

Universidade Federal do Rio de Janeiro

Escola Politécnica

Departamento de Eletrônica e de Computação

**Medidor de Impedância de Componentes Passivos Utilizando
Microcontrolador PIC**

Autor:

Diego Heringer Cardoso

Orientador:

Prof. Joarez Bastos Monteiro, D. Sc.

Examinador:

Prof. Carlos Fernando Teodósio Soares, D. Sc.

Examinador:

Prof. José Gabriel Rodríguez Carneiro Gomes, Ph. D.

DEL

Março de 2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO

Escola Politécnica – Departamento de Eletrônica e de Computação

Centro de Tecnologia, bloco H, sala H-217, Cidade Universitária

Rio de Janeiro – RJ CEP 21949-900

Este exemplar é de propriedade da Universidade Federal do Rio de Janeiro, que poderá incluí-lo em base de dados, armazená-lo em computador, microfilmá-lo ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

AGRADECIMENTO

À minha família, pelo esforço e dedicação despendidos na minha criação, e também por todo o apoio psicológico, financeiro e moral na minha formação.

Aos meus amigos e colegas da Engenharia, que acompanharam de perto todo o esforço e luta para chegar até aqui, compartilhando os bons e maus momentos durante esses longos anos de curso.

A todos que contribuíram de alguma forma para a realização deste projeto.

Ao professor Joarez, pela dedicação e confiança em mim depositada durante a elaboração deste trabalho.

RESUMO

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um equipamento de instrumentação para ser utilizado na medida de impedância de um componente passivo, isto é, na determinação do valor de resistores, capacitores ou indutores, bem como o fator de qualidade destes componentes. O circuito desenvolvido neste projeto possui uma estrutura simples e é capaz de realizar medições com erro em torno de 1%.

Partindo da estrutura simplificada do circuito, foram identificados alguns problemas devido às variações e não idealidades dos componentes e discutidas as melhorias implementadas para aumentar a faixa de medida dos componentes e melhorar a precisão dos resultados. O circuito desenvolvido funciona de forma autônoma, dispondo de uma interface com o usuário para a operação e obtenção dos resultados. O projeto foi desenvolvido até a elaboração do produto final, tornando-o disponível para uso.

Palavras-Chave: Impedância de Componentes, Instrumentação, Microcontrolador PIC, Ponte RLC.

ABSTRACT

This work aims at the development of an equipment that measures the impedance of a passive electronic component, in order to determine the value of resistors, capacitors and inductors as well as their Q factor. The circuitry developed in this project has a simple structure and should be able to perform measurements with error around 1%.

Starting from a simplified circuit structure, we detected problems caused by component variations and by non-ideal component properties. We also proposed improvements to enhance the component measurement accuracy. The developed circuit works as an autonomous device with a user interface to display measurement results. This project was conducted to build a product and make it available for practical applications.

Key-words: Impedance of Components, Instrumentation, PIC Microcontroller, RLC Bridge.

SIGLAS

A/D - Conversor Analógico para Digital.

CA - Corrente alternada.

CC - Corrente contínua.

LASPI - Laboratório de Aplicações Tecnológicas para o Setor Produtivo Industrial.

LCD - *Liquid crystal display* (display de cristal líquido).

LEG - Laboratório de Ensino de Graduação.

OrcadPspice - Software de simulação de circuitos eletrônicos baseado no SPICE.

PIC - *Peripheral Interface Controller* (Interface Controladora de Periféricos).

PWM - *Pulse Width Modulation* (Modulação por largura de pulso).

UFRJ - Universidade Federal do Rio de Janeiro

USB - *Universal Serial Bus*.

Sumário

| | | |
|------------|---|----|
| Capítulo 1 | Introdução | 1 |
| 1.1. | Tema | 1 |
| 1.2. | Delimitação | 1 |
| 1.3. | Justificativa | 1 |
| 1.4. | Objetivos | 2 |
| 1.5. | Metodologia | 2 |
| 1.6. | Descrição | 2 |
| Capítulo 2 | A Escolha do Projeto | 4 |
| 2.1. | Conceito de Impedância..... | 4 |
| 2.2. | Descrição das Topologias | 5 |
| 2.2.1. | Topologia em Ponte | 5 |
| 2.2.2. | Topologia com Divisor de Tensão..... | 11 |
| 2.3. | Conclusão..... | 13 |
| Capítulo 3 | Montagem do Circuito..... | 14 |
| 3.1. | Diagrama em Blocos..... | 14 |
| 3.2. | Desenvolvimento do Circuito Básico | 15 |
| 3.2.1. | Fonte Senoidal | 15 |
| 3.2.2. | Detector de Pico de Precisão..... | 20 |
| 3.2.3. | Medida do Intervalo Entre V_s e V_X | 20 |
| 3.2.4. | Microcontrolador PIC | 22 |
| 3.3. | Determinação da Faixa de Medida de Z | 23 |
| 3.4. | Circuito de Teste | 25 |
| 3.5. | Conclusão..... | 26 |
| Capítulo 4 | Circuito Completo | 28 |
| 4.1. | Modificações no Circuito Básico..... | 28 |
| 4.1.1. | Atraso do Comparador..... | 28 |
| 4.1.2. | Detector de Pico..... | 30 |
| 4.1.3. | Faixa de Medida e Seleção Automática de Escala..... | 33 |
| 4.2. | Fonte de Alimentação | 36 |
| 4.3. | Conclusão..... | 37 |
| Capítulo 5 | Programação do PIC..... | 38 |
| 5.1. | Aquisição dos Dados | 38 |

| | |
|--|----|
| 5.1.1. Leitura de Tensão com o Conversor A/D | 38 |
| 5.1.2. Leitura do Período e da Fase..... | 39 |
| 5.2. Ajuste do Comparador e Seleção de Escala..... | 41 |
| 5.2.1. Ajuste do Comparador | 41 |
| 5.2.2. Seleção Automática de Escala | 42 |
| 5.3. Interface com o Usuário..... | 43 |
| 5.4. Algoritmo do Programa Principal..... | 44 |
| 5.5. Circuito do PIC | 45 |
| 5.6. Conclusão..... | 46 |
| Capítulo 6 Montagem e Calibração..... | 47 |
| 6.1. Montagem da Placa de Circuito Impresso | 47 |
| 6.2. Calibração Manual | 48 |
| 6.3. Resultado dos Testes..... | 50 |
| 6.3.1. Medidas com Rx1 (216,14 Ω) | 50 |
| 6.3.2. Medidas com Rx2 (22,30 k Ω) | 50 |
| 6.3.3. Medidas com Rx3 (2,289 M Ω)..... | 54 |
| 6.4. Melhorias Futuras | 55 |
| 6.5. Conclusão..... | 55 |
| Capítulo 7 Conclusões..... | 56 |
| Bibliografia..... | 57 |
| Apêndice A..... | 58 |
| A.1. Programa de Teste | 58 |
| A.2. Circuito Básico | 64 |
| Apêndice B | 65 |
| B.1. Esquemático do Circuito Modificado | 65 |
| B.2. Circuito do PIC | 67 |
| Apêndice C | 68 |
| C.1. Código Fonte do Programa Final..... | 68 |
| Apêndice D..... | 77 |
| D.1. Placa da Fonte de Alimentação..... | 77 |
| D.2. Placas do Circuito | 77 |

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 2.1: Circuito no formato de ponte. | 5 |
| Figura 2.2: Passa-tudo com ajuste de fase de -180 graus na frequência de 1 kHz. | 6 |
| Figura 2.3: Ponte RLC com circuito Passa-tudo e ganho inversor. | 7 |
| Figura 2.4: Tensão no ponto Vx. | 9 |
| Figura 2.5: Tensão no ponto V2. | 9 |
| Figura 2.6: Desvio de fase visto em V2 na frequência de 1 kHz. | 10 |
| Figura 2.7: Divisor de tensão. | 11 |
| Figura 2.8: Tensões de Vs e Vx com defasagem de -133 ms. | 13 |
| Figura 3.1: Diagrama em blocos do Circuito Básico. | 15 |
| Figura 3.2: Oscilador em Ponte de Wien (estrutura básica). | 16 |
| Figura 3.3: Ponte de Wien com circuito limitador. | 17 |
| Figura 3.4: Filtro passa-faixa na saída Vs. | 18 |
| Figura 3.5: Saída da Ponte de Wien com V próximo de 8 V de pico e $f = 1024,3$ Hz... .. | 19 |
| Figura 3.6: Saída após o filtro passa-faixa. | 19 |
| Figura 3.7: Análise CA do filtro passa-faixa com a entrada em 1 V. | 19 |
| Figura 3.8: Detector de Pico de Precisão. | 20 |
| Figura 3.9: Circuito dos comparadores com as saídas para o PIC. | 21 |
| Figura 3.10: Intervalo de tempo entre VCCP1 e VCCP2 (-134 μ s). | 21 |
| Figura 3.11: Diferença entre os dois sinais igual a -634 μ s. | 22 |
| Figura 3.12: Gráfico com o erro entre cada passo de tensão do A/D. | 24 |
| Figura 3.13: Resultado de R em paralelo com C2 na frequência de 1024,45 Hz. | 27 |
| Figura 4.1: Diagrama em bloco do Circuito Básico com o comparador em destaque. .. | 28 |
| Figura 4.2: Circuito de acionamento do relé e a carga Rc. | 30 |
| Figura 4.3: Circuito do comparador com o capacitor de acoplamento. | 30 |
| Figura 4.4: Diagrama do Circuito Básico com o Medidor de Pico em destaque. | 30 |
| Figura 4.5: Retificador de meia onda de precisão. | 31 |
| Figura 4.6: Filtro com amplificador não inversor. | 32 |
| Figura 4.7: Atenuação do filtro de segunda ordem na frequência de 1 kHz em dB. | 32 |
| Figura 4.8: Retificador de meia onda com o filtro. | 33 |
| Figura 4.9: Diagrama em bloco do Circuito Básico com o divisor de tensão em destaque. | 33 |
| Figura 4.10: Limite inferior e superior da faixa de medida. | 34 |
| Figura 4.11: Circuito com seleção automática de escala e calibração do atraso do comparador. | 35 |
| Figura 4.12: Fonte de alimentação com os reguladores de tensão. | 36 |
| Figura 5.1: Diagrama do conversor A/D do PIC. | 39 |
| Figura 5.2: Leitura dos módulos de Vs e Vx com o conversor A/D no tempo. | 39 |
| Figura 5.3: Período entre as duas decidas do comparador. | 40 |
| Figura 5.4: Diferença de tempo entre as portas CCP1 e CCP2 (-635 μ s). | 41 |
| Figura 5.5: Fluxograma para o cálculo do atraso médio. | 42 |
| Figura 5.6: Seleção da resistência de referência. | 43 |
| Figura 5.7: Fluxograma do programa principal. | 44 |
| Figura 5.8: Circuito do PIC com os botões de controle. | 45 |
| Figura 6.1: Placas do circuito. | 48 |
| Figura 6.2: Pontos de ajuste para a calibração manual. | 49 |
| Figura 6.3: Modelo da saída do divisor com a impedância do <i>buffer</i> em paralelo. | 54 |
| Figura A.1: Esquemático do Circuito Básico com as saídas para o PIC. | 64 |

| | |
|---|----|
| Figura B.1: Fonte senoidal com a saída V_s | 65 |
| Figura B.2: Divisor de tensão com o medidor de pico e o comparador. | 66 |
| Figura B.3: Esquemático do PIC. | 67 |
| Figura D.1: Placa da fonte de alimentação. | 77 |
| Figura D.2: Placa com o oscilador e o circuito do divisor de tensão. | 77 |
| Figura D.3: Placa com o medidor de pico, comparador e PIC. | 78 |
| Figura D.4: Placa com os botões de comando. | 79 |

Lista de Tabelas

| | |
|---|----|
| Tabela 2.1: Variação da fase no ponto V2 em relação à variação de R. | 10 |
| Tabela 3.1: Valores calculados de Z e o erro entre os passos do A/D..... | 24 |
| Tabela 3.2: Valores dos componentes. | 25 |
| Tabela 3.3: Valores medidos com o circuito básico..... | 27 |
| Tabela 4.1: Escala teórica de medidas..... | 35 |
| Tabela 6.1: Resultados medidos com o resistor Rx1..... | 52 |
| Tabela 6.2: Medidas com a resistência Rx2. | 53 |
| Tabela D.1: Listagem dos componentes da fonte de alimentação..... | 77 |
| Tabela D.2: Listagem dos componentes da placa do oscilador..... | 78 |
| Tabela D.3: Listagem dos componentes da placa com o PIC. | 79 |
| Tabela D.4: Listagem dos componentes da placa com os botões..... | 79 |

Capítulo 1

Introdução

1.1. Tema

Este trabalho de final de curso consiste do projeto e construção de um medidor de impedância de componentes passivos, visando obter erro igual ou inferior a 1% nas medidas da impedância. Será utilizado um circuito de simples construção e de baixo custo, montado em placa de circuito impresso, de forma a fornecer um produto para o usuário final.

O circuito utilizado tem como base um divisor de tensão, composto por uma resistência de referência e a impedância a ser medida, onde é aplicado um sinal senoidal com frequência e amplitude conhecidas. O módulo e a fase da impedância serão obtidos pelas medidas do valor de pico e da fase da tensão sobre o componente em teste, tomando-se como referências o sinal gerado pela fonte senoidal e o valor conhecido da resistência do divisor de tensão.

1.2. Delimitação

O cálculo da impedância do componente será realizado na frequência de 1 kHz, gerada por uma fonte senoidal projetada e incorporada ao circuito. A saída da fonte é aplicada a uma resistência de valor conhecido, utilizada como referência, em série com a impedância desconhecida que se deseja medir. Os sinais das tensões do circuito são convertidos para digital através do microcontrolador PIC, onde serão feitos os cálculos dos parâmetros do componente. Os dados serão exibidos em um *display* LCD. O trabalho inclui o projeto da fonte de alimentação e o protótipo da placa de circuito impresso. Todo o conjunto do medidor será apresentado na forma de um aparelho autônomo.

1.3. Justificativa

O circuito proposto é baseado em um artigo da revista Elektor [1], que utiliza um divisor de tensão, para calcular a indutância ou a capacitância, através de uma placa

de som de um computador pessoal, utilizando um software desenvolvido pelos autores do artigo. O trabalho proposto pretende realizar a medida do módulo e da fase utilizando um hardware mais simples, de forma a ser utilizado em bancada de laboratório e que seja de fácil manuseio.

O projeto em questão abrange as áreas de eletrônica e computação, envolvendo o tratamento de sinais analógicos, conversão do sinal analógico para digital e processamento de dados.

1.4. Objetivos

O objetivo principal desse trabalho é o desenvolvimento de um instrumento de medida para utilização em bancada de laboratório, e eventualmente ser utilizado nas aulas de eletrônica no Laboratório de Ensino de Graduação (LEG). O trabalho desenvolvido pretende obter o erro de medida no valor da impedância, igual ou inferior a 1%.

1.5. Metodologia

Para obter o valor da impedância a ser testada, temos que medir os módulos e a diferença de fase entre as tensões de entrada e de saída do divisor de tensão. Isto será feito com a utilização, para cada tensão, de um medidor de pico e um comparador, cujas saídas serão, então, digitalizadas e interpretadas pelo microcontrolador (PIC).

Para a validação do trabalho, serão feitas medidas de resistores, capacitores, indutores e a combinação de resistores com capacitores ou indutores.

Os resultados serão comparados com os dados obtidos através de uma ponte RLC comercial, disponibilizada pelo Laboratório de Aplicações Tecnológicas para o Setor Produtivo Industrial - LASPI.

1.6. Descrição

No Capítulo 2 serão apresentadas as duas topologias estudadas para a realização do projeto, bem como a justificativa para a escolha de uma delas. Será revisto, também, o embasamento teórico utilizado para encontrar o valor da impedância do componente a partir dos valores do módulo e da diferença de fase medidos.

O Capítulo 3 apresenta o diagrama em blocos do circuito, o funcionamento, os parâmetros de operação, o projeto com os cálculos e o critério de escolha dos componentes de cada bloco. Também serão abordados os aspectos práticos do projeto e os resultados obtidos através dos testes com o protótipo do circuito.

As modificações e correções dos problemas presentes na topologia implementada no Capítulo 3, assim como as melhorias e o projeto da fonte de alimentação do circuito serão apresentados no Capítulo 4.

A programação do PIC será apresentada no Capítulo 5, onde será explicado como é feita a aquisição dos dados pelo microcontrolador, o procedimento para a escolha das escalas de medida, a calibração automática do instrumento e o funcionamento do programa principal.

O Capítulo 6 dedica-se à montagem e análise do circuito, começando pela montagem da placa de circuito impresso, calibração e ajustes manuais do circuito, análise dos resultados e possíveis soluções para melhorias futuras.

Finalmente, no Capítulo 7, será apresentada a conclusão, onde serão feitos os comentários finais sobre o trabalho.

Capítulo 2

A Escolha do Projeto

A elaboração do projeto teve como base um projeto de iniciação científica sob supervisão do professor Joarez Bastos Monteiro, do Departamento de Engenharia Eletrônica e de Computação da Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ. O projeto consistia em um circuito, em formato de ponte, para a medida de impedância de componente passivo. No decorrer do trabalho, surgiu uma nova abordagem para o problema, de forma a simplificar o circuito e reduzir o erro no valor da medida.

Nesse capítulo será feito um pequeno resumo do que é impedância e suas aplicações. Também será demonstrado o funcionamento das duas topologias analisadas durante o trabalho e a forma como são calculadas as impedâncias para cada uma das topologias.

2.1. Conceito de Impedância

No livro Teoria Básica de Circuitos [2], a impedância do circuito na frequência angular ω é definida como a razão entre o fasor tensão resposta V e o fasor corrente de excitação I_s .

$$Z(j\omega) = \frac{V}{I_s} \quad (2.1).$$

Assim o módulo e a fase da impedância são relacionados pelo módulo e pela fase dos fasores tensão e corrente

$$|Z(j\omega)| = \frac{|V|}{|I_s|} \quad (2.2)$$

e

$$\angle Z(j\omega) = \angle V - \angle I_s \quad (2.3).$$

O conceito de impedância é utilizado para a representação dos componentes presentes no circuito, de forma a facilitar o cálculo da resposta de regime permanente senoidal de um circuito linear. A impedância Z de um componente é expressa como um número complexo, possuindo uma parte real, equivalente à resistência R e uma parte imaginária, dada pela reatância X .

$$Z = R + jX \quad (2.4).$$

2.2. Descrição das Topologias

Durante este trabalho, foram estudadas duas topologias para a realização desse projeto, a primeira no formato de ponte e a segunda no formato de divisor de tensão. Ambas as topologias foram testadas no laboratório e apresentaram bons resultados nas medidas da impedância.

2.2.1. Topologia em Ponte

O circuito da primeira topologia testada consiste em uma fonte senoidal V_1 conhecida, um resistor de referência R_X , uma carga a ser medida Z e uma segunda fonte senoidal V_2 com módulo e fase ajustáveis, conforme Figura 2.1. O objetivo nesta topologia é anular a tensão em V_X , variando o módulo e a fase da fonte V_2 . Com os valores de módulo e fase encontrados em V_2 é possível calcular o módulo e a fase da impedância Z .

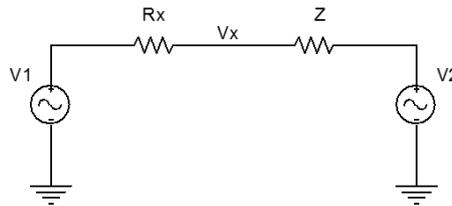


Figura 2.1: Circuito no formato de ponte.

Para demonstrar como podemos encontrar o valor de Z através dos valores encontrados em V_2 , vamos utilizar o método da superposição. A contribuição da fonte V_1 para a tensão V_X é dada pelo seguinte divisor de tensão:

$$V_{X1} = \frac{Z}{R_X + Z} V_1 \quad (2.5)$$

e a da fonte V_2 :

$$V_{X2} = \frac{R_X}{R_X + Z} V_2 \quad (2.6).$$

Assim,

$$V_X = V_{X1} + V_{X2} \quad (2.7).$$

Fazendo $V_X = 0$, vamos ter que:

$$\frac{Z}{R_X + Z} V_1 + \frac{R_X}{R_X + Z} V_2 = 0 \quad (2.8).$$

Arrumando a Eq. (2.8) encontramos Z igual a:

$$Z = -\frac{V_2}{V_1} R_X \quad (2.9)$$

Fazendo $V_1 = Ae^{j\theta}$ e $V_2 = Be^{j(\theta-\phi)}$ encontramos o módulo de Z igual a

$$|Z| = \frac{B}{A} R_X \quad (2.10)$$

e a fase igual a

$$\angle Z = -\phi \quad (2.11).$$

Pode-se observar pelas Eqs. (2.10) e (2.11) que o módulo e a fase da impedância Z ficam perfeitamente determinados pelo valor do resistor R_X , pelos módulos das fontes V_1 e V_2 e pela diferença de fase entre elas.

O projeto da fonte (V_2) e a forma de ajuste do módulo e da fase são apresentados a seguir. Para o ajuste da fase utilizou-se um filtro passa-tudo de segunda ordem (Figura 2.2) sintonizado em -180 graus na frequência da fonte V_1 .

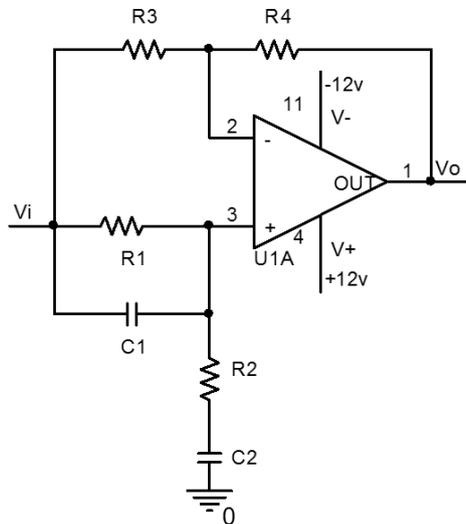


Figura 2.2: Passa-tudo com ajuste de fase de -180 graus na frequência de 1 kHz.

A função de transferência deste filtro, considerando $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$, é dada pela expressão:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(sRC)^2 + \left(2 - \frac{R_4}{R_3}\right) sRC + 1}{(sRC)^2 + 3sRC + 1} \quad (2.12).$$

Para ser passa-tudo (coeficientes de sRC simétricos), temos que fazer

$$\frac{R_4}{R_3} = 5 \quad (2.13)$$

O módulo da função de transferência é unitário (ganho igual a 1) para qualquer frequência. A frequência angular do passa-tudo onde a fase será de -180 graus é dada por:

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad (2.14).$$

Assim, mantendo o C fixo e alterando o valor do R , podemos variar o valor da fase na saída do passa-tudo de 0 a -360 graus, na frequência da fonte V_1 (1 kHz). O desvio máximo de fase exigido do passa-tudo será de ± 90 graus para medir capacitor ou indutor.

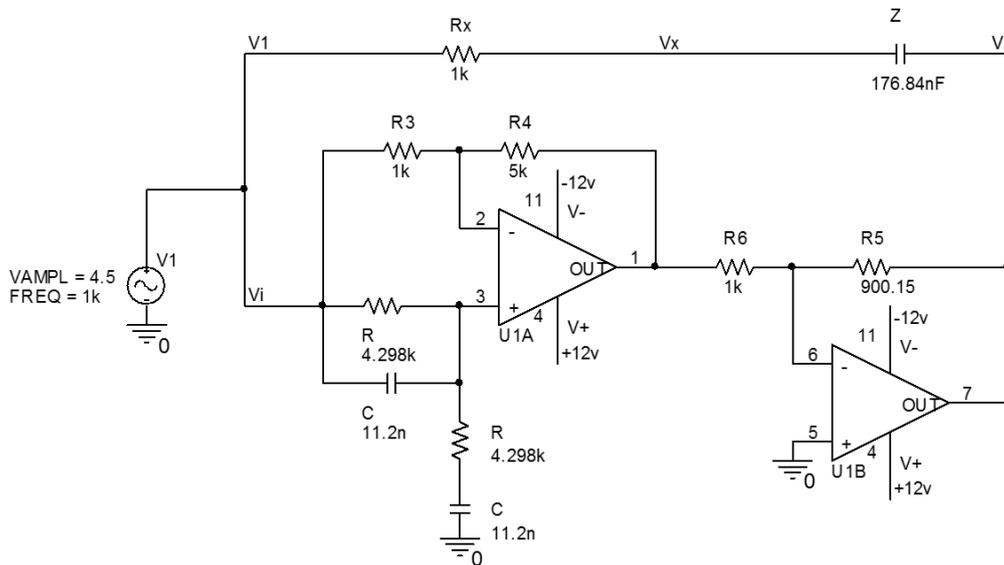


Figura 2.3: Ponte RLC com circuito Passa-tudo e ganho inversor.

O ajuste do módulo é feito através de um amplificador inversor, formado pelo operacional U1B e os resistores R_5 e R_6 da Figura 2.3. O ganho do inversor é dado por

$$A = -\frac{R_5}{R_6} \quad (2.15)$$

e pode ser ajustado através da variação do resistor R_5 . A escolha do amplificador inversor foi proposital, visando colocar as fontes V_1 e V_2 em fase. Assim, quando V_x for igual a zero, a fase encontrada em V_2 será o valor negativo da fase de Z , sendo esse valor utilizado na Eq. (2.11).

O sinal que entra no amplificador possui o mesmo módulo da entrada do sistema, pois o ganho do passa-tudo é unitário, então, a saída do amplificador será o

valor de entrada multiplicado pelo respectivo ganho. Medindo a amplitude do sinal na saída do amplificador, quando V_X for zero, encontramos o módulo da fonte V_2 (B). Sabendo a amplitude do sinal de entrada V_1 (A), podemos utilizar a Eq. (2.10) para calcular o módulo de Z .

Para demonstrar como é feita a medida da impedância, vamos utilizar como exemplo o circuito da Figura 2.3. O circuito possui uma fonte V_1 com 4,5 V de amplitude e frequência de 1 kHz. A frequência foi calculada para ter uma defasagem de -180 graus em 1 kHz. Isso acontece com $R = 14210 \Omega$ e $C = 11,2 \text{ nF}$. Variando os valores das resistências R , encontramos os valores onde a fase do filtro passa-tudo é -90 graus e +90 graus, que ocorre em $4283,7 \Omega$ e $47143,1 \Omega$ respectivamente.

Assim, utilizando um capacitor de 176,84 nF como carga, vamos ter como valor teórico para a impedância $Z = -900j \Omega$ na frequência de 1 kHz. Esse valor foi escolhido, pois possui o módulo próximo ao valor de R_X .

Ajustando a fase através de R , de forma a reduzir o valor de V_X , vamos achar um ponto onde o valor de V_X passa por um mínimo, nesse momento é feito o ajuste do módulo para aproximar V_X de zero, o processo se repete até V_X chegar à zero. Nesse ponto, a fase da fonte V_2 é igual a $-\angle Z$ e o módulo da saída do amplificador é o valor B da Eq. (2.10).

Simulando no Orcad e fazendo os ajustes da fase e do módulo de V_2 , encontramos os valores de $R = 4298 \Omega$ e $R_5 = 900,15 \Omega$, como visto na figura 2.3. Com esses valores encontramos o valor de V_X próximo de zero.

O valor encontrado, conforme mostrado na Figura 2.4, foi de 4,661 mV, que é praticamente zero, se a leitura for feita com um conversor A/D de 10 *bits* (na época do teste, foi utilizado o PIC18F2550).

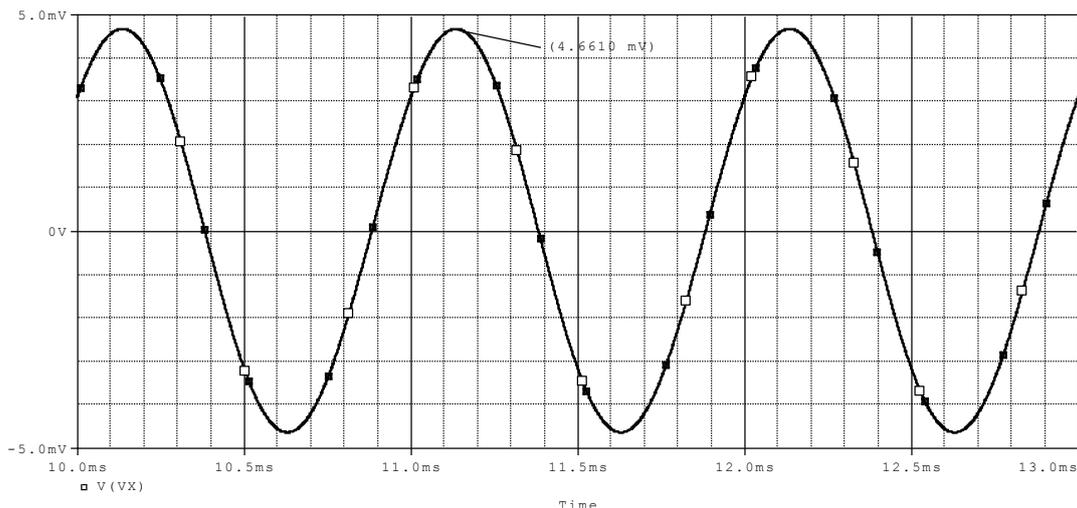


Figura 2.4: Tensão no ponto Vx.

Como pode ser visto na Figura 2.5, o valor do módulo encontrado na saída V_2 é de 4,05 V. Este valor, juntamente com o módulo da fonte V_1 na entrada (4,5V) e a resistência de referência R_X (1 k Ω), aplicados na Eq. (2.10), permite determinar o módulo de Z cujo valor é $|Z| = 900 \Omega$ e igual ao valor teórico.

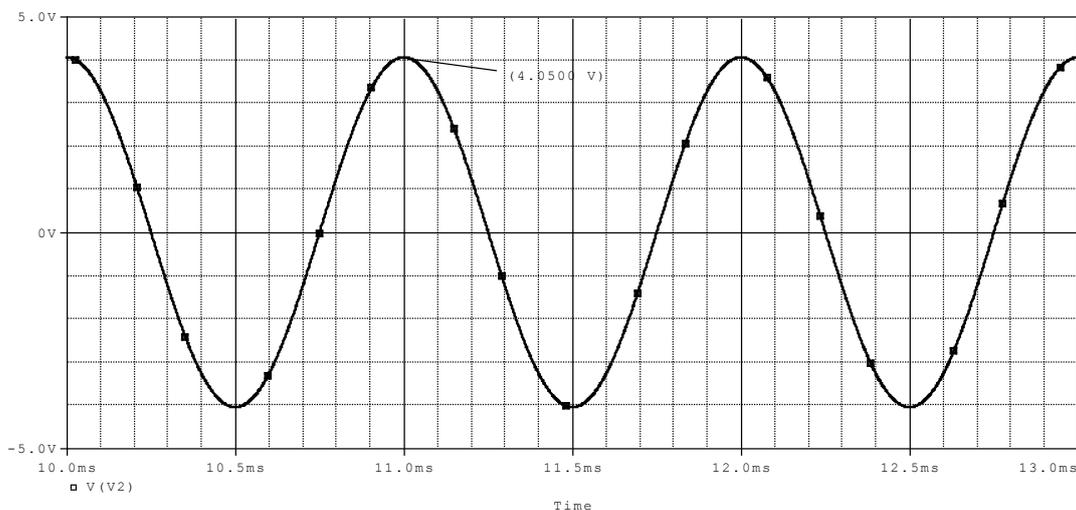


Figura 2.5: Tensão no ponto V2.

A fase na saída V_2 (Figura 2.6) possui uma defasagem de 89,912 graus em relação à fase da fonte V_1 . Utilizando a Eq. (2.11), podemos dizer que a fase de Z é igual a -89,912 graus, que é muito próximo do valor teórico de -90 graus (capacitor ideal).

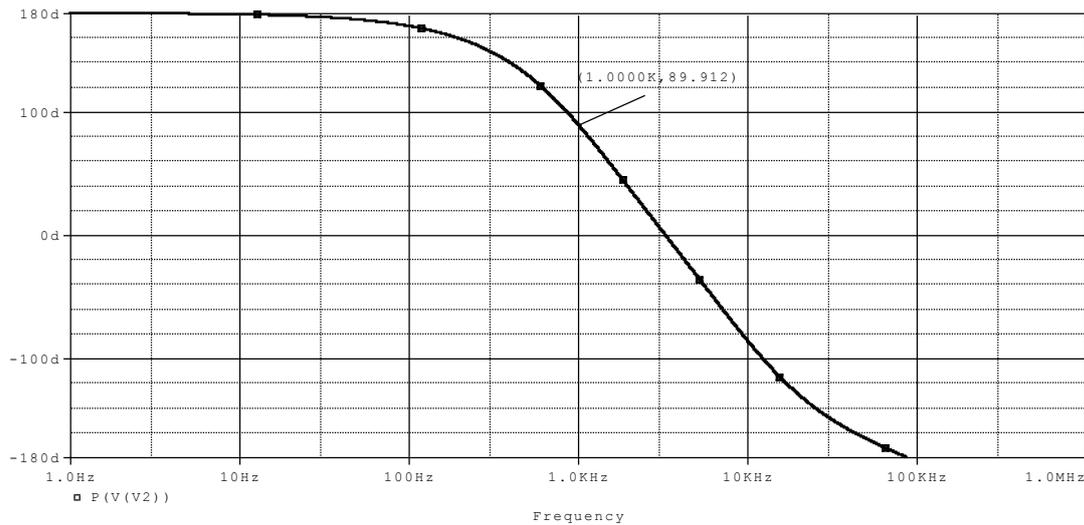


Figura 2.6: Desvio de fase visto em V2 na frequência de 1 kHz.

O problema encontrado com essa topologia é na forma de realizar o ajuste de R_1 , R_2 e R_6 de maneira automática, utilizando um microcontrolador para a leitura de V_X e controle dos ajustes da fonte V_2 . O ajuste da fase é feito através da variação de dois resistores sendo que a variação da fase não é linear, tornando um potenciômetro logarítmico a melhor opção para o ajuste. Isso pode ser visto na Tabela 2.1, onde os valores de R , que ajustam a fase no ponto V_2 , próximos de 90 graus variam pouco (aproximadamente $5,7 \Omega$ para cada 0,1 grau) e os próximos de +90 variam mais (aproximadamente 62Ω para cada 0,1 grau).

Outro problema é a resolução e o erro entre os passos, os potenciômetros logarítmicos que encontramos possuem no máximo 64 passos e os lineares 1024. Porém, mesmo os lineares com um número maior de passos, podem apresentar erro de até 60Ω entre os passos, que para uma resistência de $50 \text{ k}\Omega$, equivale a erro de aproximadamente 1 grau na fase dos capacitores.

| Capacitor | | | Indutor | | |
|------------------------|----------------|---------------------------|------------------------|----------------|---------------------------|
| Ângulo ($-\angle Z$) | R (Ω) | $ \Delta R $ (Ω) | Ângulo ($-\angle Z$) | R (Ω) | $ \Delta R $ (Ω) |
| 89,5 | 4312,00 | 5,75 | -89,5 | 46830,13 | 62,36 |
| 89,6 | 4306,26 | 5,74 | -89,6 | 46892,57 | 62,44 |
| 89,7 | 4300,53 | 5,73 | -89,7 | 46955,09 | 62,52 |
| 89,8 | 4294,80 | 5,73 | -89,8 | 47017,70 | 62,61 |
| 89,9 | 4289,08 | 5,72 | -89,9 | 47080,39 | 62,69 |
| 90,0 | 4283,37 | 5,71 | -90,0 | 47143,17 | 62,78 |

Tabela 2.1: Variação da fase no ponto V2 em relação à variação de R.

Outros problemas relacionados com os potenciômetros digitais são o tipo de sinal e o erro na fabricação. Os potenciômetros só operam com sinais cuja tensão é positiva, sendo a tensão de alimentação máxima entre 5 V e 6 V. O erro de fabricação do componente, que consta no *data sheet*, pode chegar a 25% para mais ou para menos do valor especificado. Uma resistência de 50 kΩ pode vir com um valor de 37,5 kΩ a 62,5 kΩ. Estes inconvenientes motivaram o teste de outra topologia que será visto na Seção 2.2.2.

2.2.2. Topologia com Divisor de Tensão

A segunda topologia proposta é formada por um divisor de tensão, conforme indicado na Figura 2.7. O circuito é composto por uma fonte senoidal V_s , oscilando com uma frequência fixa de 1 kHz, uma resistência R_X conhecida, utilizada como referência no cálculo da impedância, e a carga Z a ser medida.

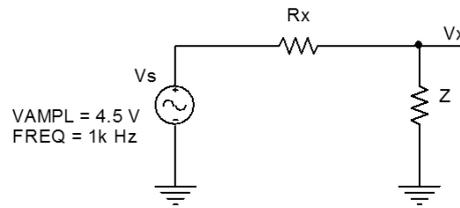


Figura 2.7: Divisor de tensão

O valor de Z pode ser calculado através da saída do divisor de tensão (V_X) que é formado pela resistência conhecida R_X e pela carga. Como o valor de V_X é dado pela Eq. (2.16) e conhecendo o valor de V_s ,

$$V_X = \frac{Z}{Z + R_X} V_s \quad (2.16).$$

Explicitando Z vem (Eq. 2.17),

$$Z = \frac{V_X}{V_s - V_X} R_X \quad (2.17)$$

onde V_X e V_s são valores complexos com módulo e fase e R_X um valor real.

Para encontrar o valor do módulo e da fase de Z temos que resolver a Eq. (2.17), substituindo $V_X = x + jy$ e considerando V_s como referência (fase nula). Assim Z será:

$$Z = \frac{x + jy}{V_s - x - jy} R_X \quad (2.18).$$

Multiplicando pelo conjugado e colocando em evidência os termos da equação, encontramos:

$$Z = \frac{R_X}{(V_s - x)^2 + y^2} \{x(V_s - x) - y^2 + jyV_s\} \quad (2.19).$$

Definindo $A = \frac{R_X}{(V_s - x)^2 + y^2}$ podemos mostrar que a parte real de Z é dada por:

$$Re(Z) = A[x(V_s - x) - y^2] \quad (2.20)$$

e a parte imaginária de Z é

$$Im(Z) = AyV_s \quad (2.21).$$

Sabendo o valor da parte real e imaginária de Z podemos calcular o módulo e a fase através das seguintes equações:

$$|Z| = \sqrt{Re(Z)^2 + Im(Z)^2} \quad (2.22).$$

$$\angle Z = \arctg\left(\frac{Im(Z)}{Re(Z)}\right) \quad (2.23).$$

Assim, com os valores de módulo e fase de V_X , o módulo da fonte V_s e a resistência R_X , podemos calcular o valor de Z .

Simulando no Orcad o mesmo exemplo que foi utilizado na Seção 2.2.1, onde $R_X = 1 \text{ k}\Omega$, $V_s = 4,5 \text{ V}$ e a carga (Z) um capacitor no valor de $176,84 \text{ nF}$, vamos ter que o módulo de V_X é $3,0103 \text{ V}$, conforme visto na Figura 2.8.

A diferença de fase de V_X pode se calculada através diferença de tempo entre V_s e V_X , utilizando como referência o momento em que cada sinal cruza o zero. Sabendo a frequência da fonte de entrada e a diferença de tempo entre V_s e V_X , temos que a fase de V_X em relação à fase de V_s é dada por:

$$\angle V_X = 360^\circ \frac{t}{T} = 360^\circ ft \quad (2.24).$$

Na Figura 2.8 encontramos que a diferença de tempo entre o sinal de entrada (V_s) e a saída do divisor (V_X) é de $-133,369 \mu\text{s}$. Como a frequência de entrada da fonte V_s é fixa (1 kHz), podemos calcular a fase de V_X com a Eq. (2.24), que para o intervalo de tempo de $-133,369 \mu\text{s}$ corresponde a $-48,01$ graus.

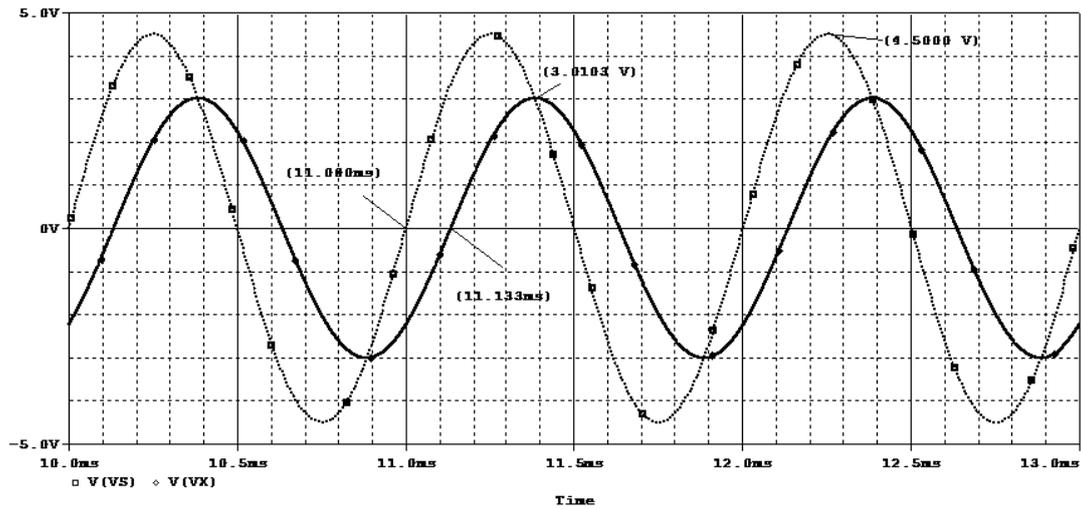


Figura 2.8: Tensões de V_s e V_x com defasagem de -133 ms.

Sabendo que $R_X = 1k\Omega$, o módulo de V_s é 4,5V, a frequência é 1 kHz, o módulo de V_x é 3,0103 V e a diferença de fase entre V_s e V_x é de -48,01 graus, podemos calcular o valor Z através da Eq. (2.19). Calculando o valor de V_x através do módulo e da fase temos que $V_x = 2,014 - 2,237j \Omega$. Utilizando as Eqs. (2.20) e (2.21) encontramos o valor de Z igual a $0,24 - 900,05j \Omega$, com o $|Z| = 900 \Omega$ e fase -89,98 graus, que são bem próximos do valor teórico de $-900j \Omega$.

2.3. Conclusão

Como podemos observar, as duas topologias apresentadas nos permitem medir o valor da impedância, utilizando como referência uma resistência conhecida. Porém, a topologia que utiliza o filtro passa-tudo, devido às dificuldades para realização do ajuste de módulo e fase, apresentou-se inviável para realizar as medidas de forma automática.

A topologia com o divisor não possui o problema do ajuste da fase e nem utiliza potenciômetro digital. Além disso, a topologia formada pelo divisor é bem mais simples do que a implementada com o passa-tudo, pois basta ter os valores de V_s , V_x e R_X para realizar o cálculo de Z .

Desta forma, a segunda topologia foi a escolhida para a elaboração deste trabalho.

Capítulo 3

Montagem do Circuito

Para fazer a medida da impedância do componente desejado, temos que medir o valor de pico das tensões V_s e V_X e a diferença de fase entre elas. Com esses valores, devemos realizar os cálculos necessários para achar a impedância correspondente e apresentá-la, de forma amigável, para o usuário final.

Neste capítulo iremos apresentar o circuito básico, mostrando o funcionamento e os parâmetros de cada bloco, bem como a forma como são adquiridos os valores necessários para o cálculo da impedância. Fechando o capítulo, vamos ter os resultados preliminares com o circuito básico, mostrando a viabilidade do projeto e os possíveis problemas.

3.1. Diagrama em Blocos

Como foi visto no Capítulo 2, podemos calcular o valor do módulo e da fase de um componente medindo o valor de tensão e da fase na saída do divisor. Então, o diagrama em blocos, conforme mostrado na Figura 3.1, é formado por uma fonte senoidal, o próprio divisor de tensão (formado por uma resistência conhecida e a carga) e dois conjuntos idênticos, cada qual formado por um bloco detector de pico e outro para detectar a passagem pelo zero (comparador). Estes conjuntos permitem a medida dos módulos dos sinais de entrada e de saída do divisor e da diferença de fase entre eles. Dispõe, também, de uma unidade lógica onde serão realizadas as conversões A/D, os cálculos com os dados medidos e uma interface com os resultados para o usuário.

A fonte senoidal do circuito será feita com um oscilador senoidal conhecido como “Ponte de Wien”. Para a medida dos módulos dos sinais de entrada e saída serão utilizados dois detectores de pico de precisão. A medida da fase será feita com dois comparadores. Ambos detectam quando os sinais cruzam a referência de terra, formando uma onda quadrada na saída com o mesmo período do sinal. A diferença entre as duas ondas quadradas gera um sinal com o *duty cycle* proporcional ao valor da fase. As tarefas de leitura das tensões e da fase, assim como o cálculo da impedância e a apresentação dos resultados na interface com o usuário, serão executadas pelo microcontrolador PIC da Microchip.

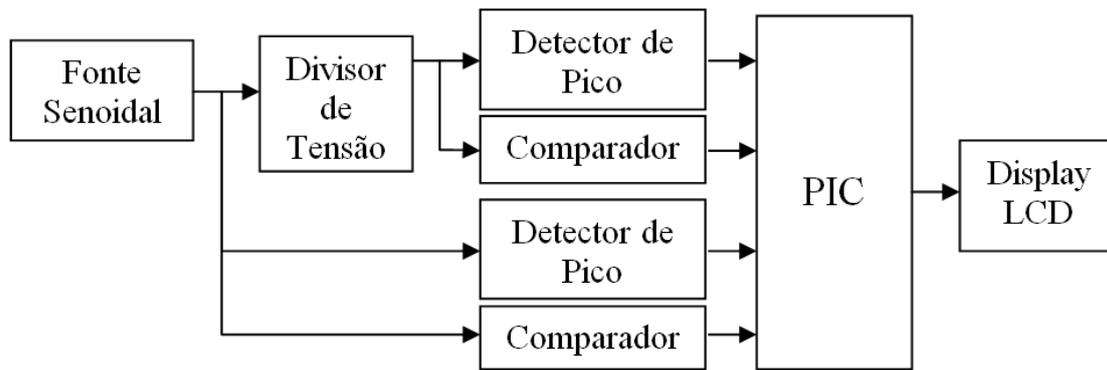


Figura 3.1: Diagrama em blocos do Circuito Básico.

Esta configuração foi montada no laboratório para análise de viabilidade e correções das imperfeições dos componentes utilizados na montagem do circuito.

3.2. Desenvolvimento do Circuito Básico

Para a realização do primeiro teste no laboratório, determinamos que a fonte senoidal do circuito oscilasse com a frequência de 1 kHz e com amplitude de 4,9 V e a resistência de referência $R_x = 1 \text{ k}\Omega$. Este circuito será utilizado como base para o circuito final, sendo as melhorias incrementadas ao circuito básico.

3.2.1. Fonte Senoidal

Para gerar o sinal de entrada na frequência desejada, foi escolhido o oscilador com Ponte de Wien, cuja estrutura básica pode ser vista na Figura 3.2. O projeto do circuito foi feito de forma a obedecer ao critério de Barkhausen. O critério determina que, para o circuito oscilar na frequência ω , a fase da função de malha aberta deve ser zero e o ganho de malha deve ser unitário.

O circuito da Figura 3.2 possui o ganho de malha com a fase igual a zero em

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad (3.1)$$

e para manter a oscilação nesta frequência, o ganho da malha será unitário quando

$$\frac{R_2}{R_1} = 2 \quad (3.2)$$

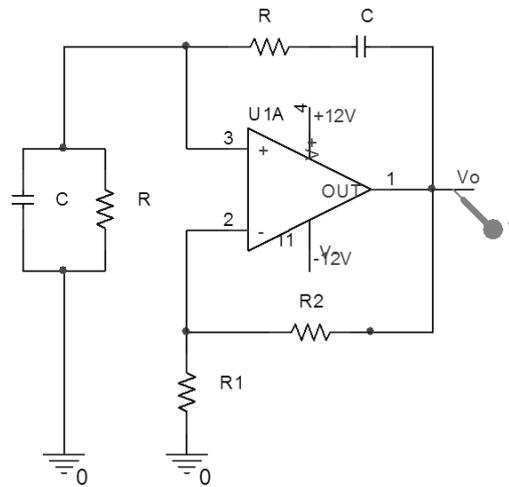


Figura 3.2: Oscilador em Ponte de Wien (estrutura básica).

A demonstração para a obtenção das equações de fase (3.1) e do ganho (3.2) do Oscilador com Ponte de Wien e mais detalhes sobre o critério de Barkhausen, podem ser obtidos em [3].

Porém, atender essa condição de oscilação com o circuito apresentado na Figura 3.2 é praticamente impossível, pois os parâmetros dos componentes variam. Então, para o circuito manter a oscilação na frequência desejada, temos que forçá-lo para a região que o torna instável (relação R_2/R_1 maior que 2) e, através de uma malha de controle, fazemos a relação R_2/R_1 retornar para um valor inferior a 2, sempre que a amplitude do sinal de saída assume o valor desejado.

Com este objetivo, modificamos a saída do oscilador em Ponte de Wien utilizando, para o controle da amplitude, um circuito limitador que é responsável por reduzir o ganho do oscilador de forma a limitar a amplitude na saída do oscilador. Ele é formado por uma malha não linear com dois diodos (D_1 e D_2) e quatro resistores (R_5 , R_6 , R_7 e R_8), que pode ser visto na Figura 3.3.

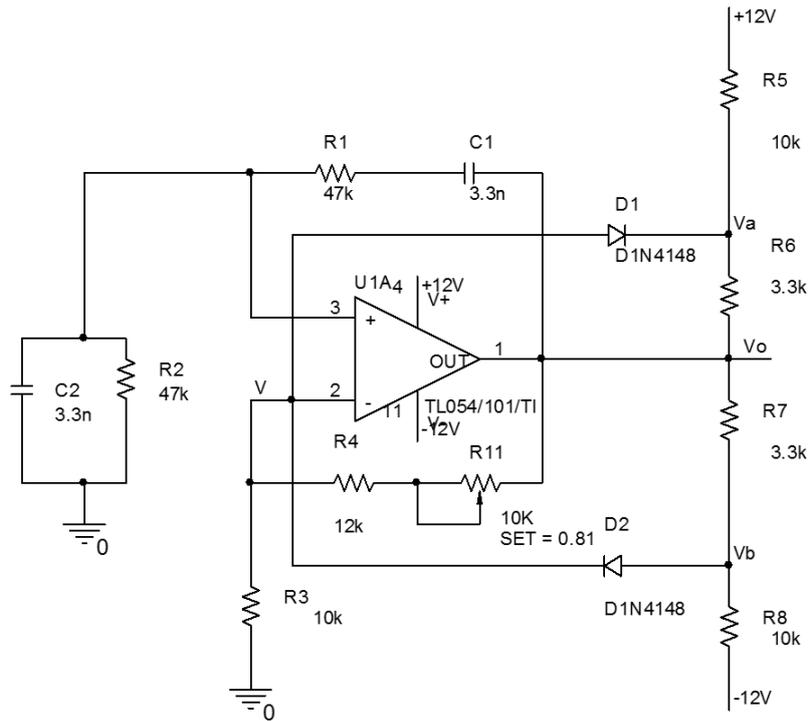


Figura 3.3: Ponte de Wien com circuito limitador.

O circuito possui dois modos de operação. No primeiro, os dois diodos não estão conduzindo e no outro, os diodos conduzem quando a tensão de saída atinge um valor máximo pré-determinado. Quando os dois diodos estão cortados, a tensão de saída V_o possui um valor pequeno e toda a corrente de V_o passa pela malha formada por R_3 e pela associação em série de R_4 com o potenciômetro R_{11} , fazendo com que a relação $(R_4 + R_{11}) / R_3$ do oscilador em Ponte de Wien seja maior que 2, forçando o circuito a oscilar com amplitude crescente. Quando a amplitude atinge um valor máximo determinado pelos valores de R_5 e R_6 ou R_7 e R_8 , um dos dois diodos começará a entrar no estado de condução e o outro estará cortado, sendo a resistência R_6 ou R_7 anexada em paralelo com $R_4 + R_{11}$ e reduzindo, gradativamente, a relação até um valor ligeiramente menor que 2. A amplitude de saída do oscilador ficará limitada a este valor máximo. Nesta condição, o valor de pico do sinal de saída pode ser determinado calculando-se

$$V_b = V + V_{D2} \quad (3.3)$$

e escrevendo a equação do nó V_b , desprezando a corrente que passa por D_2 . No caso do circuito em Ponte de Wien, é fácil perceber que o valor de V é aproximadamente $1/3$ de V_o devido à relação $(R_4 + R_{11}) / R_3$ ser aproximadamente 2.

Montando a equação do nó V_b , no instante imediatamente anterior à condução de D_2 , vamos ter que

$$\frac{V_o - V_b}{R_7} = \frac{V_b - (-V_{DD})}{R_8} \quad (3.4)$$

e como o circuito é simétrico, os valores de R_7 e R_8 são iguais aos valores de R_6 e R_5 , respectivamente.

Na saída do oscilador foi acrescentado um filtro passa-faixa (Figura 3.4) com alguns objetivos. Primeiramente, o de eliminar qualquer *offset* gerado na saída do oscilador, seja pela assimetria da fonte ou descasamento dos resistores. Desta forma, resta apenas o *offset* de saída do TL054 que é de $500 \mu\text{V}$. Esse sinal será lido pelos dois medidores de módulo, onde o *offset* de $500 \mu\text{V}$ é menos da metade da resolução do conversor A/D. O segundo, o de reduzir a distorção pela filtragem das frequências harmônicas geradas pelo oscilador. Por último, permitir que a amplitude do sinal na saída pudesse ser ajustada através do potenciômetro (R_{12}), que atua, simultaneamente, no ganho e na frequência de corte inferior do filtro.

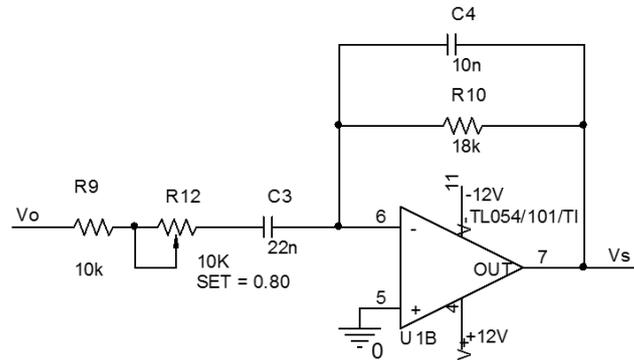


Figura 3.4: Filtro passa-faixa na saída V_s .

Devido à atenuação gerada pelo filtro, a amplitude de saída do oscilador foi calculada para ficar próximo dos 8 V de pico (Figura 3.5). Utilizando a Eq. (3.4) encontramos que $R_7 = 0,31R_8$ para V_o igual a 8 V com V_{DD} de 12 V. Os valores utilizados foram $3,3 \text{ k}\Omega$ para R_6 e R_7 e $10 \text{ k}\Omega$ para R_5 e R_{10} .

A amplitude de saída V_s foi ajustada através do ganho do filtro, de forma que fique próxima de 4,90 V (Figura 3.6) e a resposta do filtro é mostrada na Figura 3.7.

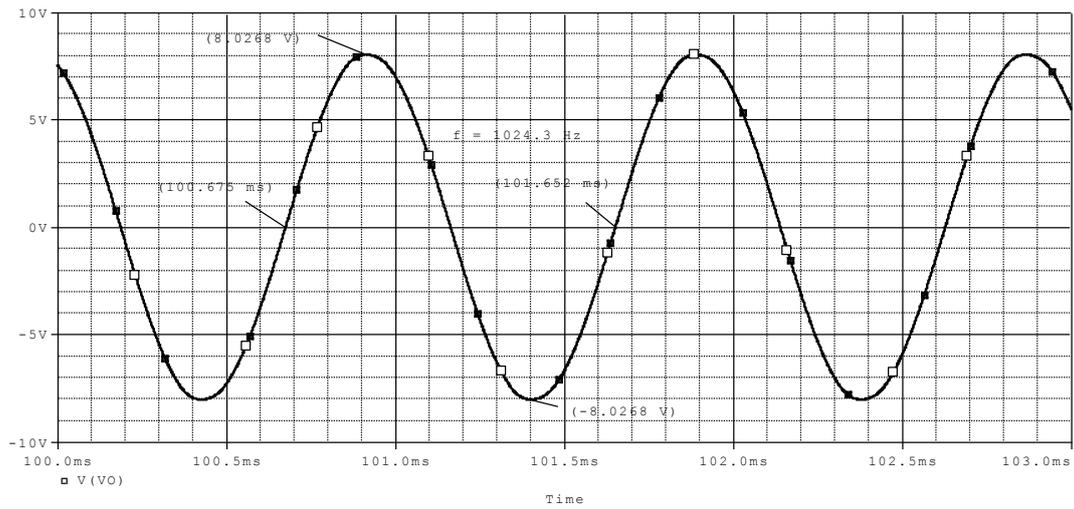


Figura 3.5: Saída da Ponte de Wien com V próximo de 8 V de pico e $f = 1024,3 \text{ Hz}$.

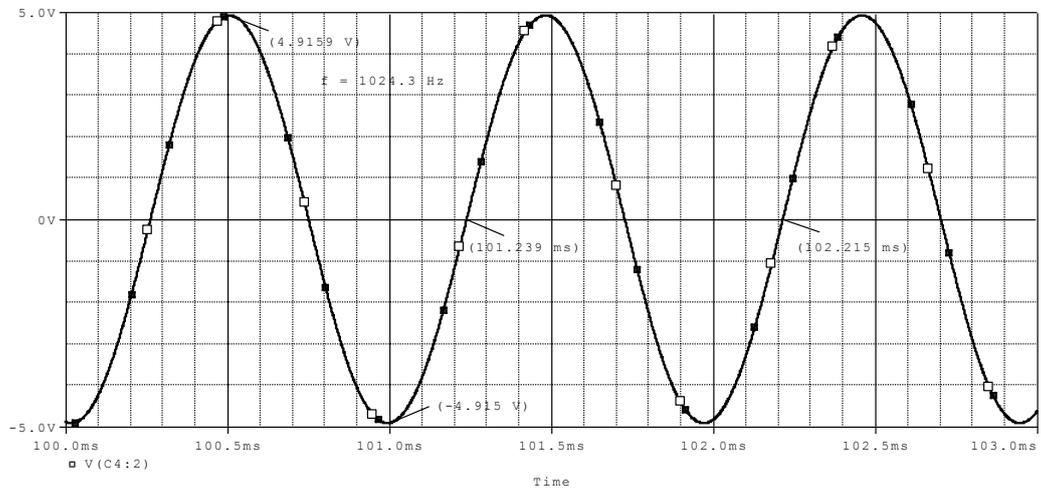


Figura 3.6: Saída após o filtro passa-faixa.

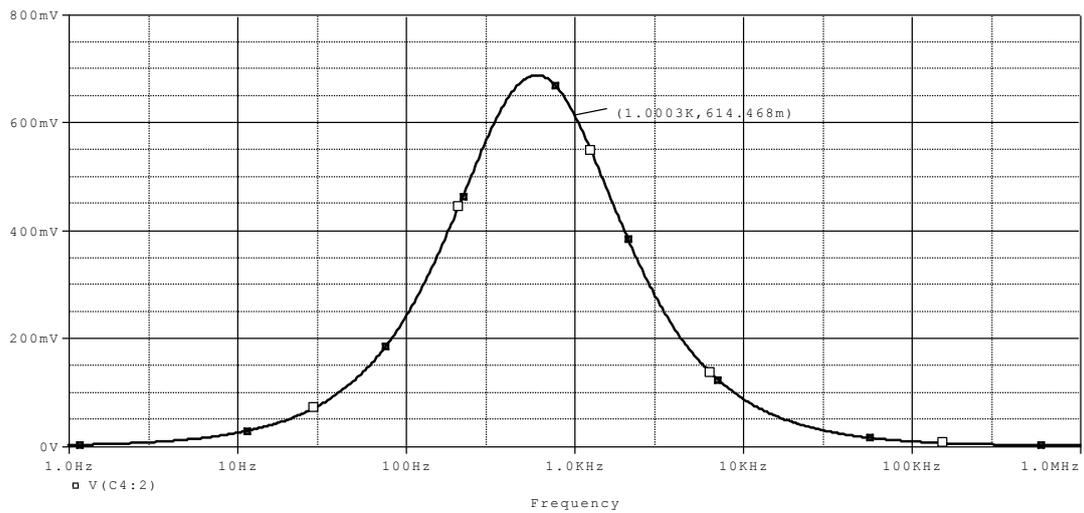


Figura 3.7: Análise CA do filtro passa-faixa com a entrada em 1 V.

Com essa abordagem, concluímos o projeto da fonte senoidal, de forma que podemos ajustar a amplitude de saída do sinal, com baixo *offset* e com pouca distorção harmônica.

3.2.2. Detector de Pico de Precisão

Para medir a amplitude de um sinal com o conversor A/D do microcontrolador, devemos transformar o sinal senoidal em um valor constante CC proporcional ao valor de pico. Isto foi feito através de um retificador de precisão, que é formado por uma estrutura conhecida como “superdiodo”, conectado a um capacitor que se carrega com o valor de pico a ser medido. O circuito é mostrado na Figura 3.8.

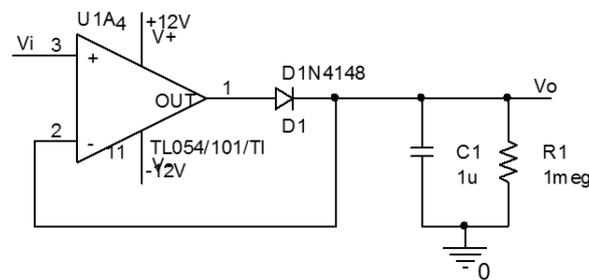


Figura 3.8: Detector de Pico de Precisão.

O resistor R_1 é adicionado ao circuito para permitir a descarga do capacitor caso a tensão de pico a ser medida diminua de valor. O capacitor do circuito é recarregado a cada novo ciclo do sinal de entrada, então a constante de tempo RC tem que ser grande o suficiente para não sofrer alteração durante o intervalo entre os picos. Para o circuito de teste, foi escolhida uma constante de 1 s, onde os valores da resistência e do capacitor foram 1 M Ω e 1 μ F respectivamente.

O circuito possui dois detectores de pico para as medidas das amplitudes de V_s e V_X .

3.2.3. Medida do Intervalo Entre V_s e V_X

A medida da diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída do divisor será feita através de dois comparadores, um conectado a V_s e o outro a V_X , conforme indicado na Figura 3.9.

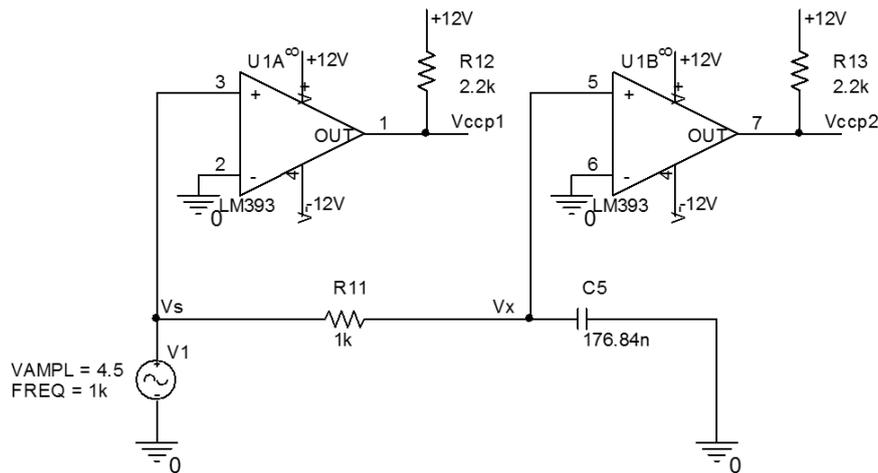


Figura 3.9: Circuito dos comparadores com as saídas para o PIC.

Sempre que o sinal senoidal cruza o zero, cria-se uma transição na saída, formando assim uma onda quadrada com o mesmo período do sinal de entrada. Como cada comparador está conectado a um dos sinais, a diferença de fase entre os dois sinais pode ser obtida pela diferença de tempo entre duas descidas consecutivas das ondas quadradas geradas. Na Figura 3.10 podemos ver a saída dos dois comparadores, para uma carga C com o valor de 176,84 nF, que é o mesmo valor utilizado no exemplo do Capítulo 2. O intervalo de tempo entre os dois sinais é de $-134 \mu\text{s}$, que equivale a aproximadamente $-48,2$ graus em um período de 1 ms.

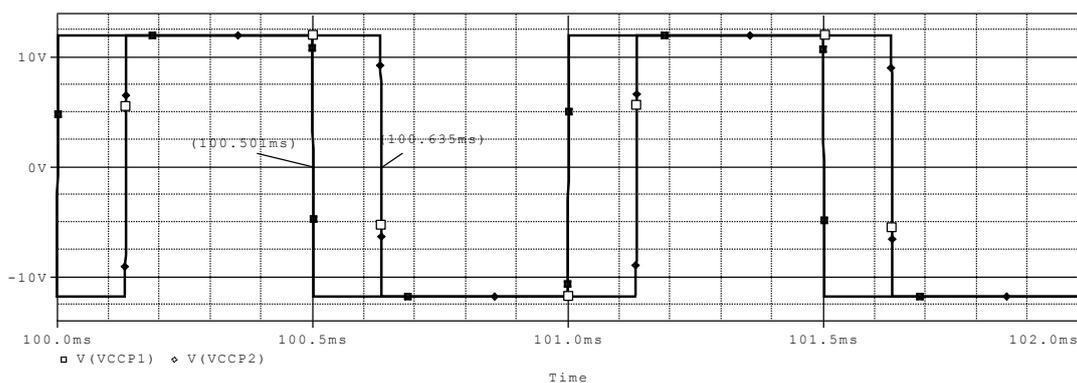


Figura 3.10: Intervalo de tempo entre VCCP1 e VCCP2 ($-134 \mu\text{s}$).

A diferença entre os dois sinais é calculada através do microcontrolador, utilizando as portas CCP1 e CCP2. Cada porta gera uma interrupção quando a saída do comparador muda de um nível lógico para o outro e, através dessas interrupções, podemos ler ou reiniciar o contador de tempo. Isto cria um problema quando a leitura da

diferença de fase é zero (carga resistiva), pois há duas interrupções sendo acionadas ao mesmo tempo. Isso foi resolvido invertendo-se as entradas do comparador que recebe o sinal de V_X , acrescentando 180 graus (-500 μ s para a frequência de 1 kHz) no sinal de saída, sendo esse valor removido, por software, durante o cálculo no microcontrolador (Figura 3.11).

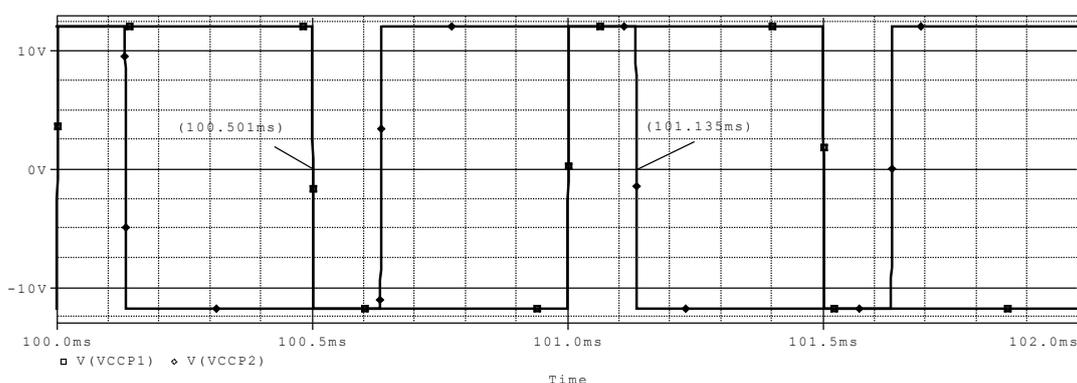


Figura 3.11: Diferença entre os dois sinais igual a -634 μ s.

O funcionamento e a forma como são feitos os cálculos no microcontrolador serão explicados de forma mais detalhada no Capítulo 5.

3.2.4. Microcontrolador PIC

O microcontrolador é o responsável pela leitura e conversão A/D das amplitudes dos sinais medidos, pela contagem do tempo do período e de defasagem entre os sinais, pelo processamento dos dados e pela apresentação dos resultados disponíveis para o usuário final. Para este trabalho, utilizamos o modelo PIC18F2458, que além da capacidade de processamento dos dados, possui um conversor A/D, contador de tempo interno (que pode ser acionado ou reiniciado através de determinadas porta do PIC) e portas digitais.

A resolução do A/D está diretamente relacionada com o erro na leitura dos módulos de V_s e de V_X . Como o conversor realiza a leitura da tensão e o transforma para um valor binário proporcional ao valor da entrada, temos que escolher um que tenha uma boa resolução. O PIC escolhido possui um A/D com 12 *bits* (4096 passos) de resolução, o que permite medidas com incremento de 1,22 mV, no intervalo entre 0 V e 5 V. Na Seção 3.3 será determinada a faixa de medida de Z que, com essa resolução,

permite medidas do módulo da impedância, com erro inferior ao máximo desejado de 1%.

Para a medição do período e da defasagem entre os sinais de V_s e de V_x será utilizado o contador que vem no PIC que, normalmente, é empregado para ler ou gerar sinais PWM (modulação por largura de pulso). Esse recurso será utilizado para a contagem do tempo entre os sinais de entrada e saída do divisor. O contador é incrementado a cada 4 pulsos do *clock* do PIC e, como o microcontrolador foi configurado para operar na frequência de 48 MHz, significa que o contador trabalha a 12 MHz, o que lhe permite realizar leituras com intervalo de 83,3 ns. Como o período do sinal senoidal de entrada é igual a 1ms, equivalente a 360 graus, e o tempo de defasagem medido pode ter um erro de 83,3 ns, é possível estimar o erro na medida da defasagem através da Eq. (3.5).

$$Erro\ de\ fase = \frac{83,3\ ns}{1\ ms} \times 360^\circ = 0,03^\circ \quad (3.5)$$

Como o erro de fase influi nos cálculos do módulo de Z e, conseqüentemente, no valor do componente, vamos impor que o limite de erro nessa medida deve ser inferior a 0,5 grau.

3.3. Determinação da Faixa de Medida de Z

Na configuração apresentada, para estimar a faixa de medida de Z, faremos uma análise simplificada, desprezando o erro na medida da fase, considerando V_s e R_x com valores fixos e Z uma carga resistiva. Desta forma, o cálculo de Z é realizado de acordo com a Eq. (2.17) e depende da leitura do módulo de V_x feita pelo conversor A/D, que por sua vez, realiza somente leituras discretas do valor da tensão. Sabendo os valores discretos da saída do A/D, podemos calcular o valor de Z para cada passo de tensão do A/D e com esses valores, através da Eq. (3.6), podemos calcular o erro no módulo de V_x entre cada passo, sabendo que o valor real de Z está entre um passo e o outro. Com esses valores podemos ajustar a leitura para encontrar a faixa onde o erro é inferior a 1%.

$$erro\ \% = \left(\frac{Z_{i+1}}{Z_i} - 1 \right) \times 100, \quad 0 \leq i < 4095 \quad (3.6)$$

Assim para um conversor A/D de 12 *bits* com leitura entre 0 e 5 V, $R_x = 1\ k\Omega$, $V_s = 4,9\ V$ a 1 kHz e assumindo que Z é uma carga resistiva, encontramos a posição (em destaque na Tabela 3.1) onde a medida do módulo possui o menor erro.

| A/D | V_X (V) | Z (Ω) | Erro (%) |
|------|-----------|----------------|------------|
| 2005 | 2,448107 | 998,4563 | 0,09972337 |
| 2006 | 2,449328 | 999,4519 | 0,09972329 |
| 2007 | 2,450549 | 1000,449 | 0,09972326 |
| 2008 | 2,45177 | 1001,446 | 0,09972328 |
| 2009 | 2,452991 | 1002,445 | 0,09972336 |
| 2005 | 2,448107 | 998,4563 | 0,09972337 |

Tabela 3.1: Valores calculados de Z e o erro entre os passos do A/D.

Repare que o ponto onde ocorre o menor erro entre um passo de medida e o seguinte é onde o valor de Z é igual ao valor da resistência de referência R_X .

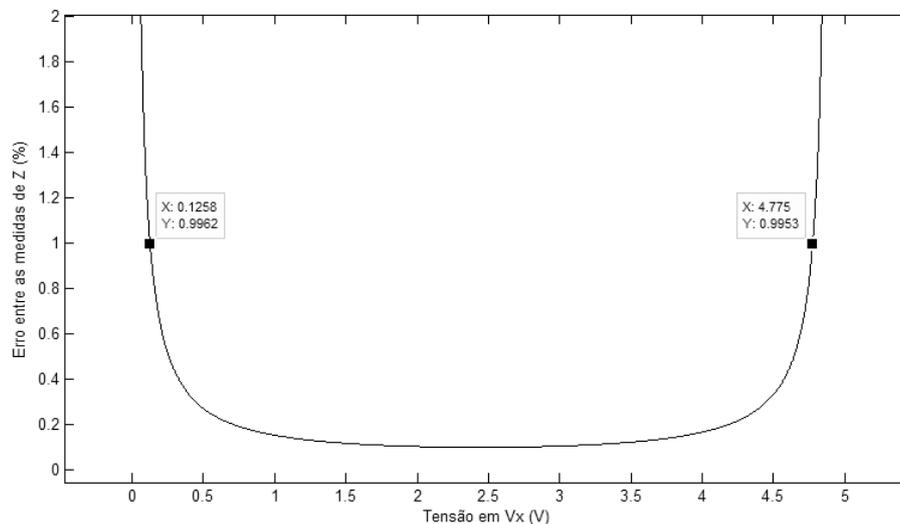


Figura 3.12: Gráfico com o erro entre cada passo de tensão do A/D.

Como podemos observar na Figura 3.12, o erro aumenta para valores de V_X nas duas extremidades da leitura do A/D. A medida do módulo de Z possui o erro inferior a 1% no intervalo em que a saída de tensão (V_X) está entre 125,8 mV e 4,775 V.

Para esta faixa de leitura de V_X podemos calcular o valor de Z, através da Eq. (2.17), fazendo V_X igual a esses valores, V_S igual a 4,9 V e R_X de 1 k Ω . Assim, teoricamente, o circuito básico fará medidas na faixa de 26,4 Ω a 37,9 k Ω , para resistores, de 4,2 mH a 6,0 H para indutores e 4,2 nF a 6,0 μ F para capacitores. Fora dessa faixa o erro cresce rapidamente, devido ao termo Z possuir valores muito menores ou muito maiores que R_X .

Estas faixas foram consideradas insuficientes e, para alterá-las, temos duas opções: a primeira é aumentar a resolução do conversor A/D e a segunda é mudar o

valor da resistência de referência. Optamos por mudar a resistência de referência R_X , conforme será visto na Seção 4.1.3.

3.4. Circuito de Teste

Com o circuito de teste montado foram realizadas algumas medidas com Z resistivo e capacitivo. Na primeira medida feita com Z resistivo, foi possível verificar um pequeno atraso no comparador. Para o teste, medimos esse atraso com uma resistência no lugar da carga e consideramos essa referência como a fase zero. O atraso foi compensado no código do microcontrolador antes dos testes preliminares.

Dando prosseguimento ao teste do circuito, foram utilizados três componentes passivos (um resistor e dois capacitores) com os valores medidos através de um multímetro digital comercial. Os valores encontrados foram:

| Componente | Valor |
|------------|--------------|
| R | 991 Ω |
| C_1 | 182,3 nF |
| C_2 | 10,27 nF |

Tabela 3.2: Valores dos componentes.

Também foi feita a medida da resistência de referência ($R_X = 981 \Omega$), sendo esse o valor utilizado na programação do PIC para realizar os cálculos de Z. O teste consistiu em medir os valores das impedâncias individuais dos componentes e os valores de R em paralelo com os capacitores. Os resultados das medidas, assim com o erro no módulo e na diferença de fase de cada leitura, podem ser vistos na Tabela 3.3. O erro relativo percentual foi calculado através de Eq. (3.7).

$$erro \% = \frac{|Z_{medido} - Z_{refer\ência}|}{|Z_{refer\ência}|} \times 100 \quad (3.7)$$

Com esse método, o maior erro de fase encontrado foi inferior a 1 grau, que é inferior ao encontrado com a topologia do passa-tudo, sendo que para encontrar esse erro foi necessário descontar a diferença de tempo entre os dois comparadores. Também foi observado que o sinal V_X não pode ter *offset*, pois desloca o ponto onde o sinal cruza o zero.

O erro na leitura do módulo ficou entre 0,47% e 1,42%. Foi observado durante o teste que as saídas dos dois detectores de pico, quando aplicado o mesmo sinal na entrada, não apresentavam os valores de tensões casados, sendo que essa diferença influencia no resultado final.

O esquemático do circuito básico e o código fonte do PIC utilizado para o teste estão disponíveis no Apêndice A.

3.5. Conclusão

Analisando os resultados e a montagem, foi possível verificar alguns problemas no circuito, tais como: o atraso presente entre as duas saídas do comparador, o *offset* no sinal V_X que pode alterar a medida do tempo em relação ao sinal de V_S e a diferença de amplitude na medida do pico de V_S e de V_X .

A faixa medida dos componentes é limitada para uma determinada faixa em torno do valor do resistor R_X , sendo necessário modificar o valor de R_X para alterar a faixa e ampliar a escala de medida.

Com esses resultados, passamos para a etapa seguinte do projeto com o objetivo de solucionar os problemas, melhorar a faixa de medida e transformar o projeto em um produto.

| | f (Hz) | Z teórico (Ω) | Z medido (Ω) | Z teórico (Ω) | Z medido (Ω) | Erro Z (%) | $\angle Z$ Teórico ($^\circ$) | $\angle Z$ Medido ($^\circ$) | $\Delta \angle Z$ ($^\circ$) |
|----------|---------|------------------------|-----------------------|-------------------------|------------------------|--------------|---------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|
| R | 1024,59 | 991 | 981,41 - 8,41j | 991,00 | 981,45 | 0,96 | 0,00 | -0,49 | -0,49 |
| C_1 | 1024,61 | -852,07j | 13,72 - 855,98j | 852,07 | 856,09 | 0,47 | -90,00 | -89,08 | -0,92 |
| C_2 | 1024,63 | -15124,54j | 68,46 - 15339,1j | 15124,54 | 15339,25 | 1,42 | -90,00 | -89,74 | -0,26 |
| $R//C_1$ | 1024,52 | 421,26 - 489,91j | 421,5 - 481,28j | 646,12 | 639,76 | 0,98 | -49,31 | -48,79 | -0,52 |
| $R//C_2$ | 1024,45 | 986,76 - 64,65j | 976,38 - 68,03j | 988,88 | 978,75 | 1,02 | -3,75 | -3,99 | 0,24 |

Tabela 3.3: Valores medidos com o circuito básico.

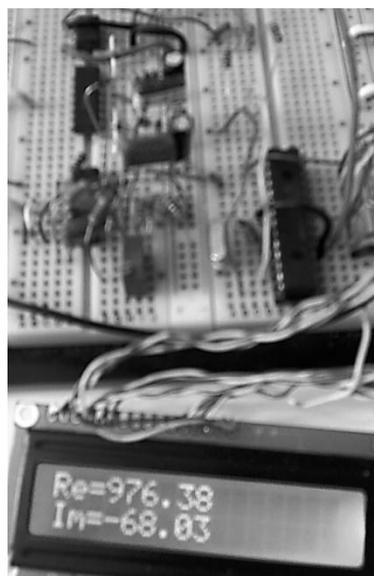


Figura 3.13: Resultado de R em paralelo com C2 na frequência de 1024,45 Hz

Capítulo 4

Circuito Completo

Para que o circuito tenha utilidade, temos que corrigir os problemas encontrados na topologia básica, modificando os parâmetros do projeto de forma a reduzir os erros nas medidas, aumentar a faixa de leitura da impedância e transformá-lo em um produto final, disponível para uso.

Neste capítulo vamos abordar as soluções encontradas para corrigir os problemas do circuito básico, incluindo o ajuste automático da faixa de medida, correção do atraso encontrado no comparador e substituição da topologia que fornece o módulo de V_s e V_x . Também será feito o projeto da fonte de alimentação que será utilizada no circuito.

4.1. Modificações no Circuito Básico

Foram feitas algumas modificações no circuito básico, apresentado no Capítulo 3, com o objetivo de tornar mais precisos os valores lidos pelo microcontrolador, reduzindo assim o erro no cálculo da impedância Z .

4.1.1. Atraso do Comparador

O primeiro problema encontrando após a montagem do circuito básico foi o atraso no comparador, sendo este o primeiro bloco a ser modificado (Figura 4.1).

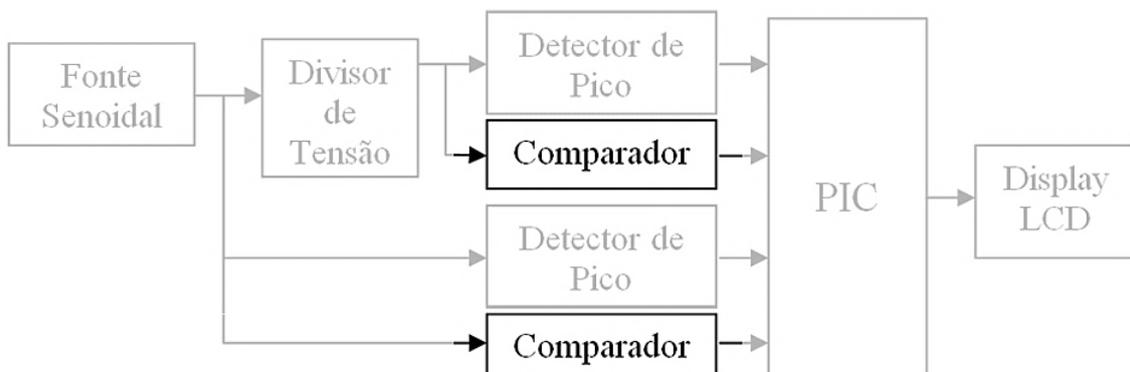


Figura 4.1: Diagrama em bloco do Circuito Básico com o comparador em destaque.

Durante o teste com o circuito básico, quando foi feita a medida de uma carga resistiva, foi constatado que a diferença de tempo (T_{V_x}) entre V_s e V_x não era exatamente

a metade do período ($T_{V_s}/2$) da fonte V_s , como deveria ser de acordo com a Seção 3.2.3 (defasagem de 180 graus entre V_s e V_x introduzida entre as saídas dos comparadores). A solução adotada para o teste do circuito básico (Seção 3.4) foi medir esse atraso (Δt) com uma carga resistiva (sabendo que $T_{V_x} - T_{V_s}/2$ tem que ser 0) e descontar esse valor do intervalo T_{V_x} durante o cálculo da impedância no programa do PIC.

$$T_{V_x} - \frac{T_{V_s}}{2} = \Delta t \quad (4.1)$$

Porém, durante as medidas, foi constatado que o atraso varia com a amplitude do sinal senoidal que entra no comparador. Para um sinal com amplitude de 4,9 V (sem carga) a diferença entre o intervalo T_{V_x} e $T_{V_s}/2$ foi de aproximadamente -253 ns. Quando adicionamos uma carga, a amplitude caiu para 0,466 V, e o atraso medido ficou em 130 ns. Essa diferença de -383 ns, na frequência de 1022 Hz, equivale a um erro de -0,14 graus na fase de V_x .

Para reduzir o erro, passamos a fazer duas medidas, a primeira sem carga e a segunda com carga, calculando a média do atraso ($\Delta t/2$) e utilizando esse valor para o cálculo da impedância. Assim, o intervalo de tempo (t) entre V_s e V_x passou a ser dado por

$$t = T_{V_x} - \frac{T_{V_s}}{2} - \frac{\Delta t}{2} \quad (4.2)$$

onde t é tempo utilizado para o cálculo da fase de V_x .

A carga selecionada para medida do segundo intervalo foi escolhida de forma que a tensão na saída do divisor fique próxima da tensão mínima a ser medida (próxima de 0,47 V como será visto na Seção 4.1.3). Com o tempo médio do atraso, dividimos o erro ao longo da faixa de tensão, garantindo que o erro máximo na fase de V_x seja de $\pm 0,07$ grau.

O sistema para calcular o atraso (Figura 4.2) foi montado com um relé do tipo *reed*, acionado por um transistor (BC548), de forma a conectar um resistor R_c na saída V_x durante a calibração automática. Posteriormente, com abertura do contato do relé, o resistor é removido do circuito. A medida do atraso é feita sempre que o circuito é ligado.

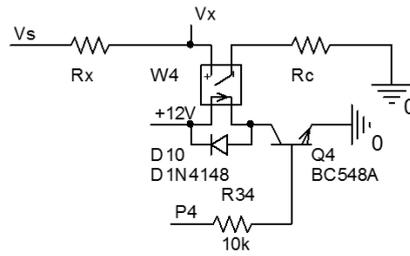


Figura 4.2: Circuito de acionamento do relé e a carga Rc.

A medida do atraso é feita sempre que o circuito é ligado.

Outro cuidado que devemos ter está relacionado ao nível CC na entrada do comparador, que também pode modificar o resultado da medida do intervalo de V_X . Para garantir que somente sinal CA entre no comparador, colocamos um capacitor de acoplamento na entrada, como pode ser visto na Figura 4.3.

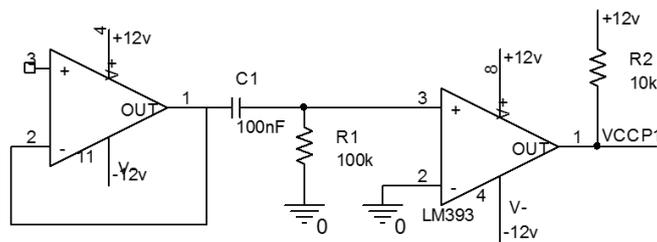


Figura 4.3: Circuito do comparador com o capacitor de acoplamento.

Sendo essa a configuração final do comparador utilizado no circuito.

4.1.2. Detector de Pico

O próximo bloco a ser modificado foi o detector de pico (Figura 4.4).

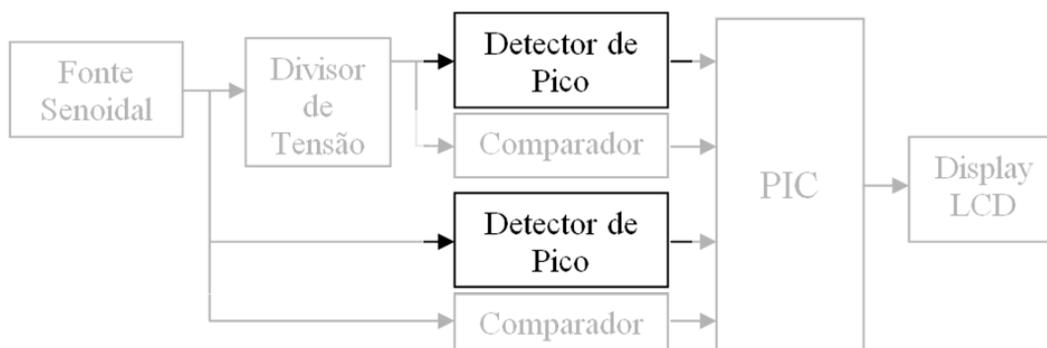


Figura 4.4: Diagrama do Circuito Básico com o Medidor de Pico em destaque.

Para a medida do valor de pico do sinal senoidal, foi feito um teste com uma topologia diferente da utilizada na Figura 3.8. Foi substituído o retificador de meia onda pela estrutura sugerida em [3] e apresentada na Figura 4.5. Foi associado, também, um filtro de segunda ordem com ganho ajustável. Essa topologia apresentou um resultado mais preciso que o do detector de pico utilizado anteriormente, devido à possibilidade de ajuste do sinal na saída.

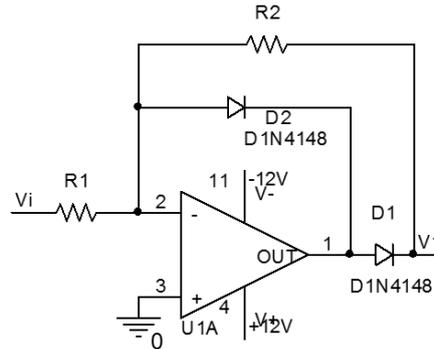


Figura 4.5: Retificador de meia onda de precisão.

Como o retificador possui um ganho inversor, o diodo D_1 só conduz para tensões positivas na saída do amplificador, sendo somente a parte negativa do sinal de entrada V_i amplificado, o que fornece um valor positivo na saída V_o . Para o pico negativo do sinal de entrada (V_{ip}), o nível CC do sinal retificado em meia onda, na saída V_1 , é dado pela Eq. (4.3).

$$V_1 = -\frac{R_2}{R_1} \frac{V_{ip}}{\pi} \quad (4.3)$$

O valor CC da saída do retificador pode ser obtido passando o sinal da saída V_1 por um filtro passa-baixa. O sinal na saída do filtro é o valor médio do sinal de entrada, ou seja, o valor de pico (V_{ip}) do sinal senoidal dividido por π .

Como queremos aproveitar a faixa de medida do conversor A/D, que vai de 0 V até 5 V, o valor de pico, que está dividido por π , foi multiplicado por π através de um amplificador não inversor. Esta multiplicação não pode ser realizada no retificador, pois a entrada V_i pode chegar a 5 V de pico e, desta forma, a tensão de pico na saída do retificador ficaria distorcida, uma vez que a alimentação do amplificador é de ± 12 V.

Para eliminar os componentes harmônicos presentes no sinal retificado, foi adicionado um filtro de segunda ordem na saída do retificador, para reduzir o *ripple* até uma variação inferior à resolução do conversor A/D (1,22 mV). O circuito do filtro pode

ser visto na Figura 4.6. O potenciômetro R_4 foi adicionado para ajustar o ganho do amplificador e permitir a calibração do valor de pico medido.

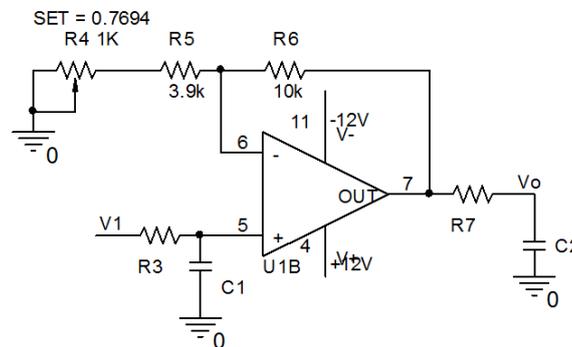


Figura 4.6: Filtro com amplificador não inversor.

O cálculo dos valores de R_3 , C_1 e R_7 , C_2 utilizados no filtro foi feito de forma que o sinal na saída ficasse menor que 1,22 mV. Para o projeto do filtro utilizamos como parâmetro de saída a metade do valor da resolução do A/D, ou seja, 610,5 μ V. Por simulação foi obtida FFT do sinal na saída do retificador de meia onda. Sendo o sinal de entrada uma onda senoidal de 1 kHz e na amplitude máxima de 5 V de pico, obtivemos 2,5 V na frequência de 1 kHz. Como o sinal é amplificado por π , vamos ter que atenuar um sinal com 7,854 V para 610,5 μ V, ou seja, 82,19 dB. O filtro de segunda ordem atenua 40 dB/década. Como queremos atenuar 82,19 dB, vamos precisar de 2,055 décadas. Assim, a frequência de corte do filtro tem que ser menor que 8,8 Hz, para atender à especificação do projeto e atenuar 82,19 dB na frequência de 1 kHz. Para o projeto utilizamos R_3 e R_7 igual a 47 k Ω e C_1 e C_2 igual a 470 nF, o que fornece uma frequência de corte de 7,20 Hz. A atenuação do filtro, simulado com o circuito da Figura 4.8, pode ser vista na Figura 4.7.

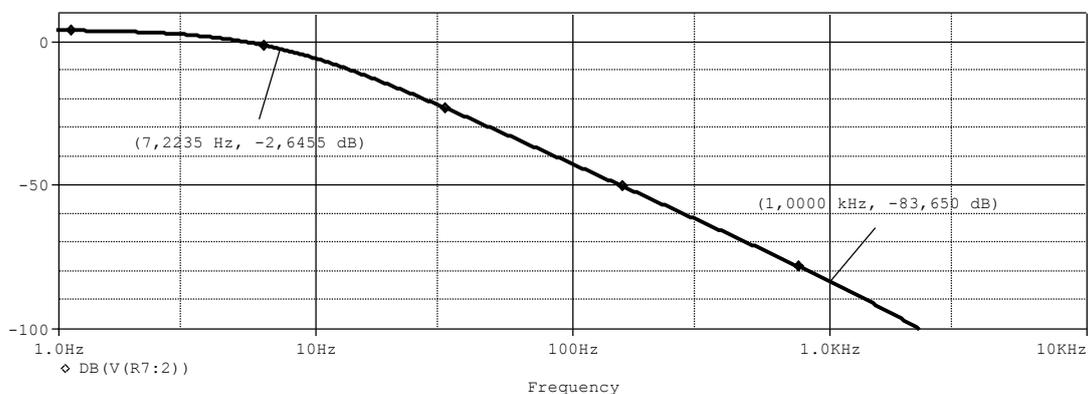


Figura 4.7: Atenuação do filtro de segunda ordem na frequência de 1 kHz em dB.

Juntando o filtro de segunda ordem com o retificador, como visto na Figura 4.8, vamos ter que a saída V_o é dada por:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_6}{R_4 + R_5}\right) V_1 = - \left(1 + \frac{R_6}{R_4 + R_5}\right) \frac{R_2 V_p}{R_1 \pi} \quad (4.4)$$

Na Eq. (4.4), V_o é a tensão enviada para o conversor A/D do microcontrolador.

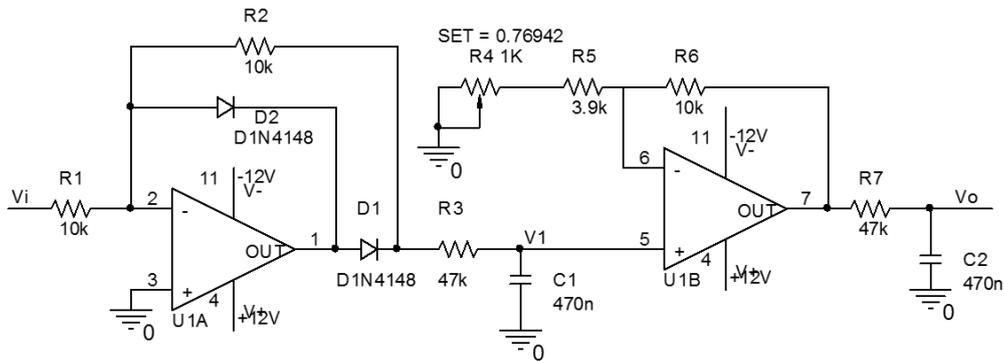


Figura 4.8: Retificador de meia onda com o filtro.

O ajuste do ganho no amplificador não inversor é feito através do potenciômetro R_4 . Sendo assim, conhecendo a amplitude do sinal de entrada, podemos calibrar a saída para a tensão desejada.

4.1.3. Faixa de Medida e Seleção Automática de Escala

Outra modificação no circuito básico foi feita no próprio divisor de tensão (Figura 4.9), com o objetivo de aumentar e definir a faixa de medida de componentes.

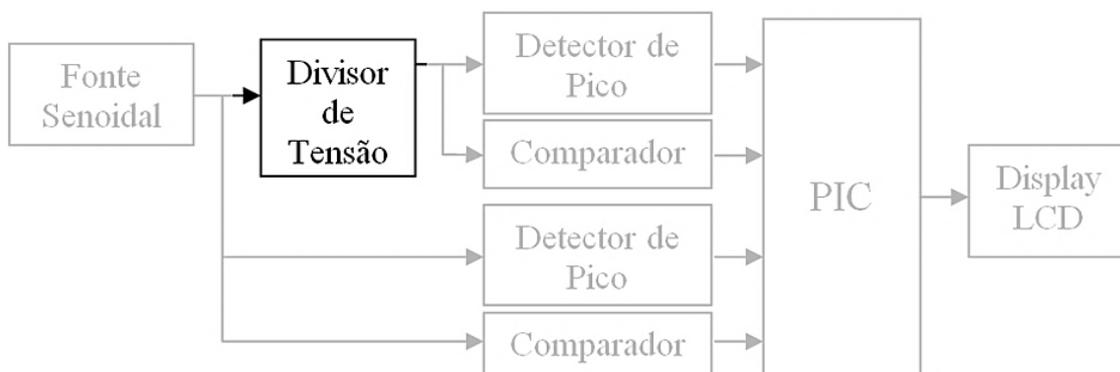


Figura 4.9: Diagrama em bloco do Circuito Básico com o divisor de tensão em destaque.

Para encontrar a faixa de leitura do circuito temos que determinar o valor da resistência R_X apropriado para o projeto. A menor resistência de referência R_X que podemos utilizar para o circuito é limitada pela corrente que o amplificador operacional consegue fornecer na saída. A corrente é limitada em 25 mA para o TL054. Como a tensão de pico na saída é 5 V, a resistência escolhida para o projeto foi de 220 Ω , o que limita a corrente na saída do operacional a 22,7 mA.

Com esse valor de R_X vamos definir que a faixa de leitura de Z, em módulo, seja entre 22 Ω e 2200 Ω (dez vezes menor e dez vezes maior que R_X) e, transformando esses valores para tensão em V_X , vamos ter que a tensão na saída V_X vai estar entre 0,445 V e 4,454 V. Como podemos ver na Figura 4.10, o erro máximo no módulo de V_X entre um valor e o outro nessa faixa de tensão é aproximadamente 0,3%.

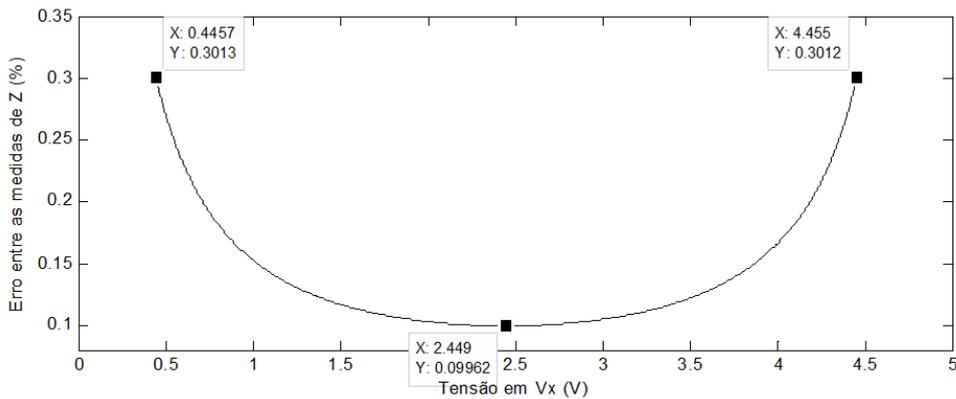


Figura 4.10: Limite inferior e superior da faixa de medida.

Como queremos ampliar a faixa de leitura, o ajuste passou a ser feito com três resistências de referência (R_{X1} , R_{X2} e R_{X3}), onde a resistência R_{X1} já foi calculada e possui o valor de 220 Ω . O valor da resistência utilizada na faixa seguinte foi calculado de forma a complementar a escala com a resistência de 220 Ω . Como sabemos que a próxima faixa deve começar em 2200 Ω e terminar em 220 k Ω (dez vezes menor e dez vezes maior que 22 k Ω), vamos ter que R_{X2} é de 22 k Ω . O mesmo procedimento foi feito para achar R_{X3} , que é igual a 2,2 M Ω , permitindo leituras entre 220 k Ω e 22 M Ω .

Na Tabela 4.1 são apresentadas as faixas de medida para cada valor de R_X .

| R_X (Ω) | Z mín. (Ω) | Z máx. (Ω) | C mín. (F) | C máx. (F) | L mín. (H) | L máx. (H) |
|--------------------|---------------------|---------------------|------------|------------|------------|------------|
| 220 | 22 | 2200 | 72,2 n | 7,23 μ | 3,50 m | 351 m |
| 22 k | 2200 | 220 k | 722 p | 72,3 n | 350 m | 35,1 |
| 2,2 M | 220 k | 22 M | 7,22 p | 723 p | 35,0 | 3510 |

Tabela 4.1: Escala teórica de medidas

A Figura 4.11 mostra como ficou o circuito que adiciona a resistência de referência ao divisor e o circuito de calibração do atraso do comparador.

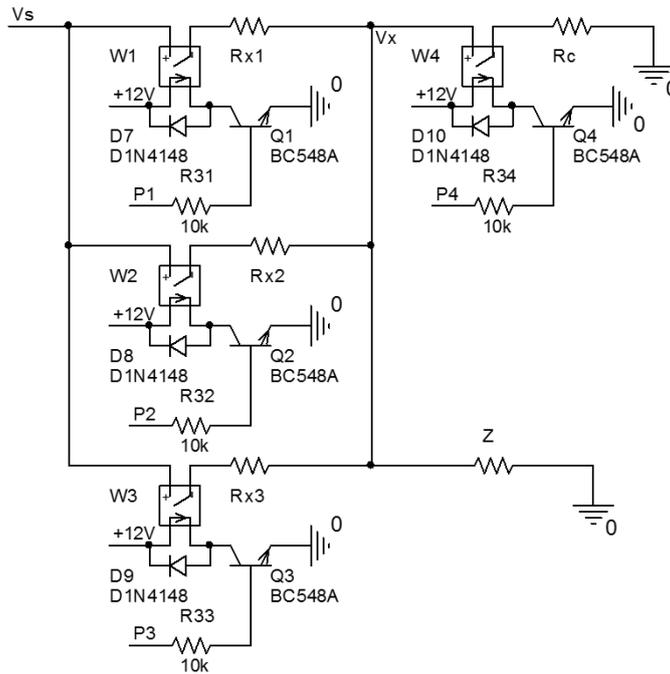


Figura 4.11: Circuito com seleção automática de escala e calibração do atraso do comparador.

Como podemos ver, o acionamento de cada relé é feito por um transistor com a base conectada à porta digital do microcontrolador através de um resistor de 10 k Ω . O PIC será responsável por selecionar a escala correta de leitura, adicionando ao circuito a resistência de referência para a escala a ser medida. A forma como é feita a escolha do resistor será vista no Capítulo 5.

4.2. Fonte de Alimentação

Para fornecer energia para os componentes do circuito, temos que projetar uma fonte de alimentação que forneça as tensões e a corrente necessárias para o correto funcionamento do circuito. No circuito em questão (Figura 4.12), foram utilizados três níveis de tensão, sendo dois positivos (+12 V e +5 V) e um negativo (-12 V).

A fonte foi feita com a utilização de um transformador com *tap* central e entrada de 110 V / 220 V, selecionada através de uma chave manual, e saídas 15 V, 0 V e 15 V. A saída do transformador passa por um circuito retificador que fornece duas saídas retificadas de onda completa, uma positiva e a outra negativa. Após a retificação o sinal passa por um capacitor de filtro, mantendo a tensão com o nível CC maior que o necessário para a operação correta dos reguladores de tensão.

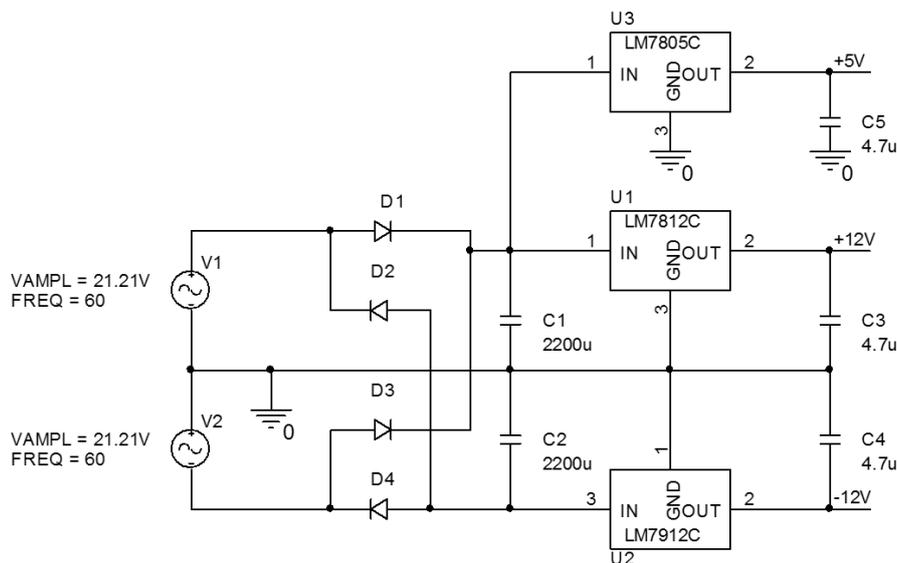


Figura 4.12: Fonte de alimentação com os reguladores de tensão.

Cada tensão de saída foi feita com a utilização de um regulador de tensão apropriado para a tensão desejada (7812 e 7805, respectivamente, para as tensões positivas +12 V e +5 V e 7912 para a tensão negativa -12 V).

O capacitor de filtro do retificador tem que atender à tensão de entrada especificada para o funcionamento dos reguladores 7812, 7805 (nesse caso, atendendo o mínimo exigido para o 7812, que é 14 V, também atendemos ao 7805) e 7912 (-14 V). Com um capacitor de 2200 µF e com o *ripple* entre 14 V e o pico do sinal de entrada,

podemos fornecer aproximadamente 0,5 A de corrente para o circuito, que é suficiente para alimentar os componentes utilizados.

Mais informações sobre o funcionamento do retificador e o cálculo do capacitor de filtro podem ser encontradas em [3].

4.3. Conclusão

Com o desenvolvimento do circuito completo, implementamos as melhorias necessárias para o bom funcionamento do circuito, corrigindo alguns problemas presentes na estrutura do circuito básico, visto no Capítulo 3.

Também especificamos a faixa de medida da impedância com a qual o circuito obtém erro inferior a 1%, assim como a faixa dos componentes (resistor, capacitor e indutor). O esquemático do circuito modificado pode ser visto no Apêndice B.

Nos próximos capítulos veremos como será feita a parte de controle, que é realizada pelo microcontrolador, a montagem do circuito e os resultados obtidos com o circuito completo.

Capítulo 5

Programação do PIC

Até o momento o foco do trabalho esteve na parte analógica. O Capítulo 5 será voltado para a parte digital do circuito, onde o microcontrolador é responsável pela transformação do sinal analógico para digital, processamento da informação, controle do sistema e interface com o usuário.

Neste capítulo falaremos sobre a programação do microcontrolador, a forma como é feita a leitura dos dados, a interface com o usuário e o algoritmo utilizado para o funcionamento do circuito.

5.1. Aquisição dos Dados

Para o projeto em questão, o microcontrolador é utilizado para a leitura de tensão, através do conversor A/D, e medida do intervalo de tempo entre as tensões V_s e V_x , pelas portas do contador de tempo.

As funções utilizadas para a aquisição dos dados são parte essencial do programa embarcado, pois influenciam diretamente no cálculo da impedância Z . Por este motivo, a Seção 5.1 será dedicada à explicação de como foram obtidas as informações necessárias.

5.1.1. Leitura de Tensão com o Conversor A/D

A leitura de tensão é realizada através do único conversor analógico/digital presente no microcontrolador, que é compartilhado por 10 portas analógicas (10 canais de leitura, Figura 5.1).

No projeto foram utilizados somente os canais 0 e 1 (portas AN0 e AN1) do conversor, sendo o canal 0 para a leitura do módulo de V_s e o canal 1 para a leitura do módulo de V_x . Também foram utilizadas as entradas externas V_{ref-} e V_{ref+} , respectivamente, para referência das tensões de terra e 5 V no conversor A/D.

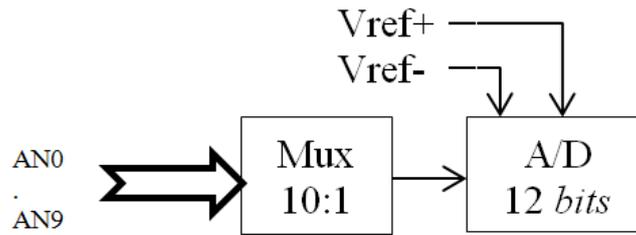


Figura 5.1: Diagrama do conversor A/D do PIC.

A função responsável pela leitura dos dois canais foi feita de forma a realizar 15 leituras com o A/D, calculando o valor médio e convertendo para o valor de tensão.

Uma modificação adotada na função, visando reduzir o erro, foi realizar a leitura dos dois canais de forma alternada, já que não podemos ler ao mesmo tempo ambos os canais. Como a troca do canal a ser lido pelo A/D ocorre em menos de 10 μ s, garantimos que as leituras das tensões em V_s e V_x sejam feitas, praticamente, no mesmo instante (Figura 5.2).

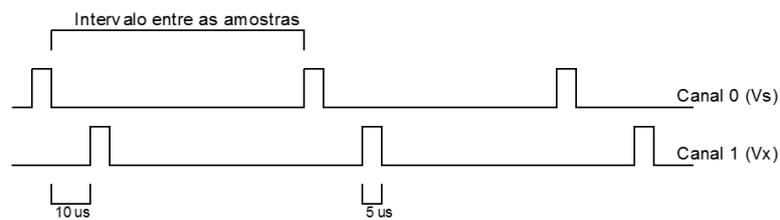


Figura 5.2: Leitura dos módulos de V_s e V_x com o conversor A/D no tempo.

O tempo de leitura de cada amostra do conversor A/D depende do tempo de carga do capacitor de *hold* presente no conversor. No projeto, o tempo determinado ficou em aproximadamente 5 μ s. A fórmula com cálculo do tempo e o intervalo entre a troca de canal pode ser encontrado no *data sheet* do PIC [4].

A função retorna os valores, já convertidos para tensão, dos módulos de V_s e V_x e armazena os valores no endereço das duas variáveis passadas para a função.

5.1.2. Leitura do Período e da Fase

A leitura do período da fonte V_s e da diferença de fase entre V_s e V_x é feita com o módulo *Capture/Compare/PWM* (CCP) do microcontrolador. As duas portas disponíveis (CCP1 e CCP2) são utilizadas para a leitura do período e da fase.

A medida do período da fonte V_s é feita através da contagem do tempo entre duas mudanças de nível lógico alto para baixo na porta CCP1, sendo a transição gerada pelo comparador conectado à fonte V_s . O período da onda quadrada na saída do comparador é igual ao período do sinal V_s e, sabendo o intervalo de tempo entre duas descidas da onda quadrada, podemos calcular o período. Isso pode ser visto na Figura 5.3.

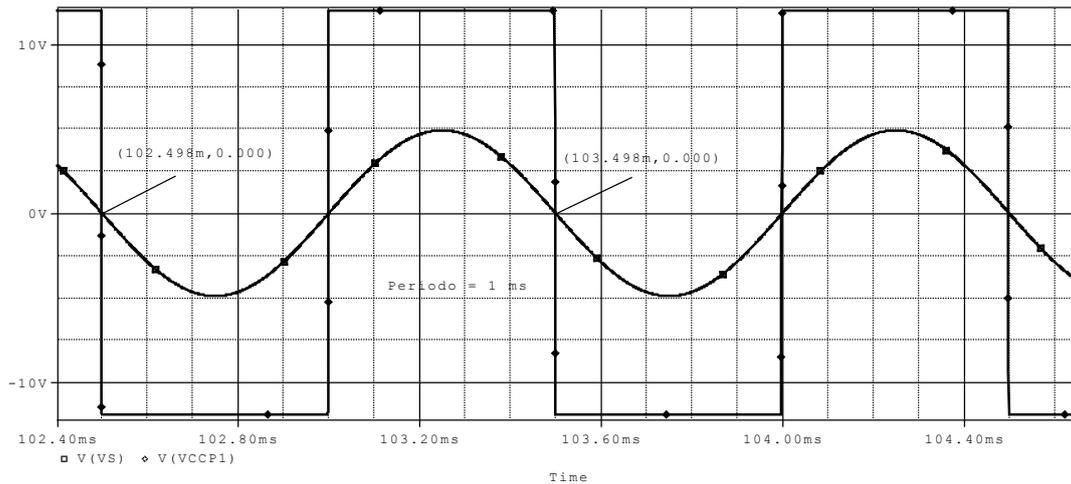


Figura 5.3: Período entre as duas decidas do comparador.

A função que realiza a leitura do período foi feita de forma que, ao ser chamada, a interrupção da porta CCP1 é habilitada por um determinado tempo. Durante o tempo em que a interrupção está habilitada, sempre que ocorre uma mudança de nível lógico alto para baixo na porta CCP1, o tempo do contador é armazenado em uma variável global. Fazendo a subtração entre o tempo de duas interrupções encontramos o período do sinal. Esse processo é repetido durante o tempo em que a interrupção está habilitada, sendo a soma dos períodos armazenada em outra variável global. Quando a interrupção é desabilitada a função calcula a média do período com os dados armazenados nas variáveis globais.

A função que realiza a leitura do tempo entre os sinais da fonte V_s e V_X funciona, praticamente, da mesma forma que a função que realiza a leitura do período. A única diferença é que a contagem do tempo é entre a porta CCP1 e porta CCP2, sendo a saída do comparador, que está conectado à porta CCP2, gerada pelo sinal V_X .

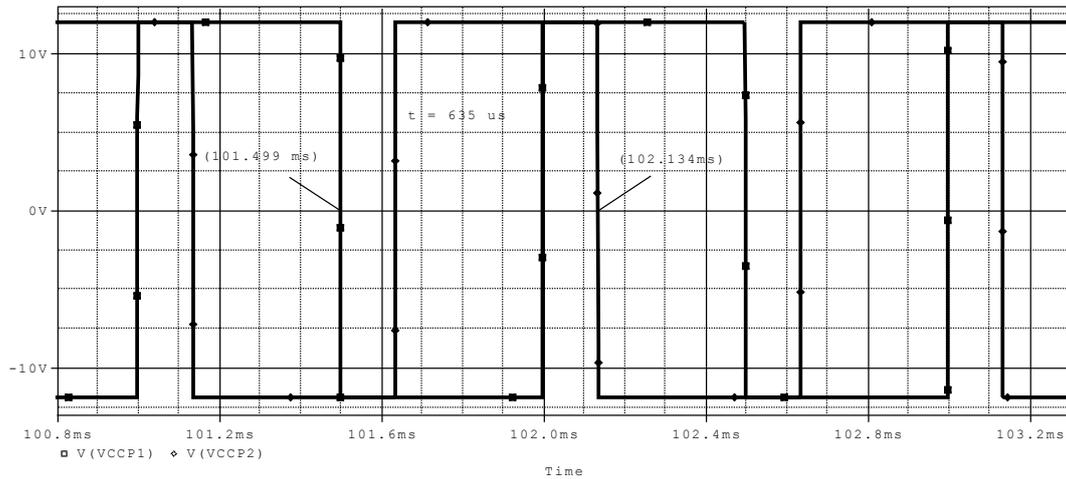


Figura 5.4: Diferença de tempo entre as portas CCP1 e CCP2 (-635 μ s).

O funcionamento da porta CCP e da interrupção presente no microcontrolador é explicado em maiores detalhes em [5].

5.2. Ajuste do Comparador e Seleção de Escala

Existem, basicamente, duas operações que são controladas pelo microcontrolador. A primeira é a calibração do atraso do comparador, que é realizada quando o circuito é ligado. A segunda tarefa está relacionada com a seleção da resistência de referência a ser utilizada para a medida da impedância.

5.2.1. Ajuste do Comparador

A calibração do comparador ocorre sempre que o circuito é ligado ou quando o usuário deseja fazer uma nova calibração. Como foi visto na Seção 4.1.1, precisamos de duas medidas do intervalo de tempo entre V_s e V_X para calcular o atraso médio.

A função do microcontrolador é realizar uma leitura do primeiro intervalo sem a carga, armazenar o atraso calculado através da Eq. (4.1), acionar o relé que adiciona a resistência (R_c) em V_X , fazer uma nova leitura do intervalo de V_X com a carga, calcular novamente o atraso com a carga e, com os dados das duas medidas, encontrar o valor médio do atraso.

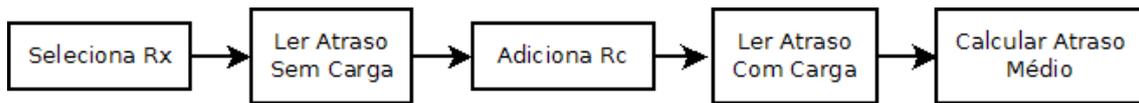


Figura 5.5: Fluxograma para o cálculo do atraso médio.

O valor médio do atraso é então utilizado para calcular a fase de V_X através da Eq. (4.2).

Uma nova calibração pode ser feita por solicitação do usuário. Para isso, foi disponibilizado um botão (S1), montado de forma a manter 5 V na porta de *reset* do PIC, que ao ser acionado, reinicia o microcontrolador. Como a calibração é o primeiro procedimento realizado pelo PIC, sempre que o reiniciarmos, teremos uma nova calibração.

5.2.2. Seleção Automática de Escala

O segundo procedimento controlado pelo microcontrolador é a escolha da escala de medida da impedância Z . Esse procedimento é feito adicionando a resistência de referência (R_X) apropriada para a faixa a ser medida, sendo a escolha feita pelo microcontrolador (Seção 4.1.3).

A escolha da resistência é feita conforme o fluxograma apresentado na Figura 5.6.

Quando está sem carga, o circuito vê uma impedância “infinita” e a tensão V_X é igual à tensão V_S . Como o circuito aguarda a adição de uma carga, devemos começar com a resistência de referência de maior valor (R_{X3}). Assim, podemos considerar como *overflow* na escala os valores de tensão em V_X acima do limite do erro de 1% (4,775 V visto na Seção 3.3). Neste caso, não precisamos realizar o cálculo da impedância e o restante do programa deixa de ser executado, até encontrar uma leitura de tensão inferior a 4,775 V.

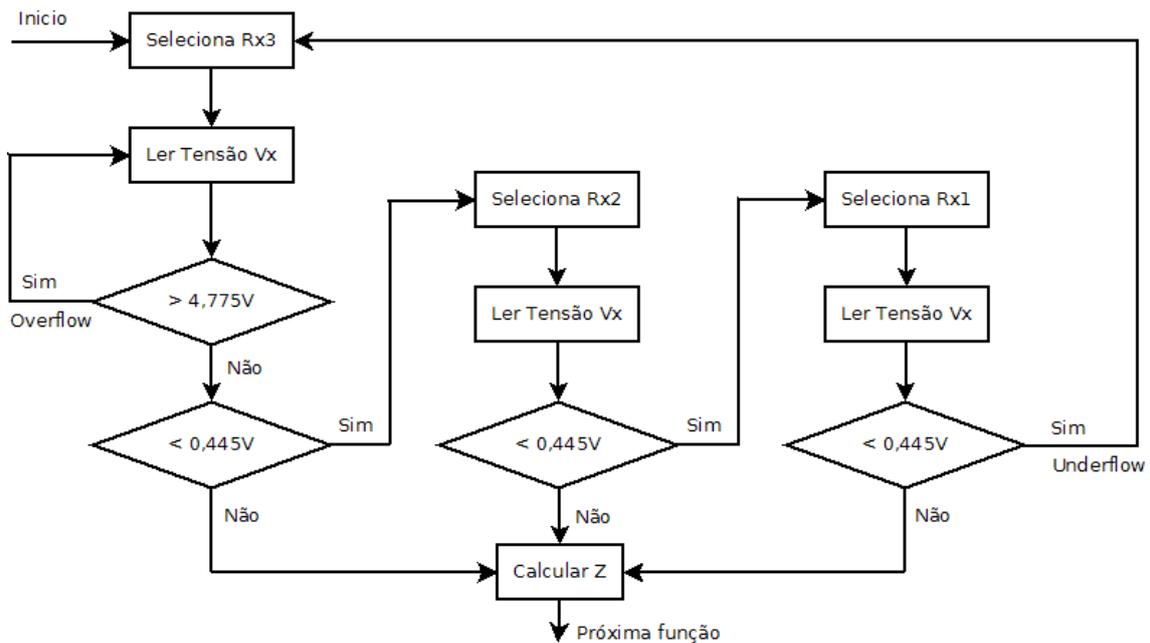


Figura 5.6: Seleção da resistência de referência.

Quando encontramos um valor menor que 4,775 V passamos a ter duas possibilidades, a primeira é que a tensão está na faixa de leitura determinada para a resistência selecionada e a segunda é que a tensão está abaixo do valor mínimo de tensão para a medida (0,445 V) da escala. Quando encontramos o valor entre os limites de tensão da faixa, significa que a resistência selecionada é correta para a faixa e o microcontrolador realiza as medidas e o cálculo da impedância. Quando R_X é muito grande para a escala em questão, o microcontrolador muda a resistência com o valor abaixo da primeira (R_{X2}) e repete a verificação de tensão realizada na escala anterior. Se esse valor continuar abaixo do limite inferior de V_X e a resistência selecionada for menor, o valor encontrado é considerado *underflow* e a medida é reiniciada.

5.3. Interface com o Usuário

A seleção da saída é feita através do acionamento de um botão (S2), conectado à porta digital RB3 do PIC, de forma a manter a saída em nível lógico alto quando não está acionado e nível lógico baixo quando acionado. A porta digital do microcontrolador é lida a cada iteração do programa principal. Quando o botão é pressionado o programa entra em um *loop*, e assim permanece até que o botão seja solto. Dentro do *loop* encontramos a lista de opções disponíveis, sendo cada uma delas exibidas a cada 1,5 s.

Quando a opção desejada é exibida, basta soltar o botão para sair do *loop* e os resultados serão exibidos conforme a opção selecionada.

As opções disponíveis de exibição são:

- Valor da parte real e imaginária de Z , sendo esta a opção padrão,
- Valor do módulo e fase de Z ,
- Valor do L ou C em série com R .

Existe outra opção de exibição que é utilizada somente para calibração manual do sistema, sendo esse procedimento explicado na Seção 6.2. Essa opção é executada quando o circuito é ligado, junto com o acionamento da porta digital RC7 (removendo o *jumper* JP1). Quando a porta é acionada, o programa entra em um *loop* antes de executar a programação principal. Dentro do *loop* o programa realiza a leitura das tensões de V_s e V_x , exibindo o resultado no *display* a cada iteração. Esses valores são utilizados para auxiliar no ajuste dos medidores das amplitudes de V_s e V_x . Quando a porta RC7 é desativada o programa passa a ignorar o *loop*.

5.4. Algoritmo do Programa Principal

O programa principal do PIC nada mais é do que um *loop* infinito. Durante cada iteração o microcontrolador executa uma medida da impedância e disponibiliza o resultado para o usuário.

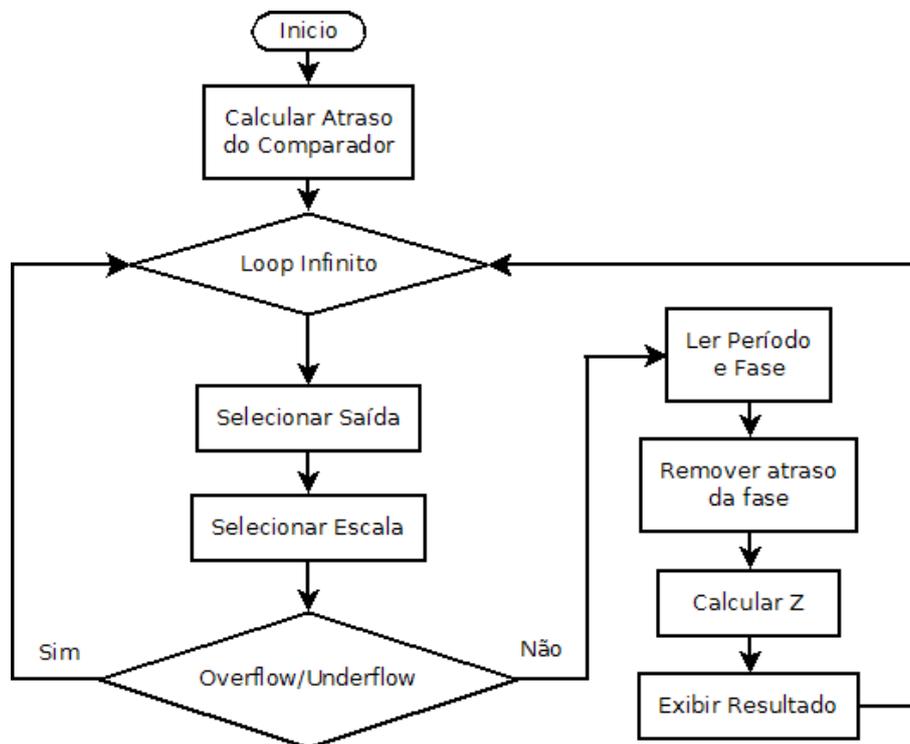


Figura 5.7: Fluxograma do programa principal.

O fluxograma da Figura 5.7 mostra cada passo executado pelo programa, começando pelo ajuste do atraso do comparador, passando pela seleção da escala a ser medida e terminando com os resultados exibidos para o usuário. O código fonte do microcontrolador pode ser visto no Apêndice C.

5.5. Circuito do PIC

O circuito do PIC e as ligações de cada terminal são apresentados na Figura 5.8, onde podemos visualizar as entradas e saídas do microcontrolador.

Os terminais 8, 19 e 20 são utilizados para a alimentação do circuito e os terminais 4 e 5 são alimentados com os referenciais de tensão do conversor A/D. O cristal do oscilador é de 20 MHz, conectado aos terminais 9 e 10. Internamente, o PIC divide esse valor por cinco e multiplica por doze através de PLL para operar em 48 MHz.

A parte de aquisição de dados é realizada através de duas entradas analógicas, AN0 e AN1 (terminais 2 e 3), e duas entradas do contador, CCP1 e CCP2 (terminais 13 e 12).

Os relés presentes no circuito são controlados pelas saídas digitais dos terminais 6 (R_{X1}), 7 (R_{X2}), 11 (R_{X3}) e 17 (R_c).

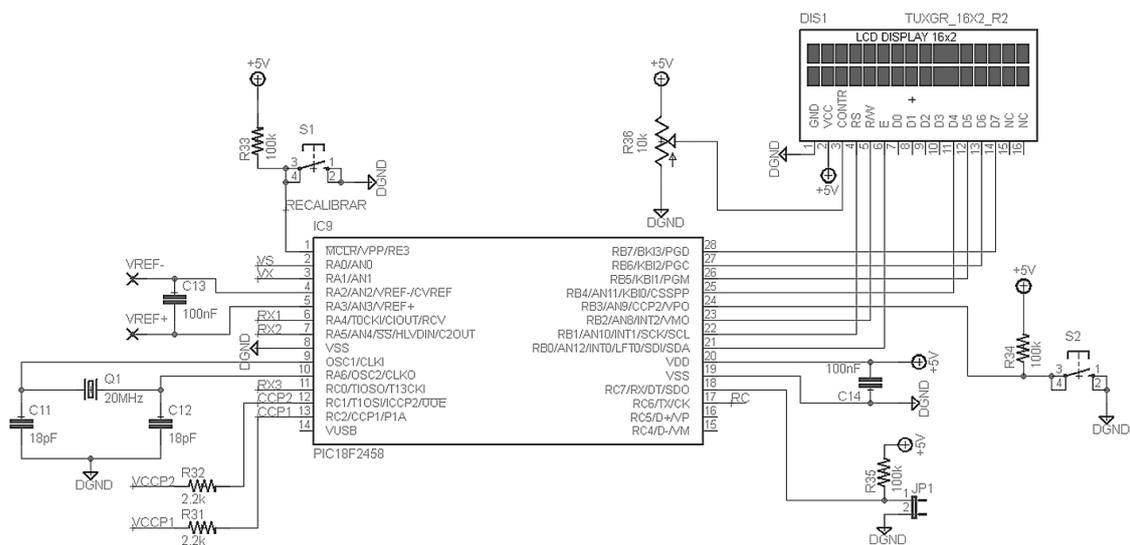


Figura 5.8: Circuito do PIC com os botões de controle.

As entradas digitais que podem ser manipuladas pelo usuário, tais como calibrar atraso do comparador (terminal 1) e selecionar o tipo de saída (terminal 24), são acionadas através dos botões S1 e S2.

Os terminais da porta B do PIC (21 a 28), com exceção do pino RB3 (terminal 24), são utilizados para o controle e transmissão de dados do *display* LCD.

Também foi adicionado um *jumper* (JP1) ligado ao terminal 18 (porta RC7), que será utilizado durante o processo de calibração manual, sendo seu funcionamento e uso explicado na Seção 6.2.

5.6. Conclusão

Com a programação do microcontrolador e o desenvolvimento do circuito digital concluímos o projeto do circuito. Com ele podemos, agora, integrar a parte analógica com a parte digital e formar o circuito completo do medidor de impedância.

Com isso, podemos passar para a etapa seguinte, que consistirá na montagem do circuito, na calibração manual dos componentes e na realização do teste final junto com a análise dos resultados obtidos.

Capítulo 6

Montagem e Calibração

Neste capítulo vamos explicar como foi feita a placa de circuito impresso, a calibração manual do circuito e o teste com o equipamento montado. Os resultados das medidas com o divisor de tensão serão comparados com os resultados obtidos com uma ponte RLC comercial. Também serão apresentadas as possíveis melhorias e sugestões para o projeto.

6.1. Montagem da Placa de Circuito Impresso

O desenho da placa de circuito impresso foi feito com a utilização do software EAGLE Layout Editor, versão de estudante, desenvolvido pela CadSoft Computer.

O projeto foi dividido em três partes, devido à dificuldade em criar as rotas com o circuito completo na placa com face simples. Isso foi interessante do ponto de vista da montagem, pois as placas podem ser empilhadas, ocupando assim, menos espaço na caixa.

O circuito ficou dividido da seguinte forma: a fonte de alimentação ficou isolada em uma placa e possui saídas para alimentar as outras duas placas. A fonte senoidal junto com o circuito do divisor foi feita na segunda placa. Na terceira placa ficaram os medidores de amplitude, os comparadores e o PIC.

As placas, além das entradas de alimentação, possuem entradas de sinais para o controle e os sinais a serem medidos. Também foi feita uma pequena placa extra com os botões de calibração e seleção do tipo de saída que será exibida no *display* LCD.

O *layout* das placas (Figura 6.1) e a listagem dos componentes podem ser consultados no Apêndice D.

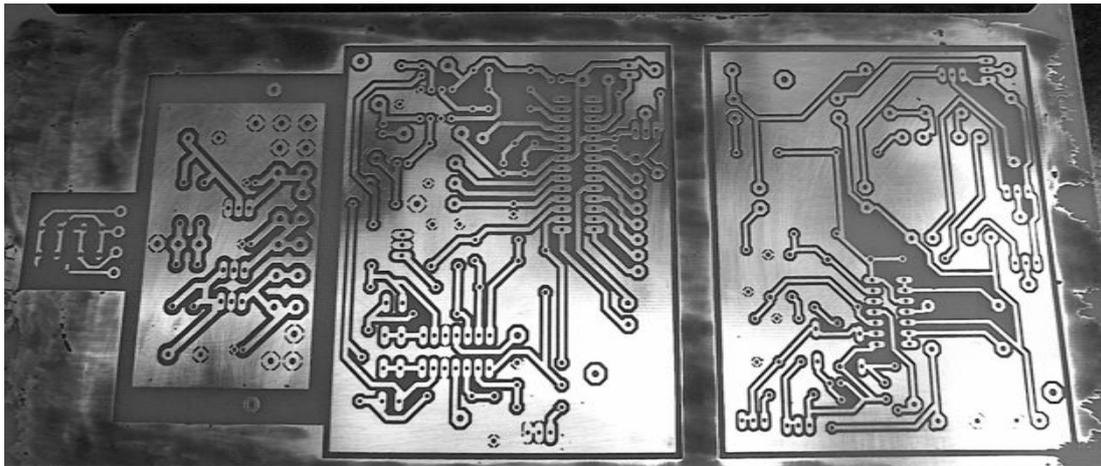


Figura 6.1: Placas do circuito.

6.2. Calibração Manual

O circuito projetado possui alguns componentes que necessitam de ajuste para o funcionamento adequado. Caso esses ajustes não sejam realizados de forma correta, vamos ter perda na precisão das medidas. Então, nesta seção, vamos definir os componentes que devem ser medidos e o procedimento de calibração manual do circuito.

Como foi visto na Seção 4.1.3, os valores das resistências utilizadas como referência para o cálculo devem ser incluídos no código fonte do PIC. As medidas das resistências foram realizadas com um multímetro digital da Tektronix modelo DMM912. Os valores medidos dos resistores R_{x1} , R_{x2} e R_{x3} são 216,14 Ω , 22,30 k Ω e 2,162 M Ω respectivamente.

Para auxiliar na calibração foi adicionada, no início do programa do PIC, uma leitura da porta RC7, que é a porta conectada ao *jumper* (JP1), citado na Seção 5.3 e visto na Figura 6.2. Caso a porta esteja em nível lógico alto (sem o *jumper* JP1) é executado um *loop*, exibindo os valores de tensão lidos no A/D para V_s e V_x com a resistência de referência R_{x1} selecionada, caso contrário o *loop* é ignorado e o programa é executado normalmente.

O processo de calibração tem início quando o *jumper* (JP1), que mantém a porta RC7 em 0 V, é removido. Assim, o PIC conecta a resistência R_{x1} na saída de V_s e, como não há carga conectada, não há corrente passando por R_{x1} e, portanto, a tensão de saída do oscilador (V_s) pode ser observada ligando a ponteira de prova de alta impedância do osciloscópio na entrada do circuito (V_x).

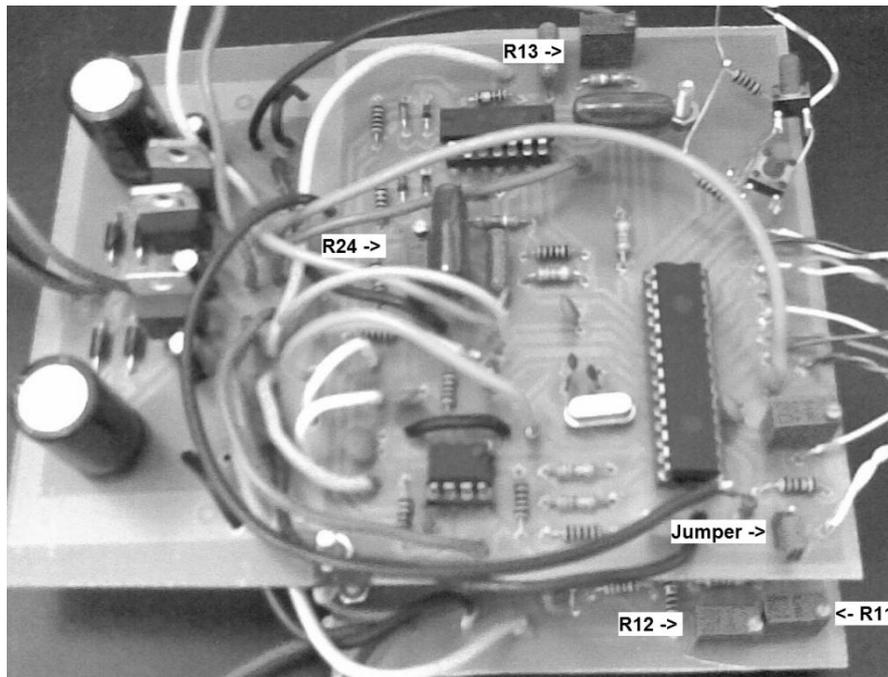


Figura 6.2: Pontos de ajuste para a calibração manual.

Com a leitura de V_s , podemos ajustar o oscilador, através do potenciômetro R11, até o ponto em que o circuito comece a oscilar. O ajuste do potenciômetro deve ficar bem próximo do ponto onde o circuito começa a oscilar, evitando assim, distorção no sinal senoidal que sai do oscilador. Com o oscilador funcionando, é feito, então, o ajuste da amplitude na saída da fonte senoidal. Esse ajuste é feito através do potenciômetro R12 ligado à malha de ganho do filtro existente na saída do oscilador. O ajuste foi feito utilizando o multímetro da Tektronix que realiza leitura RMS do sinal CA. A amplitude deve ser ajustada para 3,465 Vrms, equivalente a 4,90 V de pico.

O passo seguinte é a calibração dos medidores de pico, que é feita através do potenciômetro presente na malha de ganho do medidor. A calibração pode ser feita ajustando o ganho do medidor, através do potenciômetro R13, até que o resultado medido pelo microcontrolador e apresentado no *display* seja de 4,9 V. O mesmo procedimento é feito para o segundo medidor de pico, ajustando o potenciômetro R24, até que os dois medidores fiquem com a mesma leitura de tensão, pois não há corrente passando por R_{X1} .

Após esse procedimento, conecta-se o jumper (JP1) e o circuito estará calibrado para realizar as medidas dos componentes.

6.3. Resultado dos Testes

Para os testes foram feitas leituras individuais de componentes passivos, parte real e imaginária, com a ponte HP 4284A Precision LCR Meter (com precisão de 0,05%) fornecida pelo LASPI. A frequência da ponte foi ajustada para 1024,59 Hz, pois é a mais próxima da frequência do circuito (~1023,15 Hz). Em seguida as medidas foram comparadas com o resultado obtido pelo circuito do projeto.

6.3.1. Medidas com Rx1 (216,14 Ω)

Nesta faixa podemos medir resistores de 22 Ω a 2200 Ω , capacitâncias entre 72,2 nF e 7,23 μ F e indutâncias entre 3,5 mH e 351 mH. Foram feitas medidas com resistores, capacitores e indutores e o erro na medida da fase ficou entre 0,01 grau e 0,15 grau para os resistores, 0,02 grau e 0,30 grau para capacitores e 0,31 grau a 0,40 grau para indutores. Isto coloca o erro de fase dentro dos parâmetros especificados para o projeto. Porém, algumas medidas de módulo não foram compatíveis com a especificação do projeto, chegando a 3,36% no pior caso. Para resistores e capacitores o erro aumentou para medidas de valores mais próximos do limite inferior da faixa. Para os indutores o erro excedeu em toda a faixa de medidas. Os resultados podem ser visualizados na Tabela 6.1.

6.3.2. Medidas com Rx2 (22,30 k Ω)

Nesta faixa podemos medir resistores de 2200 Ω a 220 k Ω , capacitâncias entre 722 pF e 72,3 nF e indutâncias entre 350 mH e 35,1 H.

Não realizamos medidas com indutores nessa escala, pois não dispomos de componentes com os valores apropriados para o teste. Não tivemos problema para medir capacitância. Já as medidas com resistência foi mais difícil, pois a medida da fase de V_X apresentava um resultado aleatório. Como foi possível medir capacitância e a saída do divisor com uma carga capacitiva forma um filtro passa baixa, especulamos que uma causa provável para a medida aleatória seja algum ruído presente na montagem do circuito.

Para verificar o funcionamento e realizar as medidas dos resistores, mesmo que de forma indireta, foram feitas novas leituras com um capacitor em paralelo com as resistências. Como não foram feitas medidas com a ponte LCR das cargas em paralelo,

o resultado apresentado na coluna ponte LCR foi calculado com as medidas individuais dos componentes. Os resultados obtidos foram comparados com as medidas feitas pelo circuito proposto neste trabalho.

Os valores das resistências medidos pelo divisor, para comparação com os dados da ponte LCR, foram obtidos de forma indireta. Como temos os resultados dos resistores em paralelo com o capacitor (1,8 nF) fornecido pelo medidor, utilizamos o valor da capacitância fornecida pelo circuito ($670 - j85140 \Omega$) para desfazer o paralelo e encontrar a impedância do resistor. O resultado foi apresentado na coluna Medidor.

O erro na medida da fase continuou inferior a 0,5 grau, já o erro no módulo foi maior quando $|Z|$ se aproxima de 2,2 k Ω ou 220 k Ω como pode ser visto na medida dos capacitores. Os resultados podem ser visualizados na Tabela 6.2.

| R (Ω) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Erro Z (%) | Ponte LCR $\angle Z$ ($^\circ$) | Medidor $\angle Z$ ($^\circ$) | $\Delta\angle Z$ ($^\circ$) |
|----------------|-----------------------------|---------------------------|-------------------------------|-----------------------------|--------------|--------------------------------------|------------------------------------|-------------------------------|
| 33 | 32,758-0,0016i | 31,77+0,008i | 32,76 | 31,77 | 3,02 | 0,00 | 0,01 | 0,01 |
| 580 | 561,38-0,102i | 556,7-0,2i | 561,38 | 556,70 | 0,83 | -0,01 | -0,02 | 0,01 |
| 1800 | 1819,9-0,27i | 1802-4i | 1819,90 | 1802,00 | 0,98 | -0,01 | -0,13 | 0,12 |
| 2200 | 2189,1-0,4i | 2169-6i | 2189,10 | 2169,01 | 0,92 | -0,01 | -0,16 | 0,15 |

| C (F) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Erro Z (%) | Ponte LCR $\angle Z$ ($^\circ$) | Medidor $\angle Z$ ($^\circ$) | $\Delta\angle Z$ ($^\circ$) |
|-----------|-----------------------------|---------------------------|-------------------------------|-----------------------------|--------------|--------------------------------------|------------------------------------|-------------------------------|
| 2,2 μ | 0,3094-67,064i | 0,65-65,5i | 67,06 | 65,50 | 2,33 | -89,74 | -89,43 | 0,30 |
| 680n | 0,577-210,7i | 1,68-210,29i | 210,70 | 210,30 | 0,19 | -89,84 | -89,54 | 0,30 |
| 470n | 1,1-324,99i | 2,27-324,28i | 324,99 | 324,29 | 0,22 | -89,81 | -89,60 | 0,21 |
| 270n | 1,6-566,04i | 2-565,5i | 566,04 | 565,50 | 0,10 | -89,84 | -89,80 | 0,04 |
| 180n | 1,45-853,13i | 3,6-853,89i | 853,13 | 853,90 | 0,09 | -89,90 | -89,76 | 0,14 |
| 68n | 9,1-2259,9i | 10-2267i | 2259,92 | 2267,02 | 0,31 | -89,77 | -89,75 | 0,02 |

| L (H) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Erro Z (%) | Ponte LCR $\angle Z$ ($^\circ$) | Medidor $\angle Z$ ($^\circ$) | $\Delta\angle Z$ ($^\circ$) |
|-------|-----------------------------|---------------------------|-------------------------------|-----------------------------|--------------|--------------------------------------|------------------------------------|-------------------------------|
| 16,5m | 3,622+104,758i | 4,43+105,83i | 104,82 | 105,92 | 1,05 | 88,02 | 87,60 | 0,42 |
| 16,5m | 3,63+104,952i | 4,41+106i | 105,01 | 106,09 | 1,03 | 88,02 | 87,62 | 0,40 |
| 56m | 118,46+315,15i | 120,7+326,4i | 336,68 | 348,00 | 3,36 | 69,40 | 69,71 | 0,31 |
| 66m | 7,3+419,02i | 9,8+426i | 419,08 | 426,11 | 1,68 | 89,00 | 88,68 | 0,32 |

Tabela 6.1: Resultados medidos com o resistor Rx1.

| C (F) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Erro Z (%) | Ponte LCR $\angle Z$ ($^\circ$) | Medidor $\angle Z$ ($^\circ$) | $\Delta \angle Z$ ($^\circ$) |
|-------|-----------------------------|---------------------------|-------------------------------|-----------------------------|--------------|--------------------------------------|------------------------------------|--------------------------------|
| 68n | 9,1-2259,9i | 22-2191i | 2259,92 | 2191,11 | 3,04 | -89,77 | -89,42 | 0,34 |
| 33n | 27,7-4629,7i | 43-4569i | 4629,78 | 4569,20 | 1,31 | -89,66 | -89,46 | 0,20 |
| 10n | 99-15118i | 145-15111i | 15118,32 | 15111,70 | 0,04 | -89,62 | -89,45 | 0,17 |
| 1,8n | 341-85960i | 670-85140i | 85960,68 | 85142,64 | 0,95 | -89,77 | -89,55 | 0,22 |
| 560p | 3910-290000i | 5800-276000i | 290026,36 | 276060,94 | 4,82 | -89,23 | -88,80 | 0,43 |

| C//R | Ponte LCR Z (Ω) _(Obs.1) | Medidor Z (Ω) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Erro Z (%) | Ponte LCR $\angle Z$ ($^\circ$) | Medidor $\angle Z$ ($^\circ$) | $\Delta \angle Z$ ($^\circ$) |
|------------|--|---------------------------|-------------------------------|-----------------------------|--------------|--------------------------------------|------------------------------------|--------------------------------|
| 1,8n//10k | 9739,73-1119,91i | 9588-1099i | 9803,90 | 9650,78 | 1,56 | -6,56 | -6,54 | 0,02 |
| 1,8n//180k | 33041,82-70472,03i | 32855-69500i | 77833,60 | 76874,58 | 1,23 | -64,88 | -64,70 | 0,18 |
| 1,8n//220k | 29206,19-74503,11i | 29100-73500i | 80023,21 | 79051,00 | 1,21 | -68,59 | -68,40 | 0,19 |
| 1,8n//270k | 25230,84-77761,49i | 25235-76780i | 81752,34 | 80820,63 | 1,14 | -72,02 | -71,81 | 0,22 |
| 1,8n//1M | 7668,12-85263,6i | 7940-84329i | 85607,72 | 84701,97 | 1,06 | -84,86 | -84,62 | 0,24 |

| R (Ω) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) _(Obs.2) | Ponte LCR Z (Ω) | Medidor Z (Ω) | Erro Z (%) | Ponte LCR $\angle Z$ ($^\circ$) | Medidor $\angle Z$ ($^\circ$) | $\Delta \angle Z$ ($^\circ$) |
|----------------|-----------------------------|--|-------------------------------|-----------------------------|--------------|--------------------------------------|------------------------------------|--------------------------------|
| 10k | 9873-1,8i | 9722,7-5,21i | 9873,00 | 9722,70 | 1,52 | -0,01 | -0,03 | 0,02 |
| 180k | 184910+13i | 182911,5-524,97i | 184910,00 | 182912,25 | 1,08 | 0,00 | -0,16 | 0,17 |
| 220k | 221500-60i | 219089,65-822,53i | 221500,01 | 219091,19 | 1,09 | -0,02 | -0,22 | 0,20 |
| 270k | 268170-130i | 265188,21-692,98i | 268170,03 | 265189,12 | 1,11 | -0,03 | -0,15 | 0,12 |
| 1M | 999830-1100i | 985829,11-9215,32i | 999830,61 | 985872,18 | 1,40 | -0,06 | -0,54 | 0,47 |

Tabela 6.2: Medidas com a resistência Rx2.

Obs1: Os valores de C//R da ponte RLC foram calculados de forma indireta com as medidas individuais de cada componente.

Obs2: Os valores dos resistores do divisor de tensão foram calculados de forma indireta, utilizando os valores medidos em paralelo com o capacitor conhecido (1,8 nF) e desfazendo o paralelo entre R e C.

6.3.3. Medidas com Rx3 (2,289 MΩ)

Nesta faixa podemos medir resistores de 220 kΩ a 22 MΩ, capacitâncias entre 7,22 pF e 723 pF e indutâncias entre 35 H e 3510 H.

As medidas nessa escala foram interessantes, pois percebemos, na prática, que os componentes não são ideais e certas características, tais como a impedância de entrada do amplificador operacional e capacitância parasita de trilhas de circuito impresso, podem influenciar consideravelmente nas medidas.

Quando ligamos o circuito com a escala fixa no resistor Rx3 e sem carga no circuito, há uma queda de tensão na saída V_X . A tensão, que deveria ser igual à de V_S (4,9 V), diminui para 4,16 V. Medindo a diferença de fase com o osciloscópio encontramos uma defasagem de $-54 \mu\text{s}$. Com esses valores podemos calcular a impedância Z_P conectada à entrada V_X . O valor encontrado foi $1,43\text{M} - j5,33\text{M} \Omega$ que equivale a uma resistência de 21,24 MΩ em paralelo com um capacitor de 27,23 pF.

Sabendo o valor de Z_P , podemos melhorar o resultado da medida da carga, desfazendo o paralelo formado pela carga Z e a impedância Z_P , como visto na Figura 6.3.

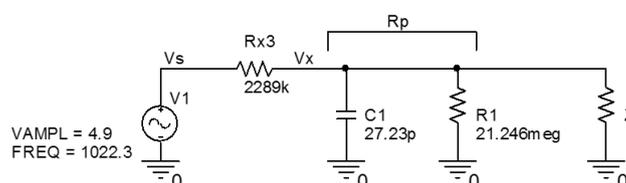


Figura 6.3: Modelo da saída do divisor com a impedância do *buffer* em paralelo.

Medindo um capacitor de 560 pF com a ponte LCR, encontramos o módulo igual a 290 kΩ e a fase igual a $-89,23$ graus ($Z = 3910 - j290000 \Omega$). Medindo com o circuito proposto, sem descontar o paralelo, encontramos um erro no módulo de 3,4% e uma diferença de 1,27 graus na fase ($Z = 10000 - j280000 \Omega$). Desfazendo o paralelo para corrigir o valor de Z encontramos um erro no módulo de 1,63% e diferença na fase de 0,59 grau ($Z = 6987,31 - j294657,82 \Omega$), melhorando o resultado.

6.4. Melhorias Futuras

A primeira melhoria que pode ser desenvolvida é a correção dos resultados medidos, através do software do microcontrolador, medindo a impedância do amplificador operacional e desfazendo o paralelo com a carga a ser medida.

Outra limitação do circuito foi com relação à faixa de medida de indutores, restrita devido ao limite de corrente na saída do amplificador operacional. Uma solução para melhorar a faixa de indutores seria aumentar a frequência do oscilador, o que tornaria maior a impedância do componente. Também seria necessário um contador de tempo mais rápido que o do PIC (frequência maior que 12 MHz), para que não haja muita perda na medida do intervalo entre V_s e V_X .

A terceira melhoria possível seria a atualização do programa do PIC, desenvolvendo um protocolo para os dados, de forma a serem transmitidos para o computador, através da porta USB disponível no microcontrolador.

6.5. Conclusão

Neste capítulo falamos de como foi feita a placa de circuito impresso do circuito e como ele foi dividido para a montagem.

Com o ajuste manual do circuito, foi possível medir a impedância de um componente de forma satisfatória. Também encontramos alguns problemas com as medidas de impedância maiores, na ordem de grandeza dos $M\Omega$, sendo explicada uma possível solução. Com o fim da montagem e a análise dos resultados, passamos para as melhorias que podem ser acrescentadas ao circuito e as sugestões para novos projetos.

Terminando essa etapa, podemos passar para as considerações finais.

Capítulo 7

Conclusões

Este projeto foi elaborado com o intuito de fornecer um instrumento para medida da impedância de componentes passivos, com o erro inferior a 1% no resultado.

O estudo comparou duas topologias, a primeira formada com um filtro passatudo e a segunda topologia no formato de divisor de tensão, explicando as vantagens e os problemas de cada uma delas. Em seguida foi apresentado o método para a medida, utilizando a topologia mais simples, formada pelo divisor de tensão. Foram, também, definidas as escalas a serem medidas com o circuito.

O objetivo de construir um medidor de impedância com faixa de medida especificada não foi atingido, porque somente parte da escala obteve resultados próximos do esperado. Foram apresentados os possíveis problemas, entre eles a influência de impedâncias parasitas (Z_p) na precisão dos resultados. Para este problema foi proposta uma solução, como a medida prévia de Z_p , vista pelo divisor, sendo esse valor removido por software da carga a ser medida. Foi feita então a demonstração de que, teoricamente, podemos melhorar a precisão do resultado, desfazendo o paralelo formado pela carga a ser medida e a impedância parasita associada ao nó V_X .

Finalmente, fica a sugestão de utilizar a porta USB do microcontrolador para comunicação com uma interface mais robusta que o *display* LCD.

Bibliografia

- [1] KLAPER, M., MATHIS, H., *Medidor RLC de Baixo Custo*, Revista Elektor, N° 80, novembro de 2008.
- [2] DESOER, C. A., KUH, E. S., *Teoria Básica de Circuitos*, Rio de Janeiro, Guanabara Koogan, 1979.
- [3] SEDRA, A. S., SMITH, K. C., *Microeletrônica*, 4ed, São Paulo, Pearson Makron Books, 2000.
- [4] MICROCHIP, “PIC18F2458/2553/4458/4553 Data Sheet”, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39887c.pdf>, 2009, (Acesso em 18 de Fevereiro de 2011).
- [5] BATES, M. P., *Programming 8-bit PIC Microcontrollers in C*, Newnes, 2008.

Apêndice A

A.1. Programa de Teste

Código fonte do microcontrolador PIC18F2458 utilizado para o teste do Circuito Básico e o seu esquemático.

```
#include <18F2458.h> // MCU header file
#device ADC=12 // Conversor A/D com 12 bits
#include <math.h>
#FUSES NOWDT //No Watch Dog Timer
#FUSES HSPLL //High Speed Crystal/Resonator with PLL enabled
#FUSES FCMEN //Fail-safe clock monitor enabled
#FUSES PLL5 //Divide By 5(20MHz oscillator input)
#FUSES CPUDIV1 //System Clock by 2
#FUSES USBDIV //USB clock source comes from PLL divide by 2
#FUSES VREGEN //USB voltage regulator enabled
#FUSES LPT1OSC //Timer1 configured for low-power operation
#FUSES MCLR //Master Clear pin used for I/O
#FUSES NOBROWNOUT //No brownout reset
#FUSES NOPUT //No Power Up Timer
#use delay(clock=4800000)
#include <lcd.c> // biblioteca do display lcd

// definições de configuração
#define TEMPO 12.0e6 // frequência do temporizador do pic = freqPIC/4

// Parâmetros do A/D
#define VDC 5.0
#define N_AMOSTRAS 15
#define RESOLUCAO 4095

// ATRASO DO COMPARADOR
```

```
#define ATRASO 5858.25 // em pulsos do contador
```

```
// RESISTENCIA
```

```
#define RX 981.0
```

```
// Variáveis globais
```

```
long int descida1=0, descida2, pulso;
```

```
long long int pmedio;
```

```
int aux=0;
```

```
// Interrupções
```

```
// Quando a porta ccp1 muda de valor
```

```
#int_ccp1
```

```
void isr_ccp1()
```

```
{
```

```
    descida1 = CCP_1;
```

```
    pulso = descida1 - descida2;
```

```
    descida2 = descida1;
```

```
    clear_interrupt(INT_CCP1);
```

```
    if (aux != 0)
```

```
    {
```

```
        pmedio += pulso;
```

```
    }
```

```
    aux++;
```

```
}
```

```
// Quando a porta ccp2 muda de valor
```

```
#int_ccp2
```

```
void isr_ccp2()
```

```
{
```

```
    descida1 = CCP_1;
```

```
    descida2 = CCP_2;
```

```
    pulso = descida2 - descida1; // Tempo entre as duas descida mais um atraso do
comparador
```

```
    if (aux != 0)
    {
        pmedio += pulso;
    }
    aux++;
}
```

```
// funções do programa principal
```

```
// calcula o período do sinal senoidal de entrada
```

```
/**obs. Retorna o numero de pulsos do timer, tem que converter para segundos
```

```
// tempo_ms é o intervalo que será utilizado para calcular a média e tem que ser maior
que um ciclo
```

```
double periodo (unsigned tempo_ms)
```

```
{
    double periodo;
    enable_interrupts(INT_CCP1); // Habilita CCP1 interrupt
    delay_ms( tempo_ms ); // O numero de amostras depende do tempo em que
CCP1 está habilitado
    disable_interrupts(INT_CCP1); // Desabilita CCP1 interrupt
    periodo = (double)pmedio / (aux-1);

    aux=0;
    pmedio=0;

    return (periodo);
}
```

```
// calcula a diferença de fase entre o ccp1 e o ccp2
```

```
/**obs. Retorna o numero de pulsos do timer, tem que converter para segundos
```

```
// tempo_ms é o intervalo que será utilizado para calcular a média e tem que ser maior
que um ciclo
```

```

double fase (unsigned tempo_ms)
{
    double fase;
    enable_interrupts(INT_CCP2); // Habilita CCP2 interrupt
    delay_ms( tempo_ms ); // O numero de amostras depende do tempo em que
    CCP1 está habilitado
    disable_interrupts(INT_CCP2); // Desabilita CCP2 interrupt
    fase = (double)pmedio / (aux-1);

    aux=0;
    pmedio=0;

    return (fase);
}

```

```

void tensao (double *canal0, double *canal1)
{
    long int ad0, ad1;
    double tensao;
    int i;

    ad0 = 0;
    ad1 = 0;
    tensao = VDC/RESOLUCAO;

    for (i=0; i < N_AMOSTRAS; i++)
    {
        set_adc_channel(0);
        delay_us( 10 );
        ad0 += read_adc();

        set_adc_channel(1);
        delay_us( 10 );
        ad1 += read_adc();
    }
}

```

```

        delay_us( 1000 );
    }

    *canal0 = (double)ad0/N_AMOSTRAS * tensao;
    *canal1 = (double)ad1/N_AMOSTRAS * tensao;
}

// Calcula o valor de Z
void calculaZ (double Rref, double tensaoVs, double periodoVs, double tensaoVx,
double faseVx, double* realZ, double* imgZ)
{
    double x, y, angulo_rad, vs_x, y2, A;
    angulo_rad = (faseVx/periodoVs)*2.0*PI;
    x = tensaoVx * cos (angulo_rad);
    y = tensaoVx * sin (angulo_rad);
    vs_x = tensaoVs - x;
    y2 = y*y;
    A = Rref / (vs_x * vs_x + y2);

    *realZ = A * ((x * vs_x) - y2);
    *imgZ = A * ((y * vs_x) + (x * y));
}

void main (void)
{
    double tensao_entrada, tensao_sinal, realZ, imgZ, p_sinal, medida;

    setup_timer_1(T1_INTERNAL); // Internal clock

    // configuração do ccp
    setup_ccp1(CCP_CAPTURE_FE); // captura a descida do ccp1 e ccp2
    setup_ccp2(CCP_CAPTURE_FE);

    // configuração do conversor a/d
    // canal 0 tensão de entrada vs, canal 1 tensão do sinal vx

```

```
setup_adc_ports(AN0_TO_AN1|VSS_VDD); // diz que vai usar o canal 0 e 1 e a
tensão VSS e VDD como referencia
```

```
setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32); // configura a o tempo de cada bit do
conversor a/d
```

```
enable_interrupts(GLOBAL); // Enable all interrupts
```

```
lcd_init(); // inicializa o lcd
```

```
delay_ms( 1000 );
```

```
while(1)
```

```
{
```

```
    // medir a frequência e o modulo do sinal de entrada
```

```
    p_sinal = periodo (20);
```

```
    medida = ATRASO; // atraso do comparador
```

```
    medida = medida - fase(20);
```

```
    // leitura da tensão vs e vx
```

```
    tensao (&tensao_entrada, &tensao_sinal);
```

```
    // calcula o valor de Z
```

```
    calculaZ (RX, tensao_entrada, p_sinal / 12.0e6, tensao_sinal, medida /
12.0e6, &realZ, &imgZ);
```

```
    // mostra a frequência e a tensão de entrada utilizados no calculo de Z
durante 5 segundos
```

```
    printf (lcd_putc, "\ff=%f\n", 12.0e6 / p_sinal);
```

```
    printf (lcd_putc, "\Vs=%f\n", tensao_entrada);
```

```
    delay_ms( 5000 );
```

```
    // mostra o valor real e imaginario de Z durante 5 segundos
```

```
    printf (lcd_putc, "\fRe=%f\n", realZ);
```

```
    printf (lcd_putc, "\fIm=%f\n", imgZ);
```

```
    delay_ms( 5000 );
```

```
    } // repete o loop de leitura e calculo de Z
```

```
}
```

A.2. Circuito Básico

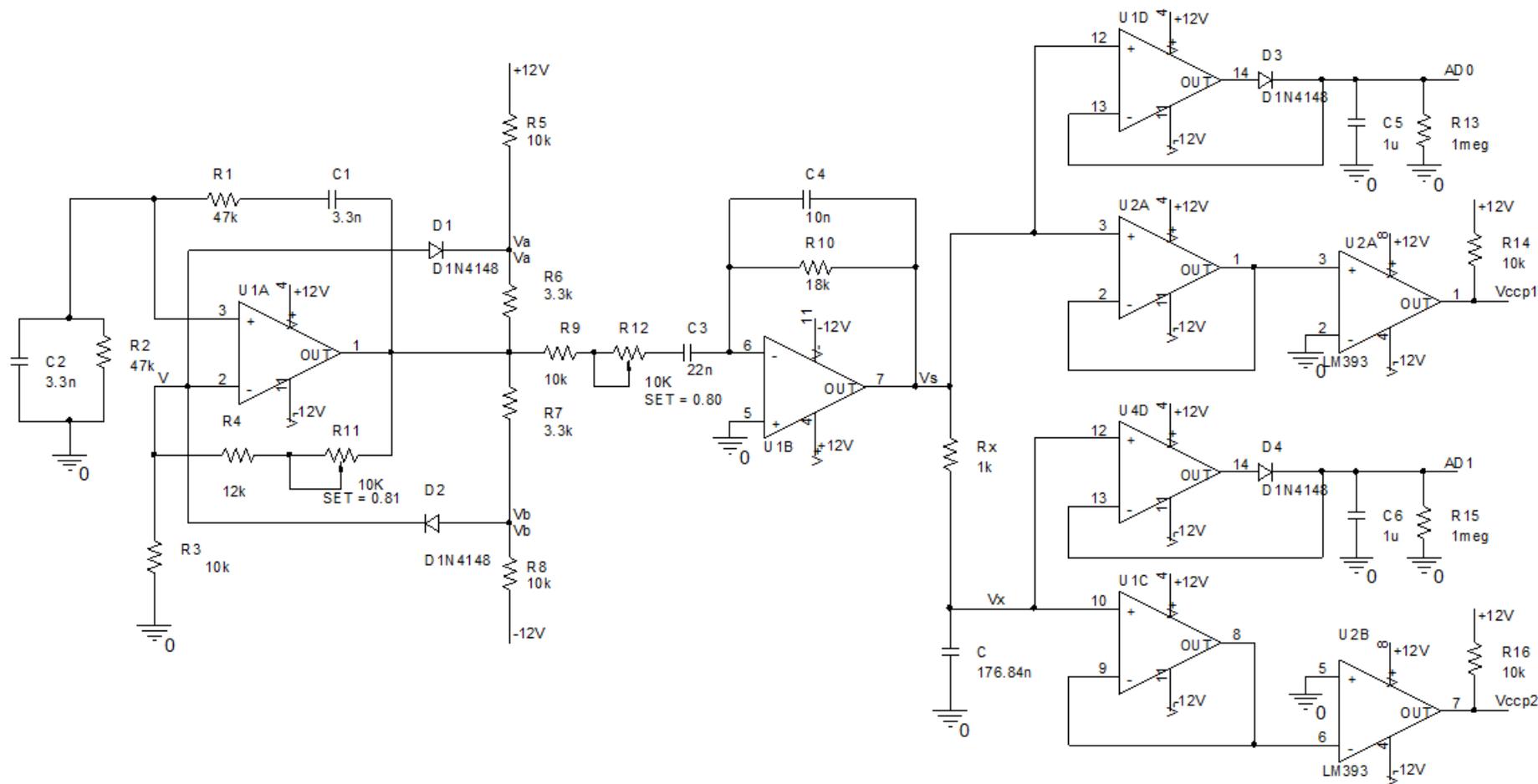


Figura A.1: Esquemático do Circuito Básico com as saídas para o PIC.

Apêndice B

B.1. Esquemático do Circuito Modificado

Fonte senoidal e o filtro na saída.

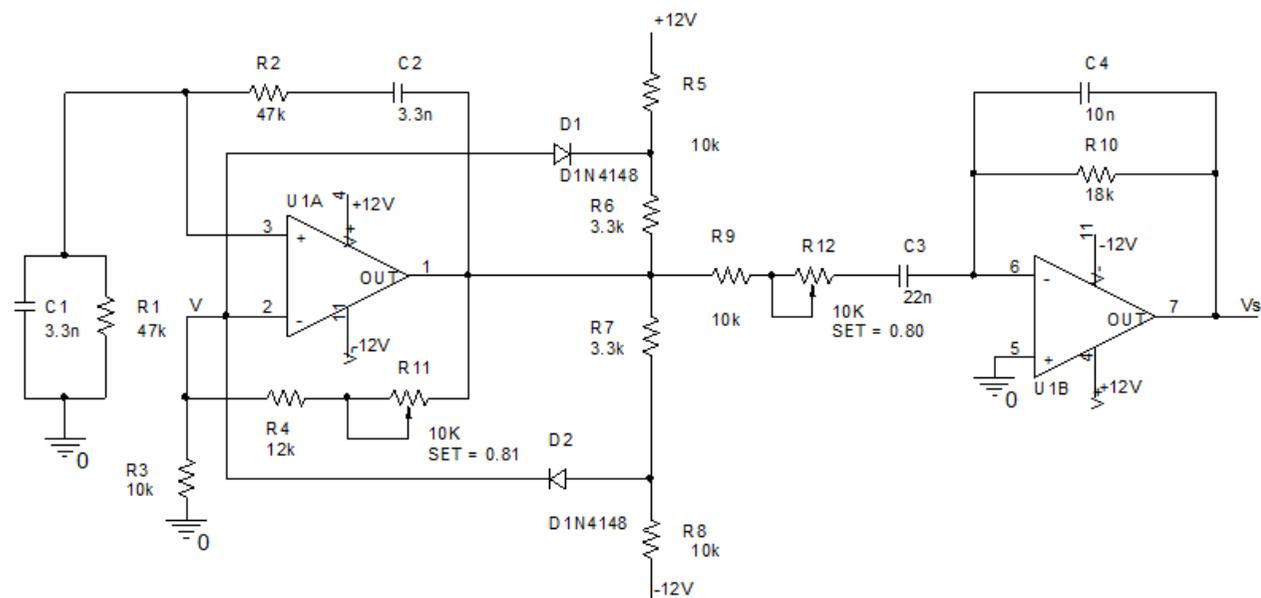


Figura B.1: Fonte senoidal com a saída Vs.

Apêndice C

C.1. Código Fonte do Programa Final

```
// rlc.c

#include <18F2458.h>           // MCU header file
#define ADC=12                // Conversor A/D com 12 bits
#include <math.h>             // biblioteca matemática
#define FUSES NOWDT          // No Watch Dog Timer
#define FUSES HSPLL         // High Speed Crystal/Resonator with PLL
enabled
#define FUSES FCMEN         // Fail-safe clock monitor enabled
#define FUSES PLL5         // Divide By 5(20MHz oscillator
input)
#define FUSES CPUDIV1      // System Clock by 2
#define FUSES USBDIV      // USB clock source comes from PLL divide
by 2
#define FUSES VREGEN       // USB voltage regulator enabled
#define FUSES LPT1OSC     // Timer1 configured for low-power
operation
#define FUSES MCLR        // Master Clear pin used for I/O
#define FUSES NOBROWNOUT // No brownout reset
#define FUSES NOPUT      // No Power Up Timer
#define use delay(clock=48000000)
#include <lcd.c>           // biblioteca do display lcd

// Parametros de Configuração

#define TEMPO      12.0e6 // frequencia do temporizador do pic = freqPIC/4

// AD
#define VDC      5.0
#define N_AMOSTRAS  15
#define RESOLUCAO  4095

// Valor das resistências de referência
#define RX1  216.14
#define RX2  22300.0
#define RX3  2289000.0

// Variaveis Globais
long int descida1=0, descida2, pulso;
long long int pmedio;
int aux=0;

// Interrupções
// Quando a porta ccp1 muda de valor
```

```

#int_ccp1
void isr_ccp1()
{

    descida1 = CCP_1;
    pulso = descida1 - descida2;
    descida2 = descida1;
    clear_interrupt(INT_CCP1);
    if (aux != 0)
    {
        pmedio += pulso;
    }
    aux++;
}

// Quando a porta ccp2 muda de valor
#int_ccp2
void isr_ccp2()
{
    descida1 = CCP_1;
    descida2 = CCP_2;
    pulso = descida2 - descida1; // Tempo entre as duas descida mais o atraso do
comparador

    if (aux != 0)
    {
        pmedio += pulso;
    }
    aux++;
    delay_us (30);
}

// funções do programa principal

// Calcula o periodo da senoide de entrada Vs
// tempo_ms é o intervalo que será utilizado para calcular a média e tem que ser maior
que um ciclo
double periodo (unsigned tempo_ms)
{
    double periodo;
    enable_interrupts(INT_CCP1); // Habilita CCP1 interrupt
    delay_ms( tempo_ms ); // O numero de amostras depende do
tempo em que CCP1 está habilitado
    disable_interrupts(INT_CCP1); // Desabilita CCP1 interrupt

    periodo = (double)pmedio / (aux-1); // Calcula a média dos períodos

    // Limpa as variaveis globais
    aux=0;
    pmedio=0;
}

```

```

        return (periodo/TEMPO);
    }

// Calcula a diferença de fase entre o ccp1 e o ccp2 (Vs e Vx)
// tempo_ms é o intervalo que será utilizado para calcular a média e tem que ser maior
que um ciclo
double fase (unsigned tempo_ms)
{
    double fase;
    enable_interrupts(INT_CCP2);    // Habilita CCP2 interrupt
    delay_ms( tempo_ms );          // O numero de amostras depende do
tempo em que CCP2 está habilitado
    disable_interrupts(INT_CCP2);   // Desabilita CCP2 interrupt

    fase = (double)pmedio / (aux-1); // Calcula a média dos intervalos

    aux=0;
    pmedio=0;

    return (fase/TEMPO);
}

void tensao (double *canal0, double *canal1)
{
    long int ad0, ad1;
    double tensao;
    int i;

    ad0 = 0;
    ad1 = 0;
    tensao = VDC/RESOLUCAO;

    for (i=0; i < N_AMOSTRAS; i++)
    {
        set_adc_channel(0);
        delay_us( 100 );
        ad0 += read_adc();

        set_adc_channel(1);
        delay_us( 100 );
        ad1 += read_adc();
    }

    *canal0 = (double)ad0/N_AMOSTRAS * tensao;
    *canal1 = (double)ad1/N_AMOSTRAS * tensao;
}

// Calcula o valor de Z

```

```

void calculaZ (double Rref, double tensaoVs, double periodoVs, double tensaoVx,
double faseVx, double* realZ, double* imagZ)
{
    double x, y, angulo_rad, vs_x, y2, A;
    angulo_rad = (faseVx/periodoVs)*2.0*PI;

    x = tensaoVx * cos (angulo_rad);
    y = tensaoVx * sin (angulo_rad);

    vs_x = tensaoVs - x;
    y2 = y*y;
    A = Rref / (vs_x * vs_x + y2);

    *realZ = A * ((x * vs_x) - y2);
    *imagZ = A * (y * tensaoVs);
}

// Calcular o atraso do comparador
double calcular_parametros (void)
{
    double atraso0, periodo_Vx, offset, periodo_Vs, atraso1;
    fase(5);
    periodo(5);

    // primeiro temos que encontrar o atraso entre os comparadores
    output_high (PIN_A4);      // Aciona o relé do RX1
    delay_ms( 1500 );
    periodo_Vx = fase(100);
    periodo_Vs=periodo(100);
    atraso0= periodo_Vx - periodo_Vs/2.0;    // Atraso sem carga

    output_high (PIN_C6);      // Aciona o relé do RC
    delay_ms( 1500 );
    periodo_Vx = fase(100);
    periodo_Vs=periodo(100);
    atraso1= periodo_Vx - periodo_Vs/2.0;    // Atraso com carga

    output_low (PIN_A4);
    delay_ms( 5 );
    output_low (PIN_C6);
    delay_ms( 5 );

    offset=(atraso0+atraso1)/2.0;

    printf (lcd_putc, "\fAt=%e\n", offset);
    delay_ms(3000);

    return (offset);
}

```

```

void main (void)
{
    // Variaveis do programa
    double tensao_Vs, periodo_Vs, tensao_Vx, fase_Vx, realZ, imagZ, R, atraso;
    int tipo_saida = 0;

    // Parametros de configuração do PIC
    setup_timer_1(T1_INTERNAL); // Internal clock
    // Configura o ccp para capturar as descidas do ccp1 e ccp2
    setup_ccp1(CCP_CAPTURE_FE);
    setup_ccp2(CCP_CAPTURE_FE);
    // Configuração do conversor A/D, canal 0 (Vs) e canal 1 (Vx)
    setup_adc_ports(AN0_TO_AN1|VREF_VREF); // Configura os canal 0 e 1 e
as entradas Vref- e Vref+
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_64); // Configura a o tempo de leitura de cada
bit do conversor A/D
    enable_interrupts(GLOBAL); // Enable all interrupts
    lcd_init(); // Inicia as funções do display LCD

    // Coloca todas as pontas digitais para zero
    output_low (PIN_A4); // Resistência Rx1
    delay_ms( 50 );
    output_low (PIN_A5); // Resistência Rx2
    delay_ms( 50 );
    output_low (PIN_C0); // Resistência Rx3
    delay_ms( 50 );
    output_low (PIN_C6); // Resistência Rc
    delay_ms( 50 );

    // Espera o circuito estabilizar
    delay_ms( 2500 );

    // Verificar se será feita a calibração manual
    while (input (PIN_C7)) // se a porta C7 estiver em um, vai executar o loop
    {
        output_high (PIN_A4); // adiciona Rx1 ao circuito
        tensao (&tensao_Vs, &tensao_Vx); // leitura de vs e vx
        printf (lcd_putc, "\fVs=%.3f\nVx=%.3f", tensao_Vs, tensao_Vx);
        delay_ms( 900 );
    }
    output_low (PIN_A4); // Resistência Rx1
    delay_ms( 50 );

    // Calcular o atraso do comparador
    printf (lcd_putc, "\fCalculando\nAtraso");;
    atraso = calcular_parametros ();

    // Inicio do loop infinito do programa principal

```

```

while(1)
{
Z   R = -1.0; // se o valor da resistência for negativo não executa o cálculo de

// selecionar o tipo de saída e verifica se o botão está acionado
while (!input (PIN_B3)) // se porta RB3, se tiver em zero entra no loop
{

1 e 2   tipo_saida++;
        tipo_saida = tipo_saida % 4; // como tenho 3 saidas o resto será 0,

        switch (tipo_saida)
        {

                case 0:
                printf (lcd_putc, "\fParte Real e\nImaginaria de Z");
                delay_ms(1500);
                break;

                case 1:
                printf (lcd_putc, "\fModulo e Fase\nde Z");
                delay_ms(1500);
                break;

                case 2:
                printf (lcd_putc, "\fL ou C em\nserie com R");
                delay_ms(1500);
                break;

                case 3:
                printf (lcd_putc, "\fL ou C e\nfator Q");
                delay_ms(1500);
                break;

                default:
                break;

        }

}

// selecionar a resistência de referência e a escala
output_high (PIN_C0); // seleciona a resistência RX3
delay_ms( 1300 );
tensao (&tensao_Vs, &tensao_Vx);
if (tensao_Vx < 4.775)
{

```

```

if (tensao_Vx < 0.445)
{ // se for verdadeiro mudamos a escala para RX2
  output_low (PIN_C0); // desativa a resistência RX3
  delay_ms( 50 );
  output_high (PIN_A5); // seleciona a resistência RX2
  delay_ms( 1300 );

  tensao (&tensao_Vs, &tensao_Vx); // faz uma nova leitura
de tensão

  if (tensao_Vx < 0.445)
  { // se for verdadeiro mudamos a escala para RX1
    output_low (PIN_A5); // desativa a resistência
RX2

    delay_ms( 50 );
    output_high (PIN_A4); // seleciona a resistência
RX1

    delay_ms( 1300 );

    tensao (&tensao_Vs, &tensao_Vx); // faz uma
nova leitura de tensão

    if (tensao_Vx < 0.300)
    { // se for verdadeiro é underflow, limite de tensão
minimo foi alterado pois ainda possui erro inferior a 1%
      printf (lcd_putc, "\fUnderflow\n");
      output_low (PIN_A4); // desativa a
resistência RX1

      } else
      {
        // A resistencia utilizada é RX1
        R = RX1;
      }
    } else
    {
      // A resistencia utilizada é RX2
      R = RX2;
    }
  } else
  {
    // A resistencia utilizada é RX3
    R = RX3;
  }
} else
{
  //overflow
  printf (lcd_putc, "\fOverflow\n");
  output_low (PIN_A4); // desativa a resistência RX1
  output_low (PIN_A5); // desativa a resistência RX2
}

```

```

if (R > 0) // verifica se encontrou uma escala para o cálculo da
impedância
{
    delay_ms( 1000 );
    // medir a frequência e o modulo do sinal de entrada
    periodo_Vs = periodo (30); //converte para tempo em segundos
    fase_Vx = fase(30) - atraso - periodo_Vs/2.0; //converte para
tempo em segundos
    tensao (&tensao_Vs, &tensao_Vx); // leitura de vs e vx

    // calcula o valor de Z
    calculaZ (R, tensao_Vs, periodo_Vs, tensao_Vx, -1.0*fase_Vx,
&realZ, &imagZ);

    // Exibe a saída selecionada

    switch (tipo_saida)
    {
        case 0: // Exibi o valor real e imaginario de Z
            printf (lcd_putc, "\fRe=%0.6e\nIm=%0.6e", realZ, imagZ);
            break;

        case 1: // Exibi o módulo e a fase de Z
            printf (lcd_putc, "\f|Z|=%f\n<Z=%.2f",
sqrt(realZ*realZ+imagZ*imagZ), atan(imagZ/realZ)*180.0/PI);
            break;

        case 2: // Exibi o valor de L ou C em série com a
resistência R
            printf (lcd_putc, "\fR=%0.6e\n", realZ);
            if (imagZ > 0)
            { // é indutivo
                printf (lcd_putc, "L=%0.6e", periodo_Vs *
imagZ/(2.0*PI));
            } else
            { // é capacitivo
                printf (lcd_putc, "C=%0.6e", (-1.0)*periodo_Vs /(
imagZ*2.0*PI));
            }
            break;

        case 3: // Exibi o fator Q de L ou C
            if (imagZ > 0)
            { // é indutivo
                printf (lcd_putc, "\fL=%0.6e\n", periodo_Vs *
imagZ/(2.0*PI));
                printf (lcd_putc, "Q=%0.6e\n", imagZ/realZ);
            } else

```

```

        // é capacitivo
        printf (lcd_putc, "\fC=%.6e\n", (-1.0)*periodo_Vs
/( imagZ*2.0*PI));
        printf (lcd_putc, "Q=%.6e\n", (-1.0)*imagZ/realZ);
    }

    break;

    default:
    break;
}

// desativa a resistência Rx que estiver conectada
output_low (PIN_A4); // desativa a resistência RX1
delay_ms( 50 );
output_low (PIN_A5); // desativa a resistência RX2
delay_ms( 50 );
output_high (PIN_C6); // Aciona o relé do RC
delay_ms ( 750 ); // espera um pouco antes fazer outra medida
output_low (PIN_C6);
delay_ms( 50 );
}
}
}

```

Apêndice D

D.1. Placa da Fonte de Alimentação

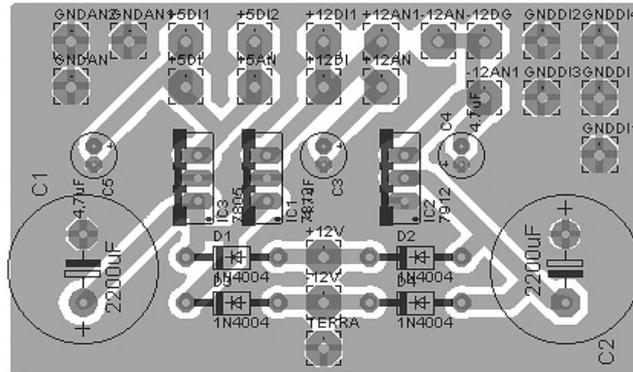


Figura D.1: Placa da fonte de alimentação.

| Item | Valor | Item | Valor | Item | Valor |
|------|--------------|------|-------------|------|--------|
| C1 | 2200 μ F | C5 | 4,7 μ F | D4 | 1N4001 |
| C2 | 2200 μ F | D1 | 1N4001 | IC1 | LM7812 |
| C3 | 4,7 μ F | D2 | 1N4001 | IC2 | LM7912 |
| C4 | 4,7 μ F | D3 | 1N4001 | IC3 | LM7805 |

Tabela D.1: Listagem dos componentes da fonte de alimentação.

D.2. Placas do Circuito

Placa com o oscilador e o divisor de tensão.

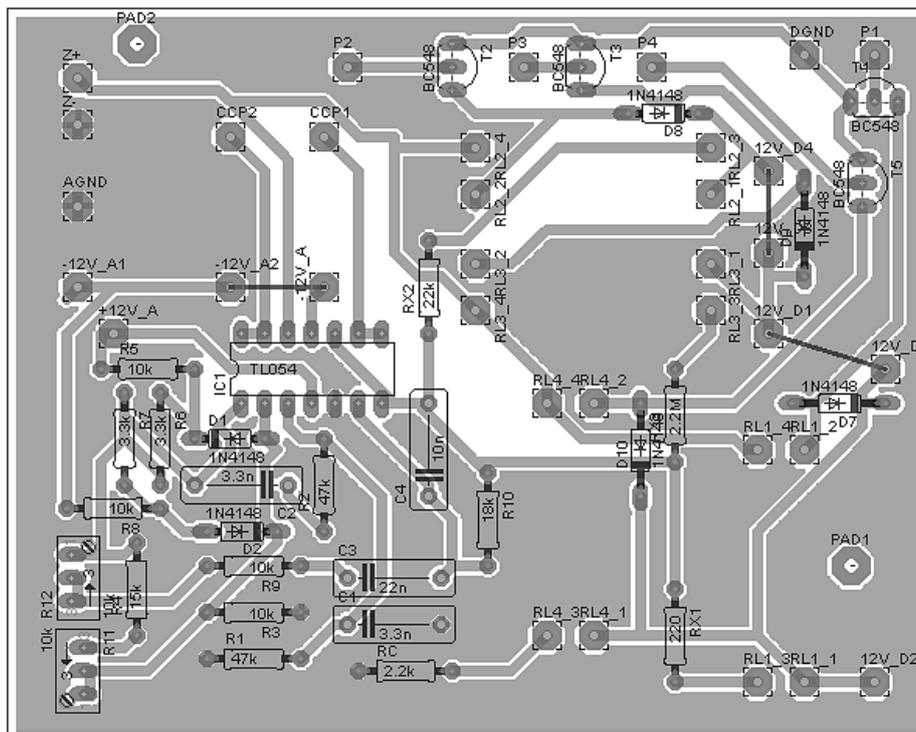


Figura D.2: Placa com o oscilador e o circuito do divisor de tensão.

Listagem dos componentes.

| Item | Valor | Item | Valor | Item | Valor |
|------|---------------|------|----------------|-------|----------------|
| C1 | 3,3 nF | R2 | 47 k Ω | RL1_1 | Relé 12V |
| C2 | 3,3 nF | R3 | 10 k Ω | RL2_1 | Relé 12V |
| C3 | 22 nF | R4 | 12 k Ω | RL3_1 | Relé 12V |
| C4 | 10 nF | R5 | 10 k Ω | RL4_1 | Relé 12V |
| D1 | 1N4148 | R6 | 3,3 k Ω | RX1 | 220 Ω |
| D2 | 1N4148 | R7 | 3,3 k Ω | RX2 | 22 k Ω |
| D7 | 1N4148 | R8 | 10 k Ω | RX3 | 2,2 M Ω |
| D8 | 1N4148 | R9 | 10 k Ω | T1 | BC548 |
| D9 | 1N4148 | R10 | 18 k Ω | T2 | BC548 |
| D10 | 1N4148 | R11 | 10 k Ω | T3 | BC548 |
| IC1 | TL054IN | R12 | 10 k Ω | T4 | BC548 |
| R1 | 47 k Ω | RC | 2,2 k Ω | | |

Tabela D.2: Listagem dos componentes da placa do oscilador.

Placa com o comparador, medidor CA e microcontrolador.

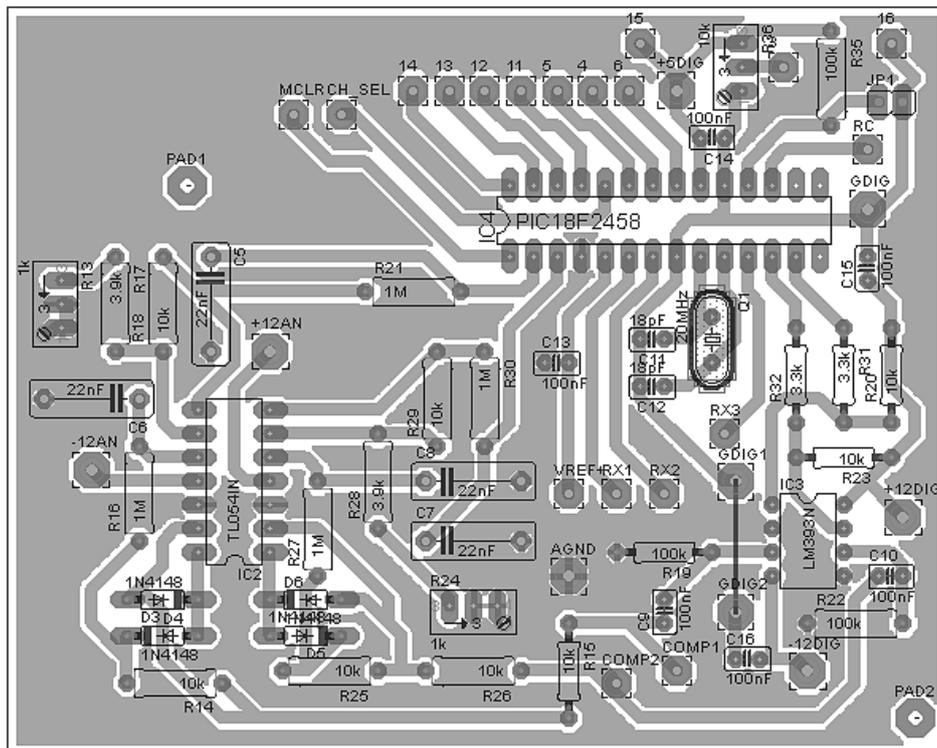


Figura D.3: Placa com o medidor de pico, comparador e PIC.

Listagem dos componentes.

| Item | Valor | Item | Valor | Item | Valor |
|------|--------|------|----------------|------|----------------|
| C5 | 22 nF | D6 | 1N4148 | R22 | 100 k Ω |
| C6 | 22 nF | IC2 | TL054IN | R23 | 10 k Ω |
| C7 | 22 nF | IC4 | PIC18F2458 | R24 | 1 k Ω |
| C8 | 22 nF | IC3 | LM393N | R25 | 10 k Ω |
| C9 | 100 nF | JP1 | jumper | R26 | 10 k Ω |
| C10 | 100 nF | Q1 | 20 MHz | R27 | 1 M Ω |
| C11 | 18 pF | R13 | 1 k Ω | R28 | 3,9 k Ω |
| C12 | 18 pF | R14 | 10 k Ω | R29 | 10 k Ω |
| C13 | 100 nF | R15 | 10 k Ω | R30 | 1 M Ω |
| C14 | 100 nF | R16 | 1 M Ω | R31 | 3,3 k Ω |
| C15 | 100 nF | R17 | 3,9 k Ω | R32 | 3,3 k Ω |
| C16 | 100 nF | R18 | 10 k Ω | R35 | 100 k Ω |
| D3 | 1N4148 | R19 | 100 k Ω | R36 | 10 k Ω |
| D4 | 1N4148 | R20 | 10 k Ω | | |
| D5 | 1N4148 | R21 | 1 M Ω | | |

Tabela D.3: Listagem dos componentes da placa com o PIC.

Placa com os botões

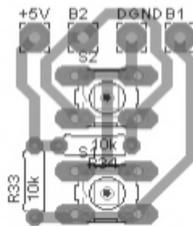


Figura D.4: Placa com os botões de comando.

| Item | Valor |
|------|---------------|
| S1 | Botão |
| S2 | Botão |
| R33 | 10 k Ω |
| R34 | 10 k Ω |

Tabela D.4: Listagem dos componentes da placa com os botões.