

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

ÂNGELO POLOTTO

PROJETO DE DISPOSITIVO DIGITAL PARA CÁLCULO DO FATOR DE POTÊNCIA

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

TOLEDO

2015

ÂNGELO POLOTTO

PROJETO DE DISPOSITIVO DIGITAL PARA CÁLCULO DO FATOR DE POTÊNCIA

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Eletrônica da Coordenação de Engenharia Eletrônica - COELE - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Campus Toledo, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico.

Orientador: Prof. Dr. Felipe W. D. Pfrimer

TOLEDO

2015



TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 026

Projeto de Dispositivo Digital para Cálculo do Fator de Potência

por

Ângelo Polotto

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às 15:50 h do dia **24 de novembro de 2015** como requisito parcial para a obtenção do título **Bacharel em Engenharia Eletrônica**. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado **APROVADO**.

Prof. M. Cassius Rossi de Aguiar
(UTFPR-TD)

Prof. M. Rodrigo da Ponte Caun
(UTFPR-TD)

Prof. Dr. Felipe Walter Dafico Pfrimer
(UTFPR-TD)
Orientador

Visto da Coordenação

Prof. M. Alessandro Paulo de Oliveira
Coordenador da COELE

Dedico esse para minha família, namorada e amigos.

Só se pode alcançar um grande êxito quando nos mantemos fiéis a nós mesmos.

Friedrich Nietzsche

AGRADECIMENTOS

Agradecimentos ao professor Felipe W. Pfrimer pela sugestão do tema e apoio ao longo do trabalho. A Universidade Tecnológica Federal do Paraná pela oportunidade de formação profissional.

RESUMO

POLOTTO, Ângelo. Projeto de Dispositivo Digital para Cálculo do Fator de Potência. 2015. 58 folhas. Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Toledo, 2015.

O fator de potência (FP) é um dos parâmetros relacionados à qualidade de energia, cujos valores inadequados ocasionam: aumento das perdas elétricas internas e quedas de tensão na instalação; redução do aproveitamento da capacidade dos transformadores e motores; condutores aquecidos; entre outras. Visando uma aplicação na área de qualidade de energia, esse trabalho propõe o desenvolvimento de um dispositivo capaz de mensurar o FP de circuitos lineares e não lineares (especificamente retificadores monofásicos com cargas resistivas). O projeto do protótipo é composto por um microcontrolador, sensor de efeito *Hall* para medida de corrente e um circuito para condicionamento dos sinais de tensão e corrente. O *software* desenvolvido e embarcado no sistema é responsável por amostrar as grandezas envolvidas e calcular o FP , através de métodos numéricos, e torná-lo acessível ao usuário em uma interface. O funcionamento do medidor é comparado com dados de simulações.

Palavras-chave: qualidade de energia, fator de potência, sistemas embarcados, processamento digital de sinais.

ABSTRACT

POLOTTO, Ângelo. Digital Device Design for Power Factor Calculation. 2015. 58 p. Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação (Bacharelado em Engenharia Eletrônica), Federal University of Technology - Paraná, Toledo, 2015.

The power factor (PF) is one of the parameters related to power quality whose inadequate values cause: increasing internal power losses and voltage drops in the facility; reduction of usable capacity of transformers and engines; heated drivers; among others. Aiming for an application in the power quality area, this study proposes the development of a device capable of measuring PF of linear and nonlinear circuits (particularly single-phase rectifiers with resistive loads). The prototype will consist of a microcontroller, a Hall effect sensor to measure current and a circuit for conditioning the voltage and current signals. The embedded software developed for the system is responsible for sampling the involved quantities and, through numerical methods, calculate PF and make it accessible to the user on an interface. The operation of meter is compared with simulation data.

Keywords: power quality, power factor, embedded systems, digital signal processing.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	–	Ilustração do Projeto Proposto.	4
Figura 2	–	Ponto de Medição do Fator de Potência.	7
Figura 3	–	Representação Vetorial das Potências para CL.	8
Figura 4	–	Representação Vetorial das Potências para CNL.	9
Figura 5	–	Distorção Harmônica da Corrente.	10
Figura 6	–	Corrente com distorção harmônica no domínio da frequência.	10
Figura 7	–	Circuito com Resistor e Indutor em Série.	12
Figura 8	–	Circuito com Resistor e Capacitor em Série.	14
Figura 9	–	Retificador Monofásico Meia Onda.	15
Figura 10	–	Sinal Contínuo e Sinal Amostrado.	17
Figura 11	–	Sinal Amostrado, Reconstruído e Erro de Quantização.	18
Figura 12	–	Regra dos Trapézios para Sinais Discretos.	19
Figura 13	–	Circuito Detector de Cruzamento por Zero.	20
Figura 14	–	Circuito Deslocador de Tensão.	21
Figura 15	–	Divisor de Tensão com <i>Buffer</i>	22
Figura 16	–	Placa de Desenvolvimento <i>Tiva™C Series</i>	27
Figura 17	–	Sensor de Corrente ACS712.	28
Figura 18	–	Módulo com o Sensor de Corrente ACS712.	28
Figura 19	–	Diagrama do Circuito do Medidor.	31
Figura 20	–	Diagrama do Circuito das Cargas.	32
Figura 21	–	<i>Layout</i> da PCI do Circuito Condicionador de Sinais.	34
Figura 22	–	Vista Inferior da Placa (Sem os Componentes).	34
Figura 23	–	Vista Superior da Placa.	35
Figura 24	–	Diagrama do Medidor.	35

Figura 25	– Medidor Montado.	36
Figura 26	– Fundo de Escala da Tensão.	37
Figura 27	– Fundo de Escala da Corrente.	38
Figura 28	– Fluxograma do Código do Microcontrolador.	42
Figura 29	– Componentes Robustos.	44
Figura 30	– Diagrama do Completo do Circuito das Cargas.	45
Figura 31	– Cargas de Teste.	45
Figura 32	– Terminal de Comunicação.	46
Figura 33	– Diagrama do Sistema de Medição.	47
Figura 34	– Sistema de Medição Montado.	48
Figura 35	– Gráfico Obtido no Terminal com o CRI. Curva de tensão (superior); curva de corrente (inferior).	50
Figura 36	– Gráfico Obtido no Terminal com o CRC.	51
Figura 37	– Gráfico Obtido no Terminal com o RMMO.	52

LISTA DE TABELAS

1	Resultados das Simulações.	25
2	Lista de Componentes Medidos.	48
3	Valores Teóricos e Medidos com o CRI.	50
4	Valores Teóricos e Medidos com o CRC.	51
5	Valores Teóricos e Medidos com o RMMO.	53

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>FP</i>	Fator de Potência
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
A/D	Conversor de Analógico para Digital
AmpOp	Amplificador Operacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CL	Circuitos Lineares
CM	Cargas Monofásicas
CNL	Circuitos não Lineares
CRC	Circuitos com Resistor e Capacitor
CRI	Circuitos com Resistor e Indutor
DFT	<i>Discret Fourier Transform</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPU	<i>Floating Point Unit</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
RAM	<i>Random Access Memories</i>
RGB	<i>Red, Green and Blue</i>
RMMO	Retificadores Monofásicos Meia-Onda
RMOC	Retificadores Monofásicos Onda Completa
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

P	Potência Ativa
S	Potência Aparente
V_{RMS}	Tensão Eficaz
I_{RMS}	Corrente Eficaz
Q	Potência Reativa
φ	Ângulo entre os vetores da potência ativa e aparente
D	Potência de Distorção
S'	Projeção do Vetor S
λ	Ângulo entre a potência parcial e potência aparente
$v(t)$	Tensão instantânea
$i(t)$	Corrente Instantânea
THD_I	Taxa de distorção harmônica da corrente
R	Valor de resistência
L	Valor da indutância
Θ	Ângulo de defasagem da corrente
V_p	Tensão de pico
I_p	Tensão de pico
t	Instante de Tempo (segundos)
T_s	Período de amostragem
f_s	Frequência de amostragem

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
2	DELIMITAÇÃO DO TEMA	3
3	OBJETIVOS (GERAL E ESPECÍFICO)	4
3.1	OBJETIVO GERAL	4
3.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	4
4	JUSTIFICATIVA	6
5	REFERENCIAL TEÓRICO	7
5.1	FATOR DE POTÊNCIA	7
5.2	CARGAS LINEARES (CL)	12
5.3	CARGAS NÃO LINEARES	15
5.4	TAXA DE AMOSTRAGEM	16
5.5	QUANTIZAÇÃO DE UM SINAL DISCRETO	17
5.6	CÁLCULO DE INTEGRAIS PELA REGRA DOS TRAPÉZIOS	18
5.7	CIRCUITOS DETECTORES DE CRUZAMENTO POR ZERO	19
5.8	CIRCUITO DESLOCADOR DE TENSÃO OU POSITIVADORES DE TENSÃO	20
5.9	CIRCUITOS DIVISORES DE TENSÃO	22
6	DESENVOLVIMENTO E TESTE DAS ROTINAS NUMÉRICAS	23
6.1	ROTINAS NUMÉRICAS DESENVOLVIDAS	23
6.2	RESULTADO DO TESTE DAS ROTINAS NUMÉRICAS	24
6.3	CONCLUSÃO PARCIAL	25
7	MICROCONTROLADOR	26

8	SENSOR DE CORRENTE BASEADO NO EFEITO HALL ACS712	28
9	CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAIS	29
10	CIRCUITO DAS CARGAS DE TESTE	32
11	HARDWARE DESENVOLVIDO	33
11.1	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	33
11.2	CONSTRUÇÃO DO MEDIDOR	34
11.3	CALIBRAÇÃO DO MEDIDOR	35
11.4	IMPLEMENTAÇÃO DO CÓDIGO DO MICROCONTROLADOR	40
11.4.1	Configuração da FPU (<i>Floating Point Unit</i>)	40
11.4.2	Configuração do Conversor A/D	40
11.4.3	Retirada de Amostras	40
11.4.4	Determinação do Fundo de Escala	41
11.4.5	Comunicação	41
11.4.6	Fluxograma do Código	42
11.5	CONSTRUÇÃO DO CIRCUITO DAS CARGAS DE TESTE	43
11.6	TERMINAL DE COMUNICAÇÃO	43
11.7	DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE MEDIÇÃO	44
12	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	49
12.1	MEDIÇÕES FEITAS COM O CRI	49
12.2	MEDIÇÕES FEITAS COM O CRC	51
12.3	MEDIÇÕES FEITAS COM O RMMO	52
12.4	DISCUSSÕES E CONCLUSÕES	52
13	CONCLUSÃO	54
13.1	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	55
	REFERÊNCIAS	56

1 INTRODUÇÃO

Ao final do século XIX, iniciou-se grandes debates sobre como deveria ser transmitida a energia elétrica aos consumidores finais. Uma parte dos engenheiros eletricitistas defendiam a transmissão através da corrente contínua (CC) a outra através da corrente alternada (CA) [1]. Entretanto, a transmissão em CA se demonstrou muito mais eficiente para longas distâncias, e conseqüentemente, grande parte dos sistemas atuais são feitos dessa forma.

Em contrapartida, sistemas com correntes e tensões variantes no tempo possuem o problema de absorção de potência através da linha de transmissão, devido à suas características reativas à frequência. Um problema adicional é o fato de ser inviável mudar as características presentes nestas linhas. Além disso, o consumidor pode conectar à rede cargas que agravam esses valores, ou seja, provocam aumentos nos valores da corrente e, conseqüentemente, as perdas na rede elétrica [2].

Uma forma de monitorar esse tipo de perda, é a apuração do fator de potência (FP). Definido como a razão entre a potência ativa P (geradora de trabalho) e a potência aparente S (total consumida pelo sistema), tem-se uma proporção na qual valores próximos a uma unidade denotam um melhor aproveitamento da energia fornecida. Na prática, o FP não pode ser obtido de forma direta, sendo necessário o cálculo através das formas de onda de tensão e corrente ao longo do tempo [3].

Nota-se, ainda, que cargas não lineares conectadas a um sistema de potência podem causar distorções na forma de onda da corrente. Isso resulta no surgimento de problemas relacionados à qualidade de energia, entres esses estão: aquecimento de condutores e motores, falha em controladores de velocidade, torque não contínuo em motores, falhas em detectores de cruzamento por zero e super dimensionamento de transformadores de potência. Uma forma de medir essas distorções é o cálculo da taxa de distorção harmônica (THD) [4].

Conseqüentemente, desenvolver métodos para se obter de forma digital, a partir de valores amostrados de tensão e corrente, as grandezas P , S , FP e THD não é um processo simples devido as complexidades dos cálculos envolvidos e são de

grande importância para distribuir a energia elétrica com qualidade e poucas perdas.

Dessa forma, este trabalho propõe o desenvolvimento de um protótipo de sistema embarcado capaz de medir o fator de potência de cargas monofásicas, lineares e não lineares, através de métodos numéricos utilizando os valores amostrados de tensão e corrente na entrada de alimentação dos circuitos.

2 DELIMITAÇÃO DO TEMA

O assunto abordado por esse trabalho será o projeto e implementação de um dispositivo capaz de calcular o fator de potência através de métodos numéricos. O medidor será projetado e construído com técnicas de eletrônica embarcada e processamento digital de sinais, para examinar os sinais de tensão e a corrente na entrada de alguns circuitos predefinidos. Além disso, será limitado à capacidade de mensurar o FP em cargas monofásicas lineares e não lineares básicas, mais especificamente, retificadores monofásicos com cargas não chaveadas.

Como já abordado na Seção 1, a transmissão da maior parte da energia elétrica é feita em corrente alternada por questões práticas. Como as perdas são eminentes, estudar métodos de mensurá-las e reduzi-las são necessários para a qualidade do sistema elétrico como um todo. Embora as autoridades responsáveis pela qualidade da energia no Brasil controlem perdas relativas ao fator de potência somente para grandes consumidores, o estudo de como medi-lo é abrangente para qualquer nível de potência. O protótipo proposto neste trabalho é capaz de mensurar o FP para cargas alimentadas com tensões alternadas monofásicas menores ou iguais a 220 V e com correntes de no máximo 5 A.

3 OBJETIVOS (GERAL E ESPECÍFICO)

3.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo desse trabalho é a construção de um dispositivo embarcado que pode ser acoplado entre a fonte de alimentação e a carga de teste (monofásica) capaz de calcular o fator de potência (Figura 1), com base em valores amostrados de tensão e corrente na entrada (cargas analisadas serão retificadores monofásicos e circuitos lineares).

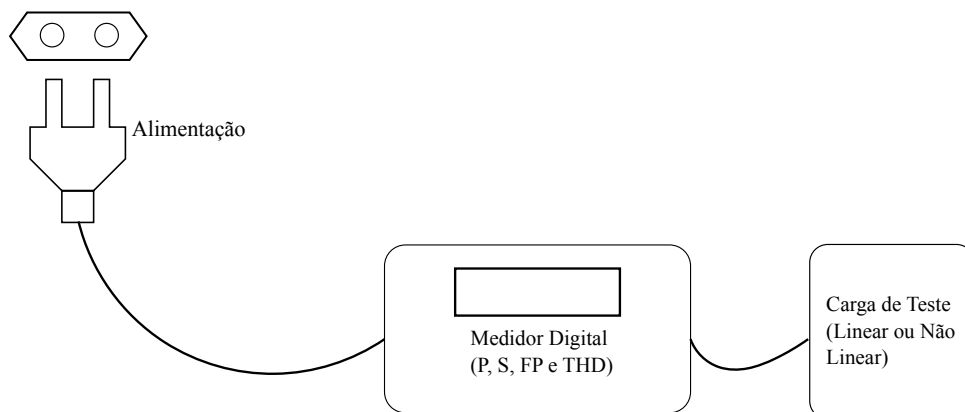


Figura 1 – Ilustração do Projeto Proposto.
Fonte: Adaptado de POMILIO (2014).

3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O foco do projeto é o desenvolvimento do *hardware* e *software* necessários para medir o fator de potência (FP) para cargas monofásicas (CM) lineares: circuitos com resistor e indutor (CRI); circuitos com resistor e capacitor (CRC); retificadores monofásicos meia-onda (RMMO) e retificadores monofásicos onda completa (RMOC).

O processo de medição iniciará após a identificação de um cruzamento ascendente por zero do sinal da tensão, assim sendo, os valores de tensão e corrente serão amostrados pelo sistema por um certo período mínimo. Conseqüentemente, o algoritmo iniciará os cálculos de tensão eficaz (V_{RMS}), corrente eficaz (I_{RMS}), potência

ativa (P), potência aparente (S) e fator de potência (FP). Uma vez obtido o FP , o dispositivo o disponibilizará através de uma interface para o usuário. Esse processo deverá se repetir, enquanto houver alimentação, ao se pressionar um botão.

Os resultados obtidos pelo protótipo serão comparados com valores obtidos através de simulações dos circuitos utilizados como carga (CRC, CRI e RMMO).

4 JUSTIFICATIVA

O monitoramento do FP é necessário tanto para quem produz ou distribui energia elétrica quanto para quem a consome. Quando esses são abaixo de 0,92, como previsto por lei [5], surgem os seguintes problemas: aumento das perdas elétricas internas da instalação, queda de tensão na instalação, redução do aproveitamento da capacidade dos transformadores e aquecimento de condutores. Para ajudar no controle do bom uso da energia, são cobradas multas proporcionais ao consumo total e ao FP , medido no dia da tarifação. Segundo o Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (PROCEL), somente consumidores do grupo A são tarifados por fator de potência, ou seja, empresas atendidas em média tensão (> 2300 V). Como exemplo, tem-se: indústrias, *shopping centers* e alguns edifícios comerciais [6].

A motivação principal desse trabalho surgiu mediante a necessidade de se conhecer mais a fundo métodos e práticas para se calcular o fator de potência de forma digital, ou seja, através de amostras de tensão e corrente; além do processamento de dados em dispositivos microcontrolados. Adicionalmente, informa-se que o uso de equipamentos analógicos para medir essa grandeza, como o cossefímetro analógico, prejudicam a exatidão pois a leitura é feita de maneira indireta, usualmente através do posicionamento de um ponteiro sobre uma escala.

Apesar de haver medidores digitais de energia, potência e FP no mercado (um bom exemplo é o *PowerLogic* série DM6000 produzido pela empresa *Schneider-Electric*¹) e haver muitos estudos sobre sua aplicação na indústria, existem poucos trabalhos abordando a construção e o funcionamento do software e hardware associados. Um motivo para tal déficit, é o fato desses serem proprietários, portanto, seus projetos são mantidos em sigilo.

¹Disponível em: <http://www.schneider-electric.com>. Acesso em: 01 nov. 2015

5 REFERENCIAL TEÓRICO

O medidor descrito na Seção 3 possui, basicamente, fundamentos teóricos nas áreas de: instrumentação elétrica, eletrônica de potência, condicionamento de sinais elétricos, processamento digital de sinal e cálculo numérico. Para ambientar o leitor e resumir o trabalho, escolheu-se os conceitos mais relevantes de cada área.

5.1 FATOR DE POTÊNCIA

Primeiramente, precisa-se de uma breve contextualização sobre circuitos estacionários de corrente alternada. A análise é feita sempre desconsiderando os transientes, tanto os iniciais como os finais. Isso contribui na modelagem matemática do *FP* [7].

Para todos os casos estudados, sempre será considerada uma carga acoplada a uma fonte de tensão senoidal. Além de ser a mais presente em sistemas de potência, contribui também para simplificações. Vale ressaltar que o *FP* sempre é calculado como ilustra a Figura 2, ou seja, as formas de onda da tensão e da correntes vindas da fonte de alimentação.

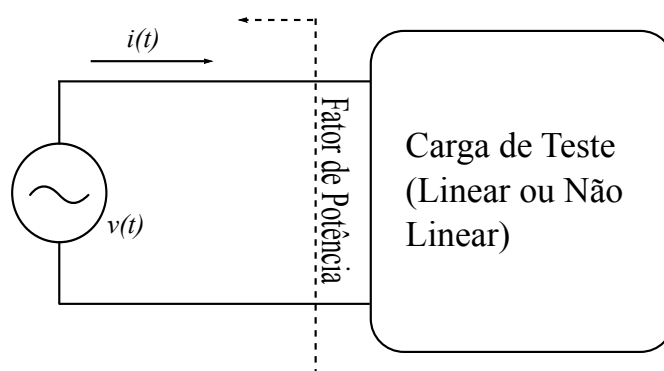


Figura 2 – Ponto de Medição do Fator de Potência.
Fonte: Adaptado de POMILIO (2014).

O uso de fonte senoidal traz as seguintes contribuições: a frequência da tensão será a mesma para qualquer parte do circuito para circuitos lineares (CL). As

curvas de tensão e corrente em qualquer ponto serão sempre senoidais com a mesma frequência da fonte. Também para CL, as curvas de tensão e corrente da entrada do sistema podem estar deslocadas entre si e possuírem diferentes valores de pico [8].

Observação: Essas condições não são válidas para circuitos não lineares (CNL).

Para CL, é possível obter três tipos de potências: potência ativa (P), potência reativa (Q) e potência aparente (S). Usa-se a representação vetorial para relacionar essas três grandezas (Figura 3) [9]. A variável φ é o ângulo entre os vetores de potência ativa e aparente.

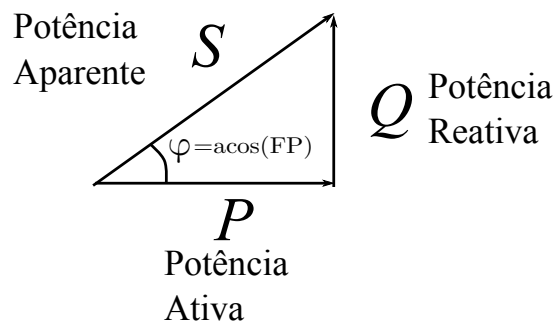


Figura 3 – Representação Vetorial das Potências para CL.
Fonte: Adaptado de DORF (2010).

A representação vetorial das potências em CNL deve incluir a potência de distorção (D), gerada pelas componentes harmônicas. Essa é perpendicular à projeção do vetor S (S'); formando assim, um tetraedro com uma nova potência aparente apresentado pela Figura 4 [10]. O símbolo λ é o ângulo entre a potência aparente e sua projeção e o φ é ângulo entre a potência ativa e S' . Para CL essa representação também pode ser usada, pois a potência de distorção é nula. Sendo assim, S será igual ao S' , ou seja, um triângulo de potências.

A grandeza P representa a energia realmente convertida em trabalho (potência ativa). Essa é calculada usando a equação (5.1.1), tanto para CL como para CNL [11].

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad (5.1.1)$$

onde: T é o período de $v(t)$, $v(t)$ é a tensão instantânea e $i(t)$ é a corrente instantânea.

A variável Q representa a potência absorvida em componentes reativos à

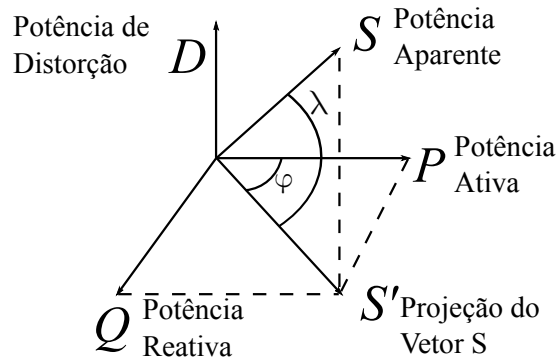


Figura 4 – Representação Vetorial das Potências para CNL.
Fonte: Adaptado de COTRIM (2009).

corrente alternada, como indutores e capacitores. Essa pode ser calculada através da análises trigonométricas que serão abordadas mais a frente.

A potência S é a total do ponto de vista da fonte, essa é definida pela equação (5.1.2) [12]. Por sua vez, os valor de V_{RMS} e I_{RMS} são calculados através das equações (5.1.3) e (5.1.4), respectivamente; tanto para CL como para CNL [13].

$$S = V_{RMS}I_{RMS} \quad (5.1.2)$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (5.1.3)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (5.1.4)$$

A THD é um método usado para estimar o quão distorcida em amplitude uma forma de onda é com relação a uma forma de onda senoidal completa com o mesmo período. Cargas não lineares (como fontes chaveadas, inversores de frequência e circuitos retificadores) possuem a tendência de inserir harmônicos nas formas de onda da corrente. Na implementação de medidores reais, considera-se os harmônicos da tensão nulos ou muito pequenos, pois grande parte das cargas são alimentadas por tensões puramente senoidais (THD nulo). Portanto, a sua contribuição para a potência de distorção pode ser desprezada [14]. A Figura 5 ilustra um sinal com harmônicas nulas ($i(t)$) e um sinal com distorção harmônica ($i_2(t)$).

No domínio da frequência é possível visualizar de forma mais clara as componentes harmônicas eficazes de um sinal de corrente, como mostra a Figura 6. Como fica claro, a harmônica fundamental é f_1 pois ela possui a maior amplitude. Aplicando

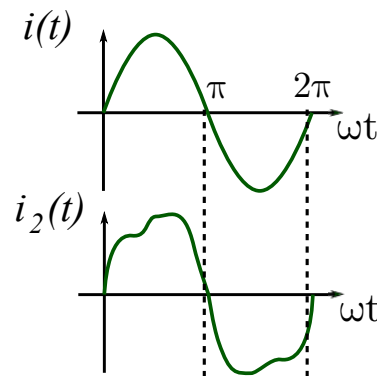


Figura 5 – Distorção Harmônica da Corrente.
Fonte: Adaptado de POMILIO (2014).

a Equação (5.1.4) em cada uma das componentes harmônicas, obtêm-se:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{1RMS}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2} \quad (5.1.5)$$

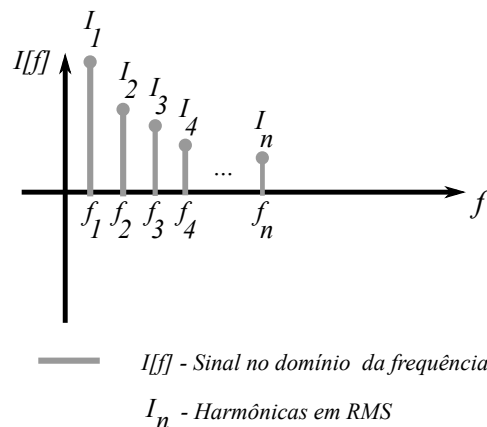


Figura 6 – Corrente com distorção harmônica no domínio da frequência.
Fonte: Adaptado de POMILIO (2014).

Por fim, define-se a THD_I como sendo a razão entre a raiz quadrada do somatório dos quadrados dos valores eficazes das componentes harmônicas da corrente (I_{nRMS}) e o da componente fundamental (I_{1RMS}), Equação (5.1.6). Essa razão produz valores menores que um, esses podem ser multiplicado por 100 para obter o percentual da taxa de distorção harmônica.

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2}}{I_{1RMS}} \quad (5.1.6)$$

De acordo com [15], é possível obter o fator de potência através da razão

entre a potência ativa e a potência aparente, de acordo com a Equação (5.1.7). Esta é uma expressão geral e pode ser utilizada em qualquer tipo de circuito, seja lineares ou não lineares.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt}{V_{RMS}I_{RMS}} \quad (5.1.7)$$

Outra possibilidade para o cálculo de FP é a Equação (5.1.8) [16]. O ângulo φ é o mesmo apresentado nas Figuras 3 e 4. Em CL, onde $THD_I = 0$, e, portanto, $\cos(\lambda) = 1$. Valores positivos de φ indicam que a corrente está atrasada em relação a tensão, típico de cargas indutivas ($\varphi > 0$, o caso mais recorrente); já para valores negativos, a tensão está atrasada em relação a corrente, comum de cargas capacitivas ($\varphi < 0$); quando φ é zero, a tensão e a correntes estão em fase, recorrente em cargas puramente resistivas ($\varphi = 0$). Em CNL ($THD_I > 0$), φ é a defasagem entre a curva de tensão e a curva da harmônica fundamental da corrente (I_1) ou o ângulo entre S' e P . O cosseno do ângulo λ (ângulo entre S' e D) é igual a Equação (5.1.9). Nesse caso, o FP é sempre menor que a unidade, desfavorecendo assim, o aproveitamento da energia.

$$FP = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1 + THD_I^2}} = \cos(\varphi)\cos(\lambda) \quad (5.1.8)$$

Os valores de $\cos(\lambda)$, S' , $\cos(\varphi)$, Q e D podem ser calculados através das Equações (5.1.9), (5.1.10), (5.1.11), (5.1.12) e (5.1.13), respectivamente.

$$\cos(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (5.1.9)$$

$$S' = S\cos(\lambda) \quad (5.1.10)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{P}{S'} \quad (5.1.11)$$

$$Q = S' \sin(\arccos(\cos(\varphi))) \quad (5.1.12)$$

$$D = S \sin(\arccos(\cos(\lambda))) \quad (5.1.13)$$

5.2 CARGAS LINEARES (CL)

Como dito na Sub-Seção 5.1, para CL as curvas de tensão e corrente são sempre senoidais ao longo de todos os nós. Devido a essa característica, esses sistemas são fáceis de serem analisados. Para os ensaios do sistema descrito na Seção 3, serão usados cargas CRI e CRC na configuração série.

Carga do tipo CRI em série possui um FP abaixo de 1(um) (corrente atrasada com relação a tensão). Devido a essa característica, é possível estudar a sensibilidade e exatidão do medidor para atrasos de corrente. A Figura 7 mostra uma configuração típica para esse tipo de circuito: $v(t)$ é a tensão de entrada, R é o valor do resistor do circuito, L é o valor da indutância, $i(t)$ é a corrente e Θ é o atraso de fase da corrente.

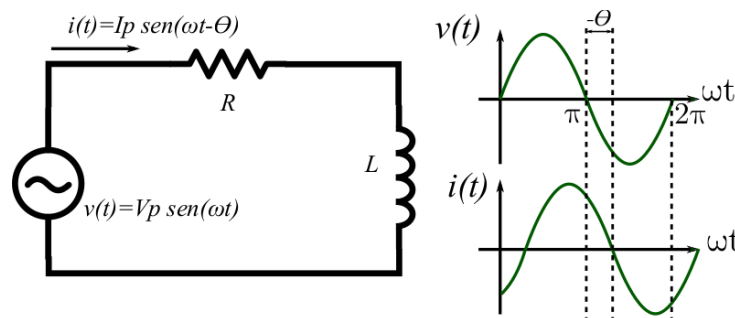


Figura 7 – Circuito com Resistor e Indutor em Série.
Fonte: Adaptado de JUNIOR (2008).

Sendo $v(t)$ e $i(t)$ definido por:

$$v(t) = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (5.2.1)$$

$$i(t) = I_p \text{sen}(\omega t - \Theta) \quad (5.2.2)$$

obtêm-se a Equação (5.2.3) utilizando a Equação (5.1.1).

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_p \text{sen}(\omega t) I_p \text{sen}(\omega t - \Theta) d\omega t \\ &= \frac{V_p I_p}{2\pi} \int_0^{2\pi} \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\omega t - \Theta) d\omega t \end{aligned} \quad (5.2.3)$$

onde: V_p é a tensão de pico, I_p é a corrente de pico e t é o instante de tempo. Aplicando a identidade trigonométrica:

$$\text{sen}(u)\text{sen}(v) = \frac{\cos(u - v) - \cos(u + v)}{2} \quad (5.2.4)$$

resulta na Equação (5.2.5).

$$P = \frac{V_p I_p}{4\pi} (2\pi \cos(-\Theta)) - \frac{V_p I_p}{4\pi} \left(\int_0^{2\pi} \cos(2\omega t + \Theta) d\omega t \right) \quad (5.2.5)$$

A segunda parte da Equação (5.2.5) é igual a zero, pois é a integração de uma função do tipo cosseno durante um período. Portanto:

$$P = \frac{V_p I_p}{2} \cos(-\Theta) \quad (5.2.6)$$

A potência aparente pode ser obtida pela Equação (5.1.2), resultando em:

$$S = \frac{V_p I_p}{2} \quad (5.2.7)$$

Como as curvas de tensão e corrente podem ser obtidas aplicando as Equações (5.1.3) e (5.1.4), seus respectivos valores eficazes são expressos por:

$$V_{RMS} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (5.2.8)$$

$$I_{RMS} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (5.2.9)$$

Por fim, o fator de potência pode ser obtido pela equação (5.1.7).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{V_p I_p}{2} \cos(-\Theta)}{\frac{V_p I_p}{2}} = \cos(-\Theta) \quad (5.2.10)$$

De modo semelhante, é possível realizar uma análise de um CRC série (Figura 8). Com essa configuração é possível estudar a sensibilidade e exatidão do medidor à correntes adiantadas.

Primeiramente altera-se a fase da corrente, pois essa está adiantada com

relação a tensão.

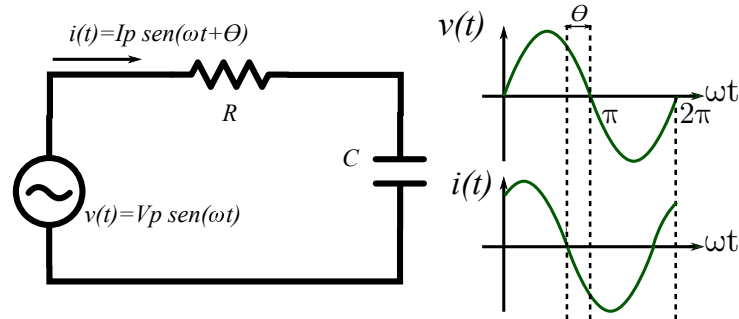


Figura 8 – Circuito com Resistor e Capacitor em Série.
Fonte: Adaptado de JUNIOR (2008).

As Equações (5.2.11), (5.2.12) e (5.2.13) mostram todos os passos para obter a potência ativa do CRC série.

$$v(t) = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (5.2.11)$$

$$i(t) = I_p \text{sen}(\omega t + \Theta) \quad (5.2.12)$$

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_p \text{sen}(\omega t) I_p \text{sen}(\omega t + \Theta) d\omega t \\ &= \frac{V_p I_p}{2\pi} \int_0^{2\pi} \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\omega t + \Theta) d\omega t = \frac{V_p I_p}{2} \cos(\Theta) \end{aligned} \quad (5.2.13)$$

Para circuito CRC, as curvas de tensão e corrente também são puramente senoidais, portanto, a potência aparente é a mesma do circuito CRI. Substituindo os valores na Equação (5.1.7), obtêm-se:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{V_p I_p}{2} \cos(\Theta)}{\frac{V_p I_p}{2}} = \cos(\Theta) \quad . \quad (5.2.14)$$

Como o esperado, a Equação (5.1.7) pode ser aplicada em circuitos lineares para obter o fator de potência. Mas os resultados obtidos com as Equações (5.2.10) e (5.2.14) não é o suficiente para obter o fator de potência teórico para os circuitos CRI e CRC. Para isso, usa-se a Equação (5.2.15) para circuitos CRI e a Equação (5.2.16) para circuitos CRC [17].

$$FP = \cos \left(\arctg \left(-\frac{\omega L}{R} \right) \right) \quad (5.2.15)$$

$$FP = \cos \left(\arctg \left(\frac{1}{\omega RC} \right) \right) \quad (5.2.16)$$

Onde: $\omega = 2\pi f$ e f é a frequência da tensão.

5.3 CARGAS NÃO LINEARES

Cargas não lineares são circuitos compostos, geralmente, por chaves eletrônicas, como diodos ou tiristores. Muito comuns em grande parte dos equipamentos eletrônicos, como fontes não controladas e controladas, *soft starter* e *dimmers*.

O foco dessa sub-seção será o retificador monofásico não controlado. Comumente usados para obter tensões ou correntes constantes a partir de fonte CA. Esses circuitos possuem a característica de serem não lineares, ou seja, a curva de corrente gerada por esse circuito possui várias componentes harmônicas. O retificador pode ser usado para testar a exatidão do medidor para um circuito não linear (CNL). Nesse tópico será abordado a configuração: retificador monofásico meia-onda (RMMO) considerando o modelo do diodo ideal para simplificar as modelagens.

O RMMO é uma das configurações mais simples de retificador (Figura 9) para esses circuitos, a curva da corrente é semelhante a ilustração: uma meia senoide com valores maiores que zero [18].

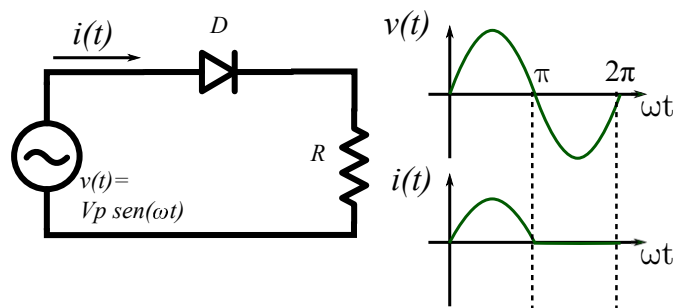


Figura 9 – Retificador Monofásico Meia Onda.
Fonte: Adaptado de AHMED (2010).

A potência ativa pode ser calculada através da equação (5.1.1) resultando em:

$$v(\omega t) = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (5.3.1)$$

$$i(\omega t) = I_p \text{sen}(\omega t) = \frac{V_p \text{sen}(\omega t)}{R} \quad (5.3.2)$$

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_p^2 \text{sen}(\omega t)^2}{R} d\omega t \\ &= \frac{V_p^2}{2\pi R} \int_0^\pi \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} d\omega t = \frac{V_p^2}{4R} \quad . \end{aligned} \quad (5.3.3)$$

Como a tensão é puramente senoidal, seu valor eficaz é dado por $\frac{V_p}{\sqrt{2}}$. O valor eficaz da corrente pode ser calculado pela expressão (5.1.4) e resulta em: $\frac{V_p}{2R}$. Dessa forma, a potência aparente resulta em $\frac{V_p^2}{2\sqrt{2}R}$.

A partir de (5.1.7), obtém-se a expressão (5.3.4), para o fator de potência

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{V_p^2}{4R}}{\frac{V_p^2}{2\sqrt{2}R}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \approx 0,707 \quad . \quad (5.3.4)$$

O *FP* do RMMO é abaixo de 1 (um) mesmo sem atrasos evidentes entre as curvas de corrente e tensão, pois a potência aparente inclui componentes de distorção harmônica, como dito anteriormente.

5.4 TAXA DE AMOSTRAGEM

A amostragem é a conversão de um sinal contínuo para um sinal discreto. Essa ferramenta é usada para obter um sinal compatível com a arquitetura digital dos microcontroladores. A amostra é o valor do sinal contínuo em um determinado tempo. A distância de tempo entre as amostras é definido como tempo de amostragem (T_s), o seu inverso é chamado de frequência de amostragem (f_s). Na Figura 10 está representado um exemplo de amostragem de sinal.

O sinal $s(t)$ é contínuo e por isso deve ser amostrado, resultando no sinal $s[n]$. Para não haver perdas de informação na reconstrução do sinal (*aliasing* na etapa de quantização), a escolha de f_s deve estar de acordo com a condição de Nyquist, (5.4.1) [19].

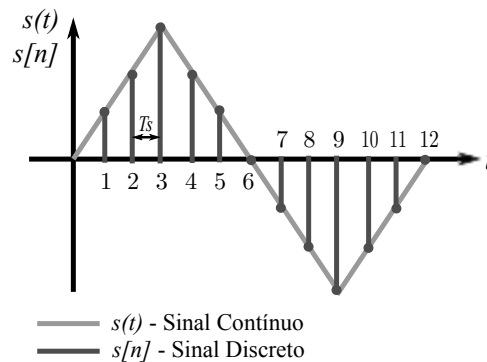


Figura 10 – Sinal Contínuo e Sinal Amostrado.
Fonte: Adaptado de SMITH (2003).

$$f_s > 2f_{\text{signal}} \quad (5.4.1)$$

Onde: f_{signal} é frequência fundamental de oscilação do sinal que será amostrado e f_s é a frequência de amostragem do sinal.

Caso se queira amostrar um sinal com frequência de 60Hz, f_s deve ser maior que 120Hz, para garantir a menor perda de informação possível.

5.5 QUANTIZAÇÃO DE UM SINAL DISCRETO

Quantização é o processo de mapeamento de um valor pertencente a um grande conjunto de valores para um conjunto menor, o arredondamento de valores é um exemplo [20]. Esse processo gera um erro de quantificação. No conversor analógico-digital (A/D), esse processo é necessário pois os microcontroladores operam apenas com valores discretos (conjunto de valores limitado) e o sinal amostrado, na maioria dos casos, é analógico (grande conjunto de valores). A Figura 11 mostra um exemplo.

Primeiramente, calcula-se o *stepSize*, a constante de conversão entre valores de tensão e número de bits, com base na resolução do conversor (N Bits) e a sua tensão máxima de entrada ($V_{\text{máxima}}$) (5.5.1).

$$\text{stepSize} = \frac{2^N - 1}{V_{\text{máxima}}} \quad (5.5.1)$$

Em seguida é realizada classificação do sinal, de acordo com a Equação (5.5.2), nesse processo ocorre o arredondamento de $X[n]$ para um número inteiro mais

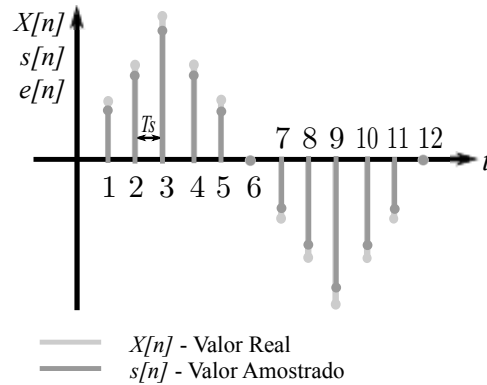


Figura 11 – Sinal Amostrado, Reconstruído e Erro de Quantização.
Fonte: Adaptado de PARKER (2010).

próximo. O critério de escolha dependerá de condições internas dos conversores.

$$s[n] = \lfloor X[n] \text{stepSize} \rfloor \quad (5.5.2)$$

Por fim, é feita a reconstrução do sinal para determinar os valores de tensão lidos na entrada do conversor A/D, Equação (5.5.3).

$$Y[n] = \frac{s[n]}{\text{stepSize}} \quad (5.5.3)$$

5.6 CÁLCULO DE INTEGRAIS PELA REGRA DOS TRAPÉZIOS

Como visto na Sub-Seção 5.1, para o cálculo do FP , precisa-se realizar a operação matemática de integração. Para essa ser realizada na forma digital, necessita-se do uso de algoritmos de integração numérica. Há vários métodos disponíveis, entretanto, devido a facilidade de implementação, a regra dos trapézios para funções discretas é a mais adequada.

A função discreta pode ser interpretada, geometricamente, como uma série de trapézios somados (Figura 12). A área abaixo da curva é a interpretação geométrica da integração, essa pode ser aproximada pela soma da área dos trapézios [21]. Matematicamente, a regra dos trapézios pode ser descrita pela Equação (5.6.1).

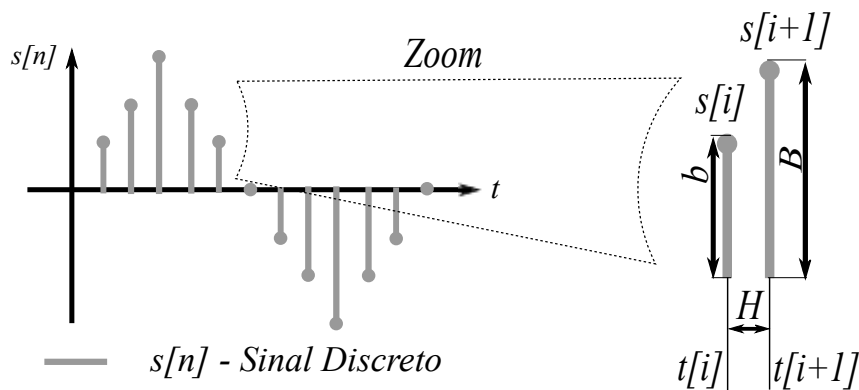


Figura 12 – Regra dos Trapézios para Sinais Discretos.
Fonte: Adaptado de BARROSO (1987).

$$Int = \int s[n]dt = \sum_{i=0}^n \frac{(b[i] + B[i])H[i]}{2} = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{(s[i] + s[i + 1])(t[i + 1] - t[i])}{2} \quad (5.6.1)$$

onde: $b[i]$, $B[i]$ e $H[i]$ estão ilustrados na Figura 12; $s[i]$ é um ponto qualquer de $s[n]$ na posição i ; e $t[i]$ é o tempo do sinal $s[n]$ na posição i .

Esse método gera erros inversamente proporcionais ao número de elementos do sinal discreto, por isso é importante uma frequência de amostragem grande o suficiente para gerar erros pouco significativos. As frequências mínimas para esse projeto serão discutidas na Sub-Seção 11.3.

5.7 CIRCUITOS DETECTORES DE CRUZAMENTO POR ZERO

Para garantir a amostragem de um ciclo de tensão, é necessário um circuito para indicar ao microcontrolador quando iniciar e terminar a retirada de amostras. O ideal é que o início das amostragens coincida com o início de um ciclo, assim como o adequado é que o fim equipare com o início do próximo ciclo (amostragem de um período). Para isso, usa-se circuitos que indicam quando uma tensão na sua entrada cruza por zero. O sistema da Figura 13 gera uma borda de subida quando há um cruzamento ascendente por zero na sua entrada, caso contrário, gera um borda de descida[22].

O amplificador operacional (AmpOp) está configurado como um comparador de tensão, portanto: para $V_i > 0V \rightarrow v_1 = V_{cc}$ e para $V_i < 0V \rightarrow v_1 = -V_{cc}$. O diodo retifica a onda quadrada deixando passar somente os semi-ciclos positivos.

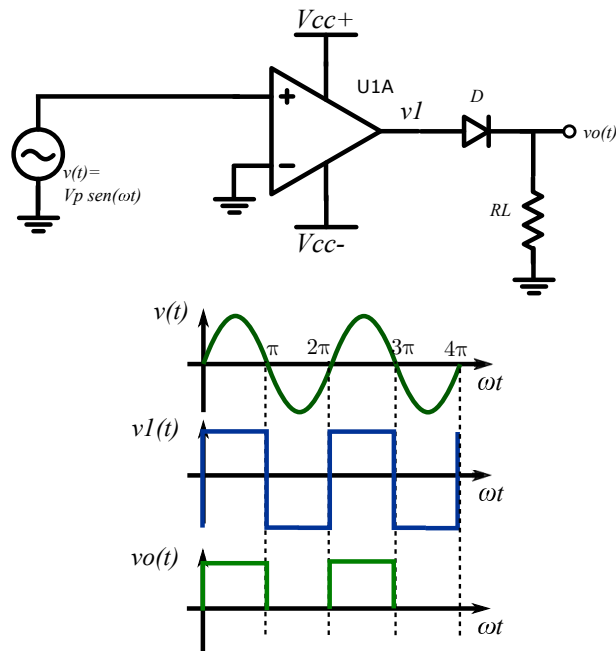


Figura 13 – Circuito Detector de Cruzamento por Zero.
Fonte: Adaptado de JUNIOR (2012).

Para o circuito operar de forma correta, a resistência RL deverá possuir um valor adequado para polarizar o diodo D e este terá que conter uma queda de tensão pequena para reduzir as perdas de tensão na saída.

5.8 CIRCUITO DESLOCADOR DE TENSÃO OU POSITIVADORES DE TENSÃO

Alguns conversores A/D só conseguem efetuar leitura de níveis positivos de tensão. Por conta disso, é necessário o uso de deslocadores de tensão. Nesses o sinal de saída é descolado para níveis positivos ou negativos de tensão sem adicionar qualquer deslocamento no tempo. A figura 14 apresenta um amplificador subtrator modificado em série com o um amplificador inversor [23]. Juntos formam um sistema deslocador de tensão.

Considerando i_- e i_+ nulos e o amplificador com um ganho muito elevado, obtêm-se as seguintes equações para V_+ e V_- através da análise das correntes das malhas:

$$V_+ = \left(\frac{V_{cc+}}{R3} + \frac{V_{cc-}}{R4} \right) \frac{R3R4}{R3 + R4} \quad (5.8.1)$$

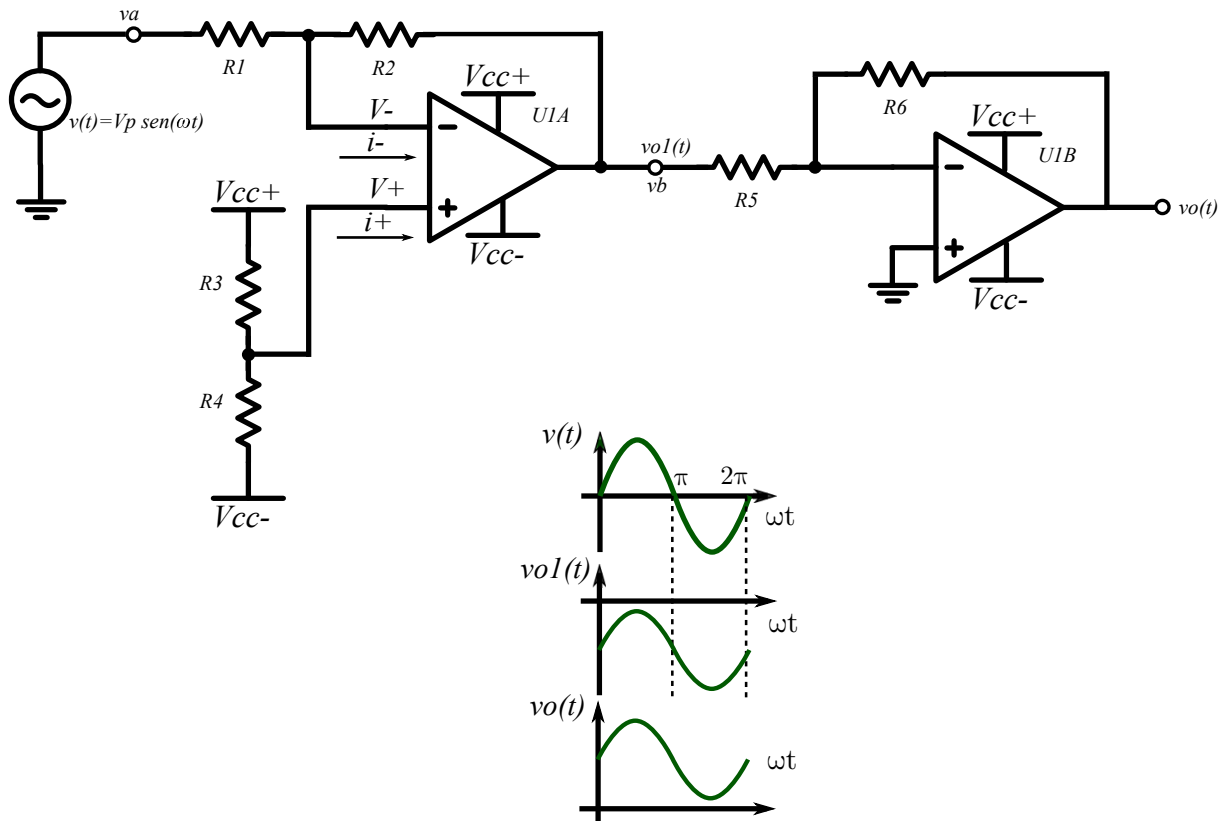


Figura 14 – Circuito Deslocador de Tensão.
Fonte: Adaptado de BOYLESTAD (2004).

$$V^- = \left(\frac{va}{R1} + \frac{vb}{R2} \right) \frac{R1R2}{R1 + R2} \quad (5.8.2)$$

Aplicando-se um curto circuito virtual ($V^+ = V^-$) nas entradas do amplificador, pode-se isolar a saída vb obtendo:

$$vb = \left(-va \frac{R2}{R1 + R2} + V_{cc+} \frac{R4}{R3 + R4} + V_{cc-} \frac{R3}{R3 + R4} \right) \frac{R1 + R2}{R1} \quad (5.8.3)$$

Portanto, o deslocamento do sinal de saída é controlada através dos resistores $R3$ e $R4$. O ganho é controlado por $R1$ e $R2$. Os componentes $R5$ e $R6$ devem ser escolhidos com a Equação (5.8.4), ganho para amplificadores inversores. Para evitar a saturação, o ganho dever ser próximo de um.

$$A_v = \frac{v_o}{v} = -\frac{R6}{R5} \quad (5.8.4)$$

5.9 CIRCUITOS DIVISORES DE TENSÃO

Sinais de instrumentação, em sistemas de potência, pode possuir uma tensão muito acima da suportada pelos circuitos digitais, para sua leitura, é necessário sua divisão. Um método de realizar essa tarefa é utilizar um divisor resistivo (Figura 15).

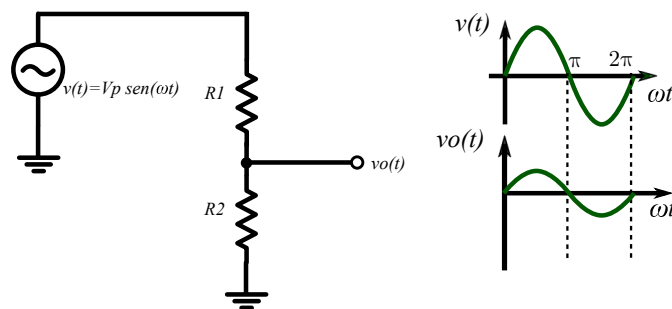


Figura 15 – Divisor de Tensão com *Buffer*.
Fonte: Adaptado de BOYLESTAD (2004).

O sinal da saída é obtido através da Equação 5.9.1. Geralmente $R1$ deve ser duas ordens de grandeza maior que $R2$, dependendo da máxima excursão de saída desejada [24]. Por exemplo, caso a tensão de entrada tiver uma amplitude de 250 V objetivando uma excursão de 2,5 V na saída do circuito, pode-se utilizar $R1=1\text{ k}\Omega$ e $R2=100\text{ k}\Omega$.

$$v_o(t) = v(t) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.9.1)$$

Para melhorar o desempenho do circuito, deve-se reduzir ao máximo a corrente na saída. Para isso, pode-se acoplar um amplificador operacional na configuração não inversora atuando como *buffer* de tensão para a saída.

6 DESENVOLVIMENTO E TESTE DAS ROTINAS NUMÉRICAS

Foi visto na Sub-Seção 5 os recursos teóricos necessários para se obter FP e a THD . Não é objetivo deste trabalho o cálculo da THD . No entanto, valor desta taxa foi obtido através da Transformada Rápida de Fourier (FFT) do sinal amostrado da corrente, considerando as dez primeiras harmônicas. O desenvolvimento e os resultados obtidos das simulações serão demonstrados¹.

6.1 ROTINAS NUMÉRICAS DESENVOLVIDAS

As rotinas numéricas desenvolvidas foram as seguintes:

- Integração pela Regra dos Trapézios (de acordo com o exposto na seção 5.6);
- Operações com vetores (*arrays*): multiplicação e exponenciação termo a termo);
- Fator de Potência através da 5.1.7;
- Cálculo da transformada rápida de Fourier para se obter a THD_I (Taxa de Distorção Harmônica da Corrente);
- Cálculo do θ e λ .
- Geração de sinais discretos para testes iniciais.

A integração numérica foi utilizada para cálculo da potência ativa e valores eficazes de tensão e corrente. Para o cálculo dos valores eficazes é necessário elevar ao quadrado cada elemento do vetor amostrado. No caso da potência ativa foi preciso elaborar um código para multiplicar, termo a termo, os valores armazenados nos vetores de tensão e corrente.

Para sincronizar a amostragem dos sinais um dos temporizadores (*timer*) do microcontrolador é utilizado, de forma a se obter uma frequência de amostragem de

¹O código fonte da simulação está disponível no CD em anexo e para *download* no link: <https://goo.gl/WuGp2k>.

3840 Hz. Essa taxa de amostragem representa um total de 64 amostras por período da rede elétrica, considerando uma frequência de 60 Hz.

O processo para o cálculo do FP não é realizado em tempo real. Primeiramente são obtidos os vetores de tensão e corrente para, posteriormente se obter os valores de potência ativa, tensão eficaz, corrente eficaz e potência reativa para finalmente ser calculado o fator de potência através da equação 5.1.7. Para se obter um valor mais preciso do FP dois períodos de rede foram amostrados totalizando 128 amostras por medida.

O código para o cálculo da transformada rápida de Fourier foi proposto por [25]. Com as componentes harmônicas do sinal de corrente no domínio da frequência, obteve-se o cálculo da taxa de distorção harmônica da corrente (THD_I) utilizando as dez primeiras harmônicas.

Para conseguir classificar o fator de potência (como indutivo, capacitivo ou não linear) foi necessário apurar o ângulo de defasagem dos sinais de tensão e corrente (θ) e o ângulo λ , definidos na figura 4.

Para testar os códigos desenvolvidos, foram criados vetores discretos de tensão e corrente que simulem o comportamento dos circuitos utilizados (CRC, CRL e RMMO). A geração dos sinais foi realizada através da linguagem de programação C. Para todos os casos, produziu-se um sinal de tensão senoidal formado por 64 amostras por período, com amplitude máxima de $127\sqrt{2}$ V e frequência de 60 Hz. Os sinais de corrente foram obtidos com base na teoria de circuitos elétricos e eletrônica de potência.

O circuito CRL simulado é o mesmo indicado na figura 7, onde $R = 43.5 \Omega$, $L = 200 \text{ mH}$. Para o circuito CRC, indicado na figura 8, foi definido $R = 43.5 \Omega$ e $C = 30 \mu F$. Para o retificador monofásico (RMMO), ilustrado na figura 9, considerou-se o diodo ideal e $R = 43.5 \Omega$.

6.2 RESULTADO DO TESTE DAS ROTINAS NUMÉRICAS

A lista abaixo mostra os parâmetros utilizados para os testes:

- Tensão de pico $V_p = 127\sqrt{2}$ V;
- Frequência de rede $f = 60 \text{ Hz}$;

- 64 amostras por período (Frequência de amostragem de 3840 Hz);
- Para o CRI: $\theta = -69^\circ$ (valor calculado);
- Para o CRC: $\theta = 64^\circ$ (valor calculado);
- Diodo foi considerado ideal para o RMMO;
- Utilizou-se as dez primeiras harmônicas para o cálculo da THD_I ;

A Tabela 1 mostra os resultados dos testes realizados com os códigos desenvolvidos. Para calcular o FP teórico foram usadas as Equações (5.2.15) e (5.2.16). Para se obter um valor teórico para o THD_I foi utilizado um *software* simulador de circuitos. Na tabela foram colocados somente os valores das grandezas mais relevantes para o projeto: FP e THD_I . Também foi incluído na tabela 1 os erros percentuais (relativos) entre os valores teóricos e obtidos, através das rotinas desenvolvidas, do FP .

Tabela 1 – Resultados das Simulações.

Amostra	Tipo de carga	FP Teórico	FP Código	THD_I Teórico (%)	THD_I Código (%)	Erro do FP (%)	Erro do THD_I (%)
1	CRL	0,358 (Indutivo)	0,360 (Indutivo)	0,000	0,000	-0,559	0,000
2	CRC	0,438 (Capacitivo)	0,441 (Capacitivo)	0,000	0,000	-0,685	0,000
3	RMMO	0,707 (Não Linear)	0,707 - Não Linear	9,714	8,567	0,000	11,808

6.3 CONCLUSÃO PARCIAL

Os resultados indicaram que os métodos numéricos funcionam com erro percentual $\pm 0,2\%$ para o FP e erros menores que $\pm 12\%$ para a THD_I . Quando comparados com medidores de instrumentação existentes no mercado, como o *FlukeTM41B²*, com erros de $\pm 0,02\%$ para o fator de potência e $\pm 3\%$ para a THD_I , os valores encontrados encontrados ficam muito grandes. Portanto, os métodos utilizados para esse projeto são inadequados para instrumentação profissional, restringindo seu uso, então, à medições experimentais em laboratório. Além disso, o THD_I simulado está incoerente com a teoria, pois a discretização de sinais insere harmônicos e, portanto, a taxa de distorção deveria ser maior que a simulada e não menor. Dessa forma, trabalhos futuros podem ser elaborados para encontrar formas melhores de se obter essa grandeza.

²Informações disponíveis em: <http://www.fluke.com>

7 MICROCONTROLADOR

O microcontrolador será um dos dispositivos mais importantes do projeto, pois, os sinais de tensão e corrente serão amostrados e processados por ele. Sua escolha deve se levar em consideração a frequência de amostragem máxima dos seus conversores A/D, erros de quantização e velocidade de processamento numérico.

Para medidores de consumo de energia, o número de amostras por ciclo deverá ser 16, no mínimo, com conversores A/D de pelo menos 12 bits de resolução¹, para monitorar a *THD* é recomendado 64 amostras por ciclo [27]. Será considerado um número de amostras mínima de 64 por ciclo para de tensão com $60Hz$ de frequência, ou seja, uma amostra a cada $260 \mu s$. Portanto, será necessário um conversor A/D com frequência de amostragem mínima de $3840Hz$ e 12 bits de resolução.

Como visto na Seção 6, os códigos propostos para o trabalho possuem vários laços e operações com variáveis do tipo ponto flutuante, isso torna sua complexidade computacional muito grande. Sendo assim, é necessário um microcontrolador com velocidade de processamento grande e otimização para operações com variáveis do tipo ponto flutuante.

A *Tiva™C Series TM4C123G LaunchPad Evaluation Kit*, Figura 16, é uma plataforma de baixo custo com um microcontrolador baseado na arquitetura ARM®Cortex™-M4F, da *Texas Instruments*, de 32 bits operando com um *clock* de até $80MHz$ [28]. Devido ao seu grande poder computacional, mostrou-se o mais adequado para o projeto. Entre as principais características e vantagens pode-se citar:

- Dois botões programáveis;
- Um light emitting diode (LED) (RGB);
- 40 pinos, incluindo: entradas, saídas e alimentação operando com níveis de 0 a $3.3V$;

¹“Taxa de amostragem de 16 amostras por ciclo; Conversor A/D (Analogico/Digital) do sinal de corrente de 12 bits;” (ANEEL - RESOLUÇÃO NORMATIVA NO. 505, 2001, p. 9)

- Conversor A/D com 12 bits de resolução e oito entradas analógicas multiplexadas e taxa de amostragem de até 1 MSPS;
- 256KB de memória *flash* e 32KB de *Random Access Memories* (RAM);
- Seis *timers* de 64 bits e seis *timers* de 32 bits;
- *Code Composer Studio™*, plataforma para programação do dispositivo, com todas as funcionalidades;
- Comunicação *serial* via USB.

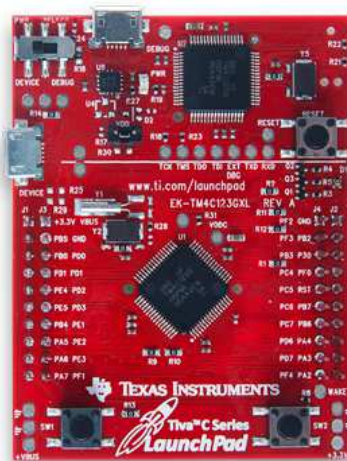


Figura 16 – Placa de Desenvolvimento *Tiva™C Series*.
Fonte: Site da *Texas Instruments*².

²Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ug/spmu296/spmu296.pdf>. Acesso em: 01 nov. 2015

8 SENSOR DE CORRENTE BASEADO NO EFEITO HALL ACS712

O ACS712 (Figura 17), produzido pela empresa *Allegro™*, é um sensor de precisão baseado no efeito *Hall* com capacidade de medir correntes de até 5 A. Esse deve ser inserido em série com o circuito de interesse. A corrente que flui através de seus terminais gera um campo magnético detectável pelo efeito *Hall*, esse é convertido em uma tensão proporcional e linear com níveis de 0 a 5 V sendo o 2,5 V o nível correspondente à corrente de 0 A. A exatidão do dispositivo, segundo o fabricante, é otimizada, pois a sua sensibilidade à ruídos é reduzida quando comparado a outros métodos de medição de corrente [29]. Esse será usado como sensor de corrente do dispositivo.

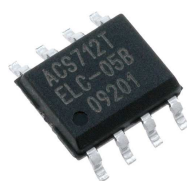


Figura 17 – Sensor de Corrente ACS712.

Fonte: Site da Allegro¹.

No projeto, utilizou-se o módulo ilustrado na Figura 18, esse contém o sensor de corrente descrito anteriormente.



Figura 18 – Módulo com o Sensor de Corrente ACS712.

Fonte: Site da Vinitronica².

¹Disponível em: <http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx>. Acesso em: 01 nov. 2015

²Disponível em: <http://www.vinitronica.com.br/pd-18da58-sensor-de-corrente-5a.html>. Acesso em: 01 nov. 2015

9 CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAIS

Tanto níveis de tensão vindos da rede quando saída do sensor de efeito *Hall* são inadequados para o microcontrolador, sendo necessários o uso de circuitos para condicioná-los. Para a tensão, é necessário reduzir seus níveis através do circuito visto na Sub-Seção 5.9 e deslocar sua referência para obter somente valores positivos utilizando o circuito visto na Sub-Seção 5.8, pois a porta do microcontrolador, escolhido para o projeto, é incapaz de ler níveis de tensão negativos. Para a corrente, é indispensável reduzir os níveis de tensão vindos do sensor com o circuito visto na Sub-Seção 5.9 seguido por um *buffer* de tensão. Como a retirada das amostras devem começar no início do ciclo do sinal de tensão, é essencial um circuito detector de cruzamento por zero para indicar quando ocorre esse ponto, por isso, foi adicionado o circuito visto na Sub-Seção 5.7.

O circuito da Figura 19 foi projetado usando as Equações (5.8.3), (5.8.4) e (5.9.1); os parâmetros descritos na Sub-Seção 5.7; e os seguintes critérios a seguir:

- Tensão eficaz de entrada da rede ($v_{i1}(t)$): 127 V ou 220 V;
- Frequência da tensão de entrada: 60 Hz;
- Tensão de pico de entrada da rede ($v_{i1}(t)$): 180 V ou 311 V;
- Corrente de pico máxima permitida pelo sensor: 5 A;
- Tensão máxima de saída do módulo com o sensor de corrente ($v_{i2}(t)$): 5 V;
- Tensão de saída mínima e máxima para a medição de tensão e corrente ($v_{o1}(t)$ e $v_{o3}(t)$): 0 V e 3.3 V;
- Tensão de saída máxima de saída para o detector de cruzamento ($v_{o2}(t)$): 5 V;
- Corrente máxima de saída com uma impedância de saída de $100k\Omega$ ($v_{o1}(t)$, $v_{o2}(t)$ e $v_{o3}(t)$): $< 1 mA$;
- Tensão de alimentação para o módulo com o sensor de corrente ($VCC+$): 5 V (CC);

- Tensão de alimentação para a placa *Tiva™C Series* ($VCC+$): 5 V (CC);
- Tensão de alimentação do amplificador operacional ($VCC+$ e $VCC-$): 5 V simétricos;
- Tensão mínima e máxima de alimentação (V_a e V_c): 6 V e 24 V simétricos.

O amplificador operacional escolhido foi o TL074 devido ao seu baixo custo e sua elevada impedância de entrada [30]. A *chave1*, altera o nível tensão de entrada e a *chave2* altera o fundo de escala do microcontrolador, ambas devem ser comutadas ao se trocar a tensão de rede. Os potenciômetros $P1$ e $P2$ ajustam a tensão máxima de saída o seu deslocamento, por isso, o circuito deve ser previamente calibrado antes de ser acoplado a placa contendo o microcontrolador.

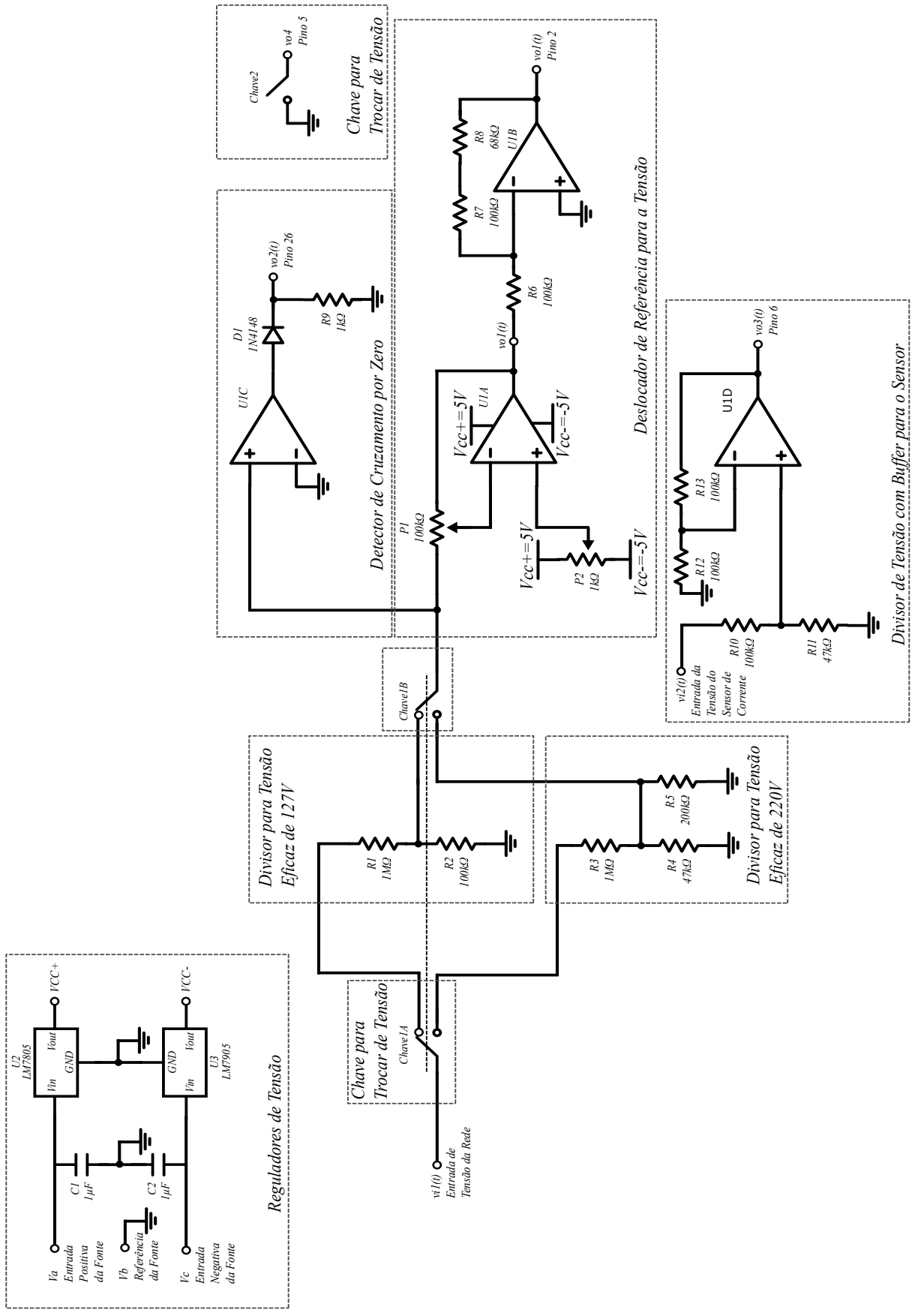


Figura 19 – Diagrama do Circuito do Medidor.

10 CIRCUITO DAS CARGAS DE TESTE

Os circuitos vistos nas Seções 5.2 e 5.3 precisam ser implementados para testar o medidor e comparar seus resultados com a teoria. Com a finalidade de facilitar os ensaios, todas as cargas foram unidas em um único circuito como mostra a Figura 20. Os valores dos componentes foram estimados com base nos equipamentos presentes na universidade. *F1* foi usado para limitar a corrente e proteger os demais componentes. A comutação de cargas é feita através da *Chave3* e da *Chave4*. O reostato e o indutor, por serem mais robustos, devem ser ligados ao circuito com conectores do tipo “banana” através das entradas *Ro1* e *Ro2*, *Lo1* e *Lo2*, respectivamente. As especificações do circuito são:

- Corrente máxima de pico de entrada: 2,5 A;
- Corrente eficaz de entrada: 1,80 A;
- Tensão eficaz máxima de entrada: 127 V ou 220 V

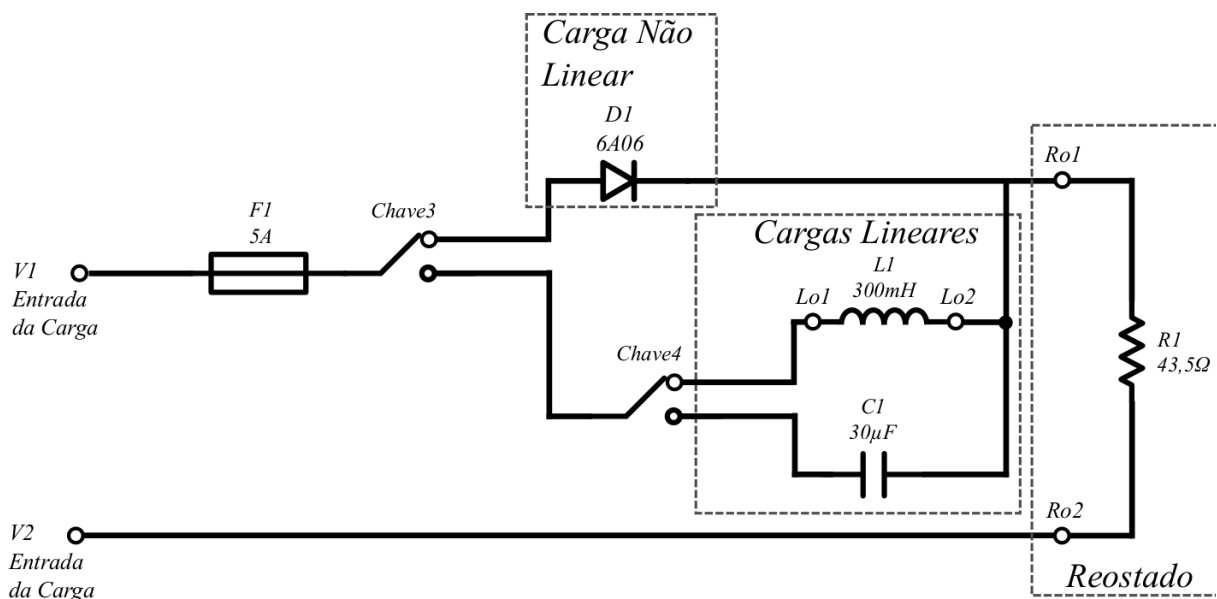


Figura 20 – Diagrama do Circuito das Cargas.

11 HARDWARE DESENVOLVIDO

O circuito projetado para condicionamento de sinais de tensão e corrente, necessário para o funcionamento do medidor do *FP*, foi construído em uma placa de circuito impresso. Dessa forma, este capítulo relata a implementação prática do hardware desenvolvido.

11.1 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Como a proposta é a implementação de um protótipo, através do circuito esquemático da Figura 19, é possível a criação do projeto da Placa de Circuito Impresso (PCI).

Para o projeto, foi considerado o uso de placas com apenas uma camada. Foi necessário o uso de pontes (traços em vermelho na Figura 21) para contornar a dificuldade de ligar alguns pontos. Para facilitar a conexão de fios à placa, usou-se conectores parafusáveis e do tipo *headers*. A placa *TivaTMC Series* se encaixará através de conectores de tipo *headers*.

O projeto finalizado foi impresso em papel do tipo *LASER Glossy Photo Paper* com uma impressora LASER. O desenho foi transferido para a placa de cobre utilizando o método de transferência térmica e um ferro de passar roupas. Em seguida, foi imerso em perclorato de ferro para a corrosão do cobre em excesso. Após a corrosão, o cobre nú foi finalizado com verniz para circuitos impressos, assim, as trilhas de cobre não sofrerão oxidação. As ilhas destinadas às soldas foram lixadas com a finalidade de melhorar a fixação do estanho. A Figura 22 mostra a vista inferior da placa ao final do processo de confecção.

Com a placa confeccionada, os componentes foram soldados e o resultado pode ser visto na Figura 23. Os resistores utilizados possuem erro menor que 1% e o conector para a *Chave2* não aparece pois será adicionado posteriormente na montagem do medidor.

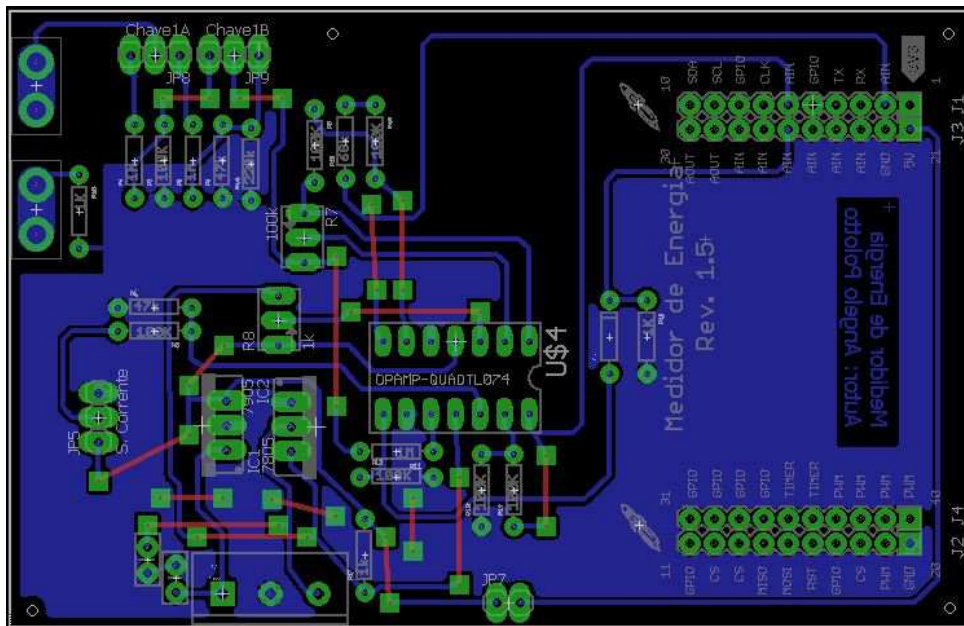


Figura 21 – Layout da PCI do Circuito Condicionador de Sinais.

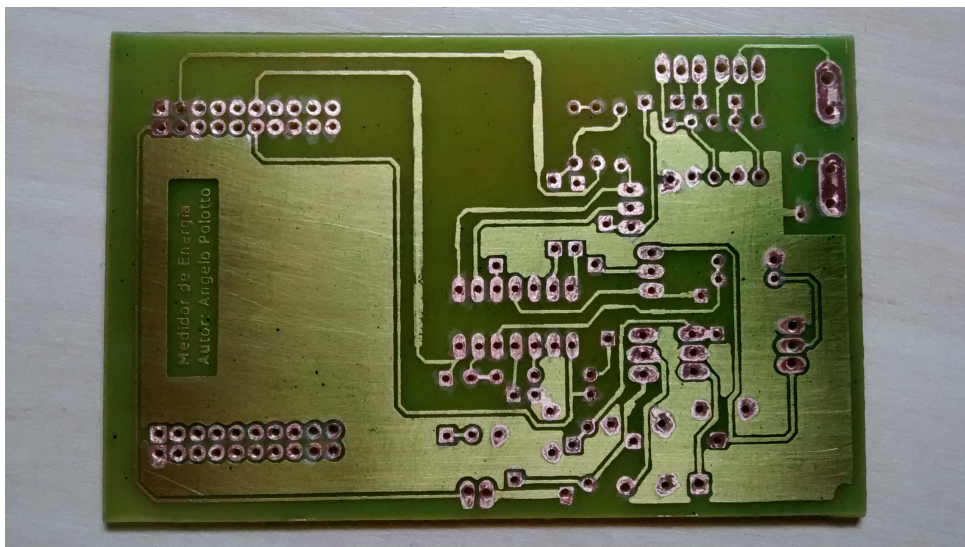


Figura 22 – Vista Inferior da Placa (Sem os Componentes).

11.2 CONSTRUÇÃO DO MEDIDOR

O medidor foi montado em uma plataforma de madeira com, aproximadamente, 250 *mm* de largura e 250 *mm* de profundidade. Foram adicionados pés para elevar a plataforma e permitir que os fios passem por baixo da mesma, facilitando a instalação. Conectores do tipo “banana-fêmea” foram adicionados para permitir maior flexibilidade no seu uso. A Figura 24 mostra o diagrama de blocos do medidor e a Fi-

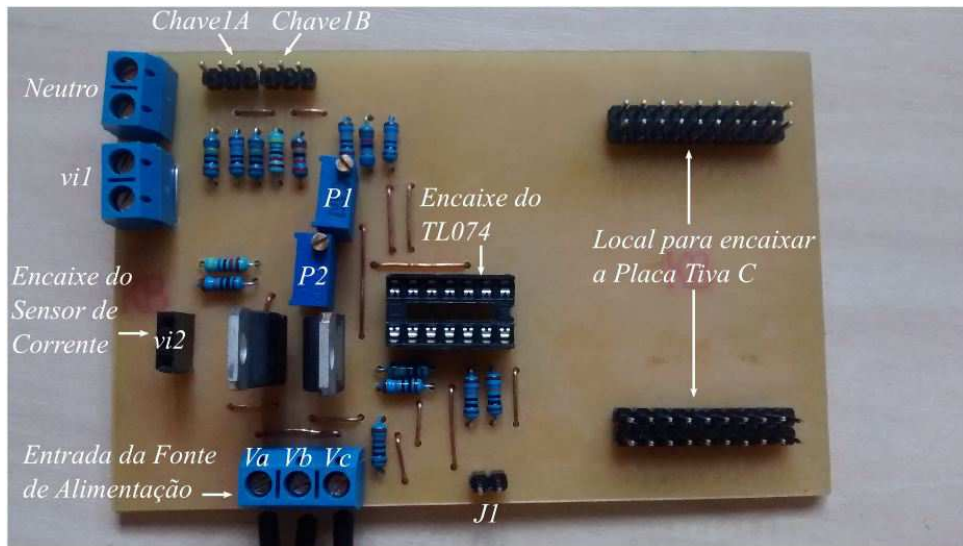


Figura 23 – Vista Superior da Placa.

Figura 25 mostra o medidor montado. Para ficar mais claro, a nomenclatura é a mesma usada na Figura 19.

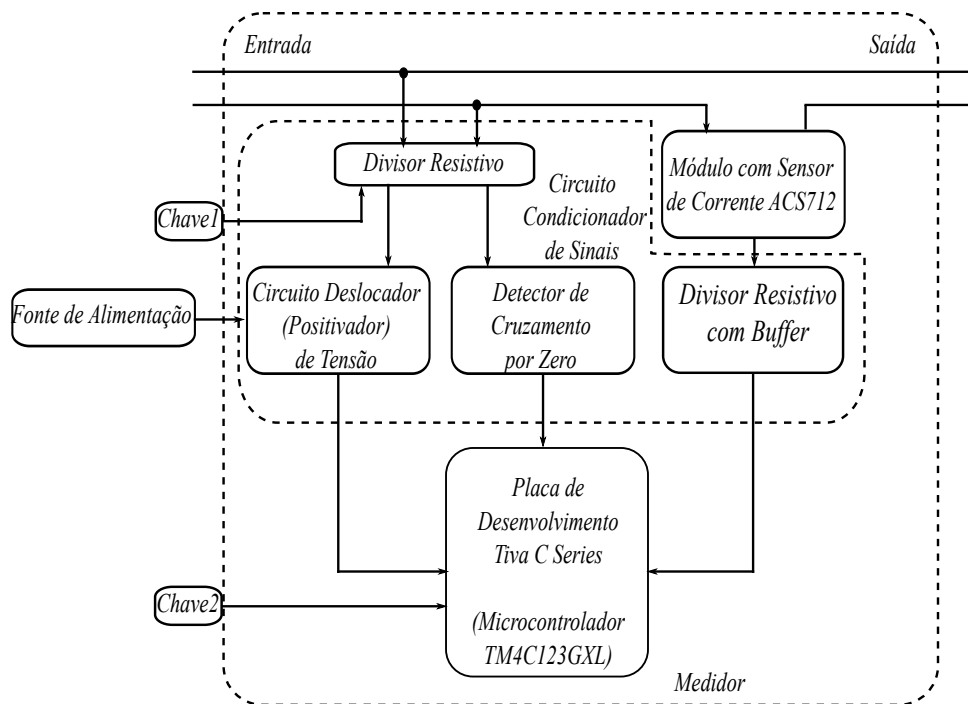


Figura 24 – Diagrama do Medidor.

11.3 CALIBRAÇÃO DO MEDIDOR

O medidor foi calibrado previamente com um osciloscópio. O ajuste foi feito através dos potenciômetros *P1* e *P2* (Figuras 19 e 23). O componente *P1* é

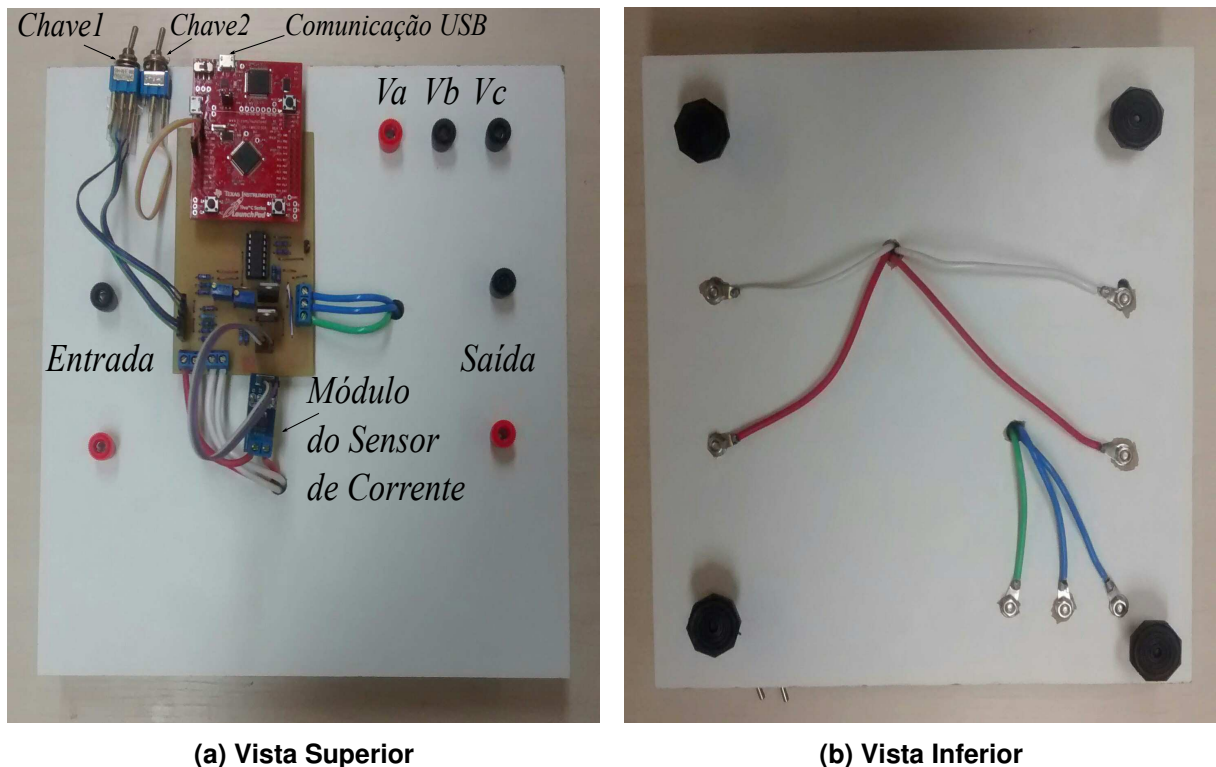


Figura 25 – Medidor Montado.

responsável pelo ajuste da amplitude máxima da saída v_{o1} , já $P2$ tem a função de ajustar o descolamento (*offset*) do sinal de tensão na saída.

A calibração foi realizada ligando na tensão eficaz de 127 V e uma carga puramente resistiva à sua saída (Reostato regulado em $43,5\ \Omega$). A tensão máxima em v_{o1} precisa estar o mais próximo possível de $3,3\text{ V}$ mas nunca maior; a tensão mínima deve ficar próxima de 0 V .

Para uma tensão de entrada (v_{i1}) de 127 V eficazes, o valor de pico é de aproximadamente 180 V . Dessa forma, na entrada do respectivo divisor resistivo a tensão varia entre -180 V e 180 V . Se o circuito condicionador de sinais estiver devidamente calibrado, essa variação representará em sua saída (v_{o1}) tensões entre 0 V e $3,3\text{ V}$, como mostra a Figura 26.

Portanto:

$$\frac{v_{i1}(t) + 180}{360} = \frac{v_{o1}(t)}{3,3} \quad (11.3.1)$$

Dessa forma, pode-se isolar o termo $v_{o1}(t)$:

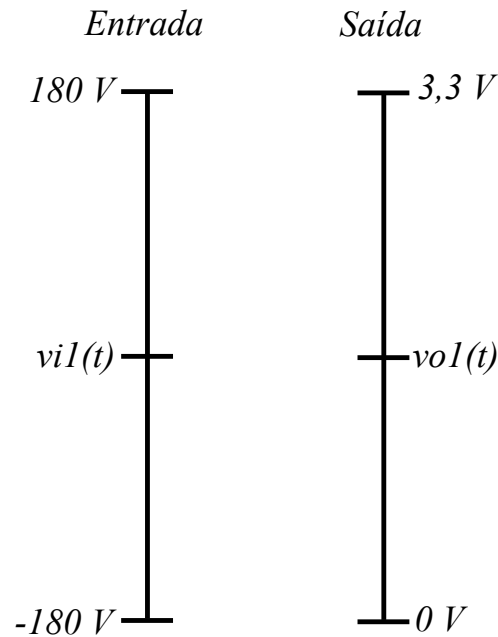


Figura 26 – Fundo de Escala da Tensão.

$$vo1(t) = 9,167 \cdot 10^{-3} vi1(t) + 1,65 \quad . \quad (11.3.2)$$

Como o conversor A/D do *kit* utilizado é de 12 *bits*, tem-se que os valores de tensão em sua entrada ($vo1$), que podem variar entre 0 e 3,3 V, são digitalizados para valores entre 0 e $2^{12} - 1$, respectivamente. Dessa forma, o valor digitalizado pode ser calculado pela expressão:

$$Dv[n] = \left\| \frac{vo1(t)}{3,3} (2^{12} - 1) \right\| = \left\| 1240,909 vo1(t) \right\| \quad . \quad (11.3.3)$$

Onde $Dv[n]$ é o valor de tensão de entrada digitalizado e n é o índice da amostra.

Para o cálculo do *FP* é necessário reconstruir o sinal digitalizado $Dv[n]$ em termos da tensão de entrada do circuito ($vi1$). Primeiramente, calcula-se o valor da tensão amostrada, $vo1[n]$, na entrada do conversor:

$$vo1[n] = 3,3 \frac{Dv[n]}{2^{12} - 1} \quad . \quad (11.3.4)$$

Posteriormente, substitui-se $vo1[n]$ na Equação (11.3.2):

$$3,3 \frac{Dv[n]}{2^{12} - 1} = 9,167 \cdot 10^{-3} vi1[n] + 1,65 \quad . \quad (11.3.5)$$

Onde obtém-se:

$$vi1[n] = 87,9 \cdot 10^{-3} Dv[n] - 180 \quad . \quad (11.3.6)$$

Onde $vi1[n]$ é o valor amostrado da tensão de entrada.

Para a corrente de entrada, um processo semelhante pode ser realizado para reconstruir o sinal em função do valor digitalizado. De acordo com o fabricante a sensibilidade do módulo sensor de corrente é de 185 mV/A e uma tensão de $2,5 \text{ V}$ representa uma corrente nula. Dessa forma, uma corrente de 5 A representa uma tensão na saída do sensor de $3,425 \text{ V}$. Da mesma forma, uma corrente de -5 A representa um tensão de $1,575 \text{ V}$.

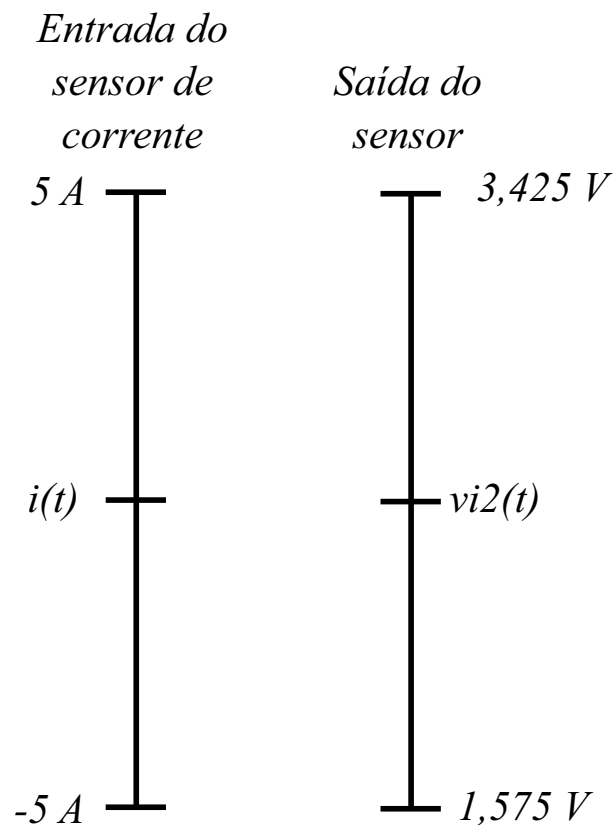


Figura 27 – Fundo de Escala da Corrente.

Portanto:

$$\frac{i(t) + 5}{10} = \frac{vi2(t) - 1,575}{1,85} \quad . \quad (11.3.7)$$

Dessa forma, pode-se isolar o termo $vi2(t)$:

$$vi2(t) = 0,185 i1(t) + 2,5 \quad . \quad (11.3.8)$$

Neste caso, a maior tensão de saída do módulo sensor (3,425 V) é ligeiramente superior ao valor suportado pelo kit de desenvolvimento. Por este motivo, foi desenvolvido o circuito formado pelos resistores $R10$, $R11$, $R12$ e $R13$ e o amplificador operacional $U1D$, ilustrado na Figura 19. Para os valores dos resistores utilizados, fica evidente que o ganho de tensão do circuito é de 0,639 V/V. Portanto, a relação entre $vo3(t)$ e a corrente de entrada, $i(t)$, é dada por:

$$vo3(t) = 0,118 i1(t) + 1,599 \quad . \quad (11.3.9)$$

Assim como no caso de amostragem da tensão da rede, o valor digitalizado da tensão $vo3(t)$ pode ser calculado pela expressão:

$$Di[n] = \left\| \frac{vo3(t)}{3,3} (2^{12} - 1) \right\| = \|1240,909 vo3(t)\| \quad . \quad (11.3.10)$$

Onde $Di[n]$ é o valor de tensão de entrada digitalizado referente à tensão $vo3(t)$.

Para reconstruir o sinal digitalizado $Di[n]$, referente à corrente de entrada $i(t)$, primeiramente, calcula-se o valor da tensão amostrada, $vo3[n]$, na entrada do conversor:

$$vo3[n] = 3,3 \frac{Di[n]}{2^{12} - 1} \quad . \quad (11.3.11)$$

Posteriormente, substitui-se $vo3[n]$ na Equação (11.3.9):

$$3,3 \frac{Di[n]}{2^{12} - 1} = 0,118 i[n] + 1,599 \quad . \quad (11.3.12)$$

Onde obtém-se:

$$i[n] = 6,829 \cdot 10^{-3} Di[n] - 13,551 \quad . \quad (11.3.13)$$

Onde $i[n]$ é o valor amostrado da corrente de entrada que passa pelo sensor de corrente.

Portando, o microcontrolador amostrará tensões instantâneas de 0V a 3.3V em suas entradas analógicas e efetuará operações matemáticas, com base nos fundos de escala, para se obter os valores reais de tensão e corrente.

11.4 IMPLEMENTAÇÃO DO CÓDIGO DO MICROCONTROLADOR

Os principais códigos implementados para o microcontrolador foram retirados da Seção 6. Porém, foram adicionadas outros devido às particularidades da implementação prática. Os códigos foram escritos¹ em linguagem C e compilados com a plataforma de desenvolvimento *Code Composer Studio™*.

11.4.1 Configuração da FPU (*Floating Point Unit*)

O microcontrolador TM4C123G presente na placa de desenvolvimento *Tiva™C Series* possui a *Floating Point Unit* (FPU); um *hardware* exclusivo para executar operações matemáticas com números do tipo *float* (Reais), tornando-as mais otimizadas [31]. Dessa forma, a FPU foi habilitada para a execução do código.

11.4.2 Configuração do Conversor A/D

O microcontrolador TM4C123G possui dois conversores A/D internos que podem ser multiplexados com sete pinos disponíveis no dispositivo. Quando se deseja realizar aquisição de valores de forma simultânea, usa-se o *sample sequencers* para tal fim. Entradas em diferentes *sequencers* são lidas de forma concomitante. Cada conversor pode ter até quatro *sequencers*; dentro de cada pode existir até oito *steps* ou leituras. Como a corrente e tensão devem ser lidas ao mesmo tempo, devem ser declaradas em *sequencers* diferentes. Ainda sobre o conversor, ele possui um recurso de *Hardware Averaging*, o qual retira um número específico de amostras e realiza uma média entre eles, obtendo assim, um valor de leitura mais estável [32] [33] [34].

11.4.3 Retirada de Amostras

O início da retirada de amostras deve coincidir com o início do ciclo de tensão, portanto, deve-se aguardar o nível de tensão na saída do detector de cruzamento se elevar para dar prelúdio à amostragem. O intervalo de espera para retirar uma nova amostra (período de amostragem T_s visto na Sub-Seção 5.4) é calculado da seguinte forma:

¹ Por ser muito extenso, o código fonte do microcontrolador não será colocado no trabalho, porém estará disponível no CD em anexo e para *download* no link: <https://goo.gl/WuGp2k>.

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (11.4.1)$$

Onde: f_s é frequência de amostragem. O f_s pode ser encontrado da seguinte forma:

$$f_s = f_{\text{signal}} N_{\text{amostras}} \quad (11.4.2)$$

Onde: f_{signal} é frequência fundamental do sinal a ser amostrado e N_{amostras} é número de amostras por período.

Considerando: 64 amostras por período e a frequência fundamental do sinal amostrado de $60Hz$ (tensão da rede), obtêm-se:

$$\begin{aligned} f_s &= 60 \cdot 64 = 3840Hz \\ T_s &= \frac{1}{3840} = 260,417\mu s \end{aligned} \quad (11.4.3)$$

Portando, entre cada amostra, o microcontrolador deve aguardar $260,417\mu s$ respeitando a condição de Nyquist da Equação (5.4.1). Para melhorar a exatidão do medidor, amostrou-se dois períodos de tensão e corrente, ou seja, 128 amostras totais.

11.4.4 Determinação do Fundo de Escala

A *Chave2* descrita na Figura 19 possui a funcionalidade de alterar o fundo de escala da tensão amostrada da rede. Escreveu-se um código para realizar a leitura do estado lógico da *Chave2* para alterar o fundo de escala da tensão. Dessa forma, o microcontrolador pode identificar o estado da chave e fazer as alterações necessárias para ajustar a escala.

11.4.5 Comunicação

O microcontrolador foi configurado para se comunicar através da *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* (UART) com os seguintes parâmetros:

- *Baud Rate*: 115200 baud;
- *Bits* de dados: 8;

- Paridade: par;
- *Stop bits*: 2.

A paridade e o *stop bit* são medidas para contornar possíveis perdas de dados, mais prováveis de acontecer devido à alta velocidade.

11.4.6 Fluxograma do Código

Os principais pontos do código elaborado para o microcontrolador pode ser estruturado de acordo com a Figura 28. Como fica evidente, para realizar novas medições, há necessidade de reiniciar o microcontrolador. Essa estratégia evita a inundação de dados na porta de comunicação e, conseqüentemente, o recebimento de dados corrompidos.

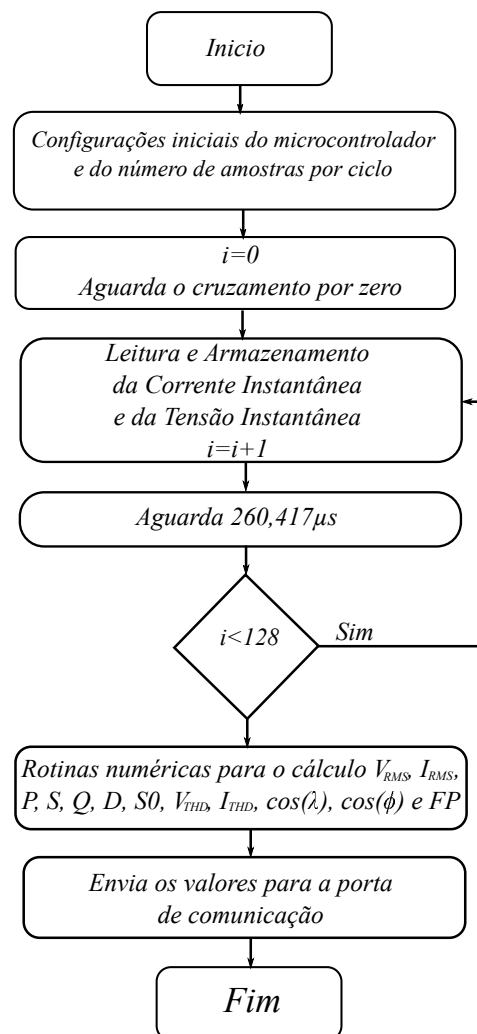


Figura 28 – Fluxograma do Código do Microcontrolador.

11.5 CONSTRUÇÃO DO CIRCUITO DAS CARGAS DE TESTE

O digrama esquemático da Figura 20, por não possuir muitos componentes e demandar uma corrente moderada, foi montado com um conector para fios do tipo “barra” de 10 mm (Figuras 30 e 31). Os componentes e os conectores do tipo “banana” fêmea foram colocados em uma plataforma de madeira e fixados com fita dupla face. As chaves 3 e 4 são para painéis de comandos e suportam até correntes eficazes de até 15 A; $C1$ é um capacitor para partida de motores monofásicos e suporta tensões eficazes de até 250 V; $D1$ é um diodo de potência e suporta correntes de pico de até 6 A em polarização direta [35]; $F1$ é um fusível de vidro de 5 A. O indutor ($L1$) e suporta correntes de pico de até 3 A (Figura 29 (a)); o reostato ($R1$) suporta dissipar potências de até 1000 W e deve ser regulado em 43,5 Ω (Figura 29 (b)), para se obter uma corrente de pico máxima de aproximadamente 4,13 A ao ser ligado diretamente na rede. Portanto, o dispositivo gerará correntes de pico máxima menores que 3 A quando ligado em tensão de 127 V eficazes pois o reostato estará em série com outros componentes que possuem também resistências internas.

11.6 TERMINAL DE COMUNICAÇÃO

A necessidade de apresentar as medições obtidas de forma clara e objetiva é um quesito muito importante para o medidor. Optou-se pelo desenvolvimento de um *software* para ler os dados enviados pelo medidor (via USB) e mostrá-los na tela do computador.

O *software* da figura 32 foi desenvolvido com a plataforma *Qt Creator* em linguagem C++, a partir de um código exemplo [36]. O *Qt Creator* possui licença LGPL (*Lesser General Public License*), ou seja, é gratuito para fins acadêmicos e não comerciais [37]. O código fonte foi disponibilizado em um repositório².

O terminal se conecta à placa através da comunicação serial virtual nativa da placa *Tiva™C Series*. Para os testes, foram usados as seguintes configurações:

- *Baud Rate*: 115200 baud;

²Por ser muito extenso, o código fonte do terminal de comunicação não será colocado no trabalho, porém estará disponível no CD em anexo e para *download* no link: <https://db.tt/K5sSqlLP>.



(a) Indutor de potência



(b) Reostato regulado em 43,5Ω

Figura 29 – Componentes Robustos.

- *Bits* de dados: 8;
- Paridade: par;
- *Stop bits*: 2.

A interface mostra os dados medidos e os gráficos de tensão e corrente das amostras retiradas no instante da medição.

11.7 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE MEDIÇÃO

Define-se sistema de medição como o processo completo para obter medições [38]. O dispositivo construído consiste basicamente em um medidor de fator

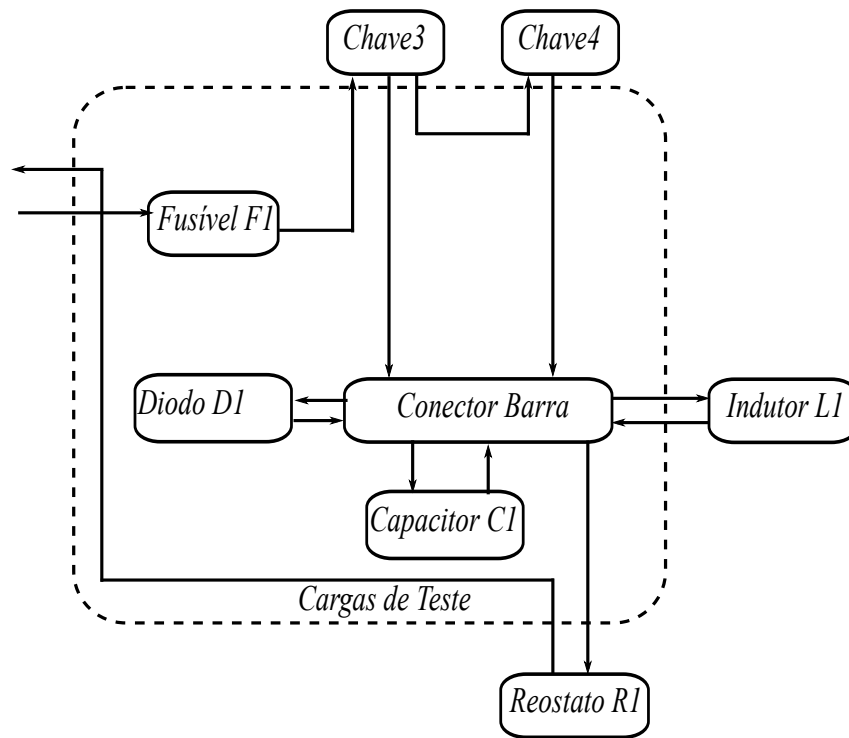
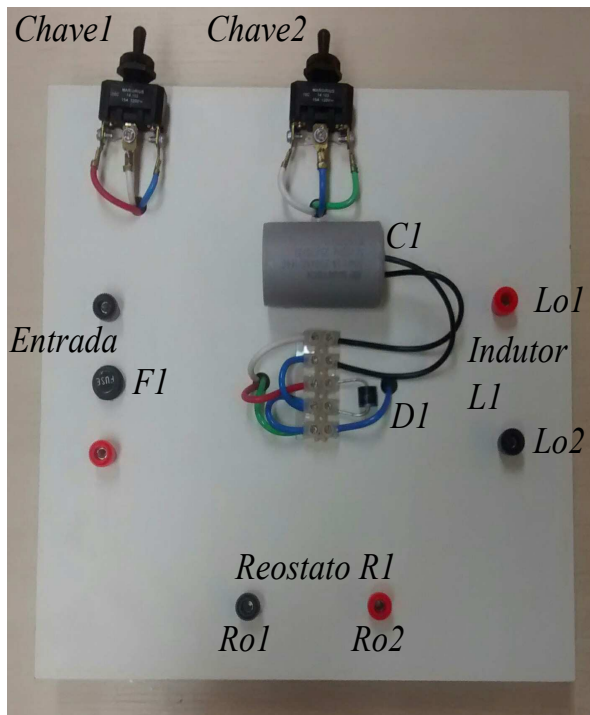
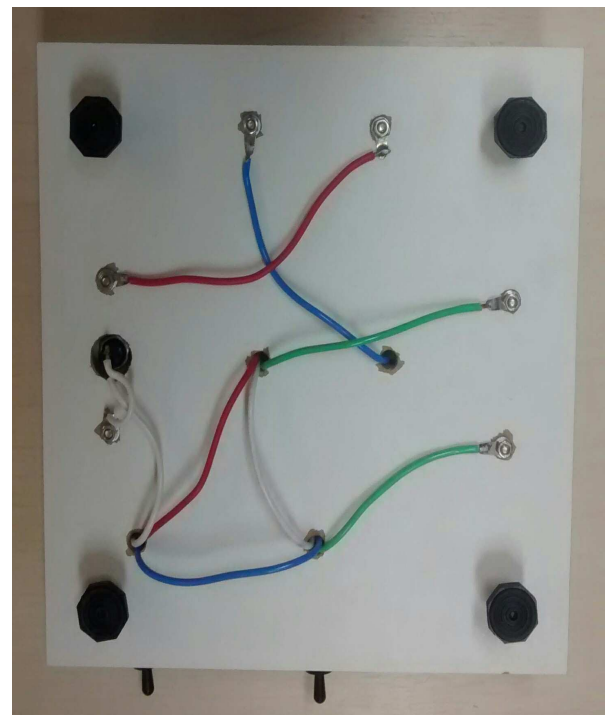


Figura 30 – Diagrama do Completo do Circuito das Cargas.

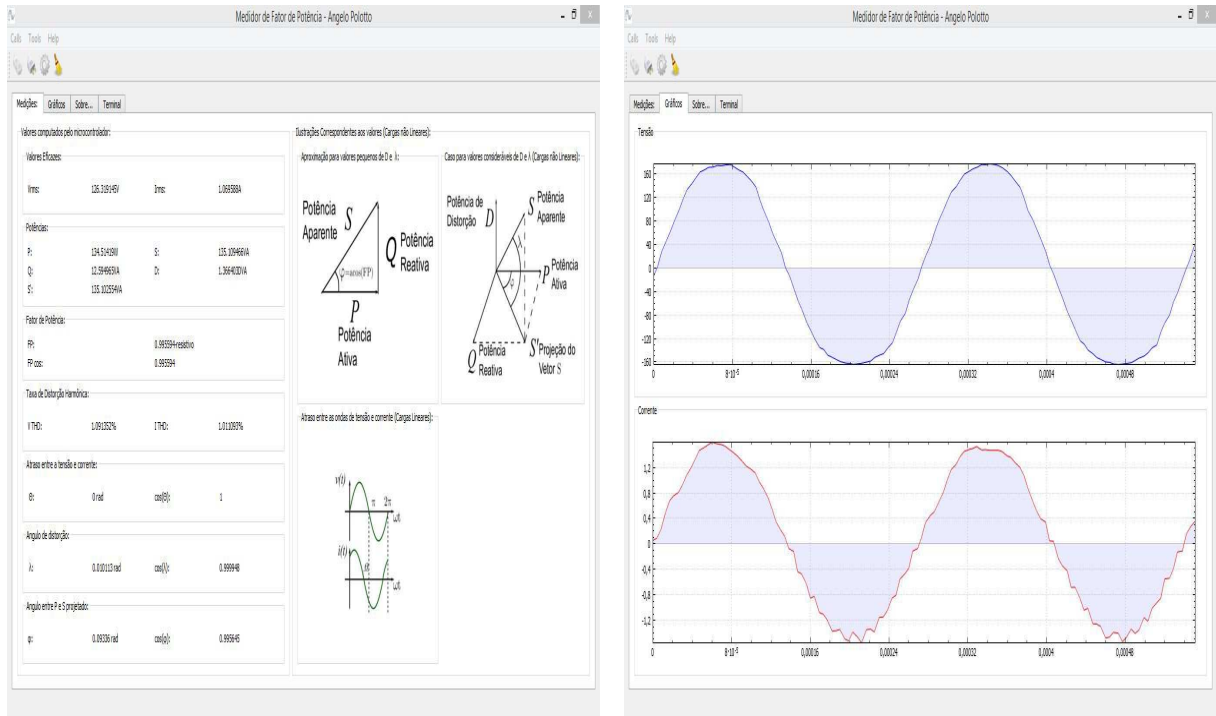


(a) Vista superior



(b) Vista inferior

Figura 31 – Cargas de Teste.



(a) Medições

(b) Gráficos das amostras de tensão e corrente

Figura 32 – Terminal de Comunicação.

de potência, potência ativa, potência aparente, taxa de distorção harmônica (tensão e corrente até a décima harmônica) para CM do tipo: CRI, CRC e RMMO. Para se medir essas grandezas, aplicou-se o sistema representado pelo diagrama da Figura 33. O Variac foi utilizado para garantir que a tenha 127V eficazes na entrada do medidor, pois as tensões vindas da rede podem oscilar. O medidor está programado para retirar 128 amostras, ou seja, serão amostrados dois ciclos de tensão e corrente.

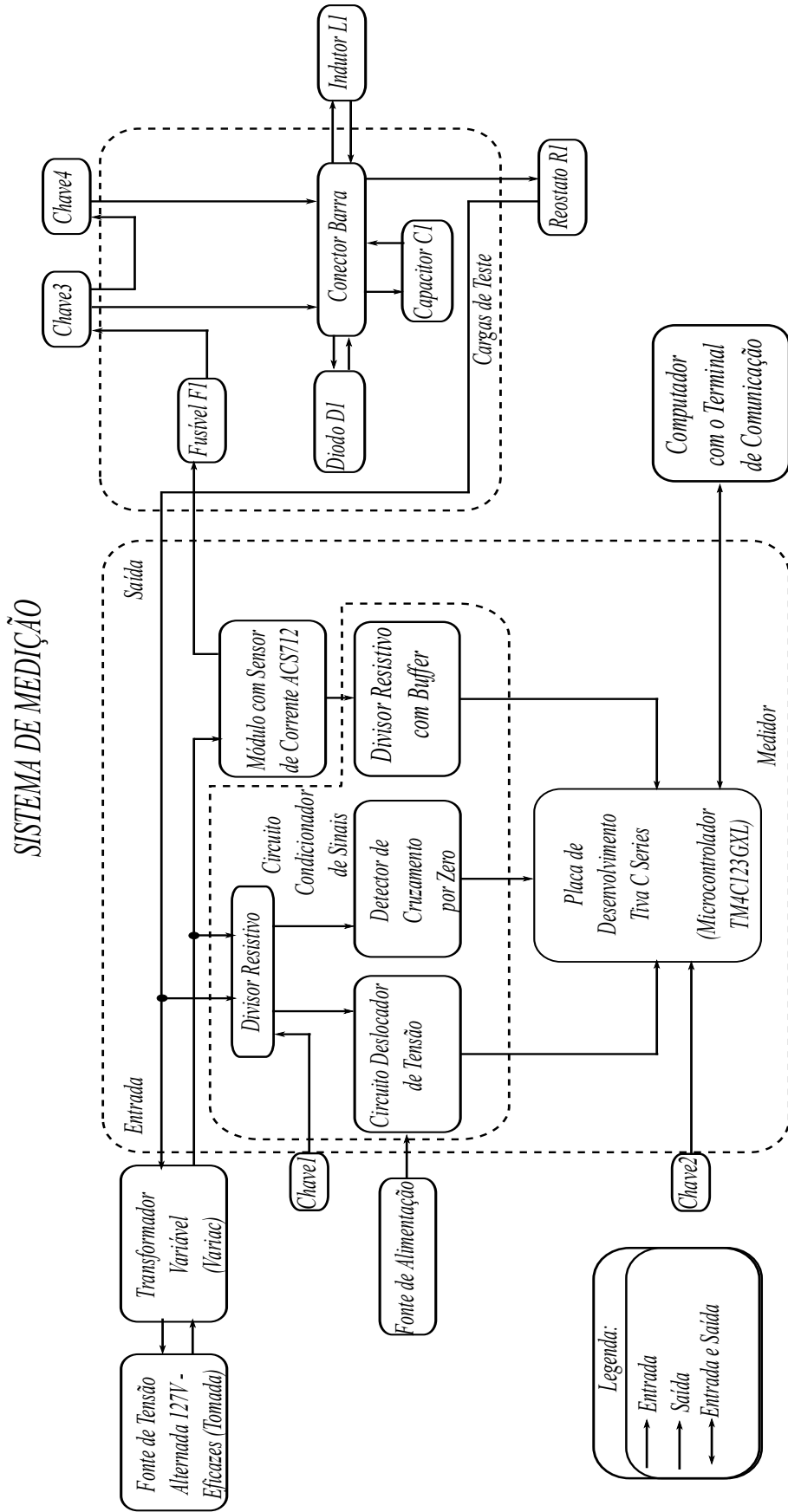


Figura 33 – Diagrama do Sistema de Medição.

A Figura 34 mostra o sistema completo de medição utilizado para apurar as medidas.

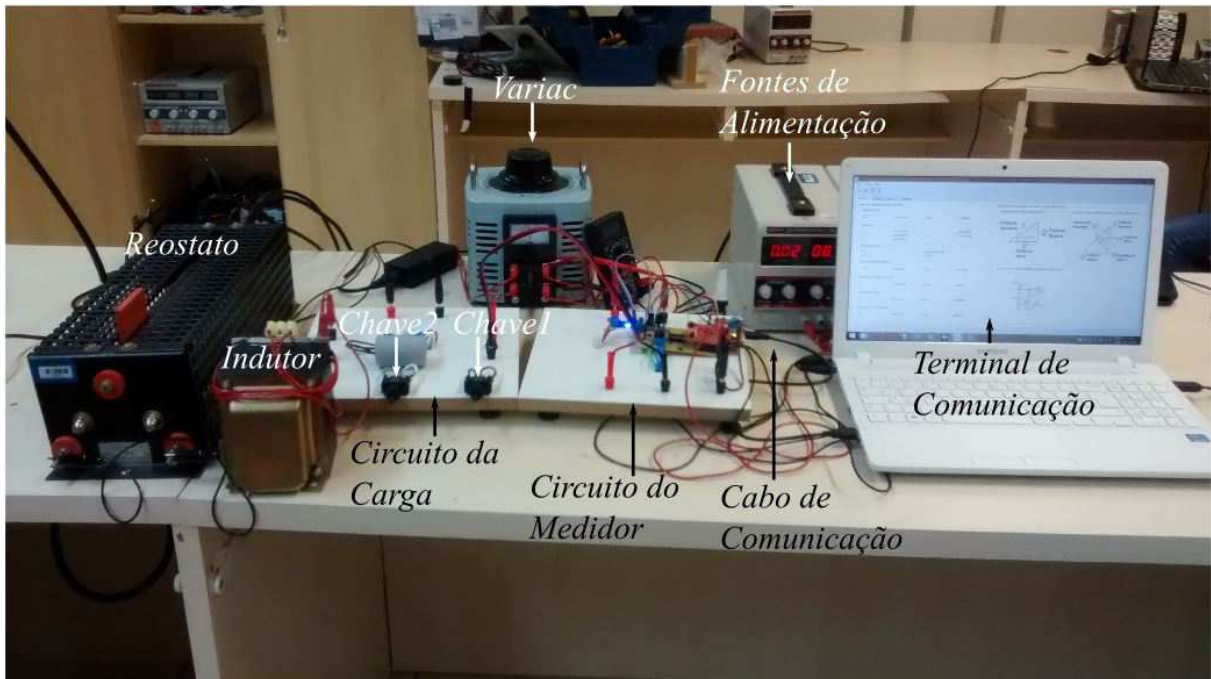


Figura 34 – Sistema de Medição Montado.

Cada componente presente no circuito de cargas foi previamente medido com um multímetro³ antes de iniciar os testes (Tabela 2). Os fatores de potência teóricos foram calculados com os valores ideais dos componentes, assim como os utilizados nas simulações do THD_I .

Tabela 2 – Lista de Componentes Medidos.

Componente	Valor Ideal	Valor Medido	Unidade
Indutor (L1)	300	317	mH
Capacitor (C2)	30	30,36	μF
Reostato (R1)	43,5	43,6	Ω

³Instrumento da marca *Agilent Technologies* (modelo: U1731A), a frequência de teste usada foi de $120Hz$, a menor disponível e mais próxima da frequência fundamental da rede ($60Hz$).

12 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o sistema de medição montado, iniciou-se os ensaios. A metodologia adotada foi de aferir dez medidas para cada tipo de carga com a mesma fonte de alimentação (tomada) e equipamentos, em horários próximos; forma de prevenir grandes divergências entre as medidas por conta de influências externas.

O dispositivo construído é capaz de medir: tensão eficaz (V_{RMS}), corrente eficaz (I_{RMS}), potência atica (P), potência aparente (S), potência reativa (Q), potência de distorção (D), projeção da potência aparente (S'), taxa de distorção harmônica da tensão (THD_V), taxa de distorção harmônica da corrente (THD_{I1}), $\cos(\lambda)$, $\cos(\varphi)$, fator potência calculado com a Equação (5.1.7) (FP_1), fator de potência calculado com a Equação (5.1.8) (FP_2). Como o objetivo do trabalho é calcular o FP , serão apresentados apenas os resultados e os erros relativos desse fator. A título de curiosidade, os valores do THD_{I1} serão apresentados.

O FP_3 é o valor teórico do FP , já o THD_{I2} é o valor simulado da taxa de distorção da corrente, ambos foram comparados com FP_1 e THD_{I1} , respectivamente; para finalmente se obter o erro relativo percentual ($e\%$). O FP_2 não foi comparado com os valores teóricos pois possui valores muito próximos ao FP_1 .

12.1 MEDIÇÕES FEITAS COM O CRI

O CRI possui a característica de apresentar a curva de corrente atrasada com relação a de tensão, no regime estacionário. A Figura 35, retirada de uma das medidas, deixa evidente essa característica. É evidente a existência de distorções em amplitude na curva da corrente, com base no conteúdo visto na Sub-Seção 5.1, pode-se concluir que as medidas do FP e do THD_I são sensíveis a essas distorções, pois elas geram erros que se propagam pelas operações matemáticas, contribuindo, assim, com aumento dos erros obtidos nas medidas finais. Uma causa provável para existência dessas distorções são os ruídos vindos da rede de alimentação.

Dos valores medidos com o CRI, foram extraídos o FP_1 e o THD_{I1} para serem comparados com os valores teóricos FP_3 (obtido com a Equação (5.2.15)) e

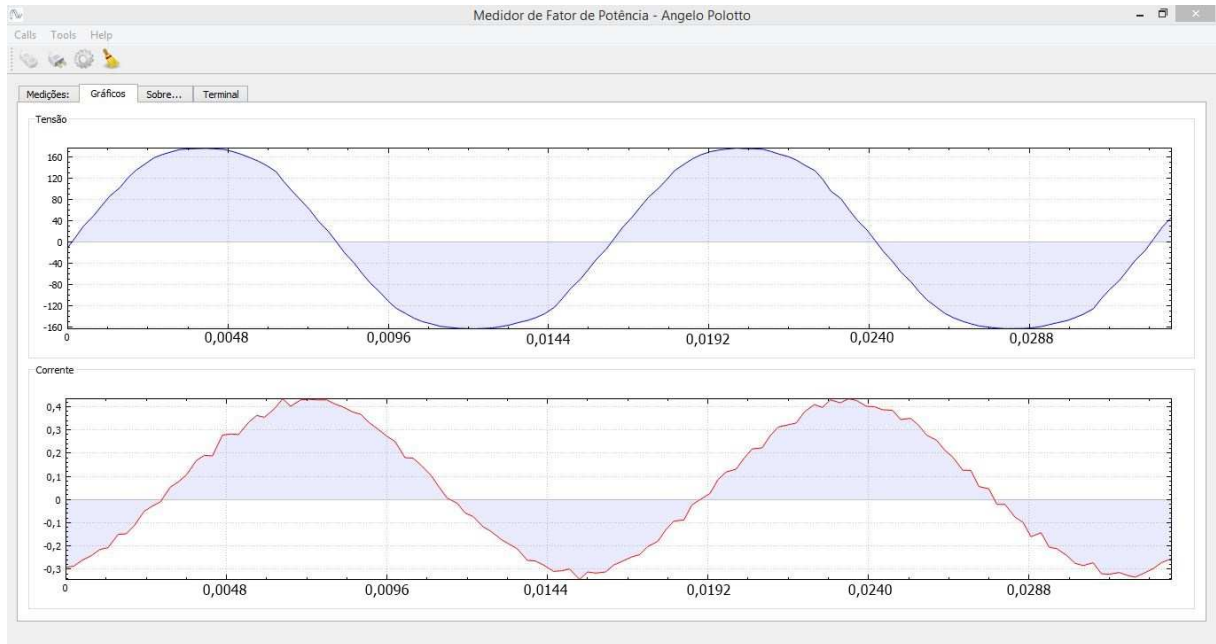


Figura 35 – Gráfico Obtido no Terminal com o CRI. Curva de tensão (superior); curva de corrente (inferior).

THD_{I2} (obtido com um *software* simulador de circuitos). Desta maneira, os erros percentuais entre os valores de FP foram calculados e organizados. A Tabela 3 mostra os resultados obtidos incluindo a média aritmética e o desvio padrão de cada coluna.

Tabela 3 – Valores Teóricos e Medidos com o CRI.

Amostra	$FP_3 = \cos(\arctg(-(\omega L)/R))$	$FP_1 = P/S$	$THD_{I2}(\%)$	$THD_{I1}(\%)$	$e\% = (FP_3 - FP_1/FP_3)100(\%)$
1	0,359	0,334	0	0,683	6,964
2	0,359	0,330	0	0,695	8,078
3	0,359	0,321	0	0,890	10,585
4	0,359	0,329	0	0,715	8,357
5	0,359	0,322	0	0,650	10,306
6	0,359	0,319	0	0,728	11,142
7	0,359	0,317	0	0,645	11,699
8	0,359	0,302	0	1,090	15,877
9	0,359	0,295	0	0,994	17,827
10	0,359	0,297	0	0,950	17,270
Média		0,317		0,804	11,811
Desvio Padrão		0,014		0,162	

O desvio padrão dos valores do FP_1 e do I_{THD1} indicaram uma dispersão para as medidas, provavelmente causada pelas harmônicas inseridas pela rede de alimentação. Os valores de I_{THD1} não foram nulos pelo mesmo motivo.

12.2 MEDIÇÕES FEITAS COM O CRC

O CRC possui a característica de apresentar a curva de corrente adiantada com relação a de tensão no regime estacionário. A Figura 36, retirada de uma das medidas realizadas, deixa evidente essa característica.

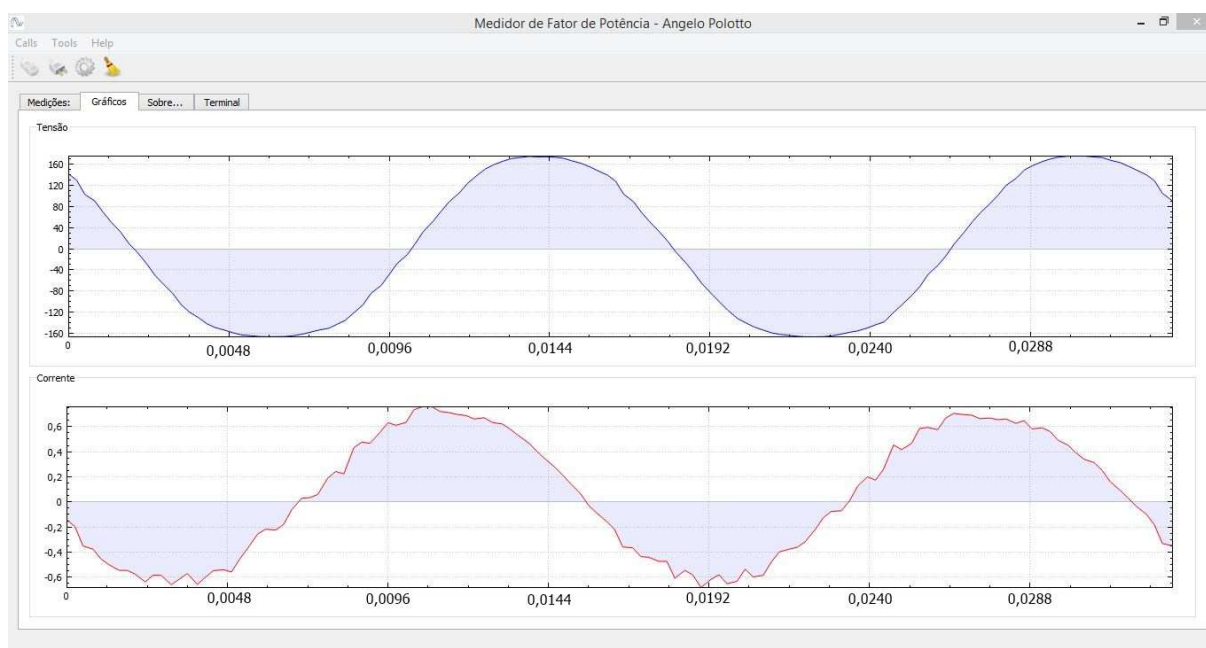


Figura 36 – Gráfico Obtido no Terminal com o CRC.

O procedimento para extração das medidas foi o mesmo realizado na Sub-Seção 12.1. A Tabela 4 mostra os resultados obtidos.

Tabela 4 – Valores Teóricos e Medidos com o CRC.

Amostra	$FP_3 = \cos(\arctg(1/(\omega RC)))$	$FP_1 = P/S$	$THD_{I2}(\%)$	$THD_{I1}(\%)$	$e\% = (FP_3 - FP_1/FP_3)100(\%)$
1	0,441	0,415	0	0,781	5,896
2	0,441	0,423	0	0,822	4,082
3	0,441	0,411	0	0,883	6,803
4	0,441	0,419	0	0,673	4,989
5	0,441	0,421	0	0,596	4,535
6	0,441	0,425	0	1,030	3,628
7	0,441	0,440	0	0,888	0,227
8	0,441	0,417	0	0,931	5,442
9	0,441	0,421	0	0,672	4,535
10	0,441	0,420	0	0,652	4,762
Média		0,421		0,793	4,490
Desvio Padrão		0,008		0,142	

Como no circuito anterior, o desvio padrão dos valores do FP_1 e do THD_{I1} indicaram uma dispersão para as medidas, provavelmente causada pelas harmônicas inseridas pela rede de alimentação. Os valores de THD_{I1} não foram nulos pelo

mesmo motivo.

12.3 MEDIÇÕES FEITAS COM O RMMO

No RMMO, a corrente é não linear, ou melhor, possui o formato de uma meia senoide com somente partes positivas (Figura 9). A Figura 37, retirada de uma das medidas realizadas, evidência essa característica.

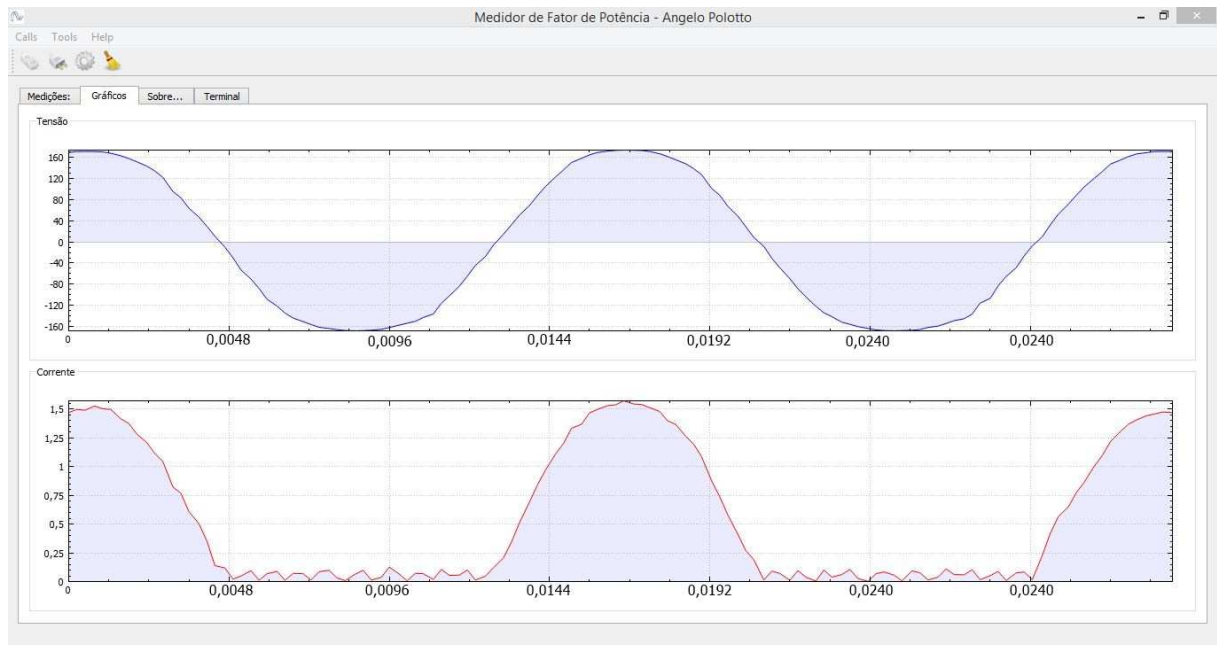


Figura 37 – Gráfico Obtido no Terminal com o RMMO.

O procedimento para extração das medidas foi o mesmo realizado na Sub-Seção 12.1. A Tabela 5 mostra os resultados obtidos e esses podem ser organizados em gráficos.

O desvio padrão dos valores do FP_1 e do THD_{I1} indicaram uma dispersão para as medidas, provavelmente causada pelas harmônicas inseridas pela rede de alimentação. Os valores de THD_{I1} divergiram mais dos simulados que os do CRI e CRC, isso aconteceu pois os harmônicos associados a não linearidade da carga se somarão aos da rede, aumentando assim, a taxa de distorção harmônica total.

12.4 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES

Como previsto nos objetivos, o sistema construído foi capaz de apurar as medidas do fator de potência, porem com erro relativamente elevado, quando com-

Tabela 5 – Valores Teóricos e Medidos com o RMMO.

Amostra	$FP_3 = \sqrt{2}/2$	$FP_1 = P/S$	$THD_{I2}(\%)$	$THD_{I1}(\%)$	$e\% = (FP_3 - FP_1/FP_3)100(\%)$
1	0,707	0,689	9,714	7,808	2,546
2	0,707	0,687	9,714	7,940	2,829
3	0,707	0,677	9,714	7,609	4,543
4	0,707	0,689	9,714	7,970	2,546
5	0,707	0,683	9,714	7,773	3,395
6	0,707	0,694	9,714	7,968	1,839
7	0,707	0,686	9,714	7,846	2,970
8	0,707	0,681	9,714	7,721	3,677
9	0,707	0,684	9,714	7,717	3,253
10	0,707	0,682	9,714	7,781	3,536
Média		0,685		7,813	3,083
Desvio Padrão		0,005		0,119	

parado com medidores comerciais. O erro de medida chegou próximo dos 12% em alguns casos. Uma das possíveis razões para a baixa precisão do sistema é o ruído elevado na saída do módulo sensor de corrente. Tal ruído pode ser evidenciado nas figuras 35, 36 e 37. Vale ressaltar que, apesar do erro elevado, as rotinas programadas no sistema são capazes de calcular o FP com erro relativo de 0,2%, assim como demonstrado na seção 6. Dessa forma, é necessário obter novos métodos para amostrar com maior precisão a corrente dos circuitos.

O sistema se mostrou incapaz de medir com precisão aceitável a THD em relação aos valores teóricos e obtidos por *software* de simulação de circuitos. Tal fato também pode estar relacionado ao ruído elevado no sinal de corrente. Embora ainda não seja o suficiente para a utilização do sistema desenvolvido para instrumentação profissional, o desenvolvimento do protótipo foi o passo inicial para a construção de um medidor de qualidade de energia, onde alguns ajustes e novos estudos podem elevar a precisão das medições.

13 CONCLUSÃO

O projeto e construção do dispositivo foram feitos com o objetivo de se apurar digitalmente o cálculo do fator de potência, testar a viabilidade do cálculo da taxa de distorção harmônica da corrente e testar a eficácia do medidor em diferentes situações. Construiu-se, também, cargas lineares (CRC e CRI) e não lineares (RMMO).

Através da retirada de amostras dos sinais de tensão, corrente e métodos numéricos, conseguiu-se um dispositivo capaz de mensurar o *FP* embora com certas imprecisões. Ademais, pode-se conhecer melhor a construção e o funcionamento do *software* e *hardware* associados a esse método, tendo em vista, a carência de trabalhos nessa área.

O *FP* para o CRI apresentou o maior erro percentual médio (11,81%) quando comparados com o CRC (4,490%) e o RMMO (3,083%); a causa mais provável é o erro nos valores de indutância do componente usado e o elevado ruído presente na corrente amostrada. É importante notar que, apesar do erro elevado, as rotinas programadas no sistema são capazes de calcular o *FP* com erro relativo de 0,2%, assim como demonstrado na seção 6, onde sinais teóricos de tensão e corrente são inseridos no sistema. Devido ao tempo destinado ao projeto, não foi possível desenvolver técnicas para amenizar o ruído do sinal de corrente. É imperativo a melhoria na aquisição do sinal de corrente para se obter uma melhor precisão na medida do *FP*. Apesar o erro elevado, as medidas apresentaram valores coerentes com os teóricos.

A medida da THD não foi condizente com os valores teóricos obtidos por *software* de simulação de circuitos. Um possível fator para isto pode estar relacionado ao elevado ruído no sinal de corrente. Embora ainda não seja o suficiente para a utilização do sistema desenvolvido como um medidor profissional, o desenvolvimento do protótipo foi o passo inicial para a construção de um medidor de qualidade de energia e serviu de base para o levantamento teórico necessário para a construção do instrumento. Alguns ajustes, mudanças e novos estudos podem elevar a precisão das medições.

O trabalho provou a eficiência do uso digital dos métodos abordados na Sub-Seção 5.1. Sua aplicação, devido aos erros nas medidas, limitou-se em experimentos laboratoriais de teste. Caso seja eliminado boa parte do ruído presente no sinal de corrente, o sistema pode ser aplicado também em experimentos de correção do fator de potência, mas modificado para atuar como um controlador.

13.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Durante os testes práticos, verificou-se determinados pontos que podem ser estudados em trabalhos futuros, a lista a seguir mostra os principais:

- Buscar novos métodos para medida de corrente que não sejam tão ruidosos;
- Acrescentar filtros nos circuitos condicionadores de sinais;
- Amostrar mais períodos de rede para se obter uma medida mais exata;
- Remover o circuito detector de cruzamento por zero através de um *software* mais inteligente;
- Possibilidade de identificar o tipo de carga (indutiva, capacitiva e não linear);
- Verificar a possibilidade de utilizar o sistema como medidor digital de energia remoto;
- Chaveamento automático da escala do medidor para melhorar a resolução de medida de tensão e corrente;
- Utilizar o dispositivo como um controlador de banco de capacitores;
- Medir o fator de potência para cargas trifásicas.

REFERÊNCIAS

- [1] ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. São Paulo, SP: McGraw-Hill, 2008. 370 p.
- [2] DORF, R. C.; SVOBODA, J. A. *Introdução aos Circuitos Elétricos*. São Paulo, SP: LTC, 2010. 477 p.
- [3] BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*. Rio de Janeiro, RJ: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda., 2010. 269 p.
- [4] ELLIS, R. G. *A Reference Guide to Causes, Effects and Corrective Measures*. [S.l.], 2014. Disponível em: <http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups-literature/documents/wp/mvb-wp011_-en-p.pdf>.
- [5] COPEL. *Fator De Potência: Como Transformá-lo em Um Fator De Economia*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.copel.com/>>.
- [6] PROCEL. *Manual de Tarifação da Energia Elétrica*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.sef.sc.gov.br/>>.
- [7] ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. São Paulo, SP: McGraw-Hill, 2008. 371 p.
- [8] DORF, R. C.; SVOBODA, J. A. *Introdução aos Circuitos Elétricos*. São Paulo, SP: LTC, 2010. 399 p.
- [9] JUNIOR, H.; HART, W. *Análise de Circuitos em Engenharia*. São Paulo, SP: McGraw-Hill, 2008. 440 p.
- [10] COTRIM, A. A. M. *Instalações Elétricas*. São Paulo, SP: Pearson, 2009. 421 p.
- [11] IRWIN, J. D. *Análise de Circuitos em Engenharia*. São Paulo, SP: Pearson, 2008. 431 p.
- [12] IRWIN, J. D. *Análise de Circuitos em Engenharia*. São Paulo, SP: Pearson, 2008. 444 p.
- [13] IRWIN, J. D. *Análise de Circuitos em Engenharia*. São Paulo, SP: Pearson, 2008. 441 p.
- [14] POMILIO, J. A.; BUSARELLO, T. D. C.; VILLALVA, P. M. G. *Análise do fator de potência e da distorção harmônica das correntes consumidas*. [S.l.], 2014. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/ee833.html>>.

- [15] BOYLESTAD, R. L. *Análise de Circuitos Elétricos*. São Paulo, SP: Pearson, 2012. 509 p.
- [16] SOUZA, F. P. de. *Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.
- [17] JUNIOR, H.; HART, W. *Análise de Circuitos em Engenharia*. São Paulo, SP: McGraw-Hill, 2008. 384 p.
- [18] AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. São Paulo, SP: Pearson, 2000. 149 p.
- [19] SMITH, S. W. *Digital Signal Processing*. United States of America, New York: Newnes, 2003. 39 p.
- [20] PARKER, M. *Digital Signal Processing 101*. United States of America, New York: Newnes, 2010. 27 p.
- [21] BARROSO, L. C.; BARROSO, M. M. de A. *Cálculo Numérico com Aplicações*. São Paulo, SP: HARBRA, 1987. 206 p.
- [22] JUNIOR, A. P. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. Porto Alegre, RS: Tekne, 2012. 82 p.
- [23] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microeletrônica*. Porto Alegre, RS: Pearson, 2007. 116 p.
- [24] BOYLESTAD, R. L. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. São Paulo, SP: Pearson, 2004. 459 p.
- [25] PRESS, W. H. et al. *Numerical Recipes in C*. United States of America, New York: CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 2002. 507 p.
- [26] ROGAWSKI, J. *Cálculo - V1*. Porto Alegre, RS: Bookman, 2009. 177 p.
- [27] SCHLOBOHM, R. *Electronic Power Meters: Guide for their selection and specification*. [S.l.], 2005. Disponível em: <<http://apps.geindustrial.com/publibrary/checkout/METER-GUIDE?TNR=White%20Papers—METER-GUIDE—generic>>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [28] Texas Instruments. *Tiva C Series Evaluation Board - User's Guide*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/spmu296/spmu296.pdf>>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [29] ACS712 Datasheet. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx>>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [30] TL074 Datasheet. [S.l.], 2015. Acesso em: 01 nov. 2015. Disponível em: <http://www.ece.usu.edu/ece_store/spec/TL074CN.pdf>.

- [31] GETTING Started with the Tiva TM4C123G LaunchPad Workshop. [S.I.], 2015. Disponível em: <http://software-dl.ti.com/trainingTTO/trainingTTO_public_sw/GSW-TM4C123G-LaunchPad/TM4C123G_LaunchPad_Workshop_Workbook-.pdf>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [32] USING the Stellaris Microcontroller Analog-to-Digital Converter (ADC). [S.I.], 2015. Disponível em: <http://users.ece.utexas.edu/~valvano/EE345M/LM3S8962_ADC.pdf>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [33] KURNIAWAN, A. *TI ARM Cortex-M LaunchPad Programming by Example*. USA: Texas Instruments, 2014. 85 p.
- [34] TIVAWARE Peripheral Driver Library. [S.I.], 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/spmu298a/spmu298a.pdf>>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [35] DATASHEET 6A06. [S.I.], 2015. Disponível em: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/59106/DIODES/6A06.html>>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [36] QT Terminal Example. [S.I.], 2015. Disponível em: <<http://doc.qt.io/qt-5/qtserialport-terminal-example.html>>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [37] OBLIGATIONS of the LGPL. [S.I.], 2015. Disponível em: <<http://www.qt.io/qt-licensing-terms/>>. Acesso em: 01 nov. 2015.
- [38] OLIVEIRA, J. C. V. de. *Vocabulário Internacional de Metrologia*. [S.I.], 2008.