

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

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. 93 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 não chaveadas). O projeto do protótipo será composto por um microcontrolador, capaz de realizar multiplicações por *hardware*, sensor de efeito *Hall* para medida de corrente e um circuito para condicionamento dos sinais de tensão e corrente. Para o circuito integrado, existirá o *software* responsável por amostrar as grandezas envolvidas e calcular o FP , através de métodos numéricos, e torná-lo acessível ao usuário em uma interface. Com o sensor será feita a conversão do sinal de corrente em um valor proporcional de tensão que será amostrado por um conversor analógico-digital. Finalmente, o circuito analógico fará a detecção de cruzamento por zero da tensão da rede para indicar ao microcontrolador o início da amostragem dos sinais. Assim sendo, o medidor será calibrado com circuitos construídos em laboratório e um osciloscópio, além de comparar os resultados com simulações. Em consequência do cálculo do FP , também ficará disponível os valores de potência ativa (P) e aparente (S). Além disso, será verificada a possibilidade do cálculo da taxa de distorção harmônica (THD).

Palavras-chave: qualidade de energia, fator de potência, dispositivo.

ABSTRACT

POLOTTO, Ângelo. Digital Device Design for Power Factor Calculation. 2015. 93 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. Striving for an application in the power quality area, this study proposes the development of a device capable of measuring the PF of linear and nonlinear circuits (particularly single-phase rectifiers with charges not switched). The prototype will consist of a microcontroller capable of performing multiplication by hardware, effect sensor Hall to measure current and a circuit for conditioning the voltage and current signals. For the integrated circuit, there will be the software responsible for sampling the quantities involved and, through numerical methods, calculate the PF and make it accessible to the user on an interface. With the sensor, the current's signal will be converted to a proportional voltage value to be sampled by an analog-digital converter. Finally, the analog circuit will detect the passing by zero of the grid voltage to indicate the microcontroller the start of the sampling of the signals. Thus, the meter will be calibrated with circuits built in laboratory and an oscilloscope in order to compare the results with simulations. Due to the calculation of PF , the active (P) and apparent (S) power values will also be available. Besides that, the possibility of calculating the total harmonic distortion (THD) will be verified.

Keywords: power quality, power factor, device.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	–	Ilustração do Projeto Proposto.	17
Figura 2	–	Ponto de Medição do Fator de Potência.	20
Figura 3	–	Representação Vetorial das Potências para CL.	21
Figura 4	–	Representação Vetorial das Potências para CNL.	22
Figura 5	–	Distorção Harmônica da Corrente.	23
Figura 6	–	Corrente com distorção harmônica no domínio da frequência.	23
Figura 7	–	Circuito com Resistor e Indutor em Série.	25
Figura 8	–	Circuito com Resistor e Capacitor em Série.	27
Figura 9	–	Retificador Monofásico Meia Onda.	29
Figura 10	–	Sinal Contínuo e Sinal Amostrado.	30
Figura 11	–	Sinal Amostrado, Reconstruído e Erro de Quantização.	31
Figura 12	–	Regra dos Trapézios para Sinais Discretos.	32
Figura 13	–	Circuito Detector de Cruzamento por Zero.	33
Figura 14	–	Circuito Deslocador de Tensão.	34
Figura 15	–	Divisor de Tensão com <i>Buffer</i>	35
Figura 16	–	Expansão do método Danielson-Lanczos Lemma.	37
Figura 17	–	Placa de Desenvolvimento <i>Tiva™C Series</i>	48
Figura 18	–	Sensor de Corrente ACS712.	49
Figura 19	–	Módulo com o Sensor de Corrente ACS712.	49
Figura 20	–	Diagrama do Circuito do Medidor.	52
Figura 21	–	Diagrama do Circuito das Cargas.	54
Figura 22	–	<i>Layout</i> da PCI do Circuito Condicionador de Sinais.	55
Figura 23	–	Vista Inferior da Placa (Sem os Componentes).	56
Figura 24	–	Vista Superior da Placa.	56

Figura 25	– Diagrama do Medidor.	57
Figura 26	– Medidor Montado.	58
Figura 27	– Calibração do Medidor.	59
Figura 28	– Componentes Robustos.	67
Figura 29	– Diagrama do Completo do Circuito das Cargas.	68
Figura 30	– Cargas de Teste.	68
Figura 31	– Terminal de Comunicação.	69
Figura 32	– Diagrama do Sistema de Medição.	71
Figura 33	– Sistema de Medição Montado.	72
Figura 34	– Gráfico Obtido no Terminal com o CRI. Curva de tensão (superior); curva de corrente (inferior).	74
Figura 35	– Comparação entre os valores de FP para o CRI.	75
Figura 36	– Comparação entre os valores de I_{THD} para o CRI.	75
Figura 37	– Gráfico Obtido no Terminal com o CRC.	76
Figura 38	– Comparação entre os valores de FP para o CRC.	77
Figura 39	– Comparação entre os valores de I_{THD} para o CRC.	77
Figura 40	– Gráfico Obtido no Terminal com o RMMO.	78
Figura 41	– Comparação entre os valores de FP para o RMMO.	79
Figura 42	– Comparação entre os valores de I_{THD} para o RMMO.	79

LISTA DE TABELAS

1	Resultados das Simulações.	45
2	Lista de Componentes Medidos.	72
3	Valores Teóricos e Medidos com o CRI.	74
4	Valores Teóricos e Medidos com o CRC.	76
5	Valores Teóricos e Medidos com o RMMO.	78
6	Medições Obtidas com o CRI.	91
7	Medições Obtidas com o CRC.	92
8	Medições Obtidas o RMMO.	93

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
I_{THD}	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	15
2	DELIMITAÇÃO DO TEMA	16
3	OBJETIVOS (GERAL E ESPECÍFICO)	17
3.1	OBJETIVO GERAL	17
3.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	17
4	JUSTIFICATIVA	19
5	REFERENCIAL TEÓRICO	20
5.1	FATOR DE POTÊNCIA	20
5.2	CARGAS LINEARES	25
5.3	CARGAS NÃO LINEARES	28
5.4	TAXA DE AMOSTRAGEM	29
5.5	ERRO DE QUANTIZAÇÃO	30
5.6	CÁLCULO DE INTEGRAIS PELA REGRA DOS TRAPÉZIOS	31
5.7	CIRCUITOS DETECTORES DE CRUZAMENTO POR ZERO	32
5.8	CIRCUITO DESLOCADOR DE TENSÃO	33
5.9	CIRCUITOS DIVISORES DE TENSÃO	35
5.10	EFEITO <i>HALL</i>	35
5.11	TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (MÉTODO DE DANIELSON-LANCZOS LEMMA)	36
6	SIMULAÇÃO E DESENVOLVIMENTO DAS ROTINAS NUMÉRICAS	38
6.1	ROTINA DE INTEGRAÇÃO PELA REGRA DOS TRAPÉZIOS	38
6.2	OPERAÇÕES COM VETORES	39

6.3	FATOR DE POTÊNCIA	39
6.4	CÁLCULO DA FFT	40
6.5	CÁLCULO DA I_{THD}	40
6.6	CÁLCULO DO θ , λ , S' , φ , Q E D	41
6.7	GERAÇÃO DOS SINAIS DISCRETOS	43
6.8	RESULTADO DAS SIMULAÇÕES	44
6.9	CONCLUSÃO PARCIAL	45
7	MICROCONTROLADOR	47
8	SENSOR DE CORRENTE BASEADO NO EFEITO <i>HALL</i> ACS712	49
9	CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAIS	50
10	CIRCUITO DAS CARGAS DE TESTE	53
11	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	55
11.1	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	55
11.2	CONSTRUÇÃO DO MEDIDOR	57
11.3	CALIBRAÇÃO DO MEDIDOR	57
11.4	IMPLEMENTAÇÃO DO CÓDIGO DO MICROCONTROLADOR	60
11.4.1	Configuração da FPU (<i>Floating Point Unit</i>)	61
11.4.2	Configuração do Conversor A/D	61
11.4.3	Retirada de Amostras	62
11.4.4	Determinação do Fundo de Escala	64
11.4.5	Apuração das Medidas	65
11.4.6	Comunicação	66
11.5	CONSTRUÇÃO DO CIRCUITO DAS CARGAS DE TESTE	66
11.6	TERMINAL DE COMUNICAÇÃO	66
11.7	SISTEMA DE MEDIÇÃO	69
12	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	73
12.1	MEDIÇÕES FEITAS COM O CRI	73
12.2	MEDIÇÕES FEITAS COM O CRC	74

12.3 MEDIÇÕES FEITAS COM O RMMO	75
13 CONCLUSÃO FINAL	80
REFERÊNCIAS	82
ANEXO A - PROGRAMAS USADOS PARA DESENVOLVER O TRABALHO ...	85
ANEXO B - CÓDIGO PARA O CÁLCULO DA FFT	86
APÊNDICE A - CÓDIGO FONTE DA SIMULAÇÃO	88
APÊNDICE B - CÓDIGO FONTE DO MICROCONTROLADOR	89
APÊNDICE C - CÓDIGO FONTE DO TERMINAL	90
APÊNDICE D - MEDIÇÕES OBTIDAS COM O CRI	91
APÊNDICE E - MEDIÇÕES OBTIDAS O CRC	92
APÊNDICE F - MEDIÇÕES OBTIDAS O RMMO	93

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 consequentemente, 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, aumentando assim, 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 e falhas em detectores de cruzamento por zero. Uma forma de medir essas distorções é o cálculo da taxa de distorção harmônica (THD) [4].

Consequentemente, 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.

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 no Seção 1, a transmissão da maior parte da energia elétrica é feita em corrente alternada por questões práticas e históricas. Como as perdas são eminentes, estudar métodos de mensurá-las (eletrônica de potência) e reduzi-las (instalações industriais) 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. Por questões de segurança, prazo e economia; o projeto será capaz de mensurar o FP para cargas alimentadas com tensão de 127V monofásica e com absorção de correntes de no máximo 5A (potências em torno de 635W).

Devido às limitações de processamento numérico de dispositivos embarcados, serão feitas análises de viabilidade para medir também o THD .

3 OBJETIVOS (GERAL E ESPECÍFICO)

3.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo desse trabalho é a construção de dispositivo embarcado que pode ser acoplado entre a fonte de alimentação e a carga de teste (monofásica) capaz de calcular a potência ativa, potência aparente e o fator de potência (Figura 1), com base em valores amostrados de tensão e corrente na entrada. As cargas analisadas serão retificadores monofásicos e circuitos lineares. Será verificada a possibilidade do cálculo da taxa de distorção harmônica.

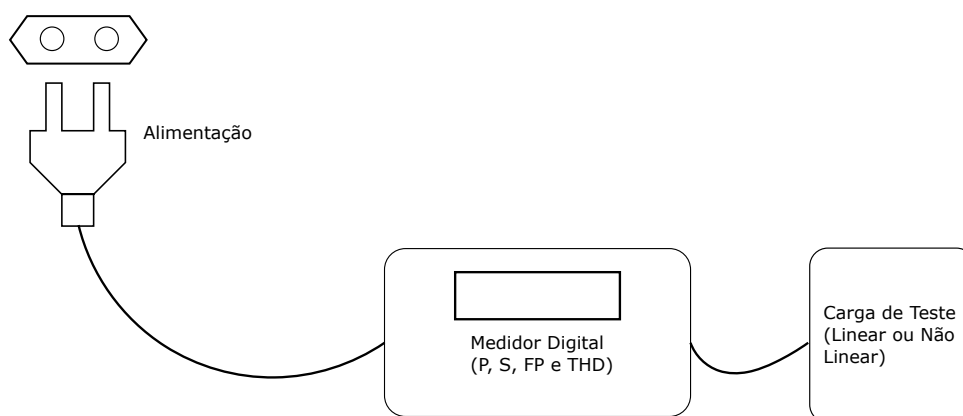


Figura 1 – Ilustração do Projeto Proposto.
Fonte: Adaptado de POMILIO (2014).

3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O foco do projeto será o hardware e software necessários para o medir o *FP* para cargas monofásicas (CM) lineares: circuitos com resistor e indutor (CRI) ou 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 sinais válidos nos sensores, os valores de tensão e corrente serão amostrados pelo sistema por um certo período mínimo. Consequentemente, 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 esses valores, o dispositivo os disponibilizarão através de uma interface para o usuário. Esse processo deverá se repetir, enquanto houver alimentação, ao se pressionar um botão.

Todo o equipamento de medição será embarcado e alimentado por uma fonte de tensão contínua simétrica e pela interface USB. Conexões adicionais serão utilizadas na interface com o usuário.

Adicionalmente, é desejado o desenvolvimento de algoritmos numéricos necessários para as operações matemáticas e análises de viabilidade de cálculo da THD , sendo o último o mais complexo do ponto de vista computacional.

4 JUSTIFICATIVA

Monitorar os valores de FP é necessário tanto para quem produz ou distribui energia elétrica quanto para quem a consome. Quando esses valores 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 condutores aquecidos. Para ajudar no controle do bom uso da energia, são cobradas multas proporcionais ao consumo total e ao FP , medido no dia da tarificação. 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 cossifímetro 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 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.

¹Pode ser encontrado em: <http://www.schneider-electric.com>

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 nas modelagens matemáticas 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.

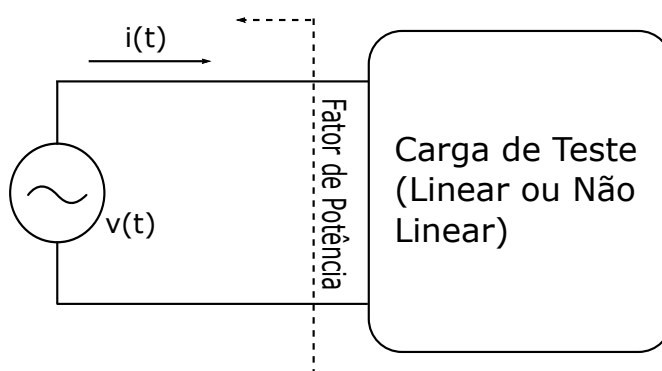


Figura 2 – Ponto de Medição do Fator de Potência.
Fonte: Adaptado de POMILIO (2014).

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 em 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.

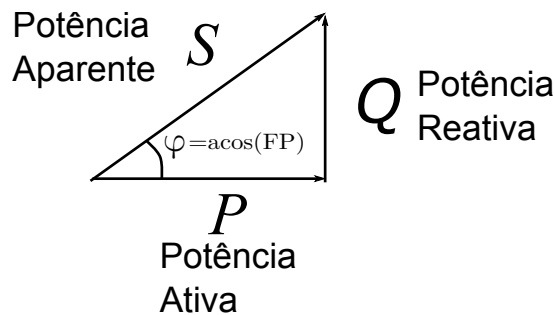


Figura 3 – Representação Vetorial das Potências para CL.
Fonte: Adaptado de DORF (2010).

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 Figura 4 [10]. O símbolo λ é o ângulo entre a potência aparente e sua projeção e o φ é ângulo entre a potência reativa 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

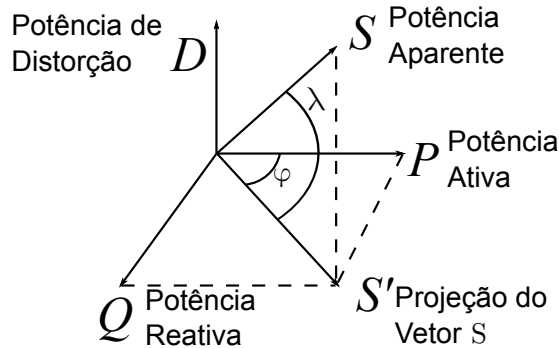


Figura 4 – Representação Vetorial das Potências para CNL.
Fonte: Adaptado de COTRIM (2009).

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

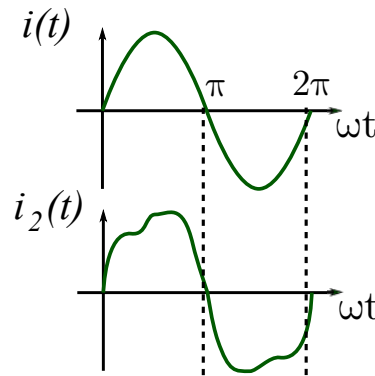


Figura 5 – Distorção Harmônica da Corrente.
Fonte: Adaptado de POMILIO (2014).

fica claro, a harmônica fundamental é f_1 pois ela possui a maior amplitude. Aplicando a Equação (5.1.4) em cada uma das componentes harmônicas, obtêm-se:

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

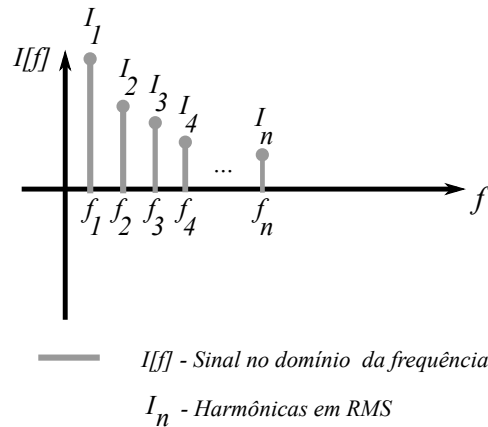


Figura 6 – Corrente com distorção harmônica no domínio da frequência.
Fonte: Adaptado de POMILIO (2014).

Por fim, define-se a I_{THD} como sendo a razão entre a raiz quadrada do somatório dos valores eficazes das componentes harmônicas da corrente (I_{nRMS}) e o da componente fundamental (I_{1RMS}) (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.

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

~~A THD é sempre relevante para CNL, pois para circuitos CL: $\sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2 = 0$; e o sinal de corrente é uma senoide perfeita, ou seja: $I_{THD} = 0$.~~

~~Ainda relacionado as potências, é possível obter a definição geral do FP, através da Equação (5.1.7) [15], ou seja, a expressão pode ser usada para CL e CNL.~~

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

~~Com as Equações (5.1.3), (5.1.5), (5.1.6) e (5.1.7), consegue-se uma relação entre o FP e a I_{THD} : Equação (5.1.8) [16]. O ângulo φ é o mesmo apresentado nas Figuras 3 e 4. Em CL ($I_{THD} = 0$ e $\cos(\lambda) = 1$), 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 ($I_{THD} > 0$), 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 $\frac{1}{\sqrt{1+I_{THD}^2}}$, esse sempre traz FP para valores menores que um, desfavorecendo assim, o aproveitamento da energia.~~

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

~~Até então, somente é possível obter os valores de P , S e THD através das Equações (5.1.1), (5.1.2) e (5.1.6), respectivamente; necessita-se das Equações (5.1.9), (5.1.10), (5.1.11), (5.1.12) e (5.1.13) para obter os valores de $\cos(\lambda)$, S' , $\cos(\varphi)$, Q e D .~~

~~Os valores de $\cos(\lambda)$, S' , $\cos(\varphi)$, Q e D podem ser calculados através das equações... respectivamente~~

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

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

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

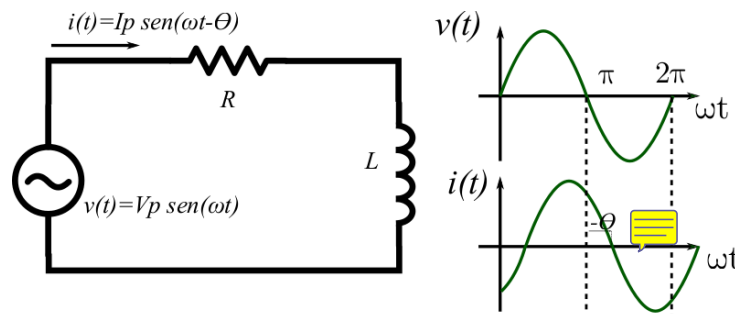
$$Q = S' \text{sen}(\text{acos}(\cos(\varphi))) \quad (5.1.12)$$

$$D = S \text{sen}(\text{acos}(\cos(\lambda))) \quad (5.1.13)$$

5.2 CARGAS LINEARES (CL)

Como dito na 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.



acho no CRI pode substituir o theta maiúsculo por theta_L

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).

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

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:

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

resulta na Equação (5.2.5).

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

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:

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

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 expressados por:

$$V_{RMS} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \tag{5.2.7}$$

$$I_{RMS} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad . \tag{5.2.8}$$

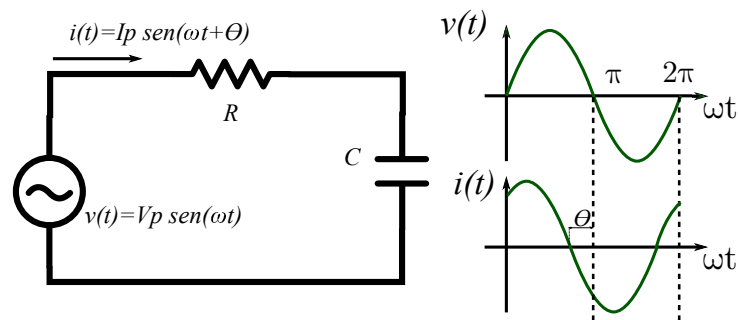
A potência aparente pode ser obtida pela Equação (5.1.2), resultando em:

$$S = \frac{V_p I_p}{2} \quad . \tag{5.2.9}$$

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 correntes adiantadas. Apenas altera-se a fase da corrente, pois essa está adiantada com relação a tensão.



acho que pode substituir theta
maiusculo por theta_C

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.

$$v(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (5.2.11)$$

$$i(t) = I_p \sin(\omega t + \Theta) \quad (5.2.12)$$

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

Para circuito CRC, as curvas de tensão e corrente também são puramente senoidais, portanto, a potência aparente é 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 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 CNL. Nesse tópico será abordado a configuração: RMMC. Será usado 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].

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

$$v(\omega t) = V_p \sin(\omega t) \quad (5.3.1)$$

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

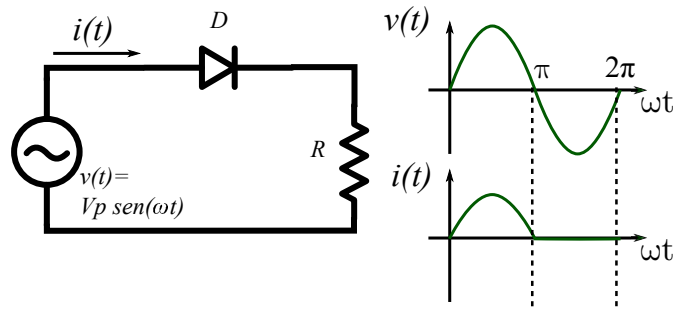


Figura 9 – Retificador Monofásico Meia Onda.

Fonte: Adaptado de AHMED (2010).

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

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

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

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

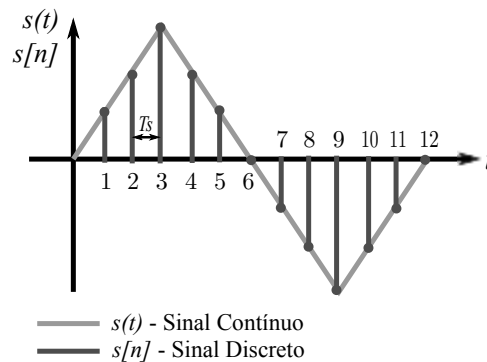


Figura 10 – Sinal Contínuo e Sinal Amostrado.
Fonte: Adaptado de SMITH (2003).

$s[n]$. 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].

$$f_s = \frac{1}{T_s}$$

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

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.

[Falar sobre a norma da Aneel](#)

5.5 ERRO DE QUANTIZAÇÃO

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. Esse processo gera um erro de quantificação. No conversor de analógico para digital (A/D), esse processo é necessário pois a ~~memória dos microcontroladores é limitada~~ (conjunto de valores limitado) e o sinal amostrado, na maioria dos casos, é analógico (grande conjunto de valores). A Figura 11 mostra um exemplo [20].

Primeiramente, calcula-se o *step size* com base na resolução do conversor (N Bits) e a sua tensão máxima de entrada ($V_{\text{máxima}}$) (5.5.1).

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

Em seguida é realizada classificação do sinal (5.5.2), nesse processo ocorre

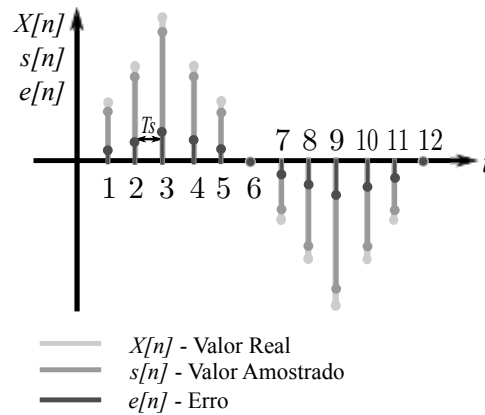


Figura 11 – Sinal Amostrado, Reconstruído e Erro de Quantização.
Fonte: Adaptado de PARKER (2010).

o arredondamento de $X[n]$ para um número inteiro mais próximo. O critério de escolha dependerá de condições internas dos conversores.

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

Por fim, é feita a reconstrução do sinal e calculado o erro, (5.5.3).

Qual a influência do erro de quantização no cálculo do FP?

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

5.6 CÁLCULO DE INTEGRAIS PELA REGRA DOS TRAPÉZIOS

Como visto na 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). Sendo a área abaixo da curva 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).

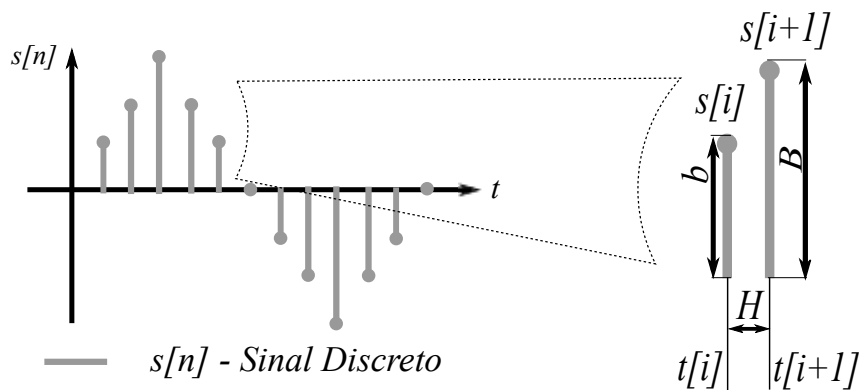


Figura 12 – Regra dos Trapézios para Sinais Discretos.
Fonte: Adaptado de BARROSO (1987).

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

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 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 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 onda quadrada quando há um cruzamento por zero na sua entrada [22].~~

Um sinal senoidal foi aplicado na entrada. ~~Por estar se realimentação e uma das entradas aterradas, o amplificador operacional (AmpOp) está na região de saturação (ganho de tensão muito elevado em malha aberta), 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~~

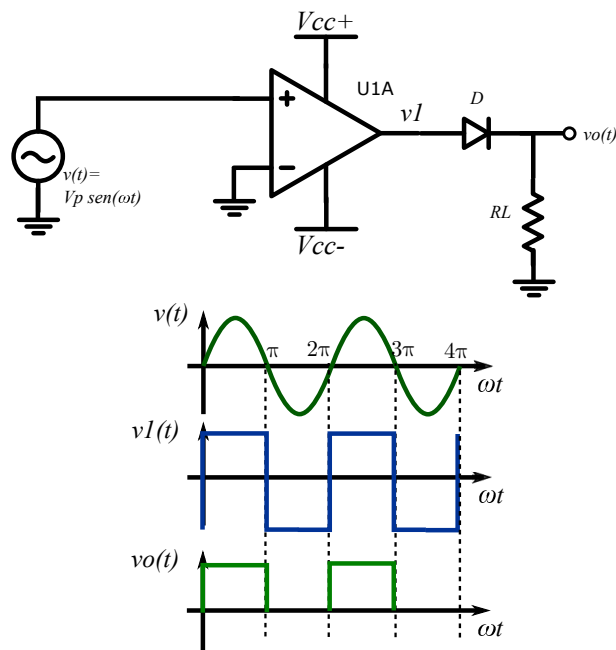


Figura 13 – Circuito Detector de Cruzamento por Zero.
Fonte: Adaptado de JUNIOR (2012).

deixando passar somente os semi-ciclos positivos.

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

5.8 CIRCUITO DESLOCADOR 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. ~~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:

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

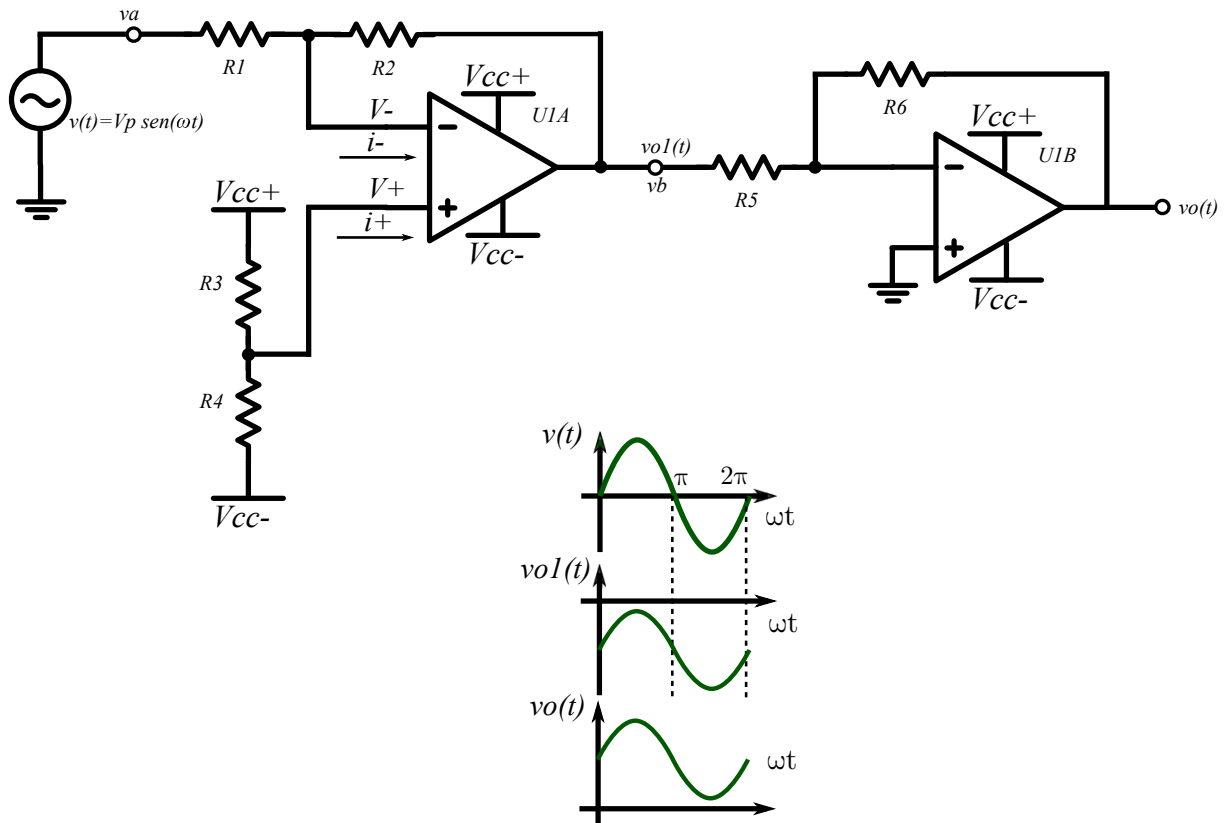


Figura 14 – Circuito Deslocador de Tensão.
Fonte: Adaptado de BOYLESTAD (2004).

$$V_- = \left(\frac{v_a}{R_1} + \frac{v_b}{R_2} \right) \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.8.2)$$

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

$$v_b = \left(-v_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{cc+} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_{cc-} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (5.8.3)$$

Portanto, o deslocamento do sinal de saída é controlada através dos resistores R_3 e R_4 . O ganho é controlado por R_1 e R_2 . R_5 e R_6 devem ser escolhidos com a Equação (5.8.4), ganho para amplificadores inversores. Para evitar a saturação, o ganho dever ser próximo de um.

$$A_v = \frac{v_o}{v} = \frac{-R_f}{R} \quad (5.8.4)$$

5.9 CIRCUITOS DIVISORES DE TENSÃO

Sinais de instrumentação, em sistemas de potência, ~~possuem~~ ^{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).

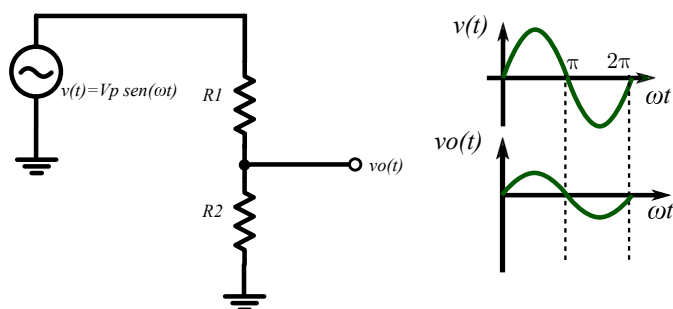


Figura 15 – Divisor de Tensão com *Buffer*.
Fonte: Adaptado de BOYLESTAD (2004).

O sinal da saída é obtido através da Equação 5.9.1. $R1$ deve ser ~~100 vezes~~ ^{100 vezes} maior que $R2$, para garantir segurança ao circuito acoplado à saída [24].


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

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. Ele atuará como *buffer* de tensão para a saída.

5.10 ~~EFEITO HALL~~ ^{Sensor de efeito Hall}


Quando um feixe de partículas carregadas passa através de um campo magnético, forças atuam sobre as partículas e o feixe é desviado de um caminho linear (efeito *Hall*), isso ocorre para condutores e semi-condutores. Como consequência, um lado do condutor ficará carregado negativamente e o lado contrário ficará carregado positivamente [25]. Uma diferença de potencial irá surgir entre ambos os lados, que define a tensão *Hall*. Para o dispositivo, as amostras da corrente serão feitas por meio de um sensor de efeito *Hall*. Espera-se reduzir o ruído do sinal da corrente, obtendo assim, medidas mais exatas.

5.11 TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (MÉTODO DE DANIELSON-LANCZOS LEMMA)

Para realizar o cálculo da THD , é preciso aplicar a transformada de Fourier para o sinal amostrado, assim, as harmônicas do sinal são separadas para então aplicar a Equação (5.1.6). A Transformada Discreta de Fourier, do inglês *Discret Fourier Transform* (DFT), pode ser escrita como: 

$$H = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} s[k] e^{\frac{2\pi i n k}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} s[k] W^{nk} \quad (5.11.1)$$

Computacionalmente, os somatórios são implementados através de laços. A Equação (5.11.1), por possuir dois somatórios, poderia ser implementada com dois laços um dentro do outro. Isso causaria uma complexidade algorítmica desvantajosa de $O(N^2)$, ou seja, o aumento do número de elementos do sinal $s[k]$ aumentaria exponencialmente o tempo de processamento da transformada. A transformada rápida de Fourier (FFT) são métodos de processar a DFT com uma complexidade $O(N \log_2 N)$. Para esse caso, a complexidade algorítmica é menor com aumento do número de elementos, característica comum de uma função logarítmica. Para um $N = 10^6$ e considerando um processador com capacidade de realizar uma operação matemática a cada um microsegundo, por exemplo, a complexidade $O(N^2)$ levaria duas semanas para processar a transformada, enquanto que a $O(N \log_2 N)$ levaria 30 segundos [26].

Danielson e Lanczos, , mostraram que a DFT pode ser dividida como a soma de duas transformadas de tamanho $N/2$. Uma formada pelos elementos pares da transformada N , a outra pelos elementos ímpares:

$$\begin{aligned} H &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} s[k] e^{\frac{2\pi i n k}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N/2-1} e^{\frac{2\pi j n (2k)}{N}} s[2k] + \sum_{k=0}^{N/2-1} e^{\frac{2\pi j n (2k+1)}{N}} s[2k+1] \right) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N/2-1} e^{\frac{2\pi j n (2k)}{N}} s[2k] + e^{\frac{2\pi j n}{N}} \sum_{k=0}^{N/2-1} e^{\frac{2\pi j n (2k+1)}{N}} s[2k+1] \right) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(\underbrace{\sum_{k=0}^{N/2-1} e^{\frac{2\pi j n (2k)}{N}} s[2k]}_{\text{Termos Pares}} + \underbrace{W^n \sum_{k=0}^{N/2-1} e^{\frac{2\pi j n (2k+1)}{N}} s[2k+1]}_{\text{Termos Ímpares}} \right) \end{aligned} \quad (5.11.2)$$

Onde j é a unidade imaginária.

Apesar de melhorar o desempenho do algoritmo, esse método é complicado de ser implementado de forma não recursiva. A recursividade faz com que a transformada de um vetor muito grande inunde a fila de pré-processamento, algo não desejável em um dispositivo embarcado. Como alternativa a esse problema, foi criada uma variação desse método: Danielson-Lanczos Lemma. A diferença está no fato dele dividir cada termo par e ímpar e mais dois termos pares e ímpares e assim consecutivamente. Para a transformada de um vetor com $N = 8$ elementos, pode-se expandir a transformada de acordo com a Figura 16. Cada termo pode ser dividido e processado por apenas um laço, otimizando assim, o desempenho do algoritmo.

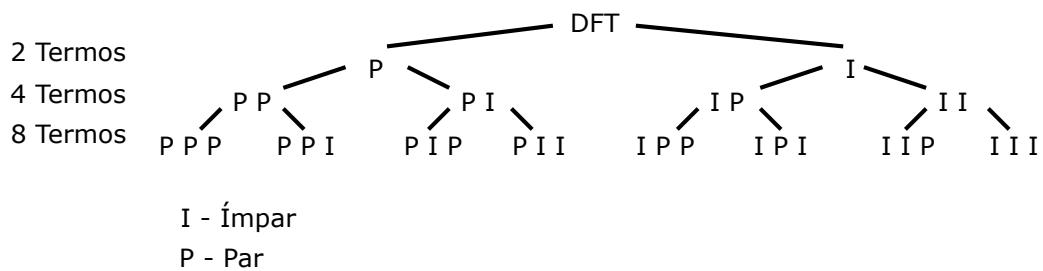


Figura 16 – Expansão do método Danielson-Lanczos Lemma.
Fonte: Adaptado de [27].

Como é esperado, o número de elementos do vetor deve ser sempre múltiplo de dois. Para vetores com número de elementos não múltiplo de dois, deve-se preencher o vetor com zeros até atingir o próximo múltiplo. Isso pode inserir erros na transformada resultante. Portanto, o número de amostras deve ser preferencialmente múltiplo de dois.

6 SIMULAÇÃO E DESENVOLVIMENTO DAS ROTINAS NUMÉRICAS

Foi visto Seção 5 os recursos teóricos necessários para se obter FP e a THD . Segue na Seção 6.7 os códigos desenvolvidos para implementar a teoria. Todos foram escritos em linguagem C. O código completo pode ser encontrado no Apêndice A.

6.1 ROTINA DE INTEGRAÇÃO PELA REGRA DOS TRAPÉZIOS

A teoria da Seção 5.6 pode ser implementada pelo Código 6.1.

Código 6.1 – Implementação da Regra dos Trapézios

```
float myTrapz(float *X, float *Y, unsigned int size){
/*****
Aguarda como entrada os vetores de tempo, amplitude e
suas dimensões máximas.
*****/
    int i=0;
    float Int=0, H, B, b;
    for(i=0; i< size-1; i++){
        H = X[i+1]-X[i];
        B = Y[i];
        b = Y[i+1];
        Int = Int + (B+b)*H/2;
    }
    return Int;
}
```

O código recebe dois ponteiros para vetores e suas dimensões máximas como entrada e retorna o valor da integral do sinal.

6.2 OPERAÇÕES COM VETORES

Para elevar implementar a Equação (5.1.1), é necessária uma multiplicação entre vetores, o Código 6.2 faz essa operação e retorna um ponteiro para o resultado:

Código 6.2 – Multiplicação de Vetores

```
float* vectorMult(float *X, float *Y, unsigned int size){
    int i=0;
    for(i=0;i<size;i++){
        Ans[i] = X[i]*Y[i];
    }
    return Ans;
}
```

As Equações (5.1.3) e (5.1.4) necessitam elevar ao quadrado os valores dos vetores amostrados. Já o Código 6.3 eleva ao quadrado todos os elementos dos vetores de entrada e retorna um ponteiro.

Código 6.3 – Quadrado de Vetores

```
float* vectorPow(float *X, unsigned int size){
    int i=0;
    for(i=0;i<size;i++){
        Ans[i] = X[i]*X[i];
    }
    return Ans;
}
```

6.3 FATOR DE POTÊNCIA

O Código 6.4 retorna o fator de potência, a potência ativa e a potência aparente, e espera como entrada os vetores de tempo, tensão e corrente. Todos os valores de entrada devem ser vetores vindos da amostragem. Esses valores devem conter um ou mais períodos das ondas amostradas.

Código 6.4 – Cálculo do Fator de Potência

```
void powerFactor(float *t, float *V, float *I, unsigned int size,
```



```

float *fp, float *S, float *P, float *Vrms, float *Irms){
float fp_t=0, S_t=0, P_t=0, Vrms_t=0, Irms_t=0;
/* Cálculo do período. */
float T = t[size-1]-t[0];
/* Cálculo da potência ativa. */
P_t = myTrapz(t, vectorMult(V, I, size), size)/T;
/* Cálculo da tensão eficaz. */
Vrms_t = sqrt(myTrapz(t, vectorPow(V, size), size)/T);
/* Cálculo da corrente eficaz. */
Irms_t = sqrt(myTrapz(t, vectorPow(I, size), size)/T);
/* Cálculo da potência aparente. */
S_t = Vrms_t*Irms_t;
/* Cálculo do fator de potência. */
fp_t = P_t/S_t;

*fp=fp_t;
*S=S_t;
*P=P_t;
*Vrms=Vrms_t;
*Irms=Irms_t;
}

```

6.4 CÁLCULO DA FFT

A implementação do método visto na Seção 5.11 pode ser encontrada no Anexo B e foi retirada de: [28]. Esse código possui otimizações adicionais adequadas para o projeto.

6.5 CÁLCULO DA I_{THD}

O Código 6.5 utiliza a Equação (5.1.6) para apurar a taxa de distorção harmônica percentual. A variável N_{HARM} determina até qual harmônica será efetuado o cálculo. Por exemplo, determinar a THD até a décima harmônica: N_{HARM} deverá receber o valor 10. Essa código pode ser utilizado para determinar a THD de qualquer sinal discreto, para aumentar sua exatidão, os sinais devem possuir dimensão múltipla de dois.

Código 6.5 – Cálculo da THD

```

/* Calcula a FFT e retorna um sequência de números
imaginários. */
four1(X, NFFT, 1);

/* Encontra o módulo e o ângulo do vetor imaginário X */
for(i=0; i<NFFT; i++){
    X_ANG[2*i+1]=sqrt(pow(X[2*i+1],2)+pow(X[2*i+2],2));
    X_ABS[i]=sqrt(pow(X[2*i+1],2)+pow(X[2*i+2],2));
    X_ANG[2*i+2]=tan((float)X[2*i+2]/(float)X[2*i+1]);
}

/* Encontra a harmônica fundamental. */
maximum = 0.0;
location=0;
/* Para uma DFT, o sinal se repete novamente
a partir de sua metade*/
for (i = 0; i < NFFT/2; i++){
    if (X_ABS[i] > maximum){
        maximum = X_ABS[i];
        location = i;
    }
}

/* Ajuste de proporção para o valor RMS. */
maximum = maximum*10.0;
/* Somatório das harmônicas sem a fundamental.
Caso queira até a décima harmônica: N_HARM=10.*/
sum=0;
for(i=location+1; i<=N_HARM; i+=1){
    sum+=pow(X_ABS[i],2);
}

/* Cálculo da THD percentual. */
THD=(sqrt((float)sum)/(float)maximum)*100;

```

6.6 CÁLCULO DO θ , λ , S' , φ , Q E D

Com os códigos para calcular P , S e THD já implementadas nas Seções 6.3 e 6.5. Basta aplicar as Equações (5.1.10), (5.1.12) e (5.1.13) para obter os valores de S' , Q e D . Vale ressaltar, que a taxa de distorção harmônica da tensão será aproximada para zero e será desprezada nas contas.

A equação (5.1.7) possui o empecilho de não indicar se o fator de potência

é indutivo ou capacitivo. Uma forma de contornar esse problema é detectar os pontos onde o sinal de tensão e corrente cruzam pela primeira vez no eixo do tempo e realizar uma diferença, encontrando assim, o ângulo θ representado nas Figuras 7 e 8. O código 6.6 detecta e retorna a posição do primeiro cruzamento descendente do vetor de entrada.

Código 6.6 – Detector de Cruzamento por Zero

```
int zeroCross(float *X, unsigned int size){
    /*Detecta cruzamentos e os divide em bordas de
    descidas e subidas do vetor X*/
    int i=0, j=0, k=0;
    for (i=(size/4)-5; i<size; i++){
        /* Detecta o primeiro cruzamento e retorna a
        posição. */
        if (X[i]>=0 && X[i+1]<=0){
            return i;
            j++;
        }
    }
}
```

O cálculo do θ e do $\cos(\theta)$ pode ser feita pelo Código 6.7.

Código 6.7 – Cálculo do θ

```
#define PI      3.14159265359
#define TWOPI  (2.0*PI)
/* Posição do primeiro cruzamento ascendente da tensão. */
Vz=zeroCross(V,MAX_SAMPLE);
/* Posição do primeiro cruzamento ascendente da corrente. */
Iz=zeroCross(I,MAX_SAMPLE);
/* Cálculo do theta em segundos. */
theta=t[Vz]-t[Iz];
/* Conversão theta para radianos. */
theta=((float)TWOPI*theta)/((float)t_inter*MAX_SAMPLE);
/* Cálculo do cosseno de theta. */
cos_theta=cos(theta);
```

O código anterior ainda não é suficiente para determinar se a carga é ou não linear, por isso, é preciso implementar as Equações (5.1.9), (5.1.10), (5.1.11),

(5.1.12) e (5.1.13) para obter os valores de λ , S' , φ , Q e D .

Código 6.8 – Cálculo dos Ângulos e Potências

```
/* Conversão da taxa de distorção harmônica da corrente de percentual
   para decimal. */
aux=(float)I_THD/(float)100;
/* Cálculo do cosseno de lambda. */
cos_lamb=(float)1/(float)sqrt(1+(aux*aux));
/* Cálculo do lambda. */
lamb=acos(cos_lamb);
/* Cálculo da projeção de vetor S. */
S_proj=S*cos_lamb;
/* Cálculo do cosseno de phi */
cos_phi=(float)P/(float)S_proj;
/* Cálculo do phi. */
phi=acos(cos_phi);
/* Cálculo da potência reativa. */
Q=sin(phi)*S_proj;
/* Cálculo da potência de distorção. */
D=S*sin(lamb);
```

6.7 GERAÇÃO DOS SINAIS DISCRETOS

Para poder testar os códigos anteriores, é necessário a criação de sinais discretos. O Código 6.9 produz um sinal de tensão senoidal formado por 64 amostras, com amplitude máxima de $127\sqrt{2}$ e frequência de $60Hz$; e um sinal de corrente linear senoidal formado por 64 amostras, com amplitude máxima de $127/3\sqrt{2}$, frequência de $60Hz$ e adiantado (FP capacitivo) em 30 (ângulo θ).

Código 6.9 – Geração dos Sinais de Tensão e Corrente (CRC)

```
#define MAX_SIZE 64
float t[MAX_SIZE], V[MAX_SIZE], I[MAX_SIZE];
float t_inter=0.00026; // t_inter = T/MAX_SIZE = (1/freq)/MAX_SIZE
float theta=30; // Valor em graus
for(i=0; i<MAX_SIZE; i++){
    // t[i] = ((float)i/(float)MAX_SIZE)*t_inter;
    t[i] = i*t_inter;
}
```

```

for (i=0; i<MAX_SIZE; i++){
    V[i] = 127*sqrt(2)*sin(2*M_PI*freq*t[i]);
    //Corrente linear: circuito RC ou RL, basta trocar o sinal do
    //ângulo phi:
    //positivo para RC e negativo para RI.
    I[i] = (127/3)*sqrt(2)*sin((2*M_PI*((float)i/(float)MAX_SIZE))
        +(theta*((float)M_PI/(float)180)));
}

```

Para criar um sinal de corrente atrasado (FP indutivo), basta alterar o sinal da variável $theta$ (θ):

Código 6.10 – Geração dos Sinais de Tensão e Corrente (CRI)

```

for (i=0; i<MAX_SIZE; i++){
    V[i] = 127*sqrt(2)*sin(2*M_PI*freq*t[i]);
    I[i] = (127/3)*sqrt(2)*sin((2*M_PI*((float)i/(float)MAX_SIZE))
        -(theta*((float)M_PI/(float)180)));
}

```

Para gerar correntes não lineares características de RMMO, usa-se a seguinte variação do código anterior:

Código 6.11 – Geração dos Sinais de Tensão e Corrente (RMMO)

```

for (i=0; i<MAX_SIZE; i++){
    V[i] = 127*sqrt(2)*sin(2*M_PI*freq*t[i]);
    //Corrente não linear: retificador monofásico meia onda,
    //gera somente meia senoide.
    if(i<MAX_SIZE/2)
        I[i] = (127/3)*sqrt(2)*sin(2*M_PI*freq*t[i]);
    else I[i]=0;
}

```

Com esses códigos é possível gerar todas as ondas previstas nos circuitos teóricos das Seções 5.2 e 5.3.

6.8 RESULTADO DAS SIMULAÇÕES

A lista abaixo mostra os parâmetros usados para as simulações:

- $V_p = 127\sqrt{2}V$;
- $I_p = (127/3)\sqrt{2}V$;
- $f = 60Hz$;
- 64 amostras por período (Frequência de amostragem de $3840Hz$);
- Para o CRI: $\theta = -30$;
- Para o CRC: $\theta = 30$;
- Diodo ideal;
- I_{THD} até a décima harmônica;

A Tabela 1 mostra os resultados dos testes realizados com os códigos anteriores. Para calcular o FP teórico foram usadas as Equações (5.2.15) e (5.2.16). Foi utilizado um simulador de circuitos para obter o I_{THD} teórico até a décima harmônica. Na tabela foram colocados somente os valores das grandezas mais relevantes e decisivas para o projeto: FP e I_{THD} (até a décima harmônica). Também calculado os erros percentuais (relativos) entre o FP obtido teoricamente com o FP obtido através dos códigos com a seguinte equação [29]:

$$e\% = \frac{X_{\text{teórico}} - X_{\text{simulado ou medido}}}{X_{\text{teórico}}} 100 \quad (6.8.1)$$

Tabela 1 – Resultados das Simulações.

Amostra	Tipo de carga	FP Teórico	FP Código	I_{THD} Simulado (%)	I_{THD} Código (%)	Erro do FP (%)	Erro do I_{THD} (%)
1	RI Série (Atrasado em 30°)	0,866 (Indutivo)	0,872 (Indutivo)	0,000	0,000	0,000	0,000
2	RC Série (Adiantado em 30°)	0,866 (Capacitivo)	0,867 (Capacitivo)	0,000	0,000	-0,115	0,000
3	RMMO	0,707 (Não Linear)	0,707 - Não Linear	9,714	8,567	0,000	11,808

6.9 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 I_{THD} . Quando comparados com medidores de instrumentação existentes no mercado, como o *FlukeTM41B*¹,

¹Informações disponíveis em: <http://www.fluke.com>

com erros de $\pm 0.02\%$ para o fator de potência e $\pm 3\%$ para a I_{THD} , 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.

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 [30]. Como será medido também a THD, 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 17, é uma plataforma de baixo custo com um microcontrolador baseado em ARM®Cortex™-M4F, da *Texas Instruments*, de 32 bits operando com um *clock* de $80MHz$ [31]. 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;
- 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*TM com todas as funcionalidades;
- Comunicação *serial* via USB.

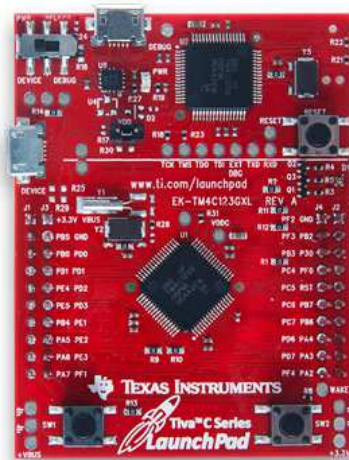


Figura 17 – Placa de Desenvolvimento *Tiva*TMC Series.
Fonte: [31].

8 SENSOR DE CORRENTE BASEADO NO EFEITO *HALL* ACS712

O ACS712 (Figura 18), produzido pela empresa *Allegro™*, é um sensor de precisão baseado no efeito *Hall* com capacidade de medir correntes de até 5A. 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 5V sendo o 2,5V o nível correspondente à corrente de 0A. A exatidão do dispositivo é otimizada, pois a sua sensibilidade à ruídos é reduzida quando comparado a outros métodos de medição de corrente [32]. Esse será usado como sensor de corrente do dispositivo.



Figura 18 – Sensor de Corrente ACS712.
Fonte: [32].

~~Divido as dificuldades de encontrar somente esse componente no mercado nacional, optou-se por utilizar no projeto um módulo (Figura 19) contendo o mesmo.~~

No projeto, utilizou-se o módulo ilustrado na figura 19 contendo o sensor de corrente.



Figura 19 – Módulo com o Sensor de Corrente ACS712.
Fonte: [33].

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 Seção 5.9 e deslocar sua referência para obter somente valores positivos utilizando o circuito visto na Seção 5.8, pois a porta do microcontrolador, escolhido para o projeto, é incapaz de ler níveis de tensão negativos em modo de operação não diferencial. Para a corrente, é indispensável reduzir os níveis de tensão vindos do sensor com o circuito visto na 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 Seção 5.7.

O circuito da Figura 20 foi projetado usando as Equações (5.8.3), (5.8.4) e (5.9.1); os parâmetros descritos na Seção 5.7; e os seguintes critérios a seguir:

- Tensão eficaz de entrada da rede ($v_{i1}(t)$): 127V ou 220V;
- Frequência da tensão de entrada: 60Hz;
- Tensão de pico de entrada da rede ($v_{i1}(t)$): 183V ou 317V;
- Corrente de pico máxima permitida pelo sensor: 5A;
- Tensão máxima de saída do módulo com o sensor de corrente ($v_{i2}(t)$): 5V;
- Tensão de saída mínima e máxima para a medição de tensão e corrente ($v_{o1}(t)$ e $v_{o3}(t)$): 0V e 3.3V;
- Tensão de saída máxima de saída para o detector de cruzamento ($v_{o2}(t)$): 5V;
- Corrente máxima de saída com uma impedância de saída de 100kΩ ($v_{o1}(t)$, $v_{o2}(t)$ e $v_{o3}(t)$): < 1mA;
- Tensão de alimentação para o módulo com o sensor de corrente ($VCC+$): 5V (CC);

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

O amplificador operacional escolhido foi o TL074 devido ao seu baixo custo e sua elevada impedância de entrada [34]. 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.

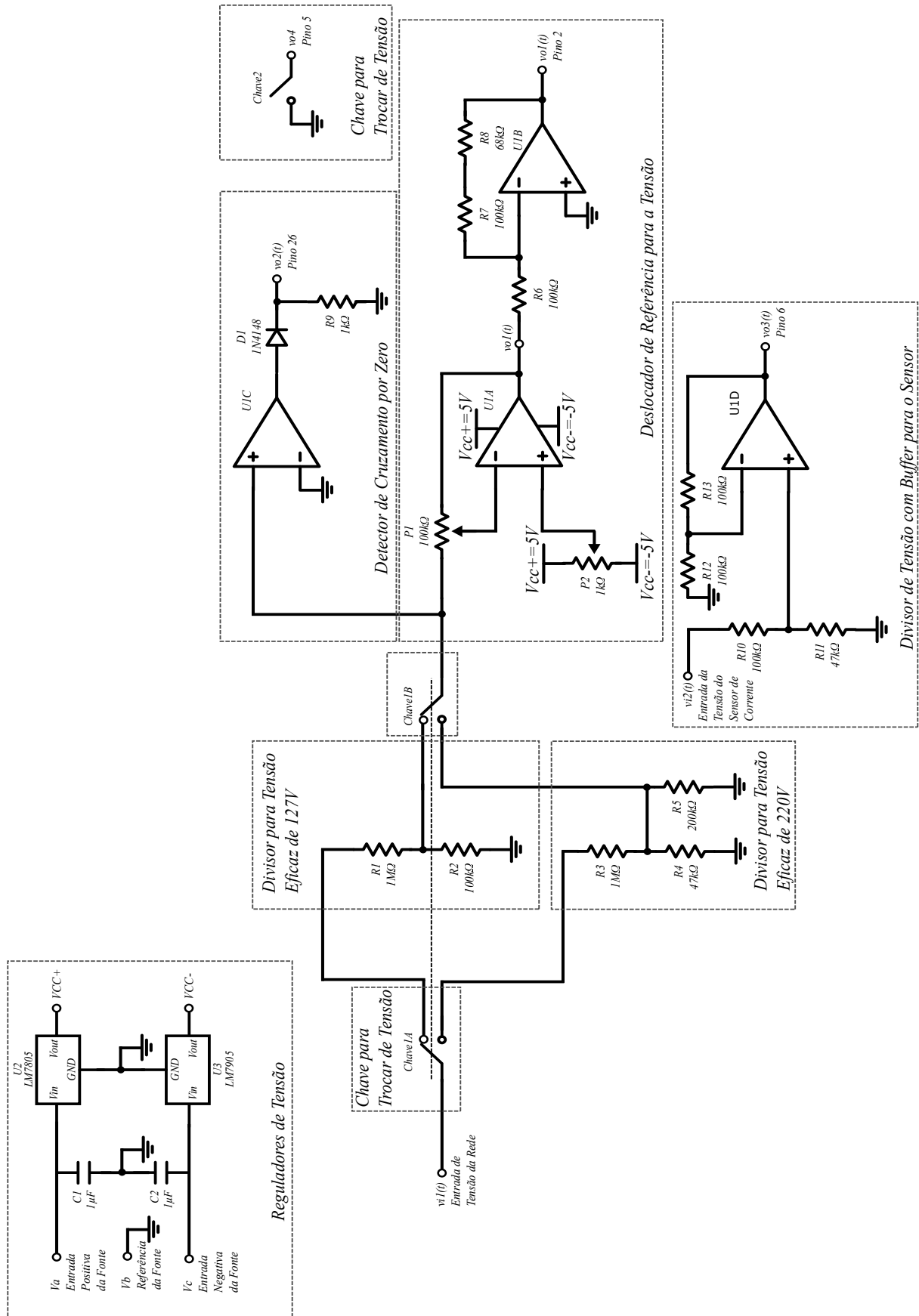


Figura 20 – Diagrama do Circuito do Medidor.

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 30. 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 $Chave1$ e da $Chave2$. 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. O FP foi obtido através das Equações (5.2.15), (5.2.16) e (5.3.4); e a I_{THD} com *software* de simulação. Abaixo as especificações do circuito:

Fazer uma tabela verdade da operação das chaves.

- Corrente máxima de pico de entrada: $5A$;
- Corrente eficaz de entrada: $2A$;
- Tensão eficaz máxima de entrada: $127V$;
- Frequência da tensão de entrada: $60Hz$;
- ~~Fator de potência teórico para o CL RL (Equação (5.2.15)): $0,359$;~~
- ~~Fator de potência teórico para o CL RC (Equação (5.2.16)): $0,441$;~~
- ~~Fator de potência teórico para o CNL RMMO (Equação (5.3.4)): $0,707$.~~
- ~~I_{THD} simulada simulada para o CL RL: 0% ;~~
- ~~I_{THD} simulada para o CL RC: 0% ;~~
- ~~I_{THD} simulada para o CNL RMMO: $9,714\%$.~~

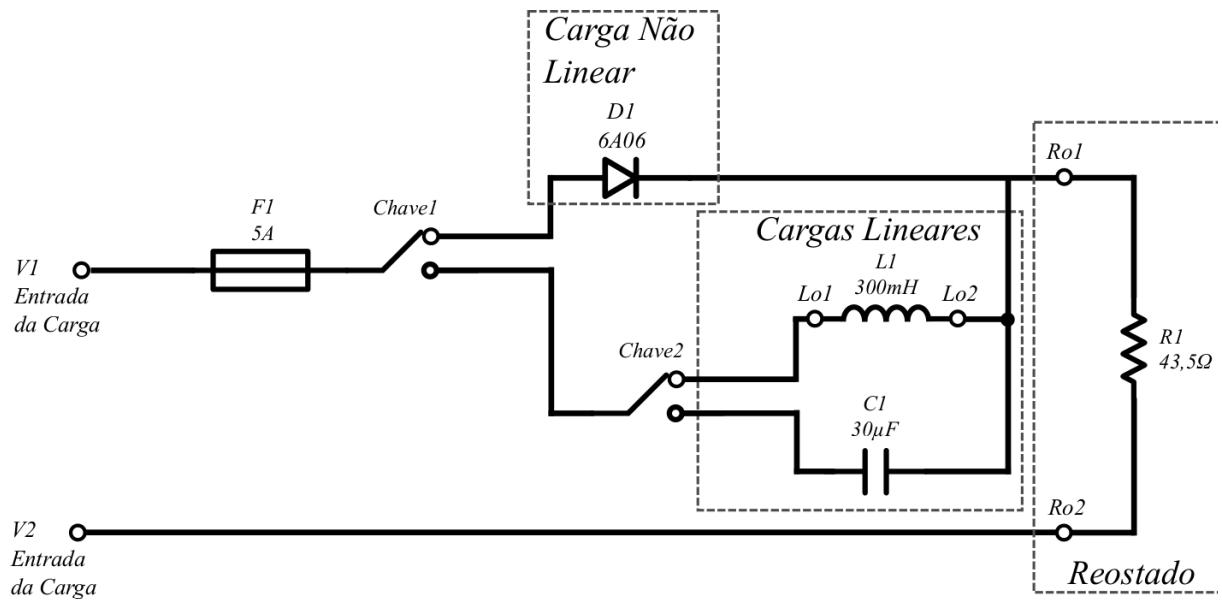


Figura 21 – Diagrama do Circuito das Cargas.

11 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

11.1 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Como a proposta é a implementação de um protótipo, através do circuito esquemático da Figura 20, é possível a criação do projeto da Placa de Circuito Impresso (PCI).

Para o projeto, foi considerado o uso placas com apenas uma camada. Foi necessário o uso de pontes (traços em vermelho na Figura 22) 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 *Tiva™C Series* se encaixará através de conectores de tipo *headers*.

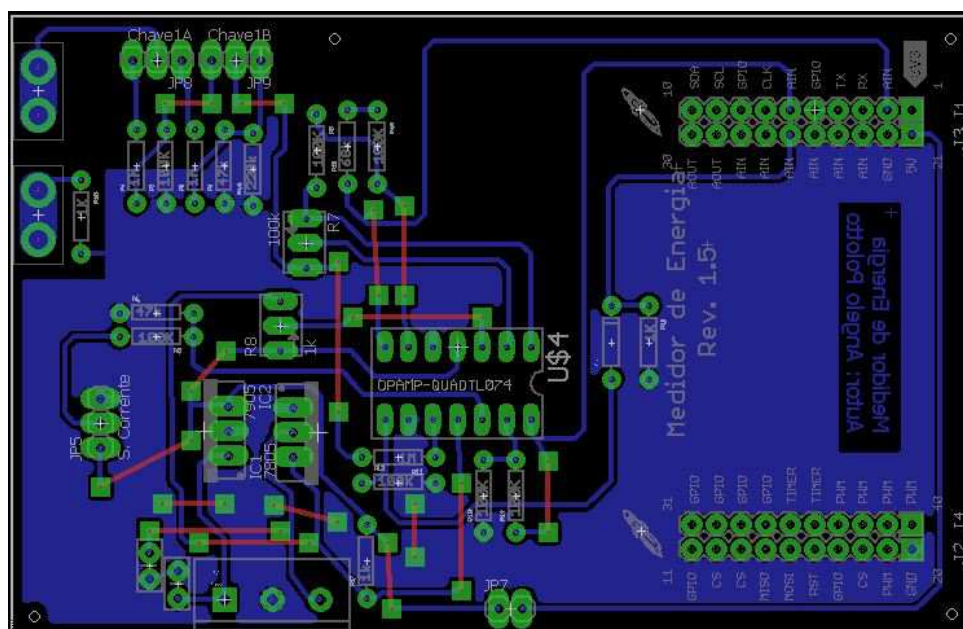


Figura 22 – Layout da PCI do Circuito Condicionador de Sinais.

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 percloroeto 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 23 mostra vista inferior da placa ao final do processo de confecção.

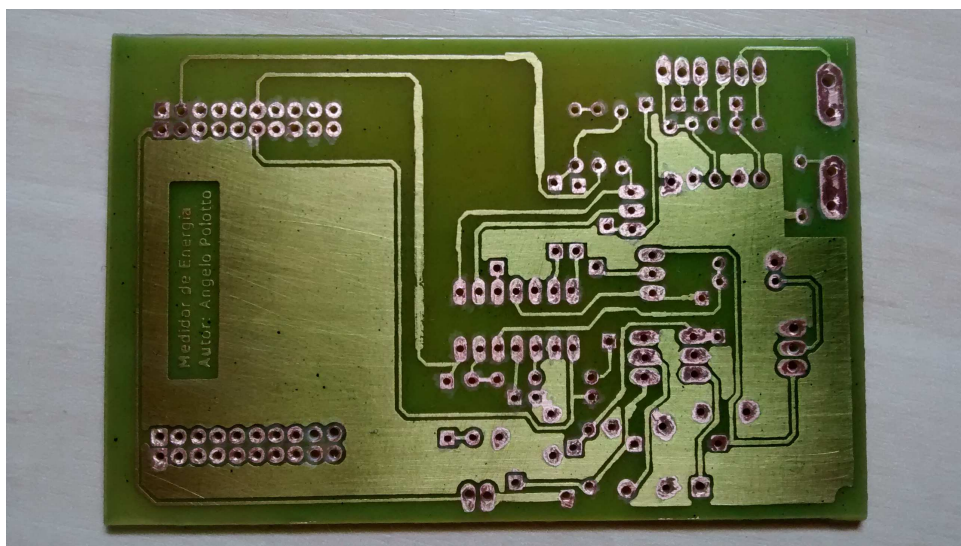


Figura 23 – Vista Inferior da Placa (Sem os Componentes).

Com a placa confeccionada, os componentes foram soldados e o resultado pode ser visto na Figura 24. Os resistores possuem erro menor que 1%. O conector para a *Chave2* não aparece pois será adicionada posteriormente na montagem do medidor.

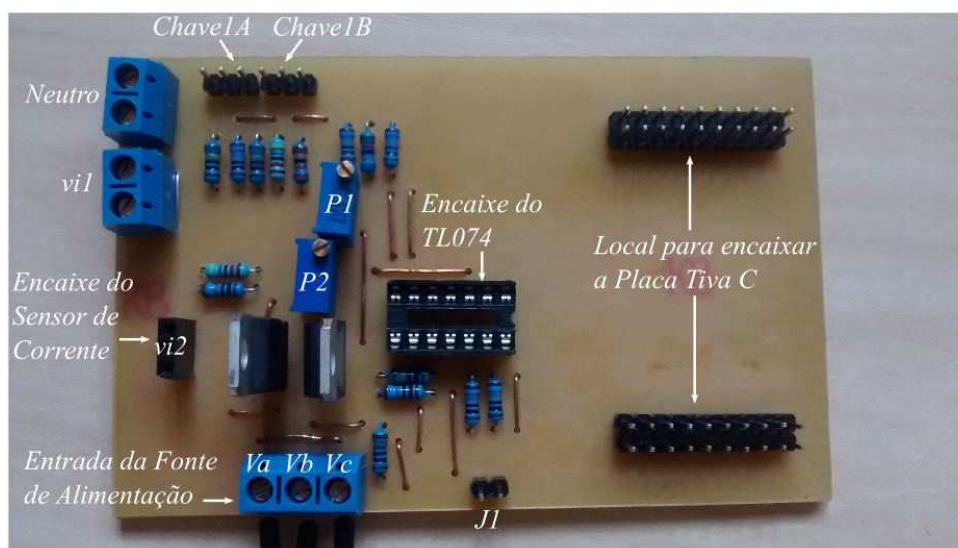


Figura 24 – Vista Superior da Placa.

11.2 CONSTRUÇÃO DO MEDIDOR

O medidor foi montado em uma plataforma de madeira com, aproximadamente, $250mm$ de largura e $250mm$ 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 25 mostra o diagrama de blocos do medidor e a Figura 26 mostra o medidor montado. Para ficar mais claro, a nomenclatura é a mesma usada na Figura 20.

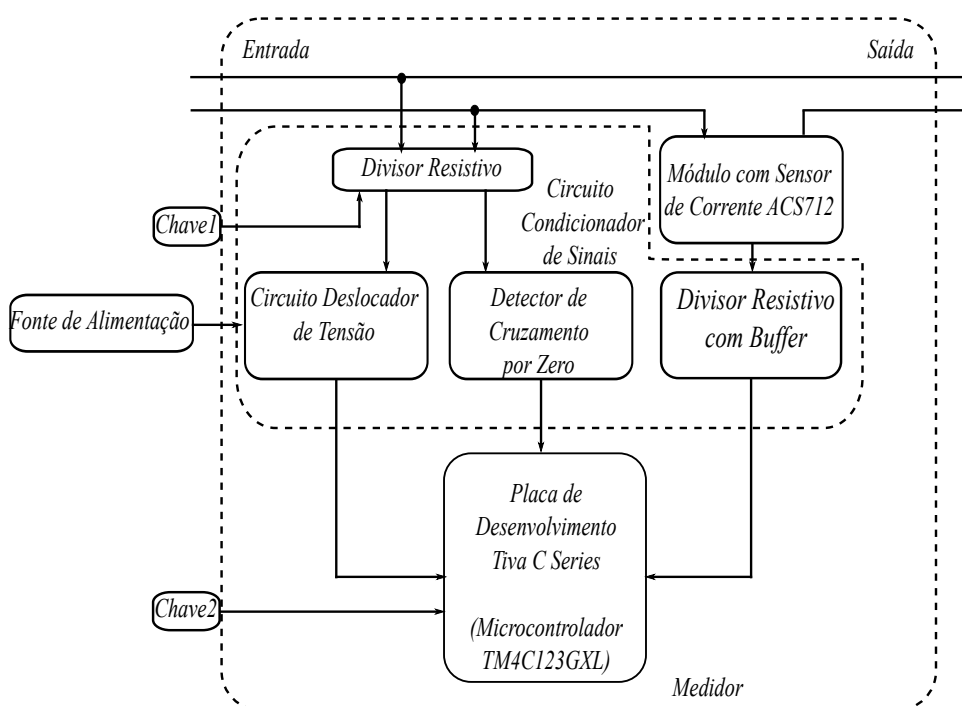


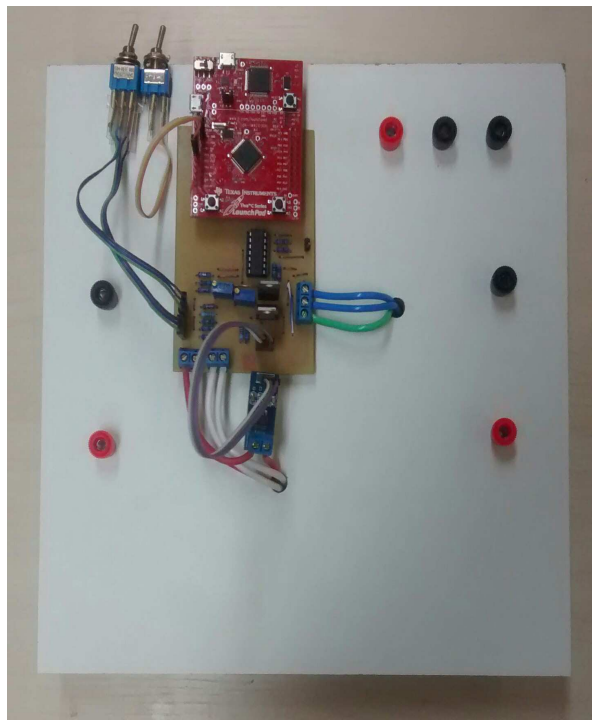
Figura 25 – Diagrama do Medidor.

11.3 CALIBRAÇÃO DO MEDIDOR

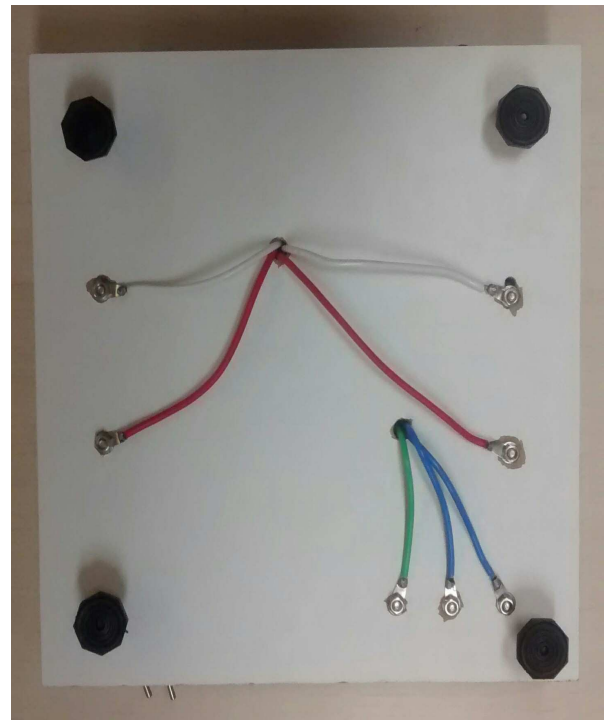
O medidor foi calibrado previamente com um osciloscópio. O ajuste foi feito através dos potenciômetros $P1$ e $P2$ (Figuras 20 e 24). $P1$ é responsável pelo ajuste da amplitude máxima da saída $vo1$, já $P2$ é incumbido pelo ajuste do descolamento (*offset*). **Considerar alterar o trecho a seguir pelo texto que te enviei pelo e-mail:**

na entrada do medidor uma

A calibração foi realizada ligando ~~o medidor na~~ tensão eficaz de $127V$ e uma carga puramente resistiva à sua saída (Reostato regulado em $43,5\Omega$). A tensão



(a) Vista Superior



(b) Vista Inferior

Figura 26 – Medidor Montado.

...pois, como dito anteriormente, essa é a máxima tensão suportada na entrada analógica do microcontrolador.

máxima em $vo1$ precisa estar o mais próximo possível de $3.3V$ mas nunca maior; a tensão mínima deve ficar próxima de $0V$; assim ~~de se adotar um fundo de escala com faixa de $0V$ a $3.3V$ para tensões de entrada ($vi1$) com faixa $183V$ a $183V$ ($\approx 127\sqrt{2}$).~~ ~~o módulo de corrente possui fundo de escala com faixa de $0V$ a $5V$ na saída, para correntes de entrada de 5.4 a 5.4 .~~ Após passar pelo circuito, o fundo de escala em $vo3$ é alterado para a faixa de $0V$ a $3.3V$, para correntes de entrada de 5.4 a 5.4 . saída do detector de cruzamento ($vo2$) precisa atingir no máximo $5V$ deve ser uma onda quadrada, para evitar a saturação da entrada do amplificador operacional. A tensão eficaz de $127V$ em $vi1$ nunca pode ser ultrapassada em mais de $2V$. A Figura 27 mostra o circuito calibrado para tensão eficaz de entrada de $127V$.

As saída $vo1$ e $vo3$ podem atingir no máximo $3.3V$ e serão amostradas por um conversor de $12bits$ (Seção 7), portanto, usa-se as Equações (5.5.1) e (5.5.2) para estimar a classificação dos sinais de tensão ($V[n]_{amostrado}$) e corrente ($I[n]_{amostrado}$) amostrados:
 O que é estimar a classificação???

Este parágrafo está muito confuso. Cuidado ao reescreve-lo.

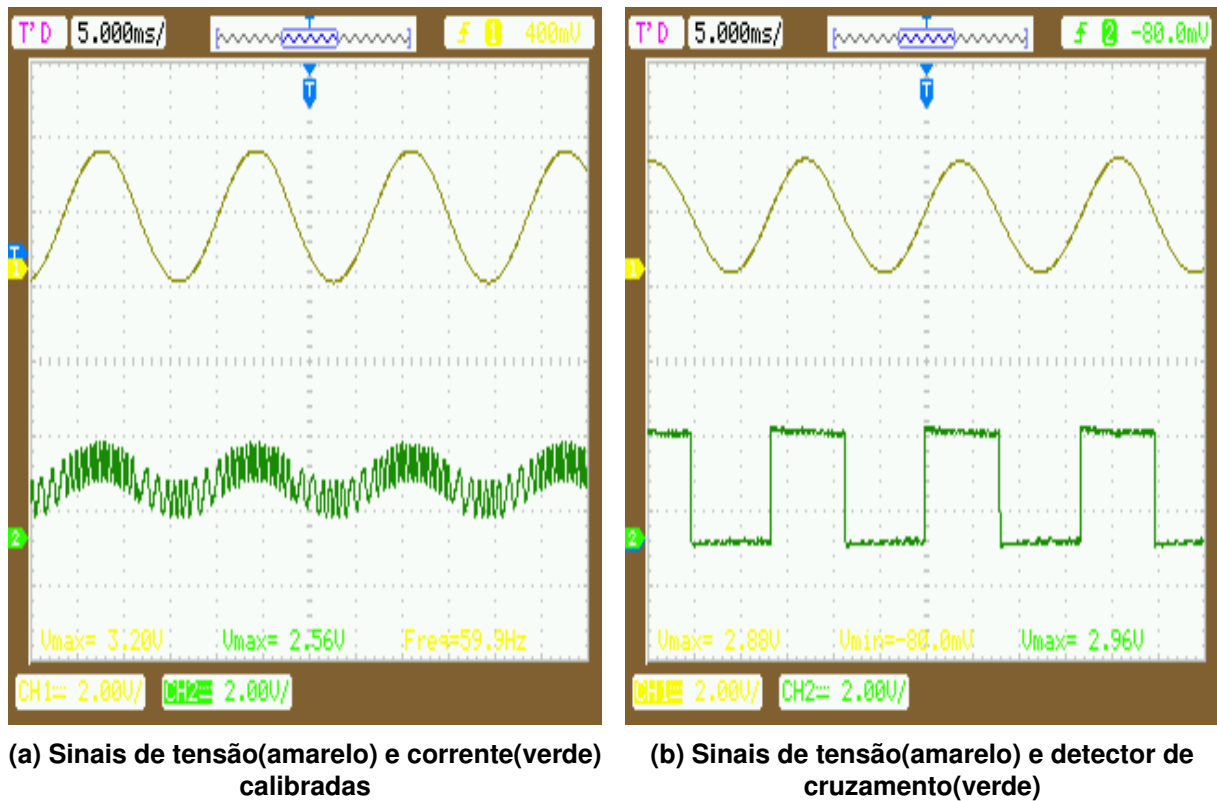


Figura 27 – Calibração do Medidor.

$$stepSize = \frac{2^{12} - 1}{3.3} = 1240,909 \quad (11.3.1)$$

$$V[n]_{amostrado} = \|vo1(t)1240,909\| \quad (11.3.2)$$

$$I[n]_{amostrado} = \|vo3(t)1240,909\| \quad (11.3.3)$$

Realizando a reconstrução dos sinais com a Equação (5.5.3), obtêm-se:

$$V[n]_{reconstruído} = \frac{I[n]_{amostrado}}{1240,909} \quad (11.3.4)$$

$$I[n]_{reconstruído} = \frac{V[n]_{amostrado}}{1240,909} \quad (11.3.5)$$

O fundo de escala obtido nas saídas $vo1$ e $vo3$ do circuito ~~devem ser deslocados~~ no eixo da amplitude para facilitar a sua conversão em valores ~~reais com base~~ nos fundos de escala. Para isso, usa-se as seguintes equações:

$$V[n]_{\text{Deslocado}} = V[n]_{\text{reconstruído}} - V_{\text{zero}} \quad (11.3.6)$$

$$I[n]_{\text{Deslocado}} = I[n]_{\text{reconstruído}} - I_{\text{zero}} \quad (11.3.7)$$

Esse processamento é feito digitalmente com base nos valores de referência zero (V_{zero} e I_{zero}) obtidos da seguinte forma:

$$V_{\text{zero}} = \frac{vo1_{\text{máximo de saída}} - vo1_{\text{mínimo de saída}}}{2} \approx \frac{3.3 - 0}{2} = 1,65V \quad (11.3.8)$$

$$I_{\text{zero}} = \frac{vo3_{\text{máximo de saída}} - vo3_{\text{mínimo de saída}}}{2} \approx \frac{3.3 - 0}{2} = 1,65V \quad (11.3.9)$$

Após o deslocamento, os fundos de escala devem ser subtraídos pelas referências zero. O fundo de escala para a tensão ficará com faixa de $-1.65V$ a $1.65V$ para tensões de entrada com faixa $-183V$ a $183V$, e para a corrente ficará com faixa de $-1.65V$ a $1.65V$, para correntes de entrada com faixa $-5A$ a $5A$. Com os valores adequados, as operações para obtenção das medidas reais amostradas podem ser efetuadas:

$$V[n] = \frac{183}{1.65} V[n]_{\text{Deslocado}} \quad (11.3.10)$$

$$I[n] = \frac{5}{1.65} I[n]_{\text{Deslocado}} \quad (11.3.11)$$

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

Essa parte de ser adaptada para o tópico do desenvolvimento do software

Os principais códigos implementados para o microcontrolador foram retirados das Seções 6.3, 6.5 e 6.6. Porém, foram adicionadas outros devido às particularidades da implementação prática. Os códigos foram escritos em linguagem C e

compilados com a plataforma de desenvolvimento *Code Composer Studio™*. O código fonte completo do microcontrolador pode ser encontrado no Apêndice B

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 [35]. O código a seguir mostra como ativá-la:

Código 11.1 – Configuração da FPU

```
ROM_FPUEnable(); //Habilita a unidade.
ROM_FPUStackingEnable(); //Habilita a pilha de resultados.
ROM_FPULazyStackingEnable(); //Habilita a pilha de resultados.
//Configura o clock para unidade, no caso, 40MHz.
ROM_SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_4 | SYSCTL_USE_PLL | SYSCTL_XTAL_16MHZ
    | SYSCTL_OSC_MAIN);
/*****/
```

11.4.2 Configuração do Conversor A/D

O microcontrolador TM4C123G possui dois conversores A/D internos que podem ser revoados 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 [36] [37] [38]. O código a seguir mostra a configuração usada para o medidor:

Código 11.2 – Configuração do Conversor A/D

```
#define ANALOG_PERIPH SYSCTL_PERIPH_ADC0
#define ANALOG_BASE ADC0_BASE
#define VOLT_IN ADC_CTL_CH11
```

```

#define CURRENT_IN ADC_CTL_CH8
SysCtlPeripheralEnable(ANALOG_PERIPH); //Habilita o conversor ADC0.
/* Configura o cálculo de média por hardware, no caso:
    uma média calculada a cada 50 amostras.*/
ADCHardwareOversampleConfigure(ANALOG_BASE,50);
/* Configura o primeiro sequencer para o a tensão. */
ADCSequenceConfigure(ANALOG_BASE, 1, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);
ADCSequenceStepConfigure(ANALOG_BASE, 1, 0, VOLT_IN | ADC_CTL_IE |
    ADC_CTL_END);
ADCSequenceEnable(ANALOG_BASE, 1);
/* Configura o segundo sequencer para a corrente. */
ADCSequenceConfigure(ANALOG_BASE, 2, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);
ADCSequenceStepConfigure(ANALOG_BASE, 2, 0, CURRENT_IN | ADC_CTL_IE |
    ADC_CTL_END);
ADCSequenceEnable(ANALOG_BASE, 2);

```

11.4.3 Retirada de Amostras

O início da retirada de amostras deve coincidir com o início do ciclo de tensão, portando, 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 Seção 5.4) é calculado da seguinte forma:

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

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:

$$f_s = 6064 = 3840Hz$$

$$T_s = \frac{1}{3840} = 260,417\mu s \quad (11.4.3)$$

Portando, entre cada amostra, o microcontrolador deve aguardar $260,417\mu s$ respeitando a condição de Nyquist da Equação (5.4.1).

O Código a seguir retira amostras de dois período com as condições descritas anteriormente; cria o vetor de tempo a partir do período de amostragem; e utiliza as Equações (11.3.1), (11.3.4) e (11.3.5) para a reconstrução do sinal:

Código 11.3 – Rotina para Retirar Amostras

```
#define MAX_SAMPLE 128 //2 períodos com 64 amostras.
#define DELAY_SAMPLE 3840 //Frequência de amostragem.
#define F_FUND 60 //Frequência fundamental.
t_inter=((float)1)/ (float)DELAY_SAMPLE); //Cálculo do período de
    amostragem.
analog_const=(float)3.3/(float)4023; //Cálculo do stepSize.
SysCtlDelay((SysCtlClockGet()/ 20)/2); // Atraso para processamento de
    instruções.
/* Aguarda o próximo cruzamento por zero. */
    while(GPIOPinRead(ZERO_BASE, ZERO_IN)){
i=0;
/* Inicia a retirada de amostras de tensão e corrente. */
while(i<MAX_SAMPLE){
    //Leitura do valor instantâneo da tensão.
    ADCIntClear(ANALOG_BASE, 1);
    ADCProcessorTrigger(ANALOG_BASE, 1);
    while(!ADCIntStatus(ANALOG_BASE, 1, false)){
    ADCSequenceDataGet(ANALOG_BASE, 1, ui32ADC0Value);
    //Leitura do valor instantâneo da corrente.
    ADCIntClear(ANALOG_BASE, 2);
    ADCProcessorTrigger(ANALOG_BASE, 2);
    while(!ADCIntStatus(ANALOG_BASE, 2, false)){
    ADCSequenceDataGet(ANALOG_BASE, 2, ui32ADC0Value2);
    //Armazena os valores em vetores.
    V[i] = (float)ui32ADC0Value[0];
    I[i] = (float)ui32ADC0Value2[0];
    i++;
```



```

        /* Realiza o atraso entre as amostras (período de amostragem).
        */
        SysCtlDelay(((float)SysCtlClockGet()/ ((float)DELAY_SAMPLE)/(
            float)4));
    }
    SysCtlDelay(1); //Atraso facultativo.
    /* Reconstrução dos sinais de tensão e corrente e construção do vetor
        de tempo. */
    for(i=0; i<MAX_SAMPLE; i++){
        V[i] = analog_const*V[i];
        I[i] = analog_const*I[i];
        t[i] = t_inter*i;
    }
}

```

11.4.4 Determinação do Fundo de Escala

A *Chave2* descrita na Figura 20 possui a funcionalidade de alterar o fundo de escala da tensão amostrada da rede. O código a seguir mostra a leitura do estado lógico da *Chave2* para alterar o fundo de escala da tensão e a aplicação das Equações (11.3.6), (11.3.7), (11.3.8), (11.3.9), (11.3.10) e (11.3.11):

Código 11.4 – Cálculo do Fundo de Escala

```

/* Realiza a leitura da chave2 */
if(GPIOPinRead(SWITCH_BASE, SW_VOLT)){
    volt=179.61; //Tensão de tipo da rede para 127V.
    amp=5; //Corrente de pico medido pelo sensor.
}
else{
    volt=311.13; //Tensão de tipo da rede para 127V.
    amp=5; //Corrente de pico medido pelo sensor.
}
Voffset=valAVG(t, V, MAX_SAMPLE); //V zero
Ioffset=1.65; //I zero.
offset(V, I, MAX_SAMPLE, Voffset, Ioffset); //Deslocamento no eixo da
    amplitude.
/* Aplicação do fundo de escala e obtenção dos valores reais amostrados
    . */
setLevels(V, I, MAX_SAMPLE, volt, amp);

```

11.4.5 Apuração das Medidas

As medidas são apuradas aplicando os códigos vistos nas Seções 6.3, 6.5 e 6.6.

Código 11.5 – Apuração das Medidas

```

/* O cálculo da THD foi até a décima harmônica. */
V_THD=THD(V, NFFT_t, MAX_SAMPLE); /* Cálculo da THD da tensão para
    comparação. */
I_THD=THD(I, NFFT_t, MAX_SAMPLE); //Cálculo da THD da corrente.
/* Cálculo do FP, S, P, Vrms e Irms. */
powerFactor(t, V, I, MAX_SAMPLE, &fp, &S, &P, &Vrms, &Irms);
/* Cálculo do cosseno de lambda e do lambda. */
aux=(float)I_THD/(float)100;
cos_lamb=(float)1/((float)sqrt(1+(aux*aux)));
lamb=acos(cos_lamb);
/* Cálculo do theta e do cosseno de theta. */
Vz=zeroCross(V,MAX_SAMPLE); Iz=zeroCross(I,MAX_SAMPLE);
theta=t[Vz]-t[Iz];
theta=((float)TWOPI*theta)/((float)t_inter*MAX_SAMPLE);
cos_theta=cos(theta);
/* Cálculo da projeção de S */
S_proj=S*cos_lamb;
/* Cálculo do cosseno de phi e do phi. */
cos_phi=(float)P/(float)S_proj;
phi=acos(cos_phi);
/* Cálculo da potência aparente. */
Q=sin(phi)*S_proj;
/* Cálculo da potência de distorção. */
D=S*sin(lamb);
/* Cálculo do fator de potência pela multiplicação dos cossenos. */
fp_2=cos_lamb*cos_phi;
/* Determinação aproximada do tipo de fator de potência. */
if(fp>0.95)    print("resistivo");
else if (I_THD>=1.5)print("nao linear");
else if(theta>0 && lamb<=0.1)    print("capacitivo");
else if(theta<0 && lamb<=0.1)    print("indutivo");
print(";");

```

11.4.6 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.

11.5 CONSTRUÇÃO DO CIRCUITO DAS CARGAS DE TESTE

O diagrama esquemático da Figura 21, por não possuir muitos componentes e demandar uma corrente moderada, foi montado com um conector para fios do tipo “barra” de 10mm (Figuras 29 e 30). Os componentes e os conectores do tipo “banana” fêmea foram colocados em uma plataforma de madeira e fixados com fita dupla face.

~~As descrições a seguir estão escritas no corpo de cada componente, exceto o diodo.~~

AS chaves 1 e 2

~~A Chave1 e Chave2 são para painéis de comandos e suportam até correntes eficazes de até 15A; C1 é um capacitor para partida de motores monofásicos e suporta tensões eficazes de até 250V; D1 é um diodo de potência e suporta correntes de pico de até 6A em polarização direta [39]; F1 é um fusível de vidro de 5A. O indutor (L1) e suporta correntes eficazes de até 3A (Figura 28 (a)); o reostato (R1) suporta dissipar potências de até 1000W e deve ser regulado em 43,5Ω (Figura 28 (b)), para se obter uma corrente de pico máxima de aproximadamente 4A ao ser ligado diretamente na rede. Portanto, o dispositivo suporta corrente de pico máxima de 5A, tensões eficazes de 127V.~~

Se o indutor suporta no máximo 3 A, porque ajustar o reostato para gerar um corrente de 4 A???

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



(a) Indutor de potência

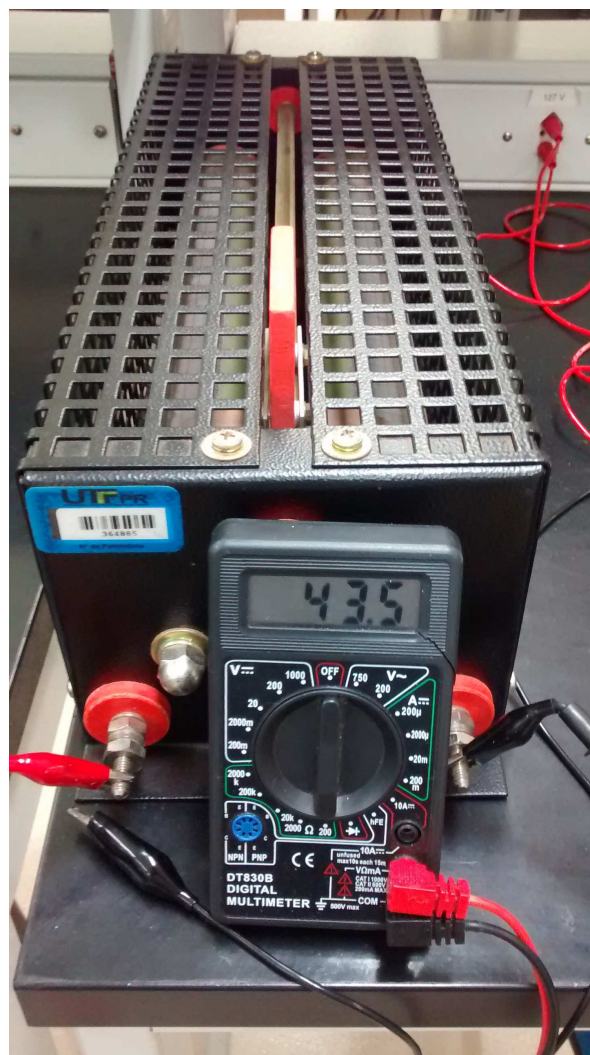
(b) Reostato regulado em 43,5 Ω

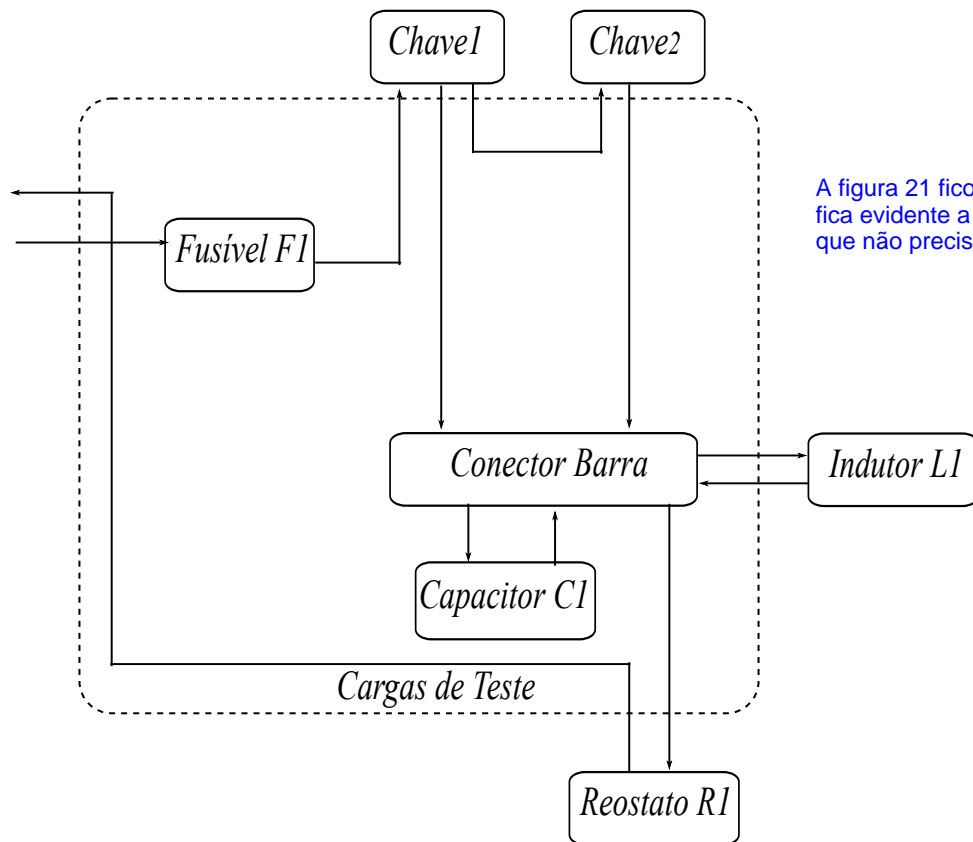
Figura 28 – Componentes Robustos.

software para ler os dados enviados pelo medidor (via USB) e mostrá-los na tela do computador.

O software da figura 31 foi desenvolvido com a plataforma *Qt Creator* em linguagem C++, a partir de um código exemplo [40]. O *Qt Creator* possui licença LGPL (*Lesser General Public License*), ou seja, é gratuito para fins acadêmicos e não comerciais [41]. ~~O endereço para download do código fonte pode ser encontrado no APÊNDICE C.~~

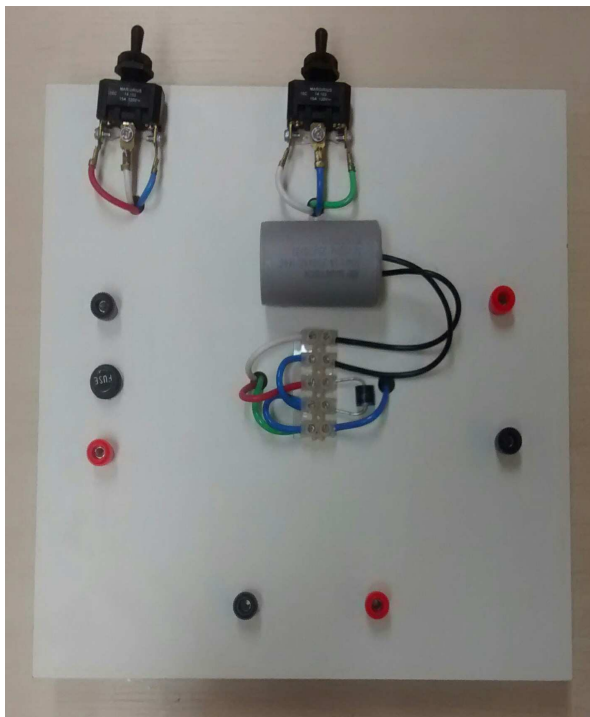
O terminal se conecta à placa através da comunicação serial virtual nativa da placa *TivaTMC Series*. Para os testes, foram usadas as seguintes configurações:

- *Baud Rate*: 115200 baud;

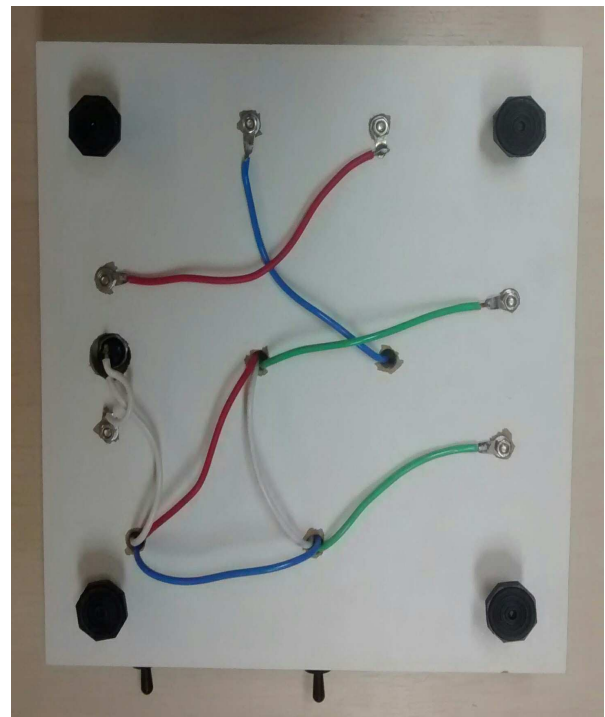


A figura 21 ficou mais clara. Aqui não fica evidente a carga não linear. Acho que não precisa colocar essa figura.

Figura 29 – Diagrama do Completo do Circuito das Cargas.



(a) Vista superior

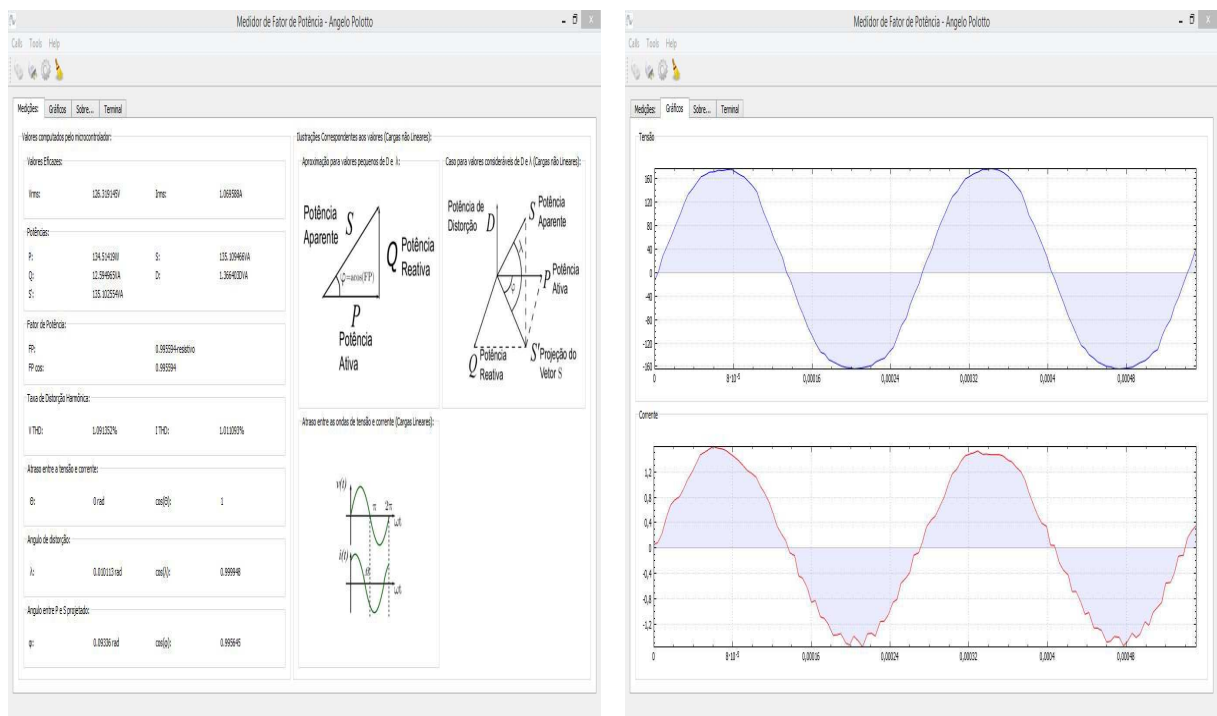


(b) Vista inferior

Figura 30 – Cargas de Teste.

- *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.



(a) Medições

(b) Gráficos das amostras de tensão e corrente

Figura 31 – Terminal de Comunicação.

11.7 ~~SISTEMA DE MEDIÇÃO~~

Acho que fica melhor: Diagrama de blocos do sistema de medição

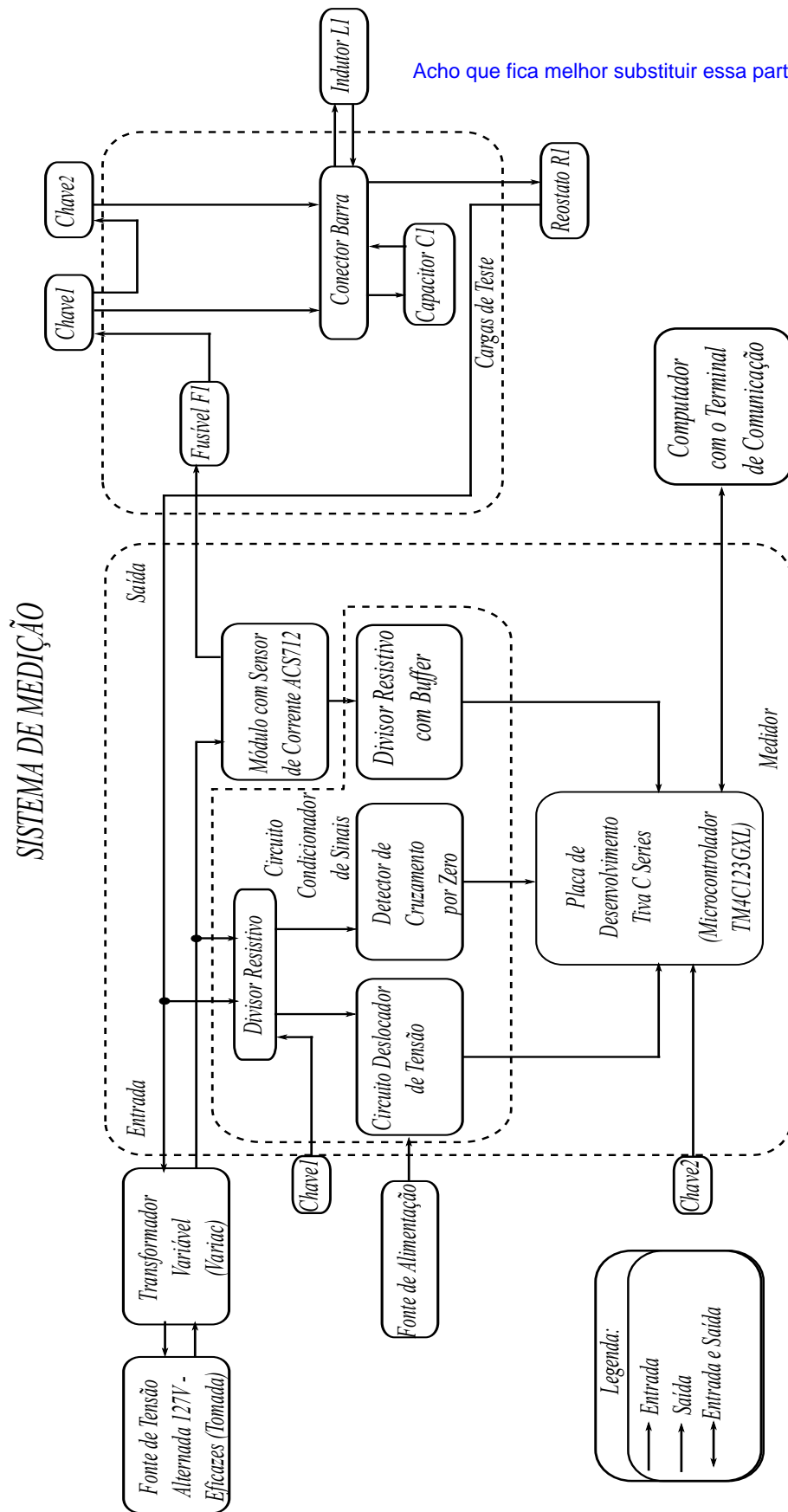
Define-se sistema de medição como o processo completo para obter medições [42]. O dispositivo construído consiste basicamente em um medidor de fator de potência, potência ativa, potência aparente, taxa de distorção harmônica (tensão e corrente até a décima harmônica) para CM do tipo: CRI, CRC e RMMO. Para se medir essas grandezas, aplicou-se o sistema representado pelo diagrama da Figura 32.

O Variac foi utilizado para garantir que a tenha 127V eficazes na entrada do medidor. ???

~~As medidas são retiradas cada vez que se pressiona o botão reset, localizado na placa~~

~~de desenvolvimento.~~ O medidor está programado para retirar 128 amostras, ou seja, serão amostrados dois ciclos de tensão e corrente.

esta ultima frase deveria estar na parte sobre o software e não aqui



Acho que fica melhor substituir essa parte do desenho pela figura 21

Figura 32 – Diagrama do Sistema de Medição.

O diagrama de medição, foi montado em laboratório para realização retirada de amostras de medidas (Figura 33). Melhorar essa frase, dizer que a figura e o sistema completo de medição..

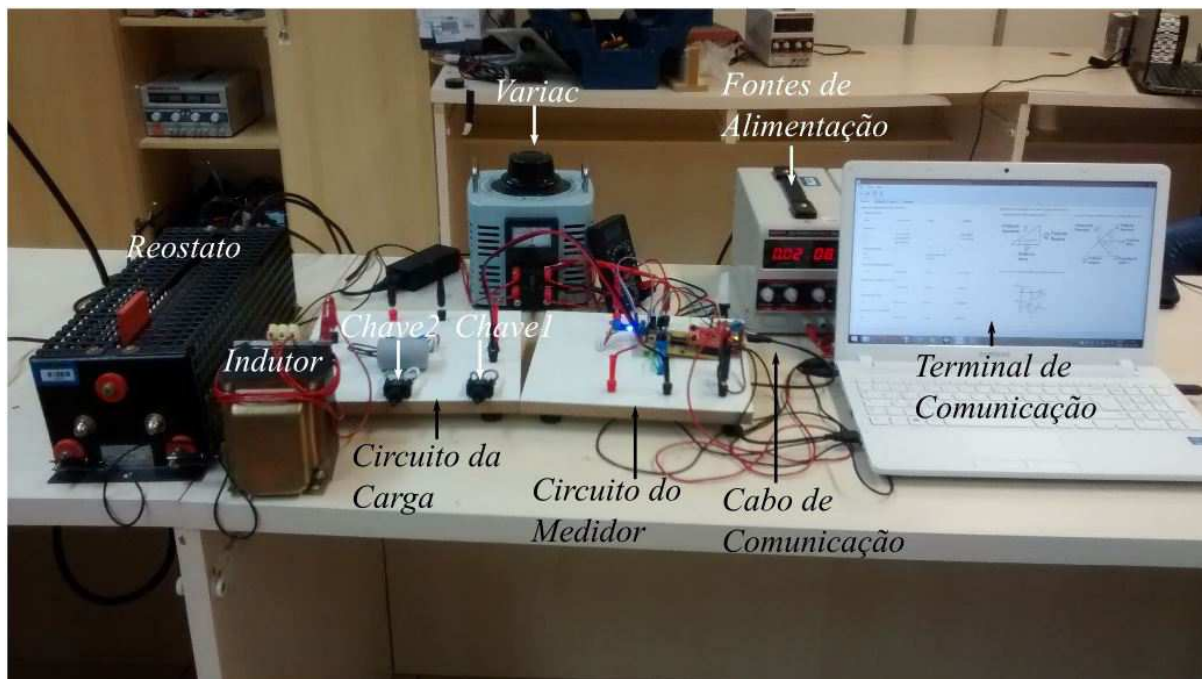


Figura 33 – Sistema de Medição Montado.

Cada componente presente no circuito de cargas foi previamente medido com um multímetro¹ 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 I_{THD} .

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

¹Instrumento 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. Foram realizadas na mesma fonte de alimentação (tomada) e equipamentos, em horários próximos; forma de prevenir grandes divergências entre as medidas por conta de influências externas.

Os valores medidos com o dispositivo construído foram: 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 (V_{THD}), taxa de distorção harmônica da corrente (I_{THD1}), $\cos(\lambda)$, $\cos(\varphi)$, fator potência calculado com a Equação (5.1.7) (FP_1), fator de potência calculado com a Equação (5.1.8) (FP_2). O (FP_1) e o (I_{THD1}) foram comparados com os valores teóricos e simulados, respectivamente representados por FP_3 e I_{THD2} ; para finalmente se obter o erro percentual calculado com a Equação (6.8.1) ($e\%$). 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, teoricamente, a característica de apresentar a curva de corrente atrasada com relação a de tensão, no regime estacionário. A Figura 34, retirada de uma das medidas, deixa evidente essa característica também em circuitos práticos.

Todos os valores medidos com o CRI estão disponíveis no Apêndice D; desses, foram extraídos o FP_1 e o I_{THD1} para serem comparados com os valores teóricos FP_3 (obtido com a Equação (5.2.15)) e I_{THD2} (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 de cada coluna; esses podem ser organizados em um gráfico para facilitar a visualização (Figuras 35 e 36).

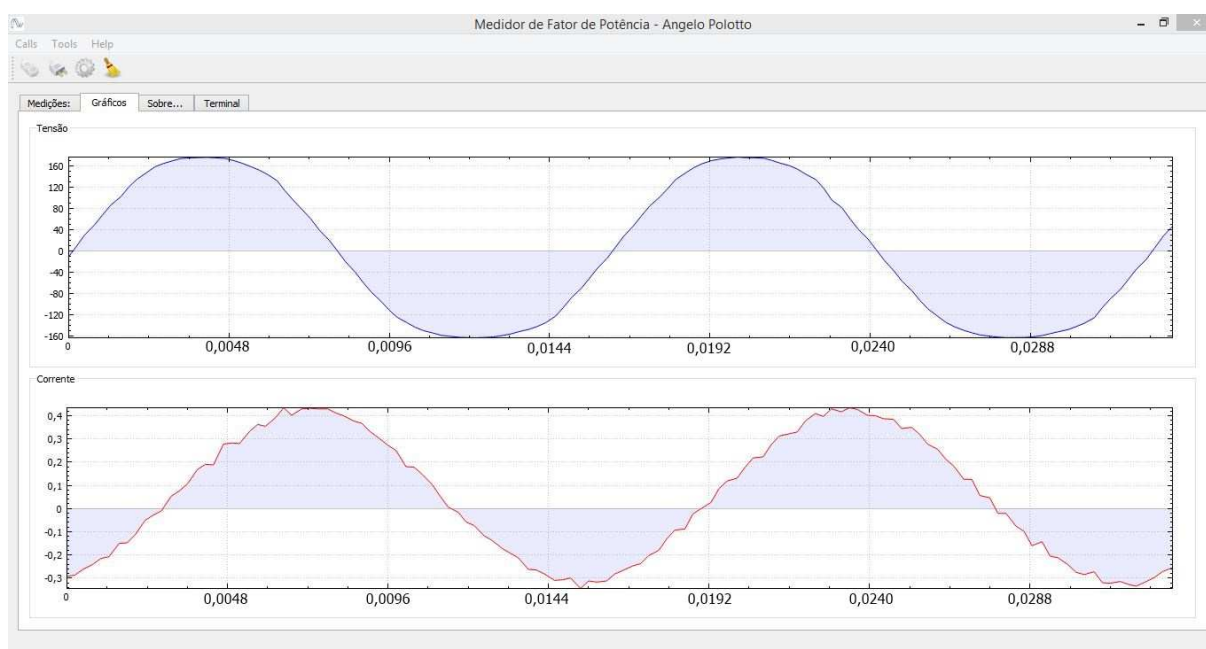


Figura 34 – Gráfico Obtido no Terminal com o CRI. Curva de tensão (superior); curva de corrente (inferior).

Tabela 3 – Valores Teóricos e Medidos com o CRI.

Amostra	$FP_3 = \cos(\arctg(-(\omega L)/R))$	$FP_1 = P/S$	$I_{THD2}(\%)$	$I_{THD1}(\%)$	$e\% = (FP_3 - FP_1/FP_3)100(\%)$
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	0,359	0,317	0	0,804	11,811

12.2 MEDIÇÕES FEITAS COM O CRC

O CRC possui, teoricamente, a característica de apresentar a curva de corrente adiantada com relação a de tensão no regime estacionário. A Figura 37, retirada de uma das medidas realizadas, deixa evidente essa característica também em circuitos práticos.

Os valores medidos com o CRC estão disponíveis no Apêndice E; o procedimento para extração das medidas foi o mesmo realizado na Seção 12.1. A Tabela 4 mostra os resultados obtidos e esses podem ser organizados em gráficos, para facilitar

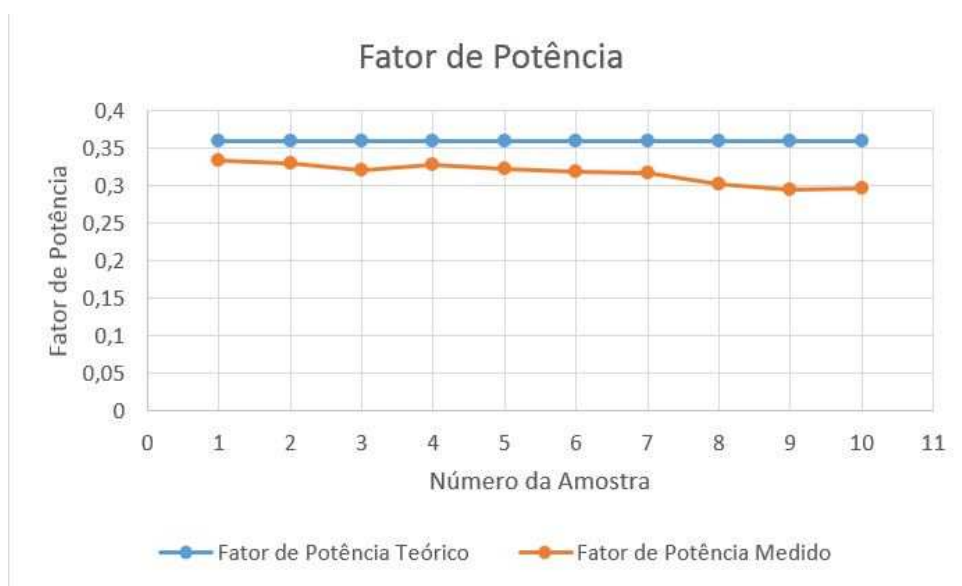


Figura 35 – Comparação entre os valores de FP para o CRI.

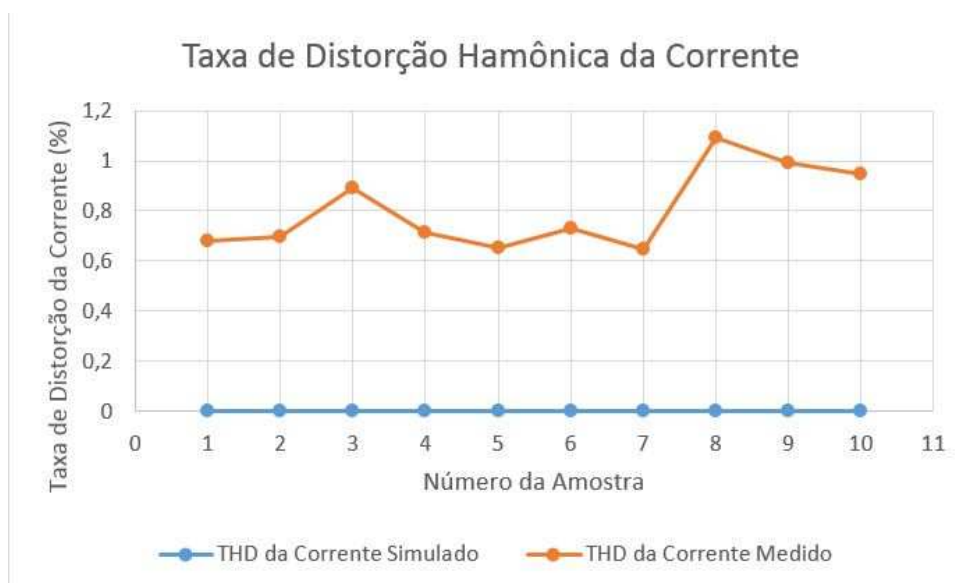


Figura 36 – Comparação entre os valores de I_{THD} para o CRI.

a visualização (Figuras 38 e 39).

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 40, retirada de uma das medidas realizadas, evidencia essa característica.

Os valores medidos com o RMMO estão disponíveis no Apêndice F; o pro-

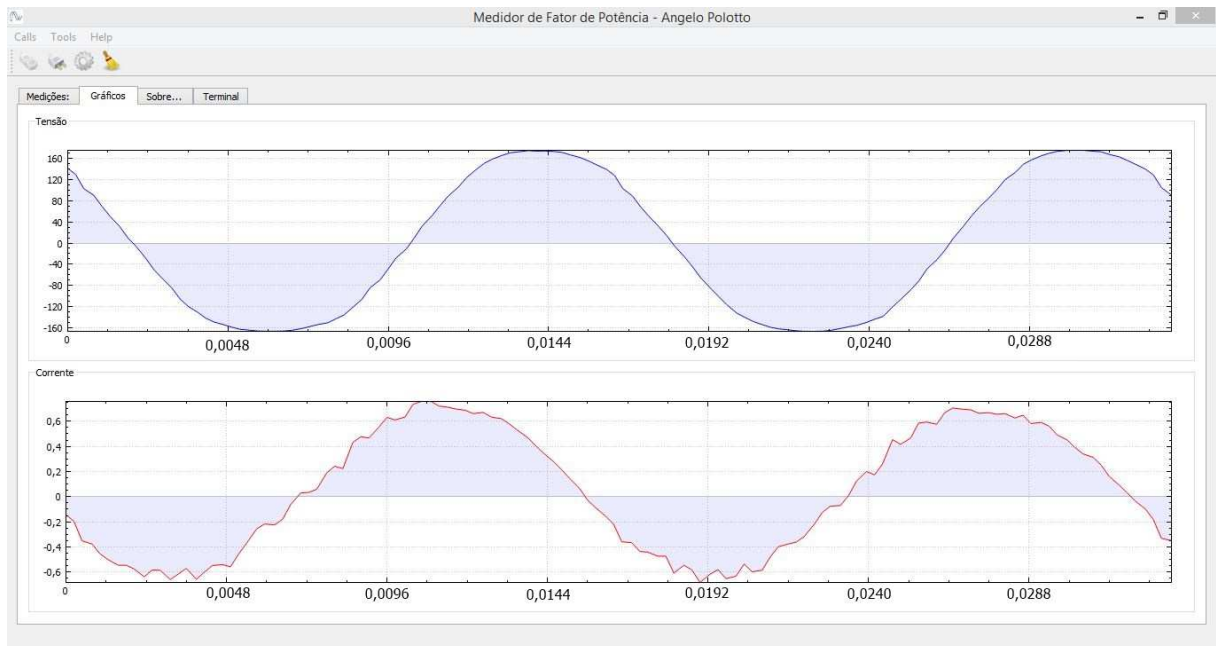


Figura 37 – Gráfico Obtido no Terminal com o CRC.

Tabela 4 – Valores Teóricos e Medidos com o CRC.

Amostra	$FP_3 = \cos(\arctg(1/(\omega RC)))$	$FP_1 = P/S$	$I_{THD2}(\%)$	$I_{THD1}(\%)$	$e\% = (FP_3 - FP_1/FP_3)100(\%)$
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	0,441	0,421	0	0,793	4,490

cedimento para extração das medidas foi o mesmo realizado na Seção 12.1. A Tabela 5 mostra os resultados obtidos e esses podem ser organizados em gráficos, para facilitar a visualização (Figuras 41 e 42).

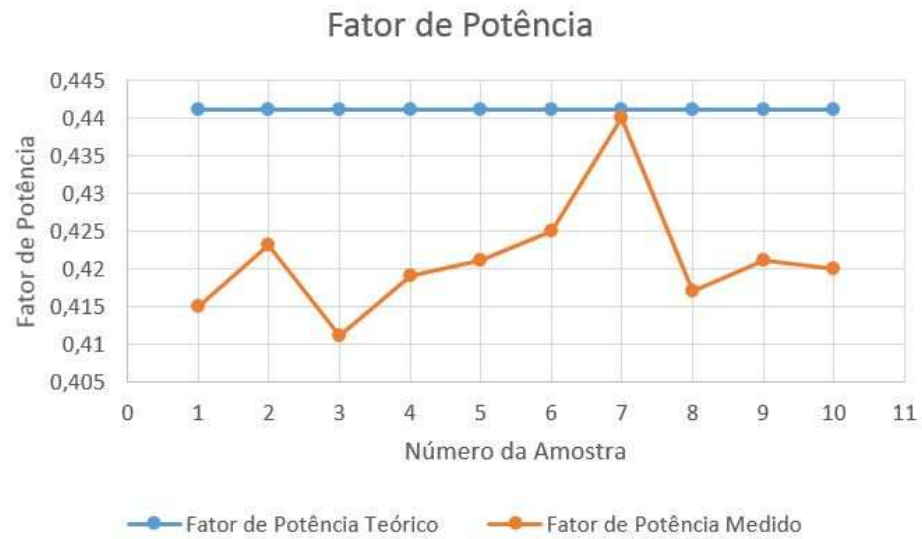


Figura 38 – Comparação entre os valores de FP para o CRC.

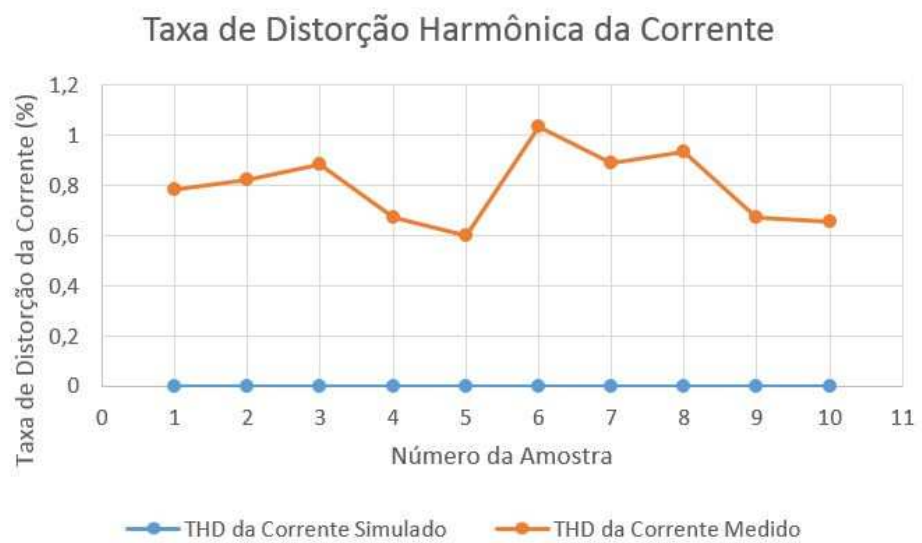


Figura 39 – Comparação entre os valores de I_{THD} para o CRC.

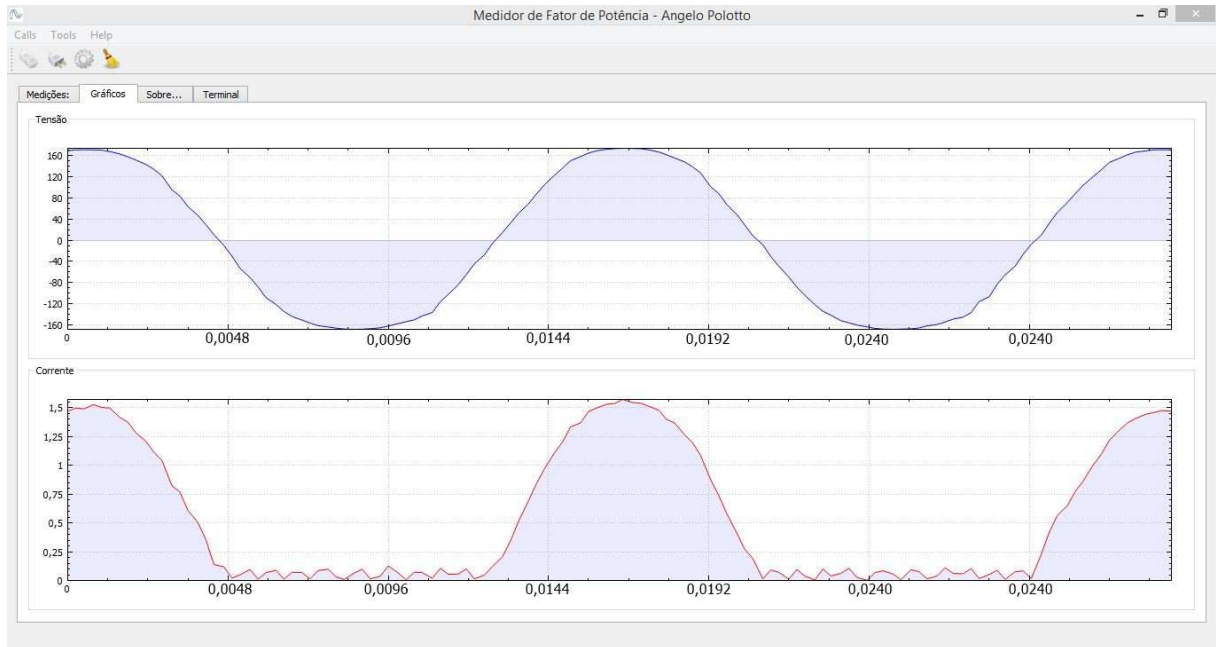


Figura 40 – Gráfico Obtido no Terminal com o RMMO.

Tabela 5 – Valores Teóricos e Medidos com o RMMO.

Amostra	$FP_3 = \sqrt{2}/2$	$FP_1 = P/S$	$I_{THD2}(\%)$	$I_{THD1}(\%)$	$e\% = (FP_3 - FP_1/FP_3)100(\%)$
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	0,707	0,685	9,714	7,813	3,083

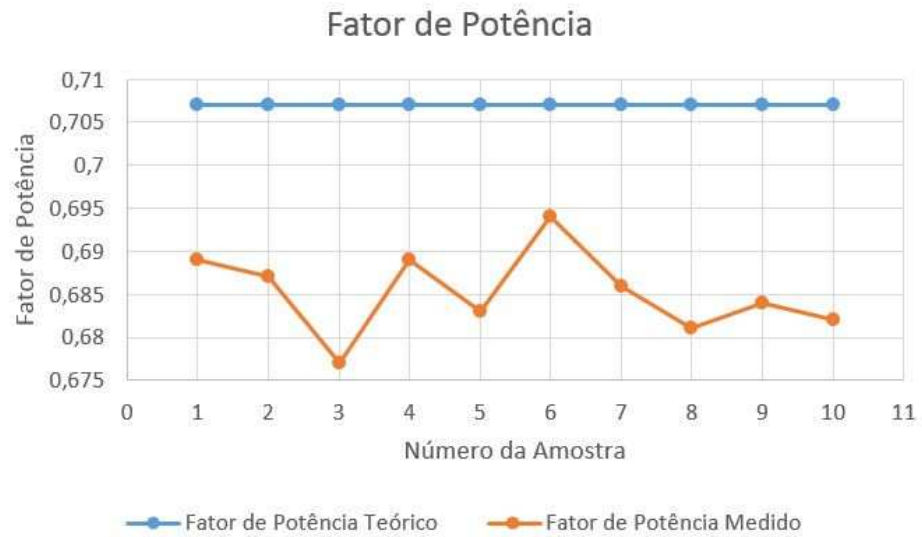


Figura 41 – Comparação entre os valores de FP para o RMMO.

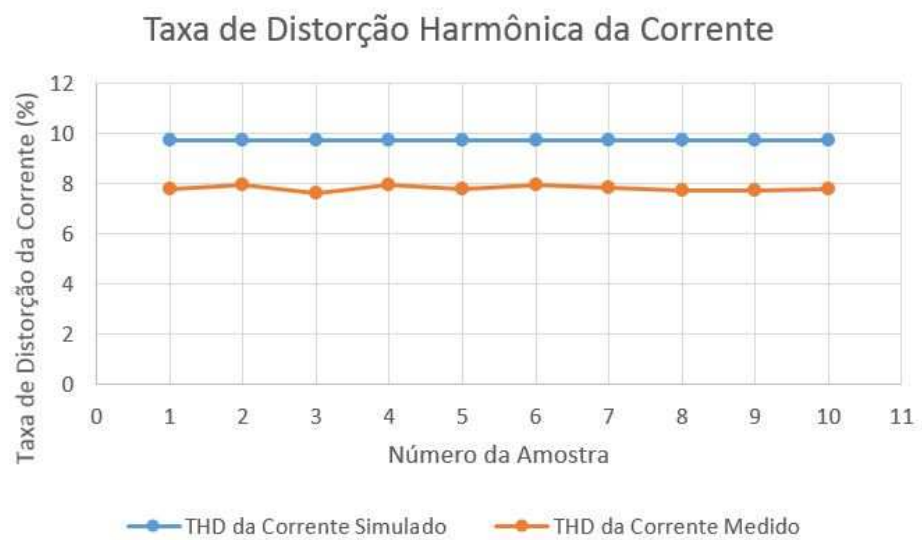


Figura 42 – Comparação entre os valores de I_{THD} para o RMMO.

13 CONCLUSÃO FINAL

A construção do medidor se mostrou desafiadora por conta da confecção da placa de circuito impresso, pois foi construída com métodos artesanais. Esse processo precisou ser repetido quatro vezes até se obter o sucesso. O restante da execução foi feita sem dificuldades. Os componentes da placa, com exceção da placa de desenvolvimento *Tiva™C Series*, são fáceis de se encontrarem no mercado.

O desenvolvimento do circuito das cargas de testes apresentou o empecilho da limitação do número de reostatos disponíveis na universidade e a limitação de potência dos mesmos, sendo necessário, o devido cuidado para não queima-lo. Os outros componentes foram fáceis de se encontrarem tanto na universidade como no mercado.

A tempo gasto pelo microcontrolador para apurar as medidas foi menor que um segundo, tornando assim, viável o cálculo do FP e do I_{THD} .

O fator de potência 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. O medidor confundiu o a classificação das cargas CRI e CRC em alguns momentos, mostrando que o método de determinar o tipo de carga com base no valor de θ pode ser falho e precisa de um estudo de método alternativo.

As medidas apresentaram valores de fator de potência muito coerentes com os teóricos e valores de taxa de distorção harmônica da corrente próximos aos das simulações. Também, as medidas do fator de potência (Figuras 35, 38 e 41) divergiram menos que as da taxa de distorção harmônica (Figuras 36, 39 e 42). Um dos motivos prováveis para esse fenômeno é o fato de que a fonte de tensão alternada utilizada (tomada) inseriu harmônicos provenientes da rede de alimentação. Além disso, há ruídos eletromagnéticos provenientes de fontes externas. Uma evidência desses fenômenos são as distorções em amplitude adicionais vistas nas curvas de corrente das Figuras 34, 37 e 40.

No geral, o medidor funcionou como o esperado produzindo bons resulta-

dos. Provou a eficiência do uso digital dos métodos abordados na Seção 5.1. Sua aplicação, devido aos erros, limitou-se em experimentos laboratoriais de teste. Pode ser aplicado também em experimentos de correção do fator de potência, mas modificado para atuar como um controlador.

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 Tarificação 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] HALLIDAY, D.; RESNICK, R. *Fundamentos de Física - Eletromagnetismo*. Rio de Janeiro, RJ: LTC, 2009. 208 p.
- [26] PRESS, W. H. et al. *Numerical Recipes in C*. United States of America, New York: CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 2002. 504 p.
- [27] ANÁLISE do fator de potência e da distorção harmônica das correntes consumidas. <http://www.alwayslearn.com/dft>. Acesso em: 2015-11-01.
- [28] PRESS, W. H. et al. *Numerical Recipes in C*. United States of America, New York: CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 2002. 507 p.
- [29] ROGAWSKI, J. *Cálculo - V1*. Porto Alegre, RS: Bookman, 2009. 177 p.
- [30] 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: 2015-11-01.
- [31] 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: 2015-11-01.

- [32] ACS712 Datasheet. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx>>. Acesso em: 2015-11-01.
- [33] VINITRONICA. <Http://www.vinitronica.com.br/pd-18da58-sensor-de-corrente-5a.html>. Acesso em: 2014-11-01.
- [34] TL074 Datasheet. [S.l.], 2015. Acesso em: 2015-11-01. Disponível em: <http://www.ece.usu.edu/ece_store/spec/TL074CN.pdf>.
- [35] GETTING Started with the Tiva TM4C123G LaunchPad Workshop. [S.l.], 2015. Disponível em: <http://software-dl.ti.com/trainingTTO/trainingTTO_public_sw/GSW-TM4C123G-LaunchPad/TM4C123G_LaunchPad_Workshop_Workbook.pdf>. Acesso em: 2015-11-01.
- [36] USING the Stellaris Microcontroller Analog-to-Digital Converter (ADC). [S.l.], 2015. Disponível em: <http://users.ece.utexas.edu/~valvano/EE345M/LM3S8962_ADC.pdf>. Acesso em: 2015-11-01.
- [37] KURNIAWAN, A. *TI ARM Cortex-M LaunchPad Programming by Example*. USA: Texas Instruments, 2014. 85 p.
- [38] TIVWARE Peripheral Driver Library. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/spmu298a/spmu298a.pdf>>. Acesso em: 2015-11-01.
- [39] DATASHEET 6A06. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/59106/DIODES/6A06.html>>. Acesso em: 2015-11-01.
- [40] QT Terminal Example. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://doc.qt.io/qt-5/qtserialport-terminal-example.html>>. Acesso em: 2015-11-01.
- [41] OBLIGATIONS of the LGPL. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.qt.io/qt-licensing-terms/>>. Acesso em: 2015-11-01.
- [42] OLIVEIRA, J. C. V. de. *Vocabulário Internacional de Metrologia*. [S.l.], 2008.

ANEXO A - PROGRAMAS USADOS PARA DESENVOLVER O TRABALHO

Abaixo uma lista dos principais programas usados para desenvolver o trabalho.

- **CodeBlocks:** Usado para compilar e escrever os códigos da simulação.
- **Inkscape:** *Software* para criação de desenhos vetoriais.
- **GIMP:** Edição de imagens.
- **TeXnixCenter:** Edição dos documentos \LaTeX .
- **MikTex:** Compilador \LaTeX .
- **Ghostscript e GhostView:** Visualização dos arquivos do tipo *PostScript*.
- **Sumatra:** Leitor de arquivos do tipo PDF.

ANEXO B - CÓDIGO PARA O CÁLCULO DA FFT

Código B.1 – Cálculo da FFT

```

void four1(float data[], int nn, int isign)
{
    int n, mmax, m, j, istep, i;
    float wtemp, wr, wpr, wpi, wi, theta;
    float tempr, tempi;

    n = nn << 1;
    j = 1;
    for (i = 1; i < n; i += 2) {
        if (j > i) {
            tempr = data[j];      data[j] = data[i];      data[i] = tempr
            ;
            tempr = data[j+1];    data[j+1] = data[i+1];    data[i+1] = tempr
            ;
        }
        m = n >> 1;
        while (m >= 2 && j > m) {
            j -= m;
            m >>= 1;
        }
        j += m;
    }

    mmax = 2;
    while (n > mmax) {
        istep = 2*mmax;
        theta = TWOPI/(isign*mmax);
        wtemp = sin(0.5*theta);
        wpr = -2.0*wtemp*wtemp;
        wpi = sin(theta);
        wr = 1.0;
        wi = 0.0;
        for (m = 1; m < mmax; m += 2) {
            for (i = m; i <= n; i += istep) {
                j = i + mmax;
                tempr = wr*data[j]    - wi*data[j+1];
                tempi = wr*data[j+1]  + wi*data[j];
                data[j]    = data[i]    - tempr;

```

```
        data[j+1] = data[i+1] - tempi;
        data[i] += tempr;
        data[i+1] += tempi;
    }
    wr = (wtemp = wr)*wpr - wi*wpi + wr;
    wi = wi*wpr + wtemp*wpi + wi;
}
mmax = istep;
}
```


APÊNDICE A - CÓDIGO FONTE DA SIMULAÇÃO

Por ser muito extenso, o código fonte da simulação não será colocado no trabalho, porém estará disponível para *download* no link: <https://db.tt/8aSte919>.

APÊNDICE B - CÓDIGO FONTE DO MICROCONTROLADOR

Por ser muito extenso, o código fonte do microcontrolador não será colocado no trabalho, porém estará disponível para *download* no link: <https://db.tt/Lz5etF1R>.

APÊNDICE C - CÓDIGO FONTE DO TERMINAL

Por ser muito extenso, o código fonte do terminal de comunicação não será colocado no trabalho, porém estará disponível para *download* no link: <https://db.tt/K5sSqiLP>.

APÊNDICE D - MEDIÇÕES OBTIDAS COM O CRI

Tabela 6 – Medições Obtidas com o CRI.

Amostra	$V_{RMS}(V)$	$I_{RMS}(A)$	$P(W)$	$S(V.A)$	$Q(V.Ar)$	$D(DV.A)$	$S'(V.A)$	$V_{THD}(\%)$	$I_{THD1}(\%)$	$\cos(\lambda) = 1/\sqrt{1 + THD^2}$	$\cos(\varphi)$	$FP_1 = P/S$	$FP_2 = \cos(\varphi)\cos(\lambda)$
1	129,478	0,283	12,240	36,649	34,544	0,250	36,648	1,013	0,683	1,000	0,334	0,334	0,334
2	128,953	0,273	11,633	35,262	33,287	0,245	35,261	1,129	0,695	1,000	0,330	0,330	0,330
3	127,894	0,266	10,916	34,016	32,216	0,303	34,015	1,061	0,890	1,000	0,321	0,321	0,321
4	127,363	0,268	11,251	34,161	32,254	0,244	34,160	1,110	0,715	1,000	0,329	0,329	0,329
5	126,589	0,267	10,881	33,815	32,016	0,220	33,815	1,108	0,650	1,000	0,322	0,322	0,322
6	127,636	0,270	10,974	34,402	32,604	0,250	34,401	1,099	0,728	1,000	0,319	0,319	0,319
7	127,603	0,270	10,933	34,474	32,694	0,222	34,473	1,121	0,645	1,000	0,317	0,317	0,317
8	128,70	0,269	10,428	34,576	32,9632	0,376	34,574	1,019	1,090	1,000	0,302	0,302	0,302
9	127,577	0,265	9,956	33,744	32,240	0,336	33,743	1,135	0,994	1,000	0,295	0,295	0,295
10	127,563	0,285	10,790	36,299	34,656	0,345	36,297	1,093	0,950	1,000	0,297	0,297	0,297
Média	127,936	0,272	11,000	34,740	32,947	0,279	34,739	1,089	0,804	1,000	0,317	0,317	0,317

APÊNDICE E - MEDIÇÕES OBTIDAS O CRC

Tabela 7 – Medições Obtidas com o CRC.

Amostra	$V_{RMS}(V)$	$I_{RMS}(A)$	$P(W)$	$S(VA)$	$Q(VAr)$	$D(DVA)$	$S'(VA)$	$\hat{V}_{THD}(\%)$	$I_{THD1}(\%)$	$\cos(\lambda) = 1/\sqrt{1+THD^2}$	$\cos(\varphi)$	$FP_1 = P/S$	$FP_2 = \cos(\varphi)\cos(\lambda)$
1	127,344	0,486	25,630	61,833	56,269	0,483	61,831	1,041	0,781	1,000	0,415	0,415	0,415
2	126,800	0,486	26,064	61,648	55,865	0,506	61,646	1,105	0,822	1,000	0,423	0,423	0,423
3	126,690	0,485	25,253	61,485	56,057	0,543	61,482	1,103	0,883	1,000	0,411	0,411	0,411
4	128,0157	0,492	26,403	62,996	57,195	0,423	62,995	1,077	0,673	1,000	0,419	0,419	0,419
5	126,851	0,489	26,131	62,022	56,247	0,398	62,020	1,089	0,596	1,000	0,421	0,421	0,421
6	127,706	0,472	25,646	60,334	54,608	0,621	60,331	0,901	1,030	1,000	0,425	0,425	0,425
7	128,133	0,479	26,992	61,385	55,129	0,544	61,382	0,830	0,888	1,000	0,440	0,440	0,440
8	127,476	0,475	25,246	60,511	54,990	0,563	60,508	0,891	0,931	1,000	0,417	0,417	0,417
9	127,672	0,492	26,465	62,839	56,993	0,422	62,838	1,086	0,672	1,000	0,421	0,421	0,421
10	127,843	0,493	26,483	63,090	57,261	0,411	63,089	1,074	0,652	1,000	0,420	0,420	0,420
Média	127,453	0,485	26,031	61,814	56,061	0,491	61,812	1,020	0,793	1,000	0,421	0,421	0,421

APÊNDICE F - MEDIÇÕES OBTIDAS O RMMO

Tabela 8 – Medições Obtidas o RMMO.

Amostra	$V_{RMS}(V)$	$I_{RMS}(A)$	$P(W)$	$S(VA)$	$Q(VAr)$	$D(DVA)$	$S'(VA)$	$V_{THD}(\%)$	$I_{THD1}(\%)$	$\cos(\lambda) = 1/\sqrt{1+THD^2}$	$\cos(\varphi)$	$FP_1 = P/S$	$FP_2 = \cos(\varphi)\cos(\lambda)$
1	127,127	0,753	66,094	95,983	69,199	7,471	95,691	0,893	7,808	0,997	0,691	0,689	0,689
2	126,556	0,749	65,181	94,802	68,429	7,503	94,505	1,081	7,940	0,997	0,690	0,687	0,687
3	127,354	0,768	66,199	97,846	71,668	7,424	97,564	1,090	7,609	0,997	0,692	0,677	0,677
4	127,475	0,759	66,705	96,810	69,739	7,692	96,504	1,110	7,970	0,997	0,691	0,689	0,689
5	127,595	0,758	66,034	96,671	70,204	7,492	96,381	1,075	7,773	0,997	0,685	0,683	0,686
6	127,760	0,760	67,437	97,150	69,504	7,716	96,843	1,090	7,968	0,997	0,696	0,694	0,694
7	127,781	0,762	66,799	97,341	70,394	7,614	97,043	1,126	7,846	0,997	0,688	0,686	0,686
8	127,617	0,767	66,650	97,895	71,306	7,536	97,605	1,093	7,721	0,997	0,683	0,681	0,681
9	128,435	0,786	69,118	100,978	73,105	7,770	100,680	1,010	7,717	0,997	0,687	0,684	0,684
10	127,776	0,763	66,478	97,497	70,917	7,563	97,204	1,080	7,781	0,997	0,684	0,682	0,682
Média	127,548	0,763	66,670	97,294	70,447	7,578	97,002	1,065	7,813	0,997	0,689	0,685	0,686