U} a norma do vetor de tensões $\underline{u}(t)$ e $\hat{\mathbf{U}}$ a norma do vetor de integrais imparciais de tensões $\hat{\underline{u}}(t)$.

$$\mathbf{U} = \|\underline{u}\| = \sqrt{\sum_{m=1}^M U_m^2} \quad \hat{\mathbf{U}} = \|\hat{\underline{u}}\| = \sqrt{\sum_{m=1}^M \hat{U}_m^2} \quad (128)$$

Adicionalmente, são apresentadas de (129)-(132) as correntes de balanço e de desbalanço, por fase, nas suas respectivas parcelas ativas e reativas.

$$i_{am}^b(t) = \frac{P}{\mathbf{U}^2} u_m(t) \Rightarrow I_{am}^b = \frac{P}{\mathbf{U}^2} U_m \quad (129)$$

$$i_{rm}^b(t) = \frac{W}{\hat{\mathbf{U}}^2} \hat{u}_m(t) \Rightarrow I_{rm}^b = \frac{W}{\hat{\mathbf{U}}^2} \hat{U}_m \quad (130)$$

$$i_{am}^u(t) = i_{am}(t) - i_{am}^b(t) \Rightarrow I_{am}^{u2} = I_{am}^2 - I_{am}^{b2} \quad (131)$$

$$i_{rm}^u(t) = i_{rm}(t) - i_{rm}^b(t) \Rightarrow I_{rm}^{u2} = I_{rm}^2 - I_{rm}^{b2} \quad (132)$$

Substituindo as equações (122) e (123) em (118), a corrente coletiva \mathbf{I} pode ser rescrita como em (133).

$$\mathbf{I}^2 = \mathbf{I}_a^{b2} + \mathbf{I}_r^{b2} + \mathbf{I}_a^{u2} + \mathbf{I}_r^{u2} + \mathbf{I}_v^2 \quad (133)$$

Logo, a potência aparente (A) para sistemas polifásicos pode ser calculada como segue em (134).

$$A = \mathbf{UI} = \sqrt{P^2 + Q^2 + N_a^2 + N_r^2 + D^2} \quad (134)$$

Sendo, P a potência ativa total, Q a potência reativa total, N_a potência de desbalanço ativa, N_r a potência de desbalanço reativa, D a potência de distorção, definidas em (135)-(139).

$$P = \mathbf{UI}_a^b \quad (135)$$

$$Q = \mathbf{UI}_r^b \quad (136)$$

$$N_a = \mathbf{UI}_a^u \quad (137)$$

$$N_r = \mathbf{UI}_r^u \quad (138)$$

$$D = \mathbf{UI}_v \quad (139)$$

Dessa forma, um fator de potência total (λ) é definido, em (140), como a razão entre a potência ativa (P) e a potência aparente (A), ou seja, estabelece a relação entre a parcela de corrente de balanço ativa com as outras parcelas de corrente definidas pela CPT.

$$\lambda = \frac{P}{A} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + N_a^2 + N_r^2 + D^2}} \quad (140)$$

Souza et al. (2013) apresenta a definição de outros indicadores que permitem ter uma noção do comportamento do sistema empregando as parcelas de potências da CPT. Inicialmente, um fator de distorção λ_D é definido em (141), indicando a contribuição dos harmônicos nas tensões e não linearidades nas correntes das cargas, portanto, tal fator será nulo quando as correntes residuais i_v forem nulas nas fases do sistema.

$$\lambda_D = \frac{D}{A} = \frac{D}{\sqrt{P^2 + Q^2 + N_a^2 + N_r^2 + D^2}} \quad (141)$$

Para verificar os desbalanços de carga, o indicador λ_N é estabelecido em (142).

$$\lambda_N = \frac{N}{\sqrt{P^2 + Q^2 + N^2}} \quad (142)$$

Sendo N a potência de desbalanço total definida em (143).

$$N = \sqrt{N_a^2 + N_r^2} \quad (143)$$

Por fim, define-se, em (144), o fator de reatividade (λ_Q), o qual revela a presença de cargas capacitivas e/ou indutivas no sistema.

$$\lambda_Q = \frac{Q}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (144)$$

Baseado nas equações anteriormente apresentadas, o fator de potência total λ pode ser reformulado como em (145).

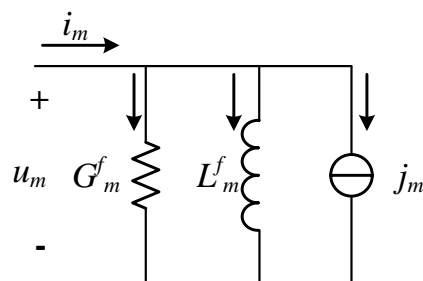
$$\lambda = \sqrt{(1 - \lambda_Q^2)(1 - \lambda_N^2)(1 - \lambda_D^2)} \quad (145)$$

A metodologia apresentada na teoria da potência conservativa, diferentemente do padrão 1459-2010, está totalmente definida no domínio do tempo, tornando-se mais interessante para ser implementada em ambientes de processamento digital de sinais. Porém, o fato de não considerar o sistema em suas componentes fundamentais e fundamentais de sequência positiva, dificulta a obtenção de informações claras sobre o comportamento das cargas e sua influência no fluxo de potência fundamental.

Dessa forma, a proposta desenvolvida por Tenti et al. (2011), procura estabelecer a responsabilidade da carga nas diferentes parcelas de potência estabelecidas na CPT. Para isso, assume-se que: As distorções e assimetrias nas tensões de alimentação não são geradas pela carga, o que é válido se a potência demandada pela carga é muito menor que a capacidade de potência da rede, relacionada ao nível de curto-circuito no ponto de acoplamento comum (PAC). Além disso, considera-se que os parâmetros equivalentes do circuito permanecem constantes, mesmo com pequenas distorções e assimetrias na tensão.

Baseando-se nas considerações anteriores, mostra-se, na Figura 11, o modelo equivalente de uma fase do sistema, assim, vê-se que: G_m^f é a condutância equivalente e sua função é processar toda a potência ativa fundamental da fase m ; L_m^f representa a indutância equivalente da fase e, conseqüentemente, descreve o comportamento da energia reativa nessa fase; j_m reflete as contribuições da corrente residual i_{vm} no fluxo de potência, onde estão representadas todas as correntes ativas e reativas devidas aos harmônicos e a interação entre essas componentes não fundamentais.

Figura 11 – Modelo equivalente da fase m de acordo com a CPT.



Fonte: Adaptado de Tenti et al. (2011).

Assim, a potência ativa e a energia reativa média de cada fase, na componente fundamental, pode ser calculada como segue:

$$P_m^f = \langle u_m^f(t), i_m(t) \rangle \quad (146)$$

$$W_m^f = \langle \hat{u}_m^f(t), i_m(t) \rangle \quad (147)$$

Além disso, para determinar as responsabilidades da carga no modelo da Figura 11, a condutância e a indutância equivalente de cada fase são calculadas em (148) e (149), respectivamente.

$$G_m^f = \frac{P_m^f}{U_m^{f2}} \quad (148)$$

$$L_m^f = \frac{\hat{U}_m^{f2}}{W_m^f} = \frac{U_m^{f2}}{\omega Q_m^f} \quad (149)$$

De acordo com a Figura 11, a corrente j_m pode ser determinada em (150).

$$j_m = i_m - G_m^f u_m - \frac{\hat{u}_m}{L_m^f} \quad (150)$$

Logo, decompondo os sinais de tensão e corrente em suas parcelas fundamentais e harmônicas, pode ser verificado que:

$$i_m^f = G_m^f u_m^f + \frac{\hat{u}_m^f}{L_m^f} \quad (151)$$

$$j_m = i_m^h - G_m^f u_m^h - \frac{\hat{u}_m^h}{L_m^f} \quad (152)$$

Como tinha sido comentado anteriormente, j_m apenas inclui os termos relacionados com as componentes harmônicas de corrente e tensão processados pela carga.

Agora, havendo descrito o circuito equivalente por cada fase do sistema, é possível determinar as quantidades de potência atribuídas às cargas. No caso de sistemas trifásicos, isto é determinado substituindo a tensão da fase, pela tensão equivalente da componente fundamental de sequência positiva U_m^{p2} . Assim, as parcelas de potência atribuídas à carga são apresentadas a seguir:

- Potência ativa:

$$P_{lm} = G_m^f U_m^{p2} = \frac{P_m^f}{U_m^{f2}} U_m^{p2} \Rightarrow P_l = \sum_{m=1}^3 P_{lm} \quad (153)$$

- Potência reativa:

$$Q_{lm} = \frac{U_m^p{}^2}{\omega L_m^f} = \frac{Q_m^f}{U_m^f{}^2} U_m^p{}^2 \Rightarrow Q_l = \sum_{m=1}^3 Q_{lm} \quad (154)$$

- Potência de desbalanço:

$$N_l = \sqrt{N_{al}^2 + N_{rl}^2} = \sqrt{3 \sum_{m=1}^3 [(P_{lm}^2 + Q_{lm}^2)] - (P_l^2 + Q_l^2)} \quad (155)$$

- Potência de distorção:

$$D_l = U^p \mathbf{J} = \sqrt{3} U^p \sqrt{\sum_{m=1}^3 J_m^2} \quad (156)$$

Destaca-se que Tenti et al. (2011) não apresenta de forma explícita uma equação para o cálculo da corrente eficaz J_m , portanto, aplicando a norma em (152) é possível demonstrar que:

$$J_m^2 = \frac{1}{U_m^f{}^2} \left[I_m^h{}^2 U_m^f{}^2 + P_m^f{}^2 THD_{u_m}^2 + Q_m^f{}^2 THD_{\hat{u}_m}^2 - 2 \left(P_m^f P_m^h + \omega^f{}^2 W_m^f W_m^h \right) \right] \quad (157)$$

- Potência Aparente:

$$A_l = \sqrt{P_l^2 + Q_l^2 + N_{al}^2 + N_{rl}^2 + D_l^2} \quad (158)$$

Com essas definições, torna-se possível garantir que as cargas apenas sejam taxadas pelo consumo de energia associado aos seus próprios reativos, desbalanços e distorções, conseguindo que os fenômenos causados pelas não idealidades das tensões fornecidas pela concessionária não sejam erroneamente atribuídos aos consumidores. Ressalta-se que essa abordagem, apesar de ser uma aproximação do modelo do sistema, permite que o problema da separação de responsabilidades seja tratado com base em medições nos terminais de carga, sem empregar modelos sofisticados da rede e da carga, os quais normalmente não estão disponíveis (TENTI et al., 2011).

2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS.

Realizou-se uma breve revisão bibliográfica de teorias de potência abordadas na literatura, que demonstra as diferentes vantagens e desvantagens que podem ser atendidas através da sua aplicação em sistema de medição de energia. O padrão IEEE 1459-2010 e a teoria CPT podem ser consideradas como opções atrativas para implementar em ambientes de medição inteligente, devido a sua capacidade de relacionar os cálculos de potência com o comportamento do sistema.

O padrão IEEE 1459-2010, descrito na seção 2.1, é totalmente formulado no domínio da frequência, o qual impõe a aplicação de procedimentos para a separação das componentes fundamentais das componentes harmônicas nos sinais de tensão e corrente. Adicionalmente, técnicas de defasagem para o cálculo das componentes simétricas de sequência positiva devem ser empregadas.

A Teoria da Potência Conservativa, abordada na seção 2.2, pode ser concebida como uma excelente solução para executar cálculos em tempo real, uma vez que toda sua formulação é realizada no domínio do tempo. Porém, o cálculo das integrais imparciais instantâneas incrementa o número de sinais para a obtenção das quantidades de potências que relacionam os efeitos da presença de reativos no sistema.

O modelo de separação de responsabilidades da CPT é considerado como uma solução para determinar as contribuições reais das cargas no fluxo de potência. Dessa forma, a formulação da CPT se aproxima à metodologia do padrão IEEE 1459-2010 e, portanto, as componentes fundamentais e fundamentais de sequência positiva devem ser calculadas, trazendo como resultado maior custo de processamento digital.

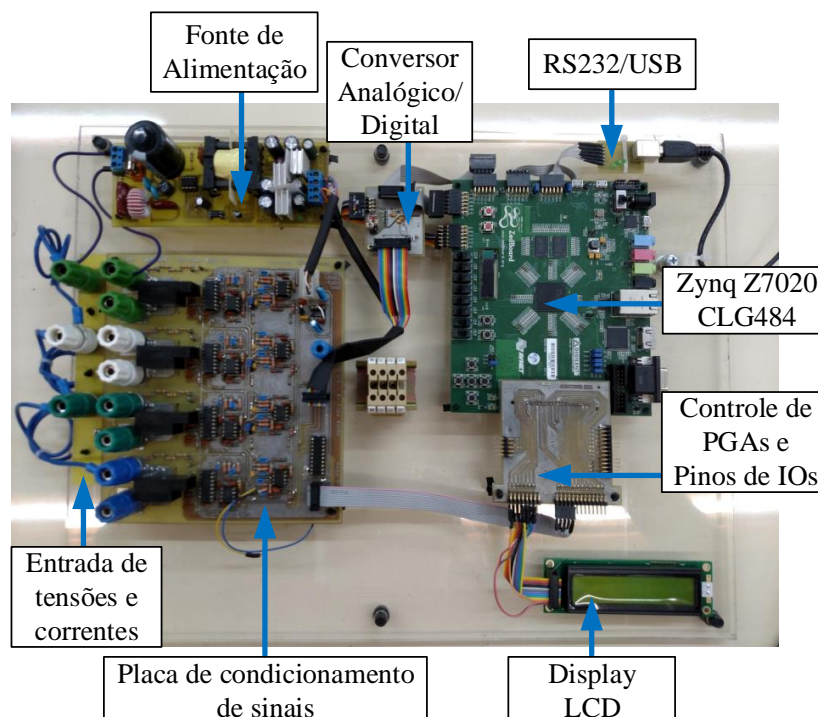
3 IMPLEMENTAÇÃO DA PLATAFORMA DE MEDIÇÃO DE POTÊNCIAS

Este capítulo apresenta o desenvolvimento de duas plataformas de medição de parâmetros de qualidade de energia, tomando como referência as diferentes estruturas estudadas no estado da arte abordado no capítulo 1. Entretanto, todas as considerações relacionadas com a integração de métodos de discretização de sinais, controle de periféricos, e definição de dispositivos para medição inteligente são também apresentados.

3.1 PROPOSTA INICIAL DA PLATAFORMA DE MEDIÇÃO DE QEE

Baseado na proposta apresentada na Figura 9 da página 32, e com a finalidade de avaliar as metodologias de cálculos de potências definidas pelo padrão IEEE 1459-2010 e pela Teoria da Potência Conservativa, desenvolveu-se inicialmente uma plataforma de testes para a aquisição dos sinais de tensões e correntes de um sistema trifásico, compondo um protótipo de equipamento de medição de qualidade de energia elétrica, como apresentado na Figura 12.

Figura 12 – Plataforma de testes desenvolvida v.1.

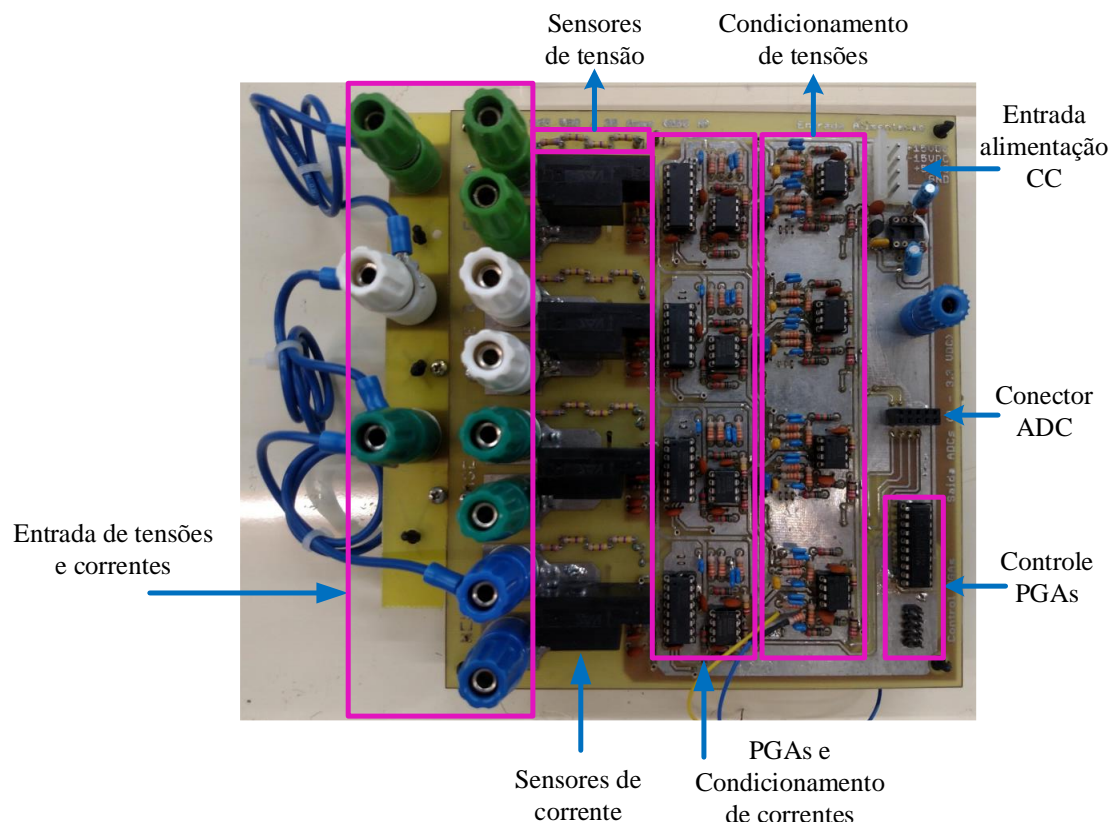


Fonte: Dados do próprio autor.

O sistema de medição é composto por uma placa de condicionamento de sinais, ilustrada na Figura 13, que permite a adaptação dos sinais de tensão e corrente para que sejam digitalizados pelo ADC. Para a realização das leituras de tensões de cada fase, divisores resistivos de alta impedância são empregados como sensores. No caso das leituras de correntes, foram utilizados sensores de corrente que captam o campo magnético sem utilização de efeito Hall, de modelo N4646-X400, fabricados por *Vacuumschmelze*, os quais garantem uma precisão de 0,5 % e uma largura de banda para sinais de CC até 200 kHz. Além disso, adicionaram-se filtros ativos passa-baixa de segunda ordem com entrada diferencial, visando atenuar ruídos de alta frequência (> 10 kHz) sem alterar a fase nos sinais originais.

Nos circuitos de condicionamento dos sinais de correntes, incluíram-se amplificadores de ganho programável (PGA - Programmable Gain Amplifier) com a finalidade de atender toda a faixa dos sinais de corrente (até 120 A). Esses circuitos integrados são comandados de forma independente pelo FPGA, utilizando seus pinos de entrada/saída para isso.

Figura 13 – Placa de condicionamento de Sinais.

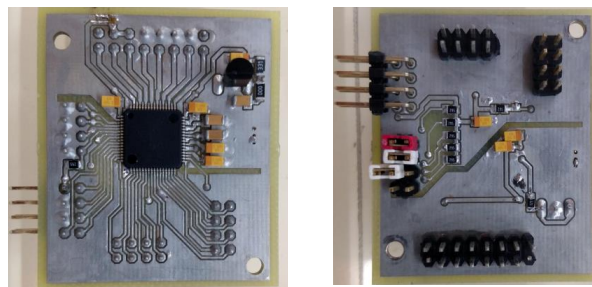


Fonte: Dados do próprio autor.

Optou-se pelo ADC ADS8588S, Figura 14, fabricado pela *Texas Instruments*, para realizar a discretização dos sinais, uma vez que o dispositivo permite a leitura simultânea de 8 canais analógicos bipolares com frequências de amostragem de até 200 kSPS. O ADC disponibiliza

uma amostra de 16 bits de cada canal amostrado, através de um módulo de interface paralela, adquirido pelo FPGA em um período de amostragem definido. Destaca-se que esse chip possui PGAs internos que permitem processar sinais analógicos na faixa dos $-5/5$ V ou $-10/10$ V, seguido de um filtro *anti-aliasing* de terceira ordem com frequência de cruzamento fixa de 24 kHz. Adicionalmente, o dispositivo conta com um filtro digital passa-baixa que pode ser configurado pelo projetista, o qual basicamente realiza uma média de várias amostras antes de disponibilizar o dado discreto resultante através do barramento de 16 bits.

Figura 14 – Placa do ADC ADS8588S desenvolvida.



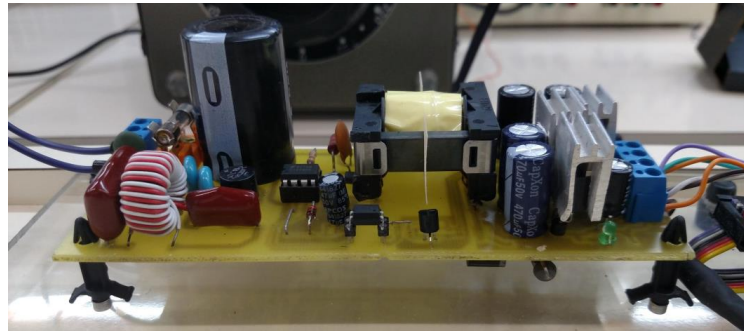
Fonte: Dados do próprio autor.

O FPGA utilizado corresponde ao *chip* Zynq Z7020 – CLG484, fabricado pela empresa Xilinx, o qual encontra-se disponível na placa de desenvolvimento Zedboard, Figura 12. Esta família de dispositivos conta com um processador ARM Dual Core embutido no mesmo encapsulamento do FPGA, porém, neste trabalho limitou-se à utilização apenas do setor lógico programável para o processamento da metodologia de cálculo das potências e controle de periféricos, procurando que os algoritmos e módulos implementados possam ser compatíveis com outros dispositivos FPGA, independentemente da família ou fabricante, sem a necessidade de realizar modificações ou mudanças relevantes.

Como ilustrado na Figura 15, uma fonte de alimentação isolada com entrada de tensão universal (90 – 265 VAC) e tensões de saída reguladas de +15 VDC, -15 VDC e +5VDC, foi desenvolvida para alimentação dos circuitos de condicionamento de sinal, do ADC e dos circuitos auxiliares. A fonte basicamente é um conversor Flyback operando no modo de condução descontínua, controlado pelo CI FDS146MRBN, o qual é comumente usado para aplicações de baixa potência (< 20 W).

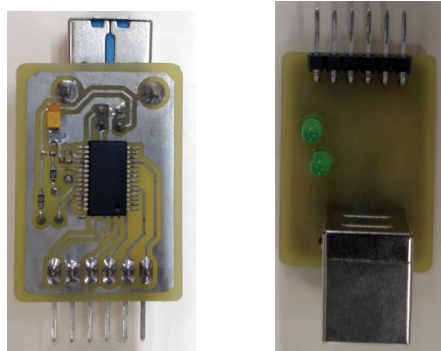
Finalmente, empregou-se o CI FT232RL, que se trata de um conversor bidirecional USB/RS232 mostrado na Figura 16, fabricado pela FTDI. Dessa forma, as variáveis calculadas são disponibilizadas ao usuário via comunicação serial e os dados são coletados em um PC, através de uma interface gráfica desenvolvida no ambiente de programação Visual Studio na linguagem C#, a qual será apresentada na próxima seção.

Figura 15 – Fonte de alimentação.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 16 – Placa conversor RS232/USB desenvolvida.



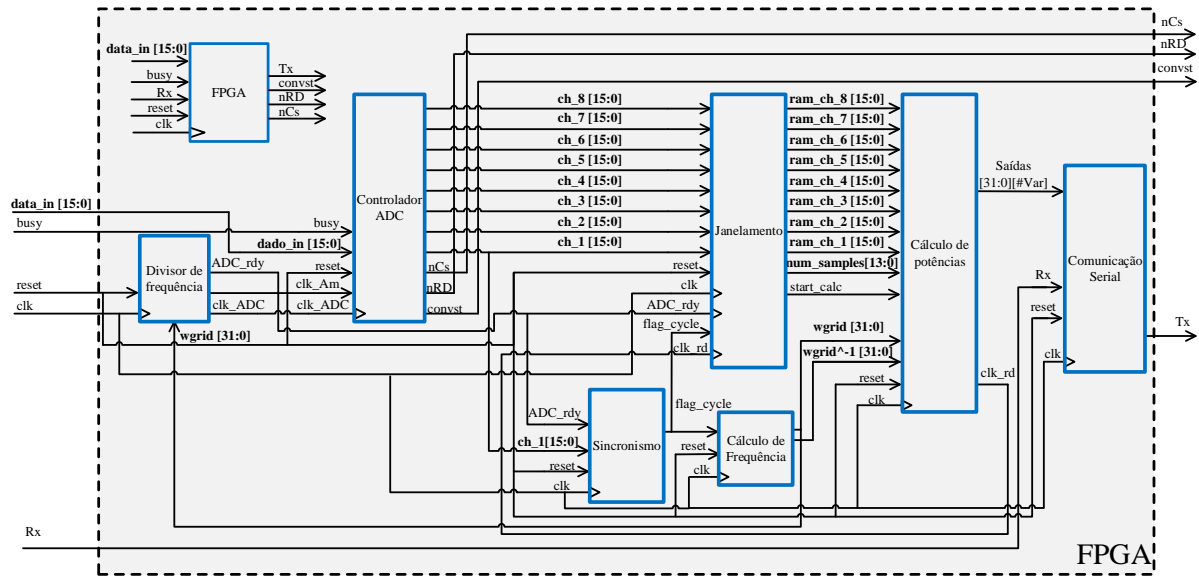
Fonte: Dados do próprio autor.

3.2 DEFINIÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DOS MÓDULOS DENTRO DO FPGA

Com o desenvolvimento do protótipo da plataforma de medição de energia elétrica, apresentado na Figura 12, definiu-se a estrutura dos módulos implementados na pastilha do FPGA, em linguagem de hardware, como é mostrado na Figura 17.

Nota-se que o diagrama ilustrado na Figura 17 coincide, de forma geral, com a estrutura proposta na Figura 9, contendo os módulos de Sincronismo, Janelamento, Controle do ADC, Cálculos de Potências, Comunicação Serial, etc. Basicamente, o dispositivo FPGA possui, como sinais de entrada, os sinais de saída do ADC (**dados_in[15:0]**, **busy**), o sinal de recepção (**Rx**) de comunicação serial com o PC, o clock (**clk**) e o reset (**reset**) geral do sistema. Os sinais de saída do dispositivo são compostos pelos sinais de controle do ADC (**convst**, **nRD** e **nCS**) e dos PGAs da placa de condicionamento de sinal, e pelo sinal de transmissão de dados do protocolo de comunicação RS232 (**Tx**).

Figura 17 – Diagrama de blocos dos módulos implementados no dispositivo FPGA.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.2.1 Divisor de frequência, controlador do ADC (ADS8588S) e Janelamento

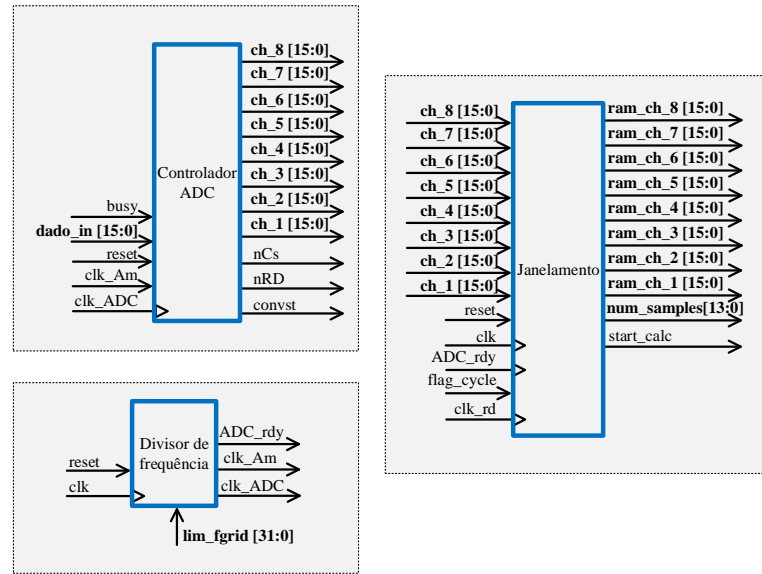
Na Figura 18 são apresentados os blocos referentes aos módulos de divisor de frequência, controle do ADC e Janelamento. Como a frequência do oscilador principal da placa de desenvolvimento Zedboard é de 100 MHz, torna-se necessária a descrição de um módulo gerador de sinais com frequências auxiliares para o controle de outros módulos. Neste caso, implementou-se um bloco de divisor de frequência que define o sinal de clock principal do módulo Controlador ADC (**clk_ADC**), com frequência de 50 MHz. Adicionalmente são gerados os sinais **clk_Am** e **ADC_rdy**, os quais definem a frequência de amostragem dos sinais analógicos, e são configurados através da variável **lim_fgrid[31:0]**.

Neste trabalho a frequência de amostragem (f_s) é definida, como em (159), em função de um número fixo de amostras, equivalente a 256 amostras por ciclo de rede, e da frequência fundamental do sistema elétrico (f_{grid_1}).

$$f_s = 256 f_{grid_1} \quad (159)$$

O processo de discretização de sinais é apresentado na Figura 19, obtido mediante o emprego do analisador lógico *LogicStudio 16*. Assim, a cada borda de subida do **clk_Am**, o controlador do ADC captura simultaneamente uma amostra dos oito canais analógicos através do sinal **convst**. No fim do processo de conversão, **busy** faz a transição para nível lógico baixo, os sinais discretos são disponibilizados em **dado_in[15:0]** a cada borda de subida dos sinais **nRD** e **nCS**.

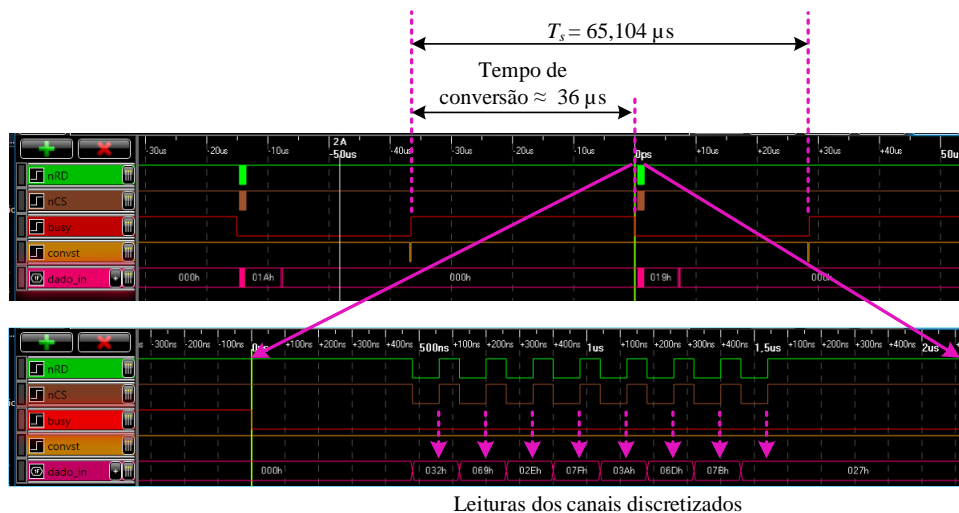
Figura 18 – Módulos de divisor de Frequência, Controlador ADC e Janelamento.



Fonte: Dados do próprio autor.

Logo, os oito sinais discretizados (**ch_x[15:0]** ($x=1\dots 8$)), são disponibilizados e armazenados em blocos de memória RAM, disponíveis no mesmo encapsulamento do dispositivo FPGA, dentro do módulo de Janelamento, até completar um período de 12 ciclos de rede, como estabelecido pelas normas IEC. A contagem do número de ciclos é realizada a cada borda de subida do sinal **flag_cycle**, proveniente do módulo de sincronismo, o que indica que um ciclo de rede foi completado. Destaca-se que são implementados dois *buffer* por canal de medição, assim, enquanto um *buffer* está sendo preenchido com os dados de determinado período, o outro *buffer* está sendo lido pela unidade de cálculo de potências. Para tanto, são utilizadas duas memórias RAM assíncronas com dupla porta de leitura e escrita.

Figura 19 – Sinais de controle do ADC para a discretização de sinais.



Leituras dos canais discretizados

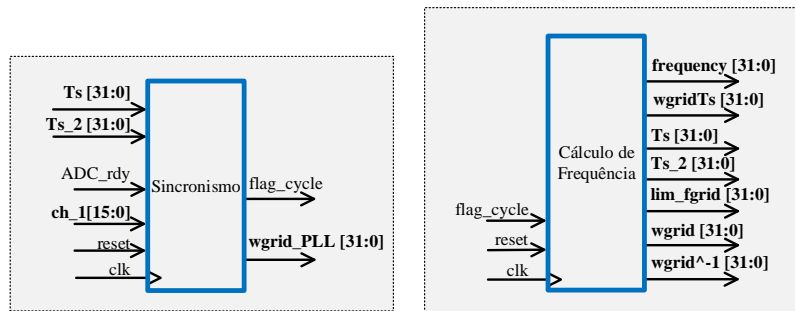
Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se na Figura 18, que o sinal de clock **ADC_rdy** comanda o processo de escrita de dados nas memórias RAM, o qual é uma réplica do sinal **clk_Am** defasado de $38 \mu s$, garantido que o processo de conversão e aquisição de sinais foi completado. O processo de leitura dos *buffer* é controlado pelo sinal **clk_rd**, cuja frequência é definida pelo tempo de processamento imposto pela unidade de cálculo de potências.

3.2.2 Módulo de sincronismo e cálculo de frequência

O módulo de sincronismo implementado utiliza como método um algoritmo de PLL baseado no Integrador Generalizado de Segunda Ordem (PLL-SOGI - *Second Order Generalized Integrator*), o qual apresenta ótimo desempenho quando o sistema se encontra sob condições de distorção, elevação de tensão, afundamentos e interrupções. Este é amplamente usado em aplicações de *microgrids* para o sincronismo de equipamentos com a rede elétrica e dispositivos para compensação de reativos em sistemas de distribuição (SILVA, 2017; HAN et al., 2016; YANG et al., 2015; COSSUTTA et al., 2015; GOLESTAN; MONFARED; GUERRERO, 2013).

Figura 20 – Entradas e saídas dos blocos de sincronismo e cálculo de frequências.



Fonte: Dados do próprio autor.

Deste modo, o sinal **ch_1[15:0]** torna-se referência de sincronismo, o qual corresponde aos sinais de tensão v_{an} ou v_{ab} para sistemas trifásicos a 4 ou 3 fios, respectivamente. Além disso, vê-se na Figura 20 que o sinal **ADC_rdy** também impõe a frequência de amostragem para o bloco de sincronismo, e o sinal de saída **flag_cycle** é ativado toda vez que um ciclo de rede é completado. Assim, durante um período de 10 s, o módulo de cálculo de frequência realiza a contagem de ciclos completos e verifica a duração desses ciclos. Conseqüentemente, empregando a equação (160), determina-se a frequência angular do sistema conforme norma NBR-IEC-61000-4-30 e o resultado é disponibilizado através de **wgrid[31:0]**.

$$\omega_{rede} = 2\pi \frac{cycle_{int}}{t_{cycle_{int}}} = 2\pi f_{rede} \quad (160)$$

O módulo de cálculo de frequência fornece outras variáveis relacionadas com o período de amostragem e a frequência da rede, tais como: **frequêncy[31:0]**, **wgrid ω [31:0]**, **wgridTs[31:0]**, **Ts[31:0]**, **Ts_2[31:0]**, **lim_grid[31:0]**, as quais permitem a readaptação dos filtros e controladores implementados nos outros blocos.

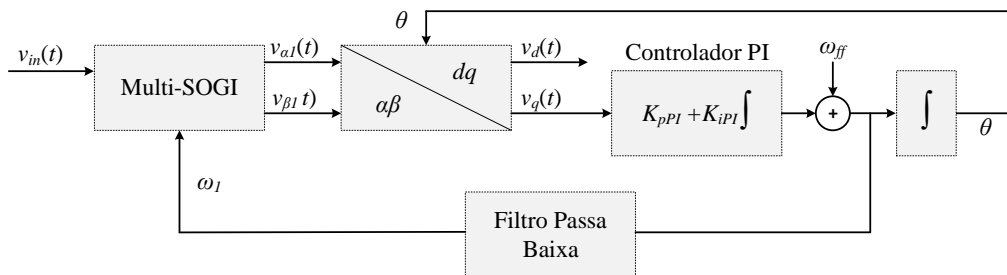
Como comentou-se anteriormente, outra finalidade do sinal **flag_cycle** consiste em permitir que o período de janelamento das amostras ($T_{wind} = 200$ ms), e quando 10/12 ciclos (50 Hz/60 Hz) são completados, o sinal **start_cálculos** é ativado e o bloco cálculos de potências executa as tarefas de cálculo.

Na sequência, são detalhadas as considerações do PLL implementado e se demonstra a efetividade do método na extração da componente fundamental do sinal de tensão tomado como referência de sincronismo.

3.2.2.1 PLL-Multi-SOGI

Na Figura 21 se apresenta a estrutura do PLL-SOGI implementado empregando a técnica Multi-SOGI, que consiste em paralelizar blocos SOGI sintonizados em frequências múltiplas da frequência fundamental, como apresentado na Figura 22(a). Com isto, é possível suprimir os efeitos das componentes harmônicas que possam influenciar na extração da frequência fundamental do sistema (v_{α_1}) (SILVA, 2017; GOLESTAN; MONFARED; GUERRERO, 2013).

Figura 21 – Estrutura do PLL-SOGI.



Fonte: Adaptado de Golestan, Monfared e Guerrero (2013).

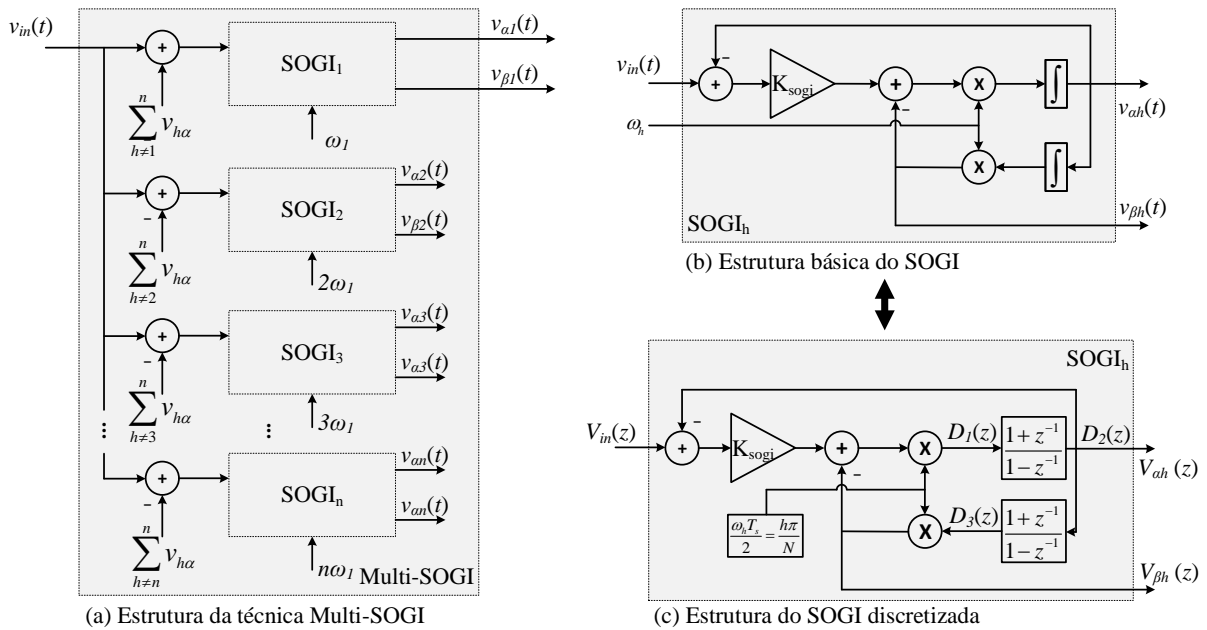
As funções de transferências do bloco SOGI para a geração das componentes ortogonais v_α e v_β são mostradas em (161) e (162), respectivamente, e podem ser representadas em diagrama de blocos como na Figura 22(b).

$$\frac{V_\alpha(s)}{v_{in}(s)} = \frac{K_{sogi}\omega_h s}{s^2 + K_{sogi}\omega_h s + \omega_h^2} \quad (161)$$

$$\frac{V_\beta(s)}{v_{in}(s)} = \frac{K_{sogi}\omega_h^2}{s^2 + K_{sogi}\omega_h s + \omega_h^2} \quad (162)$$

Sendo que ω_h representa a frequência angular de corte do filtro na componente de frequência h , e K_{sogi} uma constante que está totalmente relacionada com o coeficiente de amortecimento e o fator de qualidade do filtro. Para valores K_{sogi} muito pequenos, o filtro será mais seletivo, mas sua dinâmica será mais lenta. Portanto, de acordo com a metodologia proposta por Golestan, Monfared e Guerrero (2013), definiu-se $K_{sogi} = 0,643$, garantindo um tempo de estabelecimento para extração das componentes de 2 ciclos de rede.

Figura 22 – Integrador Generalizado Segunda Ordem (SOGI)



Fonte: Adaptado de Golestan, Monfared e Guerrero (2013).

Para a discretização das funções de transferência (161) e (162), inicialmente, aplica-se o método de integração trapezoidal para passar do domínio de frequência contínuo (s - Laplace) para o domínio (z). Este método garante que não haverá modificações na fase do sistema, quando comparadas com a resposta em frequência no domínio contínuo. Desta forma, substituindo a equação de transformação (163) em (161) e (162), podem ser obtidas as funções de transferência das componentes v_α e v_β no domínio (z), como descritas em (164) e (165).

$$s = \frac{2}{T_s} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (163)$$

$$\frac{V_\alpha(z)}{V_{in}(z)} = \frac{B_{0\alpha sogi} + B_{2\alpha sogi} z^{-2}}{A_{0sogi} + A_{1sogi} z^{-1} + A_{2sogi} z^{-2}} \quad (164)$$

$$\frac{V_\beta(z)}{V_{in}(z)} = \frac{B_{0\beta sogi} + B_{1\beta sogi} z^{-1} + B_{2\beta sogi} z^{-2}}{A_{0sogi} + A_{1sogi} z^{-1} + A_{2sogi} z^{-2}} \quad (165)$$

Sendo:

$$A_{0sogi} = (\omega_h T_s)^2 + 2K_{sogi}\omega_h T_s + 4 \quad (166)$$

$$A_{2sogi} = (\omega_h T_s)^2 - 2K_{sogi}\omega_h T_s + 4 \quad (167)$$

$$A_{1sogi} = 2(\omega_h T_s)^2 - 8 \quad (168)$$

$$B_{0\alpha sogi} = 2K_{sogi}\omega_h T_s \quad (169)$$

$$B_{2\alpha sogi} = -B_{0\alpha sogi} \quad (170)$$

$$B_{0\beta sogi} = B_{2\beta sogi} = K_{sogi}(\omega_h T_s)^2 \quad (171)$$

$$B_{1\beta sogi} = 2K_{sogi}(\omega_h T_s)^2 \quad (172)$$

De acordo com a Figura 21, a frequência angular fundamental do sistema (ω_1) é realimentada ao bloco Multi-SOGI, isto deve-se a que o módulo de sincronismo deve ser capaz de se readaptar em função das variações de frequência, ou seja, todos os coeficientes de (164) e (165) devem ser recalculados. Lembrando que neste trabalho procura-se manter um número de amostras fixo por período, o período de amostragem (T_s) também deverá ser variável em função de ω_1 .

Essas considerações impõem maiores tempos de cálculo e, conseqüentemente, menor capacidade de processamento na readaptação dos filtros. Desse modo, propõe-se determinar as equações de v_α e v_β no domínio (z) a partir da Figura 22(c), o que é equivalente a substituir os blocos integradores da Figura 22(b) pela equação (163). Assim, são determinadas as novas equações para $V_\alpha(z)$ e $V_\beta(z)$, em (173)-(176), resultando em expressões simples. Em contraste com (164) e (165), apenas 4 multiplicações e 6 somas para obter as componentes em quadratura.

$$D_1(z) = \frac{\omega_h T_s}{2} \left[K_{sogi} (V(z) - V_\alpha(z)) - V_\beta(z) \right] \quad (173)$$

$$D_2(z) = D_1(z) + D_1(z)z^{-1} + D_2(z)z^{-1} = V_\alpha(z) \quad (174)$$

$$D_3(z) = D_2(z) + D_2(z)z^{-1} + D_3(z)z^{-1} \quad (175)$$

$$V_\beta(z) = \frac{\omega_h T_s}{2} D_3(z) \quad (176)$$

Portanto, o bloco SOGI pode ser apresentado no domínio do tempo discreto empregando as equações de diferenças (177)-(180), obtendo-se expressões que podem ser facilmente implementadas em ambientes de processamento digital.

$$d_1[n] = \frac{\omega_h T_s}{2} \left[K_{sogi} (v[n] - v_\alpha[n]) - v_\beta[n] \right] \quad (177)$$

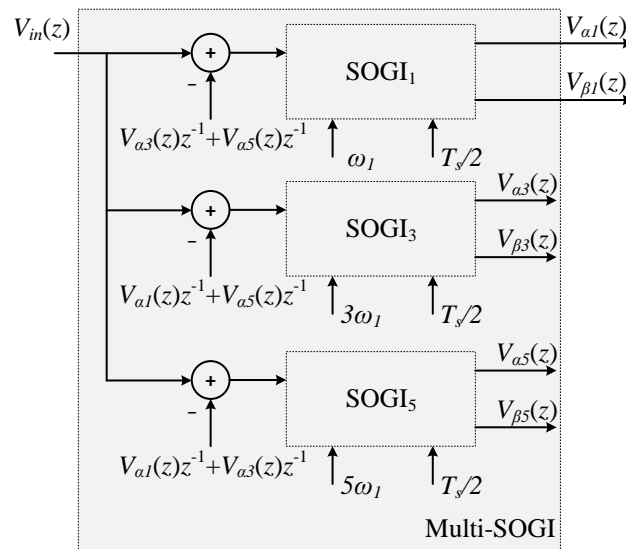
$$d_2[n] = d_1[n] + d_1[n-1] + d_2[n-1] = v_\alpha[n] \quad (178)$$

$$d_3[n] = d_2[n] + d_2[n-1] + d_3[n-1] \quad (179)$$

$$v_{\beta}[n] = \frac{\omega_h T_s}{2} d_3[n] \quad (180)$$

Finalmente, tomando como referência as considerações de Silva (2017), define-se uma estrutura para o bloco multi-SOGI na Figura 23, visando remover os efeitos das componentes harmônicas de ordem 3 e 5 na obtenção dos sinais v_{α_1} e v_{β_1} .

Figura 23 – Multi-SOGI implementado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Depois, havendo determinado as componentes v_{α_1} e v_{β_1} é possível passar às coordenadas dq com (181), que é equivalente à transformada de Park.

$$\begin{bmatrix} v_d[n] \\ v_q[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}[n] & -\text{cos}[n] \\ \text{cos}[n] & \text{sen}[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha_1}[n] \\ v_{\beta_1}[n] \end{bmatrix} \quad (181)$$

Devido à complexidade de realizar cálculos de funções trigonométricas no dispositivo FPGA, as funções seno e cosseno são obtidas empregando o princípio de integração através das equações(182) e (183), respectivamente.

$$\text{sen}[n] = \text{sen}[n-1] + (\omega_1 T_s) \text{cos}[n-1] \quad (182)$$

$$\text{cos}[n] = \text{cos}[n-1] - (\omega_1 T_s) \text{sen}[n-1] \quad (183)$$

Assim, determinam-se as variações de frequência ($\Delta\omega$), na saída do controlador PI (ver Figura 21), utilizando equação de diferenças apresentada em (184), a qual pode ser facilmente obtida mediante a discretização do controlador PI, empregando a equação (163), com ganho

proporcional $K_{pPI} = 130$ e integral $K_{iPI} = 3000$.

$$\Delta\omega[n] = \Delta\omega[n-1] + B_{0PI}v_q[n] + B_{1PI}v_q[n-1] \quad (184)$$

Sendo:

$$B_{0PI} = K_{iPI} + \frac{K_{sPI}T_s}{2} \quad (185)$$

$$B_{1PI} = -K_{iPI} + \frac{K_{sPI}T_s}{2} \quad (186)$$

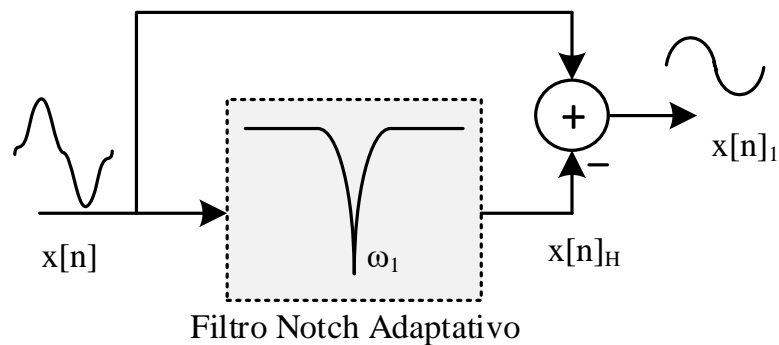
3.2.3 Módulo Cálculo de Potências

Para a implementação das teorias de potência escolhidas é necessário o cálculo das componentes fundamentais e da componente fundamental de sequência positiva instantâneas dos sinais de tensão e corrente do sistema. Em seguida, são detalhados os procedimentos para a obtenção dessas componentes e, finalmente, o esquema implementado no módulo de cálculo de potências.

3.2.3.1 Filtro Notch e Deslocadores de fase Adaptativos

Inicialmente as componentes fundamentais são extraídas aplicando a metodologia descrita por Ribeiro et al. (2013) através do uso de um Filtro Notch Adaptativo, como apresentado na Figura 24. Basicamente, o método consiste em suprimir a componente fundamental do sinal original ($x[n]$) mediante o filtro Notch sintonizado na frequência fundamental do sistema ω_1 . Dessa forma, um sinal $x[n]_H$, o qual representa todo o conteúdo harmônico do sinal distorcido, é obtido. Logo, esse sinal $x[n]_H$ é subtraído de $x[n]$, resultando no sinal $x[n]_1$ que representa a componente fundamental.

Figura 24 – Extração componente fundamental.



Fonte: Adaptado de Ribeiro et al. (2013).

A função de transferência do filtro Notch no domínio (z) é apresentada na Figura (187), com coeficientes $B_{0_{notch}}$, $B_{1_{notch}}$, $B_{2_{notch}}$, $A_{0_{notch}}$, $A_{1_{notch}}$, $A_{2_{notch}}$ expressados em (188)-(192), $\zeta_2 = 0,00001$ e $\zeta_1 = 0,1$. A condição $\zeta_2 \ll \zeta_1$ garante um alto fator de qualidade do filtro, e portanto, maior seletividade (RIBEIRO et al., 2013).

$$H_{notch}(z) = \frac{B_{0_{notch}} + B_{1_{notch}}z^{-1} + B_{2_{notch}}z^{-2}}{A_{0_{notch}} + A_{1_{notch}}z^{-1} + A_{2_{notch}}z^{-2}} \quad (187)$$

Sendo:

$$B_{0_{notch}} = 4 + 4\zeta_1\omega_1T_s + \omega_1^2T_s^2 \quad (188)$$

$$B_{1_{notch}} = A_{1_{notch}} = \omega_1^2T_s^2 - 8 \quad (189)$$

$$B_{2_{notch}} = 4 - 4\zeta_1\omega_1T_s + \omega_1^2T_s^2 \quad (190)$$

$$A_{0_{notch}} = 4 + 4\zeta_2\omega_1T_s + \omega_1^2T_s^2 \quad (191)$$

$$A_{2_{notch}} = 4 - 4\zeta_2\omega_1T_s + \omega_1^2T_s^2 \quad (192)$$

Em seguida, empregando a metodologia proposta por Poljak, Kusljevic e Tomic (2012), as componentes fundamentais em sequência positiva são calculadas através de Deslocadores de Fase Adaptativos (*APS - Adaptive Phase Shifters*) no domínio do tempo, cuja função de transferência é mostrada em (193) para um ângulo de defasagem α . Isto permite obter esses sinais de forma instantânea e evita a necessidade de realizar análise fasorial do sistema, que pode resultar em cálculos complexos para serem aplicados dentro dos dispositivos FPGAs.

$$H_{PHSH}(\alpha, z^{-1}) = \frac{\text{sen}(\omega_1T_s + \alpha) - \text{sen}(\alpha)z^{-1}}{\text{sen}(\omega_1T_s)} \quad (193)$$

A componente fundamental de sequência positiva (X_1^+) é determinada em (194), sendo \mathbf{D}_{PHSH} o vetor de deslocadores de fase e \mathbf{X}_{abc1} o vetor de sinais trifásicos, descritos por (195) e (196), respectivamente. Assim, são aplicados deslocadores de fase aos sinais das fases b e c , através de (197) e (198).

$$X_1^+(z) = \frac{1}{3}\mathbf{D}_{PHSH}(z)\mathbf{X}_{abc1}^T(z) \quad (194)$$

$$\mathbf{D}_{PHSH}(z) = \begin{bmatrix} 1 & H_{PHSH}\left(\frac{2\pi}{3}, z\right) & H_{PHSH}\left(-\frac{2\pi}{3}, z\right) \end{bmatrix} \quad (195)$$

$$\mathbf{X}_{abc1}(z) = \begin{bmatrix} X_a(z) & X_b(z) & X_b(z) \end{bmatrix} \quad (196)$$

A equação (194) pode ser desenvolvida, obtendo como resultante (199), porém, cálculos trigonométricos dentro do FPGA podem levar a procedimentos complexos. Dessa forma,

sabendo que o argumento $\omega_1 T_s$ sempre é muito pequeno, pois considera-se que a frequência de amostragem é elevada, (199) pode ser reescrita em (200) fazendo aproximações das funções seno e cosseno para ângulos muito pequenos.

$$H_{PHSH}\left(\frac{2\pi}{3}, z\right) = \frac{2 \operatorname{sen}\left(\omega_1 T_s + \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{3}z^{-1}}{2 \operatorname{sen}(\omega_1 T_s)} \quad (197)$$

$$H_{PHSH}\left(-\frac{2\pi}{3}, z\right) = \frac{2 \operatorname{sen}\left(\omega_1 T_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{3}z^{-1}}{2 \operatorname{sen}(\omega_1 T_s)} \quad (198)$$

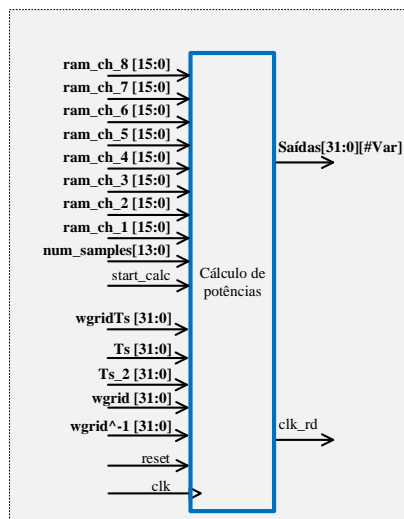
$$X_1^+(z) = \frac{1}{3} \left[X_{a1}(z) - \frac{X_{b1}(z) + X_{c1}(z)}{2} + \frac{\sqrt{3} \cos(\omega_1 T_s)}{2 \operatorname{sen}(\omega_1 T_s)} X_{bc1}(z) - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{\operatorname{sen}(\omega_1 T_s)} X_{bc1}(z) z^{-1} \right] \quad (199)$$

$$X_1^+(z) = \frac{1}{3} \left[X_{a1}(z) - \frac{X_{b1}(z) + X_{c1}(z)}{2} + \frac{\sqrt{3} 1 - (\omega_1 T_s)^2 / 2}{2 (\omega_1 T_s)} X_{bc1}(z) - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{(\omega_1 T_s)} X_{bc1}(z) z^{-1} \right] \quad (200)$$

3.2.3.2 Procedimentos dos cálculos

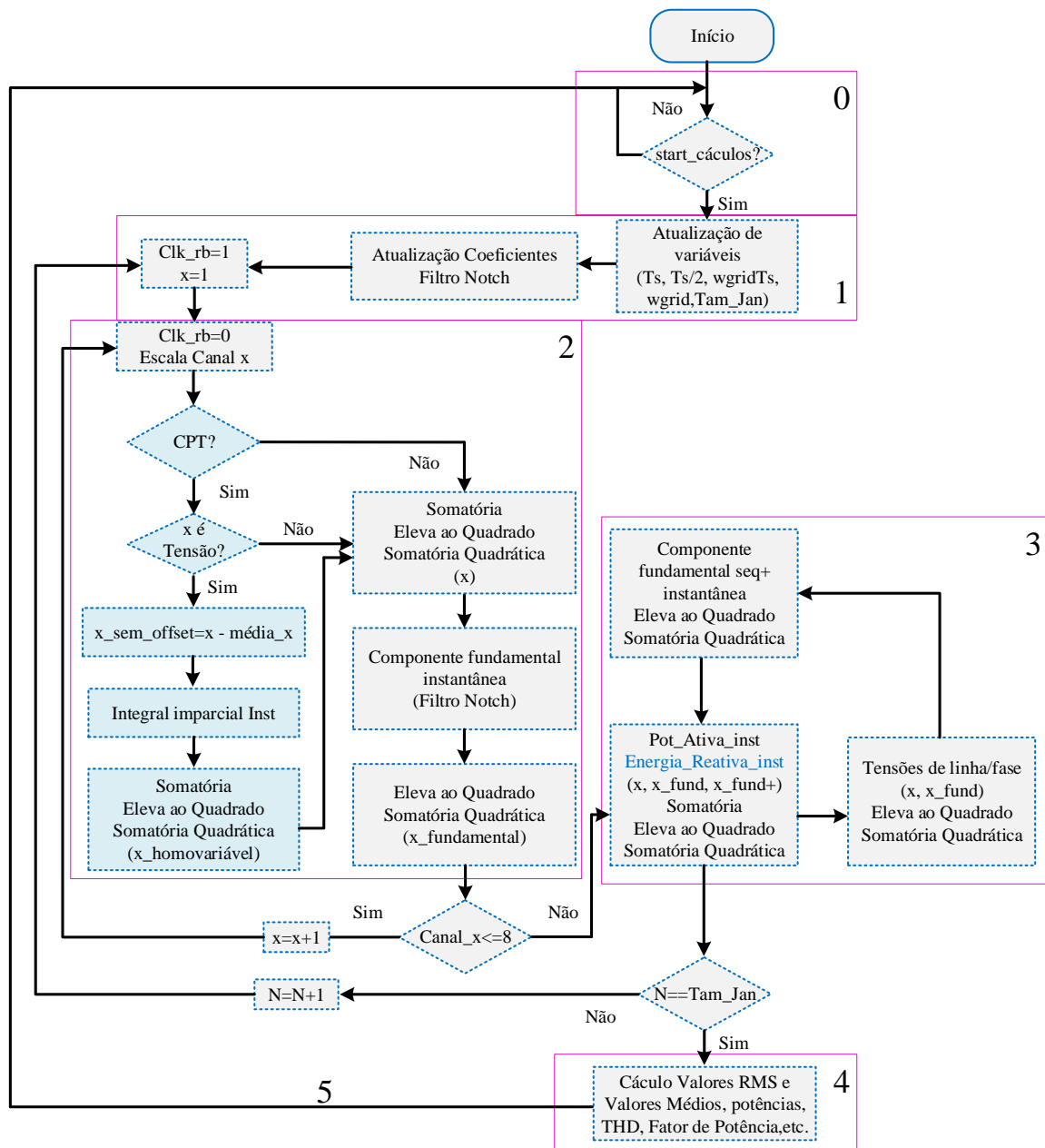
Na Figura 25 é ilustrado o bloco de cálculo de potências, detalhando suas entradas e saídas, as quais se referem aos sinais discretizados, armazenados em relação a uma janela de cálculo anterior, e aos sinais de controle de leitura das memórias RAM associadas a cada canal, respectivamente. Neste bloco, portanto, são implementados os procedimentos de cálculo de cada teoria de potência conforme ao fluxograma da Figura 26.

Figura 25 – Entradas e saídas do bloco de cálculo de potências.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 26 – Fluxograma do cálculo de potências



Fonte: Dados do próprio autor.

Dessa forma, quando o sinal **start_cálculo** é ativado, os sinais **wgrid[31:0]**, **wgrid2[31:0]**, **wgridTs[31:0]**, **Ts[31:0]**, **Ts_2[31:0]**, relacionados com a frequência de amostragem e a frequência da rede, são aquisitados, incluindo a variável **num_amostras[13:0]**, que define o tamanho da janela a ser lida.

Em seguida, são atualizados os coeficientes do filtro notch adaptativo para atender as variações de frequência da rede nesse período de integração. Depois disso, o sinal **clk_rd** é ativado e o processo de leitura das memórias RAM começa através das variáveis **ram_ch_x[15:0]** ($x = 1...8$), que representam cada sinal discretizado.

Cada canal lido é inicialmente processado em um primeiro *loop* de cálculo, denominado na Figura 26 com o número 2, onde são realizados processos de cálculos que apenas precisam de um canal, i.e., somatória para cálculo de média, somatória quadrática para obter os valores eficazes do sinal, cálculo da componente fundamental instantânea, etc. No caso da CPT, é necessário calcular o valor da integral instantânea dos sinais de tensão para o cálculo da energia reativa, assim, quando o canal lido se corresponde com a tensão da alguma das fases do sistema primeiramente é calculada a integral imparcial desse sinal, como ilustrado em azul no processo de cálculo 2 da Figura 26.

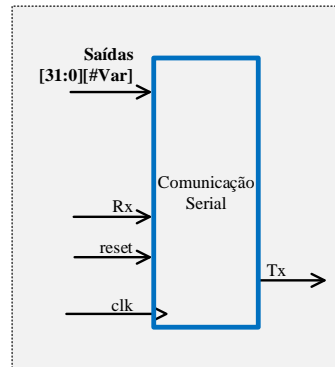
Posteriormente, quando os 8 sinais são processados, o algoritmo entra em uma segunda rotina de cálculo para determinar todas as variáveis que associam mais de um sinal, i.e., computação das potências instantâneas de fase, tensões instantâneas de linha ou de fase, dependendo da configuração do sistema, cálculo instantâneo das componentes simétricas de tensão e corrente, entre outros. Esse processo equivale ao segundo *loop* do diagrama da Figura 26, número 3, o qual é executado até completar a leitura das amostras armazenadas na janela de cálculo, ou seja, 256 amostras/ciclo vezes o número de ciclos definido.

Quando o processo de leitura é completado, a rotina de cálculo entra no bloco 4, onde são determinadas todas as variáveis elétricas associadas a cada metodologia de cálculo de potência, desta forma, são obtidos os valores eficazes de tensão e corrente, THD, as potências elétricas, fator de potência, etc. E, finalmente, assim que o processo 4 é completado, o sinal **cal_ok** indica que o procedimento de cálculo terminou e volta ao início da rotina, para esperar que o sinal **start_cálculo** seja novamente ativado.

Ressalta-se que uma das condições a ser garantida neste processo está em que o tempo de processamento de cálculo deve ser menor que o tempo de janelamento das amostras, com o intuito de não perder informação dos sinais discretizados nos períodos anteriores.

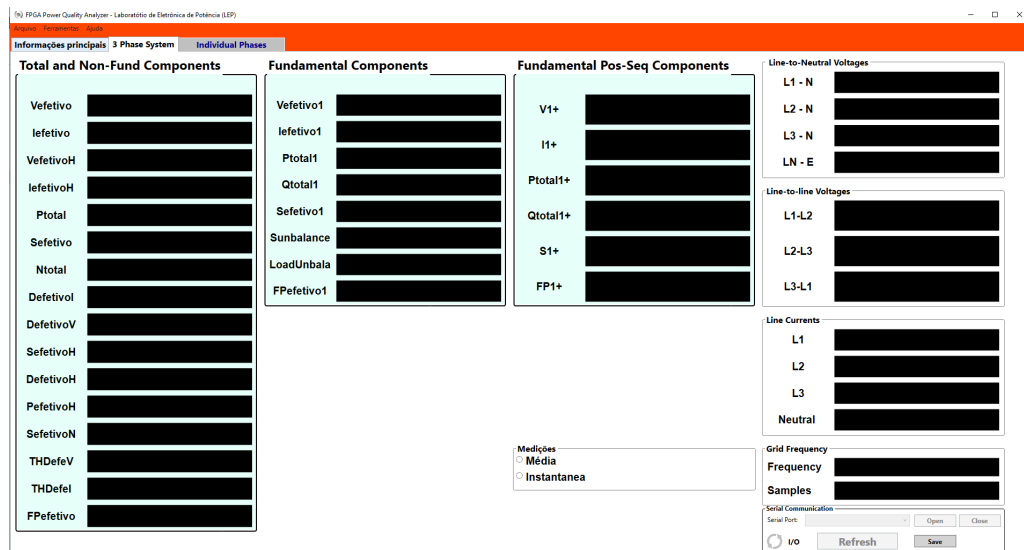
3.2.4 UART e Interface Gráfica

O módulo de comunicação serial (UART) permite a interação do usuário com a ferramenta de cálculo embarcada no FPGA, as entradas e saída são mostradas na Figura 27. Basicamente, por meio do protocolo de comunicação serial são solicitados os resultados através de um frame de inicialização da comunicação, assim, a cada 1 s a rotina da interface gráfica encaminha o código 0xAA55 seguido do número de variáveis a serem retornadas pelo equipamento, neste caso, 92 (0x5C) variáveis, logo, o processo de transmissão é inicializado.

Figura 27 – Bloco comunicação serial.

Fonte: Dados do próprio autor.

Essa interface gráfica foi desenvolvida no ambiente Visual Studio, na linguagem de programação C#, e sua função, como comentou-se anteriormente, é coletar os pacotes de dados encaminhados pelo FPGA, interpretá-lo e, por fim, apresentá-los ao usuário. Nas Figuras 28,29, 30 e 31 são apresentadas as telas, dos cálculos do sistema trifásico e de cada fase do sistema, referentes ao padrão IEEE 1459-2010 e a CPT, respectivamente.

Figura 28 – Tela 1 GUI do Padrão IEEE 1459-2010.

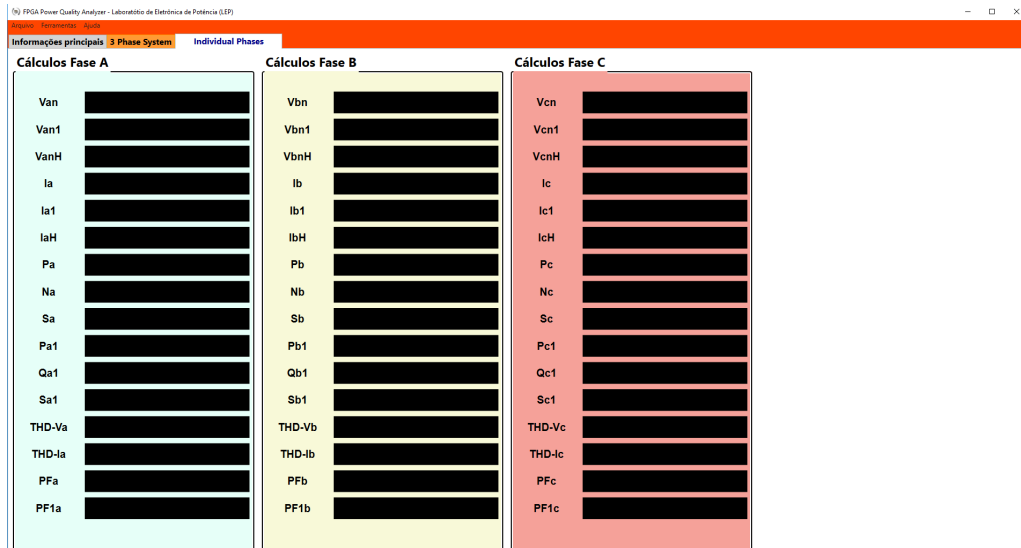
Fonte: Dados do próprio autor.

3.2.5 Metodologia de Cálculos

Devido ao fato do FPGA não possuir dispositivos de processamento matemático embutidos para a realização de contas com números decimais, neste trabalho, utilizou-se uma unidade de ponto flutuante (FPU - *Float Point Unit*), totalmente descrita em linguagem de *hardware* e com

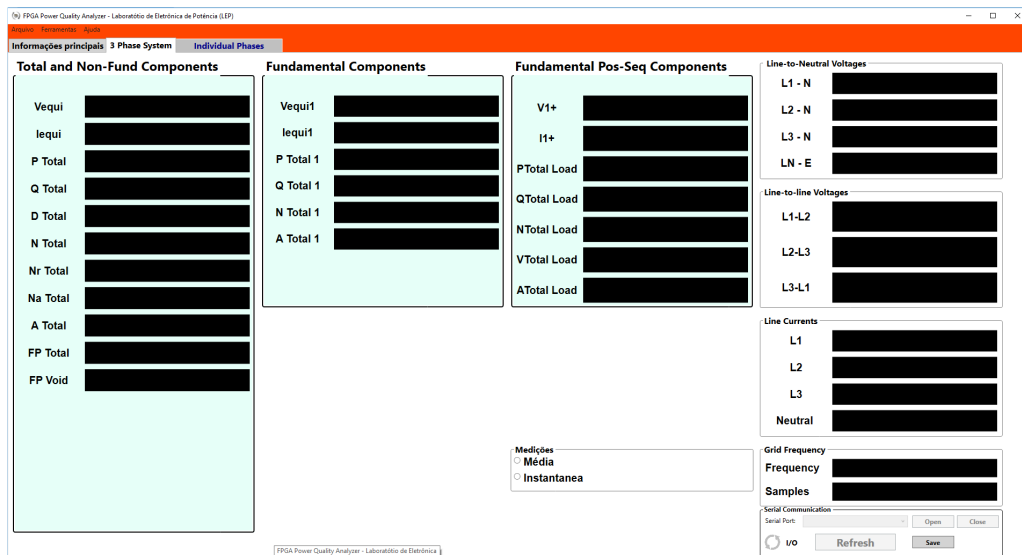
representação numérica baseada no padrão IEEE 754 para números de 32 bits. Esse núcleo foi desenvolvido por Al-Eryani (2008) e disponibilizado como código aberto, obtendo-se como vantagem a possibilidade de realizar portabilidade do código do FPGA independentemente do fabricante.

Figura 29 – Tela 2 GUI do Padrão IEEE 1459-2010.



Fonte: Dados do próprio autor.

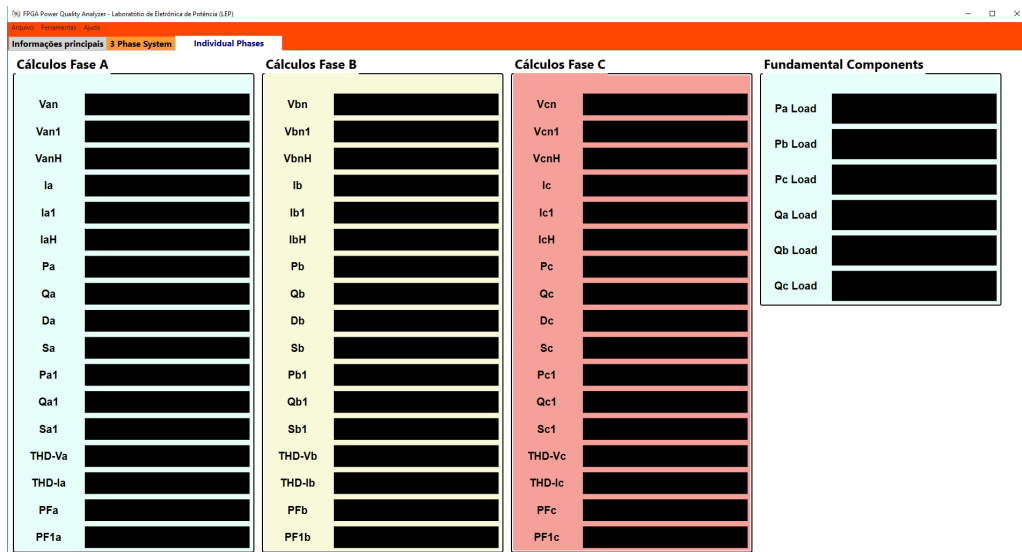
Figura 30 – Tela 1 GUI da CPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

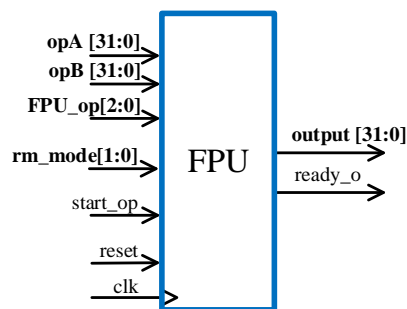
Na Figura 32 são apresentadas as saídas e entradas da FPU, onde, **op_A** e **op_B** são os operandos; **FPU_op** define a operação a ser executada: soma (3'b000), subtração(3'b001), multiplicação (3'b010), divisão (3'b011) e raiz quadrada (3'b100); **rm_mode** configura o tipo de arredondamento do resultado da operação matemática, disponibilizado através do sinal **output**; **start_op** comanda o início da operação e **ready_op** indica que o cálculo foi terminado.

Figura 31 – Tela 2 GUI da CPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 32 – Entradas e Saídas da FPU

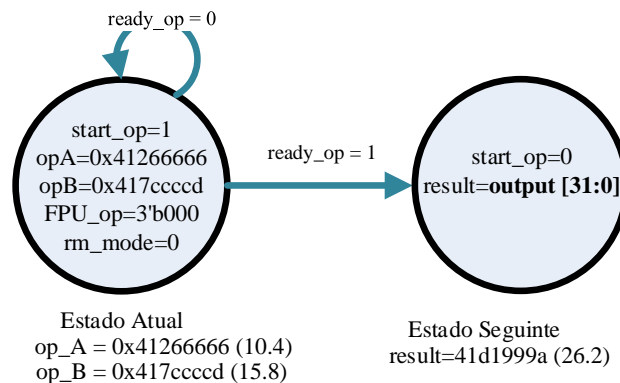


Fonte: Dados do próprio autor.

Dessa forma, todas as operações matemáticas relacionadas com os blocos de sincronismo, cálculo de frequência, cálculo de potências, etc., são realizadas mediante o uso de máquinas de estados finitos (FSM - *Finite State Machine*), em que cada estado representa uma operação matemática e a transição, de um estado para outro, é comandada pelo sinal **ready_op**, como apresentado na Figura 33.

A Figura 33 exemplifica o processo de transição entre os estados das FSM. Vê-se que no Estado Atual os operandos **op_a** e **op_b** são setados com valores hexadecimais de 0x41266666 e 0x417cccd, equivalentes a 10,4 e 15,8 na representação do padrão IEEE 754, respectivamente, a variável **FPU_op** é fixada em 3'b000 indicando a operação soma e **start_op** setada em 1'b1 definindo o início da operação. Enquanto, a operação está sendo executada a variável **ready_op** permanece em '0' e não há transição de estados. Quando a operação matemática é terminada, a FPU atribui o valor de '1' para o *flag* **ready_op** e se dá a transição para o estado seguinte, assim, o resultado é disponibilizado através do vetor **output**.

Figura 33 – Exemplo de transição de estados no processo de cálculo



Fonte: Dados do próprio autor.

3.3 TESTES DOS BLOCOS PRINCIPAIS

Na sequência, são apresentadas algumas formas de onda relacionadas com o comportamento dos blocos sintetizados no dispositivo FPGA, empregando as metodologias de cálculo de potências definidas pelo padrão IEEE 1459-2010 e a teoria da energia conservativa. Para isso, definiram-se alguns pontos de teste nos algoritmos desenvolvidos e, conseqüentemente, disponibilizados em pinos de entrada-saída da placa de desenvolvimento Zedboard.

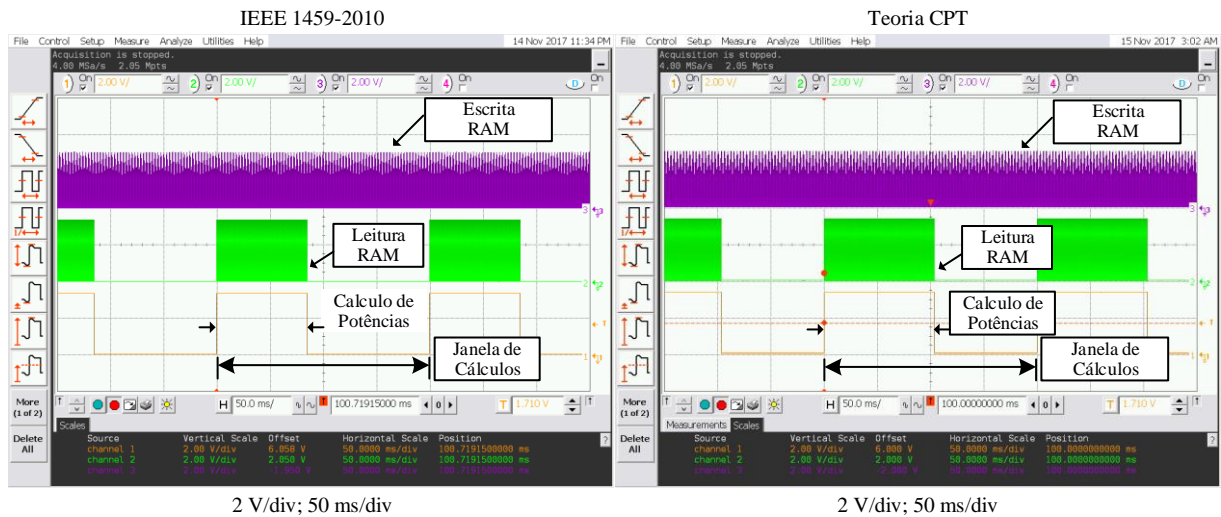
Na Figura 34, são ilustrados os processos de leitura e escrita dos blocos de memória RAM. Como foi comentada na subseção de Janelamento, esses processos são paralelos, e se correspondem com os procedimentos de amostragem dos sinais e cálculos das variáveis elétricas, comandados pelos sinais **Am_rdy** e **clk_rd**, respectivamente. Neste caso, o sistema opera com frequência de rede $\omega_{rede} = 60$ Hz, o qual equivale a uma Janela de cálculo de $T_{wind} = 200$ ms (12 ciclos de rede), e destaca-se, que quando o módulo de cálculo de potência executa a metodologia do padrão IEEE 1459-2010 tem-se um tempo de cálculo $T_{calc} \approx 85,19$ ms, contrastando com um $T_{calc} \approx 103,42$ ms para a CPT. Em ambas situações cumpre-se a condição $T_{calc} < T_{wind}$, o qual garante que não há perda de informação dos sinais amostrados e cálculos em tempo real.

Além disso, nas Figuras 35 e 36 apresentam-se os instantes de início e finalização dos cálculos para cada teoria de potência, o que coincide com as descrições realizadas no diagrama da Figura 26. Assim, com a borda de subida do sinal **start_calc** se dá início à atualização das variáveis relacionadas com a amostragem e os coeficientes dos filtros *Notch*, em um tempo de aproximadamente $1,6 \mu s$.

Posteriormente, realiza-se o tratamento de cada um dos canais discretizados, como apresentado na Figura 35. Devido a que na CPT é necessário o cálculo da integral imparcial

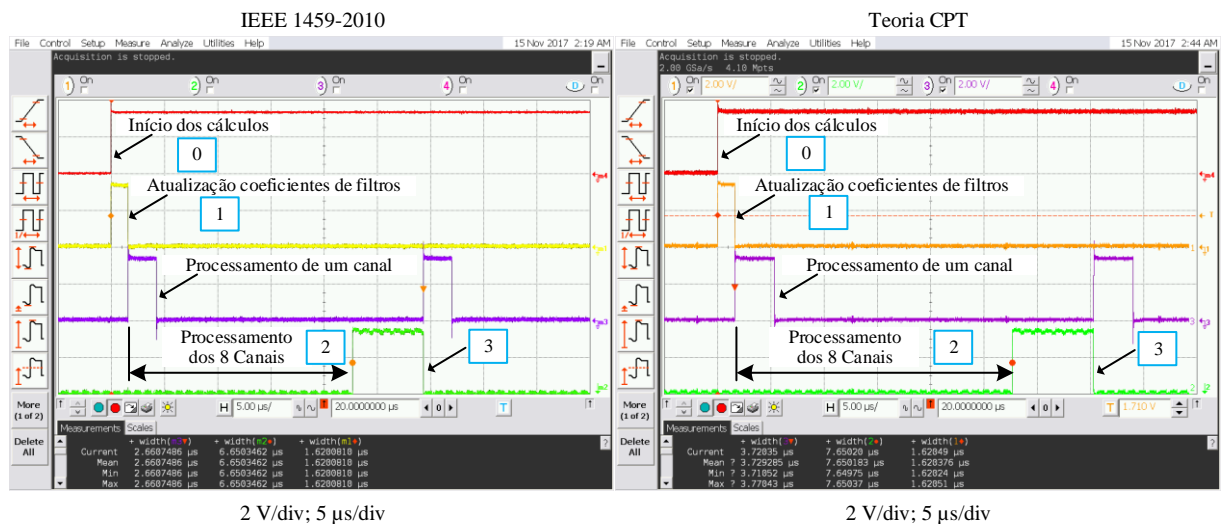
instantânea para os sinais de tensão de fase, o processo tem uma duração maior quando comparada com o padrão IEEE 1459. Portanto, essa etapa denominada com o número 2 demora aproximadamente $21,29 \mu\text{s}$ no padrão IEEE 1459, e $25,53 \mu\text{s}$ na metodologia da CPT.

Figura 34 – Processos de leitura e escrita de memórias RAM



Fonte: Dados do próprio autor.

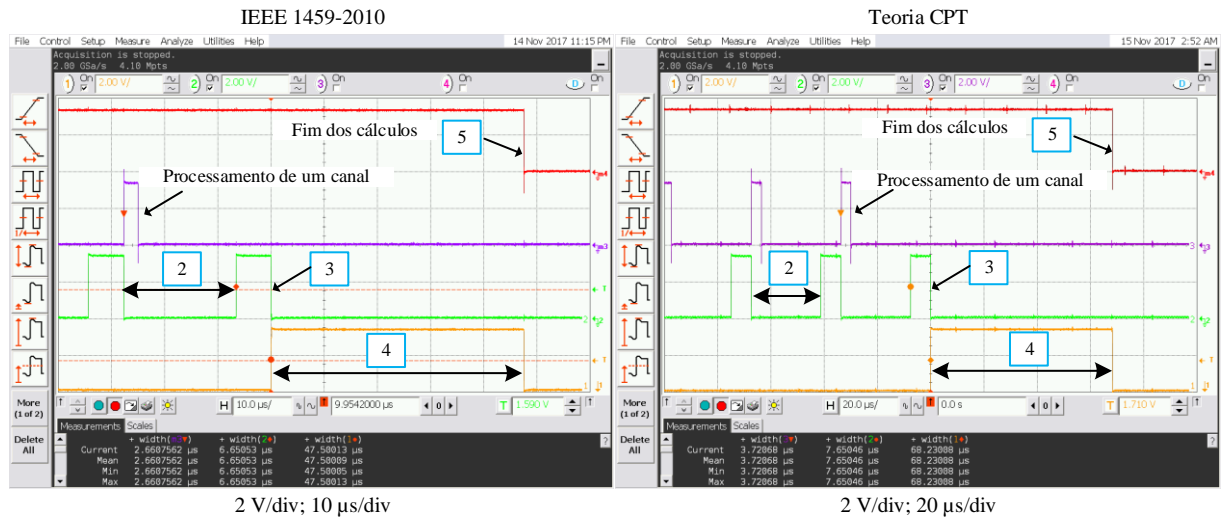
Figura 35 – Início do processo de cálculo



Fonte: Dados do próprio autor.

As etapas 3 de cada teoria também diferem nos tempos de execução, sendo maior na CPT. Esse fato deve-se ao cálculo da energia instantânea para determinar a potência reativa do sistema, obtendo tempos de cômputo de $7,65 \mu\text{s}$ na CPT, e $6,65 \mu\text{s}$ no processo de cálculo do padrão IEEE 1459. Lembrando que as etapas 2 e 3 são executadas para cada amostra da janela de cálculo.

Figura 36 – Fim do processo de cálculo

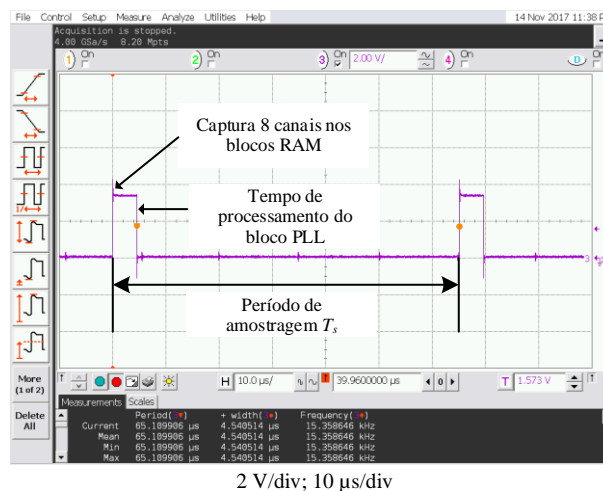


Fonte: Dados do próprio autor.

Por fim, a última etapa a ser processada corresponde ao número 4 da Figura 36. Novamente, esse tempo de cálculo é maior no caso da CPT com uma duração de $68,23 \mu\text{s}$, comparada com $47,50 \mu\text{s}$ na metodologia do IEEE 1459.

O processo de leitura e execução da rotina do PLL foi avaliado através do sinal apresentado na Figura 37 quando $\omega_{rede} = 60 \text{ Hz}$. Pode-se verificar que o tempo de cômputo do algoritmo de PLL implementado é de $4,54 \mu\text{s}$ menor que o período de amostragem $T_s = 65,10 \mu\text{s}$, o qual é equivalente a amostrar 256 amostras em um ciclo de rede, confirmando novamente processamento em tempo real dos dados.

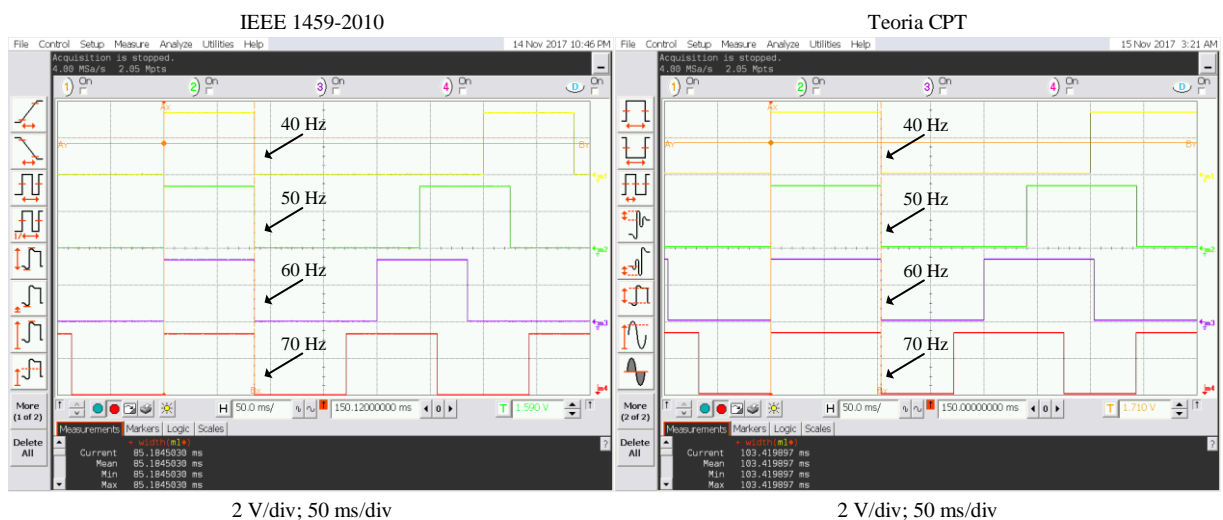
Figura 37 – Tempo de execução do algoritmo PLL



Fonte: Dados do próprio autor.

Finalmente, na Figura 38, examina-se a adaptabilidade do sistema frente às mudanças na frequência da rede. Observa-se que o sistema consegue adaptar a janela de cálculo com a frequência do sistema mantendo os mesmos critérios de amostragem, ou seja, 12 ciclos de rede e 256 amostras/ciclo, e.g., quando o sistema opera com frequência de 40 Hz o $T_{wind} \approx 300$ ms. Além disso, observa-se que mantendo fixo o número de amostras, os tempo de execução dos cálculos de cada teoria não se vê afetado, isto é um grande ganho do trabalho, pois é possível manter a mesma quantificação dos dados independentemente da frequência de operação do sistema elétrico.

Figura 38 – Tempos de cálculo para diferentes frequências de rede.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.4 CÁLCULO DE HARMÔNICOS

Como foi apresentado no capítulo 1, dentro de um ambiente de medição inteligente de qualidade de energia, se torna indispensável a incorporação de rotinas de cálculos para a obtenção do conteúdo harmônico dos sinais de tensão e corrente envolvidos no sistema. Para tal fim, neste trabalho, optou-se pela implementação do algoritmo de Goertzel, o qual apresenta certas vantagens em relação ao uso de memória relacionado ao espectro harmônico de cada sinal processado (SYSEL; RAJMIC, 2012).

O algoritmo Goertzel, consiste basicamente em um método capaz de determinar o valor de uma componente k do espectro em frequência $X(k)$, calculado através da transformada discreta de Fourier. Este é descrito mediante a função de transferência de um filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) de segunda ordem, como segue em (201).

$$H_k(z) = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi k}{N}} z^{-1}}{1 - 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) z^{-1} + z^{-2}} \quad (201)$$

Logo, a equação de diferenças que relaciona a saída do filtro é facilmente obtida em (202).

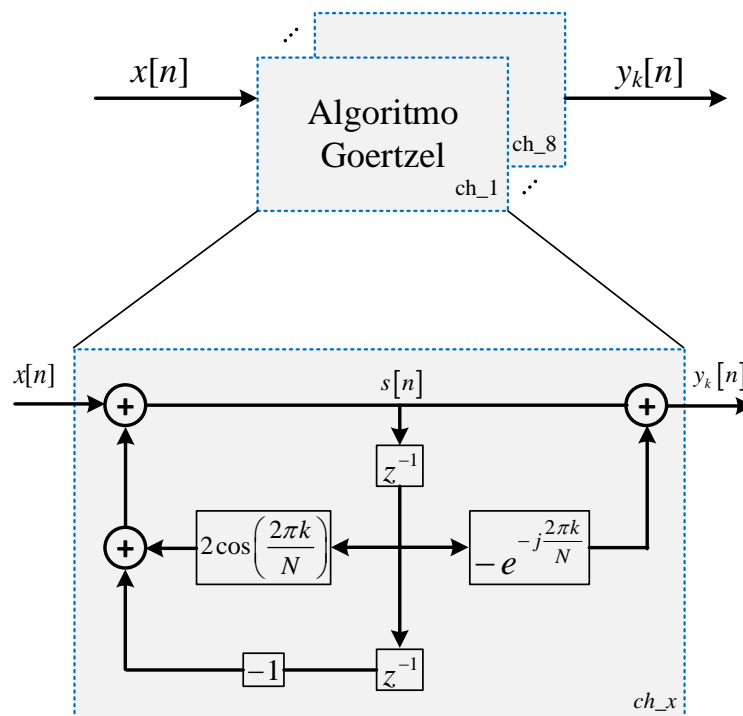
$$y_k[n] = s[n] - e^{-j\frac{2\pi k}{N}} s[n-1] \quad (202)$$

Sendo:

$$\begin{aligned} s[n] &= x[n] + 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) s[n-1] - s[n-2] \\ n &= 0, \dots, N \\ s[-1] &= 0; s[-2] = 0; \\ y_k[N] &= X(k) \end{aligned}$$

Observa-se que, por definição, n representa o número de amostras por período do sinal discretizado $x[n]$, onde o sinal $s[n]$ precisa ser calculado para $0 \leq n \leq N$, enquanto o sinal $y_k[n]$, que representa o valor da componente harmônica k , apenas precisa ser determinado para $n = N$. Na Figura 39, é ilustrada, em diagrama de blocos, a representação da equação de diferenças (202), a qual foi implementada no dispositivo FPGA, paralelizando núcleos de cálculo para cada canal lido através do ADC.

Figura 39 – Diagrama de blocos do Algoritmo de Goertzel.

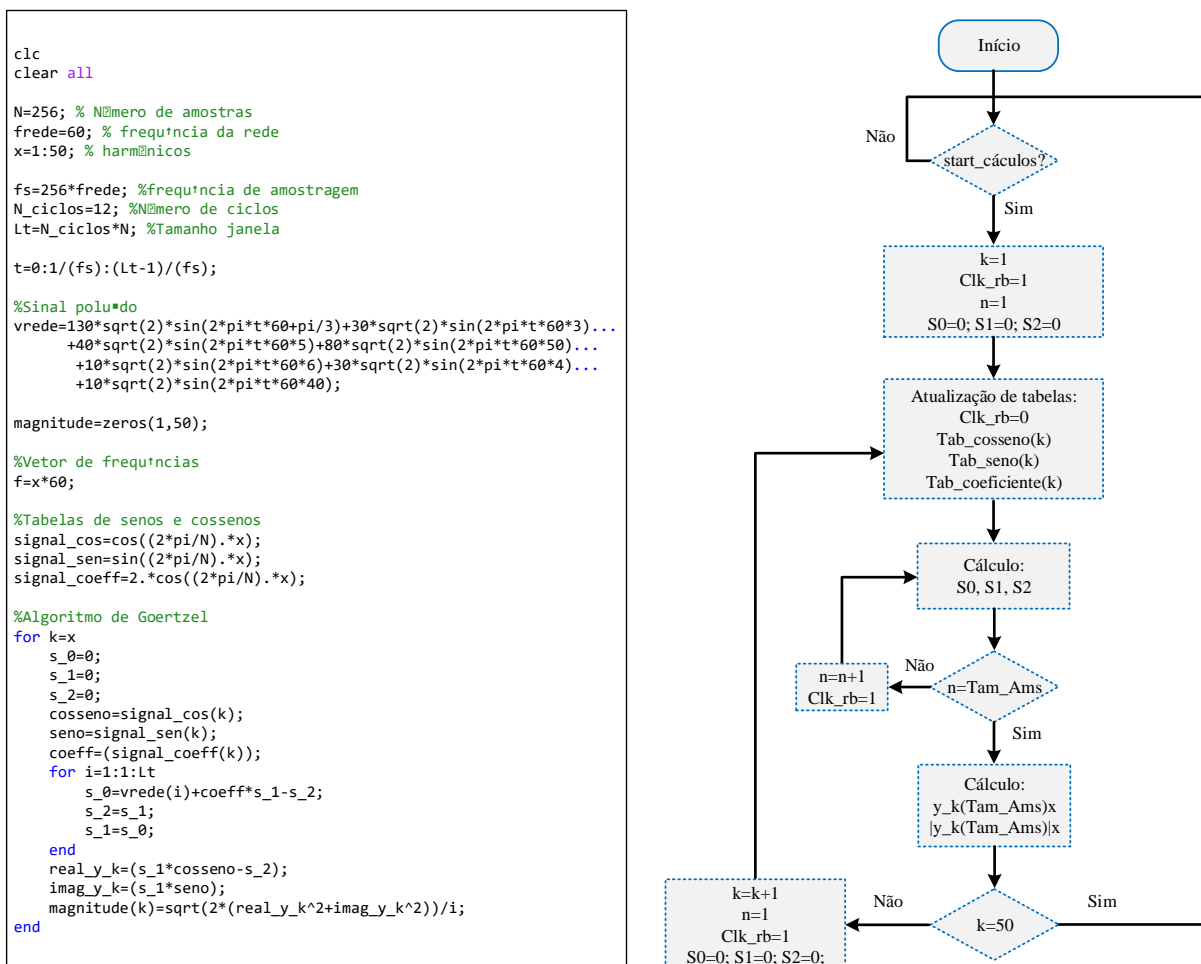


Fonte: Adaptado de Sysel e Rajmic (2012).

Cabe ressaltar que os tempos de processamento podem ser superiores em contraste com a transformada rápida de Fourier (FFT), devido à necessidade de processar toda a janela de amostragem para cada componente harmônica k . Porém, a simplicidade do algoritmo de Goertzel, para ser embarcado em um ambiente de processamento digital, sem a necessidade de estabelecer lógicas complexas de divisão e sub-divisão de sinais, inversão de vetores, cálculo total do espectro harmônico, etc., o torna uma excelente ferramenta de análise com pouco uso de unidades lógicas de memória.

Visando a verificação do método, na Figura 40(a), apresenta-se um *script* do algoritmo de Goertzel implementado no software MATLAB, definido para calcular as primeiras 50 componentes harmônicas de um sinal declarado como *vrede*, ilustrado na Figura 41 em uma janela de amostragem de 12 ciclos com frequência fundamental de 60 Hz.

Figura 40 – Código em MATLAB e Diagrama de Fluxo do Algoritmo de Goertzel.

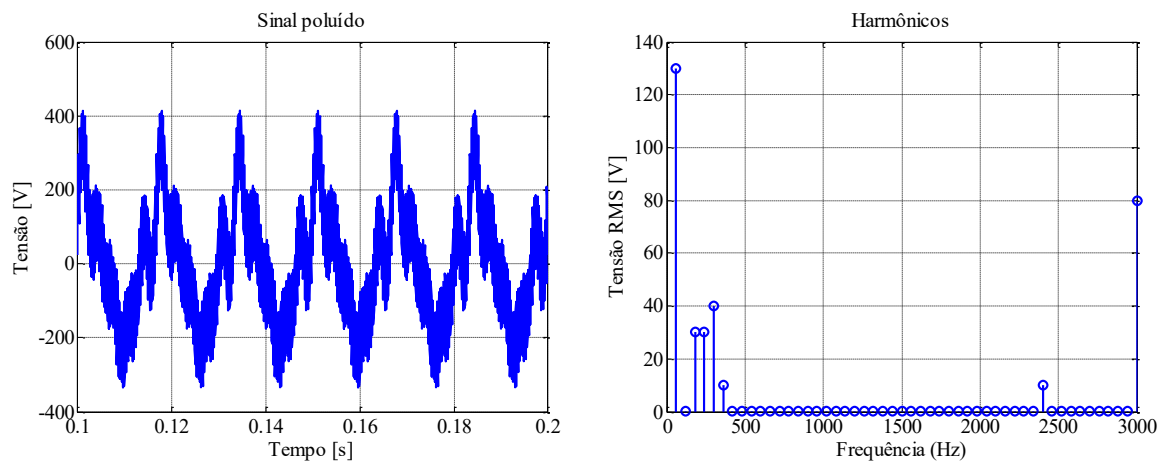


Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se no código da Figura 40, que uma vez definidas as componentes harmônicas de interesse k , mantendo um número de amostras constante N por período, é possível a geração

de tabelas fixas que armazenem os valores correspondentes às parcelas de senos e cossenos presentes no algoritmo, resultando em tempos de cálculos inferiores. Adicionalmente, o fato de definir uma janela de amostragem de 12 ciclos, faz com que o algoritmo seja mais preciso, o qual foi comprovado assumindo perdas ou acréscimos de até 10 pontos do sinal adquirido. Por fim, na Figura 41 são apresentados os valores eficazes de cada componente harmônica, correspondente ao vector $magnitude(k)$ declarado na Figura 40.

Figura 41 – Sinal processado empregando o algoritmo de Goertzel.

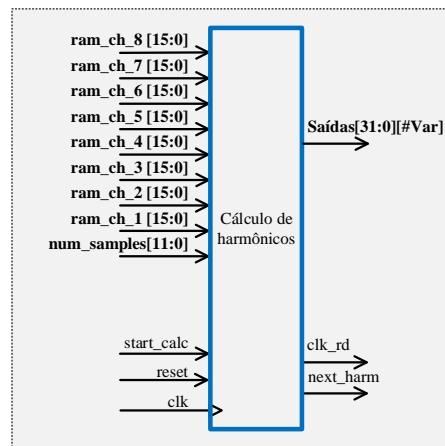


Fonte: Dados do próprio autor.

Com a definição do algoritmo de Goertzel no domínio do tempo discreto, e tomando como referência o diagrama de fluxo da Figura 40, descreveu-se, dentro do dispositivo FPGA, o núcleo para cálculo das primeiras 50 componentes harmônicas de cada sinal de tensão e corrente discretizado, cujas entradas e saídas são apresentadas na Figura 42. Este conserva a mesma estrutura que o núcleo de cálculo de potências, adicionando um *flag* de saída **next_harm**, o qual reinicia o contador que percorre os blocos de memórias sintetizados no núcleo de janelamento.

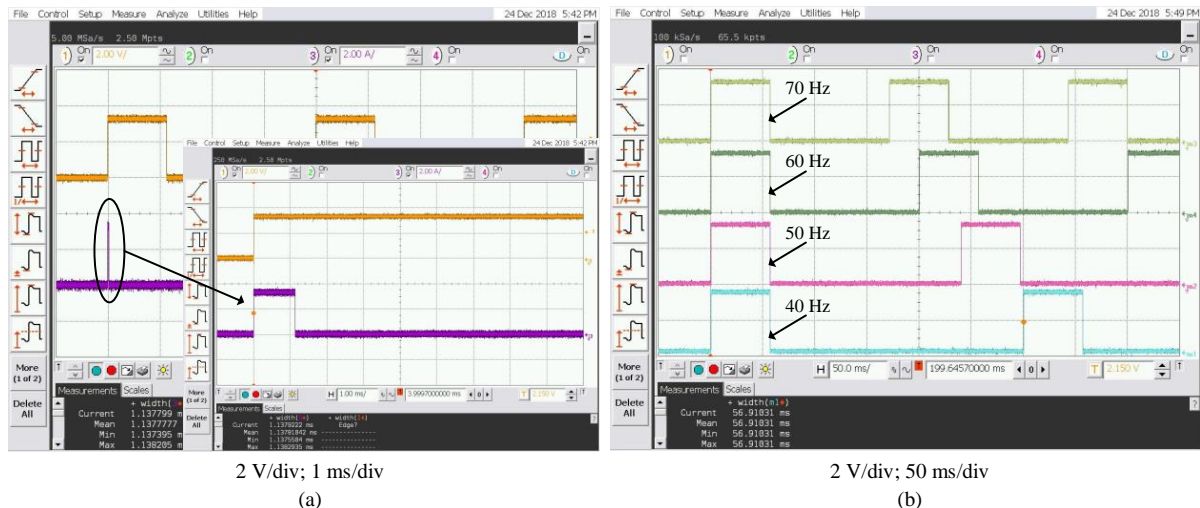
Assim, verifica-se na Figura 43(a) que o tempo de processamento para o cálculo de uma componente harmônica é 1,138 ms, para uma janela de amostragem de 3072 amostras, (256 amostras por 12 períodos de rede). Isso resulta em um tempo de cômputo total do algoritmo de 59,91 ms, como apresentado na Figura 43(b), o qual garante processamento em tempo real dos sinais amostrados. A adaptabilidade do sistema também é avaliada na Figura 43(b) para diferentes frequências fundamentais, onde o tempo de cômputo do algoritmo permanece constante frente a essas variações. Como mencionou-se anteriormente, são 8 núcleos operando de forma paralela, o qual representa uma diminuição nos tempos de cálculo quando comparados com microcontroladores que normalmente desempenham estas tarefas.

Figura 42 – Entradas e saídas do bloco de cálculo de harmônicos.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 43 – Tempos de cálculo do algoritmo de Goertzel.



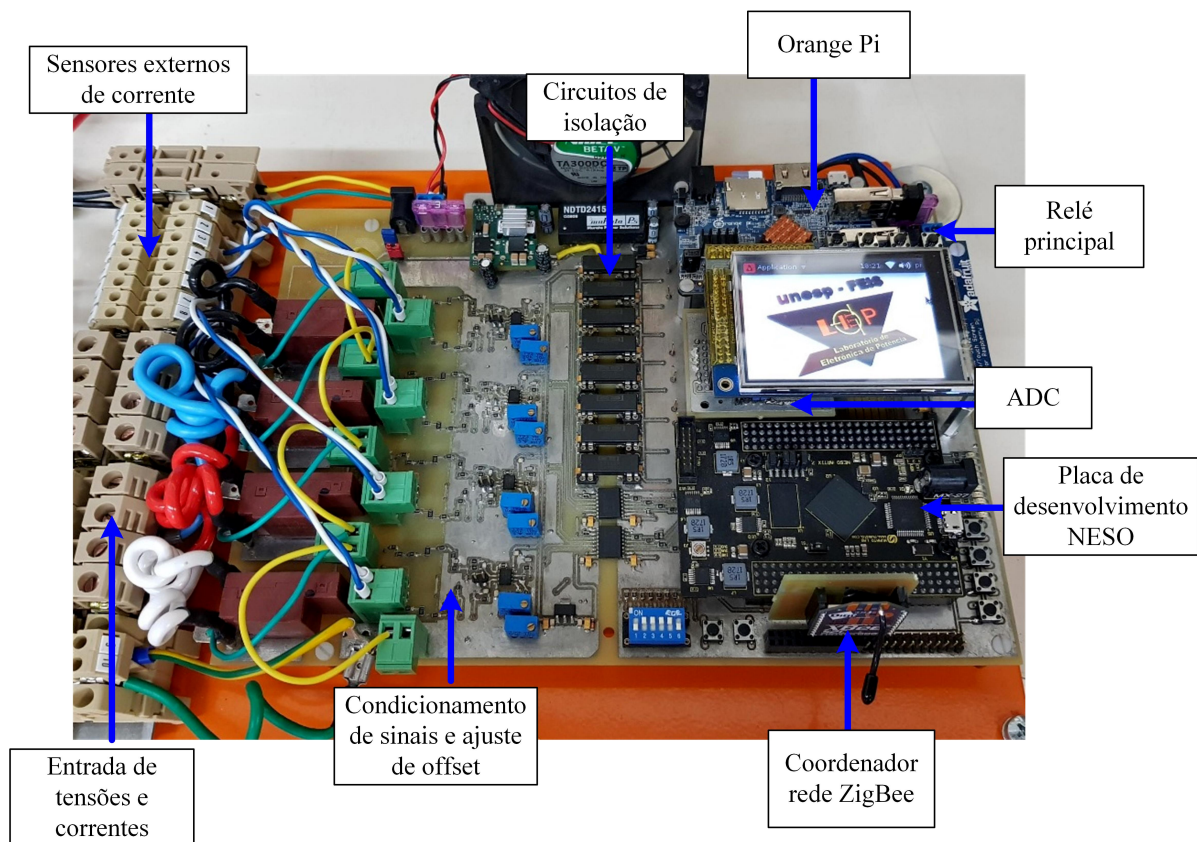
Fonte: Dados do próprio autor.

3.5 EVOLUÇÃO DA PLATAFORMA COM NOVAS FUNCIONALIDADES

Procurando a consecução de um produto final, uma segunda versão da plataforma de medição é apresentada, incorporando tarefas relacionadas com a medição inteligente de energia. Uma das mudanças principais foi a substituição do dispositivo FPGA Zynq Z7020 pelo *chip* XC7A100T da família Artix 7, também fabricado pela Xilinx. Dessa forma, uma vez que a família Artix não incorpora um processador junto com os setores de unidades lógicas do FPGA, garante-se que todos os núcleos, relacionados com a medição de QEE, comunicação e controle de periféricos, são totalmente descritos em linguagem de descrição de hardware. Adicionalmente, como se ilustra na Figura 44, incorporaram-se novos dispositivos, tais como: o *Single-Board Computer* Orange Pi, e um dispositivo Xbee definido como o coordenador de uma rede de comunicação sem fio mediante o protocolo ZigBee.

Observa-se na Figura 44 que todos os elementos relacionados com o condicionamento de sinal substituíram-se por componentes SMD (*Surface Mounting Device*) de maior precisão, acrescentando circuitos de ajuste externo de offset, e circuitos de isolamento para separação dos sinais analógicos dos sinais digitais, visando a redução de interferências e proteção dos circuitos. Além disso, mantendo a presença de sensores de efeito hall internos para a leitura das correntes trifásicas, habilitou-se a possibilidade de usar transdutores externos de corrente que permitam fazer leituras de correntes de pico superiores aos 20A.

Figura 44 – Plataforma de medição desenvolvida v.2.



Fonte: Dados do próprio autor.

A placa de desenvolvimento NESO, fabricada e distribuída pela empresa Numato, tem como dispositivo principal o FPGA XC7A100T, no qual são descritos todos os núcleos anteriormente desenvolvidos e testados no kit de desenvolvimento Zedboard. Demonstrando-se dessa forma, uma das grandes vantagens do FPGA em função da portabilidade do hardware, pois os dispositivos pertencem a diferentes famílias, e a síntese do projeto foi realizada bastando apenas que o número de unidades lógicas fosse suficiente.

Por outro lado, a inclusão do dispositivo Orange Pi, o qual faz parte da crescente família de *Single-Board Computers* presentes no mercado, facilita a incorporação de funcionalidades de medição inteligente, tais como: monitoramento e verificação do sistema, de forma remota,

armazenamento do histórico de dados, interfase com o usuário através da Internet, aplicações de IoT, etc. As principais características deste dispositivo são citadas como segue:

- CPU:H3 Quad-core Cortex-A7 H.265 / HEVC 4K;
- GPU: Mali400MP2 GPU @ 600MHz;
- Memória (SDRAM): 512 MB de DDR3 (compartilhado com GPU);
- Armazenamento: Cartão SD de até 32GB;
- Antena WiFi;
- Sistema Operacional: Armbian (Linux para processadores ARM);
- 2 portas USB 2.0;
- 3xUART, 1xSPI, 1xI2C, GPIO;

Finalmente, como se mostra na Figura 44, também adicionou-se uma placa dedicada à coordenação de desconexão e religamento de cargas de forma remota, através da comunicação *ZigBee*. Assim, uma rede local de dispositivos Xbee pode ser implementada e totalmente comandada pelo o medidor.

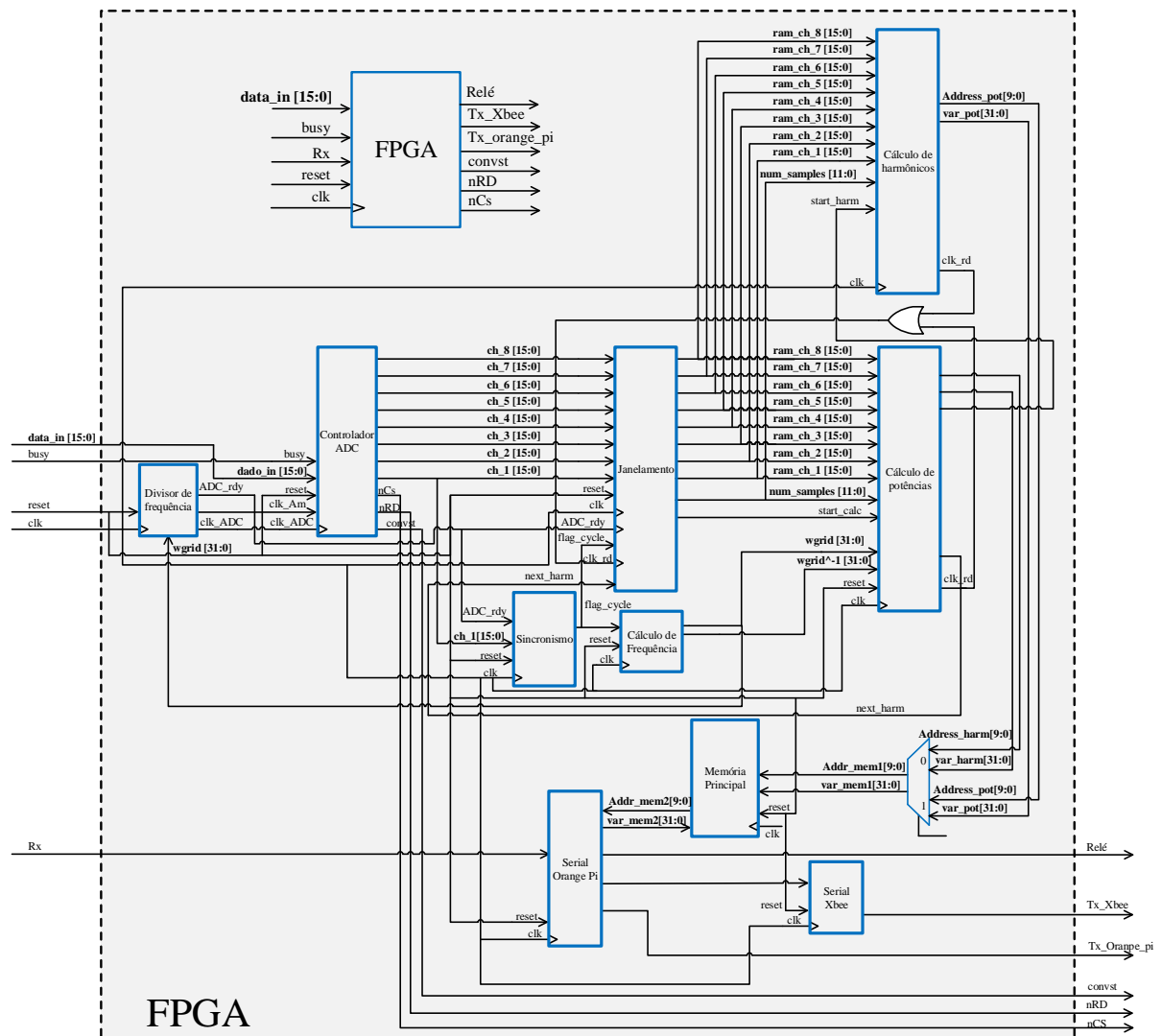
Levando em consideração essas modificações, na sequência serão detalhadas as implementações finais realizadas na nova plataforma de medição desenvolvida, demonstrando a capacidade para incorporar tarefas de medição inteligente de energia.

3.5.1 Novo diagrama de blocos dos módulos implementados no dispositivo FPGA

O diagrama de blocos da Figura 17 foi modificado, na procura de integrar todos os módulos relacionados com a medição das variáveis elétricas, i.e., cálculo de potências e conteúdo harmônico, assim como os novos módulos desenvolvidos para o comando e comunicação dos novos dispositivos. Essa nova implementação é ilustrada na Figura 45, ressaltando que a principal mudança está na definição de um novo banco de memórias para a interação dos blocos de cálculos matemáticos com o módulos de comunicação e comando, o qual tornou-se necessário devido ao grande fluxo de parâmetros calculados neste trabalho. Além disso, todos os resultados relacionados com o cálculo de potências elétricas foram limitados à implementação do padrão IEEE 1459-2010, resultando em uma excelente ferramenta para a avaliação do fluxo de energia para o consumidor e para a concessionária.

Como se observa na Figura 45, o módulo de cálculo de potências tem duas variáveis de saída, **address_pot** e **var_pot**, que representam a posição em memória e o valor da variável calculada, respectivamente. A mesma modificação é realizada no núcleo de cálculo de harmônicos, com as variáveis **address_har** e **var_har**, cujo sinal de início agora é estabelecido pela *flag start_harm*, a qual define o fim da execução do módulo de cálculo de potências.

Figura 45 – Diagrama de blocos dos módulos implementados no dispositivo FPGA.

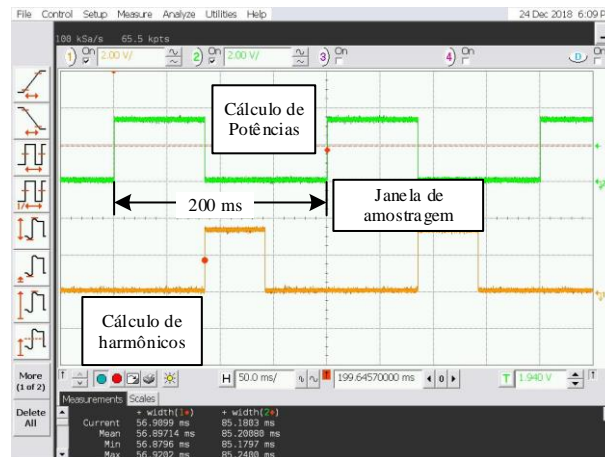


Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 46, se apresentam os tempos de execução dos núcleos de cálculo de potências e de cálculo de harmônicos. Observa-se que o tempo total de cálculo é de 142,1 ms, menor que os 200 ms, equivalentes à 12 ciclos de rede, definidos como janela de amostragem, o que atesta novamente o processamento em tempo real. Neste caso, a adaptabilidade do sistema não é afetada, uma vez que, para diferentes valores de frequência fundamental, os tempos de cálculo são mantidos.

Além disso, os processos de escrita e leitura dos bancos de memórias são ilustrados na Figura 47, demonstrando capacidade de processamento paralelo do dispositivo, que realiza as tarefas de aquisição e amostragem dos sinais, cálculo das variáveis elétricas e comunicação dos resultados através da porta serial, de forma simultânea.

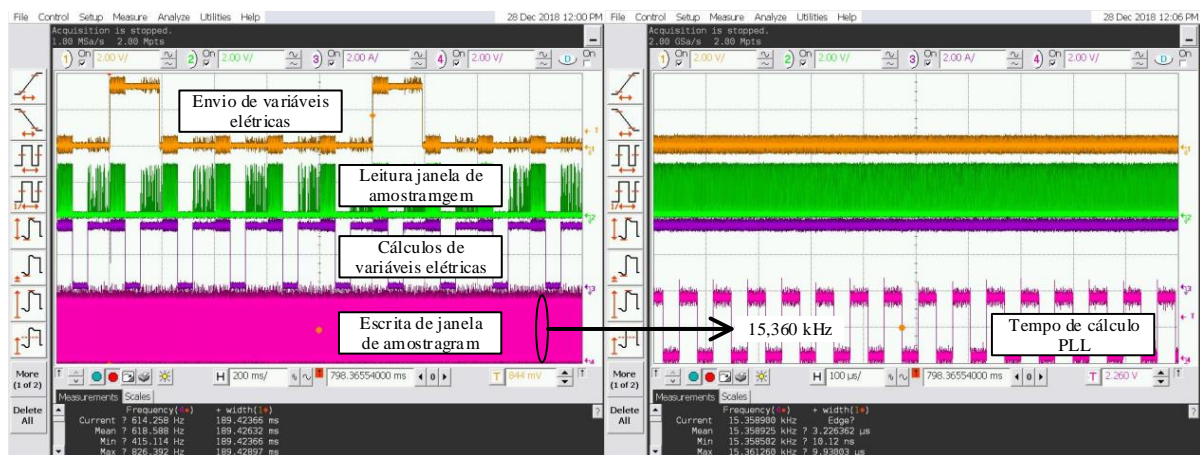
Figura 46 – Tempos de cálculo dos parâmetros elétricos.



2 V/div; 50 ms/div

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 47 – Processos de execução simultânea.



2 V/div; 200 ms/div

2 V/div; 100 µs/div

Fonte: Dados do próprio autor.

Assim, observa-se, que a cada 1 s, se executa a transmissão de 496 variáveis de 32 bits, a uma taxa de 115200 baud/s, pela porta serial conectada ao dispositivo Orange Pi, resultando em um tempo total de envio de dados de aproximadamente de 189 ms. Adicionalmente, se verifica como os processos de leitura de memórias, relacionadas com a janela de amostragem, coincidem com o tempo total de cálculo das variáveis elétricas efetuado pelos núcleos de cálculo de potências e harmônicos. Paralelamente, o processo de escrita da janela de amostragem, que se corresponde com o início do algoritmo de PLL, também é apresentado.

Destaca-se que o bloco de memória principal está composto por dois bancos de memória que são continuamente escritos pelos núcleos de cálculo de variáveis elétricas. Dessa forma, quando os resultados são solicitados pelo dispositivo Orange Pi, apenas uma memória é lida, enquanto a outra continua sendo atualizada com os novos resultados, isto permite que os processos de cálculos não sejam suspensos na transmissão dos dados.

3.5.2 Funcionalidades de medição inteligente

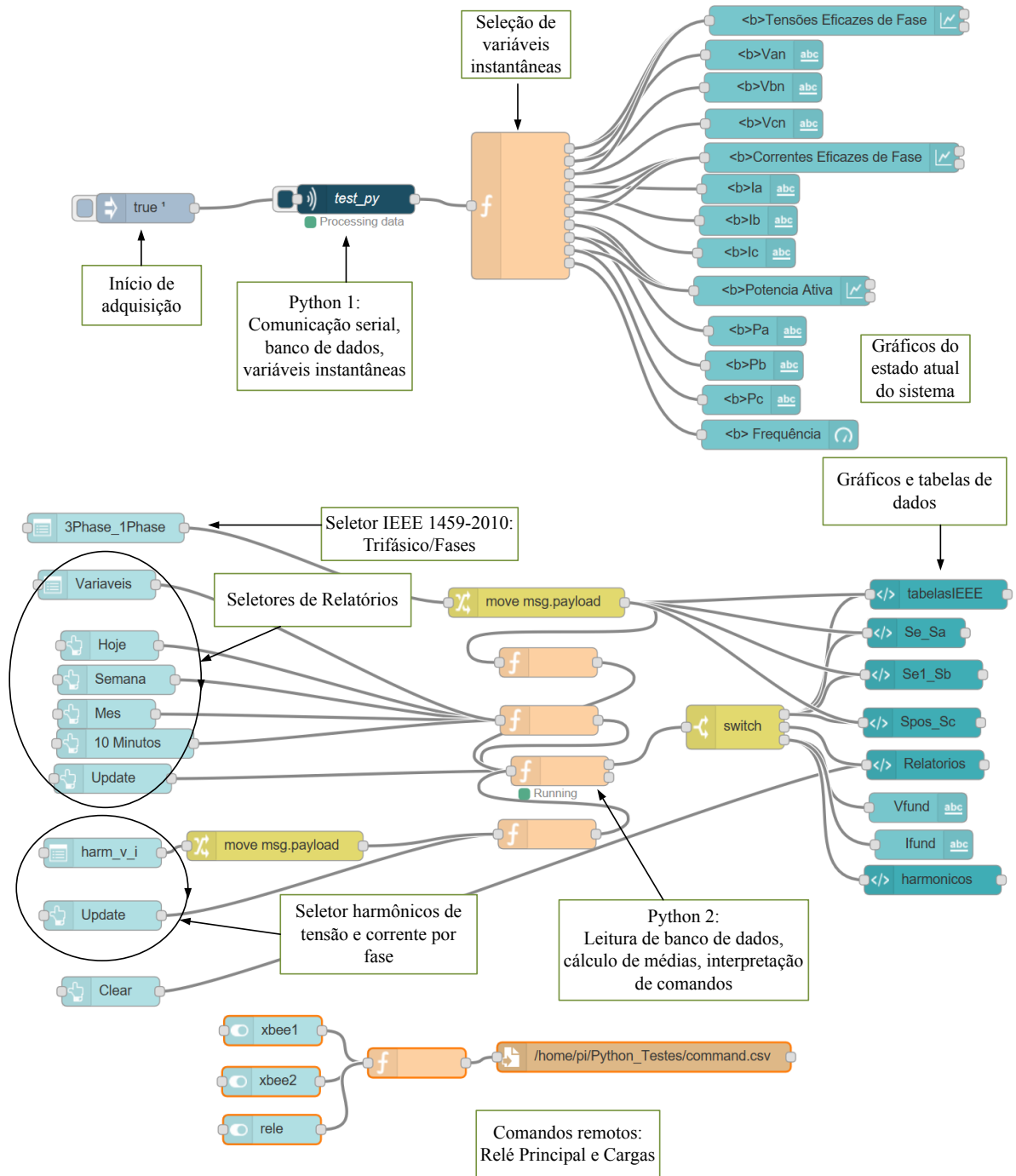
A inclusão do dispositivo Orange Pi dentro da plataforma de medição possibilita a inclusão de algumas funcionalidades relacionadas com a medição inteligente de energia elétrica. De forma geral, este dispositivo conta com todas as características de um computador pessoal, com capacidade de processamento reduzida, permitindo que aplicações baseadas em linguagens de programação de alto nível, tais como: Python, C e C++, possam ser implementadas.

Portanto, selecionou-se a linguagem Python para o desenvolvimento de uma rotina que realiza a aquisição das variáveis elétricas, calculadas pelo dispositivo FPGA e enviadas o Orange Pi, empregando protocolo de comunicação serial RS232. Esses dados são coletados a cada 1 s, como apresentado na Figura 47, e armazenados em bancos de dados para a geração de relatórios e históricos dessas variáveis. O banco de dados é criado usando a ferramenta SQLite3, a qual é uma aplicação de software livre voltada para sistemas embarcados que possuem um servidor local.

Entretanto, destaca-se que todos os comandos relacionados com a criação e gerenciamento dos bancos de dados são executados pela rotina de Python, utilizando-se bibliotecas disponibilizadas pela mesma linguagem, que permitem a interação com o software SQLite3.

Para o acesso à informação armazenada nos bancos de dados e monitoramento online do comportamento do sistema, desenvolveu-se um servidor WEB baseado na plataforma Node-RED, que permite a criação de aplicações voltadas à IoT mediante a interconexão de blocos baseados na linguagem de programação interpretada Javascript. Na Figura 48, é apresentado o diagrama de blocos implementado na plataforma Node-RED, onde se observa como são interconectados os diferentes nós relacionados com botões e seletores, para a definição de harmônicos, datas de relatórios, informações por fase do sistema, comando remotos, com os blocos de execução de programas para a geração de gráficos e tabelas do site WEB desenvolvido.

Figura 48 – Estrutura do servidor WEB implementado na plataforma Node-RED.



Fonte: Dados do próprio autor.

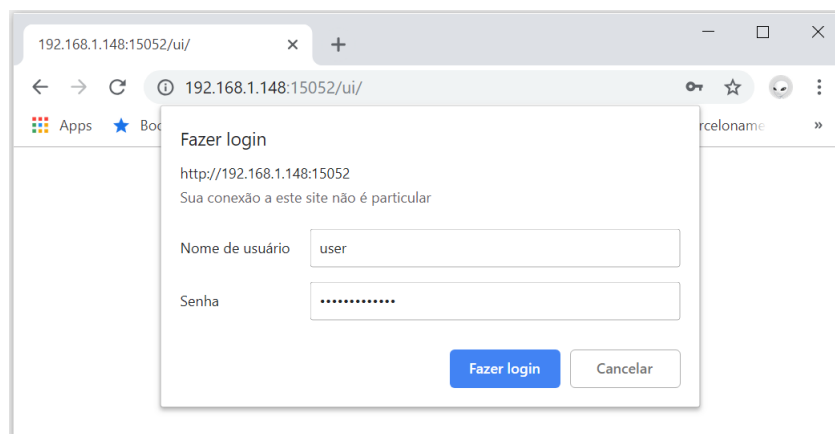
Na sequência é apresentado o site WEB desenvolvido junto com todas as funcionalidades implementadas no medidor.

3.5.2.1 Site Web desenvolvido

Um dos critérios para atender os requerimentos essenciais de um medidor inteligente de energia, consiste em um site WEB dedicado ao monitoramento e verificação do sistema de forma remota, visualização de históricos do comportamento da rede e das cargas interligadas. Além disso, o comando remoto de cargas e funcionalidades que permitem a interação do usuário/concessionária com o sistema de energia elétrica, foram foco desse desenvolvimento.

Para acessar ao site WEB do medidor de energia, definiu-se o seguinte endereço 192.168.1.148:15052/ui, onde é necessário realizar o login mediante a inserção do nome de usuário e senha, como se mostra na Figura 49, garantindo a segurança na informação disponível. Dessa forma, o site é dividido nas 4 seções apresentadas na sequência.

Figura 49 – Acesso ao Site WEB.

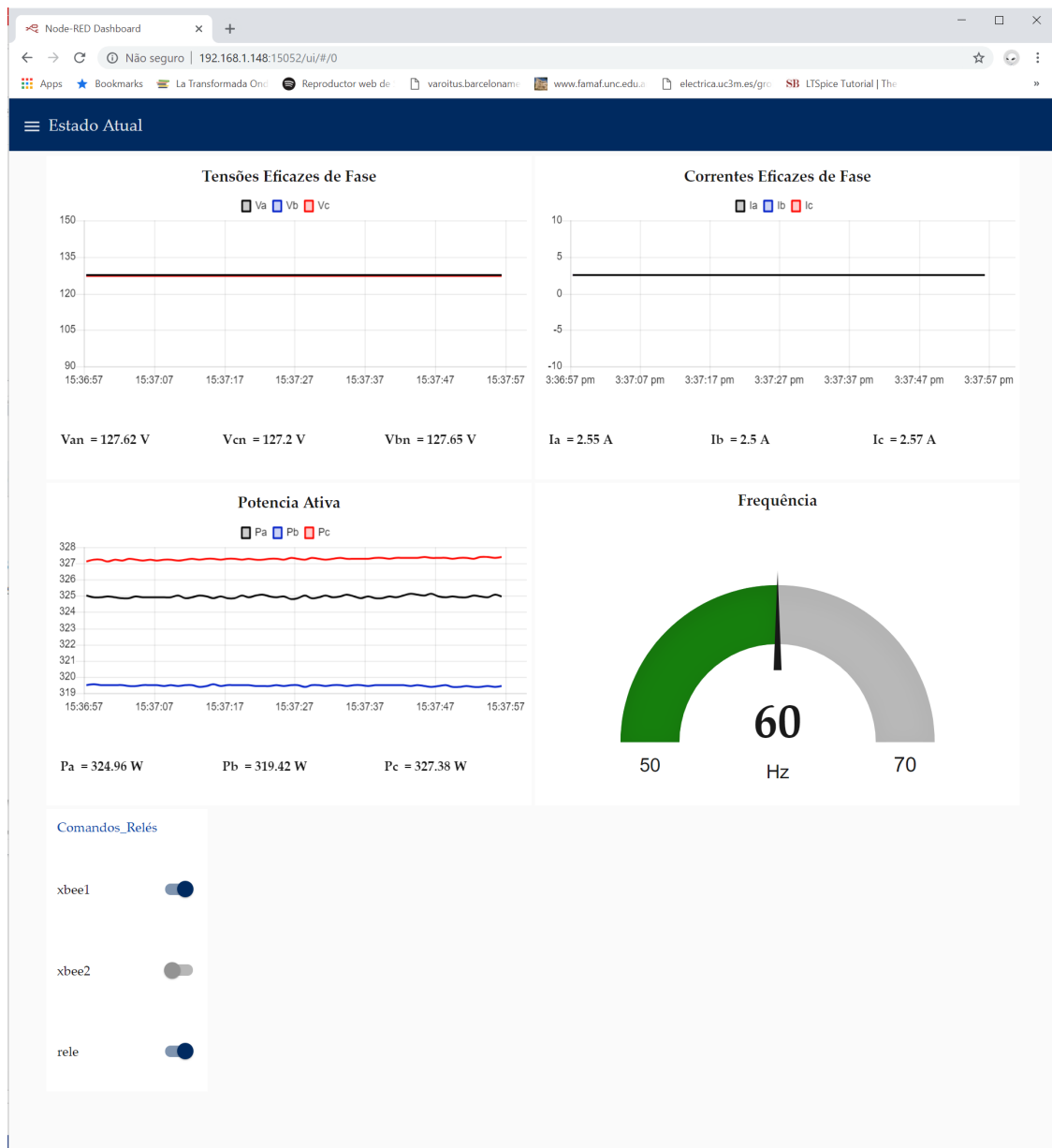


Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 50 se apresenta a primeira tela do site WEB. Esta corresponde ao supervisório do sistema, onde cada variável definida é atualizada automaticamente a cada um 1 s, o qual coincide com a chegada das variáveis através da porta serial. Neste caso, são apresentados os gráficos da tensão eficaz, corrente eficaz, e potência ativa de cada fase do sistema, durante um período de um minuto. Adicionalmente, a frequência fundamental da rede é apresentada através de um *widget* dinâmico, cujo indicador varia em torno do valor nominal definido.

Nessa tela principal, também é possível comandar remotamente o relé principal do sistema, o qual comanda um contator trifásico para conexão do cliente ao sistema. Além disso, também é possível realizar desconexão e religamento de cargas específicas que estejam vinculadas aos dispositivos Xbee1 e Xbee2 presentes no sistema.

Figura 50 – Processos de execução simultânea.



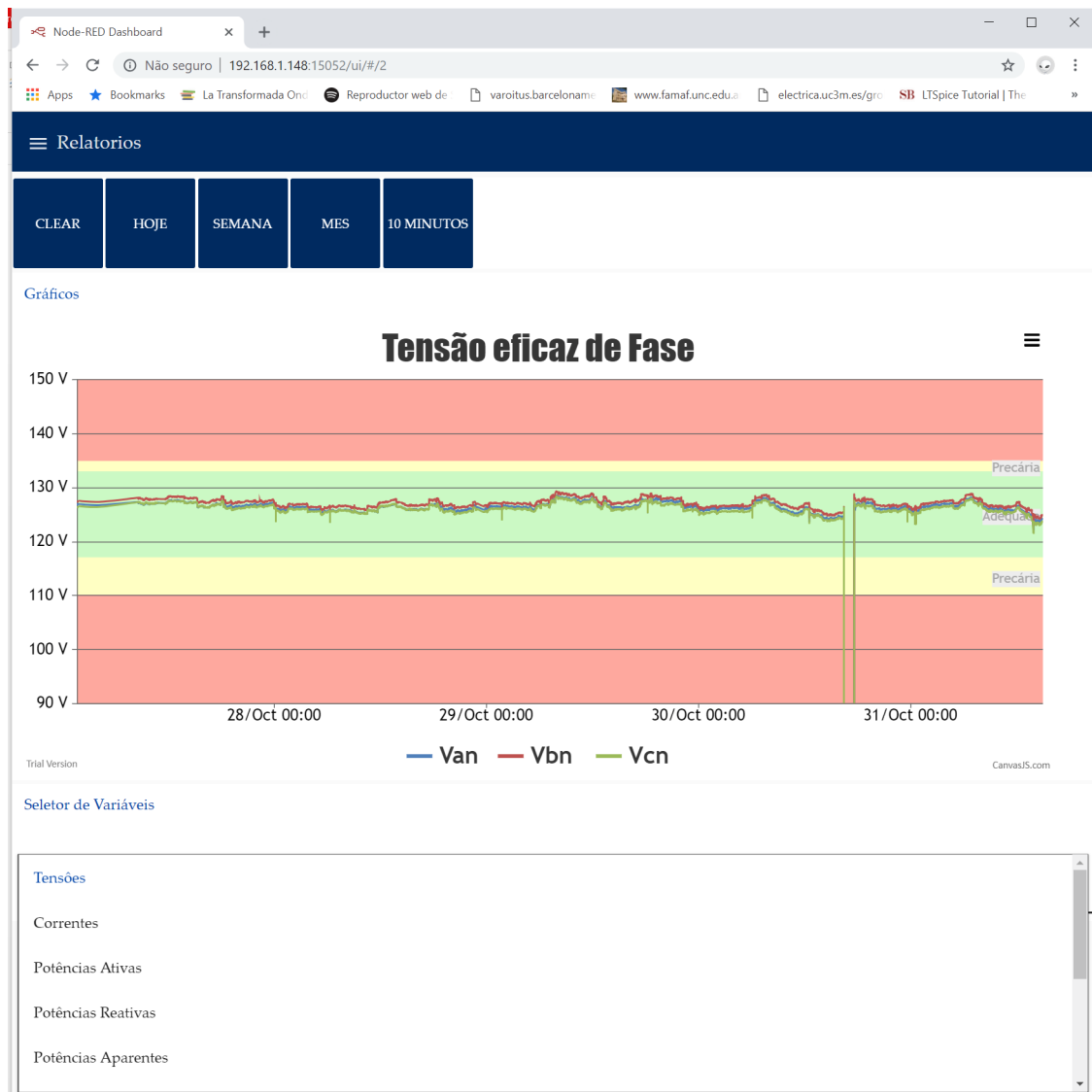
Fonte: Dados do próprio autor.

Uma segunda tela, ilustrada na Figura 51, é definida para a visualização do histórico do comportamento das variáveis elétricas calculadas pelo medidor. Desse modo, através da utilização de botões, é possível definir o tempo do relatório dos parâmetros elétricos, com as seguintes opções: Diário, última semana, último mês e último ano.

Como exemplo, apresenta-se o comportamento da tensão eficaz de cada fase durante alguns dias do mês de Outubro/18, na Figura 51. Nesse gráfico das tensões, são destacados os limites de

tensão, definidos no módulo 8 do PRODIST, para pontos de conexão com tensão nominal igual a 127 V, os quais permitem determinar a qualidade do serviço fornecido pela concessionária.

Figura 51 – Visualização de históricos.



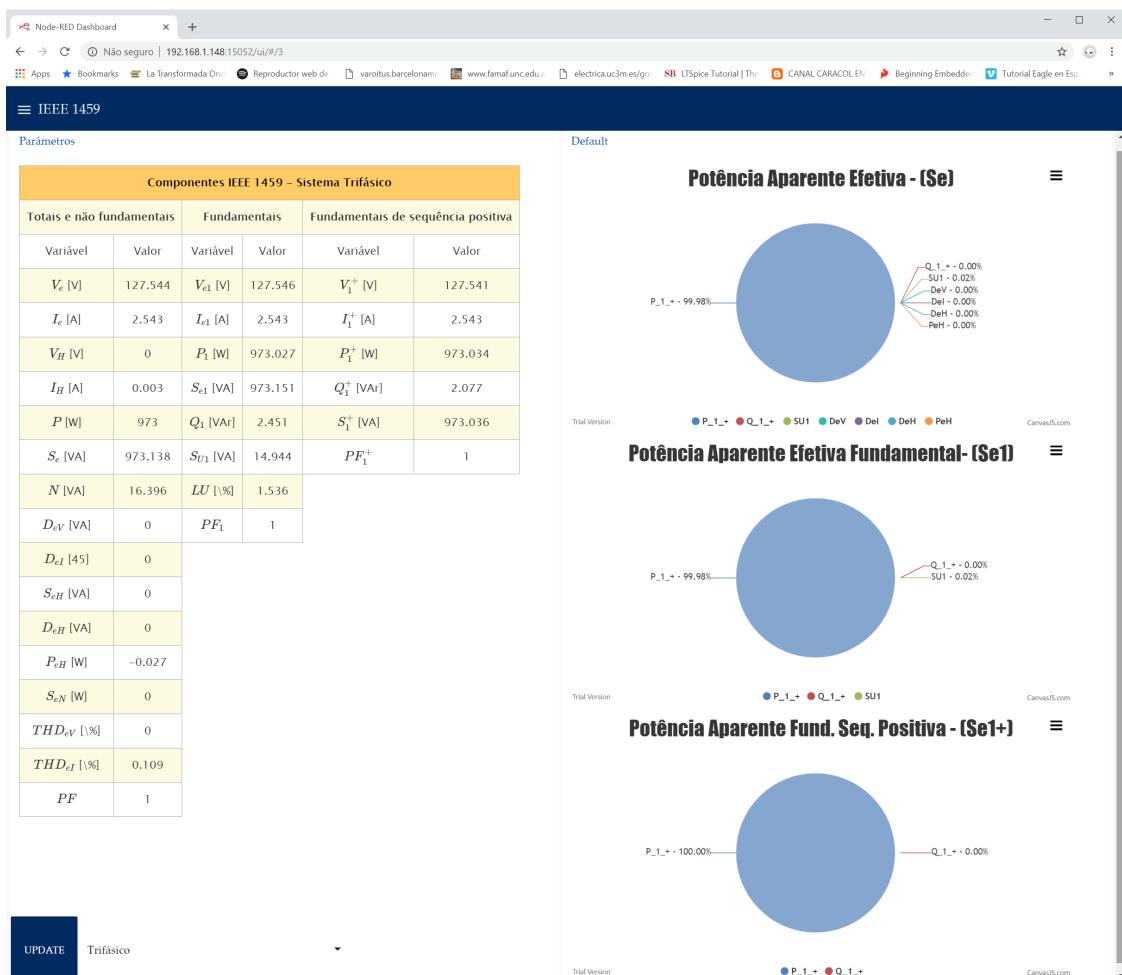
Fonte: Dados do próprio autor.

Na sequência, é apresentada a terceira aba do site WEB, onde são apresentados todos os cálculos relacionados com o padrão IEEE 1459-2010, os quais podem ser atualizados mediante o botão Update. Como se observa nas Figuras 52 e 53, os dados podem ser utilizados para estudar o sistema de forma global, através da seleção da opção Trifásico, ou mediante o estudo do comportamento de cada fase, respectivamente. Em ambos casos, é apresentada uma tabela

que mostra os valores numéricos de cada parâmetro associado ao padrão IEEE 1459-2010, acompanhada com gráficos de *pizza* que auxiliam a interpretação do comportamento do sistema, analisando as definições das potências aparentes derivadas das outras parcelas de potências estabelecidas na norma. Isto permite que, de forma clara e simples, o comportamento do sistema possa ser analisado em diversas condições de operação.

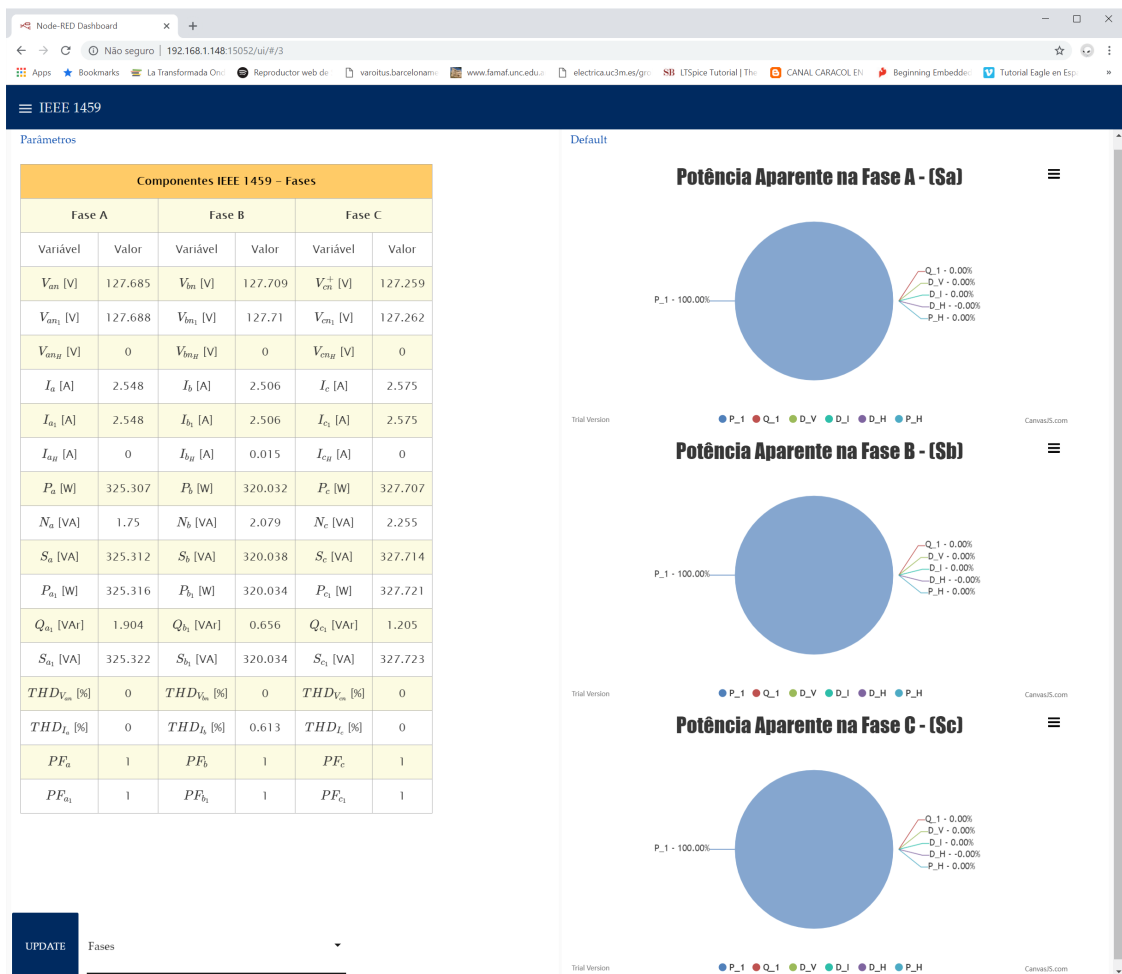
Tomando como exemplo as Figuras 52 e 53, observa-se que todas as componentes de potência aparente são devidas às parcelas de potência ativa, portanto, pode ser concluído que, nesse cenário, cargas puramente resistivas são alimentadas com tensões de fase senoidais equilibradas.

Figura 52 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Definições Trifásicas.



Fonte: Dados do próprio autor.

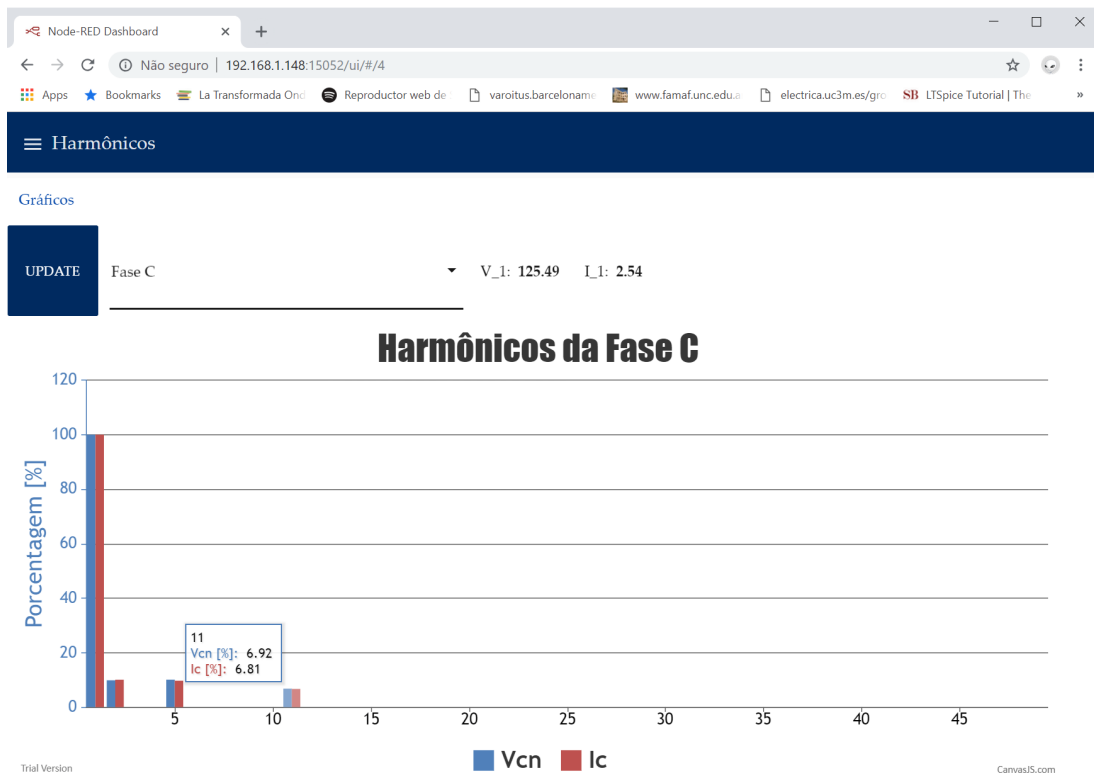
Figura 53 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Definições por cada fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

Finalmente, uma última janela é estabelecida para apresentar o conteúdo harmônico dos sinais de tensão e corrente de cada fase, como se ilustra na Figura 54. Assim, utilizando um seletor é possível escolher a fase do sistema a ser verificada. As componentes harmônicas são apresentadas em valores percentuais, tomando como referência o valor eficaz da componente fundamental do sinal, cuja magnitude é fixada na parte superior do gráfico. A imagem da Figura 54 mostra o conteúdo harmônico dos sinais de tensão e corrente em uma carga majoritariamente resistiva instalada na fase C.

Figura 54 – Gráficos de conteúdo harmônico.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo descreveram-se todos os estágios que compõe a estrutura da plataforma de medição de energia proposta e, ao mesmo tempo, apresentou-se o desenvolvimento e a implementação em hardware de cada um dos módulos descritos no dispositivo FPGA.

A discretização apresentada do módulo de sincronismo, na sub-subseção 3.2.2.1, torna-se uma solução interessante no momento de ser implementada em um ambiente de processamento digital de sinais. O maior ganho está na determinação de equações que permitem ser adaptadas em função das variações de rede, e portanto, da frequência de amostragem do sistema, mantendo o mesmo comportamento dos filtros que conformam a estrutura SOGI.

Do mesmo modo, na sub-subseção 3.2.3.1, as técnicas de obtenção das componentes fundamentais dos sinais de tensão e corrente, e consecução das componentes simétricas fundamentais de sequência positiva, empregando filtros Notch e deslocadores de fase adaptativos, viabilizam a implementação das metodologias de cálculo de potência abordadas neste trabalho com baixo custo de processamento digital.

O uso da FPU, descrita brevemente na subseção 3.2.5, como núcleo de cálculo matemático, possibilita a implementação eficiente dos algoritmos envolvidos no desenvolvimento da plataforma de medição de energia elétrica. Além disso, uma vez que as variáveis e constantes são representadas no padrão IEEE 754, para números de 32 bits, facilita a interpretação dos resultados para comunicação com outros equipamentos.

Por fim, as tarefas de amostragem, sincronismo e armazenamento dos sinais, dentro de um período de janelamento, são executadas simultaneamente com os procedimentos de cálculos matemáticos das teorias de potência aplicadas, e a comunicação com a GUI. Isso demonstra a capacidade de processamento paralelo do dispositivo FPGA.

As funcionalidades de armazenamento de histórico para geração de relatório e verificação do sistema, o monitoramento remoto via WEB, a implementação do padrão IEEE 1459-2010 como ferramenta de análise do comportamento do sistema, a desconexão e religamento de cargas de forma remota, enquadram esse equipamento à categoria de medição inteligente. Entretanto, outras funcionalidades voltadas à aplicações de IoT podem ser facilmente implementadas, fazendo uso dos recursos que disponibiliza o *Single-board-computer*.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo está dividido em duas seções, as quais que apresentam as resultados experimentais coletados para diversos cenários de operação de um sistema trifásico a 4 fios. Na primeira seção são apresentados diversos testes realizados com a plataforma de medição da Figura 12, contrastando as diversas parcelas de potência definidas no padrão IEEE 1459-2010 e na teoria da energia conservativa. Adicionalmente, realiza-se uma discussão voltada à comparação das metodologias implementadas em equipamentos de qualidade de energia comerciais juntamente com os resultados obtidos com a plataforma desenvolvida.

Na segunda seção, são definidos dois cenários de testes experimentais, os quais são analisados mediante o emprego dos recursos implementados na plataforma de medição inteligente da Figura 44. Desse modo, avalia-se o comportamento do sistema na presença de geração distribuída, usando as definições do padrão IEEE 1459-2010 e, conseqüentemente, a capacidade do medidor desenvolvido, para ser utilizado como ferramenta de análise do fluxo bi-direcional de energia no sistema de energia elétrica.

4.1 ANÁLISES DAS TEORIAS DE POTÊNCIA

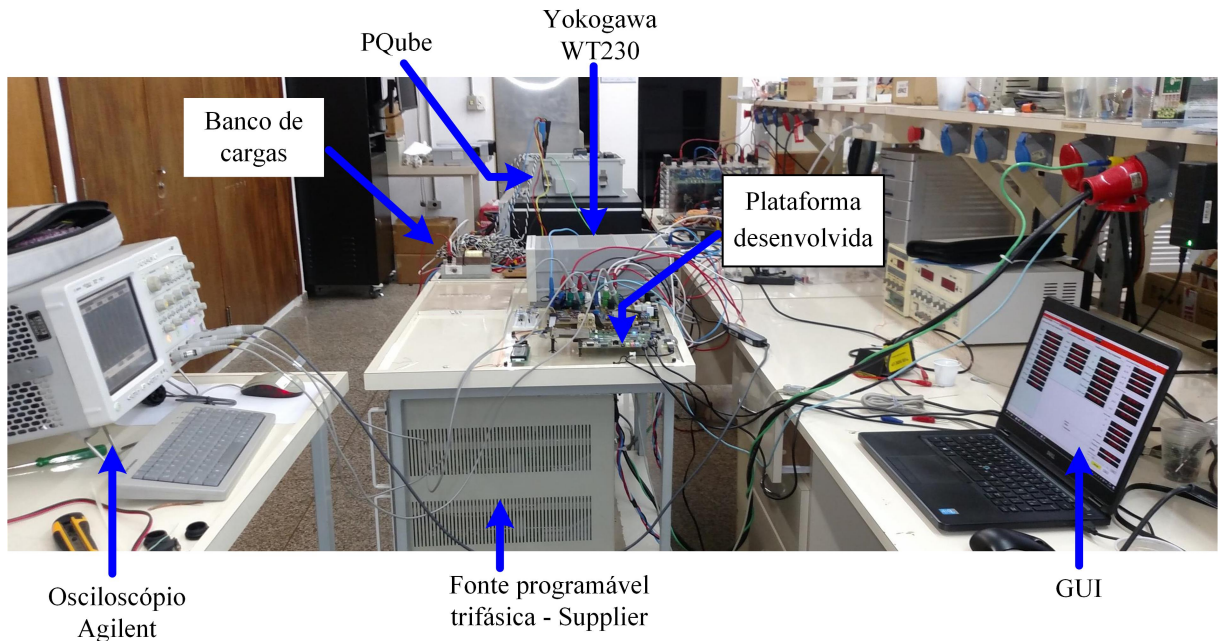
Inicialmente, definiu-se uma bancada de testes, como ilustrado na Figura 55, composta por: banco de cargas resistivas, indutivas e carga não linear; fonte trifásica programável Supplier para a definição dos perfis das tensões de alimentação; O medidor de energia Yokogawa WT230 usado como referência de calibração; O analisador de energia PQube; A Plataforma de medição desenvolvida; O PC para coleta de resultados de todos os equipamentos; Osciloscópio da Agilent para verificação e aquisição de formas de onda das tensões e correntes do sistema.

O equipamento foi calibrado contrastando os valores eficazes dos sinais de tensão e corrente com os obtidos pelo medidor de energia Yokogawa WT230. O erro relativo para os valores eficazes de tensão, em uma faixa de 20 V até 240 V, foi de $< \pm 0,07\%$. No caso, dos valores eficazes das correntes de fase, na faixa de 0,7 A até 6 A, o erro relativo foi de $< \pm 0,1\%$, como é mostrado na Figura 56.

No Apêndice 1 são ilustradas as formas de onda dos sinais de tensão e corrente definidos como teste para avaliar o desempenho do equipamento desenvolvido. Os cenários testados são

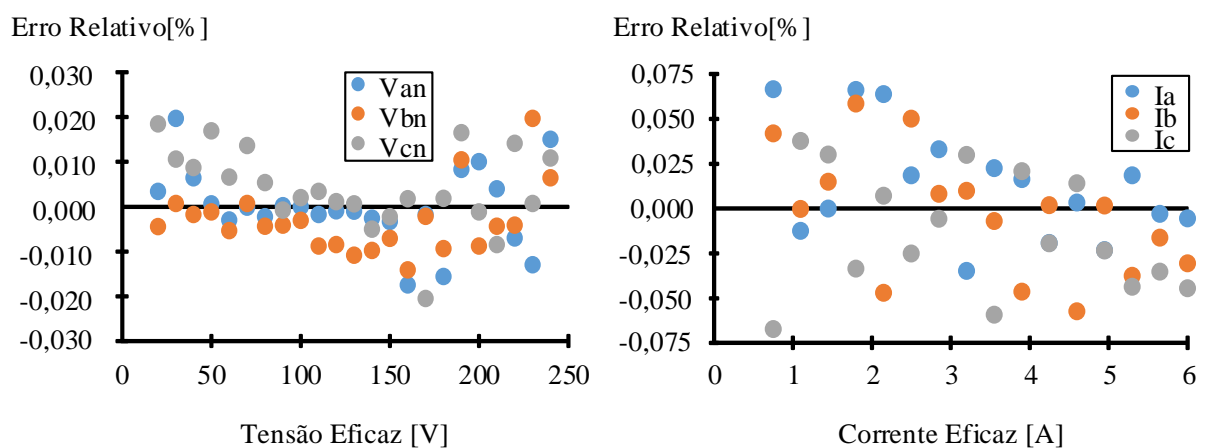
constituídos a um sistema trifásico a 4 fios com diferentes tipos de cargas, e através da GUI são coletados os resultados para cada uma das teorias implementadas. Logo, esses resultados são contrastados com as medições realizadas pelos equipamentos comerciais de QEE.

Figura 55 – Bancada de testes - 1



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 56 – Erro relativo entre os valores RMS medidos pelo Yokogawa WT230 e os calculados pelo equipamento desenvolvido.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.1.1 Testes com cargas resistivas

O primeiros seis testes foram realizados para um sistema com cargas puramente resistivas alimentadas com diversos perfis nas tensões de alimentação. Nas Tabelas 5 e 6, são apresentados os cálculos que descrevem o comportamento do sistema trifásico para diferentes cenários aplicando as teorias de potência definidas pelo padrão IEEE e a CPT, respectivamente.

Dessa forma, o teste 1 representa um sistema a 4 fios com cargas resistivas balanceadas e tensões de alimentação equilibradas e puramente senoidais. Vê-se nas duas teorias de potência toda a parcela ativa, demandada pelas cargas, é equivalente à potência aparente do sistema. Portanto, os fatores de potência total, fundamental e fundamental de sequência positiva são unitários.

Tabela 5 – Cálculos aplicando o padrão IEEE 1459-2010.

Parâmetro	Teste					
	1	2	3	4	5	
Componentes totais e não fundamentais	V_e [V]	127,587	127,524	123,646	121,879	123,823
	I_e [A]	2,520	2,748	2,473	2,733	2,557
	V_H [V]	0,000	0,423	0,605	17,193	28,109
	I_H [A]	0,050	0,056	0,049	0,842	0,889
	P [W]	964,223	1040,156	908,750	962,696	925,447
	S_e [VA]	964,419	1051,303	917,136	999,409	949,849
	N [VA]	19,468	152,690	123,742	268,390	213,918
	De_v [VA]	0,000	3,484	4,488	134,126	202,175
	De_I [VA]	19,262	21,336	18,119	304,754	321,600
	Se_H [VA]	0,000	0,071	0,089	43,424	74,964
	De_H [VA]	0,000	0,051	0,070	30,078	47,253
	Pe_H [W]	0,039	0,049	0,054	31,320	58,195
	Se_N [VA]	19,170	21,613	18,665	335,783	387,196
	THD_{eV} [%]	0,00	0,33	0,49	14,25	23,31
	THD_{eI} [%]	2,00	2,03	1,98	32,38	37,08
	PF_e	1,000	0,989	0,991	0,963	0,974
Fundamentais	V_{e1} [V]	127,588	127,523	123,644	120,661	120,590
	I_{e1} [A]	2,519	2,747	2,472	2,600	2,398
	P_1 [W]	964,184	1040,107	908,696	931,376	867,252
	$Se1$ [VA]	964,229	1051,081	916,947	941,311	867,348
	Q_1 [VAr]	4,566	4,832	4,313	4,566	4,209
	S_{U1} [VA]	11,935	152,248	212,326	137,811	0,000
	LU [%]	1,24	14,64	23,80	14,80	0,00
	PF_{e1}	1,000	0,990	0,991	0,989	1,000
Fund. Seq-Pos	V_1^+ [V]	127,585	127,520	122,745	120,656	120,617
	I_1^+ [A]	2,519	2,719	2,422	2,573	2,398
	P_1^+ [W]	964,145	1039,984	892,015	931,154	867,595
	Q_1^+ [VAr]	4,402	5,160	4,272	5,220	4,366
	S_1^+ [VA]	964,155	1039,996	892,025	931,169	867,606
	PF_1^+	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000

Tabela 6 – Parâmetros calculados aplicando a teoria CPT.

Parâmetro	Teste					
	1	2	3	4	5	
Totais	Ve_{equi}	221,003	220,881	214,643	212,486	215,808
	Ie_{equi}	4,363	4,732	4,235	4,551	4,292
	P_{Total}	964,263	1040,314	909,010	962,549	926,188
	Q_{Total}	4,497	4,856	4,363	4,576	4,494
	N_{Total}	3,765	100,532	3,368	92,903	0,797
	Na_{Total}	3,663	100,531	3,288	92,901	0,666
	Nr_{Total}	0,873	0,448	0,732	0,601	0,437
	D_{Total}	3,870	4,098	3,598	5,456	7,928
	A_{Total}	964,288	1045,179	909,033	967,049	926,233
	FPP_{Total}	1,000	0,995	1,000	0,995	1,000
$FPPD_{Total}$	0,004	0,004	0,004	0,006	0,009	
Fundamentais	Ve_{equi1}	220,996	220,872	214,634	208,980	208,884
	Ie_{equi1}	4,363	4,732	4,235	4,477	4,155
	P_{Total1}	964,223	1040,255	908,946	931,234	867,942
	Q_{Total1}	4,489	4,797	4,262	4,455	4,153
	N_{Total1}	3,740	100,534	3,414	89,870	0,795
	A_{Total1}	964,240	1045,113	908,963	935,571	867,952
Carga	V_1^+	127,610	127,518	122,746	120,645	120,623
	I_1^+	2,519	2,719	2,423	2,572	2,400
	P_{Total1}	964,476	1040,838	892,721	931,619	868,286
	Q_{ITotal}	4,493	4,799	4,000	4,453	4,154
	N_{ITotal}	3,733	100,757	3,775	90,044	0,707
	D_{ITotal}	6,966	8,741	5,629	18,219	19,347
	A_{ITotal}	964,519	1045,751	892,755	936,148	868,512

Fonte: Dados do próprio autor.

No teste 2, são inseridas cargas desbalanceadas, mantendo as mesmas características das tensões do teste 1. Observa-se que na Tabela 5 há uma divergência entre a potência ativa consumida pelas cargas, representada pela potência ativa fundamental em sequência positiva

(P_1^+), e a potência aparente efetiva S_e . Esse efeito vê-se totalmente refletido no aumento da potência aparente de desbalanço na componente fundamental S_{U1} , pois não há presença de harmônicos no sistema. Conseqüentemente, os fatores de potência PF_e e PF_{e1} são afetados também pelos desbalanços nas cargas instaladas, porém, o fluxo de potência de sequência positiva na componente fundamental não é alterado, mantendo o fator de potência PF_1^+ , devido à natureza das cargas. Empregando a teoria CPT, também é possível estabelecer a contribuição dos desbalanços nas cargas através da potência de desbalanço N_{Total} , que neste caso, corresponde com a potência de desbalanço ativa N_{aTotal} , como pode ser evidenciado na Tabela 6.

Desequilíbrios nas tensões de fase foram definidos no teste 3, alimentando cargas balanceadas. Esses têm efeitos similares aos desbalanços nas cargas, refletindo um aumento na potência S_{U1} e uma diminuição nos fatores de potência PF_e e PF_{e1} , quando comparado com os resultados do teste 1. Porém, em contraste com o teste 2, verifica-se, na Tabela 5, uma divergência entre a potência ativa total P e a potência P_1^+ , equivalente à potência P_{lTotal} da CPT, que representa a verdadeira potência ativa que deve ser atribuída à carga, pois esta não é quem impõe os desequilíbrios de energia entre as fases do sistema. Um aspecto importante está no fato de que a potência de desbalanço da CPT reflete apenas a contribuição dos desbalanços nas cargas, mas não os efeitos devidos aos desequilíbrios nas tensões de alimentação, isto ocorre porque CPT foi desenvolvida para avaliar os parâmetros da carga, diferentemente do padrão IEEE 1459-2010.

Os efeitos da presença de componentes harmônicas nas tensões de alimentação são verificados nos testes 4 e 5. O teste 4 refere-se a um sistema com tensões de alimentação distorcidas equilibradas e cargas resistivas desbalanceadas, ressaltando que a porcentagem de desbalanço nas cargas é praticamente igual que no teste 2. Por isso, o fator de potência PF_{e1} é equivalente nos dois casos. Porém, o fator de potência efetivo é reduzido devido às componentes harmônicas geradas pela fonte de alimentação, portanto, as parcelas de potência de distorção D_{eV} e D_{eI} mostram uma contribuição significativa na potência aparente S_e . Também são analisadas as perdas de potência ativa associadas à presença de harmônicos e a potência devida à interação das componentes harmônicas mediante as grandezas P_H e D_{eH} .

Por outro lado, analisando os resultados do teste 4, conseguidos com a CPT, demonstra-se que a parcela de potência de desbalanço é causada por cargas que consomem apenas potência ativa. Porém, a quantidade de potência devida às distorções na tensão de alimentação não é quantificada, e quando acrescentam-se os problemas dos efeitos nos desequilíbrios de tensão, revela que a CPT se limita a estudar os impactos das cargas no sistema. Isso ainda é reconfirmado nos resultados do teste 5, na Tabela 6, em que tensões distorcidas e desequilibradas suprem a demanda de cargas balanceadas. Vê-se que as parcelas de potência ativa coincidem com

as parcelas de potência aparente em todos os casos, sendo esse comportamento análogo aos resultados analisados nos testes 1 e 3 em presença de cargas balanceadas.

Apesar das tensões de alimentação no teste 5 serem desequilibradas, destaca-se que, intencionalmente, definiu-se o mesmo valor eficaz na componente fundamental das 3 tensões de fase, assim, a porcentagem de desbalanço da fundamental é nula e, conseqüentemente, os fatores de potência PF_{e1} e PF_1^+ são unitários, como reportado na Tabela 5.

4.1.2 Testes com cargas Resistiva-Indutivas

Realizaram-se testes com cargas resistiva-indutivas, mantendo os mesmos cenários nas tensões de alimentação do sistema trifásico, com a finalidade de avaliar os efeitos da presença de reativos e a interação com os fenômenos associados aos desequilíbrios e à presença de harmônicos nas tensões. Os resultados são reportados nas Tabelas 7 e 8, e avaliados com os procedimentos do padrão IEEE 1459-2010 e a CPT, respectivamente.

Tabela 7 – Parâmetros calculados aplicando o padrão IEEE 1459-2010.

Parâmetro	Teste					
	6	7	8	9	10	
Componentes totais e não fundamentais	V_e [V]	127,379	127,516	121,680	121,775	123,621
	I_e [A]	2,389	2,463	2,308	2,339	2,327
	V_H [V]	0,751	0,595	0,792	17,166	28,005
	I_H [A]	0,042	0,046	0,041	0,596	0,559
	P [W]	885,738	916,519	811,002	810,117	813,720
	S_e [VA]	913,030	942,170	842,647	854,540	862,798
	N [VA]	221,565	218,354	228,755	271,936	286,845
	DeV [VA]	5,384	4,392	5,487	116,488	189,726
	DeI [VA]	16,029	17,671	14,908	215,437	202,010
	SeH [VA]	0,095	0,082	0,097	30,675	46,984
	DeH [VA]	0,095	0,082	0,097	25,936	41,380
	PeH [W]	-0,002	0,010	0,006	16,380	22,254
	SeN [VA]	16,908	18,209	15,888	246,827	281,089
	THD_{eV} [%]	0,59	0,47	0,65	14,24	23,26
THD_{eI} [%]	1,76	1,88	1,77	26,33	24,76	
PF_e	0,970	0,973	0,962	0,948	0,943	
Fundamentais	V_{e1} [V]	127,377	127,515	121,677	120,559	120,407
	I_{e1} [A]	2,389	2,462	2,308	2,262	2,258
	P_1 [W]	885,740	916,509	810,996	793,737	791,466
	S_{e1} [VA]	912,873	941,994	842,497	818,117	815,726
	Q_1 [VAr]	220,875	145,569	202,436	197,872	197,273
	S_{U1} [VA]	9,055	160,084	180,098	18,142	0,000
	LU [%]	0,99	17,24	21,88	2,22	0,00
	PF_{e1}	0,970	0,973	0,963	0,970	0,970
Fund. Seq-Pos	V_1^+ [V]	127,375	127,512	120,944	120,554	120,434
	I_1^+ [A]	2,389	2,427	2,268	2,262	2,258
	P_1^+ [W]	885,706	916,776	798,551	793,636	791,551
	Q_1^+ [VAr]	220,865	145,767	199,205	197,806	197,797
	S_1^+ [VA]	912,828	928,292	823,023	817,915	815,890
	PF_1^+	0,970	0,988	0,970	0,970	0,970

Tabela 8 – Parâmetros calculados aplicando a teoria CPT.

Parâmetro	Teste					
	6	7	8	9	10	
Totais	Ve_{qui}	220,742	220,857	211,097	212,294	215,466
	Ie_{qui}	4,142	4,227	3,960	3,957	3,967
	PT_{Total}	887,160	915,784	810,926	809,996	814,245
	QT_{Total}	221,095	145,375	202,327	204,879	209,038
	NT_{Total}	2,303	108,832	2,176	1,823	13,780
	Na_{Total}	1,613	38,530	1,761	1,116	13,612
	Nr_{Total}	1,644	101,784	1,278	1,441	2,141
	DT_{Total}	9,199	8,380	8,502	87,432	153,988
	AT_{Total}	914,344	933,654	835,831	840,069	854,747
	FPT_{Total}	0,970	0,981	0,970	0,964	0,953
	$F PDT_{Total}$	0,010	0,009	0,010	0,104	0,180
Fundamentais	Ve_{qui1}	220,728	220,846	211,087	208,797	208,591
	Ie_{qui1}	4,142	4,227	3,960	3,917	3,913
	PT_{Total1}	887,161	915,767	810,932	793,651	791,998
	QT_{Total1}	221,088	145,398	202,329	197,777	197,335
	NT_{Total1}	2,314	108,772	2,178	1,723	1,752
	AT_{Total1}	914,297	933,596	835,794	817,925	816,214
Carga	V_1^+	127,435	127,502	120,917	120,559	120,454
	I_1^+	2,391	2,425	2,268	2,262	2,259
	P_{ITotal}	887,118	915,896	798,569	793,780	792,314
	Q_{ITotal}	221,086	144,882	198,851	197,813	197,417
	N_{ITotal}	2,332	109,039	2,332	1,677	1,732
	D_{ITotal}	10,805	7,907	8,635	87,919	153,919
	A_{ITotal}	914,319	933,707	823,003	822,769	830,921

Fonte: Dados do próprio autor.

O teste 6 caracteriza um sistema com tensões de fase senoidais equilibradas e cargas resistiva-indutivas balanceadas. A presença de reativos traz, como consequência, uma diminuição no fator de potência do sistema e, devido às condições ideais de equilíbrio deste teste, os fatores de potência PF_e , PF_{e1} e PF_1^+ são equivalentes. Verifica-se, na Tabela 7, que toda a potência não ativa N do sistema se deve à potência reativa gerada no fluxo de potência fundamental de sequência positiva. Neste caso, as duas teorias permitem estabelecer as mesmas conclusões através do parâmetro FP_{Total} .

Conservando os mesmo perfis nas tensões de alimentação, o teste 7 conta com a inserção de desbalanços nas cargas instaladas. Logo, a potência SU_1 revela os efeitos dessa condição e uma porcentagem de desbalanço de 17,2% é determinada pelo parâmetro LU_1 . Confere-se que as potências ativas P , P_1 e P_1^+ são praticamente equivalentes devido à semelhança da parcela resistiva dos elementos instalados. O qual também pode ser observado na Tabela 8, em que a potência reativa de desbalanço N_{rTotal} tem um peso maior na potência N_{Total} . Além disso, vê-se que houve um aumento no PF_1^+ em relação ao teste 6, o qual se deve à redução dos reativos, já que, na fase B, manteve-se uma carga puramente resistiva.

Da mesma forma, no teste 8, avaliou-se o comportamento do sistema com cargas resistiva-indutivas balanceadas, conservando os valores do teste 6, e tensões de fase assimétricas. O padrão IEEE 1459-2010 demonstra que há uma redução dos fatores de potência PF_e e PF_{e1} quando comparados com os resultados do teste 6 e, as parcelas de potência ativa e potência reativa, a serem atribuídas às cargas, são menores às calculadas na componente fundamental, as quais também são revalidada pela teoria CPT, na Tabela 8. Novamente é comprovado que a CPT não associa os desequilíbrios das tensões com a potência aparente do sistema.

O teste 9 mantém as mesmas condições de carga do teste 8, porém, com tensões distorcidas equilibradas. Dessa forma, na Tabela 7, observa-se que os harmônicos nas tensões do sistema representam uma redução considerável do fator de potência efetivo e um aumento nas potências de distorção de tensão e corrente. Entretanto, os harmônicos na tensão não influenciam o fluxo de potência de sequência positiva, portanto, graças às condições de equilíbrio, os fatores de potência PF_{e1} e PF_1^+ são idênticos. Adicionalmente, comparando os dados obtidos com a CPT, nos testes 4 e 9, verifica-se um aumento da potência D_{Total} , o qual é o resultado das divergência nos formatos dos sinais de tensão e corrente de fase, isso é conhecido como efeito *scattering* ou dispersão harmônica e, neste cenário, é causado pelo comportamento indutivo das cargas.

Finalmente, os perfis de tensão do teste 5 são repetidos no teste 10, ou seja, tensões distorcidas desequilibradas com o mesmo valor eficaz na componente fundamental. Novamente, a potência de desbalanço SU_1 é nula, e consequentemente, a potência não ativa N depende apenas dos

efeitos das distorções geradas pelas tensões de alimentação. De forma semelhante ao ocorrido nos testes 8 e 9, a potência ativa total do sistema é menor que a potência ativa fundamental de sequência positiva, o que demonstra a redução do PF_e causada pelas assimetrias e distorções impostas pela fonte. A Teoria CPT também confirma esses resultados na Tabela 8, em que o efeito *scattering* é ainda mais evidenciado pelo aumento da potência D_{Total} , a qual reflete o aumento dos níveis de DTH nas tensões de fase.

4.1.3 Testes com cargas: Resistiva na Fase A, Resistiva-Indutiva na Fase B e não Linear na Fase C

A plataforma de medição também foi testada com diferentes perfis de tensão de alimentação, utilizando-se carga puramente resistiva na fase A, carga resistiva-indutiva na fase B e carga não linear na fase C. Os resultados obtidos para cada teoria são apresentados nas Tabelas 9 e 10.

Tabela 9 – Parâmetros calculados aplicando o padrão IEEE 1459-2010.

Parâmetro		Teste		
		11	12	13
Componentes totais y não fundamentais	V_e [V]	120,460	121,790	123,766
	I_e [A]	2,271	2,438	2,227
	V_H [V]	0,764	0,857	28,080
	I_H [A]	0,922	0,924	0,808
	P [W]	676,770	756,171	683,917
	S_e [VA]	820,51	890,733	826,705
	N [VA]	463,917	470,756	464,433
	D_{eV} [VA]	4,7567	5,7998	174,787
	D_{eI} [VA]	333,195	337,631	292,059
	S_{eH} [VA]	2,1138	2,3758	68,0361
	D_{eH} [VA]	2,1043	2,3645	67,8758
	P_{eH} [W]	-0,2	-0,2308	4,6672
	S_{eN} [VA]	333,236	337,69	347,099
	THD_{eV} [%]	0,63	0,70	23,30
	THD_{eI} [%]	44,44	40,96	38,93
	PF_e	0,8248	0,8489	0,8273
Fundamentais	V_{e1} [V]	120,458	121,787	120,538
	I_{e1} [A]	2,0748	2,256	2,0749
	P_1 [W]	676,97	756,402	679,25
	S_{e1} [VA]	749,793	824,24	750,309
	Q_1 [VAr]	149,458	184,931	148,873
	S_{U1} [VA]	288,341	350,894	283,664
	LU [%]	41,66	47,05	40,84
	PF_{e1}	0,9029	0,9177	0,9053
	Fund. Seq-Pos	V_1^+ [V]	120,455	121,054
I_1^+ [A]		1,9153	2,0537	1,9205
P_1^+ [W]		676,407	727,067	678,752
Q_1^+ [VAr]		146,706	166,19	147,627
S_1^+ [VA]		692,134	745,819	694,620
PF_1^+		0,977	0,975	0,977

Tabela 10 – Parâmetros calculados aplicando a teoria CPT.

Parâmetro		Teste		
		11	12	13
Totais	V_{equi}	208,639	211,350	215,693
	I_{equi}	3,758	4,042	3,800
	P_{Total}	676,231	756,239	684,055
	Q_{Total}	145,536	180,706	150,932
	N_{Total}	279,027	254,778	309,063
	N_{aTotal}	205,651	155,59	236,583
	N_{rTotal}	188,583	201,752	198,867
	D_{Total}	241,549	245,44	292,402
	A_{Total}	784,009	854,227	819,592
	FP_{Total}	0,8625	0,8853	0,8346
	FPD_{Total}	0,3081	0,2873	0,3568
Fundamentais	V_{equi1}	208,629	211,336	208,778
	I_{equi1}	3,576	3,873	3,581
	P_{Total1}	676,517	756,456	679,049
	Q_{Total1}	149,595	184,303	149,018
	N_{Total1}	276,839	252,345	274,723
	A_{Total1}	746,119	818,457	747,520
Carga	V_1^+	120,469	121,059	120,562
	I_1^+	1,915	2,053	1,920
	P_{Total1}	677,798	709,313	680,208
	Q_{lTotal}	150,783	154,559	150,528
	N_{lTotal}	276,841	252,62	274,815
	D_{lTotal}	240,668	242,368	255,646
	A_{lTotal}	785,308	805,961	791,340

Fonte: Dados do próprio autor.

Assim, no teste 11 é definido um sistema com tensões equilibradas e senoidais para alimentar as cargas antes descritas. Como mostrado na Tabela 9, podem ser estabelecidos os impactos da presença de carga não linear na fase C, através da potência D_{eI} . Além disso, o efeito indutivo da carga instalada na fase B é refletido na quantidade de potência reativa Q_1^+ e, finalmente, os desequilíbrios de carga na componente fundamental são quantificados na potência SU_1 .

Devido às idealidades das tensões de alimentação, as diferentes potências ativas são equivalentes para ambas teorias. Destaca-se, que neste caso, o fator de potência PF_1^+ é afetado pelo fluxo de reativos no sistema, e adicionalmente, o parâmetro PF_{e1} reflete os efeitos dos desbalanços de carga na componente fundamental. Por outro lado, a teoria CPT evidencia que a parcela de potência de desbalanço N_{Total} estabelece a maior contribuição de potência não ativa na potência aparente, e essa, deve-se principalmente à potência de desbalanço ativa N_{aTotal} . Da mesma forma é quantificado o efeito da carga não linear através de D_{Total} .

Mantendo as mesmas características das cargas do teste 11, são impostos desbalanços nas tensões de alimentação no teste 12. Como resultado, a potência de desbalanço SU_1 aumenta em relação ao teste anterior e, conseqüentemente, há um incremento na porcentagem de desbalanço na componente fundamental do sistema. Uma vez que o nível da tensão eficaz na fase C, a influência da carga não linear na potência aparente é menor e o fator de potência PF_e é maior. Porém, houve um aumento na tensão eficaz da fase B, resultando em um incremento na potência reativa Q_1^+ . O aumento dos reativos na fase B está apresentado na Tabela 10, evidenciando que a potência reativa de desbalanço N_{rTotal} passa a ser a parcela com maior impacto na potência de desbalanço total N_{Total} .

Por fim, no teste 13, tensões distorcidas e desequilibradas sustentam a demanda das cargas empregadas nos testes 11 e 12. Na Tabela 9 é verificado um incremento na parcela de potência de distorção D_{eV} devida à presença das componentes harmônicas nas tensões. Os valores eficazes de tensão na componente fundamental são iguais em todas as fases, e equivalentes aos aplicados no teste 11, portanto, obtêm-se resultados idênticos nos fatores de potência PF_{e1} e PF_1^+ , confirmando que os fluxos de potência fundamental e fundamental de sequência positiva não são afetados pelas componentes harmônicas presentes no sistema.

O efeito *scattering* é refletido na Tabela 10 com o aumento da potência D_{Total} . Além disso, comprova-se um incremento no desbalanço de carga através da potência de desbalanço N_{Total} . Nos testes 12 e 13, as teorias demonstram que, indiferentemente do tipo de cargas instaladas, ambas conseguem estabelecer a verdadeira contribuição das cargas no comportamento do sistema, o qual pode ser verificado na diferença entre as potências ativas total e as ativas de sequência positiva na componente fundamental.

4.1.4 Comparação da plataforma desenvolvida com o medidor de energia Yokogawa WT230 e o analisador de energia PQube

Com a finalidade de estabelecer comparações entre as metodologias implementadas na plataforma desenvolvida e os equipamentos de medição de qualidade de energia, são contrastados os cálculos de potência ativa, potência reativa e potência aparente, realizados pelos equipamento, em cada um dos cenários estudados anteriormente. Desta forma, tomando como referência o padrão IEEE 1459-2010, foi determinado o erro relativo para cada variável, como apresentado na Tabela 11.

Tabela 11 – Erros relativos em medições de potência ativa, potência reativa e potência aparente.

Testes	Parâmetro	IEEE 1459-2010	Teoria CPT		Yokogawa WT230		PQube	
		Valor	Valor	Erro Relativo	Valor	Erro Relativo	Valor	Erro Relativo
1	Ativa	964,145	964,476	-0,034%	963,430	0,074%	964,591	-0,046%
	Reativa	4,402	4,493	**	-6,331	**	9,446	**
	Aparente	964,419	964,288	0,014%	963,450	0,100%	964,743	-0,034%
2	Ativa	1039,984	1040,838	-0,082%	1040,100	-0,011%	1040,509	-0,050%
	Reativa	5,160	4,799	**	-2,462	**	10,132	**
	Aparente	1051,303	1045,179	0,583%	1040,100	1,066%	1040,678	1,011%
3	Ativa	892,015	892,721	-0,079%	908,310	-1,827%	909,407	-1,950%
	Reativa	4,272	4,000	**	2,109	**	8,381	**
	Aparente	917,136	909,033	0,884%	908,330	0,960%	909,554	0,827%
4	Ativa	931,154	931,619	-0,050%	962,130	-3,327%	961,634	-3,273%
	Reativa	5,220	4,453	**	6,173	**	8,516	**
	Aparente	999,409	967,049	3,238%	962,150	3,728%	961,918	3,751%
5	Ativa	867,595	868,286	-0,080%	925,860	-6,716%	921,325	-6,193%
	Reativa	4,366	4,154	**	-6,750	**	7,349	**
	Aparente	949,849	926,233	2,486%	925,890	2,522%	922,123	2,919%
6	Ativa	885,706	887,118	-0,159%	888,010	-0,260%	885,816	-0,012%
	Reativa	220,865	221,086	-0,100%	219,182	0,762%	223,120	-1,021%
	Aparente	913,030	914,344	-0,144%	914,660	-0,179%	913,596	-0,062%
7	Ativa	916,776	915,896	0,096%	916,509	0,029%	916,409	0,040%
	Reativa	145,767	144,882	0,607%	145,750	0,012%	147,304	-1,054%
	Aparente	942,170	933,654	0,904%	934,006	0,866%	933,906	0,877%
8	Ativa	798,551	798,569	-0,002%	812,230	-1,713%	810,653	-1,515%
	Reativa	199,205	198,851	0,177%	203,677	-2,245%	204,000	-2,407%
	Aparente	842,647	835,831	0,809%	836,650	0,712%	836,015	0,787%
9	Ativa	793,636	793,780	-0,018%	811,010	-2,189%	809,393	-1,985%
	Reativa	197,806	197,813	-0,003%	220,573	-11,510%	199,411	-0,811%
	Aparente	854,540	840,069	1,693%	840,470	1,646%	840,922	1,594%
10	Ativa	791,551	792,314	-0,096%	815,210	-2,989%	810,670	-2,415%
	Reativa	197,797	197,417	0,192%	256,366	-29,611%	199,916	-1,071%
	Aparente	862,798	854,747	0,933%	854,900	0,915%	854,693	0,939%
11	Ativa	676,407	677,798	-0,206%	676,190	0,032%	676,940	-0,079%
	Reativa	146,706	150,783	-2,779%	278,228	-89,649%	145,080	1,108%
	Aparente	820,510	784,009	4,449%	770,990	6,035%	772,438	5,859%
12	Ativa	727,067	709,313	2,442%	756,870	-4,099%	757,611	-4,201%
	Reativa	166,190	154,559	6,999%	291,066	-75,140%	181,398	-9,150%
	Aparente	890,733	854,227	4,098%	850,530	4,513%	852,505	4,292%
13	Ativa	678,752	680,208	-0,215%	683,990	-0,772%	683,643	-0,721%
	Reativa	147,627	150,528	-1,965%	317,119	-114,811%	144,801	1,915%
	Aparente	826,705	819,592	0,860%	804,510	2,685%	806,611	2,431%

Fonte: Dados do próprio autor.

Ressalta-se que o padrão IEEE 1459-2010 funciona como uma excelente ferramenta de tarifação, pois através do estudo do sistema nas componentes fundamentais de sequência positiva é possível determinar as contribuições das cargas, quando essas são alimentadas por tensões distorcidas e/ou desequilibradas. Por esse motivo, os parâmetros P_1^+ e Q_1^+ se tomam como referência de potência ativa e potência reativa, respectivamente. Entretanto, a potência aparente S_e é assumida como referência de medição para determinar a demanda vista do PAC, considerando que esta variável não só envolve os efeitos dos desbalanços e não linearidades das cargas, mas também, os impactos das assimetrias e distorções nas tensões de alimentação.

Na coluna referente à teoria da potência conservativa, são registrados os valores de potência ativa e reativa devido às cargas, representadas por P_{lTotal} e Q_{lTotal} , respectivamente, e desta forma, avalia-se o modelo de separação de responsabilidades apresentado no Capítulo 2. Para estabelecer comparações equivalentes com o padrão IEEE 1459-2010, o parâmetro A_{Total} é adotado como potência aparente, que também representa a potência total lida no PAC.

O Yokogawa WT230 e o analisador de qualidade de energia PQube foram os modelos de medidores de qualidade de energia comerciais selecionados para estabelecer as comparações apresentadas na Tabela 11 em cada um dos testes apresentados nas seções anteriores. Ambos fornecem cálculos de quantidades totais das potências ativa, reativa e aparente para um sistema trifásico a 4 fios, as quais estão apresentadas na Tabela 11.

Os resultados obtidos, nos testes 1, 2, 6, 7 e 11, demonstram que, em condições ideais de tensão de alimentação, i. e. tensões equilibradas e senoidais, o erro relativo no valor da potência ativa calculada pelos equipamentos comerciais é menor que 0,8 %. Neste caso, toda a potência ativa fornecida ao PAC é unicamente responsabilidade da carga. Porém, observa-se que, no caso de tensões senoidais e desequilibradas com cargas lineares e balanceadas, equivalente aos testes 3 e 8, existe divergência no cálculo da potência ativa, a qual é atribuída ao fato dos equipamentos comerciais não estabelecem uma separação entre a potência ativa total, calculada como a soma das potências ativa de cada fase, e a potência ativa fundamental de sequência positiva. Tal divergência, resulta em um erro ainda maior nos testes 4, 5, 9 e 10, uma vez que existe a presença de harmônicos nas tensões de fase, as quais provocam uma parcela de potência ativa que não é devida à natureza da carga e, portanto, em um ambiente de comercialização de energia, o consumidor não deveria ser taxado por esses fatores.

O analisador PQube permite configurar o procedimento de cálculo de potência reativa, selecionando entre a metodologia de *Budeanu*, ou determinando-a como a potência reativa na componente fundamental; neste caso definiu-se a segunda opção como padrão. O Yokogawa WT230 calcula a potência reativa de forma clássica, i.e., a raiz quadrada da diferença quadrática

entre a potência aparente e a potência ativa. Dessa forma, os cálculos de potência reativa apresentam um comportamento parecido ao descrito com a potência ativa, pois quando o sistema opera com cargas balanceadas e tensões senoidais e equilibradas, os valores se correspondem para cada equipamento. Adicionalmente, o teste 8 evidencia um incremento equivalente nos dois equipamentos comerciais, quando cargas resistiva-indutivas balanceadas são alimentadas por tensões senoidais equilibradas.

Verifica-se, nos testes 9 e 10, que o dispositivo Yokogawa WT230 apresenta erros muito superiores na presença de componentes harmônicas nas tensões de fase do sistema. Isso deve-se à forma como é calculada a potência reativa, na qual estariam envolvidas todas as parcelas de potência devidas às componentes harmônicas e aos desbalanços, o que acaba coincidindo com a soma aritmética das potências não ativas por fase, definidas pelo padrão IEEE 1459-2010. Nesses dois testes, o cálculo de potência reativa realizado pelo PQube não é afetado, pois não há desequilíbrios nas componentes fundamentais das tensões de alimentação.

Da mesma forma, os testes 11, 12 e 13 evidenciam que os erros na potência reativa calculada pelo Yokogawa WT230 são ainda maiores, superando 75 %, o qual é gerado pelo incremento da parcela de potência não ativa circulante no sistema. Por outro lado, nos testes 12 e 13, o PQube reflete erros consideráveis no cálculo da potência reativa, que está relacionado com o aumento do desbalanço de carga e desequilíbrios de tensão na componente fundamental.

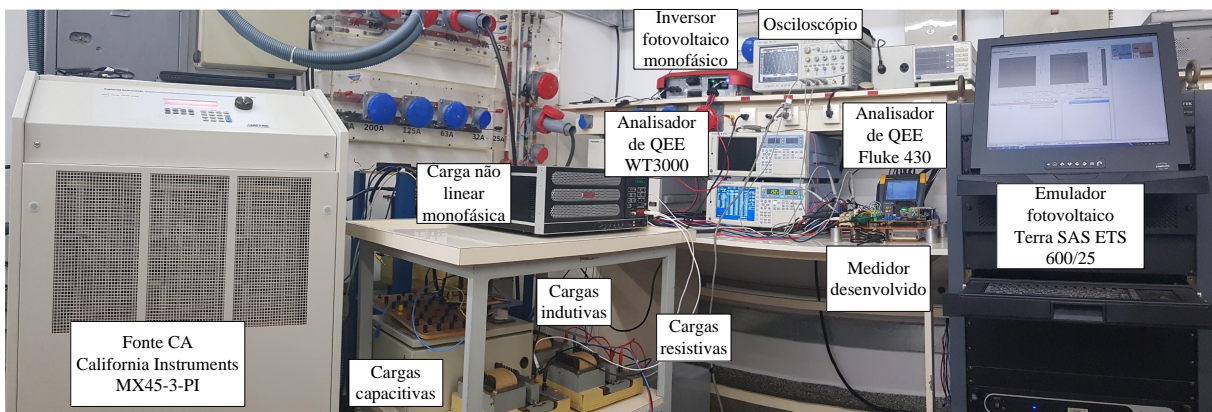
No caso da potência aparente calculada pelos dispositivos comerciais, quando comparada com os cálculos obtidos pela aplicação do padrão IEEE 1459-2010, todos os cenários que representam algum tipo de não-idealidade apresenta erros, i.e., tensões desequilibradas e/ou distorcidas, e cargas desbalanceadas e/ou não lineares instaladas. A explicação para isso na formulação da potência aparente S_e , a qual considera um sistema trifásico desbalanceado, e/ou com distorção harmônica, como um sistema ideal com perdas equivalentes, diferentemente das metodologias clássicas, em que a potência aparente total é calculada como a soma das potências aparentes de cada fase.

Finalmente, os erros relativos, nas potências ativa e reativa, referentes à teoria da potência conservativa, demonstram que o modelo de separação de responsabilidades pode ser utilizado como ferramenta de tarifação equivalente ao padrão IEEE 1459-2010. Nos testes 11, 12 e 13, a teoria apresenta erros consideráveis nos cálculos, que podem ser atribuídos à interação dos harmônicos gerados pela carga não linear com os harmônicos inseridos pelas tensões de alimentação. Verifica-se que há divergências nos cálculos de potência aparente na definição da CPT em relação ao padrão IEEE 1459-2010, equivalentes aos determinados nos equipamentos comerciais, neste caso também é calculada como a soma das potências aparentes de cada fase.

4.2 TESTES DE MEDIÇÃO COM FLUXO BIDIRECIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA

Uma segunda bancada de testes foi implementada, como apresentado na Figura 57, composta por: Um set de banco de cargas composto por elementos resistivos, indutivos, capacitivos, e uma carga não linear eletrônica monofásica; Fonte CA trifásica bidirecional, MX45-3-PI, fabricado pela empresa *California Instruments*; analisadores de QEE: Yokogawa WT3000 e Fluke 430; emulador fotovoltaico Terra SAS ETS 600/25; inversor monofásico SUNNY BOY 2.5 fabricado pela empresa SMA; plataforma de medição inteligente desenvolvida; osciloscópio Agilent para coleta e verificação das forma de onda das tensões e correntes.

Figura 57 – Segunda bancada de testes.



Fonte: Dados do próprio autor.

A segunda versão da plataforma de medição foi calibrada pela comparação dos valores eficazes dos sinais de tensão e corrente, e da potência ativa por fase, aos obtidos com o analisador de qualidade de energia Yokogawa WT3000, o qual conta com uma exatidão de $< \pm 0,02\%$. O erro relativo para os valores eficazes de tensão, em uma faixa de 20V até 240V, foi $< \pm 0,08\%$. No caso, dos valores eficazes das correntes de fase, na faixa de 0,4 A até 5 A, o erro relativo foi $< \pm 0,1\%$, como é mostrado na Figura 58. Por outro lado, um erro $< \pm 0,15\%$ foi observado no cálculo da potência ativa de cada fase.

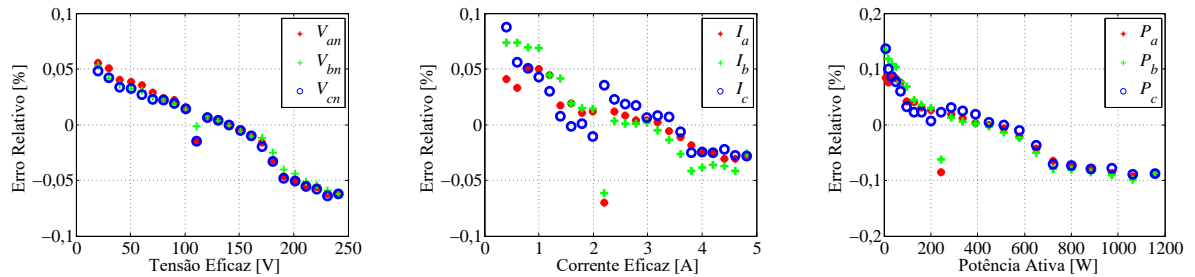
Todos os resultados apresentados na sequência são coletados de forma remota, através do servidor WEB implementado na plataforma desenvolvida.

4.2.1 Teste com geração distribuída

O primeiro teste realizado, para avaliar as funcionalidades do medidor inteligente de energia, envolve a presença de cargas equilibradas puramente resistivas, alimentadas por tensões simétricas e senoidais, junto com a presença de um inversor fotovoltaico, definido como fonte

de geração distribuída (GD). Dessa forma, é possível determinar claramente alguns efeitos relacionados à interação desse tipo de elemento de GD, quando conectado à rede de alimentação principal.

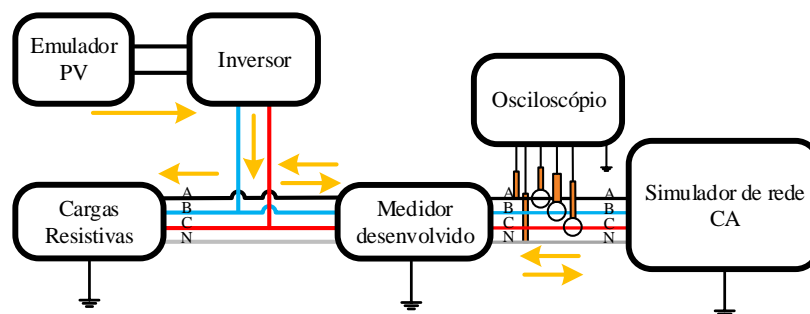
Figura 58 – Erro relativo entre Yokogawa WT3000 e a plataforma desenvolvida v.2.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 59, é apresentado o diagrama de blocos que representa o set experimental definido para a realização desse teste. Observa-se que a saída do inversor monofásico é conectada entre as fases B e C, devido ao tensão nominal CA do inversor (220 V), o qual coincide com algumas instalações do Brasil, onde o sistema de distribuição em baixa tensão é de 127 V (fase-neutro).

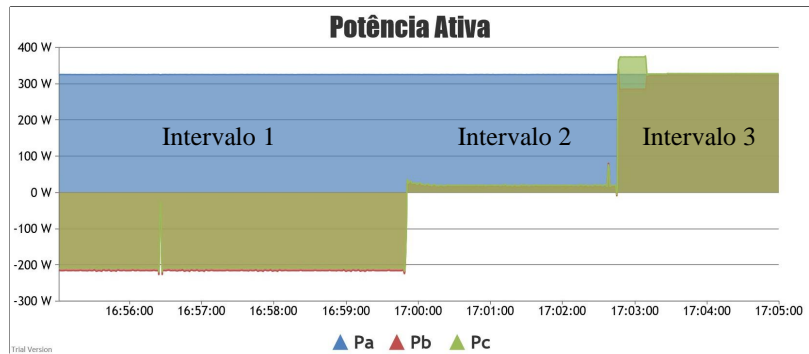
Figura 59 – Diagrama geral do teste com geração distribuída.



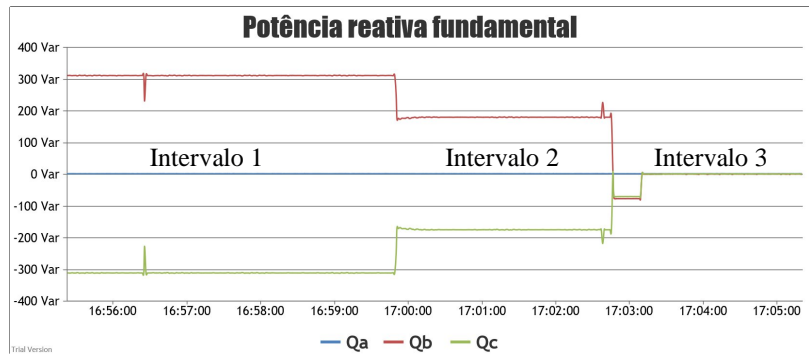
Fonte: Dados do próprio autor.

Assim sendo, o teste é dividido em três intervalos equivalentes, os quais contam com diferentes níveis de geração de energia fotovoltaica, como ilustrado na Figura 60. No primeiro intervalo, a potência ativa gerada pelo sistema fotovoltaico emulado é maior que a potência ativa consumida pelas cargas instaladas nas fases B e C, portanto, as parcelas de potência ativa são negativas nessas fases, o que representa a injeção da potência resmanescente à rede elétrica. Apesar disso, o fato mais interessante está na presença de componentes reativas impostas pela instalação do elemento de GD, o qual se deve à defasagem na corrente de fase em relação às tensões de fase B e C, como se verifica nos perfis de tensões e correntes da Figura 61(a).

Figura 60 – Comportamento das potência ativa e reativa, por fase.



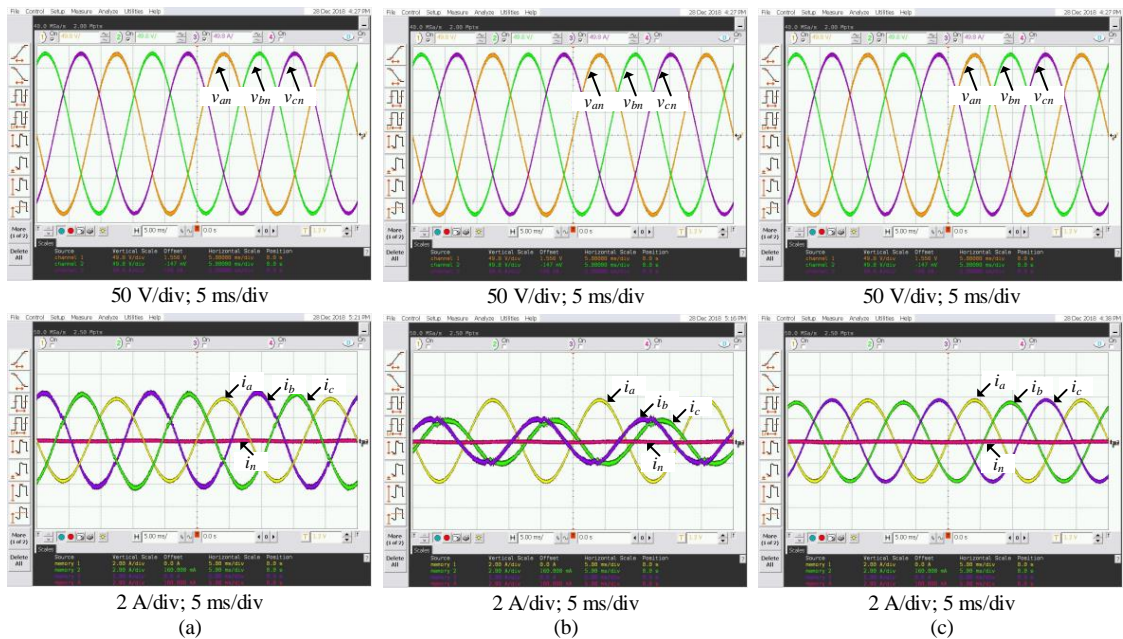
(a)



(b)

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 61 – Tensões e correntes do teste com geração distribuída.



(a)

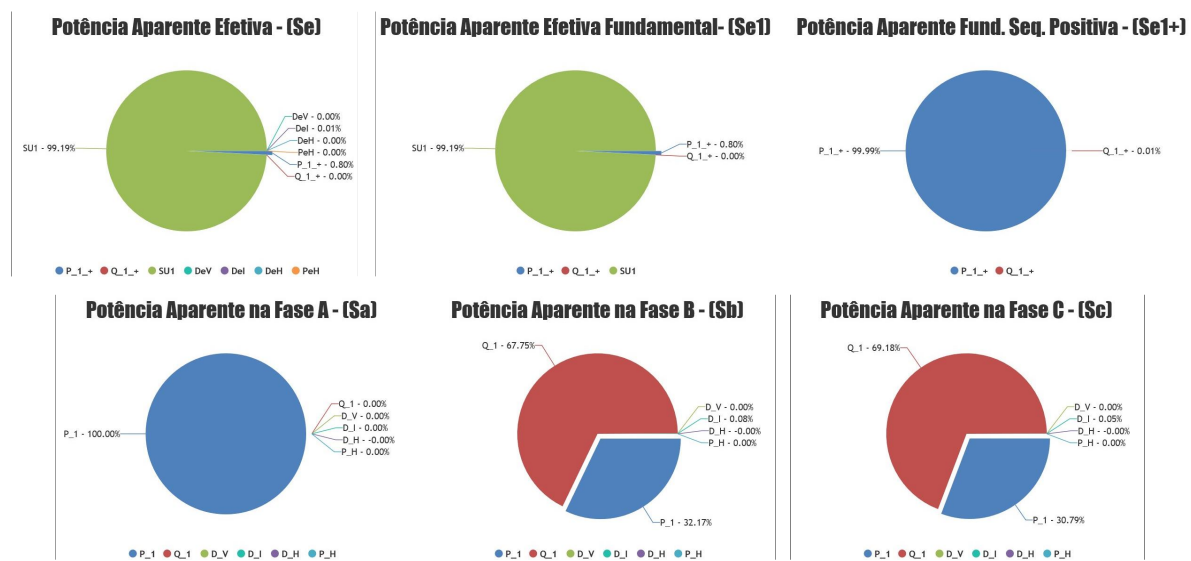
(b)

(c)

Fonte: Dados do próprio autor.

Outro fato importante pode ser analisado com os diagramas de *pizza*, mostrados na Figura 62, na qual pode ser observada que a componente de potência aparente de desbalanço na componente fundamental SU_1 representa quase a totalidade da potência aparente efetiva do sistema trifásico e, conseqüentemente, como ilustrado na Tabela 12, os fatores de potência total e fundamental se aproximam de zero. Porém, observa-se que o fluxo de potência na componente fundamental de sequência positiva não é afetado, obtendo-se como resultado um fator de potência PF_1^+ próximo ao unitário, mas com sinal negativo devido à injeção de potência ativa à rede.

Figura 62 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 1.



Fonte: Dados do próprio autor.

As parcelas de potência reativa na componente fundamental, Q_{1b} e Q_{1c} , impostas pelas correntes injetadas pelo inversor, são vistas como cargas indutivas e capacitivas com reatâncias equivalentes nas fases B e C, respectivamente, como apresentado na Figura 62. Entretanto, apesar destas parcelas de potência reativa se cancelarem, a circulação dessas correntes de fase pode resultar em perdas no sistema de energia.

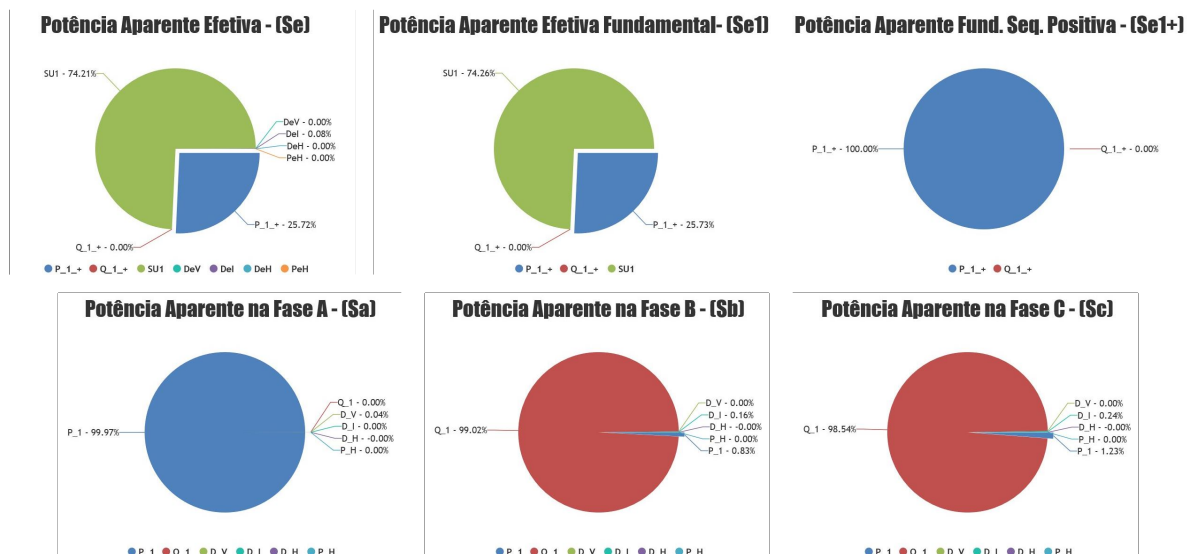
No segundo intervalo de tempo, houve uma redução na produção de energia fotovoltaica, ficando próxima da energia demandada pelas cargas das fases B e C. Assim, realizando uma análise equivalente, através dos gráficos circulares da Figura 63, determina-se facilmente que há uma redução na contribuição dos desbalanços impostos pelo inversor, e portanto, vê-se na Tabela 13, um aumento na relação entre as potências ativas P e P_1 , com suas respectivas parcelas de potência aparente. Isso, conseqüentemente, resulta em um aumento nos fatores de potência PF_e e PF_{e1} , o que representa uma melhor utilização da capacidade do sistema.

Tabela 12 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 1.

Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_e [V]	127.666	V_{e1} [V]	127.672	V_1^+ [V]	127.667	V_{an} [V]	127.665	V_{bn} [V]	127.883	V_{cn}^+ [V]	127.447
I_e [A]	2.825	I_{e1} [A]	2.824	I_1^+ [A]	0.263	V_{an1} [V]	127.667	V_{bn1} [V]	127.887	V_{cn1} [V]	127.449
V_H [V]	0	P_1 [W]	-99.806	P_1^+ [W]	-100.447	V_{anH} [V]	0	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	0
I_H [A]	0.051	S_{e1} [VA]	1081.654	Q_1^+ [VAR]	-6.031	I_a [A]	2.547	I_b [A]	2.948	I_c [A]	2.924
P [W]	-99.774	Q_1 [VAR]	2.209	S_1^+ [VA]	100.627	I_{a1} [A]	2.547	I_{b1} [A]	2.947	I_{c1} [A]	2.923
S_e [VA]	1081.784	S_{V1} [VA]	1076.963	PF_1^+	-0.998	I_{aH} [A]	0	I_{bH} [A]	0.084	I_{cH} [A]	0.067
N [VA]	1077.173	LU [%]	1070.247			P_a [W]	325.185	P_b [W]	-213.802	P_c [W]	-206.76
DeV [VA]	0	PF_1	-0.092			N_a [VA]	1.947	N_b [VA]	310.477	N_c [VA]	310.016
DeI [45]	0					S_a [VA]	325.191	S_b [VA]	376.972	S_c [VA]	372.639
S_{eH} [VA]	0					P_{a1} [W]	325.193	P_{b1} [W]	-213.821	P_{c1} [W]	-206.721
DeH [VA]	0					Q_{a1} [VAR]	1.879	Q_{b1} [VAR]	310.295	Q_{c1} [VAR]	-309.932
P_{eH} [W]	0.032					S_{a1} [VA]	325.198	S_{b1} [VA]	376.832	S_{c1} [VA]	372.548
S_{eN} [W]	16.797					$THDV_{em}$ [%]	0	$THDV_{bm}$ [%]	0	$THDV_{cm}$ [%]	0
$THDeV$ [%]	0					$THDI_a$ [%]	0	$THDI_b$ [%]	2.842	$THDI_c$ [%]	2.299
$THDeI$ [%]	1.814					PF_a	1	PF_b	-0.567	PF_c	-0.555
PF	-0.092					PF_{a1}	1	PF_{b1}	-0.567	PF_{c1}	-0.555

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 63 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 2.



Fonte: Dados do próprio autor.

Examinando o comportamento individual das correntes nas fases B e C, observa-se na Tabela 13, que novamente apresentam comportamento de cargas reativas complementares. Neste caso, toda a potência aparente é devida à defasagem, próxima dos 90° , entre os sinais de tensão e corrente de fase, ilustrados na Figura 61(b).

Tabela 13 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 2.

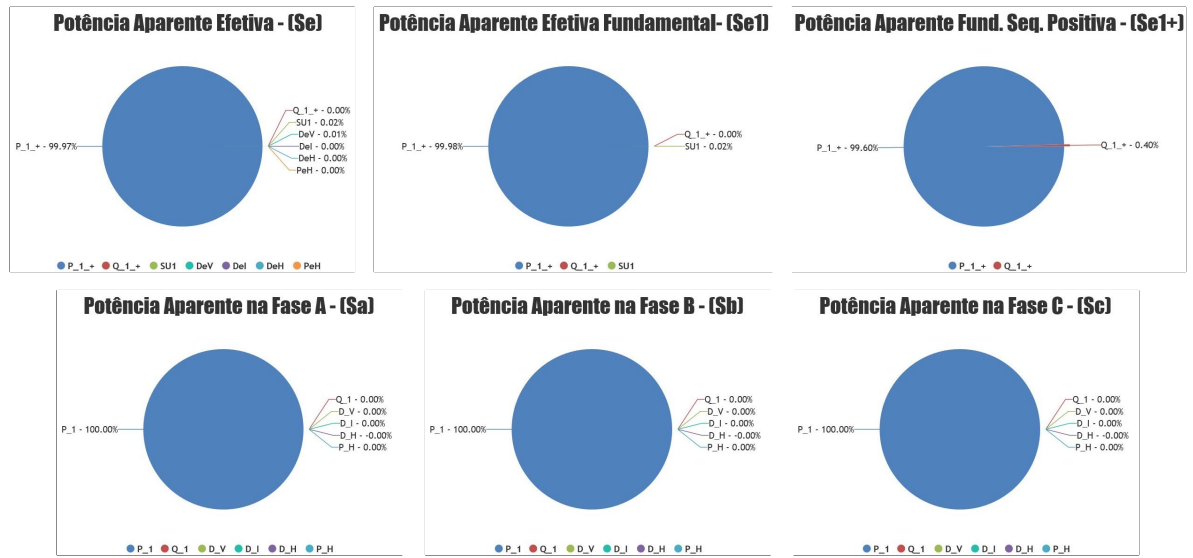
Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_e [V]	127.617	V_{e1} [V]	127.618	V_1^+ [V]	127.634	V_{an} [V]	127.654	V_{bn} [V]	127.808	V_{cn}^+ [V]	127.382
I_e [A]	1.862	I_{e1} [A]	1.862	I_1^+ [A]	0.943	V_{an1} [V]	127.664	V_{bn1} [V]	127.81	V_{cn1} [V]	127.383
V_H [V]	0	P_1 [W]	361.598	P_1^+ [W]	361.11	V_{anH} [V]	0	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	0
I_H [A]	0.054	S_{e1} [VA]	712.764	Q_1^+ [VAr]	4.075	I_a [A]	2.546	I_b [A]	1.415	I_c [A]	1.383
P [W]	361.548	Q_1 [VAr]	7.13	S_1^+ [VA]	361.133	I_{a1} [A]	2.546	I_{b1} [A]	1.414	I_{c1} [A]	1.381
S_e [VA]	713.059	S_{U1} [VA]	614.504	PF_1^+	1	I_{aH} [A]	0	I_{bH} [A]	0.065	I_{cH} [A]	0.063
N [VA]	614.602	LU [%]	170.16			P_a [W]	324.953	P_b [W]	16.758	P_c [W]	19.637
D_{eV} [VA]	0	PF_1	0.507			N_a [VA]	1.854	N_b [VA]	180.127	N_c [VA]	175.019
D_{eI} [45]	0					S_a [VA]	324.958	S_b [VA]	180.905	S_c [VA]	176.117
S_{eH} [VA]	0					P_{a1} [W]	324.989	P_{b1} [W]	16.753	P_{c1} [W]	19.638
D_{eH} [VA]	0					Q_{a1} [VAr]	1.943	Q_{b1} [VAr]	179.939	Q_{c1} [VAr]	-174.834
P_{eH} [W]	-0.049					S_{a1} [VA]	324.995	S_{b1} [VA]	180.717	S_{c1} [VA]	175.933
S_{eN} [W]	20.513					THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0
THD_{eV} [%]	0					THD_{I_a} [%]	0	THD_{I_b} [%]	4.595	THD_{I_c} [%]	4.59
THD_{eI} [%]	2.909					PF_a	1	PF_b	0.093	PF_c	0.111
PF	0.507					PF_{a1}	1	PF_{b1}	0.093	PF_{c1}	0.112

Fonte: Dados do próprio autor.

Finalmente, no intervalo 3, o gerador fotovoltaico sai de operação e o simulador da rede CA assume toda a potência demandada pelas cargas. Portanto, como apresentado na Figura 64, todas as componentes de potência aparente são, exclusivamente, devidas à potência ativa solicitada pelo banco de resistências, por conseguinte, conforme à Tabela 14, todas as definições de fator de potência são unitárias.

Outro aspecto importante a ser ressaltado se refere ao aumento da potência aparente efetiva S_e , vista do PAC, devido aos desbalanços provocados com a inclusão de elementos de geração distribuída. Isso, pode representar problemas relacionados com dimensionamento do sistema de distribuição, quando apenas se considera a definição da potência aparente total como a soma aritmética das potências aparente de fase.

Figura 64 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 3.



Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 14 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 3.

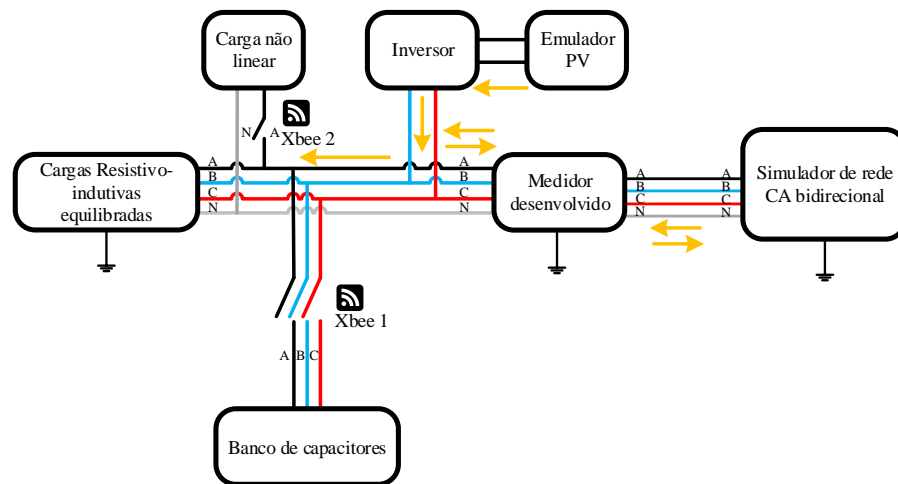
Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_e [V]	127.549	V_{e1} [V]	127.545	V_1^+ [V]	127.541	V_{an} [V]	127.656	V_{bn} [V]	127.708	V_{cn}^+ [V]	127.284
I_e [A]	2.551	I_{e1} [A]	2.551	I_1^+ [A]	2.551	V_{an1} [V]	127.664	V_{bn1} [V]	127.712	V_{cn1} [V]	127.286
V_H [V]	0.961	P_1 [W]	976.039	P_1^+ [W]	976.027	V_{anH} [V]	0	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	0
I_H [A]	0	S_{e1} [VA]	976.105	Q_1^+ [VAr]	2.784	I_a [A]	2.547	I_b [A]	2.529	I_c [A]	2.576
P [W]	976.038	Q_1 [VAr]	3.406	S_1^+ [VA]	976.031	I_{a1} [A]	2.547	I_{b1} [A]	2.529	I_{c1} [A]	2.576
S_e [VA]	976.12	S_{U1} [VA]	12.039	PF_1^+	1	I_{aH} [A]	0	I_{bH} [A]	0	I_{cH} [A]	0
N [VA]	12.701	LU [%]	1.233			P_a [W]	325.178	P_b [W]	322.981	P_c [W]	327.875
DeV [VA]	7.356	PF_1	1			N_a [VA]	1.928	N_b [VA]	2.086	N_c [VA]	2.172
DeI [45]	7.356					S_a [VA]	325.183	S_b [VA]	322.988	S_c [VA]	327.883
SeH [VA]	0					P_{a1} [W]	325.21	P_{b1} [W]	323.003	P_{c1} [W]	327.889
DeH [VA]	0					Q_{a1} [VAr]	1.843	Q_{b1} [VAr]	0.523	Q_{c1} [VAr]	1.159
PeH [W]	-0.001					S_{a1} [VA]	325.215	S_{b1} [VA]	323.003	S_{c1} [VA]	327.892
SeN [W]	5.431					THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0
THD_{eV} [%]	0.754					THD_{I_a} [%]	0	THD_{I_b} [%]	0	THD_{I_c} [%]	0
THD_{eI} [%]	0					PF_a	1	PF_b	1	PF_c	1
PF	1					PF_{a1}	1	PF_{b1}	1	PF_{c1}	1

Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2 Teste com diversos cenários de operação

Visando a geração de diferentes cenários de operação e o estudo do sistema através da plataforma de medição inteligente, manteve-se a mesma estrutura do bancada experimental apresentada na Figura 59, mas adicionaram-se diversos tipos de cargas, como se ilustra na Figura 65.

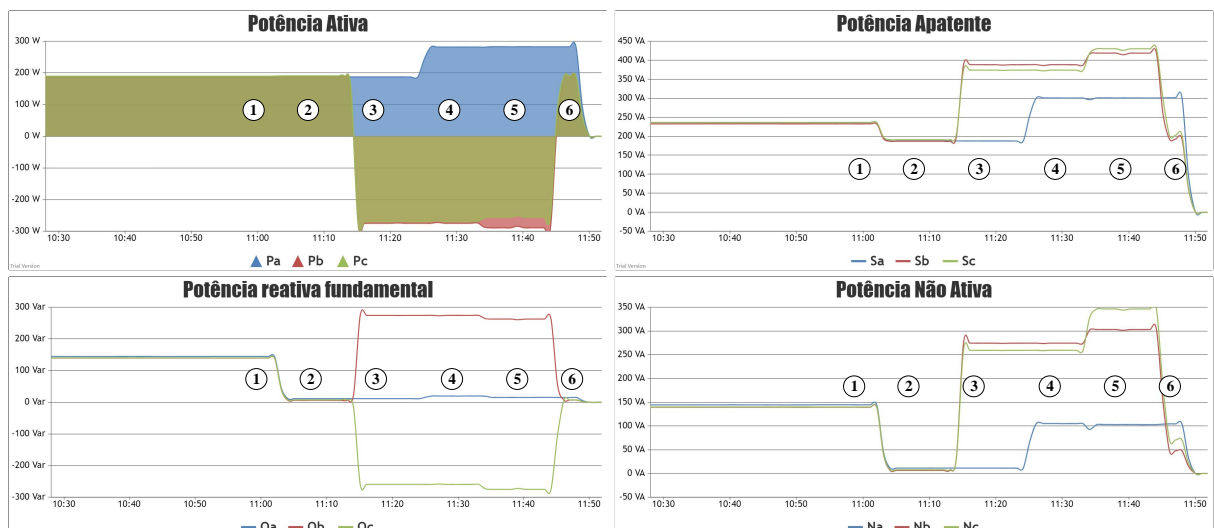
Figura 65 – Diagrama geral do teste com diversos cenários de operação.



Fonte: Dados do próprio autor.

Dessa forma, coletaram-se os perfis de comportamento da potência ativa, potência reativa na componente fundamental, potência aparente e potência não ativa, em cada uma das fases do sistema, durante um período de aproximadamente 1 hora, através do site web do medidor, como ilustrado na Figura 66.

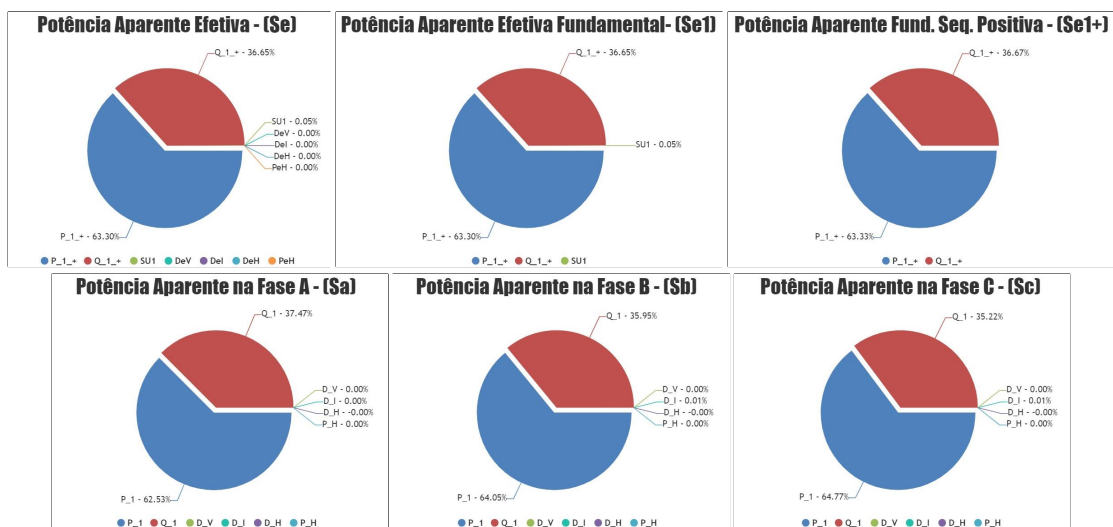
Figura 66 – Comportamento das parcelas de potência por fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

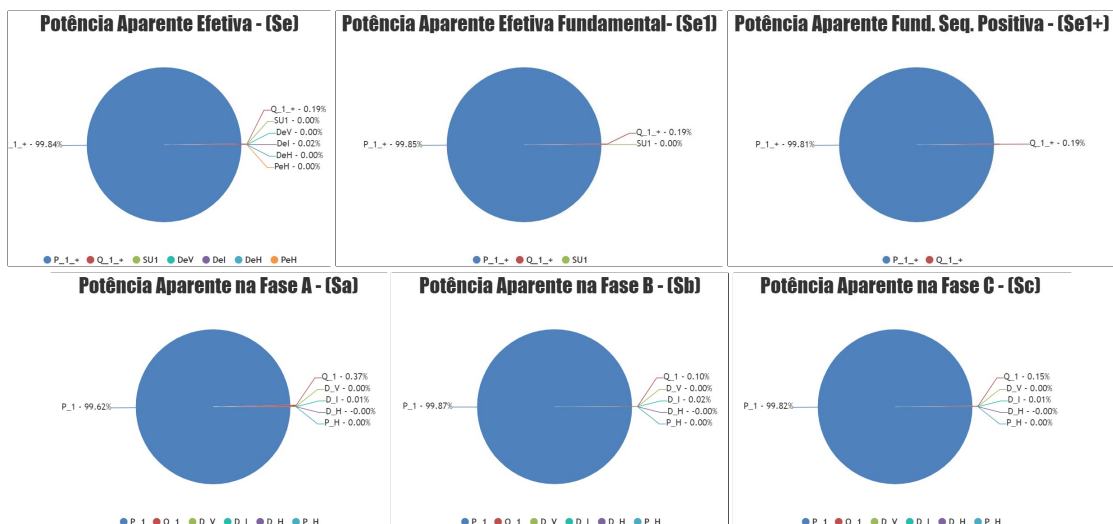
No primeiro intervalo, o simulador da rede CA alimenta cargas resistivo-indutivas equilibradas com tensões trifásicas senoidais-balanceadas. Desta forma, observando a Figura 67, pode ser concluído que todas as componentes de potência aparente possuem o mesmo comportamento, o que, em outras palavras, quer dizer que as contribuições das parcelas de potência ativa e reativa são as mesmas. O banco de capacitores entra no segundo intervalo de operação, para compensação dos reativos demandados pelas cargas indutivas, levando à redução da potência reativa nas fases, fazendo com que o sistema apresente comportamento de cargas puramente resistivas, como observado na Figura 68.

Figura 67 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 1.



Fonte: Dados do próprio autor.

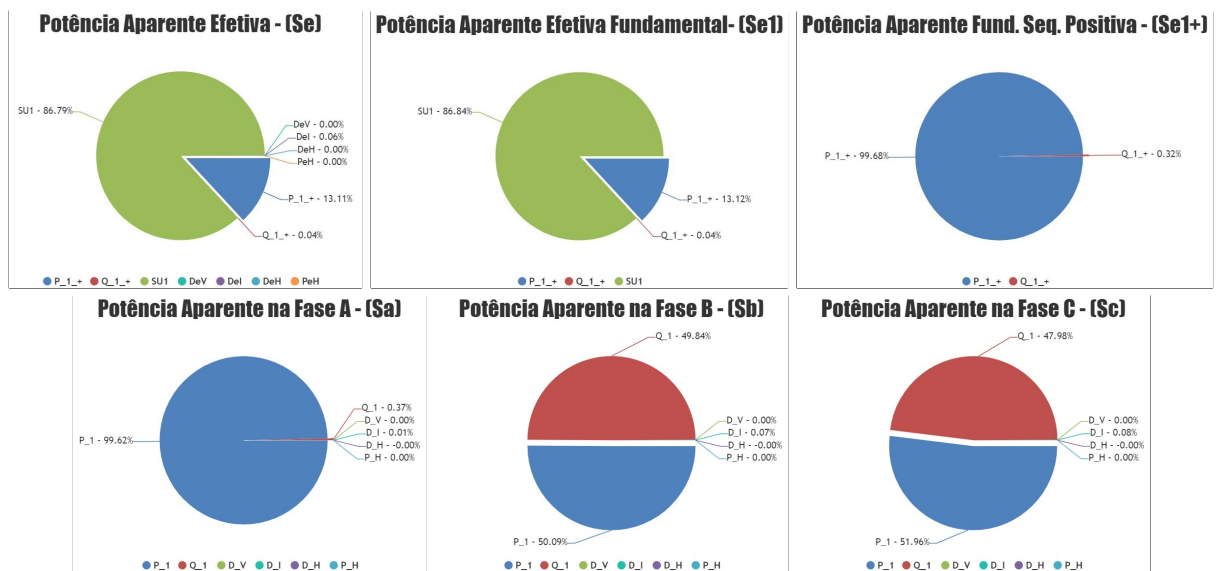
Figura 68 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 2.



Fonte: Dados do próprio autor.

No intervalo 3 o sistema de geração fotovoltaica entra em funcionamento, provocando a inversão no fluxo de energia nas fases B e C, o que resulta na injeção de potência ativa nessas fases, Figura 66. Entretanto, como apresentado no teste da subseção anterior, a instalação entre fases desse equipamento de GD impõe a circulação de reativos no sistema, devidos à defasagem entre as correntes e tensões de fase, e por conseguinte, a potência aparente nas fases mencionadas é maior. Por outro lado, a injeção de potência ativa à rede traz aumentos na parcela de potência aparente SU_1 , fazendo com que o sistema seja visto, do PAC, como um sistema fortemente desequilibrado, como observado na Figura 69, o que se traduz em uma redução considerável nos fatores de potência PF_e e PF_{e1} .

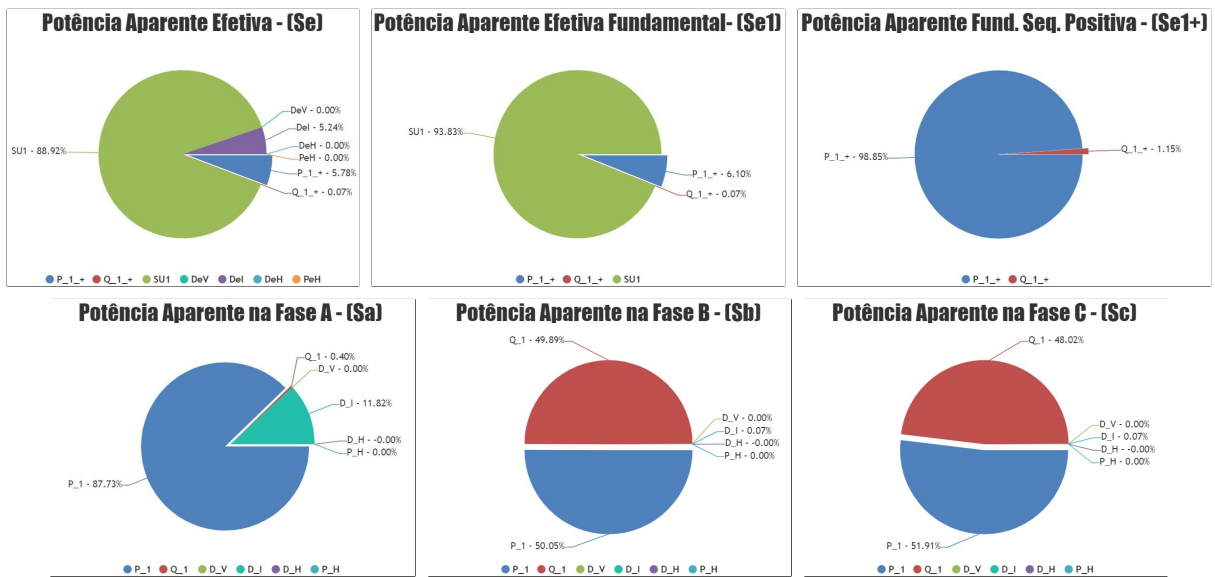
Figura 69 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 3.



Fonte: Dados do próprio autor.

Após a inclusão da carga não linear, no intervalo 4, observa-se um aumento na parcela de potência distorção D_I da Fase A, ilustrado na Figura 70, a qual é gerada pelas componentes harmônicas na corrente de fase impostas por essa carga. Isto resulta em um aumento da parcela de potência não ativa N_a , como apresentado na Figura 66, que até agora era devida à presença da circulação de parcelas de potência reativa, tal como acontece nas fases B e C. Com a Figura 70, ressalta-se que a presença dessa carga não linear, não afeta o fluxo de potência na componente fundamental de sequência positiva, e consequentemente, o fator de potência PF_1^+ mantém-se próximo ao unitário, em contraste com as parcelas de potência aparente S_e e S_{e1} , as quais são afetadas pelas componentes harmônicas na corrente da Fase A e pelo aumento nos desbalanços de fase. Na Figura 71 é apresentado o conteúdo harmônico da corrente na Fase A, o qual é coletado através do site web do medidor, equivalente a uma DHT de 36,62%.

Figura 70 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 4.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 71 – Conteúdo harmônico nas Fases - Intervalo 4.

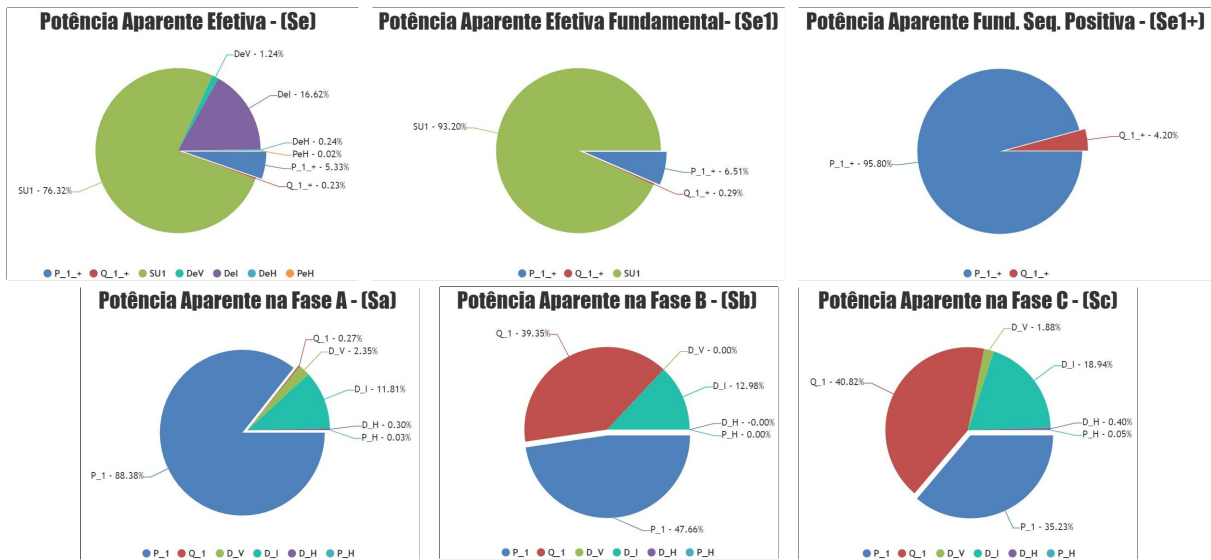


Fonte: Dados do próprio autor.

No intervalo 5, mantendo o mesmo perfil de carga no sistema, são impostos perfis de tensões distorcidos nas fases A e C, através do simulador de rede CA. Dessa forma, a Figura 72 ilustra um

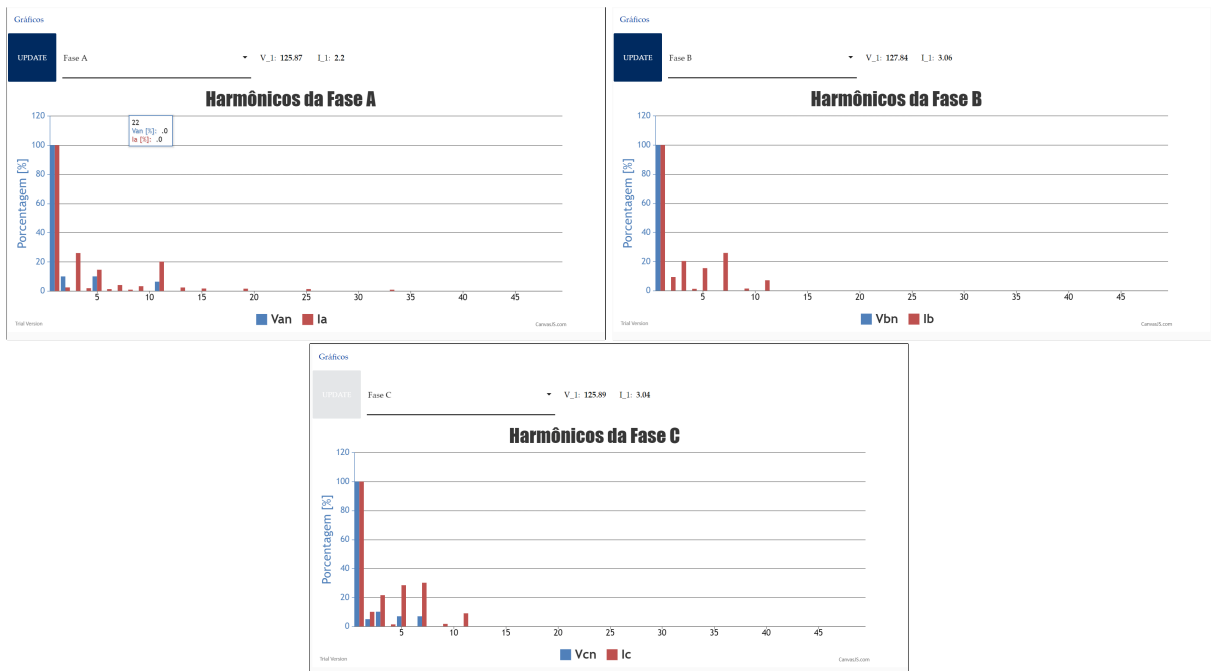
aumento nas parcelas de potência de distorção D_V das fases A e C, porém, essas componentes harmônicas e sua interação com os elementos reativos no sistema, distorcem a corrente que flui pela fase B, e portanto, uma potência de distorção D_I é imposta nessa fase. O conteúdo harmônico dos sinais de corrente de cada fase, são apresentados na Figura 73.

Figura 72 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 5.



Fonte: Dados do próprio autor.

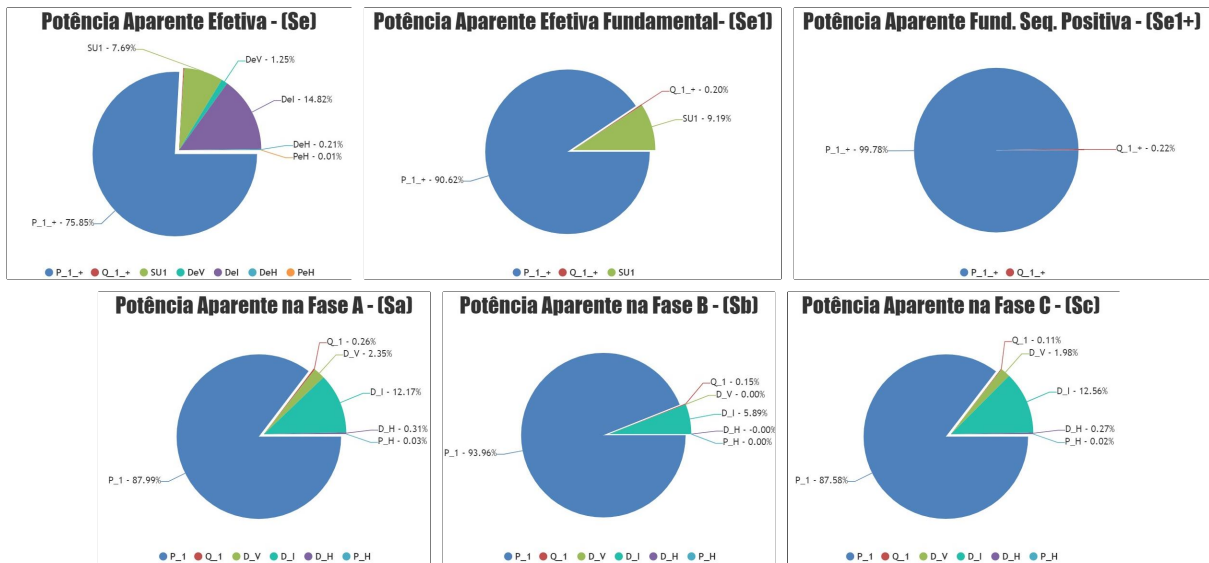
Figura 73 – Conteúdo harmônico nas Fases - Intervalo 5.



Fonte: Dados do próprio autor.

Finalmente, no intervalo 6, o elemento de GD sai do sistema e as parcelas de potência reativa na componente fundamental são reduzidas a zero, lembrando que o sistema se encontra compensado pela presença do banco de capacitores. Desse modo, as parcelas de potência ativa são as mais representativas nas componentes de potência aparente da Figura 74, e adicionalmente, há uma redução notável na parcela de potência aparente de desbalanço SU_1 .

Figura 74 – Componentes de Potência Aparente - Intervalo 6.



Fonte: Dados do próprio autor.

Todos os cálculos numéricos referentes aos cenários explorados anteriormente, coletados pelo site web do medidor inteligente, são apresentados nas Tabelas 17-22 do Apêndice deste trabalho.

5 CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTA DE CONTINUIDADE DA PESQUISA

Com desenvolvimento de uma nova plataforma de medição de energia, embarcada em um dispositivo FPGA, foi concebido um sistema flexível, com capacidade de processamento digital de sinais em tempo real, e totalmente adaptativo em função das variações na frequência da rede. Dessa forma, desenvolveu-se uma metodologia de cálculo empregando máquinas de estados controladas por FPU, permitindo a implementação de algoritmos de controle e verificação com excelente desempenho.

A recompilação das diversas técnicas de discretização e processamento digital de sinais apresentadas, se torna como uma das maiores contribuições deste trabalho, uma vez que, o equacionamento apresentado, de todos módulos descritos, possibilita a implementação em qualquer ambiente de processamento digital de sinais. Adicionalmente, os métodos de sincronismo, extração de componentes fundamentais e componentes fundamentais de sequência positiva no domínio do tempo, cálculo de potências, e cálculo de harmônicos, podem ser empregados em aplicações voltadas ao controle e compensação de sistemas em tempo real.

Na revisão bibliográfica apresentada, evidenciou-se que existem poucas implementações de metodologias de cálculo relacionadas aos medidores de energia elétrica embarcados em dispositivos de processamento paralelo. Esse fato, pode ser atribuído à complexidade de se desenvolver módulos em *hardware* dedicados à realização de operações matemáticas, em que claramente, os microcontroladores e DSPs acabam sendo soluções atrativas devido ao baixo custo e facilidade de implementação das tarefas focadas aos cálculos matemáticos. Porém, esses dispositivos estão limitados à execução de processos de forma sequencial, podendo resultar em limitantes na hora de controlar e/ou estabelecer barramentos de comunicação com outros periféricos de forma simultânea.

Dentre as vantagens da estrutura desenvolvida, se evidenciou a possibilidade de realizar reconfigurações de todos os componentes envolvidos dentro do dispositivo FPGA, assim, podem ser personalizados e/ou adicionados novos módulos, em função do conjunto de necessidades específicas requeridas no projeto. Tais características tornam a proposta uma excelente solução para ser incorporada em um ambiente de redes inteligentes.

Os resultados experimentais demonstram a eficácia das teorias de potência sintetizadas no

FPGA, uma vez que, contrastadas com equipamentos de qualidade de energia comerciais, essas conseguem quantificar os efeitos dos fenômenos envolvidos nos sistemas de energia elétrica devidos às não idealidades nas tensões de alimentação e/ou à natureza das cargas instaladas. Assim, a análise realizada, com os recursos implementados na plataforma de medição inteligente, revalida o objetivo proposto neste trabalho, pois o dispositivo se consolida como uma excelente ferramenta para realizar verificação e monitoramento, em tempo real, do comportamento de sistemas de energia.

A integração do *single board computer* Orange Pi com o dispositivo FPGA, facilita a implementação de funcionalidades em um sistema embarcado flexível que, além de ser reconfigurável, permite a realização de tarefas que caracterizam um medidor inteligente, tais como: interação com o consumidor, concessionária e/ou outros dispositivos envolvidos nos sistemas de medição avançada; relatório de medições em tempo real e histórico dos comportamentos do sistema; Desconexão/religamento geral e específico de cargas de forma remota; Aplicação do padrão IEEE 1459-2010 como ferramenta de análise para monitoramento e diagnóstico de sistemas de energia elétrica.

Nesse sentido, levando em consideração todos os recursos disponíveis no equipamento desenvolvido, se propõem as seguintes alternativas para dar continuidade à pesquisa:

Integração das definições de potências elétricas do padrão IEEE 1459-2010 e a Teoria da Potência Conservativa em um único núcleo de cálculo, dessa forma, se conseguiria estabelecer uma correlação entre as duas metodologias para que trabalhem de forma complementar na análise do comportamento do sistema elétrico de potência.

Algoritmos de redes neurais e inteligência artificial podem ser explorados, para o desenvolvimento e implementação de rotinas de tomada de decisões, predição de eventos e consumo, identificação de cargas, sugestões de eficiência energética a partir do histórico dos perfis de carga, variáveis ambientais e condições definidas pelo usuário e pela concessionária de energia.

O desenvolvimento de técnicas de controle para compensação de reativos e balanceamento de cargas, podem ser facilmente implementados dentro da plataforma de medição inteligente. Assim, em um ambiente de micro-rede com geração distribuída, o dispositivo pode ser empregado para estabelecer as referências de potência ativa e reativa, baseando-se nas teorias de potência definidas pelo padrão IEEE 1459-2010 e a CPT.

Por fim, se pode incluir protocolos de comunicação relacionados com o conceito de IoT, e ampliação da rede Zigbee, procurando a definição de funcionalidades encaminhadas à interação entre dispositivos que interagem em ambientes de medição avançada de energia elétrica.

REFERÊNCIAS

- Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. [S.l.], jan. 2018. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo8_Revisao_-8/9c78cfab-a7d7-4066-b6ba-cfbda3058d19>. Acesso em: 10 abr. 2018.
- AKAGI, H. et al. Generalized theory of instantaneous reactive power and its application. **Electrical Engineering in Japan**, Tokio, v. 103, n. 4, p. 58–66, 1983. ISSN 1520-6416. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/eej.4391030409>>.
- AL-ERYANI, J. **32-bit Floating-Point Unit (FPU100)**. [S.l.], 2008. Disponível em: <<https://opencores.org/projects/fpu100>>. Acesso em: 24 out. 2016.
- ARBEX, C. **Aplicação da teoria de potência conservativa para compensação de distúrbios de corrente**. 2011. 73 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual Paulista Julio de Mesquita Filho, Faculdade de Engenharia, Bauru, 2011. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/11449/87183>>. Acesso em: 26-08-2017.
- ARIF, A. et al. Experimental study and design of smart energy meter for the smart grid. In: 2013 INTERNATIONAL RENEWABLE AND SUSTAINABLE ENERGY CONFERENCE (IRSEC), 1., Ouarzazate. **Anais [...]** Ouarzazate: IEEE. 2013. p. 515–520.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS- ABNT. **NBR IEC 61000-4-30:2011: Compatibilidade Eletromagnética, Parte 4-30: Técnicas de medição e ensaio - Métodos de medição de qualidade da energia**. Rio de Janeiro, fev. 2011. v. 1. Disponível em: <www.gedweb.com.br/unesp>. Acesso em: 06-02-2018.
- BAPTISTA, S. F. R. **Desenvolvimento de equipamento e aplicação para auditoria de consumos energéticos: na perspectiva do smart metering**. 2012. 66 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores) — Universidade da Beira Interior, Faculdade de Engenharia, 2012. Disponível em: <<http://ubibliorum.ubi.pt/bitstream/10400.6/2441/1/Dissertação%20Sergio%20Batista.pdf>>. Acesso em: 14-07-2016.
- BERRISFORD, A. J. Smart meters should be smarter. In: 2012 IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING, 1., San Diego. **Anais [...]** San Diego: IEEE. 2012. p. 1–6.
- BERRISFORD, A. J. A smarter meter: IEEE-1459 power definitions in an off-the-shelf Smart Meter. In: 2015 IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC) PROCEEDINGS, 1., Pisa. **Anais [...]** Pisa: IEEE. 2015. p. 830–835.
- BOGILA, A. **Teorias de potência conservativa e instantânea: análise comparativa**. 2014. 198 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual

Paulista Julio de Mesquita Filho, Faculdade de Engenharia, Bauru, 2014. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/11449/115810>>. Acesso em: 16-06-2016.

BOLLEN, M. H.; GU, I. Processing of stationary signals. In: **Signal Processing of Power Quality Disturbances**. Piscataway: Wiley-IEEE Press, 2006. p. 163–276. ISBN 9780471931317. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5224869>>. Acesso em: 23-08-2015.

BUDEANU, C. **Puissances réactives et fictives**. 2. ed. [S.l.]: Impr. Cultura națională, 1927. 360 p. (Institut national roumain pour l'étude de l'aménagement et de l'utilisation des sources d'énergie). Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=Y7IoAQAAMAAJ>>.

CASELLAS, F. et al. El concepto de smart metering en el nuevo escenario de distribución eléctrica. In: XVII SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL E INSTRUMENTACIÓN, 17., Bilbao. **Anais [...]** Bilbao: Universitat Politècnica de Catalunya. 2010. v. 1, p. 752–757.

Centro de Gestão e Estudos Estratégicos - CGEE. **Redes Elétricas Inteligentes: contexto nacional**. [S.l.], 2012. 172 p. Disponível em: <<http://www.cgEE.org.br/atividades/redirect/8050>>. Acesso em: 24 mar. 2016.

CHEN, C. I. A calibration test platform of power quality instruments for grid integration of wind energy system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 60, n. 7, p. 2874–2880, July 2013. ISSN 0278-0046.

CHEN, C. I. A two-stage solution procedure for digital power metering according to ieee standard 1459-2010 in single-phase system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 60, n. 12, p. 5550–5557, Dec 2013. ISSN 0278-0046.

COSSUTTA, P. et al. High speed single phase sogi-pll with high resolution implementation on an fpga. In: 2015 IEEE 24TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE), 24., Buzios. **Anais [...]** Buzios: IEEE. 2015. p. 1004–1009.

CZARNECKI, L. S. What is wrong with the budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, IM-36, n. 3, p. 834–837, Sept 1987. ISSN 0018-9456.

DEPENBROCK, M. **Investigation of the Voltage and Power Conditions at Converter Without Energy Storage**. 1962. 145 f. Tese (Tese de Doutorado) — Thecnical University of Hannover, Hannover, 1962.

DEPURU, S. S. S. R. et al. Smart meters for power grid challenges, issues, advantages and status. In: 2011 IEEE/PES POWER SYSTEMS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1., Phoenix. **Anais [...]** Phoenix: IEEE. 2011. p. 1–7.

FAZIO, A. et al. Comparative analysis for reactive energy measurement methodologies, under non-sinusoidal conditions in three-phase four-wire circuits. In: XI BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 11., Praiamar. **Anais [...]** Praiamar: IEEE. 2011. p. 494–501.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; GUERRERO, J. Second order generalized integrator based reference current generation method for single-phase shunt active power filters under

adverse grid conditions. In: PEDSTC 2013 - 4TH ANNUAL INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS, DRIVE SYSTEMS AND TECHNOLOGIES CONFERENCE, 4., Tehran. **Anais [...]** Tehran: IEEE. 2013. p. 510–517.

GUNTHER, E. Harmonic and interharmonic measurement according to iec 519 and iec 61000-4-7. In: 2005/2006 IEEE/PES TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXHIBITION, 1., Dallas. **Anais [...]** Dallas: IEEE. 2006. p. 223–225.

HAN, Y. et al. Comparative performance evaluation of orthogonal-signal-generators-based single-phase pll algorithms - a survey. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 31, n. 5, p. 3932–3944, May 2016. ISSN 0885-8993.

IEEE. IEEE standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions. **IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)**, New York, 1, n. 1, p. 1–50, March 2010.

JELTSEMA, D. Budeanu's concept of reactive and distortion power revisited. In: 2015 INTERNATIONAL SCHOOL ON NONSINUSOIDAL CURRENTS AND COMPENSATION (ISNCC), 1., Lagow. **Anais [...]** Lagow: IEEE. 2015. p. 1–6.

JIANG, J.; YU, L. Design of a new three-phase multi-rate watt-hour meter based on AT89s52. In: 2009 SECOND INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMPUTATIONAL INTELLIGENCE AND DESIGN, 2., Changsha. **Anais [...]** Changsha: IEEE. 2009. v. 1, p. 416–419.

KUKAČKA, L. et al. Review of AC power theories under stationary and non-stationary, clean and distorted conditions. **IET Generation, Transmission Distribution**, Stevenage, v. 10, n. 1, p. 221–231, 2016. ISSN 1751-8687.

LANGELLA, R.; TESTA, A.; EMANUEL, A. E. Unbalance definition for electrical power systems in the presence of harmonics and interharmonics. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v. 61, n. 10, p. 2622–2631, Oct 2012. ISSN 0018-9456.

LUO, Z. k. et al. Design of harmonic energy meter based on tdk+dsp+mcu. In: PROCEEDINGS OF 2012 INTERNATIONAL CONFERENCE ON MEASUREMENT, INFORMATION AND CONTROL, 1., Harbin. **Anais [...]** Harbin: IEEE. 2012. v. 2, p. 874–878.

MARAFÃO, F. P.; PAREDES, H. K. M.; SIVA, L. C. P. da. Critical evaluation of fbd, pq and cpt current decompositions for four-wire circuits. In: 2009 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 1., Bonito. **Anais [...]** Bonito: IEEE. 2009. p. 49–57.

MEYER-BAESE, U. **Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays**. 4. ed. Tallahassee, FL: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2014. 930 p. ISSN 1860-4862. ISBN 9783642453083.

MINCHALA-AVILA, L. I. et al. Design and implementation of a smart meter with demand response capabilities. **Energy Procedia**, Mildaves, v. 103, p. 195 – 200, 2016. ISSN 1876-6102. Renewable Energy Integration with Mini/Microgrid – Proceedings of REM2016. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610216314825>>.

MORAES, P. M. de. **Sistema de medição de energia baseado no medidor de energia Teridian 71M6515H**. 2014. 111 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Redes de Energia) — Universidade da Madeira, Faculdade de Ciências Exatas e da Engenharia, Funchal, 2014. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10400.13/552>>. Acesso em: 15-11-2016.

MORALES, H. **Teoria de Potência Conservativa: Uma Nova Abordagem para o Controle Cooperativo de Condicionadores de Energia e Considerações Sobre Atribuição de Responsabilidades**. 2011. 221 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Campinas, 2011. Disponível em: <<http://repositorio.unicamp.br/jspui/handle/REPOSIP/260969>>. Acesso em: 23-06-2017.

MORALES, H. et al. Selection of voltage referential from the power quality and apparent power points of view, power quality monitoring, analysis and enhancement. In: ZOBAA, A. F. (Ed.). **Power Quality Monitoring Analysis and Enhancement**. Rijeka: IntechOpen, 2011. cap. 8, p. 137–156. ISBN 978-953-307-330-9. Disponível em: <<https://doi.org/10.5772/17804>>.

NAIDU, M.; LOCHARLA, G.; NAIDU, G. Architecture design and fpga implementation of an fft based reactive power meter. **International Journal of Computer Applications**, New York, v. 50, n. 9, p. 32–34, July 2012. ISSN 0975 - 8887.

PETKOVIĆ, P.; STEVANOVIĆ, D. Detection of power grid harmonic pollution sources based on upgraded power meters. **Journal of Electrical Engineering**, Timisoara, v. 65, n. 3, p. 163–168, Sep 2014. ISSN 1582-4594.

POLJAK, P. D.; KUSLJEVIC, M. D.; TOMIC, J. J. Power Components Estimation According to IEEE Standard 1459-2010 Under Wide-Range Frequency Deviations. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v. 61, n. 3, p. 636–644, March 2012. ISSN 0018-9456.

RENS, J.; ROOYEN, T. van; JAGER, F. de. Where is the power of the IEEE 1459-2010? In: 2014 IEEE INTERNATIONAL WORKSHOP ON APPLIED MEASUREMENTS FOR POWER SYSTEMS PROCEEDINGS (AMPS), 1., Aachen. **Anais [...]** Aachen: IEEE. 2014. p. 1–6.

RIBEIRO, P. et al. **Power Systems Signal Processing for Smart Grids**. Chichester: John Wiley and Sons Ltd, 2013. 442 p. ISBN 9781118639283.

SANTOS, M. de N. N. **Monitoração e análise de grandezas da qualidade da energia elétrica em processos industriais utilizando instrumentação virtual**. 2011. 82 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Belém, Pará, 2011. Disponível em: <<http://repositorio.ufpa.br/jspui/handle/2011/2682>>. Acesso em: 23-03-2016.

SILVA, L. de Souza da Costa e. **Modelagem dinâmica e controle do compensador série TCSC para utilização em sistemas de distribuição de energia elétrica**. 2017. 211 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual Paulista Julio de Mesquita Filho, Faculdade de Engenharia, Ilha Solteira, 2017. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/11449/150420>>. Acesso em: 06-02-2018.

- SOUZA, W. A. et al. Load analyser using conservative power theory. In: INTERNATIONAL SCHOOL ON NONSINUSOIDAL CURRENTS AND COMPENSATION 2013 (ISNCC 2013), 1., Zielona Góra. **Anais [...]** Zielona Góra: IEEE. 2013. p. 1–6.
- STMicroelectronics. **Smart grid distribution and smart meters**. [S.l.], ago. 2015. Disponível em: <www.st.com/resource/en/brochure/brmeter.pdf>. Acesso em: 3 jun. 2016.
- SUN, H. et al. All phase fft analysis with phase measurement applications in electronic measurement. In: JIN, D.; LIN, S. (Ed.). **Advances in Mechanical and Electronic Engineering: Volume 2**. 1. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012. v. 2, p. 463–469. ISBN 978-3-642-31516-9. Disponível em: <"https://doi.org/10.1007/978-3-642-31516-9_74">.
- SYSEL, P.; RAJMIC, P. Goertzel algorithm generalized to non-integer multiples of fundamental frequency. **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing**, London, v. 2012, n. 1, p. 56, Mar 2012. ISSN 1687-6180. Disponível em: <<https://doi.org/10.1186/1687-6180-2012-56>>.
- TENTI, P.; MATTAVELLI, P. A time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions. In: SIXTH INTERNATIONAL WORKSHOP ON POWER DEFINITIONS AND MEASUREMENTS UNDER NON-SINUSOIDAL CONDITIONS, 6., Milano. **Anais [...]** Milano: Esculapio. 2003. p. 1–10.
- TENTI, P. et al. Accountability in smart microgrids based on conservative power theory. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v. 60, n. 9, p. 3058–3069, Sept 2011. ISSN 0018-9456.
- TEXAS INSTRUMENTS. **Implementation of a Low-Cost Three-Phase Electronic Watt-Hour Meter Using the MSP430F67641**. [S.l.], ago. 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slaa621c/slaa621c.pdf>>. Acesso em: 3 set. 2017.
- WERANGA, K.; KUMARAWADU, S.; CHANDIMA, D. **Smart Metering Design and Applications**. Singapur: Springer-Verlag Singapur, 2014. 141 p. (SpringerBriefs in Applied Sciences and Technology). ISBN 9789814451826.
- WERANGA, K. S. K.; CHANDIMA, D. P.; KUMARAWADU, S. P. Smart metering for next generation energy efficiency amp; conservation. In: IEEE PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES, 1., Tianjin. **Anais [...]** Tianjin: IEEE. 2012. p. 1–8.
- WILLEMS, J. L. Budeanu's reactive power and related concepts revisited. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v. 60, n. 4, p. 1182–1186, April 2011. ISSN 0018-9456.
- XU, F.; TOLBERT, L. M.; XU, Y. Critical evaluation of fbd, pq and generalized non-active power theories. In: PROCEEDINGS OF THE 2011 14TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 14., Birmingham. **Anais [...]** Birmingham: IEEE. 2011. p. 1–10.
- YANG, Y. et al. Benchmarking of phase locked loop based synchronization techniques for grid-connected inverter systems. In: 2015 9TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND ECCE ASIA (ICPE-ECCE ASIA), 9., Seoul. **Anais [...]** Seoul: IEEE. 2015. p. 2167–2174.

YONGHUI, Z.; XIYUAN, Z.; XI, C. Phase measurement of three-phase power based on labview. In: 2010 INTERNATIONAL CONFERENCE ON INTELLIGENT SYSTEM DESIGN AND ENGINEERING APPLICATION, 1., Changsha. **Anais [...]** Changsha: IEEE. 2010. v. 2, p. 61–64.

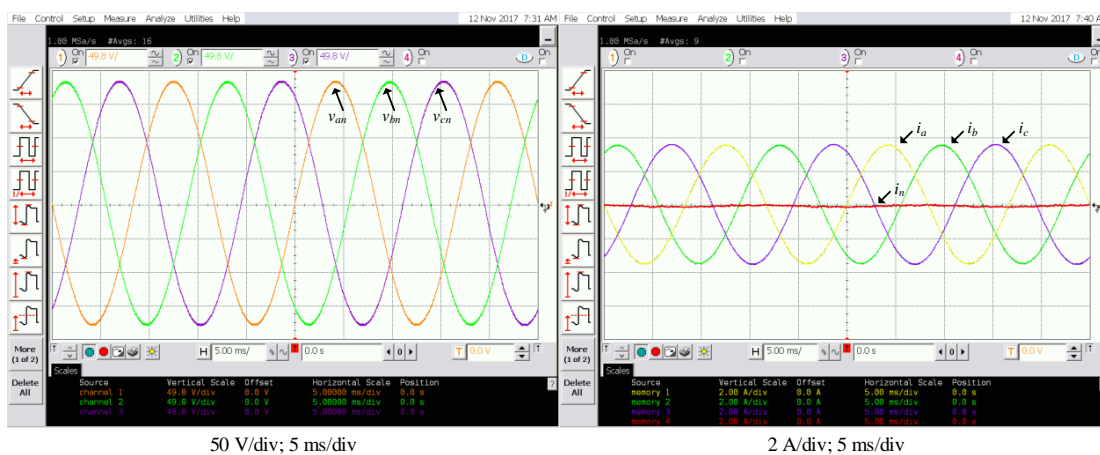
YUMAK, K.; USTA, O. A controversial issue: Power components in nonsinusoidal single-phase systems. In: 2011 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING (ELECO), 7., Bursa. **Anais [...]** Bursa: IEEE. 2011. p. I-157–I-161.

YUYING, Y. The design of wireless three-phase prepayment energy meter. In: WORLD AUTOMATION CONGRESS 2012, 1., Puerto Vallarta. **Anais [...]** Puerto Vallarta: IEEE. 2012. p. 1–4.

APÊNDICE

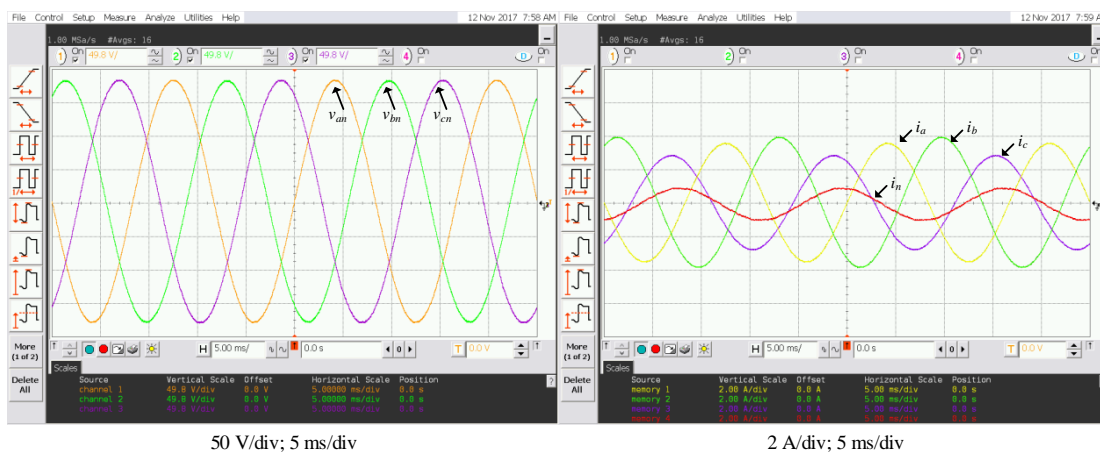
FORMAS DE ONDA DOS TESTES EXPERIMENTAIS DA SUBSEÇÃO 4.2.1.

Figura 75 – Teste 1: Tensões senoidais-equilibradas com cargas resistivas balanceadas



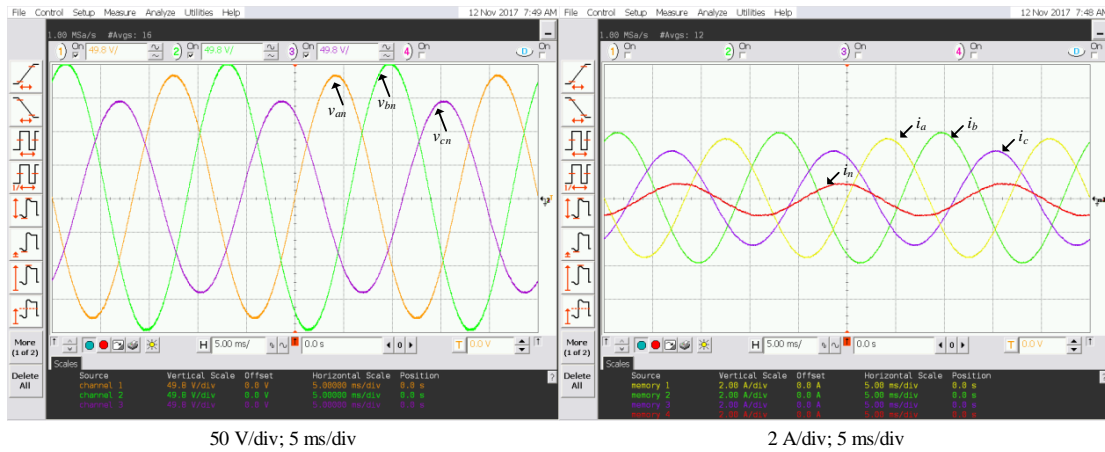
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 76 – Teste 2: Tensões senoidais-equilibradas com cargas resistivas desbalanceadas



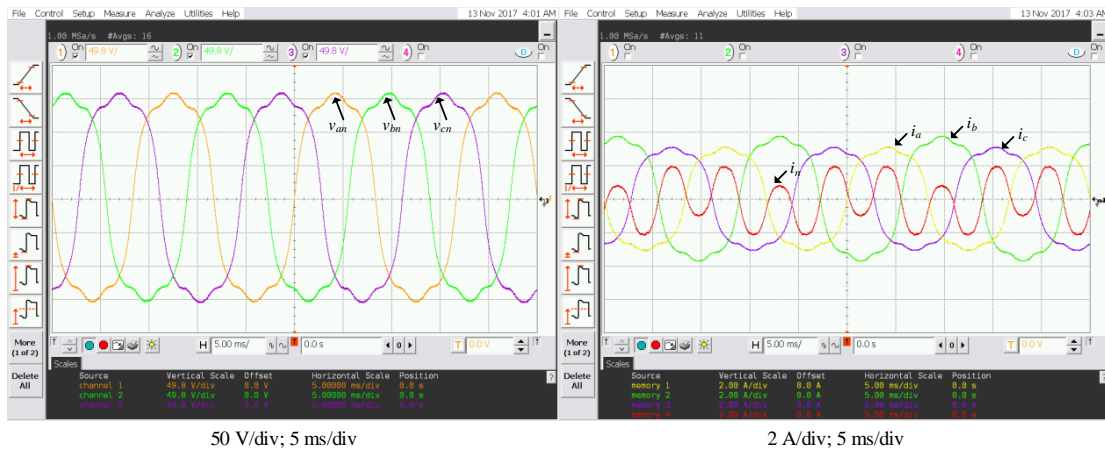
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 77 – Teste 3: Tensões senoidais-desequilibradas com cargas resistivas balanceadas



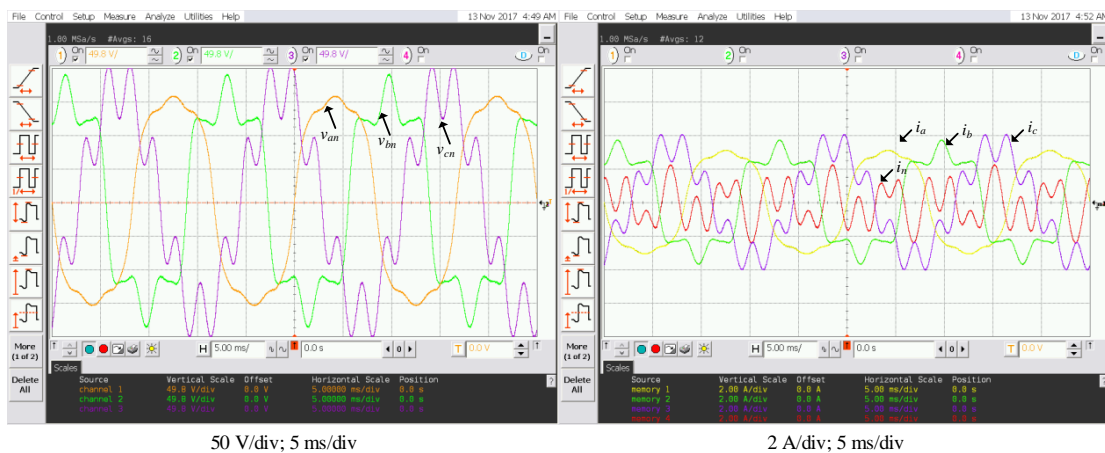
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 78 – Teste 4: Tensões distorcidas-equilibradas com cargas resistivas desbalanceadas



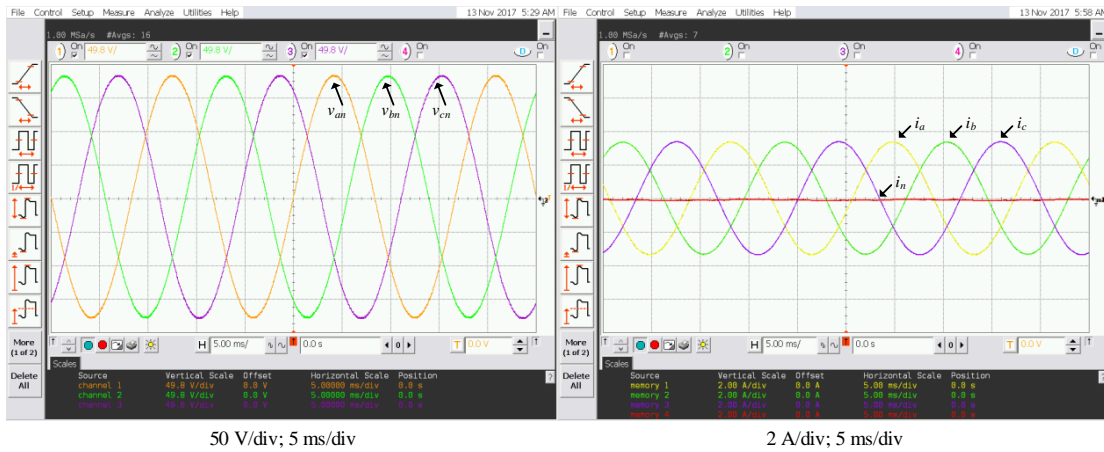
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 79 – Teste 5: Tensões distorcidas-desequilibradas com cargas resistivas balanceadas



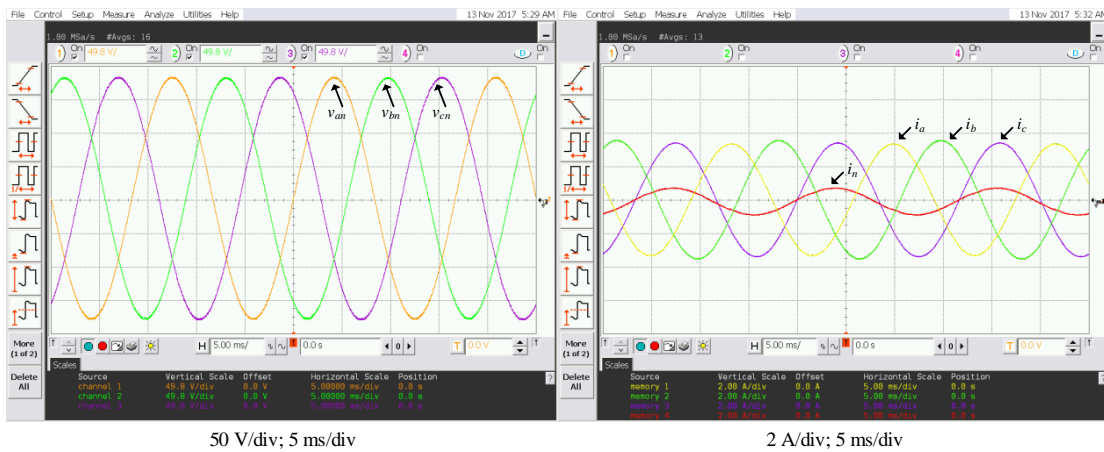
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 80 – Teste 6: Tensões senoidais-equilibradas e cargas resistiva-indutivas balanceadas



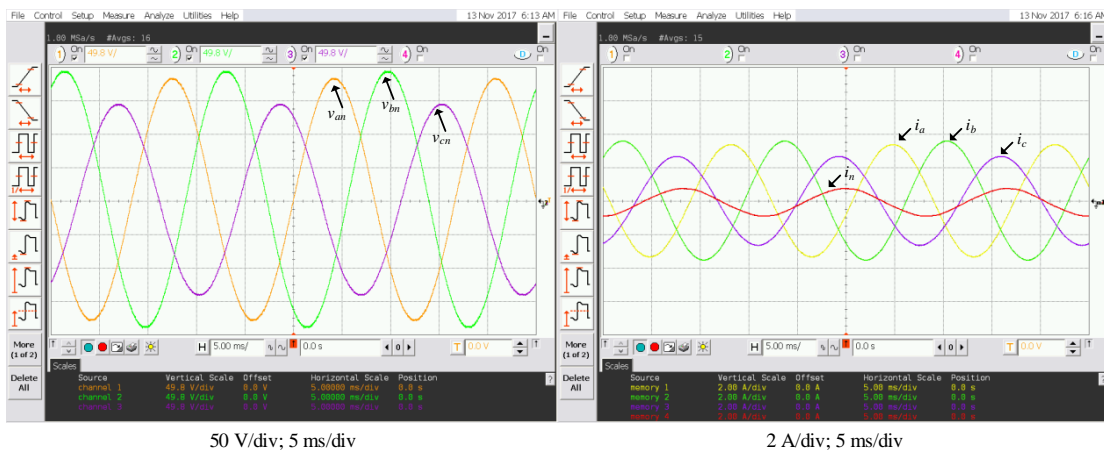
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 81 – Teste 7: Tensões senoidais-equilibradas e cargas resistiva-indutivas desbalanceadas



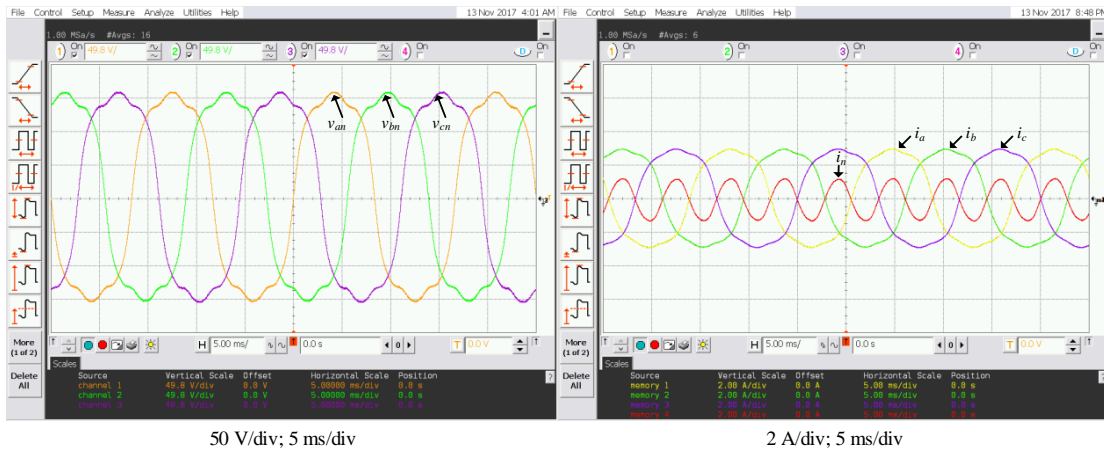
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 82 – Teste 8: Tensões senoidais-desequilibradas e cargas resistiva-indutiva balanceadas



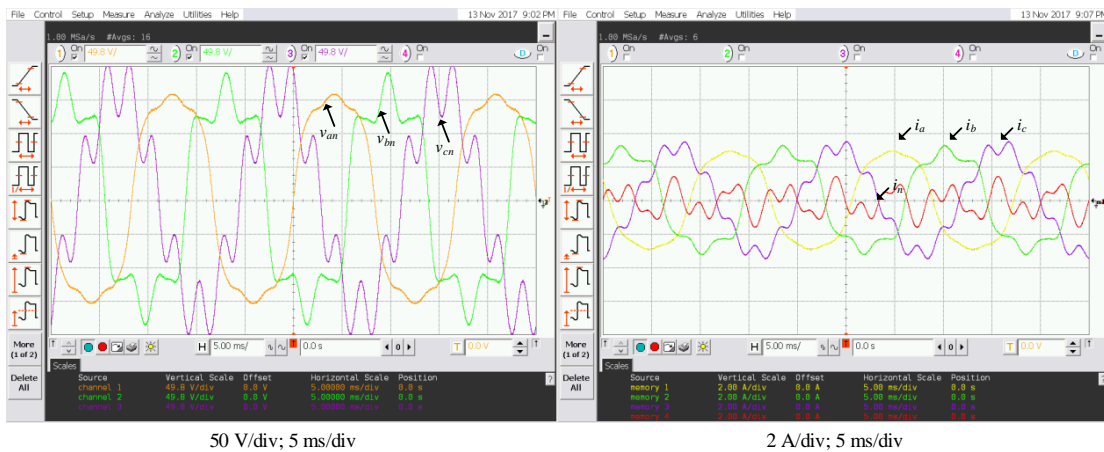
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 83 – Teste 9: Tensões distorcidas-equilibradas e cargas resistiva-indutivas balanceadas



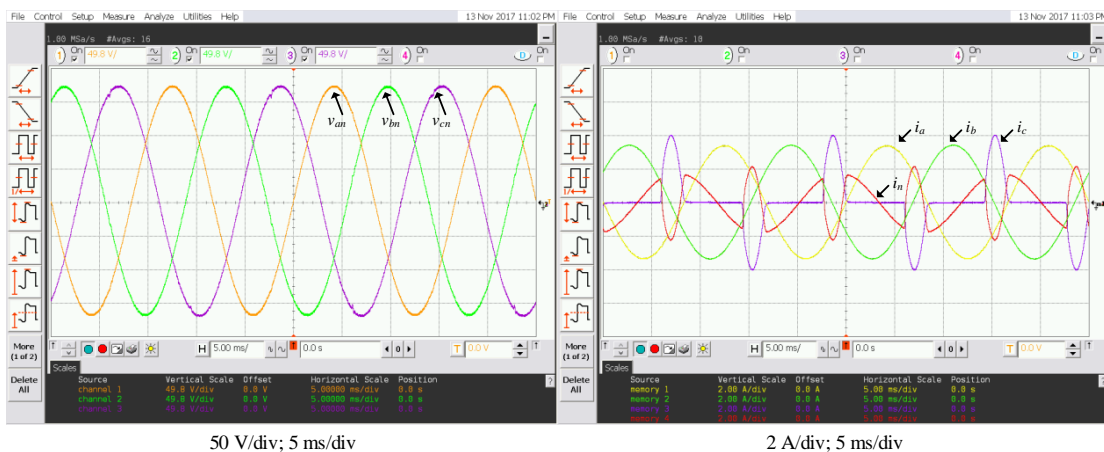
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 84 – Teste 10: Tensões distorcidas-desequilibradas e cargas resistiva-indutivas balanceadas



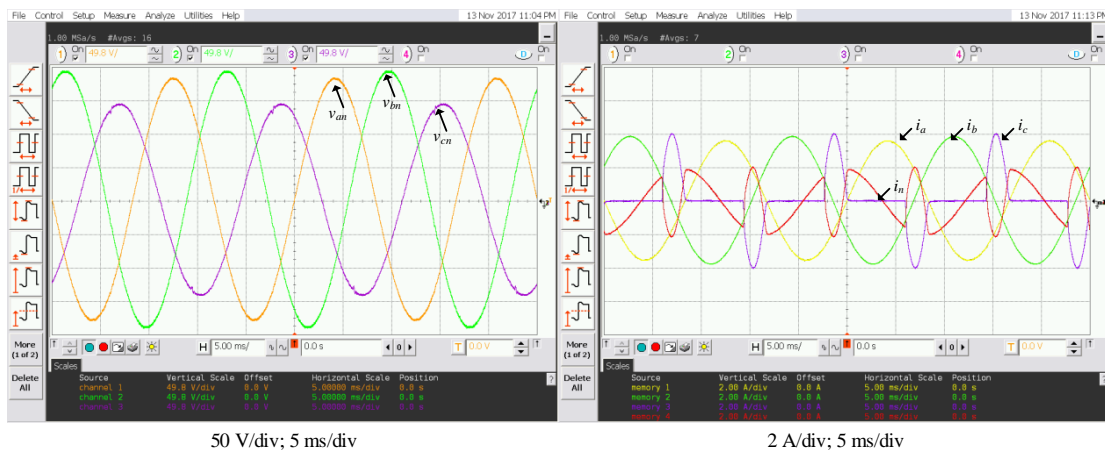
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 85 – Teste 11: Tensões senoidais-equilibradas e cargas: resistiva na Fase A, resistiva-indutiva na Fase B e não linear na Fase C.



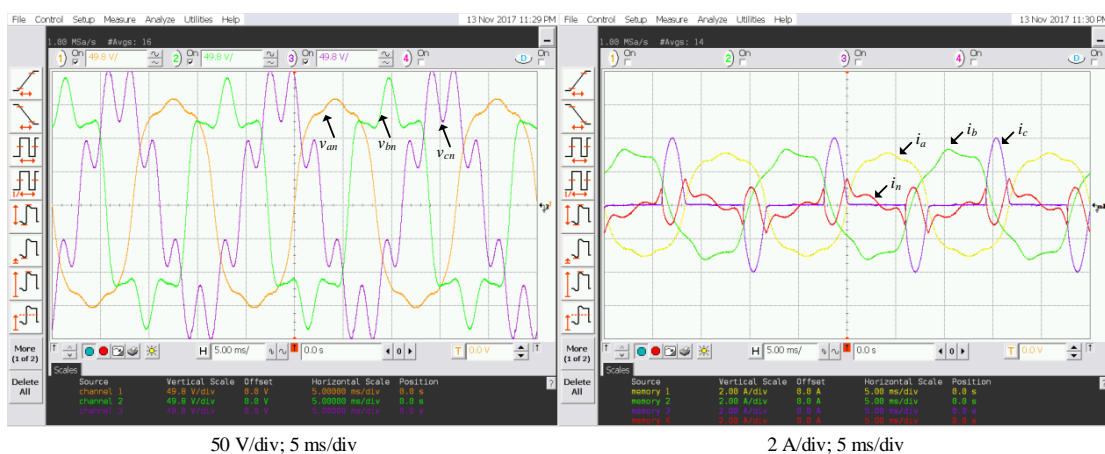
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 86 – Teste 12: Tensões senoidais-desequilibradas e cargas: resistiva na Fase A, resistiva-indutiva na Fase B e não linear na Fase C.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 87 – Teste 13: Tensões distorcidas-desequilibradas cargas: resistiva na Fase A, resistiva-indutiva na Fase B e não linear na Fase C.



Fonte: Dados do próprio autor.

CÁLCULOS DOS TESTES EXPERIMENTAIS DA SUBSEÇÃO 4.2.2.

Tabela 17 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 1.

Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_e [V]	127.586	V_{e1} [V]	127.587	V_1^+ [V]	127.583	V_{an} [V]	127.702	V_{bn} [V]	127.745	V_{cn}^+ [V]	127.311
I_e [A]	1.842	I_{e1} [A]	1.841	I_1^+ [A]	1.841	V_{an1} [V]	127.702	V_{bn1} [V]	127.747	V_{cn1} [V]	127.314
V_{H} [V]	0	P_1 [W]	562.918	P_1^+ [W]	562.944	V_{anH} [V]	0	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	0
I_H [A]	0.011	S_{e1} [VA]	704.852	Q_1^+ [VAR]	424.114	I_a [A]	1.849	I_b [A]	1.821	I_c [A]	1.853
P [W]	562.9	Q_1 [VAR]	424.091	S_1^+ [VA]	704.825	I_{a1} [A]	1.849	I_{b1} [A]	1.82	I_{c1} [A]	1.853
S_e [VA]	704.857	S_{V1} [VA]	6.167	PF_1^+	0.799	I_{aH} [A]	0.003	I_{bH} [A]	0.013	I_{cH} [A]	0.013
N [VA]	424.224	LU [%]	0.875			P_a [W]	186.86	P_b [W]	186.132	P_c [W]	189.848
D_{eV} [VA]	0	PF_1	0.799			N_a [VA]	144.387	N_b [VA]	139.426	N_c [VA]	140.084
D_{eI} [45]	0					S_a [VA]	236.144	S_b [VA]	232.561	S_c [VA]	235.936
S_{eH} [VA]	0					P_{a1} [W]	186.859	P_{b1} [W]	186.133	P_{c1} [W]	189.858
D_{eH} [VA]	0					Q_{a1} [VAR]	144.389	Q_{b1} [VAR]	139.422	Q_{c1} [VAR]	140.072
P_{eH} [W]	-0.018					S_{a1} [VA]	236.145	S_{b1} [VA]	232.56	S_{c1} [VA]	235.936
S_{eN} [W]	2.469					$THD_{V_{an}}$ [%]	0	$THD_{V_{bn}}$ [%]	0	$THD_{V_{cn}}$ [%]	0
THD_{eV} [%]	0					THD_{I_a} [%]	0.181	THD_{I_b} [%]	0.711	THD_{I_c} [%]	0.682
THD_{eI} [%]	0.624					PF_a	0.791	PF_b	0.8	PF_c	0.805
PF	0.799					PF_{a1}	0.791	PF_{b1}	0.8	PF_{c1}	0.805

Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 18 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 2.

Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_e [V]	127.588	V_{e1} [V]	127.59	V_1^+ [V]	127.605	V_{an} [V]	127.698	V_{bn} [V]	127.745	V_{cn}^+ [V]	127.31
I_e [A]	1.478	I_{e1} [A]	1.477	I_1^+ [A]	1.478	V_{an1} [V]	127.701	V_{bn1} [V]	127.749	V_{cn1} [V]	127.313
V_H [V]	0	P_1 [W]	564.909	P_1^+ [W]	565.116	V_{anH} [V]	0	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	0
I_H [A]	0.019	S_{e1} [VA]	565.538	Q_1^+ [VA]	24.815	I_a [A]	1.469	I_b [A]	1.463	I_c [A]	1.501
P [W]	564.881	Q_1 [VA]	24.785	S_1^+ [VA]	565.661	I_{a1} [A]	1.469	I_{b1} [A]	1.463	I_{c1} [A]	1.5
S_e [VA]	565.577	S_{U1} [VA]	0	PF_1^+	0.999	I_{aH} [A]	0	I_{bH} [A]	0.018	I_{cH} [A]	0.024
N [VA]	28.061	LU [%]	0			P_a [W]	187.237	P_b [W]	186.81	P_c [W]	190.865
D_{eV} [VA]	0	PF_1	0.999			N_a [VA]	11.614	N_b [VA]	6.683	N_c [VA]	8.047
D_{e1} [45]	0					S_a [VA]	187.597	S_b [VA]	186.93	S_c [VA]	191.034
S_{eH} [VA]	0					P_{a1} [W]	187.262	P_{b1} [W]	186.822	P_{c1} [W]	190.87
D_{eH} [VA]	0					Q_{a1} [VA]	11.37	Q_{b1} [VA]	6.061	Q_{c1} [VA]	7.455
P_{eH} [W]	-0.028					S_{a1} [VA]	187.607	S_{b1} [VA]	186.92	S_{c1} [VA]	191.015
S_{eN} [W]	6.704					THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0
THD_{eV} [%]	0					THD_{I_a} [%]	0	THD_{I_b} [%]	1.243	THD_{I_c} [%]	1.571
THD_{e1} [%]	1.306					PF_a	0.998	PF_b	0.999	PF_c	0.999
PF	0.999					PF_{a1}	0.998	PF_{b1}	0.999	PF_{c1}	0.999

Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 19 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 3.

Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_e [V]	127.677	V_{e1} [V]	127.678	V_1^+ [V]	127.694	V_{an} [V]	127.715	V_{bn} [V]	127.877	V_{cn}^+ [V]	127.434
I_e [A]	2.582	I_{e1} [A]	2.581	I_1^+ [A]	0.936	V_{an1} [V]	127.716	V_{bn1} [V]	127.879	V_{cn1} [V]	127.436
V_H [V]	0	P_1 [W]	-357.096	P_1^+ [W]	-358.161	V_{anH} [V]	0	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	0
I_H [A]	0.062	S_{e1} [VA]	988.732	Q_1^+ [VA]	20.268	I_a [A]	1.469	I_b [A]	3.037	I_c [A]	2.935
P [W]	-357.077	Q_1 [VA]	26.285	S_1^+ [VA]	358.734	I_{a1} [A]	1.469	I_{b1} [A]	3.037	I_{c1} [A]	2.934
S_e [VA]	989.007	S_{U1} [VA]	921.358	PF_1^+	-0.998	I_{aH} [A]	0.012	I_{bH} [A]	0.063	I_{cH} [A]	0.063
N [VA]	922.296	LU [%]	256.836			P_a [W]	187.269	P_b [W]	-274.794	P_c [W]	-269.576
D_{eV} [VA]	0	PF_1	-0.361			N_a [VA]	11.575	N_b [VA]	274.481	N_c [VA]	259.245
D_{e1} [45]	0					S_a [VA]	187.627	S_b [VA]	388.396	S_c [VA]	374.004
S_{eH} [VA]	0					P_{a1} [W]	187.274	P_{b1} [W]	-274.823	P_{c1} [W]	-269.629
D_{eH} [VA]	0					Q_{a1} [VA]	11.404	Q_{b1} [VA]	274.342	Q_{c1} [VA]	-259.073
P_{eH} [W]	0.019					S_{a1} [VA]	187.621	S_{b1} [VA]	388.319	S_{c1} [VA]	373.923
S_{eN} [W]	23.309					THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0
THD_{eV} [%]	0					THD_{I_a} [%]	0.836	THD_{I_b} [%]	2.071	THD_{I_c} [%]	2.152
THD_{e1} [%]	2.395					PF_a	0.998	PF_b	-0.708	PF_c	-0.721
PF	-0.361					PF_{a1}	0.998	PF_{b1}	-0.708	PF_{c1}	-0.721

Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 20 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 4.

Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_e [V]	127.665	V_{e1} [V]	127.667	V_1^+ [V]	127.662	V_{an} [V]	127.656	V_{bn} [V]	127.885	V_{cn}^+ [V]	127.45
I_e [A]	2.861	I_{e1} [A]	2.785	I_1^+ [A]	0.692	V_{an1} [V]	127.659	V_{bn1} [V]	127.889	V_{cn1} [V]	127.452
V_H [V]	0	P_1 [W]	-262.821	P_1^+ [W]	-263.356	V_{anH} [V]	0	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	0
I_H [A]	0.655	S_{e1} [VA]	1066.596	Q_1^+ [VAr]	28.417	I_a [A]	2.355	I_b [A]	3.037	I_c [A]	2.936
P [W]	-262.847	Q_1 [VAr]	34.825	S_1^+ [VA]	264.885	I_{a1} [A]	2.211	I_{b1} [A]	3.036	I_{c1} [A]	2.935
S_e [VA]	1095.669	S_{U1} [VA]	1033.181	PF_1^+	-0.994	I_{aH} [A]	0.81	I_{bH} [A]	0.086	I_{cH} [A]	0.086
N [VA]	1063.674	LU [%]	390.049			P_a [W]	281.493	P_b [W]	-274.691	P_c [W]	-269.683
D_{eV} [VA]	0	PF_1	-0.246			N_a [VA]	105.488	N_b [VA]	274.57	N_c [VA]	259.418
D_{eI} [45]	0					S_a [VA]	300.61	S_b [VA]	388.386	S_c [VA]	374.202
S_{eH} [VA]	0					P_{a1} [W]	281.559	P_{b1} [W]	-274.672	P_{c1} [W]	-269.637
D_{eH} [VA]	0					Q_{a1} [VAr]	20.246	Q_{b1} [VAr]	274.386	Q_{c1} [VAr]	-259.244
P_{eH} [W]	-0.025					S_{a1} [VA]	282.286	S_{b1} [VA]	388.243	S_{c1} [VA]	374.048
S_{eN} [W]	250.727					THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	0
THD_{eV} [%]	0					THD_{I_a} [%]	36.618	THD_{I_b} [%]	2.831	THD_{I_c} [%]	2.922
THD_{eI} [%]	23.514					PF_a	0.936	PF_b	-0.707	PF_c	-0.721
PF	-0.24					PF_{a1}	0.997	PF_{b1}	-0.707	PF_{c1}	-0.721

Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 21 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 5.

Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_e [V]	127.5	V_{e1} [V]	126.543	V_1^+ [V]	126.533	V_{an} [V]	127.595	V_{bn} [V]	127.845	V_{cn}^+ [V]	127.402
I_e [A]	3.101	I_{e1} [A]	2.827	I_1^+ [A]	0.737	V_{an1} [V]	125.879	V_{bn1} [V]	127.846	V_{cn1} [V]	125.905
V_H [V]	15.594	P_1 [W]	-276.577	P_1^+ [W]	-273.923	V_{anH} [V]	20.853	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	19.473
I_H [A]	1.274	S_{e1} [VA]	1073.392	Q_1^+ [VAr]	-57.342	I_a [A]	2.357	I_b [A]	3.276	I_c [A]	3.378
P [W]	-261.879	Q_1 [VAr]	3.149	S_1^+ [VA]	279.86	I_{a1} [A]	2.208	I_{b1} [A]	3.057	I_{c1} [A]	3.033
S_e [VA]	1186.196	S_{U1} [VA]	1036.267	PF_1^+	-0.979	I_{aH} [A]	0.825	I_{bH} [A]	1.178	I_{cH} [A]	1.485
N [VA]	1156.927	LU [%]	370.28			P_a [W]	282.59	P_b [W]	-289.242	P_c [W]	-255.365
D_{eV} [VA]	132.275	PF_1	-0.258			N_a [VA]	102.935	N_b [VA]	302.981	N_c [VA]	346.353
D_{eI} [45]	132.275					S_a [VA]	300.753	S_b [VA]	418.877	S_c [VA]	430.316
S_{eH} [VA]	59.591					P_{a1} [W]	277.517	P_{b1} [W]	-289.347	P_{c1} [W]	-264.946
D_{eH} [VA]	57.75					Q_{a1} [VAr]	15.595	Q_{b1} [VAr]	262.769	Q_{c1} [VAr]	-275.088
P_{eH} [W]	14.699					S_{a1} [VA]	277.955	S_{b1} [VA]	390.857	S_{c1} [VA]	381.929
S_{eN} [W]	504.865					THD_{V_m} [%]	16.566	THD_{V_m} [%]	0	THD_{V_m} [%]	15.466
THD_{eV} [%]	12.323					THD_{I_a} [%]	37.349	THD_{I_b} [%]	38.542	THD_{I_c} [%]	48.967
THD_{eI} [%]	45.051					PF_a	0.94	PF_b	-0.691	PF_c	-0.593
PF	-0.221					PF_{a1}	0.998	PF_{b1}	-0.74	PF_{c1}	-0.694

Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 22 – Parâmetros IEEE 1459-2010 - Intervalo 6.

Componentes IEEE 1459 – Sistema Trifásico						Componentes IEEE 1459 – Fases					
Totais e não fundamentais		Fundamentais		Fundamentais de sequência positiva		Fase A		Fase B		Fase C	
Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_c [V]	127.4	V_{c1} [V]	126.458	V_1^+ [V]	126.469	V_{an} [V]	127.623	V_{bn} [V]	127.682	V_{cn}^+ [V]	127.244
I_e [A]	1.957	I_{e1} [A]	1.804	I_1^+ [A]	1.719	V_{an1} [V]	125.893	V_{bn1} [V]	127.683	V_{cn1} [V]	125.795
V_{H} [V]	15.465	P_1 [W]	650.819	P_1^+ [W]	651.421	V_{anH} [V]	20.943	V_{bnH} [V]	0	V_{cnH} [V]	19.147
I_H [A]	0.759	S_{e1} [VA]	684.319	Q_1^+ [Var]	30.451	I_a [A]	2.359	I_b [A]	1.508	I_c [A]	1.591
P [W]	658.655	Q_1 [Var]	29.611	S_1^+ [VA]	652.133	I_{a1} [A]	2.206	I_{b1} [A]	1.462	I_{c1} [A]	1.487
S_c [VA]	747.962	S_{U1} [VA]	207.402	PF_1^+	0.999	I_{aH} [A]	0.835	I_{bH} [A]	0.37	I_{cH} [A]	0.565
N [VA]	354.432	LU [%]	31.804			P_a [W]	282.383	P_b [W]	186.545	P_c [W]	189.727
D_{eV} [VA]	83.69	PF_1	0.951			N_a [VA]	104.394	N_b [VA]	47.779	N_c [VA]	70.564
D_{eI} [45]	83.69					S_a [VA]	301.062	S_b [VA]	192.566	S_c [VA]	202.424
S_{eH} [VA]	35.214					P_{a1} [W]	277.32	P_{b1} [W]	186.569	P_{c1} [W]	186.93
D_{eH} [VA]	34.332					Q_{a1} [Var]	15.4	Q_{b1} [Var]	6.832	Q_{c1} [Var]	7.379
P_{eH} [W]	7.836					S_{a1} [VA]	277.747	S_{b1} [VA]	186.694	S_{c1} [VA]	187.075
S_{eN} [W]	301.919					$THD_{V_{en}}$ [%]	16.636	$THD_{V_{bn}}$ [%]	0	$THD_{V_{cn}}$ [%]	15.221
THD_{eV} [%]	12.23					THD_{I_a} [%]	37.854	THD_{I_b} [%]	25.281	THD_{I_c} [%]	37.988
THD_{eI} [%]	42.077					PF_a	0.938	PF_b	0.969	PF_c	0.937
PF	0.881					PF_{a1}	0.998	PF_{b1}	0.999	PF_{c1}	0.999

Fonte: Dados do próprio autor.