

**UNIVERSIDADE DE CAXIAS DO SUL
ÁREA DO CONHECIMENTO DE CIÊNCIAS EXATAS E ENGENHARIA**

RAFAEL BOSCHETTI

**VOLTÍMETRO DIGITAL TRUE RMS COM ESCALA AUTOMÁTICA PARA
EQUIPAMENTOS INDUSTRIAIS**

**Caxias do Sul
2024**

Rafael Boschetti

**VOLTÍMETRO DIGITAL TRUE RMS COM ESCALA AUTOMÁTICA PARA
EQUIPAMENTOS INDUSTRIAIS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como parte do requisito para obtenção do título
de Bacharel em Engenharia Elétrica à
Universidade de Caxias do Sul.

Orientador:
Profa. Ma. Patricia Giacomelli

**Caxias do Sul
2024**

Ficha catalográfica.

BOSCHETTI, Rafael

Voltímetro digital true RMS com escala automática para equipamentos industriais / Rafael Boschetti; orientador: Profa. Ma. Patricia Giacomelli, Caxias do Sul: UCS, Área do Conhecimento de Ciências Exatas e Engenharias, 2024.

47 folhas, 30 cm.

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Caxias do Sul, 2024

Inclui referências bibliográficas.

1. Voltímetro. 2. *True RMS*. 3. Escala automática. I. Universidade de Caxias do Sul. II. Voltímetro digital true RMS com escala automática para equipamentos industriais.

Rafael Boschetti

**VOLTÍMETRO DIGITAL TRUE RMS COM ESCALA AUTOMÁTICA PARA
EQUIPAMENTOS INDUSTRIAIS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como parte do requisito para obtenção do título
de Bacharel em Engenharia Elétrica à
Universidade de Caxias do Sul.

Orientador:
Profa. Ma. Patricia Giacomelli

Aprovado em 25/11/2024

Banca Examinadora

Profa. Ma. Patricia Giacomelli (orientadora)
Universidade de Caxias do Sul - UCS

Prof. Dr. Alexandre Mesquita
Universidade de Caxias do Sul - UCS

Prof. Me. Ricardo Leal Costi
Universidade de Caxias do Sul - UCS

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Nilson e Lisete, e ao meu irmão Gabriel, pelo apoio e motivação.

Ao colega Charles D. A., com quem trilhei o SENAI e boa parte da graduação de engenharia, por compartilhar seu laboratório de eletrônica, pela motivação e companhia para passar tantas noites regadas a café estudando e desenvolvendo projetos.

Aos professores do SENAI, em especial Prof. Emerson S. O. e Prof. DJames R.

A todos os amigos que participaram desta longa caminhada comigo, em especial os colegas Vinicius V. e Maurício D.

À professora Patricia Giacomelli, pela confiança e orientação no desenvolvimento deste projeto, contribuindo com seu conhecimento e dedicação.

Aos amigos que me ensinaram ou ajudaram em programação ao longo de todos esses anos, especialmente Moisés P. O.

À todos os professores de física e química, que trouxeram experimentos práticos interessantes, o que contribuiu muito para despertar curiosidade, inspiração e motivação para prosseguir na vida acadêmica.

“Nada é impossível para aquele que persiste.”
Alexandre, o Grande.

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um voltímetro digital *true RMS* com escala automática para aplicação em equipamentos industriais. A parte de instrumentação do projeto foi realizada com um circuito de acoplamento para separar os sinais AC e DC, um circuito de condicionamento de sinais utilizando um amp-op (amplificador operacional) com ganhos programáveis e um filtro RC passa-baixas para eliminar pequenos ruídos de alta frequência. O sinal de saída deste amplificador operacional então é direcionado para uma das entradas conversoras AD (Analógico-Digital) do microcontrolador Renesas RX130, o qual processa o sinal, ajusta a escala do amp-op e exibe a leitura em um display de 7 segmentos. Por fim, o projeto atingiu os resultados desejados, sendo capaz de realizar medições *true RMS* com precisão de 3% do fundo de escala, satisfazendo assim os requisitos, o que pode ser comprovado a partir dos resultados apresentados.

Palavras-chave: Voltímetro. *True RMS*. Escala automática.

ABSTRACT

This work presents the development of a digital true RMS voltmeter with automatic scaling for use in industrial equipment. The instrumentation part of the proposed project consists of a coupling circuit to separate AC and DC signals, a signal conditioning circuit using an operational amplifier (op-amp) with programmable gains, and an RC low-pass filter to eliminate small high-frequency noises. The output signal is then directed to one of the Analog-to-Digital (AD) converter inputs of the Renesas RX130 microcontroller, which processes the signal, adjusts the op-amp scale, and displays the reading on a 7-segment display. The project achieved the desired results, being able to perform *true RMS* measurements with an accuracy of 3% of the scale limit, thus satisfying the requirements, which can be proven from the results presented.

Keywords: Voltmeter. True RMS. Automatic Scale.

LISTA DE SIGLAS

AD	Analógico-Digital.
Amp-Op	Amplificador Operacional.
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
DTC	<i>Data Transfer Controller</i> (Controlador de Transferência de Dados).
DMA	<i>Direct Memory Access</i> (Acesso Direto à Memória).
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i> (Entrada/Saída de Propósito Geral).
GUM	<i>Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement</i> - Guia para a Expressão de Incerteza de Medição.
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Eletrotécnica Internacional).
IP	<i>Ingress Protection</i> (Proteção à Ingressos).
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Média Quadrática).
SMD	<i>Surface Mount Device</i> (Dispositivo de Montagem Superficial).
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i> (Transmissor/Receptor Assíncrono Universal).
VIM	Vocabulário Internacional de Metrologia.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	10
1.1	OBJETIVOS	11
1.1.1	Objetivo Geral	11
1.1.2	Objetivos Específicos	11
1.2	REQUISITOS	11
1.3	RESTRICÇÕES	12
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	13
2.1	RESPOSTA MÉDIA <i>versus True RMS</i>	13
2.1.1	Sinal de Onda Quadrada	14
2.1.2	Sinal Dente de Serra	15
2.1.3	Sinal PWM	16
2.1.4	Sinal Senoidal	17
2.1.5	Sinal Senoidal Retificado em Onda Completa	18
2.1.6	Sinal Senoidal Retificado em Meia Onda	18
2.2	VOLTÍMETROS	19
2.2.1	Voltímetros Analógicos	19
2.2.2	Voltímetros Digitais de Resposta Média	20
2.2.3	Voltímetros Digitais <i>True RMS</i>	21
2.3	CONDICIONAMENTO E PROCESSAMENTO DE SINAIS	22
2.3.1	Amplificadores Operacionais	22
2.3.2	Conversão AD	23
2.3.3	Amostragem	23
2.4	PROPAGAÇÃO DE ERRO	24
2.5	NORMAS TÉCNICAS APLICÁVEIS	25
3	PROJETO PROPOSTO	26
3.1	HARDWARE	26
3.1.1	Circuito de Leitura de Tensão Contínua	27
3.1.2	Circuito de Leitura de Tensão Alternada	28
3.1.3	Amplificador Operacional	29
3.1.4	Microcontrolador	30
3.2	FIRMWARE	31
3.2.1	Calibração	32
4	DESENVOLVIMENTO	33
4.1	IMPLEMENTAÇÃO DO HARDWARE	33
4.2	IMPLEMENTAÇÃO DO FIRMWARE	34
5	TESTES E RESULTADOS	39
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	46
6.1	RESULTADOS	46
6.2	CONTINUIDADE	46
	REFERÊNCIAS	47

1 INTRODUÇÃO

Um voltímetro é um dispositivo utilizado para medir a diferença de potencial elétrico entre dois pontos. Inicialmente os medidores de grandezas elétricas eram baseados em efeitos eletromagnéticos que tinham como função movimentar um ponteiro sobre uma escala graduada e calibrada (Balbinot; Brusamarello, 2019). Esses instrumentos são baseados em galvanômetros, os quais são construídos de diferentes maneiras, sendo os mais comuns os de ferro móvel e os de bobina móvel.

Fontes indicam que o primeiro multímetro foi desenvolvido pela Westinghouse, a partir do lançamento do primeiro medidor universal, o qual foi baseado em um “AVOmeter”, que já havia sido inventado por Donald Macadie, em 1920 (Fluke, 2024a). Esse medidor consistia em uma ferramenta que possibilitava a medição de corrente, tensão e resistência elétrica, característica essa que deu origem ao nome AVOMeter: A de ampére, V de volt e O de ohm.

Com o advento da eletrônica digital, foi possível o desenvolvimento de voltímetros digitais, eliminando o erro de paralaxe (tendo em vista que fornecem a leitura em forma de dígitos em um display), e possibilitando multi-escalas no mesmo dispositivo. Os primeiros voltímetros digitais foram criados ainda na década de 1950, baseando-se em dispositivos de estado sólido (Fluke, 2024a). Entretanto sua popularidade aumentou somente na década de 1970, quando os componentes semicondutores atingiram custos acessíveis a fim de tornar os projetos práticos nessa época (Fluke, 2024a). Esse tipo de instrumento é, de forma básica, um conversor analógico digital, o qual será ligado a um circuito para seleção e tratamento de sinal e um display. Dessa forma, a tensão a ser medida deve ser amostrada durante certo período de tempo, sendo convertida então em um sinal digital. Sua resolução é fornecida em função do número de dígitos utilizados no display (Balbinot; Brusamarello, 2019). Porém muitos voltímetros digitais utilizam técnicas simplificadas para a medição de tensão, buscando uma economia de processamento e de circuitos de instrumentação, impactando na precisão, conforme será abordado adiante.

Conforme a indústria foi evoluindo e ficando mais exigente com os equipamentos, os microcontroladores foram ficando mais poderosos em capacidade de processamento, memória e qualidade dos conversores AD (Analógico-Digital), e então possibilitou-se o desenvolvimento de voltímetros *True RMS* (do inglês, *True Root Mean Square* - raiz média quadrática verdadeira), que discretizam o sinal de entrada e utilizam todas as amostras para o cálculo do valor da tensão. Embora voltímetros *true RMS* tenham um custo maior quando comparados com os voltímetros das tecnologias anteriores, estes se tornaram o padrão requisitado pela indústria na maioria das aplicações.

Esse trabalho propõe o desenvolvimento das partes críticas de um voltímetro digital *True RMS* com escala automática para aplicação em equipamentos industriais.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver um voltímetro digital *true RMS* de escala automática para equipamentos industriais.

1.1.2 Objetivos Específicos

Para alcançar o objetivo geral, devem ser cumpridos os seguintes objetivos específicos:

- Analisar os requisitos do projeto;
- Condicionar os sinais de entrada para a leitura;
- Realizar a leitura e discretização dos sinais;
- Realizar o processamento dos sinais através de *firmware*;
- Realizar testes, comparando os resultados.

1.2 REQUISITOS

Os requisitos técnicos e comerciais do projeto são:

- Medição *true RMS*;
- Faixa de medição de 0 a 1 kV nas escalas de corrente contínua (VCC) e 750 V nas escalas de corrente alternada (VCA).
- Precisão de 3% do fundo de escala;
- Escala automática;
- Função de indicador universal;
- Resolução de 10 mV.

Os requisitos citados acima serão abordados ao longo deste trabalho, porém como se trata de um produto comercial, aplicam-se outros requisitos que não serão foco do trabalho, como por exemplo:

- Alimentação *full range* (85 a 250 V);
- Utilização de componentes já disponíveis na empresa;
- Gabinete para fixação em painéis ou quadros de comando;

1.3 RESTRIÇÕES

A proposta do trabalho está restrita ao desenvolvimento do circuito para adequação (condicionamento) do sinal e seu processamento, através da elaboração da lógica do firmware do equipamento. Outras partes do sistema, tal como a fonte de alimentação, não estão dentro do escopo do trabalho, sendo empregado para isso sistemas padronizados e utilizados pela empresa para outros produtos comercializados.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A seguir é apresentada uma breve fundamentação teórica referente aos principais conceitos necessários para o desenvolvimento do trabalho.

2.1 RESPOSTA MÉDIA *versus* True RMS

Medidores convencionais de resposta média baseiam-se na equação (2.1).

$$V_{Med} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad (2.1)$$

Onde:

- V_{Med} - Tensão média;
- T - Período do sinal;
- $u(t)$ - Sinal em função do tempo;

(Hulak; Alves, 1999).

É possível notar que para sinais AC puramente senoidais, a aplicação direta desta equação resulta em zero (sinais puramente senoidais são simétricos), por este motivo os medidores de resposta média devem possuir uma etapa de retificação no circuito de condicionamento dos sinais de entrada, podendo ser de meia onda ou de onda completa, porém esta etapa deve ser compensada no cálculo por um "fator de forma", que é um fator de correção matemática para compensar este desvio de leitura (Hulak; Alves, 1999).

Os medidores *true RMS* baseiam-se na equação (2.2).

$$V_{TrueRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt} \quad (2.2)$$

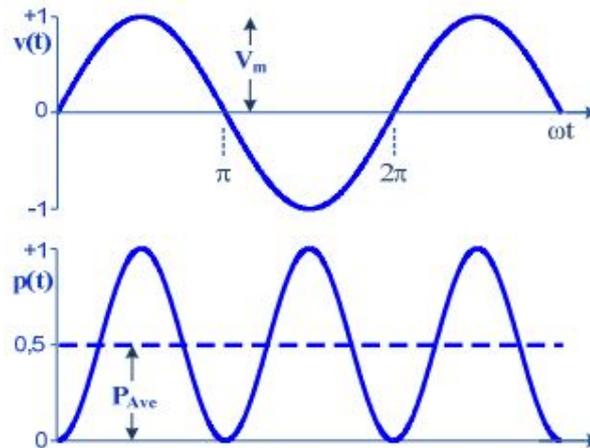
Onde:

- $V_{TrueRMS}$ - Tensão média;
- T - Período do sinal;
- $u(t)$ - Sinal em função do tempo;

(Hulak; Alves, 1999).

Como no cálculo *true RMS* o sinal é elevado ao quadrado, a parcela negativa torna-se positiva, como pode ser visto no exemplo da Figura 1, que considera o valor eficaz de uma senóide e sua potência média em um resistor de 1 ohm.

Figura 1: Sinal senoidal e sua potência $p(t) = v(t)^2/1$.



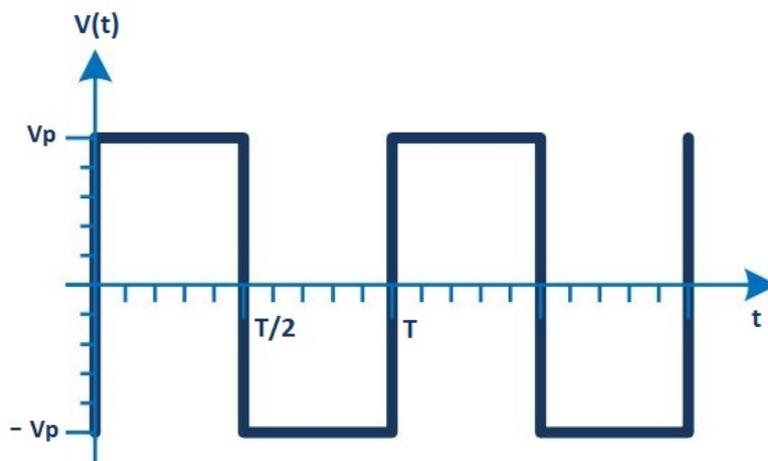
Fonte: Nakashima, 2020.

A seguir, são mostrados alguns casos que comprovam a incerteza da medição de sinais não senoidais por aparelhos de resposta média. A tensão de pico (V_p) é genérica, assim como a base de tempo e o *Duty Cycle* (ciclo ativo ou taxa de trabalho) quando não especificado.

2.1.1 Sinal de Onda Quadrada

Considerando-se um sinal de onda quadrada simétrica, de acordo com a Figura 2.

Figura 2: Sinal de onda quadrada.



Fonte: Adaptado de Nakashima, 2020.

Ao calcular este sinal através da equação (2.1) obtém-se:

$$V_{MED} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} V_p \cdot dt + \int_{T/2}^T -V_p \cdot dt \right] = 0 \quad (2.3)$$

Porém ao calcular este sinal através da equação (2.2) obtém-se:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} V_p^2 \cdot dt + \int_{T/2}^T (-V_p)^2 \cdot dt \right]} = V_p \quad (2.4)$$

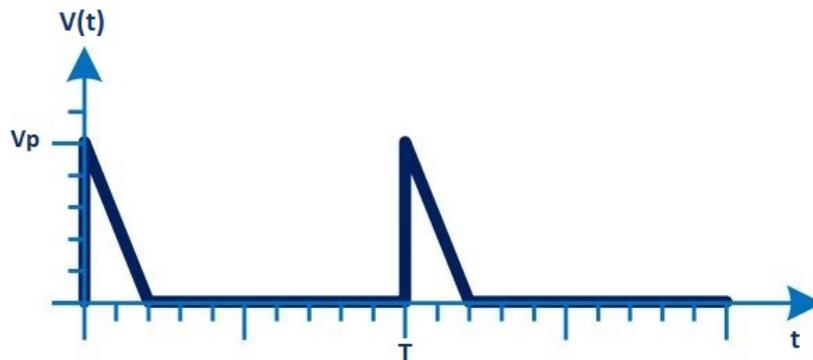
Comparando-se os resultados para uma tensão V_p de 1 V, obtém-se:

- $V_{RMS} = 1$ V;
- $V_{MED} = 0$ V;

2.1.2 Sinal Dente de Serra

Considerando-se um sinal dente de serra, de acordo com a Figura 3.

Figura 3: Sinal dente de serra.



Fonte: Adaptado de Nakashima, 2020.

Ao calcular este sinal através da equação (2.1) obtém-se:

$$V_{MED} = \frac{1}{T} \int_0^D V_p \left(\frac{-t}{D} + 1 \right) \cdot dt = V_p \cdot \frac{D}{2} \quad (2.5)$$

Porém ao calcular este sinal através da equação (2.2) obtém-se:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^D \left[V_p \left(\frac{-t}{D} + 1 \right) \right]^2 \cdot dt} = V_p \sqrt{D/3} \quad (2.6)$$

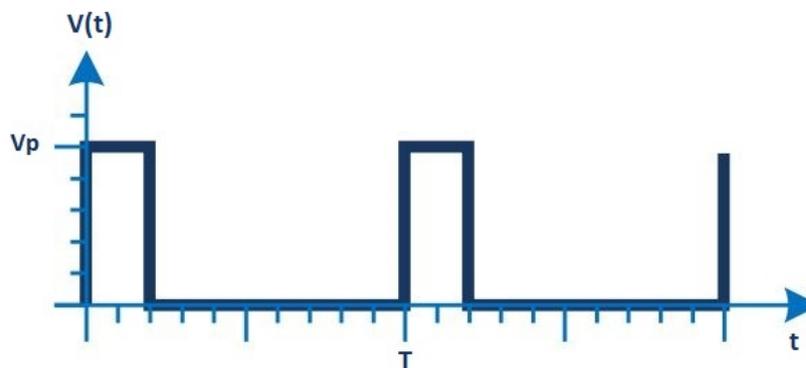
Comparando-se os resultados para uma tensão V_p de 1 V e *duty cycle* $D = 0,2$, obtém-se:

- $V_{RMS} = 0,258 \text{ V}$;
- $V_{MED} = 0,1 \text{ V}$;

2.1.3 Sinal PWM

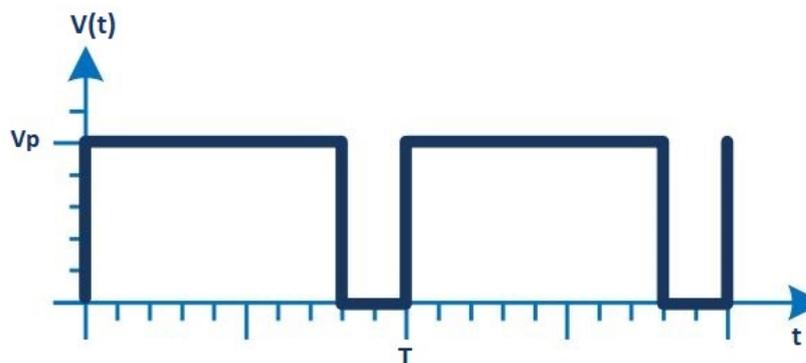
Considerando-se um sinal PWM genérico, com um *duty cycle* qualquer, exemplificado através da Figura 4 e Figura 5.

Figura 4: Sinal PWM com *Duty Cycle* de 0,2.



Fonte: Adaptado de Nakashima, 2020.

Figura 5: Sinal PWM com *Duty Cycle* de 0,8.



Fonte: Adaptado de Nakashima, 2020.

Ao calcular a forma genérica deste sinal através da equação (2.1) obtém-se:

$$V_{MED} = \frac{1}{T} \int_0^D V_p \cdot dt = V_p \cdot D \quad (2.7)$$

Porém ao calcular este sinal através da equação (2.2) obtém-se:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^D V_p^2 \cdot dt} = V_p \sqrt{D} \quad (2.8)$$

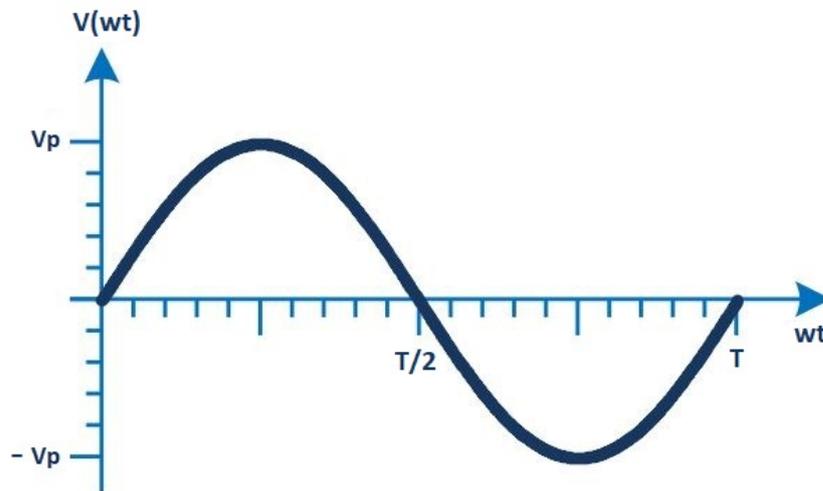
Comparando os resultados para uma tensão V_p de 1 V e *duty cycle* $D = 0,2$, obtém-se:

- $V_{RMS} = 0,447$ V;
- $V_{MED} = 0,2$ V;

2.1.4 Sinal Senoidal

Considerando-se um sinal puramente senoidal, de acordo com a Figura 6.

Figura 6: Sinal puramente senoidal.



Fonte: Adaptado de Nakashima, 2020.

Ao calcular este sinal através da equação (2.1) obtém-se:

$$V_{MED} = \frac{1}{T} \int_0^T V_p \cdot \text{Sen}(wt) dt = 0 \quad (2.9)$$

Porém ao calcular este sinal através da equação (2.2) obtém-se:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_p^2 \cdot \text{Sen}^2(wt) dt} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (2.10)$$

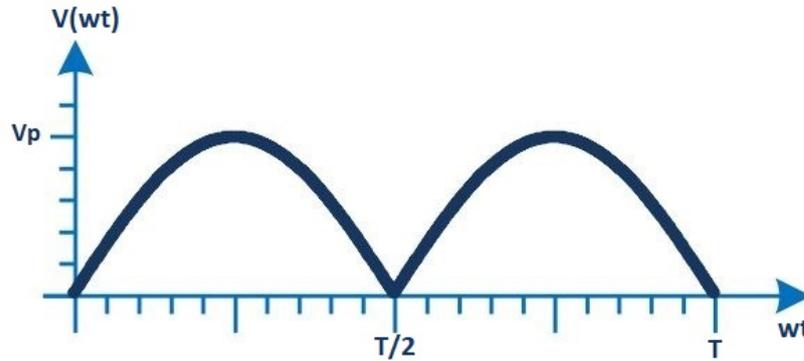
Comparando-se os resultados para uma tensão V_p de 1 V, obtém-se:

- $V_{RMS} = 0,707$ V;
- $V_{MED} = 0,0$ V;

2.1.5 Sinal Senoidal Retificado em Onda Completa

Considerando-se um sinal senoidal retificado em onda completa, de acordo com a Figura 7.

Figura 7: Sinal senoidal retificado em onda completa.



Fonte: Adaptado de Nakashima, 2020.

Ao calcular este sinal através da equação (2.1) obtém-se:

$$V_{MED} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V_p \cdot \text{Sen}(wt) dt = \frac{4V_p}{T} = \frac{2V_p}{\pi} \quad (2.11)$$

Porém ao calcular este sinal através da equação (2.2) obtém-se:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V_p^2 \cdot \text{Sen}(wt) dt} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (2.12)$$

Comparando-se os resultados para uma tensão V_p de 1 V, obtém-se:

- $V_{RMS} = 0,707$ V;
- $V_{MED} = 0,637$ V;

2.1.6 Sinal Senoidal Retificado em Meia Onda

Considerando-se um sinal senoidal retificado em meia onda, de acordo com a Figura 8.

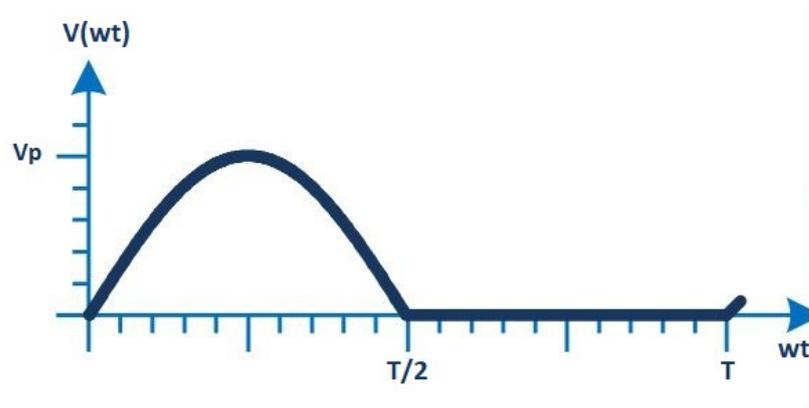
Ao calcular este sinal através da equação (2.1) obtém-se:

$$V_{MED} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_p \cdot \text{Sen}(wt) dt = \frac{2V_p}{T} = \frac{V_p}{\pi} \quad (2.13)$$

Porém ao calcular este sinal através da equação (2.2) obtém-se:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_p^2 \cdot \text{Sen}(wt) dt} = \frac{V_p}{2} \quad (2.14)$$

Figura 8: Sinal senoidal retificado em meia onda.



Fonte: Adaptado de Nakashima, 2020.

Comparando-se os resultados para uma tensão V_p de 1 V, obtém-se:

- $V_{RMS} = 0.5$ V;
- $V_{MED} = 0.318$ V;

2.2 VOLTÍMETROS

Voltímetros são dispositivos utilizados para medir a diferença de potencial elétrico entre dois pontos (Balbinot; Brusamarello, 2019). Podem ser equipamentos portáteis, parte integrada de outros aparelhos ou podem ser fixos em painéis de controle e monitoramento. Também diferem quanto à sua alimentação, que pode ser via rede elétrica convencional, fontes externas ou baterias.

Estes dispositivos são importantes para as mais diversas aplicações, como ferramentas de teste e desenvolvimento de equipamentos, monitoramento para garantia da qualidade de produtos, ferramentas de análise de manutenções, entre muitas outras. Quanto aos sinais aceitos para a medição, é importante notar que alguns voltímetros são específicos para sinais CA ou CC, enquanto outros aceitam ambos, alguns realizam apenas leitura média, outros realizam a leitura *true RMS*. Também é importante notar a faixa de frequências, amplitudes e harmônicas, dentre outras características.

2.2.1 Voltímetros Analógicos

O princípio de funcionamento de voltímetros analógicos parte da interação de ímãs permanentes com uma bobina móvel (fixa a um ponteiro). Com a passagem de corrente elétrica pela bobina, é produzido um campo magnético que interage com o campo magnético dos ímãs e a força resultante move o ponteiro através da escala, indicando o valor lido (Balbinot; Brusamarello, 2019).

Este tipo de aparelho é construído de acordo com o tipo de sinal a ser lido e sua escala é fixa, portanto o mesmo aparelho não pode medir valores DC e AC e nem realizar leituras em diferentes escalas. Outra desvantagem deste tipo de aparelho é o erro de paralaxe, onde de acordo com o ângulo em que se observa o ponteiro, se vê um valor ligeiramente maior ou menor do que o valor real.

Um exemplo de voltímetro analógico pode ser visto na Figura 9.

Figura 9: Voltímetro analógico.



Fonte: Sibratec, 2024a

2.2.2 Voltímetros Digitais de Resposta Média

Voltímetros digitais possuem um circuito para realizar o condicionamento do sinal de entrada, que então será amostrado e processado através de software embarcado, o que permite maior versatilidade de escalas e tipos de sinais aceitos em relação à voltímetros analógicos, tendo em vista que podem aceitar tensões AC e DC em um mesmo aparelho.

Conforme apresentação da seção 2.1, um medidor de resposta média utiliza fórmulas matemáticas de cálculo de médias para medir de forma precisa ondas senoidais puras. Pode medir ondas não senoidais, mas com precisão incerta (Fluke, 2024b). Um exemplo de voltímetro de resposta média pode ser visto na Figura 10.

Figura 10: Voltímetro digital de resposta média.



Fonte: Sibratec, 2024b

2.2.3 Voltímetros Digitais *True RMS*

Voltímetros digitais *true RMS* diferem-se dos multímetros de leitura média pelo processamento do sinal de entrada, aplicando o cálculo de *true RMS* para sinais discretos. Conforme apresentação da seção 2.1 a vantagem deste processamento dos dados é a precisão de leitura para qualquer forma de onda aplicada na entrada do aparelho, enquanto aparelhos que efetuam a média convencional não conseguem medir com precisão formas de onda que não sejam puramente senoidais (Hulak; Alves, 1999).

Um exemplo de voltímetro digital *true RMS* integrado em um multímetro pode ser visto na Figura 11.

Figura 11: Multímetro Keysight com voltímetro *true RMS*.

Fonte: Autor (2024).

2.3 CONDICIONAMENTO E PROCESSAMENTO DE SINAIS

Esta seção apresenta uma introdução ao condicionamento de sinais e seu processamento. Tendo em vista que o processamento de sinais abordado neste trabalho será realizado por um microcontrolador, é importante adequar os sinais a serem processados de forma que se mantenham dentro dos limites de operação deste microcontrolador, bem como devem ser condicionados de forma a produzir um sinal representativo e útil, minimizando distorções e ruídos.

No caso deste trabalho, para que os níveis dos sinais de entrada fiquem adequados ao conversor AD do microcontrolador, estes passam por uma etapa de amplificador, utilizando um amplificador operacional.

2.3.1 Amplificadores Operacionais

Os amplificadores operacionais são parte crítica de voltímetros digitais, portanto devem ser escolhidos com critério. Normalmente compõem os circuitos de condicionamento dos sinais de entrada, preparando estes sinais para a amostragem e posterior processamento.

Dentre as características importantes para a aplicação em voltímetros, estão o erro de *offset*, *drift*, tensões de alimentação, tensões limites nas entradas, saturação da saída, entre outras. Cada uma destas características vai impactar no resultado da adequação do sinal de entrada do voltímetro.

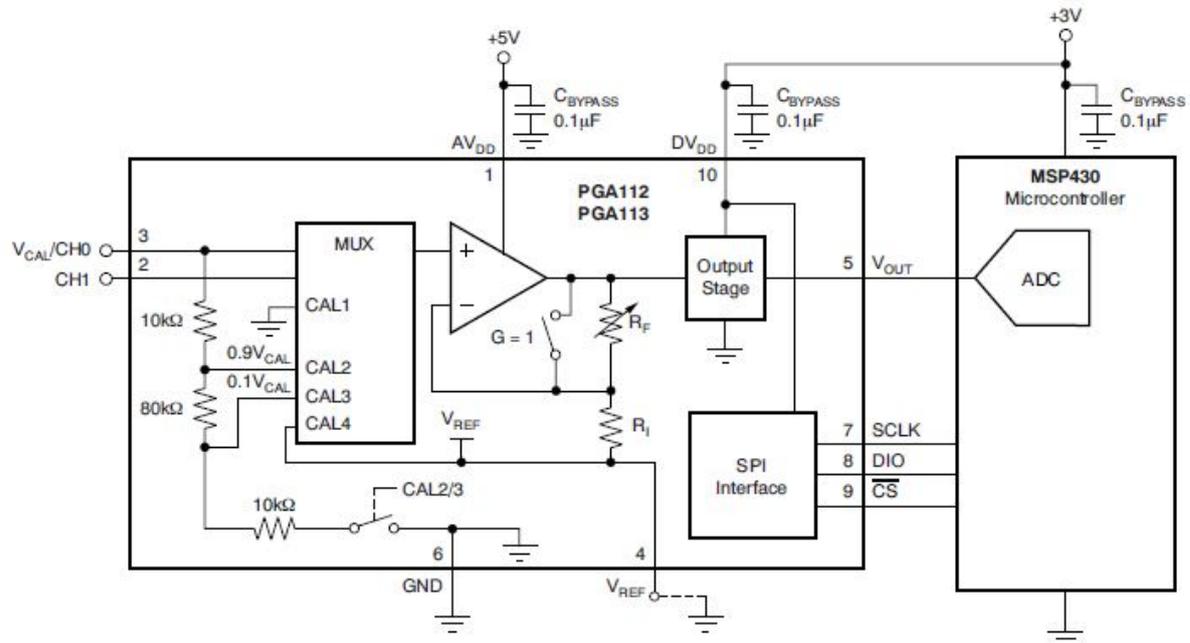
O erro de *offset* do amp-op é um valor de tensão, que atua na entrada do componente. Este valor será multiplicado pelo ganho, fazendo-se necessária a calibração do equipamento, visto que cada chip possui um erro de offset próprio, dentro dos limites especificados no datasheet (Franco, 2015).

O *drift* de um amp-op é uma tensão de *offset* em função da temperatura do chip. Pode ser crítico em algumas situações, fazendo-se necessária a sua correção ou estabilização da temperatura (Franco, 2015).

As tensões limites das entradas definem como os circuitos de condicionamento do sinal devem atuar, para que os sinais máximos na entrada do aparelho não causem a queima do componente. Enquanto a tensão de saturação da saída define o quanto a saída do componente pode excursionar. A característica de componentes cujos limites na sua saída sejam muito próximos aos limites de alimentação, são chamados de *rail-to-rail* (Franco, 2015).

Alguns amplificadores operacionais possuem ganho programável, que consistem em um multiplexador, um amp-op e uma interface de comunicação em um mesmo encapsulamento. Através da interface de comunicação, é possível controlar o multiplexador para selecionar o resistor da relação de ganho que será acoplado ao amp-op. Um exemplo deste tipo de amp-op é o PGA113, da fabricante Texas Instruments, seu diagrama interno simplificado e aplicação típica podem ser vistos na Figura 12 (Texas Instruments, 2015).

Figura 12: Diagrama simplificado e aplicação típica do PGA113.



Fonte: Texas Instruments, 2015.

2.3.2 Conversão AD

O processamento de um sinal através de um microcontrolador geralmente se inicia com a conversão AD. Esta é a etapa de digitalização da amplitude, ou seja, transforma um sinal analógico em um sinal digital, possível de ser processado. A amplitude deste sinal digital é definida através da resolução deste conversor AD através da equação (2.15) (Tocci; Widmer; Moss, 2018):

$$A_{digital} = 2^N - 1 \quad (2.15)$$

Sendo assim, a amplitude de resposta de um conversor AD de 12 bits é de até:

$$A_{digital} = 2^{12} - 1 = 4095 \quad (2.16)$$

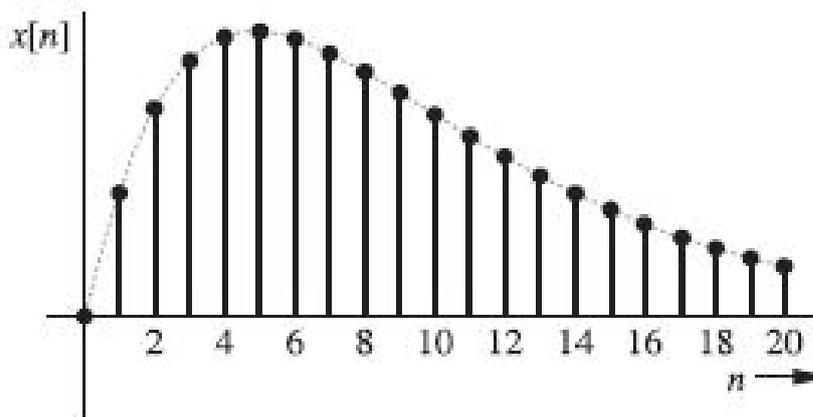
2.3.3 Amostragem

A amostragem de um sinal representa a digitalização deste no domínio do tempo. Cada amostra é a medição de um ponto deste sinal, portanto quanto mais amostras forem coletadas, mais próxima é a representação do sinal original. A frequência com que as amostras são capturadas é chamada de taxa de amostragem (Lathi, 2008).

De acordo com o Teorema de Nyquist, para garantir que o sinal amostrado possa ser reconstruído exatamente, a taxa de amostragem deve ser pelo menos 2 vezes maior que a maior

frequência deste sinal (Lathi, 2008). A representação da amostragem de um sinal genérico pode ser vista na Figura 13.

Figura 13: Amostragem de um sinal genérico.



Fonte: Lathi, 2008.

2.4 PROPAGAÇÃO DE ERRO

Voltímetros ideais são equipamentos teóricos, que possuem impedância de entrada infinita e erro nulo de leitura, porém em voltímetros reais, cada componente empregado no circuito possui algum grau de variação de suas características. Estas variações inserem erros no condicionamento dos sinais, que por sua vez, propagam-se no circuito e impactam na precisão do resultado da medição.

De acordo com o Vocabulário Internacional de Metrologia – VIM:2012, uma incerteza de medição pode ser definida como o “parâmetro, associado ao resultado de uma medição, que caracteriza a dispersão dos valores que podem ser razoavelmente atribuídos ao mensurando” (INMETRO, 2012). O GUM:2008 *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement* (Guia para a Expressão de Incerteza de Medição) explica que “o grau de especificação ou definição necessário para o mensurando é ditado pela exatidão de medição requerida”. Ainda segundo o GUM, o modelo matemático da medição é considerado crítico, já que inclui com frequência várias grandezas ditas de influência (INMETRO, 2008).

Assim, o circuito utilizado para o condicionamento de sinal deve ser cuidadosamente analisado, a fim de definir o modelo matemático que melhor expressa o comportamento dos dispositivos utilizados em sua construção. Também devem ser meticulosamente observados os sistemas de processamento e de interface de leitura do sinal medido, já que a resolução finita do instrumento pode ser considerada uma fonte de incerteza em uma medição (INMETRO, 2008).

2.5 NORMAS TÉCNICAS APLICÁVEIS

Aparelhos comerciais muitas vezes são submetidos à normas, de acordo com exigências regulamentares. Exemplos dessas normas são a IEC 60730-1:2022: Automatic electrical controls: General requirements (IEC, 2022) e a ABNT NBR IEC 60529:2017: Graus de proteção providos para invólucros de equipamentos elétricos (Códigos IP) (ABNT, 2017).

A IEC 60730-1:2022 trata de controles elétricos automáticos e se aplica à utilização destes em equipamentos para eletrodomésticos e uso similar ou em associação com os mesmos, especificando os requisitos para construção, operação e teste de controles elétricos automáticos. A norma se refere à segurança tanto dos controles elétricos automáticos quanto de seu funcionamento, determinando ainda onde o desempenho do produto pode prejudicar a segurança e o desempenho do sistema controlado. O documento também define os valores, os tempos e as sequências operacionais, quando associados à segurança do equipamento (IEC, 2022).

Outro ponto relevante para produtos comerciais é a classificação IP, que determina critérios de ingresso de materiais sólidos e líquidos em equipamentos elétricos protegidos mecanicamente por algum tipo de carcaça. Isso é definido com base na norma ABNT NBR IEC 60529:2017, a qual se aplica à classificação dos graus de proteção providos aos invólucros de equipamentos elétricos com tensão nominal de até 72,5 kV (ABNT, 2017).

3 PROJETO PROPOSTO

Este capítulo apresenta o desenvolvimento de um produto comercial, se tratando de um voltímetro digital *true RMS* de escala automática para aplicações industriais. Este projeto foi desenvolvido para uma empresa de médio porte, sendo referência no setor de sistemas eletrônicos na região da Serra Gaúcha.

Como este voltímetro visa aplicação industrial, o invólucro conta com travas para fixação em painéis, bem como conector pluggable, diferentemente de voltímetros para uso em instrumentação laboratorial, que geralmente são portáteis ou de bancada, e utilizam ponteiras de prova para conectar aos circuitos a serem medidos.

Como foi dito anteriormente, aparelhos comerciais estão sujeitos à normas regulamentares. O projeto aqui proposto está de acordo com a IEC-60730-1:2022 (IEC, 2022), e sua construção foi realizada conforme o que determina a ABNT NBR IEC-60529:2017 (Códigos IP) (ABNT, 2017).

A seguir serão apresentados os sistemas para o condicionamento do sinal e seu processamento.

3.1 HARDWARE

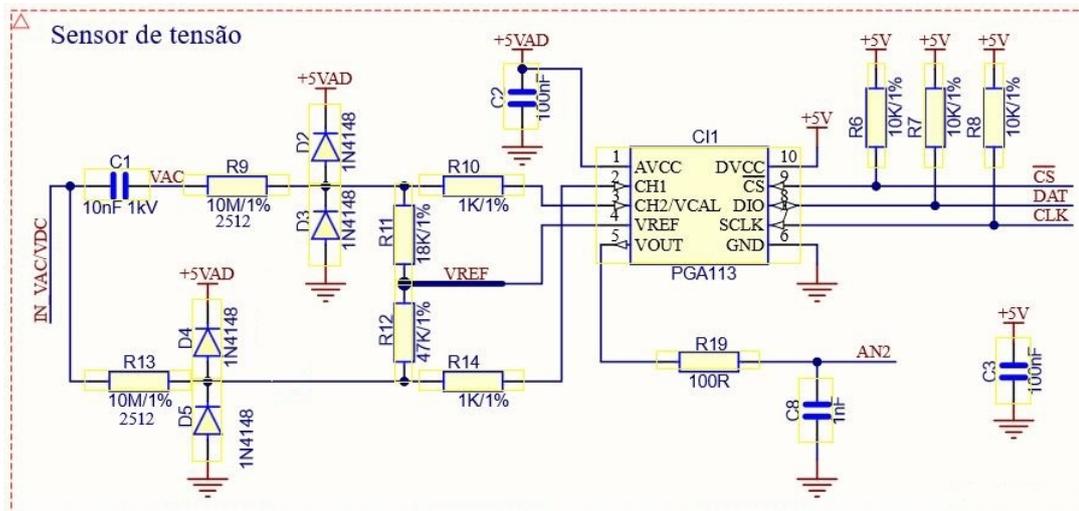
O hardware consiste em um produto industrial, cujas etapas abordadas neste trabalho serão apenas as críticas para instrumentação, como o circuito de acoplamento, condicionamento do sinal de entrada, amplificação, filtragem de ruídos e ligações com o microcontrolador, conforme o diagrama de blocos da Figura 14.

Figura 14: Diagrama de blocos do hardware proposto.



De acordo com o diagrama de blocos da Figura 14, foi desenvolvido o circuito esquemático apresentado na Figura 15.

Figura 15: Circuito pré-processamento.



Fonte: Autor (2024).

Os diodos D2, D3, D4 e D5 foram empregados para que sinais acima de 5 V ou abaixo de 0 V sejam desviados respectivamente para a fonte de tensão e GND, atuando como proteções de forma a evitar a queima do amplificador operacional. Os capacitores C2 e C3 foram empregados apenas para ajudar a estabilizar o sinal da fonte de tensão. A interface *SPI* é utilizada para comunicação com o microcontrolador, para troca de escalas e canais.

O sinal *IN_VAC/VDC* representa a entrada do circuito e será chamado a partir daqui como *V_{in}*, por conveniência. Como pode ser visto, logo na entrada do circuito o sinal *V_{in}* encontra dois circuitos. Um circuito através do resistor R13, sendo este o circuito para leitura de sinais contínuos, e um circuito através do capacitor C1, sendo este o circuito para leitura de sinais alternados. Além disso, ambos os circuitos foram projetados com uma impedância de entrada de cerca de 10 MΩ. Conforme foi abordado nos requisitos, a faixa de medição aceita deve ser de 0 a 1 kV na escala de corrente contínua e 750 V na escala de corrente alternada, fazendo-se necessário ter uma impedância de entrada elevada para evitar que o próprio medidor cause distúrbios no sinal a ser medido. O *VOUT* do amp-op (pino 5 do componente PGA113) possui um filtro passa-baixa formado pelo resistor R19 em conjunto com o capacitor C8, com a finalidade de filtrar ruídos. A seguir serão abordados o funcionamento deste bloco e as características do amplificador operacional.

3.1.1 Circuito de Leitura de Tensão Contínua

Para a medição de sinais em tensão contínua, o sinal *VREF* é controlado através do microcontrolador e de um circuito auxiliar (que será abordado adiante) para fornecer *GND*. Assim

sendo, os resistores R13 e R12 formam um divisor resistivo para o sinal de entrada, calculado de forma a não ultrapassar 5 V na saída do divisor quando a tensão de entrada for de 1 kV. A tensão no canal CH1 do amplificador operacional portanto pode ser descrita de acordo com a equação (3.1):

$$V_{CH1} = \frac{V_{in}}{R13 + R12} \cdot R12 = \frac{V_{in}}{10M + 47k} \cdot 47k = V_{in} \cdot 0,004678 \quad (3.1)$$

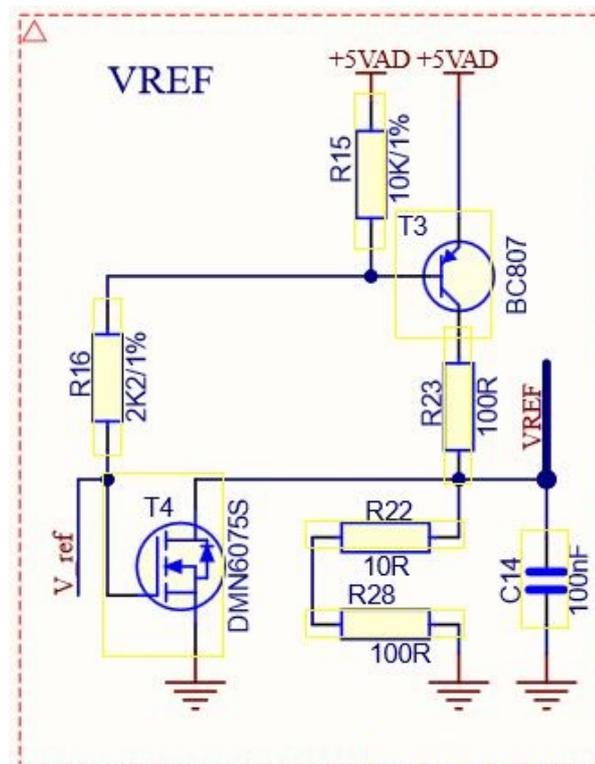
Este sinal é então amplificado pelo ganho adequado, saindo através do pino Vout (pino 5) do amplificador operacional.

3.1.2 Circuito de Leitura de Tensão Alternada

O circuito de medição de sinais em tensão alternada possui acoplamento AC, formado pelo capacitor C1. Este capacitor age como um filtro passa-alta, portanto bloqueia a componente contínua do sinal de entrada.

Para a medição de sinais em tensão alternada, o sinal VREF é controlado através do microcontrolador e do circuito da Figura 16 para fornecer 2,5 V. Estes 2,5 V serão a referência para o condicionamento de sinais alternados. Isso se faz necessário para que a parcela negativa do sinal de entrada sofra um *offset* e chegue com valor positivo ao amplificador operacional, podendo assim ser amplificado corretamente.

Figura 16: Circuito do sinal de referência.



A escolha quanto ao acoplamento AC ou DC é realizada através de um parâmetro programável manualmente, então o sinal V_{ref} é controlado diretamente através de uma saída digital do microcontrolador. Quando este sinal estiver em nível lógico 1 (5 V), o transistor T3 se mantém aberto, e o MOSFET T4 fecha, fornecendo GND ao sinal VREF. Porém quando o sinal V_{ref} estiver em nível lógico 0 (GND), o MOSFET T4 se mantém aberto, e o transistor T3 fecha, fornecendo para o sinal VREF um valor próximo de 2,5 V, de acordo com a equação (3.2):

$$V_{REF} = \frac{5V_{AD}}{R_{23} + R_{22} + R_{28}} \cdot (R_{22} + R_{28}) = \frac{5}{100 + 10 + 100} \cdot (10 + 100) = 2,619048 \quad (3.2)$$

Pode ser observado que a chave T4 é do tipo MOSFET e a chave T3 é do tipo BJT. A escolha de T4 se deve ao fato de que é necessário que o sinal em VREF seja o mais próximo possível de GND, então a tensão entre coletor e emissor de um BJT iria inserir um offset indesejado neste sinal, tornando o MOSFET mais adequado devido à sua baixa resistência $R_{DS_{ON}}$.

Considerando então VREF como 2,5 V, os resistores R9 e R11 formam um divisor resistivo para a parcela alternada do sinal de entrada, calculado de forma a não ultrapassar 5 V na saída do divisor quando o pico superior da tensão de entrada for de 1 kV, bem como quando o pico inferior for de 1 kV, o sinal na saída não fique negativo. Portanto a tensão no canal CH2 do amplificador operacional pode ser descrita de acordo com a equação (3.3):

$$V_{CH2} = \left(\frac{V_{in} - V_{REF}}{R_9 + R_{11}} \cdot R_{11} \right) + V_{REF} \quad (3.3)$$

Resultando em:

$$V_{CH2} = \left(\frac{(V_{in} - 2,5)}{10M + 18k} \cdot 18k \right) + 2,5 = ((V_{in} - 2,5) \cdot 0,001797) + 2,5 \quad (3.4)$$

Este sinal é então amplificado pelo ganho adequado, saindo através do pino Vout (pino 5) do amplificador operacional.

3.1.3 Amplificador Operacional

Os requisitos utilizados para a escolha do amplificador operacional foram os seguintes:

- Possibilidade de trabalho em alimentação simples;
- Entrada e saída *Rail-to-Rail*;
- Offset máximo menor que 200 uV;
- Zero *drift*;
- Ganhos programáveis;

- Possuir pelo menos 2 canais;
- Erro nos ganhos menor que 1%;
- Comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface* - Interface de Periféricos Seriais);
- Encapsulamento SMD (*Surface Mount Device* - Dispositivo de Montagem Superficial).
- Ser economicamente viável;
- Ser facilmente obtenível;

Atendendo adequadamente todas estas características, foram encontrados os componentes PGA113, PGA112, PGA116 e PGA117. Os componentes PGA116 e PGA117 possuem mais canais que o necessário, portanto foram descartados para esta aplicação. Já a diferença entre os dois componentes restantes é que enquanto o PGA113 oferece seus ganhos em escala logarítmica (1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, e 200), o PGA112 oferece seus ganhos em escala binária (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, e 128) (Texas Instruments, 2015). Quanto à aplicação, a diferença entre esses dois componentes se reflete apenas ao escalar dos ganhos utilizado para os cálculos.

Como o componente PGA113 já é utilizado na empresa, este foi escolhido para que não seja necessária a criação de estoque também para o PGA112. Porém o firmware será desenvolvido de tal forma que estes componentes sejam facilmente intercambiáveis.

3.1.4 Microcontrolador

Os requisitos utilizados para a escolha do microcontrolador foram os seguintes:

- Ter arquitetura de 32 bits;
- Suficiente quantidade de pinos GPIO (*General Purpose Input/Output* - Entradas/Saídas de Propósito Geral);
- Frequência máxima de operação de pelo menos 32 MHz;
- Possuir pelo menos 64 kB de memória Flash.
- Possuir pelo menos 10 kB de memória RAM.
- Possuir conversor AD de pelo menos 12 bits;
- Possuir ferramentas de software para inicialização dos periféricos;
- Possuir interface UART (*Universal Asynchronous Receiver / Transmitter* - Transmissor/-Receptor Assíncrono Universal);

- Possuir DTC (*Data Transfer Controller* - Controlador de Transferência de Dados) ou DMA (*Direct Memory Access* - Acesso Direto à Memória).
- Deve possuir oscilador interno.
- Encapsulamento SMD.
- Ser economicamente viável;
- Ser facilmente obtível;

Atendendo adequadamente todas estas características foi selecionado o microcontrolador RX1303 da fabricante Renesas (Renesas, 2018). Outros microcontroladores poderiam ter sido selecionados, como o STM32F103, porém para este microcontrolador a equipe conta com amplo estoque, suporte externo e custo inferior, além de que o STM32F103 exigiria um regulador de 3,3 V extra, aumentando o custo do produto (ST, 2023).

3.2 FIRMWARE

O sinal tratado e amplificado passa pelo conversor AD (analógico-digital), é amostrado via *firmware*, e tem seus valores armazenados em um *buffer*. O *firmware* então realiza o cálculo *true RMS* de domínio no tempo discreto de acordo com a equação (3.5).

$$V_{TrueRMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N S_i^2} \quad (3.5)$$

Onde:

- $V_{TrueRMS}$ - Tensão *true RMS*;
- N - Número de amostras do sinal;
- S_i - Amostra de índice i ;

(Hulak; Alves, 1999).

Neste ponto, a tensão calculada é a tensão no pino do microcontrolador. Para a obtenção da tensão de entrada do circuito, este resultado é dividido pelo ganho do amp-op e é realizado o cálculo inverso à relação do divisor de tensão, abordado nas equações (3.1) para medições de tensões contínuas ou (3.3) para medições de tensões alternadas.

Realizados os cálculos descritos acima, obtém-se uma estimativa aproximada da tensão de entrada do circuito, que passa pelo processo de calibração para corrigir alguns erros como o erro de offset do amp-op, desvios nos valores dos resistores e demais não idealidades dos componentes.

3.2.1 Calibração

O processo de calibração tem por objetivo corrigir pequenos desvios de leitura causados pelo offset do amp-op e variações de componentes do circuito. A primeira etapa é realizada utilizando o sinal de GND na entrada do circuito. Como o sinal de GND na entrada deve resultar em 0 V na leitura, caso houver um desvio nessa leitura, este é tratado como um offset, e sendo um erro sistemático, é subtraído do sinal lido durante o processamento. Este sinal de GND é obtido aplicando-se um curto-circuito nos terminais de entrada do aparelho.

As restantes calibrações são realizadas através da comparação entre valores de sinais de referência conhecidos e estáveis com os respectivos valores das medições destes sinais. As proporções dos erros entre os sinais de referência e os valores medidos, são convertidas em fatores de calibração, que são utilizados como escalares nas medições subsequentes. Este procedimento serve para corrigir os erros de offset do amp-op.

Os sinais de referência gerados, são 10 V em tensão contínua e 5 V em tensão alternada, e são gerados por um gerador de funções externo. Após a calibração foram realizadas comparações com outros aparelhos calibrados, com a finalidade de determinar a precisão de leitura para diferentes sinais, como será abordado adiante.

Resumidamente, neste produto a sequência de calibrações adotada envolve os passos mostrados a seguir:

- 1 - Calibração do sinal de GND nas escalas AC e DC;
- 2 - Calibração do sinal de 10 V em corrente contínua;
- 3 - Calibração do sinal de 5 V em corrente alternada;

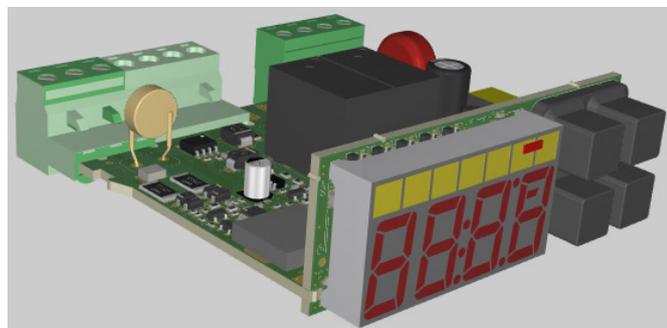
4 DESENVOLVIMENTO

O desenvolvimento do projeto foi realizado de acordo com a metodologia descrita no capítulo 3.

4.1 IMPLEMENTAÇÃO DO HARDWARE

O hardware foi produzido com o circuito apresentado na seção 3.1, e o mesmo pode ser visto montado e sem gabinete na figura 17.

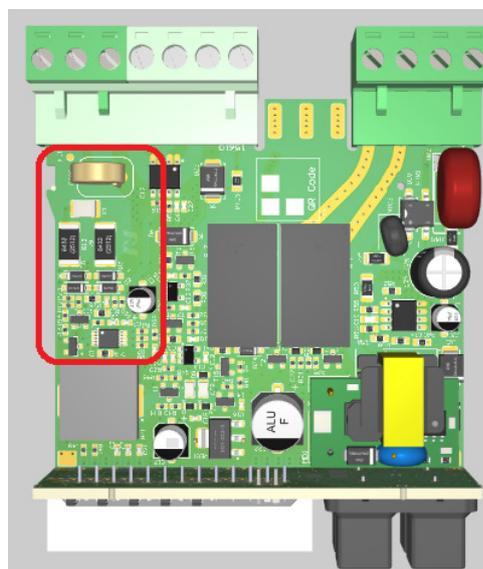
Figura 17: Vista 3D do aparelho montado sem gabinete.



Fonte: Autor (2024).

A figura 18 representa a vista superior do aparelho, sendo o circuito de instrumentação indicado pelo contorno.

Figura 18: Vista superior do aparelho.



Fonte: Autor (2024).

4.2 IMPLEMENTAÇÃO DO FIRMWARE

O firmware foi implementado na IDE (Integrated Development Environment) Renesas E2 Studio, software dedicado aos microcontroladores Renesas e recomendado pela fabricante. Algumas telas deste software serão apresentadas a seguir.

Figura 19: Tela de inicialização do software Renesas E2 Studio.



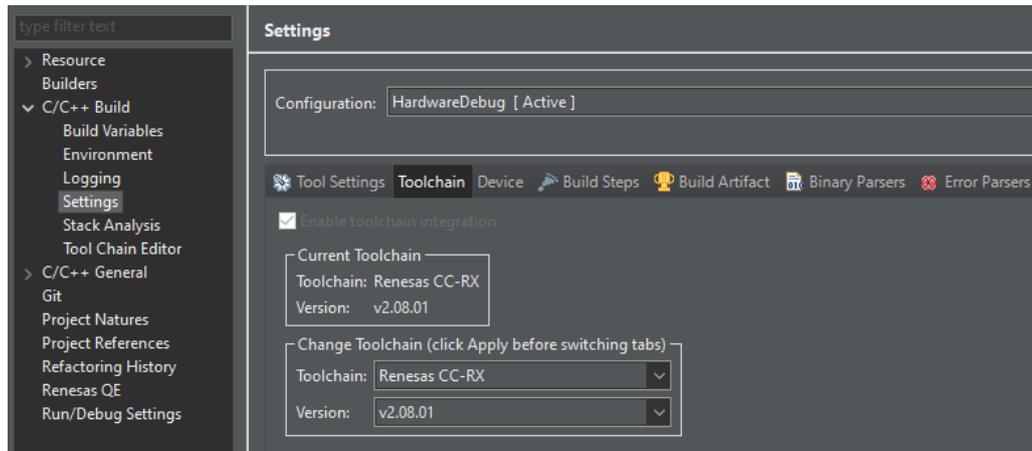
Fonte: Autor (2024).

Resumidamente, os passos realizados para o desenvolvimento do firmware foram:

- 1 - Configuração do ambiente de programação;
- 2 - Configuração dos *clocks* do microcontrolador;
- 3 - Configuração dos pinos do microcontrolador;
- 4 - Configuração dos periféricos;
- 5 - Configuração de gravação e *debug*;
- 6 - Implementação do algoritmo;

O ambiente possui um grande número de configurações, onde a maioria foi deixada no padrão inicial. Dentre as configurações alteradas manualmente, foram realizadas a seleção do microcontrolador (neste caso o RX130), a seleção do compilador (neste caso CCRX v2.08.01) e o apontamento dos caminhos para os arquivos de programação. Na figura 20 pode ser vista a tela de seleção do compilador.

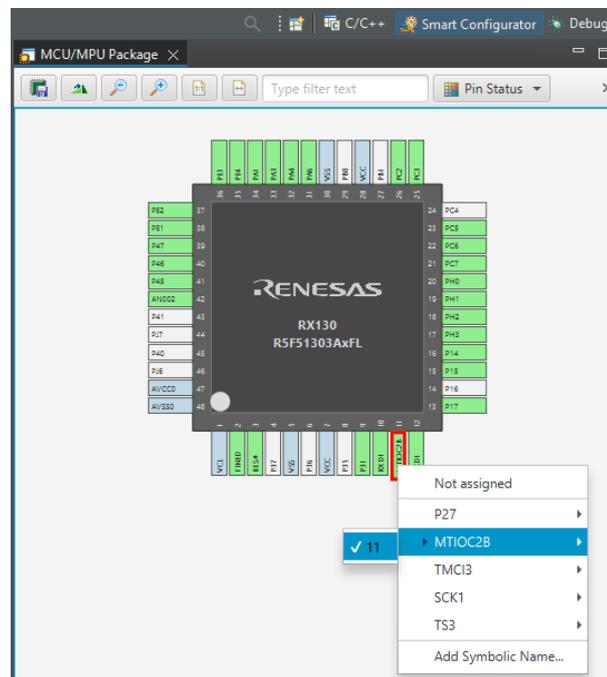
Figura 20: Configurações do Ambiente Renesas E2 Studio.



Fonte: Autor (2024).

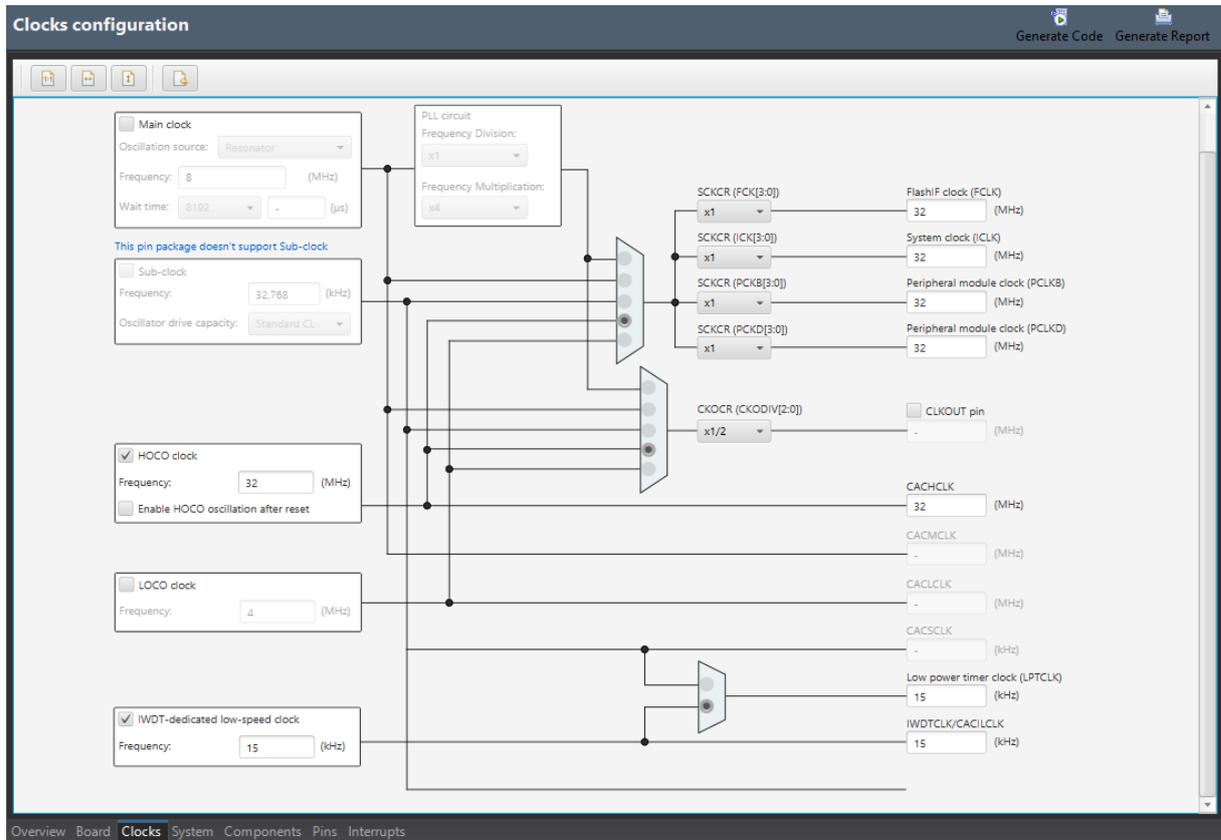
Os pinos do microcontrolador foram configurados de acordo com o esquemático eletrônico. Foi utilizado o Smart Configurator, que permite selecionar os possíveis periféricos conectados a cada pino, conforme pode ser visto na figura 21.

Figura 21: Configurações dos pinos do microcontrolador.



Fonte: Autor (2024).

A configuração dos *clocks* do microcontrolador foi realizada com a utilização da interface gráfica através da ferramenta Smart Configurator, neste projeto foi utilizado o oscilador interno do microcontrolador, em sua frequência máxima (32 MHz). Esta configuração pode ser vista na figura 22.

Figura 22: Configurações de *clock*.

Fonte: Autor (2024).

Para o desenvolvimento do produto foram utilizados diversos periféricos do microcontrolador escolhido, os quais também foram configurados utilizando a interface gráfica da ferramenta Smart Configurator, conforme pode ser visto no exemplo do conversor analógico-digital na figura 23.

As configurações de gravação e *debug* têm como finalidade realizar tanto a conexão como a comunicação entre o computador e o microcontrolador através da interface de desenvolvimento (neste caso o E2 Studio). Algumas destas configurações podem ser vistas na figura 24.

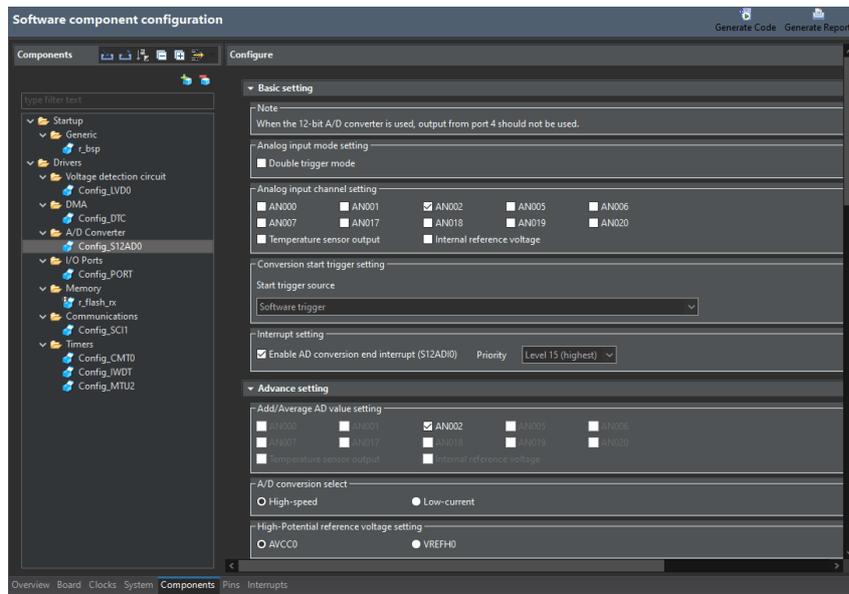
A ferramenta utilizada para gravação e *debug* via USB foi o Renesas E2 Emulator Lite. Este equipamento é dedicado para os microcontroladores Renesas e pode ser visto na figura 25

A lógica do algoritmo de leitura dos sinais de instrumentação inicia com a amostragem periódica dos sinais a uma frequência de 3,2 kHz (período de 312,5 µs). São utilizados dois *buffers* com tamanho de 1024 amostras (número de amostras escolhido para facilitar o cálculo de divisão por deslocamento de bits). Assim que o primeiro *buffer* é preenchido, é sinalizado o início do processamento de dados do mesmo, que ocorre durante o preenchimento do segundo *buffer*, formando um ciclo de operação. Esta lógica é representada no diagrama de blocos da figura 26.

Caso, durante o processamento dos *buffers*, seja detectado que os valores das amostras estejam no valor de saturação do conversor analógico-digital, ou estejam demasiados pequenos para

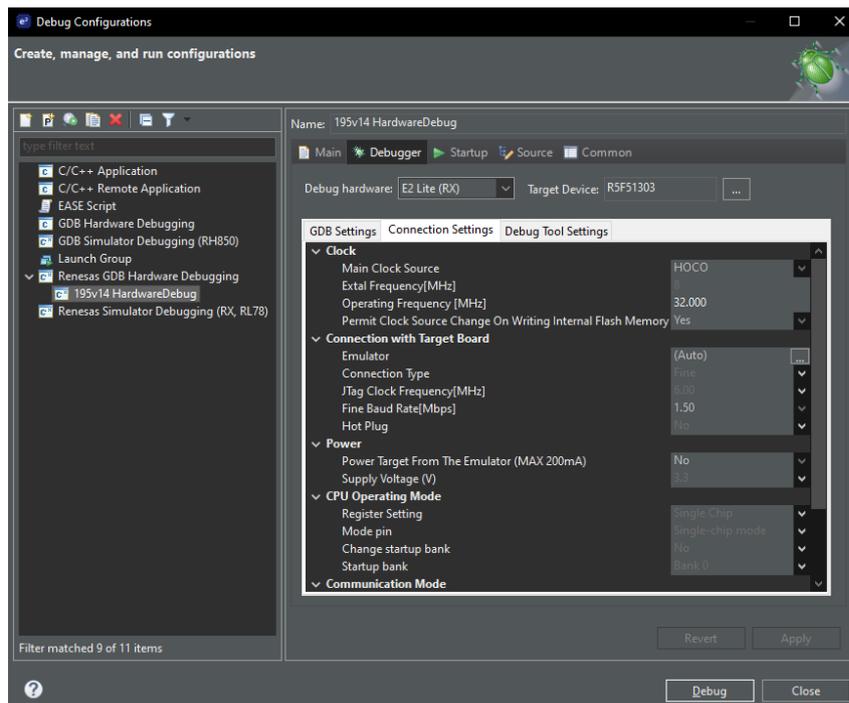
o correto processamento, o *buffer* é descartado e é enviado o comando de troca de escalas para o amplificador operacional. Este comando é formado por uma sequência de bits diretamente através de um pino de saída digital do microcontrolador. A lógica descrita está representada no diagrama de blocos da figura 27.

Figura 23: Configurações dos periféricos - ADC.



Fonte: Autor (2024).

Figura 24: Configurações de gravação e *debug*.



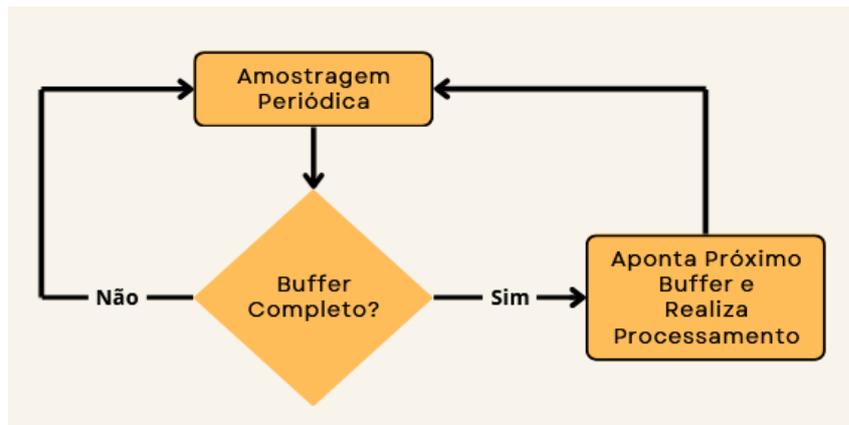
Fonte: Autor (2024).

Figura 25: Renesas E2 Emulator Lite.



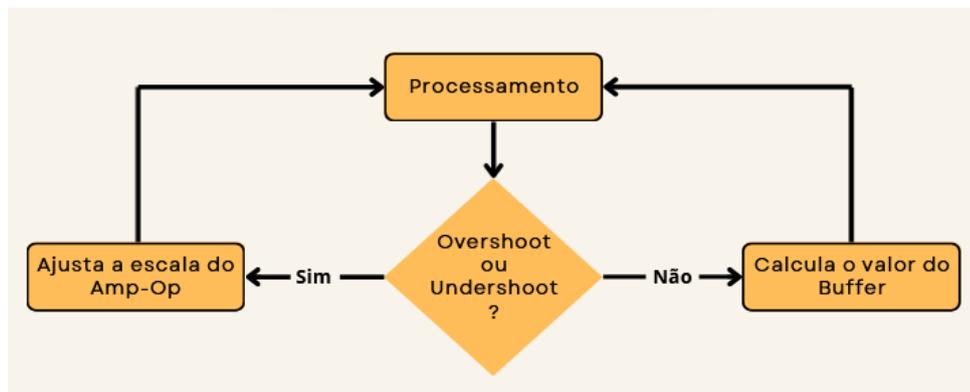
Fonte: Autor (2024).

Figura 26: Lógica da leitura e armazenamento de sinais.



Fonte: Autor (2024).

Figura 27: Lógica da troca de escalas.



Fonte: Autor (2024).

5 TESTES E RESULTADOS

A partir do primeiro protótipo montado, o procedimento e a lógica de calibração foram testados e adequados até produzirem resultados satisfatórios, e então foi realizada a comparação com um voltímetro de referência para as seguintes situações:

- 1 - Teste da leitura do sinal de GND (VREF) nas escalas AC e DC;
- 2 - Teste da leitura de sinais em tensão contínua até 5 V;
- 3 - Teste da leitura de sinais em tensão contínua até 10 V;
- 4 - Teste da leitura de sinais em tensão contínua até 25 V;
- 5 - Teste da leitura de sinais em tensão contínua até 50 V;
- 6 - Teste da leitura de sinais em tensão contínua até 100 V;
- 7 - Teste da leitura de sinais em tensão contínua até 250 V;
- 8 - Teste da leitura de sinais em tensão contínua até 500 V;
- 9 - Teste da leitura de sinais em tensão contínua até 1000 V;
- 10 - Teste da leitura de sinais em tensão alternada até 5 V;
- 11 - Teste da leitura de sinais em tensão alternada até 10 V;
- 12 - Teste da leitura de sinais em tensão alternada até 25 V;
- 13 - Teste da leitura de sinais em tensão alternada até 50 V;
- 14 - Teste da leitura de sinais em tensão alternada até 100 V;
- 15 - Teste da leitura de sinais em tensão alternada até 250 V;
- 16 - Teste da leitura de sinais em tensão alternada até 500 V;
- 17 - Teste da leitura de sinais em tensão alternada até 750 V;

Foram testados também alguns sinais não senoidais para a validação da leitura *true RMS*, sendo estes:

- 1 - Onda Quadrada;
- 2 - Onda Retangular;
- 3 - Onda Triangular;

- 4 - Onda Dente de Serra;

Os sinais de referência foram gerados através de um gerador de funções FY3200S. Este gerador de funções pode ser visto na figura 28.

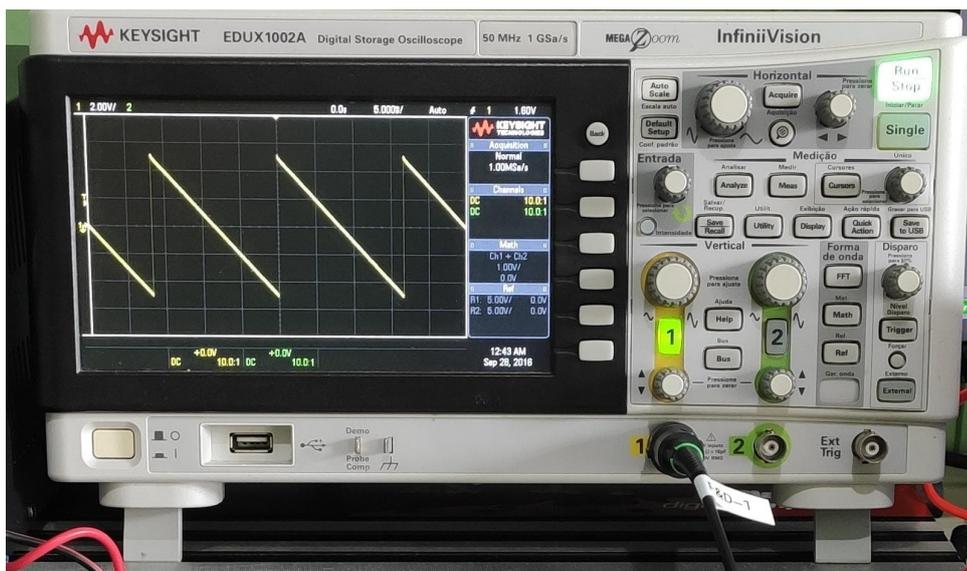
Figura 28: Gerador de Funções.



Fonte: Autor (2024).

Para a conferência da forma de onda dos sinais gerados, foi utilizado um osciloscópio Keysight EDUX1002A. Este osciloscópio pode ser visto na figura 29.

Figura 29: Osciloscópio.



Fonte: Autor (2024).

O voltímetro *true RMS* utilizado como referência para comparação dos resultados, foi um Keysight U1253B, que pode ser visto na figura 30.

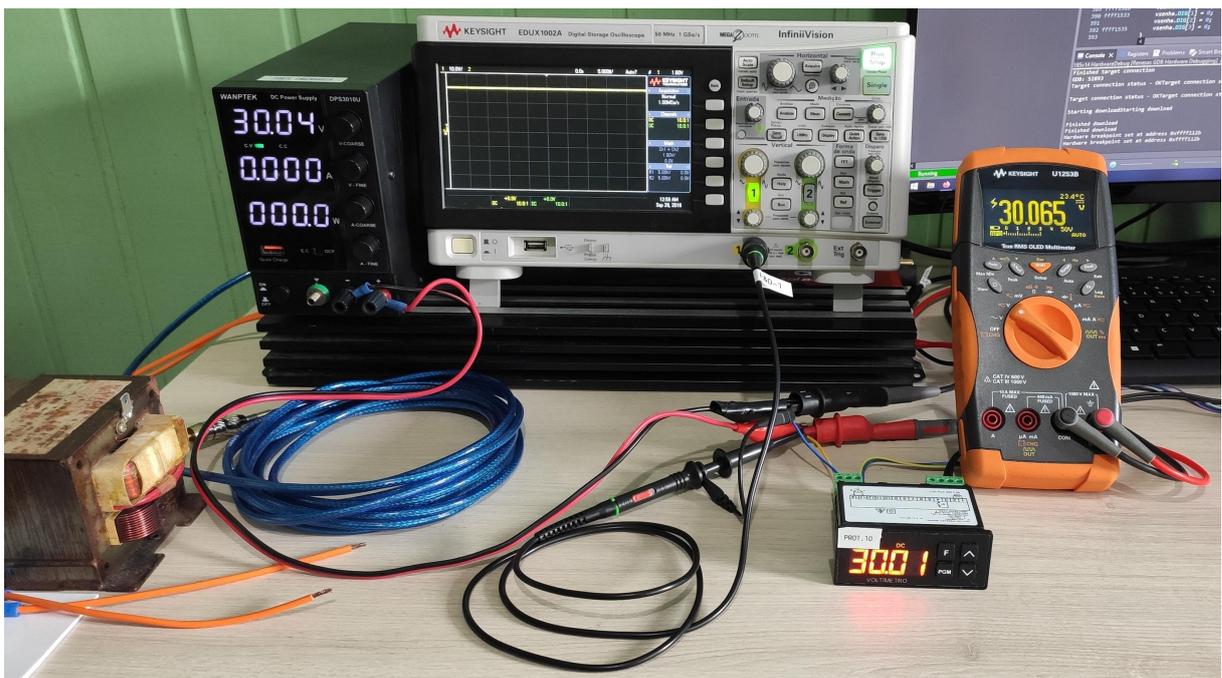
Figura 30: Multímetro Keysight U1253B.



Fonte: Autor (2024).

Para os testes em tensão contínua até 30 V, a entrada de sinais foi conectada diretamente à fonte de tensão. Um registro deste teste pode ser visto na figura 31.

Figura 31: Leitura de sinal em tensão contínua.



Fonte: Autor (2024).

Os sinais de referência em tensões maiores que 10 V foram gerados a partir do gerador de funções, que por sua vez foi conectado a um amplificador de áudio automotivo classe D de 2 kW RMS. Desta forma a amplitude dos sinais de saída foi ajustada através da amplitude dos sinais de entrada e o volume do amplificador. Assim a qualidade dos sinais utilizados para os testes foi muito superior aos sinais obtidos diretamente através da rede, permitindo também a alteração de frequências e formas de onda. O amplificador utilizado pode ser visto na figura 32.

Figura 32: Amplificador classe D.



Fonte: Autor (2024).

Para gerar os sinais maiores que 50 V, na saída do amplificador foi conectado um transformador de micro-ondas, possibilitando a obtenção de altas tensões. O transformador utilizado pode ser visto na figura 33.

Figura 33: Transformador com saída de alta tensão.



Fonte: Autor (2024).

Para gerar as altas tensões em corrente contínua, foi utilizado ainda um circuito retificador de alta tensão, com capacitores em série para estabilização da tensão, e resistores para equalização

da tensão nos capacitores. O circuito montado pode ser visto na figura 34.

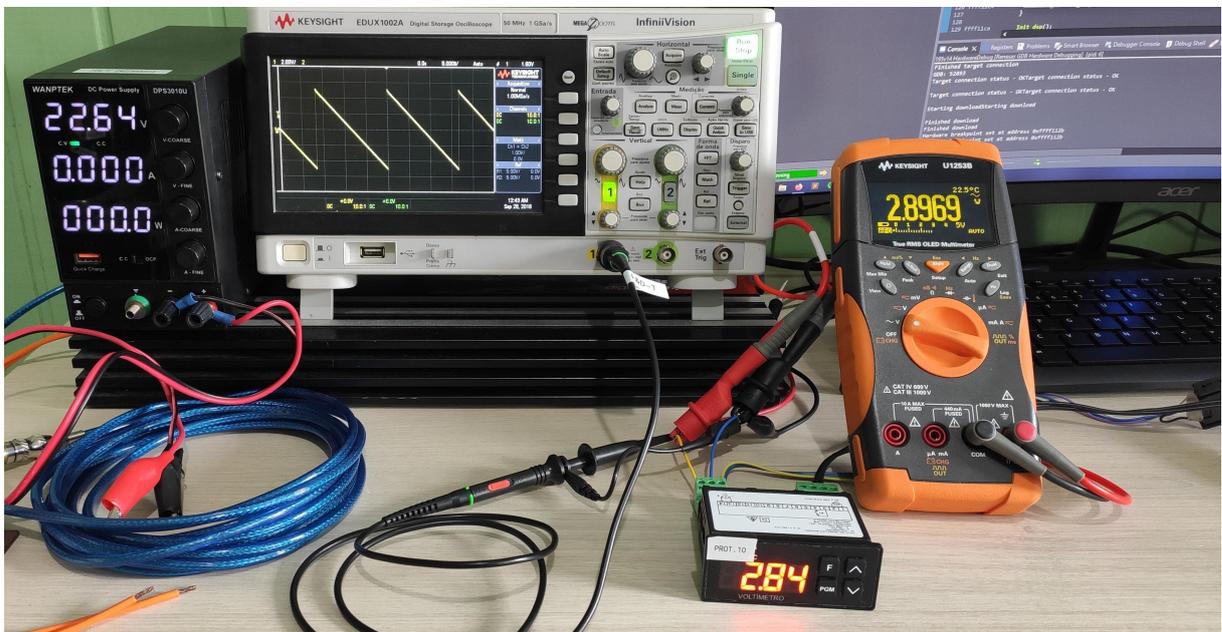
Figura 34: Circuito retificador de alta tensão.



Fonte: Autor (2024).

Foram testados diversos tipos de sinais, como senoidal, triangular, dente de serra e onda quadrada. As frequências também foram variadas entre 20 e 500 Hz. Todos os sinais testados foram lidos corretamente e ficaram dentro do limite de precisão estabelecido. Um registro deste teste pode ser visto na figura 35.

Figura 35: Leitura de sinal dente de serra.



Fonte: Autor (2024).

Como forma de determinar a qualidade do processo produtivo, foram ligadas 10 amostras com os mesmos sinais nas entradas e foi realizada a comparação das medições entre as mesmas e o aparelho de referência. Foram medidos valores em tensão alternada e em tensão contínua em todas as escalas e este teste pode ser visto na figura 36.

Figura 36: Teste de amostragem.



Fonte: Autor (2024).

A seguir são apresentadas duas tabelas com os resultados gerais dos testes, com os campos:

- V Ref. - Tensão lida pelo multímetro de referência;
- V Mín. - Menor tensão registrada entre as 10 amostras;
- V Máx. - Maior tensão registrada entre as 10 amostras;
- Média - Valor médio do conjunto de amostras;
- Média - Valor médio do conjunto de amostras;
- Desv. Mín. (%) - Desvio de V. Mín. em relação ao fundo de escala;
- Desv. Máx. (%) - Desvio de V. Máx. em relação ao fundo de escala;

Os resultados dos testes em tensão contínua estão disponíveis na tabela 1, enquanto os resultados dos testes em tensão alternada estão disponíveis na tabela 2.

Tabela 1: Tabela de resultados dos testes em tensão contínua

Acop.	V Ref.	V. Mín.	V. Máx	Média	Desv. Mín. (%)	Desv. Máx. (%)
CC	0,000	0,00	0,03	0,01	0,00	0,06
CC	4,503	4,46	4,52	4,48	0,17	0,07
CC	9,910	9,83	9,96	9,88	0,16	0,10
CC	21,133	20,9	21,2	21,0	0,93	0,27
CC	38,893	38,5	39,1	38,8	0,79	0,41
CC	64,000	63,7	64,6	64,1	1,20	0,60
CC	83,390	82,9	84,2	83,4	0,49	0,81
CC	106,290	105,7	107,3	106,3	0,24	0,40
CC	219,130	219,9	223,0	220,5	0,31	1,55
CC	479,400	482,8	492,2	486,4	0,68	2,56
CC	909,900	908,3	924,6	916,1	0,16	1,47

Tabela 2: Tabela de resultados dos testes em tensão alternada

Acop.	V Ref.	V. Mín.	V. Máx	Média	Desv. Mín. (%)	Desv. Máx. (%)
CA	0,000	0,02	0,03	0,02	0,08	0,12
CA	1,766	1,7	1,7	1,7	0,92	0,52
CA	3,550	3,5	3,5	3,5	1,41	0,81
CA	7,102	7,0	7,0	7,0	1,42	0,62
CA	14,167	13,8	14,0	13,9	1,59	0,83
CA	31,488	30,8	31,2	31,0	1,44	0,66
CA	45,667	44,5	45,1	44,8	2,39	1,23
CA	82,270	81,1	82,0	81,5	1,18	0,26
CA	99,960	98,7	99,9	99,4	1,26	0,11
CA	136,540	135,0	136,2	135,6	0,62	0,14
CA	255,550	254,0	256,5	255,0	0,31	0,19
CA	533,000	534,3	544,1	539,0	0,17	1,48
CA	748,000	749,0	764,3	756,9	0,13	2,17

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1 RESULTADOS

O objetivo deste trabalho foi desenvolver um voltímetro digital *true RMS* de escala automática para equipamentos industriais. Para atingir este objetivo, foram desenvolvidos o circuito de instrumentação com componentes cuidadosamente selecionados e o firmware do dispositivo, responsável por ler, discretizar e processar os sinais, bem como foram realizados diversos testes com tensões alternadas e contínuas em todas as escalas de operação utilizando um lote de amostras a fim de determinar a repetibilidade das medições.

Com os testes na menor escala, com o display mostrando duas casas após o ponto decimal, foi possível testar a resolução do aparelho. Sendo assim, foi verificado que o produto atingiu o objetivo de alcançar a resolução de 10 mV.

O requisito de escala automática foi atingido através do uso do amplificador operacional com ganhos programáveis. Este componente é controlado através do microcontrolador, conforme os limites de tensão detectados durante o processamento.

A partir de comparações com dispositivos de referência, foi possível verificar que o projeto é capaz de realizar medições *true RMS*, assim como obter medições dentro da faixa de precisão requisitada de 3% do fundo de escala ao longo de toda a faixa de medição de 0 a 1 kV nas escalas de tensão contínua e de 0 a 750 V nas escalas de tensão alternada.

Através dos testes com um lote de 10 amostras, foi verificado que estes resultados tiveram repetibilidade em todo o lote utilizado, em toda a faixa de medição tanto em tensão contínua quanto em tensão alternada.

A função de indicador universal também foi atingida, através de relação matemática desenvolvida no firmware. Com esta função pode-se converter grandezas elétricas (neste caso a tensão) em grandezas genéricas, portanto o produto é capaz de desempenhar funções para uso industrial.

Por fim, o projeto através da metodologia descrita, atingiu os resultados desejados desempenhando adequadamente suas funções, satisfazendo assim os requisitos industriais e acadêmicos.

6.2 CONTINUIDADE

Como forma de continuidade do projeto, podem ser buscadas maiores precisão e resolução de leitura, integração com outros dispositivos ou sistemas e implementação de novas funções, como por exemplo controle e comunicação através de aplicativo para smartphone ou computadores.

REFERÊNCIAS

- ABNT. **ABNT NBR IEC 60529**: graus de proteção para invólucros de equipamentos elétricos (código ip). 2017.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação e fundamentos de medidas**. 3ª. ed. Rio de Janeiro, Brasil: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda, 2019.
- FLUKE. **A história do multímetro**.
<https://www.fluke.com/pt-br/saiba-mais/blog/multimetros-digitais/multimetro-historia>. Acesso em: Jun. 2024.
- FLUKE. **O que é true-rms**.
<https://www.fluke.com/pt-pt/saber-mais/blog/aplicacoes-eletricas/o-que-e-true-rms>. Acesso em: Jun. 2024.
- FRANCO, S. **Design with operational amplifiers and analog integrated circuits**. 4ª. ed. New York, Estados Unidos: McGraw-Hill Higher Education, 2015.
- HULAK, A. M.; ALVES, M. F. On the analysis of (un)true root mean square measurement. , [S.l.], June 1999.
- IEC. **IEC-60730**: automatic electrical controls - part 1: general requirements. 2022.
- INMETRO. **Guia para a Expressão de Incerteza de Medição**. 3ª. ed. 2008.
- INMETRO. **Vocabulário Internacional de Metrologia**: conceitos fundamentais e gerais e termos associados (vim 2012). 3ª. ed. 2012.
- LATHI, B. P. **Sinais e sistemas lineares**. 2ª. ed. Porto Alegre, Brasil: Bookman, 2008.
- NAKASHIMA, K. Valor médio e eficaz. , Itajubá, Minas Gerais, Brasil, Sept. 2020.
- RENESAS. **RX130 Group Renesas MCU's**. 2018.
- SIBRATEC. **Voltímetro analógico**. <https://www.sibratec.ind.br/product/7544>. Acesso em: Jun. 2024.
- SIBRATEC. **Voltímetro digital**. <https://www.sibratec.ind.br/product/8318>. Acesso em: Jun. 2024.
- ST. **STM32F103x8**. 2023.
- TEXAS INSTRUMENTS. **PGA11x Zero-Drift Programmable Gain Amplifier With Mux**. 2015.
- TOCCI, R. J.; WIDMER, N. S.; MOSS, G. L. **Sistemas digitais**: princípios e aplicações. 12ª. ed. São Paulo, Brasil: Pearson, 2018.