



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS (UFG)
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO (EMC)
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO (PPGEEC)

RYVER RAFAEL MOREIRA FRANCO

Desenvolvimento e caracterização de um sistema de ultrassom pulso-eco microcontrolado

GOIÂNIA
2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO (TECA) PARA DISPONIBILIZAR VERSÕES ELETRÔNICAS DE TESES

E DISSERTAÇÕES NA BIBLIOTECA DIGITAL DA UFG

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações (BDTD/UFG), regulamentada pela Resolução CEPEC nº 832/2007, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a [Lei 9.610/98](#), o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

O conteúdo das Teses e Dissertações disponibilizado na BDTD/UFG é de responsabilidade exclusiva do autor. Ao encaminhar o produto final, o autor(a) e o(a) orientador(a) firmam o compromisso de que o trabalho não contém nenhuma violação de quaisquer direitos autorais ou outro direito de terceiros.

1. Identificação do material bibliográfico

Dissertação Tese Outro*: _____

*No caso de mestrado/doutorado profissional, indique o formato do Trabalho de Conclusão de Curso, permitido no documento de área, correspondente ao programa de pós-graduação, orientado pela legislação vigente da CAPES.

Exemplos: Estudo de caso ou Revisão sistemática ou outros formatos.

2. Nome completo do autor

RYVER RAFAEL MOREIRA FRANCO

3. Título do trabalho

“Desenvolvimento e caracterização de um sistema de ultrassom pulso-eco microcontrolado”

4. Informações de acesso ao documento (este campo deve ser preenchido pelo orientador)

Concorda com a liberação total do documento SIM NÃO¹

[1] Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. Após esse período, a possível disponibilização ocorrerá apenas mediante:

a) consulta ao(a) autor(a) e ao(a) orientador(a);

b) novo Termo de Ciência e de Autorização (TECA) assinado e inserido no arquivo da tese ou dissertação.

O documento não será disponibilizado durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

Obs. Este termo deverá ser assinado no SEI pelo orientador e pelo autor.



Documento assinado eletronicamente por **Silvio Leao Vieira, Professor do Magistério Superior**, em 22/09/2025, às 20:10, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ryver Rafael Moreira Franco, Discente**, em 24/09/2025, às 14:04, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **5649813** e o código CRC **D5FBD8AC**.

RYVER RAFAEL MOREIRA FRANCO

Desenvolvimento e caracterização de um sistema de ultrassom pulso-eco microcontrolado

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação (PPGEEC), da Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), da Universidade Federal de Goiás (UFG), como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação.

Área de Concentração: Engenharia de Computação.

Linha de pesquisa: Sistemas e Sinais Biomédicos (SSB)

Orientador: Professor Doutor Sílvio Leão Vieira

GOIÂNIA
2025

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UFG.

Franco, Ryver Rafael Moreira

Desenvolvimento e caracterização de um sistema de ultrassom pulso-eco microcontrolado [manuscrito] / Ryver Rafael Moreira Franco. - 2025.

86 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Sílvio Leão Vieira.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Goiás, Instituto de Física (IF), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Goiânia, 2025.

Bibliografia.

Inclui siglas, fotografias, símbolos, gráfico, tabelas, algoritmos, lista de figuras.

1. Gerador/Receptor ultrassônico. 2. Microcontrolador programável. 3. Linguagem assembly. 4. Ensaios não-destrutivos. I. Vieira, Sílvio Leão , orient. II. Título.

CDU 621.3



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS

ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO

Ata nº **25** da sessão de Defesa de Dissertação de **RYVER RAFAEL MOREIRA FRANCO**, que confere o título de Mestre em **ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**, na área de concentração em **ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO**.

Aos **doze dias do mês de setembro de dois mil e vinte e cinco**, a partir das **08horas**, realizou-se a sessão pública de Defesa de Dissertação intitulada “**Desenvolvimento e caracterização de um sistema de ultrassom pulso-eco microcontrolado**”. Os trabalhos foram instalados pelo Orientador, Professor Doutor **Sílvio Leão Vieira - (Instituto de Física/UFG)** com a participação dos demais membros da Banca Examinadora: Professora Doutora **Cristhiane Gonçalves - (Universidade Tecnológica Federal do Paraná)** Membro Titular Externo, membro, Professor Doutor **Luis Miguel Gomes Abegão - (Universidade Federal de Sergipe)** Membro Titular Externo, membro, **cuja participação ocorreu através de videoconferência** através do link: <https://meet.google.com/bja-onha-jem> Durante a arguição os membros da banca **não fizeram** sugestão de alteração do título do trabalho. A Banca Examinadora reuniu-se em sessão secreta a fim de concluir o julgamento da Dissertação, tendo sido o candidato **aprovado** pelos seus membros. Proclamados os resultados pelo Professor Doutor **Sílvio Leão Vieira**, Presidente da Banca Examinadora, foram encerrados os trabalhos e, para constar, lavrou-se a presente ata que é assinada pelos Membros da Banca Examinadora, aos **doze dias do mês de setembro de dois mil e vinte e cinco**.

TÍTULO SUGERIDO PELA BANCA



Documento assinado eletronicamente por **Cristhiane Gonçalves, Usuário Externo**, em 12/09/2025, às 09:37, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Luis Miguel Gomes Abegão, Usuário Externo**, em 12/09/2025, às 11:23, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Silvio Leao Vieira, Professor do Magistério Superior**, em 12/09/2025, às 11:25, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ryver Rafael Moreira Franco, Discente**, em 15/09/2025, às 09:37, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **5639246** e o código CRC **00FD1F97**.

Referência: Processo nº 23070.047731/2025-57

SEI nº 5639246

RYVER RAFAEL MOREIRA FRANCO

Desenvolvimento e caracterização de um sistema de ultrassom pulso-eco microcontrolado

Dissertação defendida no Programa de Pós-Graduação da Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação da Universidade Federal de Goiás como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica/Engenharia de Computação, aprovada em 12 de setembro de 2025, pela Banca Examinadora constituída pelos professores:

Prof. Dr. Sílvio Leão Vieira

Instituto de Física – Universidade Federal de Goiás
Presidente da Banca

Profa. Dra. Cristhiane Gonçalves

Departamento de Engenharia Elétrica – Universidade Tecnológica Federal do Paraná-Campus Ponta Grossa

Prof. Dr. Luis Miguel Gomes Abegão

Departamento de Física – Universidade Federal de Sergipe

© 2025 Ryver Rafael Moreira Franco.

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade e do autor.

Ryver Rafael Moreira Franco

Dedico este trabalho a minha família pela paciência e ensinamentos que contribuíram para meu crescimento pessoal e profissional.

AGRADECIMENTOS

Fica aqui registrado os agradecimentos ao professor orientador Dr. Sílvio Leão Vieira do Instituto de Física do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade Federal de Goiás - Câmpus Samambaia - Goiânia.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade Federal de Goiás pelo apoio institucional e disponibilização dos laboratórios e ferramental necessários fica aqui meus agradecimentos.

Também agradeço ao Me. Jeverson Cardozo da Silva pelo apoio profissional que foi dado durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

A todos os aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para o desenvolvimento desse projeto fica aqui registrado meus agradecimentos. Muito obrigado a todos!

“O que sabemos é uma gota; o que ignoramos é um oceano”

– Isaac Newton

RESUMO

Os dispositivos de gerador/receptor ultrassônicos são amplamente utilizados em testes não destrutivos (NDT), avaliação não destrutiva (NDE) e caracterização de materiais que imitam tecidos. No entanto, seu alto custo e dependência de tecnologias estrangeiras limitam sua acessibilidade. Este trabalho apresenta o desenvolvimento e a caracterização de um sistema gerador/receptor de ultrassom baseado no modo de operação pulso-eco, o qual apresenta uma arquitetura simplificada, baixo custo relativo e portabilidade. Projetamos o sistema para analisar líquidos, biomateriais, materiais que imitam tecidos, e metais. Isso, por meio pulsos unipolares com durações ajustáveis de até 23,00 ns, amplitudes de até -100 V e uma frequência de repetição de pulso configurável entre 100 Hz e 4 kHz. Ele nos permite selecionar 1 a 3 pulsos por período. Uma interface amigável por meio de uma tela LCD 16×02 facilita a parametrização do sinal. Enquanto o uso de um microcontrolador elimina a necessidade de circuitos periféricos complexos, reduzindo os custos e o consumo de energia. Testes experimentais validaram o desempenho do sistema, demonstrando equivalência a dispositivos de referência comercial. A validação incluiu a estimativa da velocidade de som na água pura a 22,18°C, produzindo $(1499,98 \pm 0,02)$ m/s, com um erro de apenas 0,25% em comparação com o valor fornecido pelo modelo teórico de Marczak. A versatilidade do projeto permite sua adaptação para análise de outros materiais, oferecendo uma alternativa nacional viável ao equipamento importado e abrindo novas possibilidades para aplicações acadêmicas e industriais.

Palavras - chave: Gerador/Receptor Ultrassônico, Microcontrolador Programável, Linguagem *Assembly*, Ensaios não-Destrutivos.

ABSTRACT

Ultrasonic pulser/receiver devices are widely used in non-destructive tests (NDT), non-destructive evaluation (NDE), and characterization of tissue-mimicking materials. However, its high cost and dependence on foreign technologies limit its accessibility. This work presents the development and characterization of an ultrasound pulser/receiver system based on pulse-echo operating mode, which presents a simplified architecture, low relative cost, and portability. We project the system to analyze liquids, biomaterials, materials that mimic tissues, and metals. We achieved this through unipolar pulses with adjustable durations of up to 23.00 ns, amplitudes of up to -100 V, and a configurable pulse repetition frequency ranging from 100 Hz to 4 kHz. It allows us to select 1 to 3 pulses per period. A friendly interface, displayed on a 16×2 LCD screen, facilitates signal parameterization. Using a microcontroller eliminates the need for complex peripheral circuits, reducing costs and energy consumption. Experimental tests validated system performance, demonstrating equivalence to commercial reference devices. The validation included the estimation of the pure water sound speed at 22.18°C, yielding 1499.98 ± 0.02 m/s, with an error of only 0.25% compared to the theoretical value provided by the Marczak's model. The project's versatility enables its adaptation to analyze other materials, offering a viable national alternative to imported equipment and opening up new possibilities for academic and industrial applications.

Key - words: Ultrasonic Pulser/Receiver, Programmable Microcontroller, Assembly Language, Non-Destructive Testing.

LISTA DE FIGURAS

- Figura 3.1:** Arquitetura genérica de um microcontrolador PIC. A CPU estabelece comunicação com as memórias e os circuitos periféricos com velocidade determinada principalmente pela fonte de *clock*. 23
- Figura 3.2:** Diagrama interno completo do microcontrolador PIC18F2550. Todos os periféricos, registradores e memórias são interligados por barramentos onde trafegam as informações entre cada parte do sistema. 25
- Figura 3.3:** Diagrama construtivo de um MOSFET depleção de canal N. A um substrato do tipo P é acrescentada regiões do tipo N as quais formarão os terminais de Dreno, *Source* e o canal. A porta (G) é isolada do canal por uma fina camada isolante de Dióxido de Silício. 27
- Figura 3.4:** Em (a) tem-se a curva característica de transferência para o MOSFET depleção (canal N) e em (b), para o MOSFET enriquecimento ou intensificação (canal N). Este último MOSFET trabalha com tensões V_{GS} no primeiro quadrante e isso facilita o projeto do circuito de acionamento. Por esse motivo ele é o mais utilizado como dispositivo de chaveamento. 28
- Figura 3.5:** O estágio *Gate Driver* fornece ao sinal de baixa potência os níveis de tensão e/ou corrente necessários ao acionamento do Estágio de Potência sem alterar a frequência e a duração do sinal original. . . 29
- Figura 3.6:** Quando a onda de ultrassom atinge uma interface de separação entre dois meios com impedâncias acústicas distintas, uma parte da energia retorna ao meio 1 (eco) e outra parte é transmitida ao meio 2. 31
- Figura 3.7:** Modelo simplificado de um AOP cuja entrada está ligada a uma fonte de sinal V_S com resistência interna R_S e a saída está conectada a carga R_L . V_0 é o sinal amplificado e R_0 , a resistência de saída do AOP. 32

Figura 3.8:	Amplificador não inversor. A realimentação negativa torna a amplificação linear em uma ampla gama de frequências fazendo com que esse modelo de amplificador tenha alta banda passante. O sinal amplificado V_0 está em fase com o sinal de entrada V_{in} . Por isso esse tipo de circuito é chamado amplificador não inversor.	33
Figura 4.1:	Diagrama de blocos do sistema ultrassônico pulso-eco microcontrolado. O Gerador de pulsos Microcontrolado gera um pulso elétrico o qual é amplificado em corrente pelo <i>Gate Driver</i> . Em seguida, o sinal é aplicado ao Módulo de Potência para depois excitar o transdutor piezoelétrico ultrassônico. O transdutor converte o pulsos elétricos em pulsos de ultrassom. Ao receber o eco, o transdutor converte-o novamente em um sinal elétrico para ser amplificado e visualizado em um osciloscópio.	35
Figura 4.2:	Sinais criados no bloco Gerador de Pulsos Microcontrolado. Pode-se personalizar o sinal com uma sequência de um a três pulsos por período de repetição. Adicionalmente, pode-se escolher a Frequência com que os pulsos se repetem (100 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz). Um mostrador LCD orienta o usuário enquanto ele pressiona chaves de contato mecânico. Teoricamente, foi calculado que cada unidade de pulso tem duração de 20,833 ns	38
Figura 4.3:	Diagrama interno do PIC18F2550 ilustrando a geração do sinal de <i>clock</i> o qual determina a velocidade de processamento do microcontrolador. Partindo de uma referência de 12 MHz fornecida por um cristal de quartzo, é formado um sinal de clock de 48 MHz. Os blocos de <i>prescaler</i> e <i>postscaler</i> são controlados por <i>firmware</i>	39
Figura 4.4:	Processo de geração do sinal quadrado utilizando o oscilador PWM interno do PIC18F2550. O circuito, a esquerda, mantém na saída Q uma onda quadrada controlada pelos parâmetros de entrada do <i>flip flop</i> RS. A forma de onda, a direita, mostra como as variáveis atuam na formação do sinal quadrado.	41
Figura 4.5:	Sinal teórico gerado pelo oscilador PWM a partir do qual será formado os pulsos de de excitação.	42

Figura 4.6:	Um sinal de habilitação é ligado através de uma chave <i>ch</i> ao oscilador PWM. Essa chave é controlada por um registrador específico internamente ao microcontrolador. Quando <i>ch</i> é fechada, o sinal PWM é disponibilizado no pino 12 do PIC18F2550. Quando <i>ch</i> é aberta, o pino 12 fica mantido em nível lógico baixo. Portanto, os tempos de abertura e fechamento de <i>ch</i> determinam o período do sinal e o número de pulsos por período. Os blocos abre e fecha <i>ch</i> são implementados por código de programa.	42
Figura 4.7:	O instante de tempo que o oscilador PWM fica habilitado (<i>ch</i> fechada) determina a quantidade de pulsos por período (um a três). Um nível lógico baixo é obtido durante o instante de tempo que o oscilador PWM fica desabilitado (<i>ch</i> aberta). A soma dos tempos de abertura e fechamento de <i>ch</i> forma um Período de Repetição de Pulsos.	43
Figura 4.8:	Versão final do fluxograma do código de controle, em linguagem de programação assembly, que foi gravado no microcontrolador.	45
Figura 4.9:	Esquema elétrico do estágio <i>Gate Driver</i> . Os pulsos provenientes do Gerador de Pulsos Microcontrolado são aplicados no pino 3 do UCC27517 para serem amplificados em corrente. O sinal de saída é disponibilizado no pino 5. A amplitude da tensão dos pulsos de entrada e saída é mesma (+5 V). Apenas a capacidade de fornecimento de corrente é aumentada.	47
Figura 4.10:	O Módulo de Potência tem como base o transistor MOSFET TC6320. Os pulsos vindos do <i>Gate Driver</i> são entregues ao terminal de <i>gate</i> ou porta do transistor. O sinal amplificado disponível no dreno passa por um capacitor de acoplamento para retirada da componente de corrente contínua (CC) do sinal. Os pulsos de saída, além de amplificados, estão invertidos em relação aos pulsos de entrada.	48
Figura 4.11:	Pulsos amplificados pelo Módulo de Potência. Esse estágio demanda aos pulsos de excitação, a potência necessária ao acionamento do transdutor ultrassônico. Aqui, os pulsos tem amplitude de -42 V e capacidade de acionar cargas que demandam até 1 A.	49
Figura 4.12:	Transdutor ultrassônico (T) sendo excitado por pulso estreito de tensão, gerado através de um sistema pulsador/receptor. O ultrassom refletido (eco) através da placa P é novamente convertido em um sinal elétrico pelo transdutor. O osciloscópio permite a analisar eco visando a caracterização do meio onde a onda de ultrassom se propagou.	51

Figura 4.13:	Amplificador não inversor genérico utilizado para a amplificação do eco. O sinal amplificado é disponibilizado no resistor R_L . Esse sinal será visualizado em um osciloscópio para análise das propriedades do meio onde a onda sonora se propagou.	52
Figura 5.1:	Diagrama esquemático completo do sistema pulso-eco US2550PR. . .	54
Figura 5.2:	Protótipo do pulsador/receptor (sistema pulso-eco) desenvolvido. Foram acrescentados reguladores e resistores divisores de tensão com o objetivo de disponibilizar os potenciais necessários a partir de uma fonte única.	57
Figura 5.3:	Diagrama simplificado esquematizando a realização dos experimentos. O pulsador/receptor (sistema US2550PR) excita o transdutor T. A onda mecânica de ultrassom, ao atingir a placa P, é refletida (eco) e retorna ao transdutor. O eco é amplificado e visualizado em um osciloscópio. O computador contém um algoritmo em MATLAB para a medição da distancia d.	58
Figura 5.4:	Foto da bancada de realização dos experimentos mostrando o eco em um osciloscópio e na tela do computador simultaneamente. . . .	58
Figura 5.5:	Foto de bancada com os equipamentos didaticamente posicionados e identificados visando facilitar a compreensão dos testes e ensaios que foram realizados.	59
Figura 5.6:	O catálogo de opções envolve quatro configurações possíveis de PRFs: 100 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz. O PRF é determinado em função da distância ou profundidade do refletor de ultrassom ao transdutor.	60
Figura 5.7:	Sequência de largura de pulsos gerada. Foram gerados quatro pulsos com diferentes durações.	60
Figura 5.8:	Respectivos ecos obtidos quando o transdutor de imersão foi excitado pela aplicação dos pulsos gerados.	61
Figura 5.9:	Espectro de frequência dos pulsos gerados. Pulsos de menor duração apresentaram maior largura de banda.	62
Figura 5.10:	O emprego da linguagem de programação <i>Assembly</i> permitiu a redução do tempo de duração dos pulsos e o controle da quantidade de pulsos por período de repetição.	63
Figura 5.11:	O emprego da linguagem de programação <i>Assembly</i> também permitiu a ampliação da largura de banda dos pulsos.	64
Figura 5.12:	Ecos resultantes dos pulsos otimizados captados no transdutor de imersão (sem amplificação).	64

Figura 5.13:	Sinais de ecos captados (40 dB de amplificação) em acrílico e poliacetal empregando transdutor de contato Olympus V204-RM de 2,25 MHz.	65
Figura 5.14:	Sinal de eco antes e após ser amplificado.	66
Figura 5.15:	Sinal de eco e seu espectro de frequências.	67
Figura 5.16:	O tempo entre ecos consecutivos (ToF) é utilizado para medir a distância do transdutor ao refletor de ultrassom.	67
Figura 5.17:	Comparação entre os pulsos gerados pelos sistemas Olympus 5072PR versus US2550PR.	68
Figura 5.18:	Conteúdo espectral dos pulsos gerados pelos dois sistemas (Olympus 5072PR versus US2550PR).	69
Figura 5.19:	Ecos captados no transdutor: Olympus 5072PR versus US2550PR.	70
Figura 5.20:	<i>Layout</i> da parte superior do cobre (<i>top copper</i>) da placa principal de circuito impresso dupla face.	71
Figura 5.21:	<i>Layout</i> da parte inferior do cobre (<i>botton copper</i>) da placa principal de circuito impresso dupla face.	71
Figura 5.22:	Disposição colorida da placa de circuito impresso. As trilhas da parte superior são mostradas em vermelho e as da parte inferior da placa, em azul escuro. Os componentes foram estrategicamente posicionados para viabilizar uma boa organização com as menores dimensões para a PCI. Para esse <i>layout</i> a função <i>mirror</i> do ARES Proteus 7 não foi selecionada.	72
Figura 5.23:	Vista superior de uma simulação em 3D mostrando como ficaria disposição física dos componentes justamente com as dimensões reais da PCI principal.	73
Figura 5.24:	A placa de botões também é dupla face: em (a) tem-se o <i>layout</i> superior do cobre (<i>top copper</i>) e em (b), a vista inferior (<i>botton copper</i>). Aqui a função 'espelho' foi selecionada por questões de espelhamento na hora da impressão.	74
Figura 5.25:	Disposição colorida da placa de botões. Em vermelho é representado as trilhas do lado superior do cobre e em azul escuro, as trilhas da parte de baixo da placa. O azul claro representa a serigrafia dos componentes. Aqui a função 'espelho' não foi selecionada.	75

SUMÁRIO

Capítulo 1: Introdução	19
Capítulo 2: Objetivos	21
2.1 Objetivo Geral	21
2.2 Objetivos Específicos	21
Capítulo 3: Fundamentação Teórica	22
3.1 Características dos Microcontroladores PIC	22
3.2 Transistores MOSFET	26
3.2.1 MOSFET Tipo Depleção	26
3.2.2 MOSFET Tipo Enriquecimento ou Intensificação	27
3.3 <i>Gate Driver</i>	29
3.4 Transdutores Piezoelétricos	30
3.5 Amplificadores Operacionais - AOPs	32
Capítulo 4: Materiais e Métodos	35
4.1 Gerador de Pulsos Microcontrolado	37
4.1.1 Geração do Sinal de <i>Clock</i>	38
4.1.2 Geração dos Pulsos	40
4.1.3 Controle dos Pulsos	42
4.1.4 Código de Controle do Microcontrolador	44
4.2 <i>Gate Driver</i>	46
4.3 Módulo de Potência	47
4.4 Transdutor Ultrassônico Piezoelétrico	50
4.5 Amplificador de Eco	51
Capítulo 5: Resultados e Discussão	54
5.1 O Sistema Pulso-Eco US2550PR	55
5.2 Caracterização dos Pulsos Gerados	57
5.2.1 Produção de Pulsos de Excitação com Menor Duração (Otimizados)	62
5.3 Análise do Eco e Medição de Distância	66
5.4 US2550PR Versus Olympus 5072PR	68

5.5	Desenvolvimento de uma PCI profissional para o sistema US2550PR	70
5.6	Comentários Finais	75
5.6.1	Dificuldades e Obstáculos	76
5.6.2	Mudanças e Adaptações	77
5.6.3	Legado e Visão de Futuro	78
5.6.4	Custos, Limitações e Acessibilidade	79
Capítulo 6: Conclusão		81
Referências bibliográficas		86

INTRODUÇÃO

Equipamentos de testes ultrassônicos constituem os componentes críticos em diversas aplicações, tais como em testes não destrutivos (NDT) e avaliação não destrutiva (NDE) [1]. Na área de testes não destrutivos, esses dispositivos encontram uso para localização de defeitos em um ativo, medição de vazão, determinação de falhas, espessura e de corrosão. Enquanto em avaliação não destrutiva, além de serem usados para encontrar defeitos, eles medem seu tamanho, forma, orientação e outras características físicas. Com esses instrumentos é possível sondar vários tipos de materiais, desde metais, madeira, concreto, polímeros, e produtos químicos [1], [2], [3], [4], [5]. Um tipo particular de aparelho de teste é o pulsador/receptor ultrassônico. Esses dispositivos são úteis em vários setores, incluindo medicina, ciências básicas e na indústria. A inspeção por ultrassom é uma técnica não destrutiva e altamente eficaz na caracterização de materiais e na verificação de falhas internas em estruturas fabris [3], [4], [6], [7]. Na literatura científica encontra-se relatos sobre as mais diversas arquiteturas eletrônicas para desenvolvimento de dispositivos geradores de ultrassom [1], [4], [6], [7], [8], [9], [10]. Dentre as metodologias empregadas, o modo pulso-eco é uma das mais difundidas, devido sua arquitetura simplificada, menor custo relativo e maior praticidade de uso [4], [11]. O pulso-eco é um tipo de varredura em amplitude muito utilizado para medição de espessura e tamanho de defeitos em inspeção ultrassônica [3].

A técnica de ultrassom pulso-eco consiste em uma onda acústica gerada pela excitação rítmica de um transdutor piezoelétrico ultrassônico por pulsos de tensão de curta duração [7], [8], [10]. O transdutor converte a energia elétrica recebida em energia mecânica pulsátil, na forma de ondas de pressão. O pulso se propaga através de variações de pressão e densidade no interior do material em estudo. Quando ele atinge uma determinada interface, ou seja, uma região entre dois meios, que possui impedância acústica distinta do meio de propagação, um sinal ou eco é produzido, o qual parte de sua energia é retro-espalhada para o transdutor [7], [8]. Essa metodologia de sondar o interior de materiais encontra diversas aplicações na indústria e medicina. Geralmente, ela se aplica com o objetivo de determinação de propriedades estruturais ou composicionais de

materiais [7], [8], [10].

Muitos dos sistemas ultrassônicos reportados na literatura [1], [4], [6], [7], [8], [9], [10], [11] utilizam lógica combinatória em conjunto com chaves mecânicas de contato, ou são muito complexos. Essas características desempenham um papel crucial no valor final do produto a ser comercializado. Muitas vezes com funções que não são necessárias em projetos personalizados de aplicações envolvendo ultrassom. Em geral são encontrados muitos dispositivos pulsadores/receptores comerciais, porém, quase todas as empresas desenvolvedoras estão situadas em países estrangeiros, o que acaba impactando no custo final. Portanto, é altamente vantajoso que se desenvolva uma tecnologia nacional visando suprir demandas de pesquisa, a qual poderá culminar com um novo produto comercial.

Exemplos de projetos encontrados na literatura técnica foram desenvolvidos utilizando circuitos integrados osciladores, lógica sequencial e combinatória e eletrônica transistorizada [4], [9], [10]. No entanto, essas topologias podem ser substituídas por microcontroladores. Esses dispositivos possuem alta eficiência energética, além de não necessitar de periféricos para seu funcionamento. Dessa forma custos e componentes podem ser reduzidos, aumentando a eficiência para executar tarefas específicas. A versatilidade desse dispositivo abre a possibilidade de desenvolvimento de aplicações compactas de equipamento, tornando a sua montagem simples e de código aberto.

Nesse trabalho, apresentamos os resultados do desenvolvimento e caracterização de um sistema pulsador/receptor ultrassônico. O dispositivo desenvolvido tem como base um microcontrolador programável. Esse circuito integrado é o responsável por gerar pulsos que após serem devidamente condicionados são enviados a um transdutor. O sistema opera em regime de canal único, e foi concebido para uso em campo e laboratório para análises de líquidos, materiais que mimetizam tecidos e biomateriais.

OBJETIVOS

2.1 Objetivo Geral

- Desenvolver e caracterizar um sistema de ultrassom pulso-eco microcontrolado.

2.2 Objetivos Específicos

- Desenvolver e implementar um gerador de pulsos personalizável;
- Desenvolver e implementar um estágio *Gate Driver*;
- Desenvolver e implementar um estágio módulo de potência;
- Desenvolver e implementar um amplificador de eco;
- Caracterizar um meio líquido e medir distâncias utilizando o sistema projetado;
- Comparar o sistema desenvolvido com um sistema comercial equivalente.

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo visa apresentar os fundamentos necessários para o entendimento da metodologia e técnica empregadas e também para a interpretação dos resultados obtidos. Primeiramente é realizado um apanhado geral a cerca das características do microcontrolador que foi usado. Isso devido ao fato de que, a geração dos pulsos é implementada e totalmente controlada via código fonte *firmware*¹, o qual foi desenvolvido em linguagem C e depois, visando maior eficiência, em linguagem de programação *Assembly*. Em seguida, é mostrado o funcionamento e constituição geral do estágio "driver de porta" (*Gate Driver*) necessário ao acionamento do transistor de potência. Esse último componente constitui o elo de acoplamento entre o pulsador e o transdutor. Em seguida, é apresentado o funcionamento do transdutor ultrassônico piezoelétrico e por fim, uma base teórica necessária ao entendimento dos amplificadores operacionais atuando como amplificadores lineares.

3.1 Características dos Microcontroladores PIC

Os microcontroladores incorporam um processador com alguns componentes periféricos em um único chip [12]. Além de conter uma unidade central de processamento, os microcontroladores incorporam memórias RAM (*Random Access Memory*), ROM (*Read Only Memory*), conversores AD (Analógico Digital), osciladores PWM (*Pulse Width Modulation*), etc. Os mais comuns tem 8 ou 16 bits de palavra de dados [12], [13]. Enquanto os processadores são utilizados em aplicações gerais que demandam alto poder de processamento e possuem custo relativamente elevado, os microcontroladores são construídos para aplicações específicas que demandam baixo processamento e custo

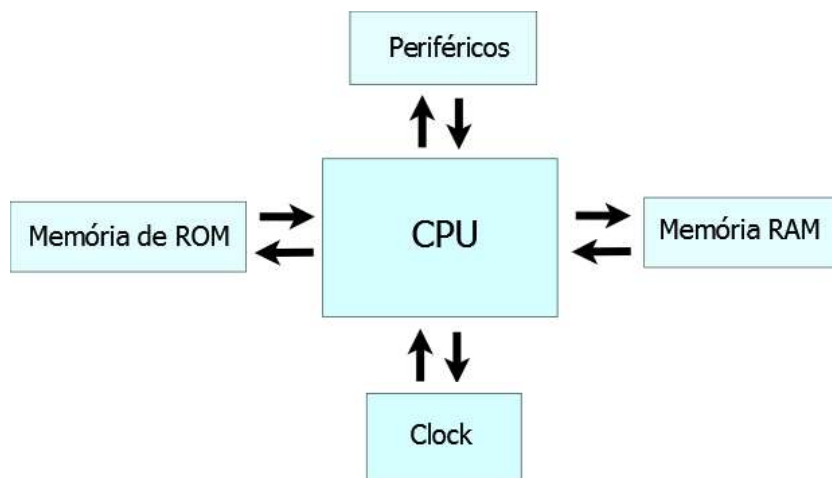
1. Software que controla o funcionamento básico de um dispositivo eletrônico

relativo baixo. São dispositivos de alta eficiência que condensam toda uma circuitaria em um único circuito integrado dedicado [14].

Em particular, os microcontroladores PIC (*Programmable Intelligent Computer*) contém uma CPU (*Central Processing Unit*) interconectada com memórias e vários tipos de periféricos. Existem várias famílias de microcontroladores PIC as quais se diferenciam em quantidade de periféricos, tamanho da palavra de dados, velocidade de processamento, quantidade de instruções que podem ser armazenadas na memória de programa, etc.

A Figura 3.1 mostra a estrutura funcional genérica dos microcontroladores PIC. A CPU executa as instruções armazenadas na memória ROM com velocidade determinada principalmente pela fonte de *clock*. A memória RAM é responsável pelo armazenamento de dados referente a tarefa que se está executando [14]. Uma quantidade limitada de periféricos é incluída no chip tornando ele um componente dedicado a executar um conjunto de atividades específicas. A comunicação com o meio externo acontece mediante pinos de entradas e saídas que são chamadas de portas do microcontrolador [13].

Figura 3.1: Arquitetura genérica de um microcontrolador PIC. A CPU estabelece comunicação com as memórias e os circuitos periféricos com velocidade determinada principalmente pela fonte de *clock*.



Fonte: O próprio autor.

A ROM é um tipo de memória não volátil e seu acesso pela CPU se dá através de um barramento exclusivo [14], [15]. Na ROM é armazenada as instruções que a CPU precisa executar para o microcontrolador realizar suas funções. Dessa forma, o conteúdo da memória ROM é que determina qual tipo de tarefa o microcontrolador irá realizar.

A RAM é a memória volátil do PIC e seu acesso pela CPU acontece por outro barramento que também é exclusivo da RAM [14], [15]. Os dados armazenados nessa memória são utilizados para auxiliar nas várias etapas de processamento do microcontrolador.

Todos os microcontroladores da família PIC tem memória de dados (RAM) separada da memória de programa (ROM), cada qual com seu barramento. [14]. Assim,

o microcontrolador pode acessar as duas memórias ao mesmo tempo e isso se traduz em maiores velocidades de processamento. Esse tipo de arquitetura é conhecida como arquitetura Harvard, porque foi desenvolvida pela primeira vez na universidade de Harvard nos EUA [16].

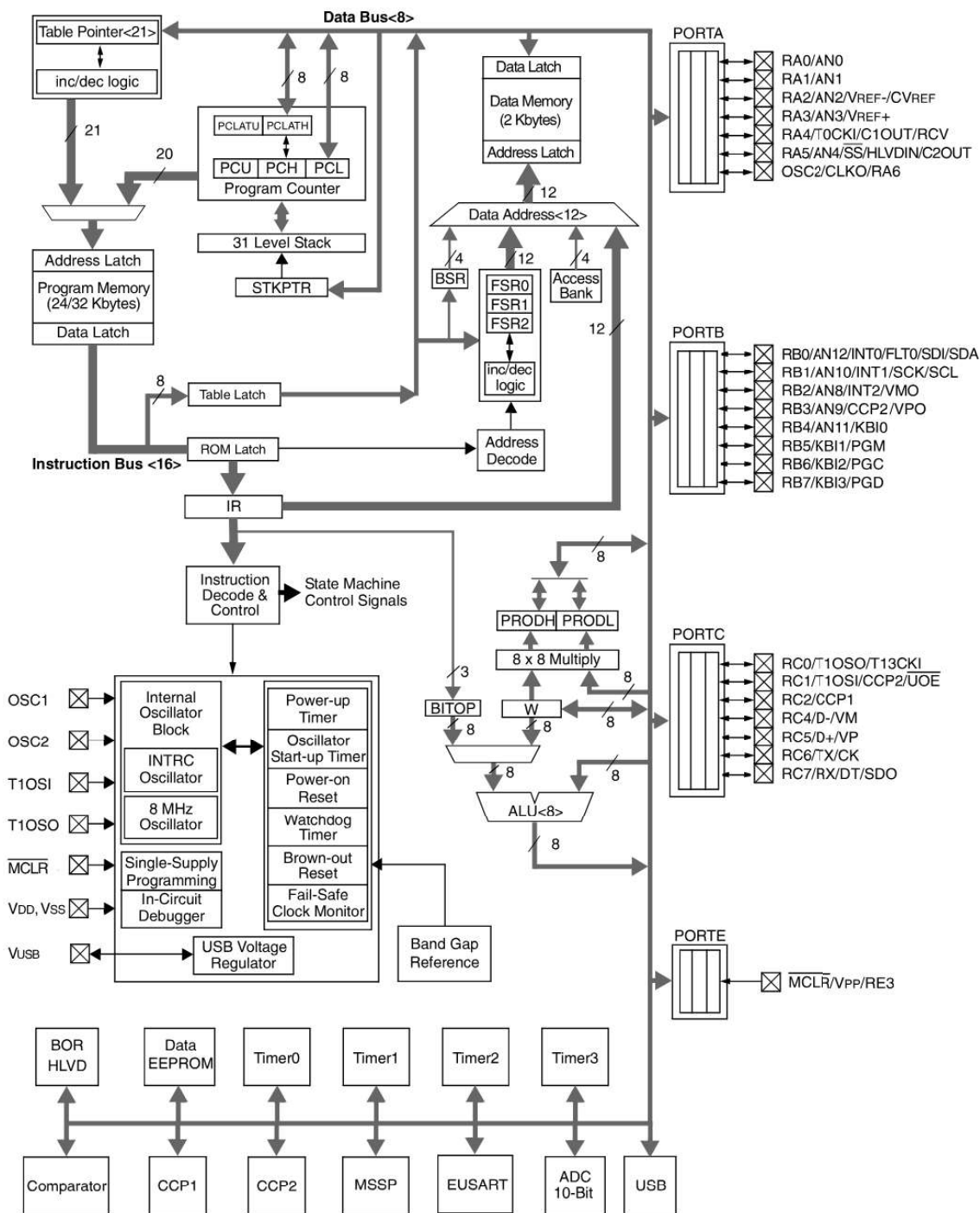
Uma outra característica importante dos microcontroladores PIC é o seu conjunto reduzido de instruções (RISC) além do foco na velocidade e na simplicidade [14]. Os microcontroladores RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) tem menor quantidade de instruções em *Assembly* o que obriga o programador a construir rotinas de instruções que poderiam não ser necessárias em processadores CISC (*Complex Instruction Set Computer*), que tem maior quantidade de instruções [12]. Porém, os microcontroladores RISC, em geral, operam com maiores velocidades o que se traduz em ciclos de máquina menores.

Ciclo de máquina de um microcontrolador compreende o tempo mínimo de execução de uma instrução. No caso dos microcontroladores PIC o ciclo de máquina corresponde a quatro períodos do oscilador. Isso implica que a frequência real de processamento é determinada pela frequência do *clock* dividida por quatro [14]. Para se ter uma ideia dessa velocidade, alguns tipos de microcontroladores 8051 necessitam de doze períodos do oscilador de *clock* para formar um ciclo de máquina [17]. Portanto, os PICs são três vezes mais rápidos.

A empresa americana Microchip Technology Inc. é a fabricante dos microcontroladores PIC. A companhia está continuamente buscando formas de melhorar a performance desses componentes. A junção das vantagens da arquitetura Harvard com instruções RISC e a inclusão de periféricos cada vez mais modernos associados ao aumento da velocidade de processamento e custo relativamente baixo, coloca os microcontroladores PIC em uma condição de destaque e popularidade. Atualmente, a Microchip Technology Inc. possui uma gama de microcontroladores de até 32 bits de tamanho da palavra de dados com sequência de etapas ou instruções que são executadas em ordem (*pipeline*) de até 5 estágios.

O microcontrolador utilizado nesse trabalho é de baixo custo relativo com 8 bits de palavra de dados e uma velocidade de processamento real de até 12 MHz. Trata-se do microcontrolador PIC18F2550 cujo diagrama interno completo é apresentado na Figura 3.2. Esse dispositivo condensa em um único ciclo de máquina a maioria das instruções em *Assembly* além de possuir um PLL (*Phase Locked Loop*) integrado que multiplica a frequência do oscilador a cristal [14]. Também incorpora dois osciladores PWM cuja frequência de operação e ciclo de trabalho são controlados por programação. A memória de dados é uma SRAM (*Static Random Access Memory*) e a memória de programa é do tipo *flash*. A memória *flash* é um tipo de ROM que se caracteriza pela facilidade e rapidez dos seus ciclos de gravação e apagamento. A Tabela 1 mostra as características do PIC18F2550 que são importantes para este trabalho.

Figura 3.2: Diagrama interno completo do microcontrolador PIC18F2550. Todos os periféricos, registradores e memórias são interligados por barramentos onde trafegam as informações entre cada parte do sistema.



Fonte: Retirado de [14].

Todas as características aqui mencionadas associadas a facilidade de aquisição, baixo custo relativo e familiaridade dos autores com dispositivos PIC, foram determinantes para a escolha desse dispositivo como elemento criador dos pulsos elétricos de excitação. O propósito é fazer com que o PIC18F2550 substitua camadas relativamente densas de

Tabela 3.1: Principais características do microcontrolador PIC18F2550 relevantes para o desenvolvimento do pulsador/receptor ultrassônico.

	<i>Flash</i>	SRAM	Oscilador PWM	Entradas/Saídas	Timers
PIC18F2550	32 kB	2 kB	2	24	3

hardware presentes em [1], [4], [6], [7], [8], [9], [10], [18] de tal forma que os requisitos necessários aos pulsos possam ser implementados e personalizados digitalmente. Também pretende-se que a etapa de programação do microcontrolador ocorra de forma simples e objetiva fazendo com que as características elétricas dos pulsos sejam facilmente personalizáveis para uma variedade de aplicações.

3.2 Transistores MOSFET

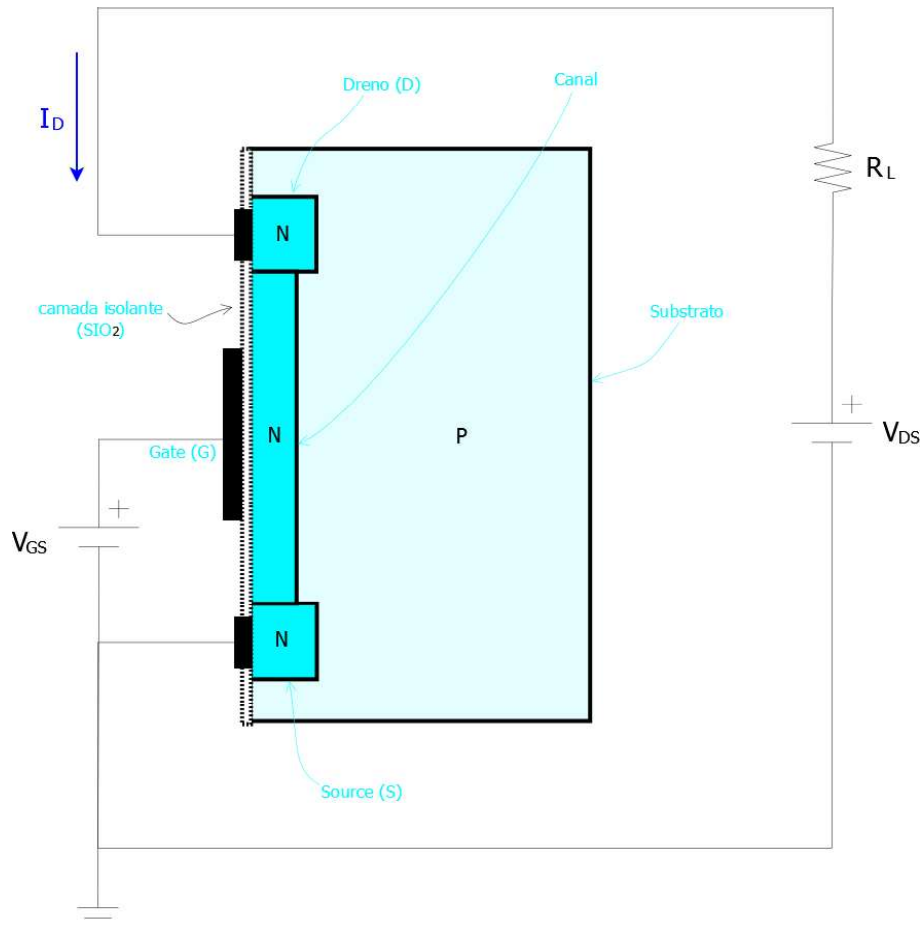
Os transistores MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) são dispositivos semicondutores, a maioria, com três terminais onde a tensão em um terminal controla a corrente nos outros dois [19]. Podem ser utilizados como amplificadores ou como chaves eletrônicas comandadas por tensão. Apresentam a vantagem de possuírem alta velocidade de comutação e necessitam de pouca energia de comando em relação ao transistor bipolar convencional [20]. Os transistores MOSFETs dividem-se genericamente, em duas categorias: MOSFET tipo depleção e MOSFET tipo enriquecimento ou intensificação [19], [21]. Em cada uma dessas categorias existem os MOSFETs de canal P (dopagem com portadores de carga positiva) e canal N (dopagem com portadores de carga negativa) [22]. O MOSFET canal N tem respostas mais rápidas que o MOSFET canal P e portanto, é o mais utilizado nas aplicações de chaveamento [21]. Aqui, será estudado apenas o MOSFET canal N por ser o tipo escolhido neste trabalho.

3.2.1 MOSFET Tipo Depleção

A Figura 3.3 mostra as características construtivas do transistor MOSFET depleção de canal N. Ele é formado por um substrato do tipo P onde são inseridas regiões do tipo N [19], [21]. As regiões N opostas são chamadas Dreno (D) e *Source* (S) do MOSFET as quais são unidas por um canal físico também do tipo N como mostra a Figura 3.3 [19]. O acesso ao Dreno e ao *Source* do MOSFET se dá por contatos metálicos. Além disso, a tensão em um terceiro terminal de controle chamado Porta ou *Gate* (G) permite controlar a corrente circulante entre o Dreno e o *Source* quando o componente está adequadamente polarizado. Uma fina camada de Dióxido de Silício (SiO_2), que é um dielétrico, permite isolar o *Gate* do canal e essa característica construtiva confere ao MOSFET uma de suas principais vantagens que é a alta impedância de entrada e baixa energia de acionamento. Porém, as capacitâncias e indutâncias parasitas criadas

nesse processo construtivo podem limitar a velocidade máxima de operação do MOSFET quando utilizado como dispositivo de chaveamento [23].

Figura 3.3: Diagrama construtivo de um MOSFET depleção de canal N. A um substrato do tipo P é acrescentada regiões do tipo N as quais formarão os terminais de Dreno, *Source* e o canal. A porta (G) é isolada do canal por uma fina camada isolante de Dióxido de Silício.



Fonte: O próprio autor.

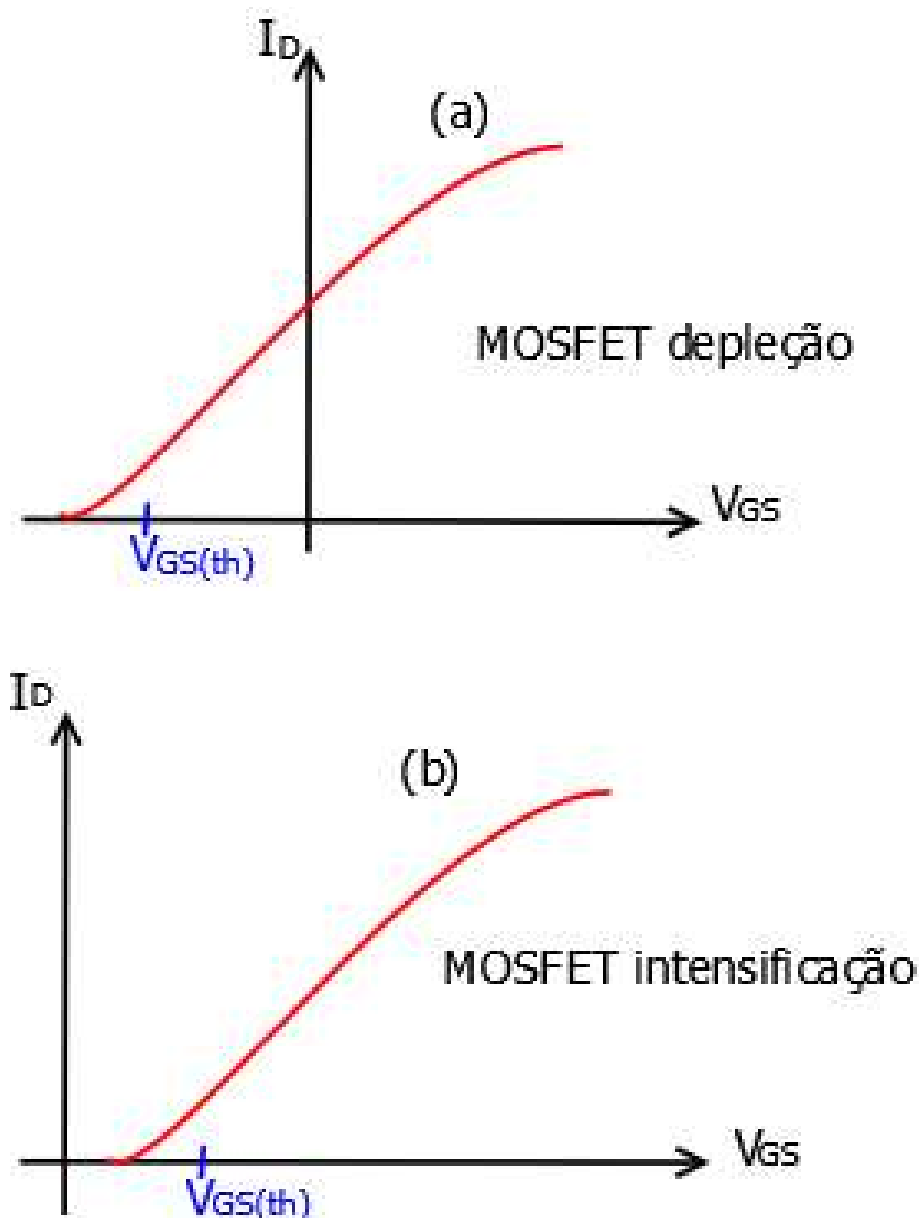
O canal N condutor permite uma circulação de corrente de dreno I_D quando uma tensão Dreno *Source* V_{DS} é aplicada. Um tensão *Gate Source* V_{GS} permite controlar a condutibilidade do canal e assim, controlar a corrente I_D . Para o MOSFET depleção de canal N, quanto maior o valor de V_{GS} maior será o valor de I_D até o momento em que a saturação é atingida [21]. Para levar o MOSFET ao corte, V_{GS} deve ser levada a valores negativos. Portanto, entre o corte e a saturação pode-se controlar I_D através da aplicação da tensão V_{GS} que aciona o MOSFET. Por este motivo esse componente é conhecido como um dispositivo controlado por tensão [21].

3.2.2 MOSFET Tipo Enriquecimento ou Intensificação

Esse tipo de transistor é o mais utilizado atualmente. De forma construtiva, a diferença mais importante entre o MOSFET tipo depleção e enriquecimento é que neste

último o canal não é implementado fisicamente [21], [24]. Porém ele será induzido quando o dispositivo for adequadamente polarizado [25]. A não existência de um canal na ausência de polarização significa que $I_D = 0$ quando $V_{GS} = 0$. Nessas condições, o transistor está em corte e essa característica constitui-se em uma grande vantagem para esse tipo de MOSFET.

Figura 3.4: Em (a) tem-se a curva característica de transferência para o MOSFET depleção (canal N) e em (b), para o MOSFET enriquecimento ou intensificação (canal N). Este último MOSFET trabalha com tensões V_{GS} no primeiro quadrante e isso facilita o projeto do circuito de acionamento. Por esse motivo ele é o mais utilizado como dispositivo de chaveamento.



Fonte: O próprio autor.

A Figura 3.4 ilustra as curvas características de transferência para os MOSFETs depleção e enriquecimento para efeitos de comparação. O MOSFET depleção necessita de

tensões V_{GS} negativas para levá-lo ao corte enquanto o MOSFET enriquecimento trabalha apenas com tensões V_{GS} positivas. Isso torna os circuitos de acionamento (*gate drivers*) menos complexos quando se utiliza o MOSFET enriquecimento e por esse motivo ele é utilizado neste trabalho.

Existe um valor mínimo de tensão V_{GS} a partir do qual o canal é induzido no MOSFET enriquecimento e é nesse momento que esse dispositivo passa a permitir a circulação da corrente I_D . Em outras palavras, o MOSFET permanece cortado quando a tensão $V_{GS} \leq V_{GS(th)}$ em que $V_{GS(th)}$ é chamada tensão de limiar ou *threshold* e consiste no valor mínimo de tensão necessário para induzir a formação do canal, o qual levará o dispositivo do corte para a condução [23], [25].

Neste trabalho, o MOSFET é utilizado como um dispositivo de chaveamento de potência. Sua velocidade de comutação é determinada pela frequência dos pulsos que lhe são aplicados. Teoricamente, a corrente de gate ou de entrada (I_G) deveria ser zero, porém devido as capacitâncias e indutâncias intrínsecas ao processo de fabricação do transistor, isso não acontece [23], [26]. Nesse regime de trabalho, também chamado de operação dinâmica do MOSFET, a corrente de entrada é função da frequência de chaveamento [21]. Por isso é tão necessário um circuito separado de acionamento para o MOSFET. A carga e descarga dos componentes reativos parasíticos do transistor, que ocorre durante a aplicação dos pulsos, provoca uma corrente de consumo muito maior do que o pino acionador do microcontrolador consegue fornecer. Quanto maior a frequência dos pulsos, maior também será a corrente de acionamento necessária para o MOSFET comutar. A próxima seção destina-se a explorar os circuitos de acionamento, também conhecidos como circuitos ou estágios *gate drivers*.

3.3 Gate Driver

Os circuitos *gate drivers* tem como propósito realizar o acoplamento entre circuitos de baixa potência e circuitos de alta potência. São responsáveis por fornecerem os níveis de tensão e/ou corrente que o estágio de potência necessita para ser acionado [27]. Portanto, são essenciais a ativação dos sistemas eletrônicos modernos.

Figura 3.5: O estágio *Gate Driver* fornece ao sinal de baixa potência os níveis de tensão e/ou corrente necessários ao acionamento do Estágio de Potência sem alterar a frequência e a duração do sinal original.



Fonte: O próprio autor.

A Figura 3.5 mostra um diagrama de como é a atuação de um estágio *Gate Driver*. O sinal aplicado em sua entrada é de baixa potência. O *Gate Driver* demanda ganho de tensão e/ou corrente ao sinal de entrada e entrega ao Estágio de Potência os níveis necessários ao seu acionamento. Trata-se, portanto, de um elemento de interface que fornece pré amplificação ao sinal de baixa potência sem alterar a frequência e a duração do sinal original.

Os *gate drivers* podem ser implementados usando componentes discretos, porém é mais comum sua utilização como peças de circuitos integrados. Existem vários tipos de *Gate Drivers* sendo o UCC27517 do tipo *low side* desenvolvido pela Texas Instruments e que pode acionar cargas que demandam até 4 A com tensões de saída que variam de 5 V a aproximadamente 18 V, a depender principalmente, da tensão de alimentação empregada [28]. Por sua popularidade, simplicidade, baixo custo, diminuto tamanho e alta capacidade de acionamento, ele foi escolhido para ser usado nesse trabalho. O UCC27517 deverá fornecer ou suprir a corrente necessária as capacitâncias intrínsecas do MOSFET TC6320 durante as transições de estado dos pulsos.

3.4 Transdutores Piezoelétricos

Uma onda sonora consiste em uma perturbação que se propaga em um meio material através de variações de densidade e pressão [29]. O ultrassom, por sua vez, consiste em uma onda sonora com frequência acima de 20 kHz [27]. Sua velocidade de propagação e atenuação é dependente das características do meio [29]. Em aplicações industriais e médicas e também as que visam a caracterização de materiais por meio de ultrassom, utilizam-se frequências superiores a 1 MHz [30].

Um transdutor ultrassônico é um dispositivo que converte sinais elétricos em ondas de ultrassom. A conversão também pode ocorrer no sentido oposto transformando ondas sonoras em sinais elétricos. Os transdutores ultrassônicos tem em sua composição um material cerâmico piezoelétrico, geralmente o titanato zirconato de chumbo (PZT) que, ao ser excitado por um sinal elétrico, faz a cerâmica vibrar e gerar uma onda mecânica de ultrassom [30].

A Figura 3.6 mostra o que acontece quando um pulso ou onda de ultrassom recém gerada (onda incidente) se propaga em direção a uma interface de separação entre dois meios de impedâncias acústicas diferentes. Uma parte da energia da onda incidente é refletida para formar o eco. A outra parte penetra no meio 2 (onda transmitida). Para maximizar o eco, a onda de ultrassom deve incidir perpendicularmente a interface de separação. Além disso, quanto maior a diferença de impedâncias acústicas entre os meios (isolamento acústico), maior será a parcela de energia presente no sinal de eco. O eco retorna ao transdutor contendo informações a cerca das características físicas do meio 1 [30].

Figura 3.6: Quando a onda de ultrassom atinge uma interface de separação entre dois meios com impedâncias acústicas distintas, uma parte da energia retorna ao meio 1 (eco) e outra parte é transmitida ao meio 2.



Fonte: O próprio autor.

Na técnica pulso-eco, a interface de separação entre os meios 1 e 2 é chamada de refletor de ultrassom. O pulso-eco se caracteriza pela utilização de um único transdutor tanto para a geração do pulso ultrassônico quanto para a captação do eco. Por isso, é de fundamental importância que o refletor tenha boa isolamento acústico afim de proporcionar ótimas características de reflexão. [30].

Quando a onda de ultrassom inicia sua propagação em direção ao refletor, sua energia vai sofrendo redução a medida que ela caminha no meio. O retorno do eco ao transdutor é um sinal bastante atenuado, cerca de 1% da energia do ultrassom emitido. A incidência perpendicular ao refletor também contribui para minimizar perdas e aumentar a energia do eco [30].

É importante que o transdutor seja posicionado a partir de uma distância mínima do refletor de ultrassom a qual é conhecida por zona ou distância do campo próximo. Ela se caracteriza por instabilidades que tornam a realização de experimentos de difícil interpretação. O cálculo da zona do campo próximo é dado por $D^2 f/4c$, em que D é o diâmetro efetivo do transdutor, f sua frequência de excitação e c , a velocidade de propagação do ultrassom no meio [31], [32].

Apesar de todos os esforços para minimizar perdas, é um problema comum da técnica pulso-eco a baixa energia do eco captado. Logo, um amplificador de eco faz-se necessário em grande parte das aplicações. Por esse motivo foi introduzido um amplificador de eco ao sistema o qual tem como principal componente um amplificador operacional. Esse componente será explorado na próxima seção.

3.5 Amplificadores Operacionais - AOPs

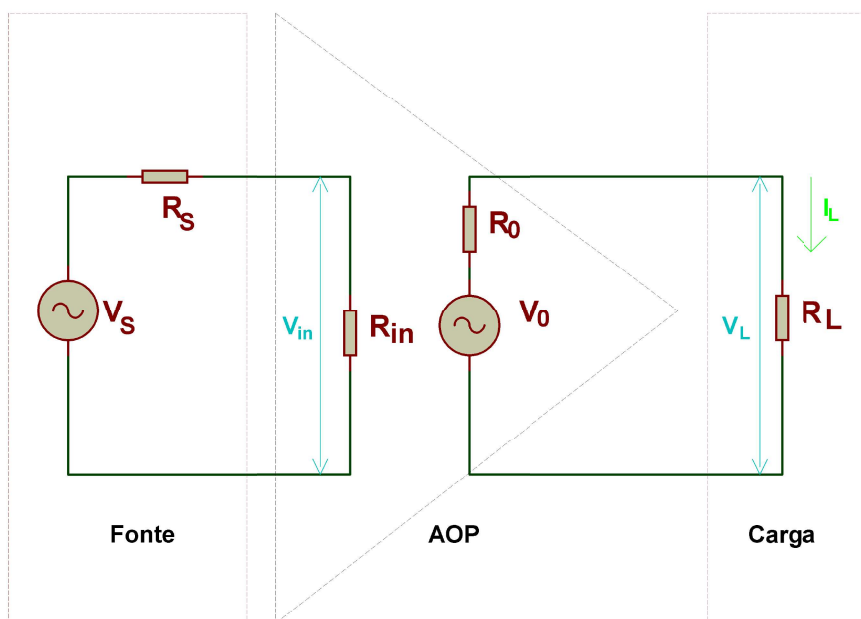
Por definição um Amplificador Operacional (AOP) é um amplificador multiestágio com entrada diferencial e suas características são relativamente próximas as de um amplificador ideal [33]. Em termos práticos podem ser vistos como um amplificador em forma de circuito integrado com altíssima impedância de entrada (teoricamente infinito) alto ganho de tensão em malha aberta (da ordem de duzentos mil ou mais) e baixíssima impedância de saída (teoricamente nula).

A Figura 3.7 esquematiza um modelo simplificado de um AOP. A fonte de sinal V_S cuja resistência interna é R_S , está conectada a entrada do AOP. A carga, representada por R_L (resistor de carga) é conectada em sua saída. O AOP tem resistência de entrada R_{in} e de saída R_0 . O ganho desse sistema é definido por,

$$A_{V0} = \frac{V_0}{V_{in}} \Rightarrow V_0 = A_{V0} \cdot V_{in}$$

em que V_{in} é a tensão na entrada do AOP e A_{V0} é o ganho de tensão em malha aberta fornecido pelo fabricante. Idealmente o valor de A_{V0} é infinito. Na prática ele pode variar na faixa de cem mil a um milhão, a depender do tipo de componente empregado.

Figura 3.7: Modelo simplificado de um AOP cuja entrada está ligada a uma fonte de sinal V_S com resistência interna R_S e a saída está conectada a carga R_L . V_0 é o sinal amplificado e R_0 , a resistência de saída do AOP.



Fonte: O próprio autor.

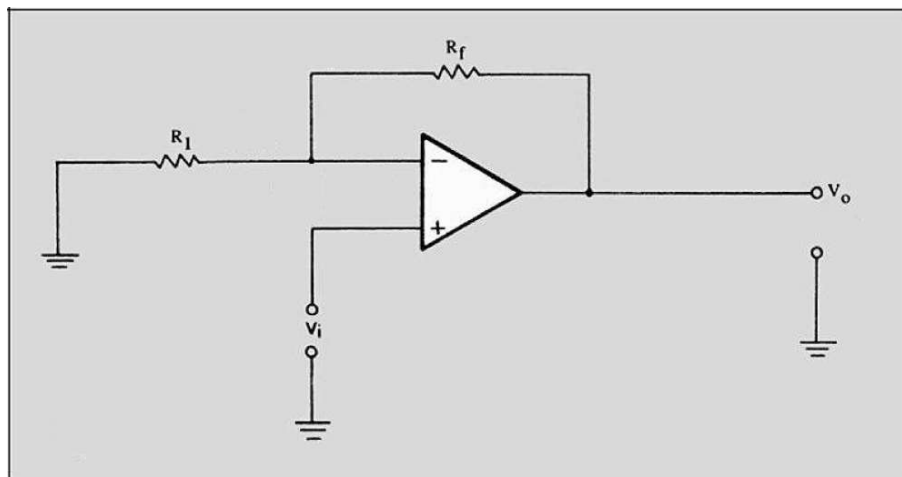
Na maioria das aplicações com AOP não interessa a máxima transferência de

potência mas sim, a máxima transferência de tensão entre um estágio e outro [34]. Por isso, o AOP apresenta resistência de entrada $R_{in} \rightarrow \infty$, pois quanto maior a relação R_{in}/R_S , maior será a parcela da tensão V_S (fonte de sinal) que estará sobre R_{in} . No limite $R_{in} \rightarrow \infty$, $V_{in} \rightarrow V_S$ e toda a tensão da fonte de sinal estará disponível na entrada do AOP para ser amplificado. Essa é a situação que se deseja na maioria das aplicações com AOPs atuando como amplificadores lineares de tensão.

Utilizando o mesmo raciocínio, quanto menor o valor de R_0 maior parcela do sinal amplificado estará sobre R_L . No limite, quando $R_0 \rightarrow 0$ (resistência de saída nula) o sinal amplificado estará totalmente disponível sobre R_L . Esta situação também é desejada, pois significa que o sinal amplificado estará totalmente sobre a carga R_L .

O ganho de tensão em malha aberta aberta (A_{V0}) fornecido pelo fabricante, é de valor elevado e fixo. A_{V0} tem valor suficiente para saturar com facilidade praticamente qualquer sinal aplicado a entrada do AOP. Para tornar esse ganho variável e controlável é utilizado o artifício da realimentação negativa em uma configuração conhecida como amplificador linear não inversor [33], conforme esquematizado na Figura 3.8.

Figura 3.8: Amplificador não inversor. A realimentação negativa torna a amplificação linear em uma ampla gama de frequências fazendo com que esse modelo de amplificador tenha alta banda passante. O sinal amplificado V_0 está em fase com o sinal de entrada V_{in} . Por isso esse tipo de circuito é chamado amplificador não inversor.



Fonte: Retirado de [33]

A realimentação negativa também permite que o amplificador opere de forma linear em uma ampla gama de frequências. O ganho, agora representado por G , pode ser controlado pelo usuário [33]. A relação entre G e A_{V0} é dada por

$$G = \frac{A_{V0}}{1 + \beta \cdot A_{V0}} \quad (3.1)$$

em que $\beta = R_1/(R_1 + R_f)$ é o fator de realimentação o qual é controlado atuando em R_1 e R_f . Sendo A_{V0} de valor elevado, $\beta \cdot A_{V0} \gg 1$, e a expressão para o ganho G pode

ser aproximada por $G = 1/\beta$. Portanto, G passa ser independente de A_{V0} e controlado somente pelo fator de realimentação (β). Logo, a teoria da realimentação negativa permite migrar de um ganho fixo não controlável (A_{V0}) para um ganho G que pode ser ajustado conforme for conveniente. Agora, o ganho de tensão passa a ser controlado pelo operador do circuito e é dado pela relação:

$$G = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (3.2)$$

em que G é o ganho de tensão em malha fechada (devido a realimentação negativa) do amplificador linear não inversor.

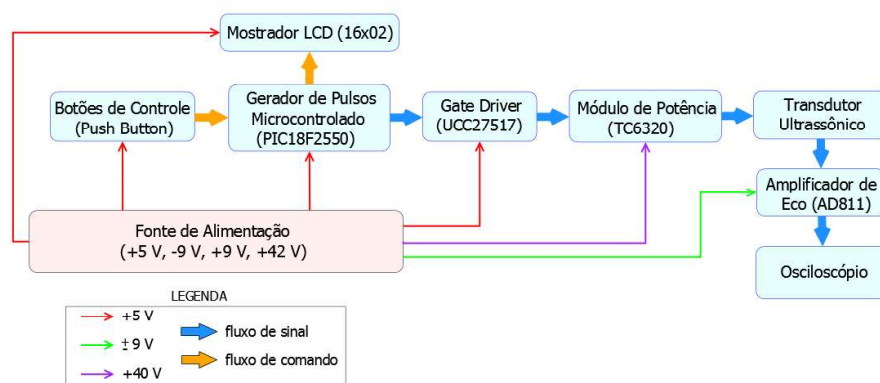
Ao se conectar um potenciômetro no lugar de R_f , tem-se, em apenas um estágio, um amplificador de tensão de alto ganho, controlável em tempo real, com o mínimo de componentes externos e baixo consumo de energia. Devido a essas vantagens, essa metodologia foi a escolhida para amplificar sinais de eco.

O próximo capítulo apresenta os materiais e os métodos que foram empregados no desenvolvimento do sistema pulsador/receptor ultrassônico microcontrolado.

MATERIAIS E MÉTODOS

O Diagrama de blocos do sistema ultrassônico pulso-eco microcontrolado é mostrado na Figura 4.1. O sistema é formado pelas seguintes partes: Gerador de Pulsos Microcontrolado com Botões de Controle na entrada e interface para visor de cristal líquido (LCD), circuito *Gate Driver*, Módulo de Potência acionado por MOSFET, Transdutor de Ultrassom e Amplificador de Eco. A saída desse último é ligada a um osciloscópio para visualização do sinal de eco amplificado. Uma Fonte de Alimentação com múltiplos valores de tensão fornece energia a cada uma das unidades que compõem o sistema.

Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema ultrassônico pulso-eco microcontrolado. O Gerador de pulsos Microcontrolado gera um pulso elétrico o qual é amplificado em corrente pelo *Gate Driver*. Em seguida, o sinal é aplicado ao Módulo de Potência para depois excitar o transdutor piezoelétrico ultrassônico. O transdutor converte o pulsos elétricos em pulsos de ultrassom. Ao receber o eco, o transdutor converte-o novamente em um sinal elétrico para ser amplificado e visualizado em um osciloscópio.



Fonte: O próprio autor.

O Gerador de Pulsos Microcontrolado tem como principal componente o microcontrolador PIC8F2550. Esse estágio é responsável pela criação de um pulso elétrico cujas características são ajustadas pelo usuário através dos Botões de Controle. Uma unidade de Mostrador de cristal líquido (LCD) com 16 linhas e 2 colunas (16x02) permite guiar o

usuário durante a personalização do sinal. Essas etapas de geração, controle e visualização das características dos pulsos através de mostrador LCD são alimentadas com +5 V.

O estágio *Gate Driver* é responsável por ampliar a capacidade dos pulsos de acionar circuitos que demandam maior potência. O sinal criado no Gerador de Pulsos Microcontrolado é de baixa potência apresentando amplitude de +5 V e 25 mA de capacidade de acionamento. O *Gate Driver* eleva a habilidade desse sinal para suprir cargas que demandam até 4 A mantendo a amplitude da tensão em +5 V. Portanto, ele atua de forma semelhante a um amplificador de corrente. O *Gate Driver* tem como principal componente o circuito integrado UCC27517 de fabricação da empresa estadunidense Texas Instruments.

Em seguida, os pulsos seguem para o Módulo de Potência. Esse estágio é um comutador cuja velocidade de chaveamento é determinada pela frequência dos pulsos que lhe são aplicados (máximo de 12 MHz). Tem como elemento ativo o transistor MOSFET TC6320. Sua função é preparar os pulsos que são provenientes do *Gate Driver* para excitar o transdutor ultrassônico para que a onda sonora seja gerada. Nessa etapa foi utilizada uma tensão de alimentação de +42 V.

Os pulsos elétricos na saída do Módulo de Potência são transformados em pulsos de ultrassom no transdutor, sem alteração na frequência do sinal convertido. Os ecos captados são convertidos em sinais elétricos pelo mesmo transdutor porém, com frequência central coincidente com a frequência de ressonância do transdutor. O eco contém informações a cerca das características do meio onde a onda sonora viajou, além de possuir uma amplitude muito pequena devido as atenuações e as perdas que a onda sonora sofre a medida que se propaga no meio. Por isso, é interessante que o eco seja amplificado antes de ser visualizado no osciloscópio.

O eco, convertido em sinal elétrico pelo transdutor, passa por um amplificador de tensão que tem por base o AOP AD811. Esse amplificador é de estágio único e tem um ganho satisfatório variável controlado por potenciômetro que varia de 0 dB até cerca de 40 dB. Com a saída do amplificador ligada a um osciloscópio pode-se atuar no potenciômetro de ajuste de ganho de modo a visualizar o sinal que melhor possibilite a análise. O amplificador de eco é alimentado com valores simétricos de tensões que podem variar de ± 9 V a até ± 12 V. Aqui, foi empregado ± 9 V.

A fonte de Alimentação deve deve ser capaz de fornecer valores de tensão de +5 V, +42 V e ± 9 V simétricos. Deve-se cuidar para que a fonte tenha a capacidade de suprir a corrente necessária ao funcionamento das partes que compõem o sistema. 500 mA de capacidade é suficiente para evitar que ocorram picos de tensão durante a operação dinâmica do transistor MOSFET. Porém, o consumo médio de corrente do sistema é bem menor.

A seguir será apresentado, de forma detalhada, o funcionamento, metodologia e técnicas de projeto empregadas em cada uma das etapas que foram aqui apresentadas.

4.1 Gerador de Pulsos Microcontrolado

O gerador de pulsos microcontrolado tem duas funções principais:

- gerar um pulso elétrico estreito (teoricamente 20,833 ns) e de pequena amplitude (+5 V) com Período de Repetição de Pulsos e quantidade de pulsos variáveis e ajustáveis pelo operador do equipamento;
- Exibir no mostrador LCD os parâmetros de Frequência de Repetição de Pulsos e quantidade de pulsos por período de repetição do sinal gerado.

O gerador de pulsos microcontrolado tem como principal componente o microcontrolador PIC18F2550. O emprego desse dispositivo como elemento gerador e de controle dos pulsos, proporcionou uma grande capacidade de integração em comparação com outros equipamentos da categoria [4], [9], [10]. Assim, uma grande parte das funções essenciais de um equipamento de ultrassom do tipo pulso-eco foi incorporada ao microcontrolador por meio de um código de programa. Por esse motivo, o sistema pode ser incluído na categoria de equipamentos ultrassônicos programáveis.

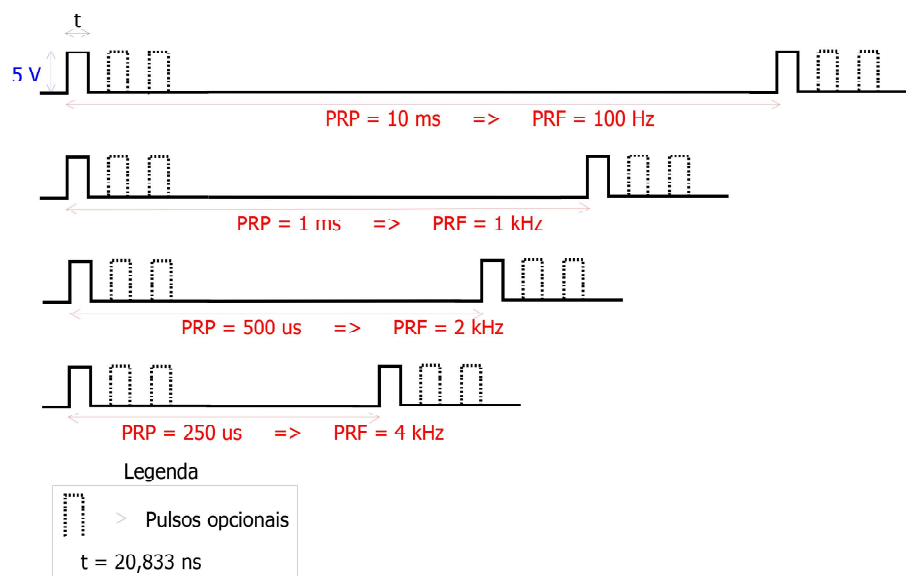
O microcontrolador PIC18F2550 foi, primeiramente, programado em linguagem C utilizando a plataforma de programação MPLAB X IDE disponibilizada pelo próprio fabricante do chip (Microchip Technology Inc). No entanto, com o objetivo de otimizar o desempenho desse dispositivo, tais como obtenção de maior velocidade de execução das instruções, melhorar o controle dos pulsos e obter pulsos mais estreitos, o código fonte foi alterado para linguagem de programação *Assembly*. Para o desenvolvimento da programação em *Assembly* foi utilizada a plataforma MPLAB IDE V8.92 também disponibilizada pela Microchip Technology Inc.

A Figura 4.2 mostra um esquemático das características dos pulsos gerados pelo microcontrolador. Em cada Período de Repetição de Pulsos (PRP) pode-se escolher um, dois ou três pulsos. Adicionalmente, quatro opções de Frequência de Repetição de Pulsos (PRF) foram implementadas, sendo elas 100 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz. Interruptores de contato mecânico (botões de controle) possibilitam a determinação, de forma independente, tanto do PRF quanto do número de pulsos por período de repetição. Um mostrador LCD fornece um guia ao usuário durante o processo de personalização do sinal.

O tempo de duração de cada unidade de pulso foi calculada em 20,833 ns porém, em termos práticos, a instrumentação de medição empregada não tem precisão suficiente para aferir até a casa de milésimos de nanossegundos, como será mostrado na etapa de aferição.

Os pulsos obtidos na unidade geradora são de baixa potência. Eles tem amplitude de +5 V e capacidade de acionar cargas que demandam, no máximo, 25 mA. Esses valores de tensão e corrente são característicos do microcontrolador empregado. A função

Figura 4.2: Sinais criados no bloco Gerador de Pulsos Microcontrolado. Pode-se personalizar o sinal com uma sequência de um a três pulsos por período de repetição. Adicionalmente, pode-se escolher a Frequência com que os pulsos se repetem (100 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz). Um mostrador LCD orienta o usuário enquanto ele pressiona chaves de contato mecânico. Teoricamente, foi calculado que cada unidade de pulso tem duração de 20,833 ns



Fonte: O próprio autor.

do PIC18F2550 é executar um conjunto de instruções para a produção de um sinal de controle [14]. São das etapas seguintes, a obrigação de acrescentar potência ao sinal gerado.

A vantagem da utilização de dispositivos microcontroladores para a geração, controle e visualização dos pulsos é a versatilidade que os sistemas de ultrassom passam a incorporar. Isso acontece devido a alta capacidade de conversão de *hardware* em *firmware*. Ao realizar uma revisão bibliográfica dos principais tipos de sistemas que geram e captam pulsos de ultrassom [1], [3] [4], [6], [7], [8], [9], [10], foi possível eliminar uma grande quantidade de componentes discretos e substituí-los por uma lógica de comandos que foi introduzida no microcontrolador. A otimização desse processo obrigou o PIC18F2550 a operar no seu limite máximo de velocidade a qual é determinada principalmente, pelas características do sinal de *clock*. A seguir, é detalhado a forma de geração do sinal de *clock* para, posteriormente, apresentar o mecanismo de construção dos pulsos e o fluxograma de funcionamento do *firmware* que foi desenvolvido e inserido no microcontrolador.

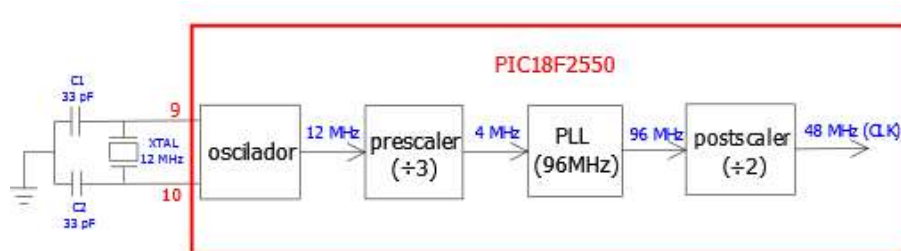
4.1.1 Geração do Sinal de *Clock*

Como todo microcontrolador, o PIC18F2550 necessita de um sinal de *clock* para a execução das instruções gravadas em sua memória de programa [13]. A frequência do *clock* determina a velocidade com que as instruções são executadas e por isso tem importância fundamental nas características dos pulsos elétricos obtidos [13]. O PIC18F2550 possui um

PLL integrado o qual atua como um multiplicador de frequência. Isso permite ampliar a frequência do sinal de *clock* e conseqüentemente aumentar a velocidade de processamento do microcontrolador. O controle desse processo é realizado via *firmware*.

A Figura 4.3 mostra como foi obtido o sinal de *clock*. Um cristal de quartzo externo de 12 MHz, conectado a dois capacitores cerâmicos entre os pinos 9 e 10 do PIC18F2550, constitui-se na referência para a produção do *clock*. O cristal também atua em conjunto com o oscilador interno do microcontrolador para fornecer um sinal digital de 12 MHz para o pré-escalador (*prescaler*). O pré-escalador divide a frequência desse sinal por um fator de três para aplicá-lo a um PLL de 96 MHz. A divisão de 12 MHz por três é necessária porque o PLL necessita de um sinal de 4 MHz em sua entrada para funcionar. Em seguida, o PLL eleva a frequência para 96 MHz. O pós-escalador (*postscaler*) consiste em um divisor de frequência por dois. Em sua saída tem-se o sinal de *clock* (CLK) de 48 MHz.

Figura 4.3: Diagrama interno do PIC18F2550 ilustrando a geração do sinal de *clock* o qual determina a velocidade de processamento do microcontrolador. Partindo de uma referência de 12 MHz fornecida por um cristal de quartzo, é formado um sinal de clock de 48 MHz. Os blocos de *prescaler* e *postscaler* são controlados por *firmware*.



Fonte: O próprio autor.

Os valores de *prescaler* e *postscaler* foram configurados para fornecer a máxima frequência de *clock* (48 MHz). Isso garante que o periférico usado na produção dos pulsos (oscilador PWM) tenha a melhor resolução no ajuste de seu Ciclo de Trabalho (CT) [14]. Para produzir o pulso mais estreito o Ciclo de Trabalho foi ajustado para o menor valor possível.

O Ciclo de Máquina (CM) de um microcontrolador é o tempo mínimo que ele necessita para executar uma instrução. A uma frequência de *clock* de 48 MHz implica em um período de oscilação (T_{osc}) que é dado por:

$$T_{osc} = \frac{1}{48 \text{ MHz}} \approx 20,833 \text{ ns}$$

o PIC18F2550 necessita de um tempo de quatro vezes o período de oscilação (T_{osc}) para formar um Ciclo de Máquina [14]. Assim, o Ciclo de Máquina (CM) é dado por:

$$CM = 4 \times T_{osc} \approx 83,33 \text{ ns}$$

Isso significa que, embora o *clock* tenha uma frequência de 48 MHz, na prática, o PIC18F2550 trabalha a uma velocidade de 12 MHz, ou seja, a velocidade (frequência) de operação do microcontrolador é dada por:

$$\text{Velocidade de operação do microcontrolador} = \frac{1}{CM} = 12 \text{ MHz}$$

Esse valor também determina a frequência máxima com que o chaveamento do Módulo de Potência ocorre.

Os níveis máximos da corrente de consumo tanto do *Gate Driver* quanto do Módulo de Potência são influenciados pelo valor da velocidade com que o microcontrolador opera. Portanto, o microcontrolador determina os pulsos, e as especificações dos estágios seguintes, até o Módulo de Potência, ficam condicionados as especificações desses pulsos.

Todas as operações que o microcontrolador realiza são sincronizadas pelo *clock*. Ele constitui a referência e a base para tudo que acontece em termos de processamento, incluindo a operação dos periféricos. Um periférico particularmente importante para o sistema aqui proposto é o módulo de Captura, Comparação e PWM (CCP) o qual será caracterizado a seguir.

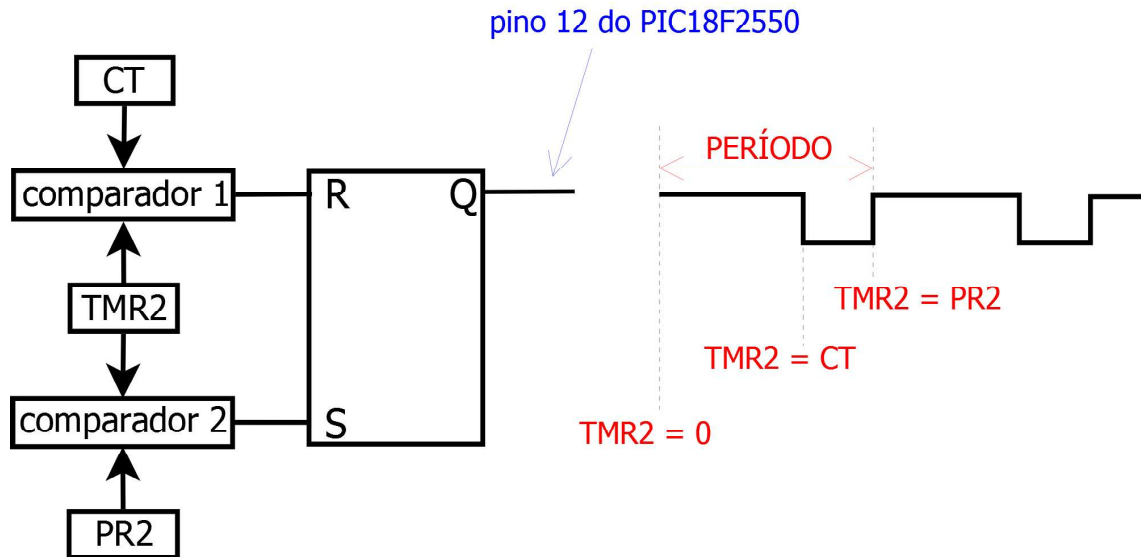
4.1.2 Geração dos Pulsos

O módulo CCP do PIC8F2550 foi configurado para atuar como um oscilador PWM. Ele funciona como um oscilador astável, gerador de onda quadrada cujo Ciclo de Trabalho (CT) pode ser ajustado..

A Figura 4.4 mostra a arquitetura do modo oscilador PWM. Uma onda quadrada fica disponível na saída Q de um *flip flop* RS, a qual é enviada ao pino 12 do chip. A formação desse sinal é controlado por dois comparadores conectados nas entradas R e S do *flip flop*. O comparador 1 compara os valores dos registros TMR2 (TIMER 2 de 8 bits) e CT (Ciclo de Trabalho de 10 bits). O comparador 2 compara os valores de TMR2 e do Registrador de Período PR2 (8 bits).

Considere que na energização do circuito a saída Q esteja em nível alto. Nesse momento o registrador TMR2 começa a ser incrementado a cada Ciclo de Máquina, ou seja, TMR2 é um contador de Ciclos de Máquina. Quando o valor de TMR2 é igual ao valor de CT (Ciclo de Trabalho), o comparador 1 reinicia o *flip flop* RS e a saída Q vai para nível baixo. Assim, o valor do registrador CT determina o instante que o pulso fica em nível alto. Enquanto isso TMR2 continua sendo incrementado a cada Ciclo de Máquina. Quando o valor de TMR2 se iguala ao de PR2, o comparador 2 seta o *flip flop* RS e com isso Q vai para nível alto novamente. Nesse momento TMR2 é reiniciado, ou seja, recomeça a contagem do zero e o processo se repete indefinidamente. Portanto, um sinal quadrado vai sendo gerado na saída Q do *flip flop* RS. A forma de onda obtida também é mostrada na Figura 4.4.

Figura 4.4: Processo de geração do sinal quadrado utilizando o oscilador PWM interno do PIC18F2550. O circuito, a esquerda, mantém na saída Q uma onda quadrada controlada pelos parâmetros de entrada do *flip flop* RS. A forma de onda, a direita, mostra como as variáveis atuam na formação do sinal quadrado.



Fonte: O próprio autor.

O registrador de 8 bits PR2 é o elemento de controle do período do sinal e por isso ele é chamado de Registrador de Período [14]. Aqui, os valores teóricos calculados de $T_{OSC} \approx 20,833$ ns e $CM \approx 83,33$ ns são mantidos fixos. Nessas condições, a frequência e o período da onda gerada (sinal PWM) são dadas por:

$$F_{PWM} = \frac{1}{(PR2 + 1) \times CM} \quad \text{e} \quad P_{PWM} = (PR2 + 1) \times CM$$

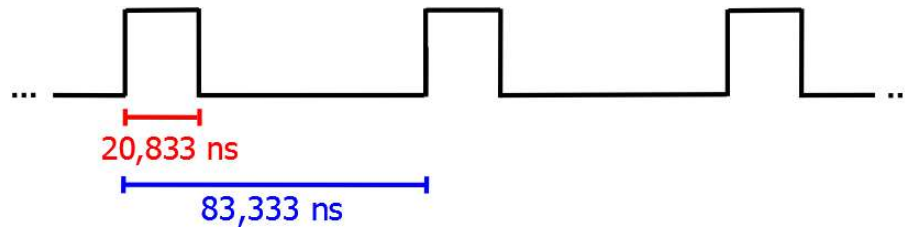
em que CM é o Ciclo de Máquina, F_{PWM} e P_{PWM} são, respectivamente, a frequência e o período do sinal PWM.

Para que seja possível a obtenção dos pulsos mais estreitos, os valores de PR2 e CT foram calculados de modo a obter-se a maior frequência e o menor ciclo de trabalho. Dessa forma, $PR2 = 0 \Rightarrow F_{PWM} = 12$ MHz e $P_{PWM} \approx 83,333$ ns. Teoricamente, $CT = T_{OSC} \approx 20,833$ ns. A Figura 4.5 mostra o formato do sinal ajustado pelos valores das variáveis teoricamente calculadas.

É importante sempre garantir que a condição $CT < PR2$ seja estabelecida. Caso contrário, a onda quadrada deixará de existir e o sinal PWM será mantido permanentemente em nível lógico alto. [14].

Como visto, o modo PWM do PIC18F2550 foi configurado para funcionar como um oscilador do tipo astável. Porém, é necessário uma forma de se controlar o momento em que os pulsos devem estar disponíveis na saída do microcontrolador. Quando não estiverem disponíveis, a saída deve permanecer em nível lógico baixo. A próxima seção

Figura 4.5: Sinal teórico gerado pelo oscilador PWM a partir do qual será formado os pulsos de de excitação.



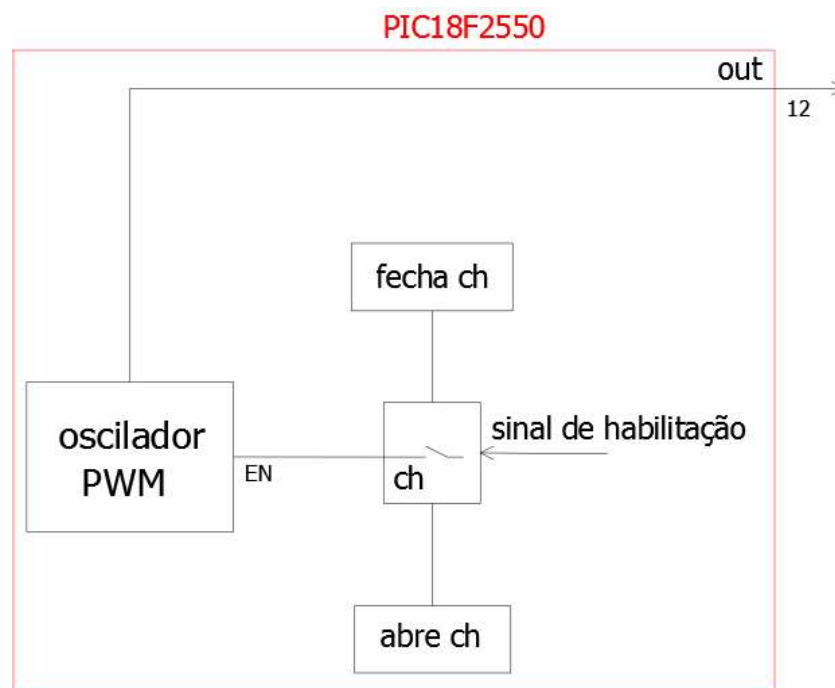
Fonte: O próprio autor.

explica como esse processo ocorre.

4.1.3 Controle dos Pulsos

Foi visto que o mecanismo de geração da onda quadrada é formado por um *flip flop* RS mais alguns registradores de controle. Todo esse aparato agora é considerado um sistema (oscilador PWM) sobre o qual é conectado um sinal de habilitação que permite habilitar e desabilitar o oscilador PWM.

Figura 4.6: Um sinal de habilitação é ligado através de uma chave *ch* ao oscilador PWM. Essa chave é controlada por um registrador específico internamente ao microcontrolador. Quando *ch* é fechada, o sinal PWM é disponibilizado no pino 12 do PIC18F2550. Quando *ch* é aberta, o pino 12 fica mantido em nível lógico baixo. Portanto, os tempos de abertura e fechamento de *ch* determinam o período do sinal e o número de pulsos por período. Os blocos abre e fecha *ch* são implementados por código de programa.



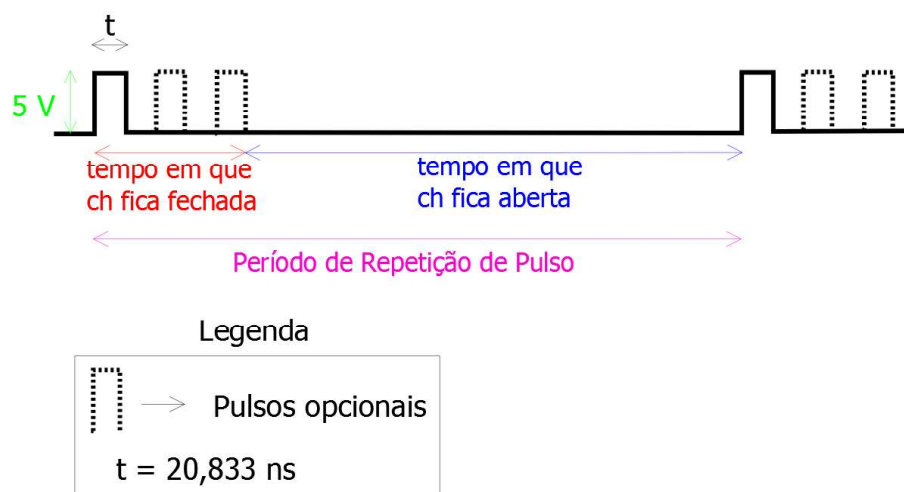
Fonte: O próprio autor.

A Figura 4.6 mostra como o sinal de habilitação age sobre o oscilador PWM. O oscilador é ligado ao sinal de habilitação através de uma chave *ch*. Quando *ch* está fechada o sinal PWM é obtido no pino 12 do PIC18F2550. Ao abrir *ch* o pino 12 é mantido em nível baixo. O instante de tempo que *ch* fica fechada, determina a quantidade de pulsos e o instante de tempo em que *ch* fica aberta, determina o tempo que o pino 12 fica em nível baixo. Portanto, *ch* controla a quantidade e o momento que os pulsos estarão presentes na saída.

A Figura 4.7 mostra como um Período de Repetição de Pulsos (PRP) é formado ao se controlar os instantes de tempo de abertura e fechamento de *ch*. Um Período de Repetição de Pulsos é formado pelo tempo em que *ch* fica fechada somado com o tempo em que *ch* fica aberta. A Frequência de Repetição de Pulsos (PRF) é dada por:

$$PRF = \frac{1}{PRP}$$

Figura 4.7: O instante de tempo que o oscilador PWM fica habilitado (*ch* fechada) determina a quantidade de pulsos por período (um a três). Um nível lógico baixo é obtido durante o instante de tempo que o oscilador PWM fica desabilitado (*ch* aberta). A soma dos tempos de abertura e fechamento de *ch* forma um Período de Repetição de Pulsos.



Fonte: O próprio autor.

Dois botões de controle (chaves táteis do tipo *push button*) permitem determinar as características dos pulsos de saída visando sua personalização. O usuário pode escolher entre um e três pulsos em cada Período de Repetição. As opções de frequência de Repetição de Pulsos são 100 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz. Esses valores são os mais comuns em equipamentos comerciais do gênero (Olympus 5072 e) e por isso foram aqui implementados. A personalização do sinal é guiada por um mostrador LCD 16x02 funcionando no modo 8 bits de dados. Todo o PORTB do microcontrolador foi reservado para a comunicação com mostrador LCD.

Com o objetivo de produzir os pulsos mais estreitos (teoricamente 20,833 ns) a velocidade de operação do PIC18F2550 foi maximizada para um valor fixo de 12 MHz. O PRF, por sua vez, tem relação com os instantes de abertura e fechamento da chave *ch* conforme observado na Figura 4.7. Portanto, para este caso, a velocidade de processamento do microcontrolador determina o tempo de duração dos pulsos e o controle dos tempos de chaveamento de *ch* determina os valores de PRFs do sistema.

As opções de customização dos pulsos foram todas implementadas por *firmware*. Durante o desenvolvimento do sistema foram realizados inúmeros testes e modificações com o objetivo de converter a maior parte do *hardware* em *firmware*. É comum que esse processo torne mais complexo o ambiente de programação mas em contrapartida torna o sistema mais versátil, simples, com melhores características de portabilidade e montagem mais fácil. A próxima seção visa mostrar o fluxograma de funcionamento da versão final do *firmware* que foi desenvolvido.

4.1.4 Código de Controle do Microcontrolador

O código de controle do microcontrolador refere-se as instruções gravadas em sua memória de programa *flash*, também chamado de código fonte ou *firmware*. Ele é responsável pela lógica de formação, controle e personalização do sinal. Todas as etapas seguintes ao Gerador de Pulsos Microcontrolado tem a função exclusiva de manipulação do sinal recém gerado.

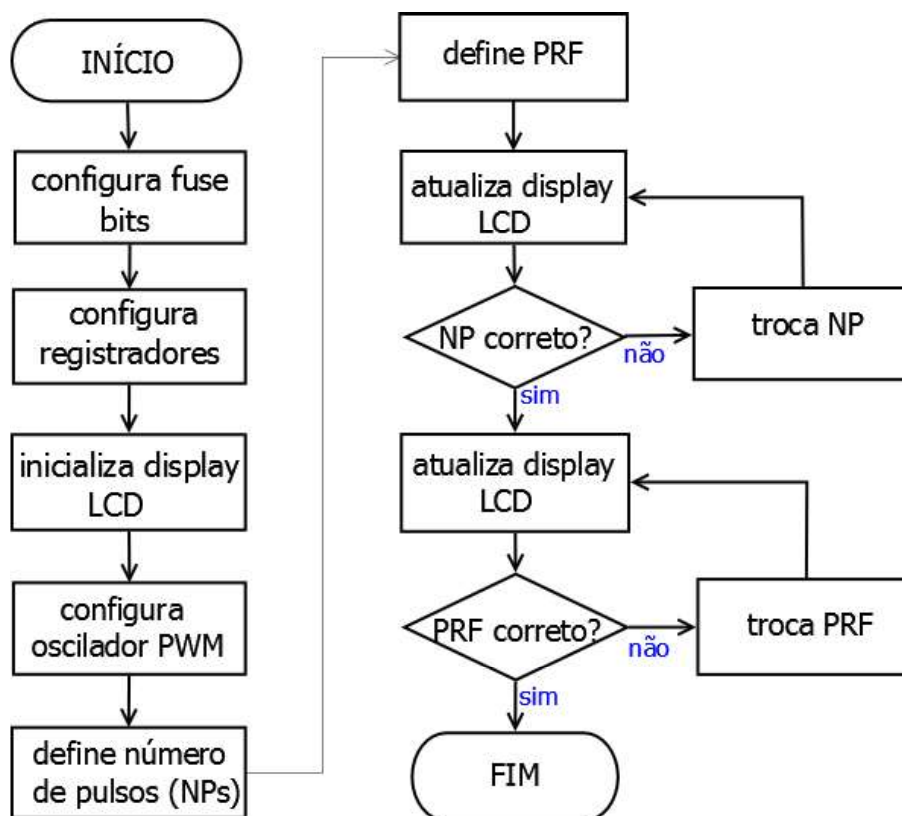
Primeiramente foi desenvolvido um código fonte em linguagem de programação C através da plataforma MPLAB X IDE. Foram obtidos pulsos de instantes de duração variáveis e controláveis através dos botões de controle. Porém, percebeu-se que esses pulsos poderiam ser otimizados para aumentar sua largura de banda utilizando um código fonte bem mais eficiente e que utiliza menos recursos do microcontrolador, além de possibilitar melhor controle sobre o *hardware*. Essa sofisticação foi introduzido através da linguagem de programação *Assembly* porém, agora foi empregada outra plataforma de desenvolvimento: o MPLAB IDE V8.92.

Empregando a linguagem *assembly* foi possível obter a máxima performance do microcontrolador. Pulsos mais estritos foram obtidos (teoricamente 20,833 ns), funções foram otimizadas e a velocidade de processamento e de execução das instruções aumentadas. Essas otimizações permitiram melhor controle sobre os pulsos de excitação e um ajuste mais fácil para o usuário do equipamento. A capacidade do sistema também foi ampliada ao possibilitar ao usuário o controle da quantidade de pulsos por período de repetição.

A Figura 4.8 mostra o fluxograma do código fonte em sua versão final. A configuração dos *fuse bits* (bits de configuração) e dos registradores ajustam funções muito específicas do microcontrolador, tais como determinação da frequência do sinal

de *clock*, configuração do módulo CCP para atuar como oscilar PWM e definição de pinos de entrada/saída. Em particular, a configuração dos registradores de funções especiais do microcontrolador é que determina, de fato, as principais tarefas que PIC18F2550 irá realizar. [14].

Figura 4.8: Versão final do fluxograma do código de controle, em linguagem de programação assembly, que foi gravado no microcontrolador.



Fonte: O próprio autor.

A inicialização do mostrador LCD define os modos de trabalho da unidade de visualização [35]. Aqui, o visor LCD é ajustado para apresentar o número de pulsos e a Frequência de Repetição dos Pulsos que são selecionados pelo usuário.

O bloco de configuração do oscilador PWM ajusta o oscilador para gerar uma onda quadrada contínua. Esse bloco funciona como uma fonte de onda quadrada a qual é utilizada para a formação da Frequência de Repetição de Pulsos e do número de pulsos por período de repetição.

Os blocos de definição do número de pulsos por período (um a três) e definição do PRF (100 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz) são formados por camadas de *firmware* que controlam os tempos de habilitação de desabilitação do oscilador PWM visando a formação dos pulsos de excitação. Esses blocos montam o catálogo de opções disponíveis ao usuário para customizar os pulsos que irão excitar o transdutor. O mostrador LCD é atualizado toda vez que o usuário atua nos botões de controle para alterar a configuração do sinal.

Os blocos de decisão representam o momento em que o sinal está em personalização. São dois botões de controle. Um para alterar o número de pulsos (bloco troca NP) e outro para a Frequência de Repetição de Pulsos (bloco troca PRF). A cada toque nos botões o visor LCD é atualizado. O processo termina quando a configuração do sinal é a almejada pelo usuário.

Convém notar, que o modelo de personalização projetada tem formato circular. O operador vai passando por cada PRF e NP, a cada toque efetuado nos botões de controle. Após a última opção, o próximo toque retorna a primeira.

Como visto, ao PIC18F2550 foi incorporada toda a lógica de formação, manipulação, controle e customização dos pulsos além de atuar em conjunto com um mostrador LCD para apresentar informações ao usuário. Porém, os pulsos gerados são de baixa potência (+5 V e 25 mA) e por isso necessitam de amplificação. Um pré-amplificador de corrente (*Gate Driver*) habilita os pulsos para acionar o módulo de potência.

4.2 *Gate Driver*

O estágio *Gate Driver* tem por base o circuito integrado UCC27517 fabricado pela empresa americana Texas Instruments (TI). Esse chip tem encapsulamento SOT-23 de 5 pinos de canal único e alta velocidade [28]. Ao *Gate Driver* incumbe-se a função de aumentar a capacidade de corrente dos pulsos. Ele foi projetado exclusivamente para acionar dispositivos de comutação.

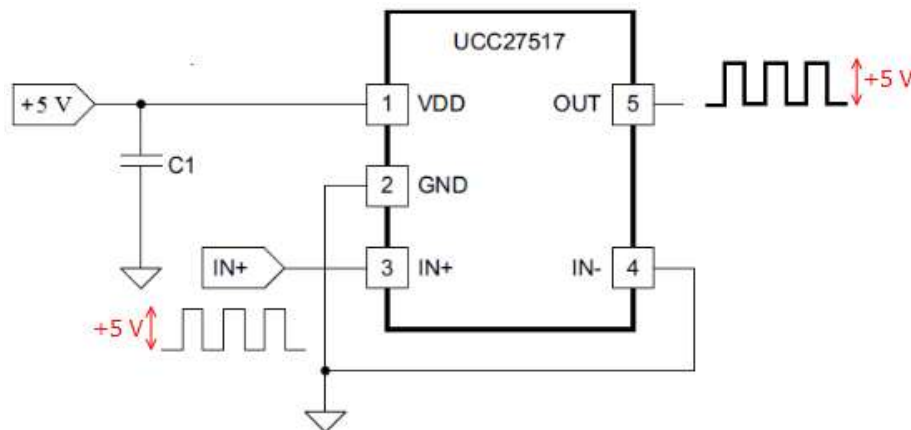
O microcontrolador tem a capacidade de acionar cargas que exigem no máximo 25 mA [14]. Com a introdução do *Gate Driver*, a capacidade de acionamento aumenta para até 4 A. Na Figura 4.9 é apresentado o esquemático do *Gate Driver*. Os pulsos provenientes do pino 12 do microcontrolador são aplicados no pino 3 do UCC27517. O sinal amplificado em corrente é disponibilizado no pino 5 do chip.

Tipicamente, o chip UCC27517 tem um atraso de propagação na faixa de 13 ns e tempos de subida e descida do sinal de saída menores do que 10 ns [28]. Esse fato, somado a alta corrente de acionamento, resulta em uma habilidade de acionar dispositivos chaveadores de potência com alta eficiência e em instantes de tempo muito curto. Por essa razão ele foi escolhido nesse projeto.

É importante que em todo circuito integrado, a linha de alimentação tenha filtros contra ruídos de alta frequência. Esses ruídos são comuns e uma forma simples e barata de resolver esse problema consiste em conectar um capacitor cerâmico de desacoplamento de 100 nF o mais próximo possível dos pinos de alimentação do chip [28], [36]. O capacitor C1 realiza essa função.

O UCC27517 tem a opção de aumentar a tensão e/ou a corrente do sinal aplicado em sua entrada [28]. Aqui, optou-se unicamente pelo ganho de corrente. Isso

Figura 4.9: Esquema elétrico do estágio *Gate Driver*. Os pulsos provenientes do Gerador de Pulsos Microcontrolado são aplicados no pino 3 do UCC27517 para serem amplificados em corrente. O sinal de saída é disponibilizado no pino 5. A amplitude da tensão dos pulsos de entrada e saída é mesma (+5 V). Apenas a capacidade de fornecimento de corrente é aumentada.



Fonte: Adaptado de [28] pelo autor.

possibilitou alimentar o estágio *Gate Driver* com a mesma fonte de alimentação que aciona o microcontrolador (+5 V) sem prejuízos ao acionamento dos estágios seguintes.

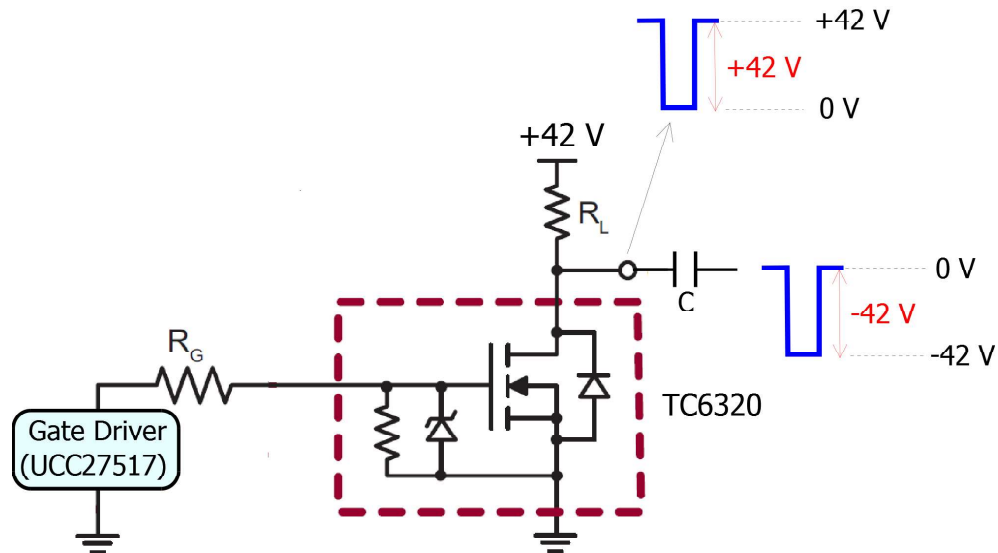
Embora o estágio *Gate Driver* aumente a capacidade de corrente dos pulsos provenientes do microcontrolador, eles ainda não tem energia suficiente para excitar o transdutor de ultrassom. Para demandar maior potência aos pulsos, eles necessitam passar pelo estágio Módulo de Potência. A seguir é apresentado o funcionamento desse estágio.

4.3 Módulo de Potência

O sinal proveniente do estágio *Gate Driver* é aplicado ao Módulo de Potência o qual é formado por um circuito chaveador baseado no transistor MOSFET duplo TC6320 fabricado pela Microchip Technology Inc. O TC6320 consiste em MOSFETs de canal N e canal P de alta tensão, alta velocidade, e baixo limiar em pacotes SOIC (*Small Outline Integrated Circuit*) e DFN (*Dual Flat No-lead*) de 8 derivações. Ambos os MOSFETs possuem resistores porta-fonte integrados e grampos de diodo Zener porta-fonte que são desejados para aplicações de geradores de alta tensão [37]. Aqui, apenas o MOSFET de canal N é utilizado. Ele é responsável por acionar o transdutor ultrassônico com um pico negativo de tensão cuja amplitude é determinada pela fonte de alimentação disponível no dreno do MOSFET. A Figura 4.10 ilustra o diagrama esquemático do Módulo de Potência.

Quando o pulso proveniente do *Gate Driver* está em nível lógico alto (+5 V), o MOSFET entra em condução e o terminal de dreno vai para nível lógico baixo ($V_{DS} \approx 0$ V). Quando não há aplicação de tensão no terminal de *gate* ou porta do MOSFET (0 V), o transistor fica em corte e a tensão de alimentação fica disponível no terminal de dreno do

Figura 4.10: O Módulo de Potência tem como base o transistor MOSFET TC6320. Os pulsos vindos do *Gate Driver* são entregues ao terminal de *gate* ou porta do transistor. O sinal amplificado disponível no dreno passa por um capacitor de acoplamento para retirada da componente de corrente contínua (CC) do sinal. Os pulsos de saída, além de amplificados, estão invertidos em relação aos pulsos de entrada.



Fonte: O próprio autor.

MOSFET ($V_{DS} \approx +42\text{ V}$). Portanto, os pulsos são convenientemente amplificados através do chaveamento do transistor e são invertidos em relação aqueles aplicados ao terminal de porta do MOSFET.

A Figura 4.10 também ilustra os pulsos que são obtidos no dreno do MOSFET. para retirar a componente de corrente contínua dos pulsos amplificados, um capacitor de acoplamento do tipo disco cerâmico (C) é utilizado.

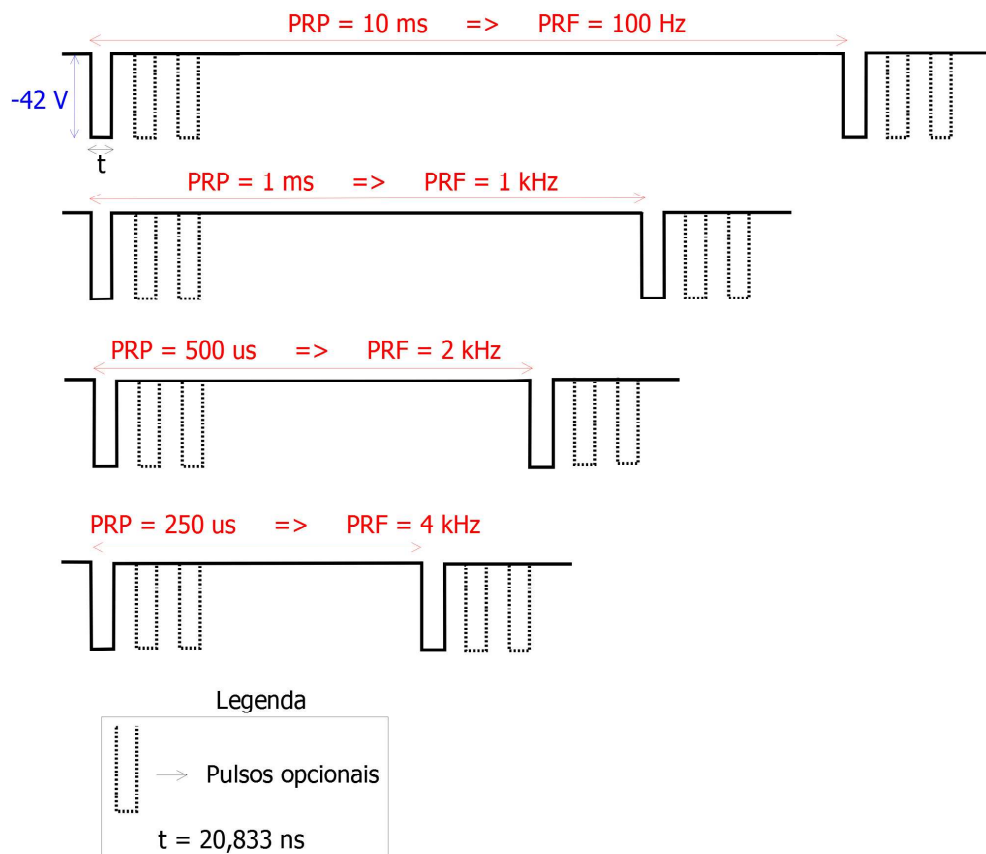
O acoplamento entre o MOSFET e o *Gate Driver* é feito via R_G . Valores grandes de R_G podem levar o MOSFET a chavear de forma lenta e valores pequenos, levam a comutação ineficiente. Como o MOSFET é visto como um capacitor pelo circuito de acionamento [21], é lógico concluir que o valor de R_G deve ser escolhido em função da máxima frequência de comutação e também da corrente máxima que o terminal de porta do MOSFET consegue suportar. Nesse projeto, foi determinado experimentalmente $R_G = 10\ \Omega$.

O resistor R_L funciona como uma carga de 'puxar' (*pull up*), cuja função é elevar a tensão do pino de dreno, ao qual ele está conectado, para um nível lógico alto (*up*) enquanto o TC6320 estiver em corte. A tensão de dreno será de +42 V na ausência de pulso no *gate* e 0 V quando o pulso estiver presente no *gate*. R_L também determina a forma de decaimento dos pulsos pois forma um circuito RC (Resistor-Capacitor) com a capacitância intrínseca de dreno. Para controlar o tempo de decaimento e realizar o ajuste de sobretensão (*overshoot*) dos pulsos amplificados, pode-se inserir um potenciômetro de

1 k Ω em série com R_L . O valor de R_L , determinado experimentalmente, foi fixado em 100 Ω .

A Figura 4.11 mostra o formato completo dos pulsos de excitação que, em teoria, ficam disponíveis após o capacitor de acoplamento C. Esse é o sinal que, idealmente, aciona o transdutor ultrassônico. Ele é invertido em relação ao sinal obtido inicialmente no Gerador de Pulsos Microcontrolado e de amplitude bem maior. Os pulsos agora tem amplitude de -42 V com capacidade para acionar cargas que demandam até 1 A.

Figura 4.11: Pulsos amplificados pelo Módulo de Potência. Esse estágio demanda ao pulsos de excitação, a potência necessária ao acionamento do transdutor ultrassônico. Aqui, os pulsos tem amplitude de -42 V e capacidade de acionar cargas que demandam até 1 A.



Fonte: O próprio autor.

Idealmente, a duração dos pulsos (t) deveria ser a mesma em todos os estágios de amplificação. Mas na prática, o tempo t é aumentado devido as imperfeições do circuito (indutâncias e capacitâncias parasitas) e também devido a imprecisões dos equipamentos de medição utilizados, em particular, o osciloscópio que foi empregado. Isso será mostrado na seção de resultados.

O MOSFET TC6320 necessita comutar em uma frequência mínima igual ao menor PRF do sistema (100 Hz). Porém, em um único PRF pode haver até 3 pulsos o que

implica em uma frequência máxima de comutação de 12 MHz. Esses valores determinam os limites inferior e superior da velocidade de comutação do transistor.

Durante o chaveamento, o TC6320 necessita carregar e descarregar suas capacitâncias intrínsecas muito rapidamente o que leva a um consumo relativamente alto de corrente durante um intervalo de tempo muito curto (alguns nanossegundos) [23]. O consumo máximo ocorre na maior velocidade de chaveamento (12 MHz). Por isso, existe a necessidade de utilizar um estágio de acionamento (*Gate Driver*) o qual tende a elevar a capacidade de corrente dos pulsos para o acionamento seguro do transistor TC6320.

Embora tenha sido utilizado uma tensão de +42 V para alimentação do dreno, foi testado valores que variam de +30 V a +100 V. Maiores valores de tensão aumentam a amplitude e a duração dos pulsos. Para fins práticos, considera-se que a amplitude de tensão dos pulsos é igual ao valor da tensão de alimentação de dreno, embora possa haver uma pequena discrepância entre esse dois valores (0,5 V medidos para esse sistema). Essa diferença é devida, principalmente, as perdas que ocorrem durante a operação dinâmica do MOSFET [21].

Após amplificação em corrente pelo estágio *Gate Driver* e em potência, pelo TC6320, os pulsos agora estão munidos dos valores de tensão e corrente necessários para o acionamento do transdutor ultrassônico. A próxima seção visa apresentar características gerais a respeito dos transdutores que foram utilizados.

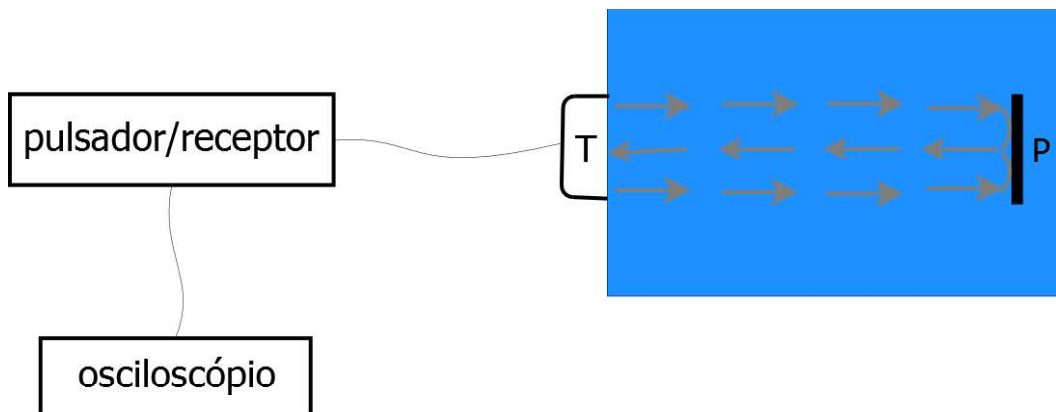
4.4 Transdutor Ultrassônico Piezoelétrico

O transdutor ultrassônico é o elemento que converte sinais elétricos em ultrassom ou sinais ultrassônicos em elétricos. É constituído por um material cerâmico piezoelétrico sendo um dos mais comuns, o Titanato Zirconato de Chumbo (PZT) [30]. A Figura 4.12 mostra um desenho de um pulsador/receptor ultrassônico excitando um transdutor imerso em meio líquido para determinação de suas propriedades físicas. A caracterização do meio se dá pela análise da velocidade e atenuação da onda de ultrassom quando o eco retorna ao transdutor.

A placa P é um refletor de ultrassom. Ela se caracteriza por apresentar impedância acústica bem diferente do meio onde está inserida. Quanto maior essa diferença, maior será a energia captada do sinal de eco. Deve cuidar para que a incidência do pulso ultrassônico será normal ao refletor de ultrassom.

O transdutor de ultrassom deve estar localizada a partir de uma distância mínima do transdutor (T). Essa região do campo acústico conhecida como zona do campo próximo deve ser evitada. Ela se destaca por ser uma região de grande instabilidade do sinal acústico, fazendo com que a amplitude do eco oscile de forma não controlada [32]. Isso dificulta a reprodutibilidade das análises, quando realizada dentro dessa região, ou seja, existe variações das médias obtidas por diferentes operadores utilizando o mesmo

Figura 4.12: Transdutor ultrassônico (T) sendo excitado por pulso estreito de tensão, gerado através de um sistema pulsador/receptor. O ultrassom refletido (eco) através da placa P é novamente convertido em um sinal elétrico pelo transdutor. O osciloscópio permite a analisar eco visando a caracterização do meio onde a onda de ultrassom se propagou.



Fonte: O próprio autor.

equipamento de medição para medir repetidamente uma mesma grandeza da amostra. A zona de campo próximo é definida por $N = D^2 f / 4c$, em que D é o diâmetro efetivo (abertura) da cerâmica piezoelétrica do transdutor, f sua frequência central de vibração, c a velocidade de propagação do som no meio [32].

Dois tipos de transdutores foram utilizados para obtenção de resultados no sistema aqui proposto. Um de imersão, projetado para trabalhar imerso em meio líquido e outro de contato, projetado para funcionar em contato com uma superfície sólida.

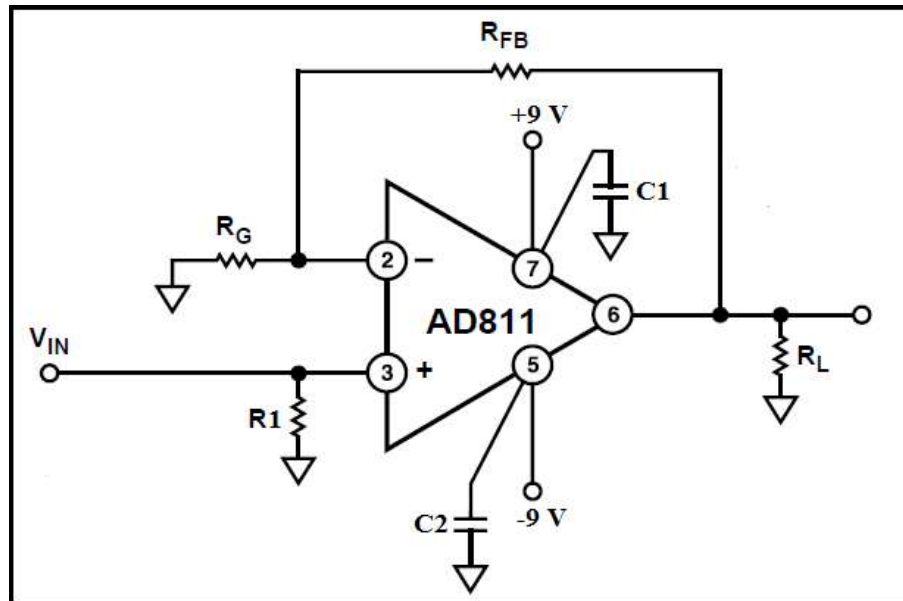
Haja visto que os pulsos de transmissão foram gerados e amplificados, ainda resta a manipulação e controle do eco, após sua conversão em sinal elétrico no transdutor. A próxima seção detalha esse processo.

4.5 Amplificador de Eco

Quando o transdutor é excitado, um pulso mecânico de ultrassom se propaga através do material. O ultrassom refletido (eco) é captado pelo transdutor e convertido em um sinal elétrico. O eco no transdutor, embora já passível de ser visualizado através de um osciloscópio, possui uma fração da energia do ultrassom que foi emitido [32]. Por isso um amplificador de tensão para o sinal de eco é muito útil ao sistema. Isso facilita a visualização do sinal, melhora a faixa dinâmica do sistema e aumenta a sua faixa de medição e atuação.

O amplificador de eco desenvolvido tem por base o AOP AD811 ligado na configuração não inversora como mostra a Figura 4.13. O AD811 é fabricado pela empresa de semicondutores Analog Devices e sua frequência de ganho unitário está em torno de 140 MHz. Nos experimentos foi possível operá-lo com um ganho médio máximo de cerca de 40

Figura 4.13: Amplificador não inversor genérico utilizado para a amplificação do eco. O sinal amplificado é disponibilizado no resistor R_L . Esse sinal será visualizado em um osciloscópio para análise das propriedades do meio onde a onda sonora se propagou.



Fonte: Adaptado de [38] pelo autor.

dBs utilizando um único estágio amplificador alimentado com $\pm 9\text{ V}$ (simétrica). Pode-se obter melhor amplificação trabalhando com tensões de alimentação simétricas mais elevada (máximo de $\pm 15\text{ V}$) [38]. Porém, nesse caso, a escolha dos componentes externos de polarização torna-se crítica devido a possibilidade de aquecimento descontrolado do AOP.

Os capacitores C1 e C2, ambos cerâmicos de 100 nF , são para desacoplar ruídos de alta frequência na linha de alimentação simétrica. O resistor R_L representa uma carga genérica que é acoplada na saída do amplificador de eco, nesse caso, o osciloscópio. Os valores de $R_1 = 100\ \Omega$ e $R_G = 1\text{ k}\Omega$ foram determinados experimentalmente para maximizar o sinal amplificado. O ganho G do amplificador é dado por:

$$G = 1 + \frac{R_{FB}}{R_G} \quad \text{ou} \quad G(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{R_{FB}}{R_G} \right)$$

em que R_{FB} , resistor de *feedback* ou de realimentação, foi substituído por um potenciômetro de $100\text{ k}\Omega$ em série com um resistor de $1\text{ k}\Omega$. Isso permite variar o ganho do amplificar entre 6 dBs e 40 dBs aproximadamente.

Pela Figura 4.13, o pino 3 do AOP recebe o eco vindo do transdutor e o pino 6 é onde se recolhe o sinal amplificado. Para o sinal de entrada não ficar flutuante e também para formar uma rede divisora de tensão com o sinal de eco, há um resistor de $100\ \Omega$ entre a entrada não inversora e o terra do circuito [38]. Sem esse resistor o circuito integrado AD811 pode não funcionar corretamente e sofrer aquecimento elevado.

Idealmente, o sinal de saída do amplificador não inversor está em fase com aquele aplicado em sua entrada. Porém, na prática, é possível que haja mudanças de fase devido aos efeitos de componentes reativos no circuito. A escolha pelo amplificador não inversor para aumentar a energia do sinal de eco foi devido ao seu ganho de tensão extremamente elevado utilizando-se apenas um único estágio de amplificação. Além disso, de forma geral, ele tem características que melhor se aproximam de um amplificador ideal quando comparado ao seu análogo inversor [33].

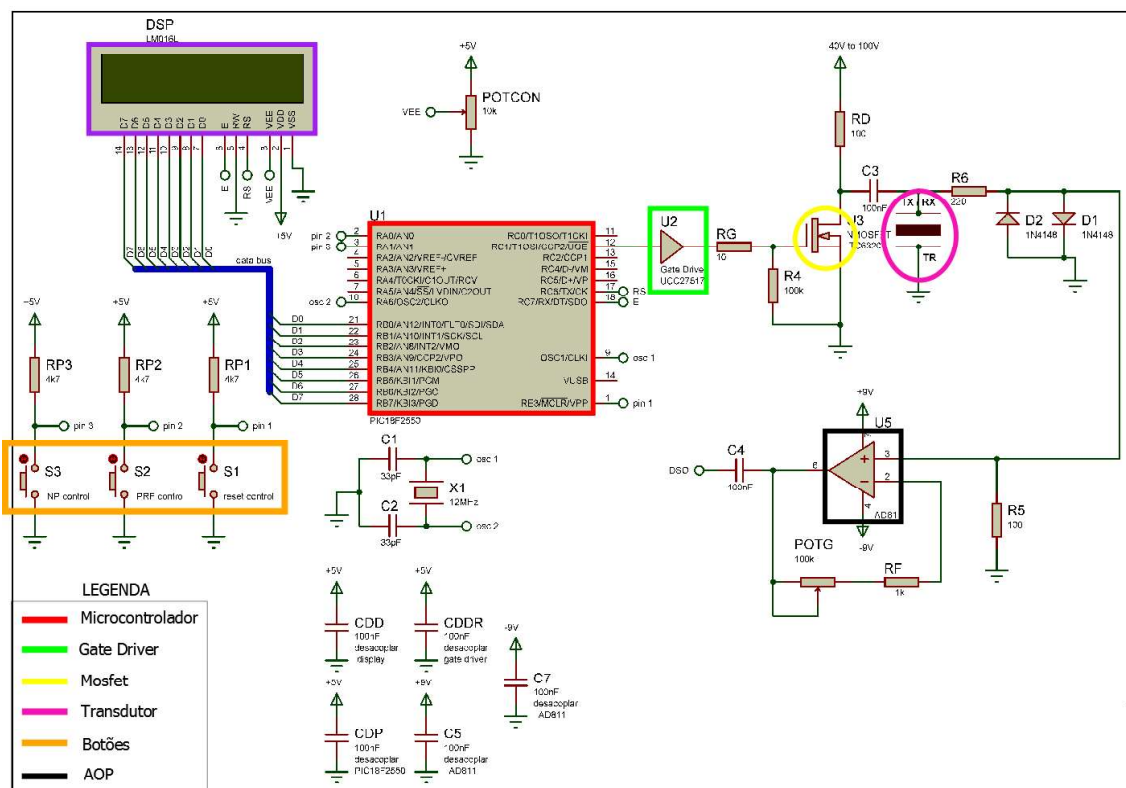
Por outro lado, a presença de um amplificador operacional de alta performance e alto ganho como o AD811, acrescenta complexidade na fonte de alimentação do sistema. Isso porque os valores de tensão que alimentam o AOP são simétricos. Porém, esse fato foi compensado na simplificação do circuito amplificador que utiliza apenas um circuito integrado com poucos componentes de polarização e fácil controle de ganho.

Encerra-se aqui, a explanação teórica dos estágios que compõem o sistema pulso-eco ultrassônico microcontrolado. Um protótipo foi desenvolvido e vários ensaios foram realizados visando a caracterização do equipamento. O próximo capítulo visa apresentar os resultados desse trabalho. Também é realizada uma comparação com um equipamento comercial do gênero para fins de validação do sistema, mostrando suas vantagens e desvantagens.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Cada etapa apresentada no capítulo anterior foi devidamente ensaiada e os circuitos foram conectados culminando no esquemático completo do equipamento apresentado na Figura 5.1. Esta Figura mostra todas as etapas do sistema ultrassônico microcontrolado (pulsador/receptor) conectadas. Consiste, portanto, na etapa de *hardware* a qual deve receber o *firmware* para que o sistema entre em operação.

Figura 5.1: Diagrama esquemático completo do sistema pulso-eco US2550PR.



Fonte: O próprio autor.

Ao sistema foi dado um nome (modelo), US2550PR onde as siglas são US para ultrassom, 2550 refere-se a numeração do microcontrolador e PR, as iniciais das

denominações Pulsador/Receptor. Esse processo de nomeação irá facilitar a comparação com outros equipamentos comerciais equivalentes que, diga-se de passagem, também são nomeados por seus fabricantes.

O sistema US2550PR foi comparado com um equipamento comercial semelhante de grande conceito na área de ultrassom: o Pulsador/Receptor Olympus 5072PR. Os pulsos gerados por cada equipamento passaram por um processo detalhado de análise para a certificação da qualidade do protótipo.

Este capítulo visa relatar os resultados de cada etapa dos experimentos e análises realizadas. Também são mostradas comparações aproximadas de custo de aquisição entre vários tipos pulsadores/receptores incluindo o equipamento aqui desenvolvido. Porém, antes segue a descrição das particularidades importantes do sistema US2550PR.

5.1 O Sistema Pulso-Eco US2550PR

Os pulsos gerados no microcontrolador estão disponíveis em seu pino 12. Pode-se observar, pela Figura 5.1, que todo o circuito entre o microcontrolador e o transdutor ultrassônico tem poucos componentes o que corrobora com o fato de que partes essenciais do sistema foram integradas via código fonte. Isso torna o equipamento pequeno, versátil e facilmente adaptável para um grande número de aplicações.

Os botões S2 e S3 tem como função configurar, respectivamente, a Frequência de Repetição de Pulsos e o número de pulsos por período de repetição. O botão S1 não é necessário ao funcionamento do circuito. Porém o mesmo foi introduzido com a finalidade de acrescentar um *reset* ao microcontrolador. Ao pressionar S1, o microcontrolador é reiniciado.

O capacitor C3, de 100 nF, acopla os pulsos de excitação ao transdutor. Os diodos D1 e D2 são de sinal do tipo 1n4148, ligados em antiparalelo. Eles protegem a entrada do circuito integrado AD811 contra pulsos de sobretensão. O AD811 é o principal componente do amplificador de eco. O ganho desse sistema é controlado pelo potenciômetro POTG, de 100 k Ω . O ponto DSO, na saída do amplificador, é utilizado para a visualização do eco amplificado. Um osciloscópio deve ser ligado nesse ponto. O acoplamento entre o AD811 e o osciloscópio é realizado pelo capacitor C4 (100 nF).

Para evitar que o pulso de excitação seja ceifado antes do transdutor ser acionado, o resistor R6 fornece isolamento entre o pulso presente no transdutor e a entrada do amplificador. O valor desse resistor foi cuidadosamente escolhido para que a interferência no sinal de eco seja a menor possível. Aqui, ele foi fixado em 220 Ω .

Cada unidade de circuito integrado contém um capacitor de desacoplamento do tipo cerâmico de 100 nF ligado entre seu pino de alimentação e o terra do circuito. Esses capacitores devem ser localizados o mais próximo possível de cada chip afim de realizarem

a filtragem de ruídos de alta frequência que podem surgir na linha de alimentação de cada peça de circuito integrado. [33].

O mostrador DSP é do tipo LCD 16x02 utilizado no modo 8 bits de dados. O PORTB ficou responsável pelo tratamento da informação a ser apresentada no mostrador LCD. Isso facilitou o desenvolvimento do código fonte em linguagem *Assembly*, mas em contra partida ocupou todos os 8 pinos do PORTB do microcontrolador. O pino R/W (*Read/Write*) do dispositivo LCD deve ser colocado em nível lógico baixo quando o mesmo for utilizado para a visualização da informação (escrita de dados no mostrador). Por essa razão, esse pino conectado ao terra do circuito. O trimpot POTCON (10 k Ω) é para controle de contraste do visor.

Para converter os pulsos de excitação em pulsos ultrassônicos foram utilizados dois tipos de transdutores. Um de imersão modelo NDT A309S (Panametrics/Olympus NDT Inc., Waltham, MA, EUA) com frequência de ressonância de 2,25 MHz e 12,70 mm de diâmetro e outro de contato modelo V204-RM de 2,25 MHz (Panametrics/Olympus NDT Inc., Waltham, MA, EUA).

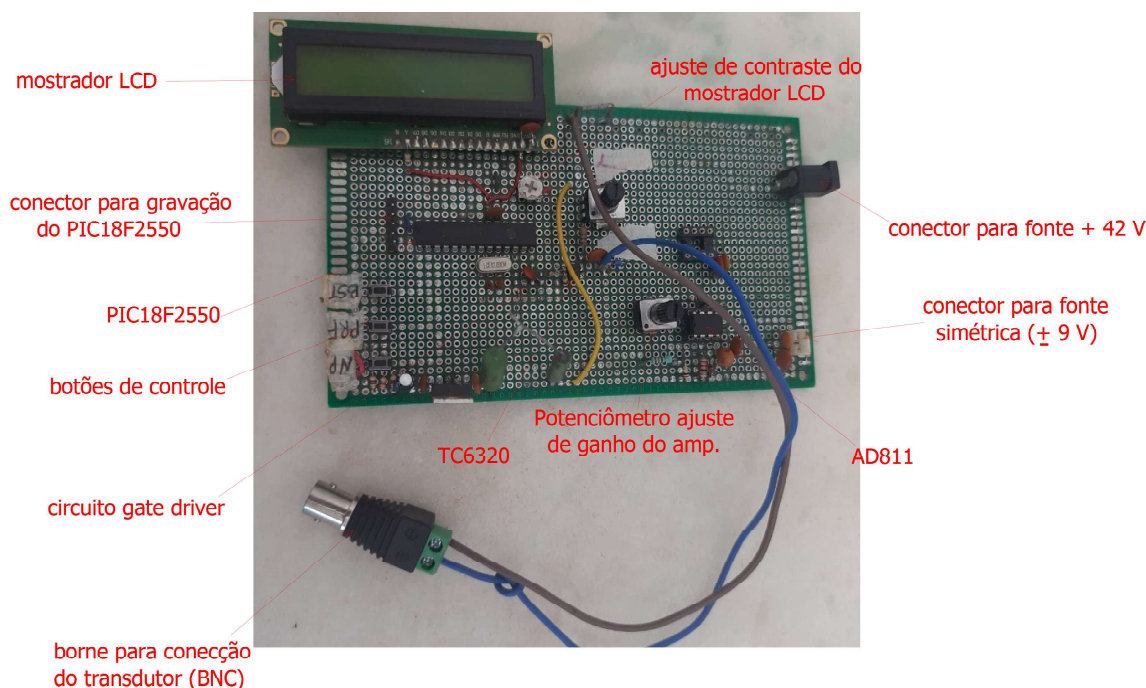
O resistor R4 (100 k Ω) é de proteção para o TC6320. Em caso de mau funcionamento do circuito, R4 impede que o MOSFET fique flutuante, evitando o estouro desse transistor. O resistor RG, resistor de *gate* ou de porta, forma um circuito RC (Resistor-Capacitor) com a capacitância de entrada do transistor TC6320. Seu valor depende da máxima frequência de chaveamento do MOSFET. Foi determinado, experimentalmente, que o valor ótimo para RG é 10 Ω .

X1 é um cristal de quartzo de 12 MHz que fornece uma frequência de referência para geração do sinal de *clock*. Como visto, ele ativa o PLL interno ao microcontrolador para fornecer um sinal de clock de 48 MHz. Os capacitores C1 e C2 são para estabilização do circuito de geração do *clock* [14]. É altamente recomendável que todos os capacitores do sistema sejam do tipo cerâmico devido a suas boas qualidades como baixas perdas e boa operação em altas frequências [39].

A Figura 5.2 mostra o aspecto real do protótipo montado em uma placa universal dupla face. A placa tem 9 cm de comprimento por 6 cm de largura. Nesse modelo de protótipo, também estão incluídos circuitos divisores e reguladores de tensão, os quais retiram da fonte de +42 V, os outros valores necessários de tensão. O amplificador de eco é o único elemento que necessita de alimentação simétrica. Esse amplificador foi alimentado com duas baterias de 9 V combinadas para fornecerem ± 9 V.

As tensões de alimentação não são críticas. O sistema, como um todo, apresentou um consumo de pico ($I_{m\acute{a}x}$) em torno de 300 mA, sendo que o consumo médio quadrático (I_{RMS}) está na faixa dos 100 mA. Para fins de padronização, fontes comerciais do tipo colmeia também foram testadas. As fontes de alimentação testadas foram: colmeia de +5 V x 0,5 A, colmeia 48 V x 1 A e colmeia 24V x 0,5A. Esta última foi adaptada para fornecer alimentação simétrica de ± 9 V.

Figura 5.2: Protótipo do pulsador/receptor (sistema pulso-eco) desenvolvido. Foram acrescentados reguladores e resistores divisores de tensão com o objetivo de disponibilizar os potenciais necessários a partir de uma fonte única.



Fonte: O próprio autor.

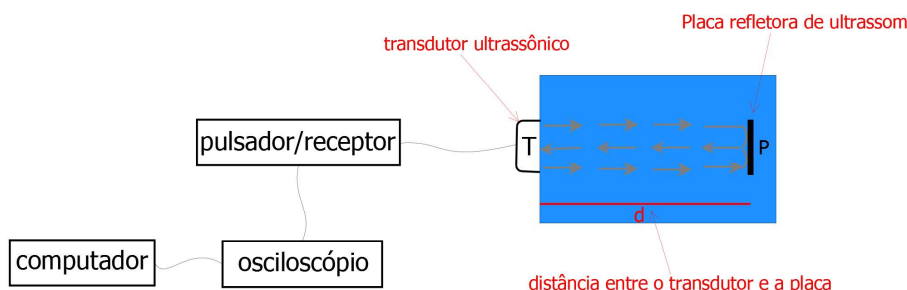
De posse do protótipo, a próxima seção visa mostrar os resultados que foram obtidos durante a caracterização do sistema US2550PR.

5.2 Caracterização dos Pulsos Gerados

A Figura 5.3 é uma ilustração simplificada que facilita o entendimento dos experimentos que foram realizados. O sistema foi avaliado para medir distâncias, o que foi feito em um tanque com água destilada [40]. A temperatura da água foi $26,18 \pm 0,2$ °C medida com termopar MTK-01 (Minipa, SP, Brasil). O termopar foi conectado ao módulo NI DAQ-9212 (National Instruments, TX, EUA) integrado ao módulo NI DAQ-9171 (National Instruments, TX, EUA) conectado a um computador. A equação empírica de Marczak [41] é utilizada para obter a velocidade do som na água em função da temperatura. A equação é um polinômio de quinta ordem válido de 0 a 95 °C, com erro de 0,02 m/s ou melhor na maioria das temperaturas. Um transdutor ultrassônico de imersão NDT A309S (Panametrics/Olympus NDT Inc., Waltham, MA, EUA) com frequência central de 2,25 MHz e 12,70 mm de diâmetro é acionado pelo MOSFET.

O transdutor foi conectado por meio de um cabo coaxial blindado de 75Ω (Panametrics/Olympus NDT Inc., Waltham, MA, EUA), especial para uso em ultrassom, ao protótipo pulsador/receptor ultrassônico (modelo US2550PR, Goiânia, GO, Brasil)

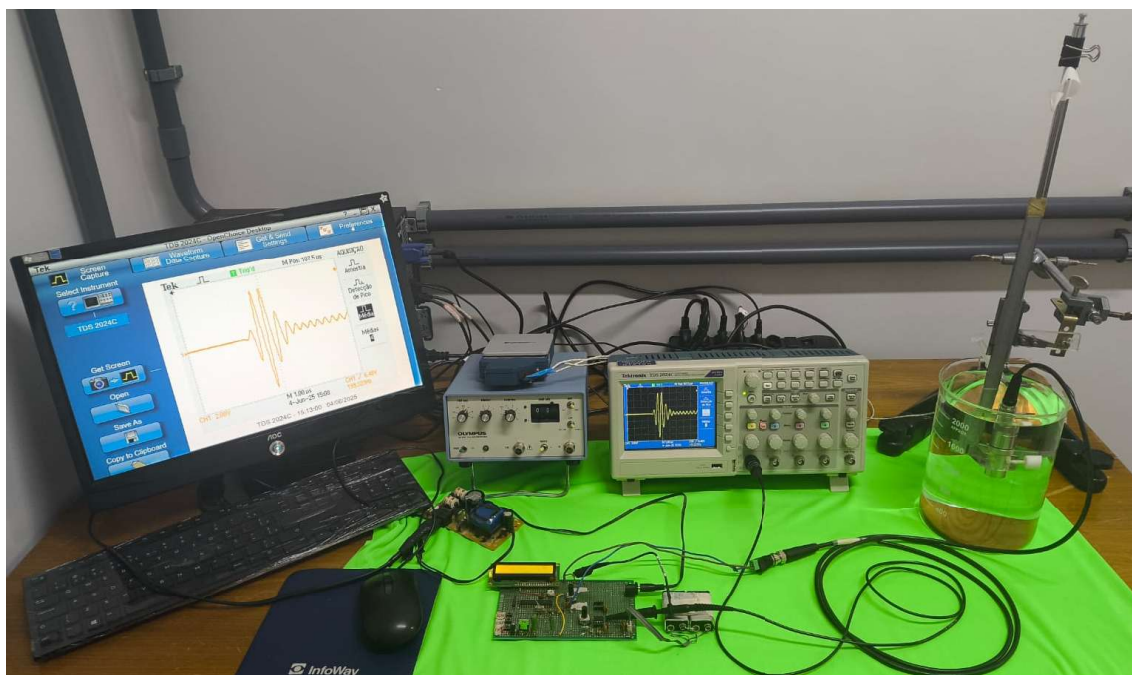
Figura 5.3: Diagrama simplificado esquematizando a realização dos experimentos. O pulsador/receptor (sistema US2550PR) excita o transdutor T. A onda mecânica de ultrassom, ao atingir a placa P, é refletida (eco) e retorna ao transdutor. O eco é amplificado e visualizado em um osciloscópio. O computador contém um algoritmo em MATLAB para a medição da distância d .



Fonte: O próprio autor.

operando no modo pulso-eco. Os pulsos ultrassônicos gerados passam por um divisor de tensão que divide o sinal em duas partes. Um deles composto por um sinal de referência é enviado para um osciloscópio (Tektronix TDS 2024A, Beaverton, OR, EUA), servindo como sinal de sincronismo. A outra parte do pulso, de maior amplitude, é enviada para o transdutor. Picos de tensão de saída com 42 V negativos foram enviados para excitar o transdutor que funciona como transmissor e receptor de sinais.

Figura 5.4: Foto da bancada de realização dos experimentos mostrando o eco em um osciloscópio e na tela do computador simultaneamente.



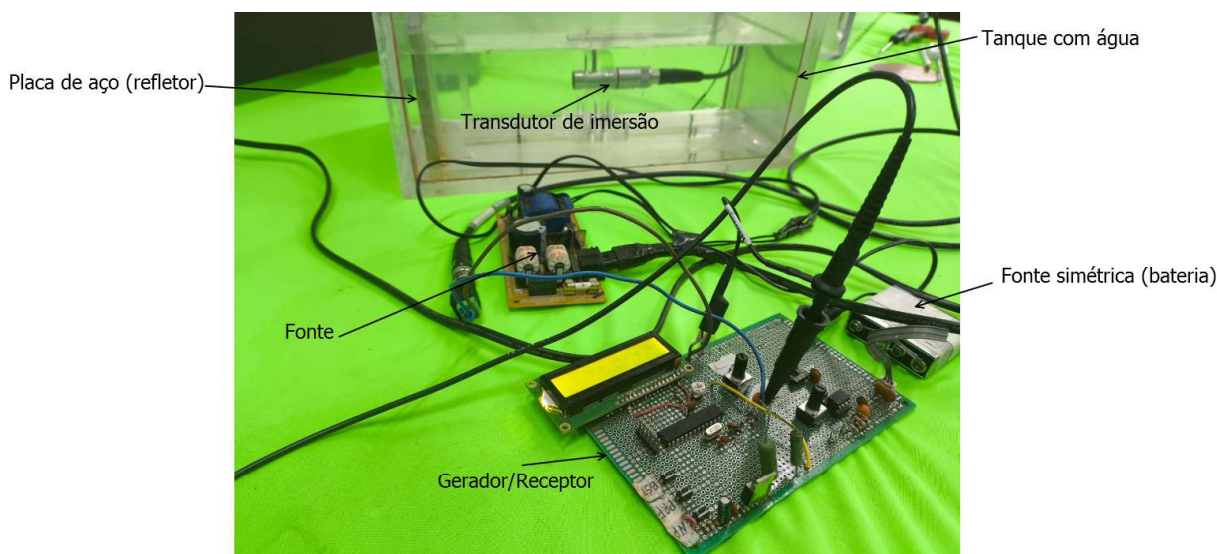
Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.4 mostra uma foto de bancada de realização dos experimentos.

O intuito aqui é apenas ilustrar a bancada de testes. Os sinais de eco captados são apresentados no osciloscópio e, ao mesmo tempo, direcionados para um computador para facilitar a caracterização detalhada do sistema US2550PR.

A Figura 5.5 reproduz o experimento da figura anterior com os equipamentos didaticamente posicionados e identificados de forma a facilitar o entendimento. Uma placa de aço quadrada de 100 mm × 100 mm de largura e 10 mm de espessura foi usada como base refletora, devido a sua grande impedância em relação a da água. O sinal de eco foi adquirido e visualizado no osciloscópio, conectado a um computador Vostro 3250, Core i7-6700, RAM 8 GB, HDD 1 TB, Windows 10 Pro (DELL, Round Rock, TX, EUA) via cabo USB. Para cada tempo de percurso da onda acústica foi registrado cinco medições de temperatura e seu valor médio adotado nos resultados. Os dados foram armazenados e processados empregando um algoritmo desenvolvido em ambiente MATLAB (Mathworks, Natick, MA, EUA) para obtenção das grandezas de interesse.

Figura 5.5: Foto de bancada com os equipamentos didaticamente posicionados e identificados visando facilitar a compreensão dos testes e ensaios que foram realizados.

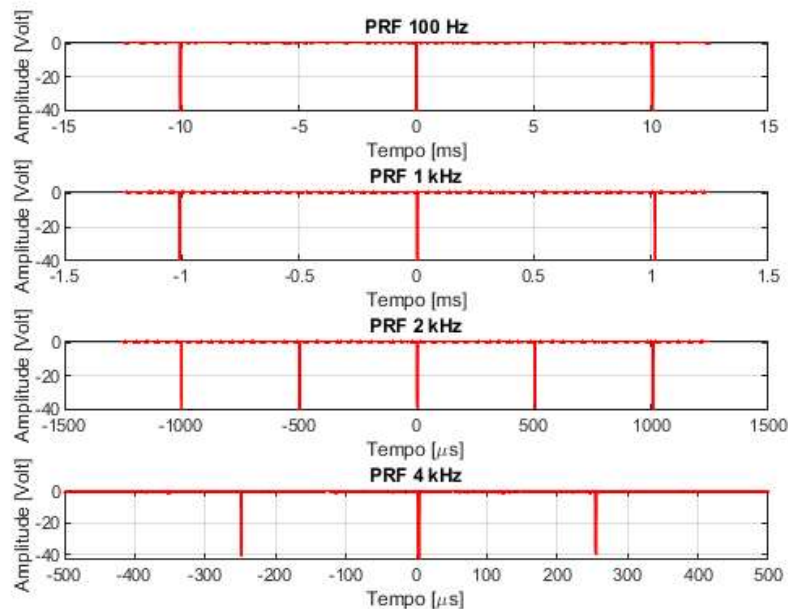


Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.6 mostra as Frequências de Repetição de Pulsos obtidas. São quatro opções de PRFs (100 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz) que são selecionadas em função das características do meio e da distância ou profundidade do refletor de ultrassom ao transdutor. É importante garantir que o eco seja captado antes que o próximo pulso ultrassônico seja produzido. Por isso há várias opções de PRFs. Nos ensaios aqui realizados, um PRF configurado em 100 Hz é suficiente.

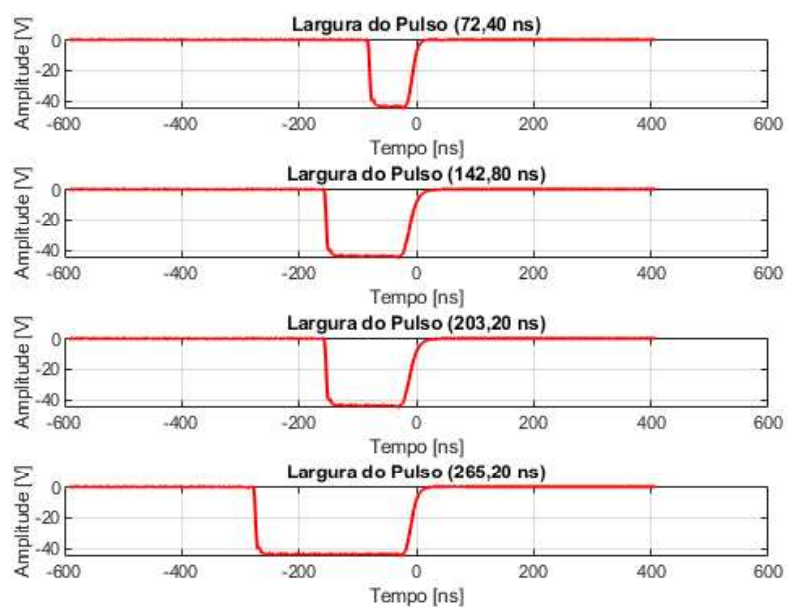
A Figura 5.7 mostra os resultados da caracterização da largura dos pulsos. Nesse procedimento foi variado a largura dos pulsos para entender como isso afeta na resposta dos sinais de eco. Foram gerados pulsos de 72,40 ns, 142,80 ns, 203,20 ns e 265,20 ns. Nessa etapa, o *firmware* foi implementado em linguagem C através da plataforma MPLAB X

Figura 5.6: O catálogo de opções envolve quatro configurações possíveis de PRFs: 100 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz. O PRF é determinado em função da distância ou profundidade do refletor de ultrassom ao transdutor.



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.7: Sequência de largura de pulsos gerada. Foram gerados quatro pulsos com diferentes durações.

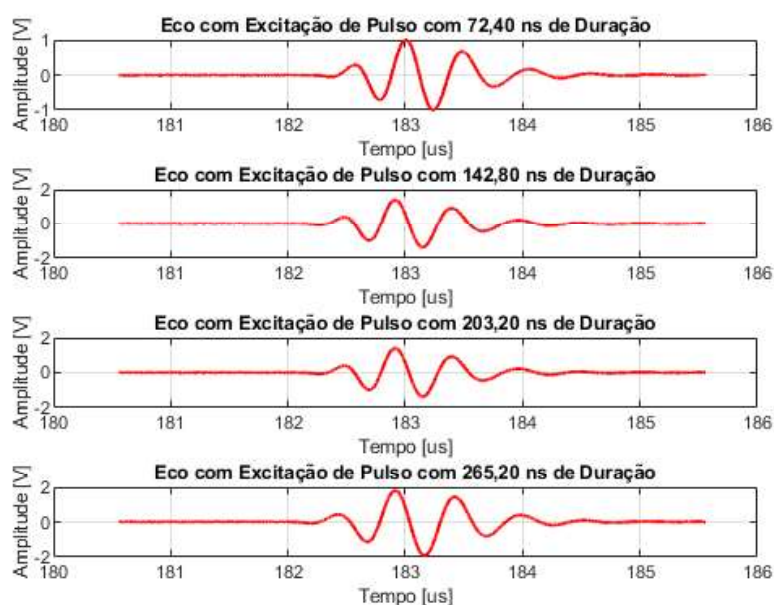


Fonte: O próprio autor.

IDE, pois os pulsos otimizados de menor duração ainda não haviam sido obtidos dado que a técnica de geração de pulsos mais estreitos ainda estava em processo de aperfeiçoamento. Adotar um parâmetro de variação da largura de pulsos levou a obtenção de importantes conclusões que também se mostraram válidas para pulsos mais estreitos, resguardada algumas restrições que são discutidas a seguir.

Com transdutor imerso em água, ele foi excitado e os ecos foram captados. A Figura 5.8 mostra os respectivos ecos obtidos. Pulsos com maior duração carregam mais energia, o que resulta em ecos de maior amplitude, sem variação na duração do pulso de eco observada.

Figura 5.8: Respectivecos obtidos quando o transdutor de imersão foi excitado pela aplicação dos pulsos gerados.

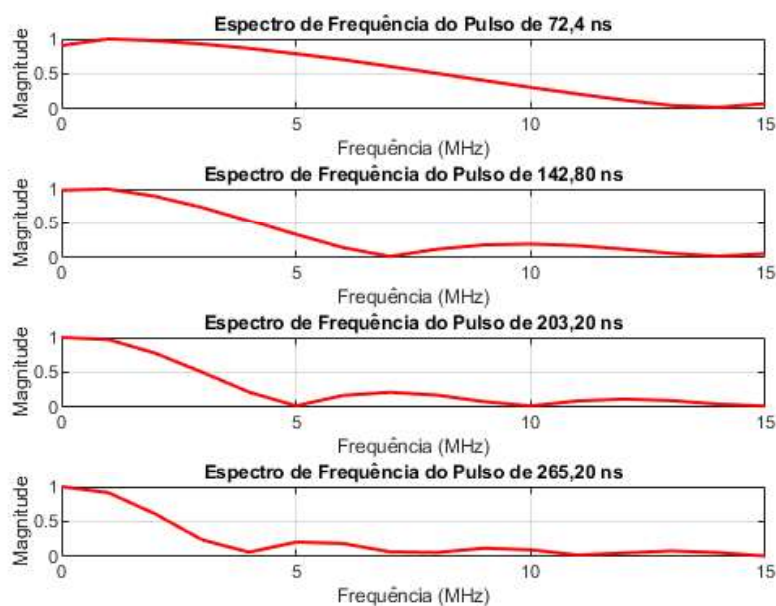


Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.9 mostra a Transformada Rápida de Fourier (FFT) dos pulsos que foram obtidos. Quanto menor a duração dos pulsos maior a sua largura de banda. As medições aproximadas da largura de banda a 3 dB forneceram, respectivamente, 6,00 MHz, 3,40 MHz, 2,40 MHz e 1,70 MHz.

Para transdutores que apresentam frequência de ressonância acima de 6,00 MHz, os ecos podem ser fortemente atenuados. Para aumentar a banda passante visando acionar transdutores com frequências superiores a 6,00 MHz com menores perdas, foi necessário implementar um código fonte empregando uma linguagem de programação com baixo nível de abstração. Isso também exigiu um conhecimento muito mais detalhado do microcontrolador. Para isso o código foi reescrito em linguagem de programação *Assembly*.

Figura 5.9: Espectro de frequência dos pulsos gerados. Pulsos de menor duração apresentaram maior largura de banda.



Fonte: O próprio autor.

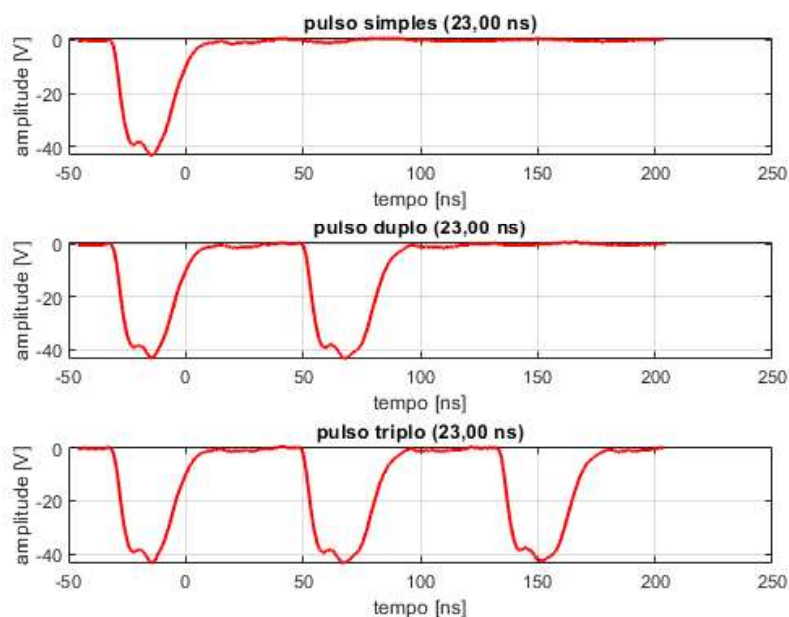
5.2.1 Produção de Pulsos de Excitação com Menor Duração (Otimizados)

A redução do tempo de duração dos pulsos pode diminuir a energia do sinal de eco resultando em ecos de menor amplitude. Para resolver esse problema foi gerado um, dois ou três pulsos por período de repetição. Assim, a variação da quantidade de pulsos por período de repetição associado a produção de pulsos mais estreitos permitiram aumentar a largura de banda do sistema e a energia do sinal de eco captado. A Figura 5.10 mostra os pulsos finais otimizados.

Agora, cada pulso apresenta duração de 23,00 ns. Porém, os cálculos teóricos apresentados no capítulo anterior mostraram que eles deveriam ter 20,833 ns de duração. Na prática, capacitâncias e indutâncias parasitas além do resistor de dreno do transistor MOSFET aumentam o tempo de duração dos pulsos de excitação. Outrossim, o osciloscópio utilizado nas medições (Tektronix TDS 2024A, Beaverton, OR, EUA) possui uma incerteza associada de ± 5 ns.

A otimização dos pulsos empregando a linguagem de programação *Assembly* permitiu obter a máxima performance do microcontrolador sem alteração em sua velocidade de processamento a qual já se encontra em seu valor máximo. Os cálculos da frequência de trabalho do PIC18F2550 (clock de 48 MHz com velocidade de processamento real de 12 MHz) assim como os cálculos teóricos do Ciclo de Máquina (CM) e Ciclo de Trabalho

Figura 5.10: O emprego da linguagem de programação *Assembly* permitiu a redução do tempo de duração dos pulsos e o controle da quantidade de pulsos por período de repetição.



Fonte: O próprio autor.

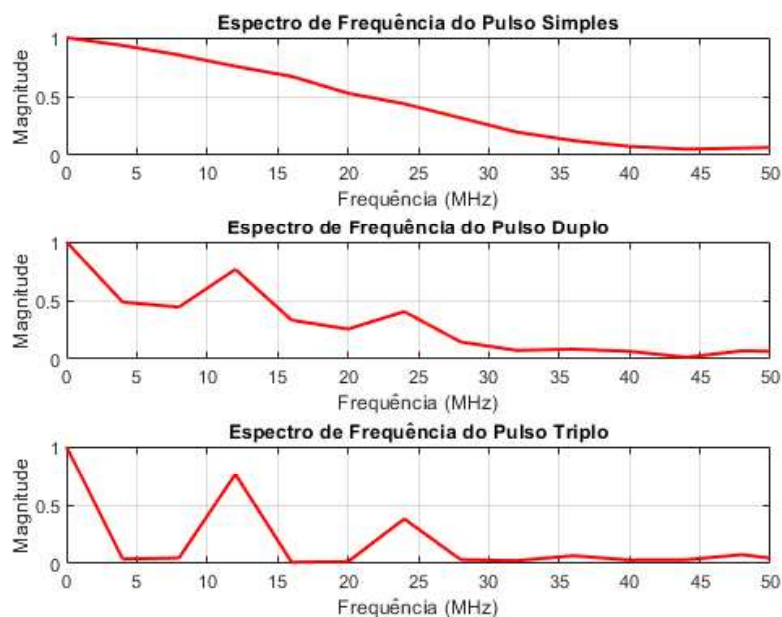
(CT) detalhados no capítulo anterior permanecem inalterados. A única ressalva fica para o ambiente de programação utilizados. Enquanto a programação em linguagem C empregou a plataforma MPLAB X IDE para o desenvolvimento do *firmware*, para a produção dos pulsos otimizados, foi utilizada a linguagem *assembly* através da plataforma MPLAB IDE V8.92.

A Tabela 5.1 reúne o resultado das medições da largura de banda a 3 dB de cada um dos pulsos otimizados e a Figura 5.11 mostra o espectro de frequência desses pulsos. O pulso simples (único), é o que apresenta a maior largura de banda, além de apresentar espectro de frequência decrescente. Os pulsos duplos e triplos tiveram redução drástica na banda passante porém, tem características de banda estreita em torno da frequência de 12 MHz. É desejável, que a frequência de ressonância do transdutor, esteja dentro dos limites definidos pela largura de banda dos pulsos. Isso maximiza a energia dos ecos obtidos. Por isso, a ampliação da largura de banda, proporciona maior alcance de aplicações para o sistema pulso-eco aqui proposto.

Tabela 5.1: Largura de banda a 3 db dos pulsos otimizados (23,00 ns).

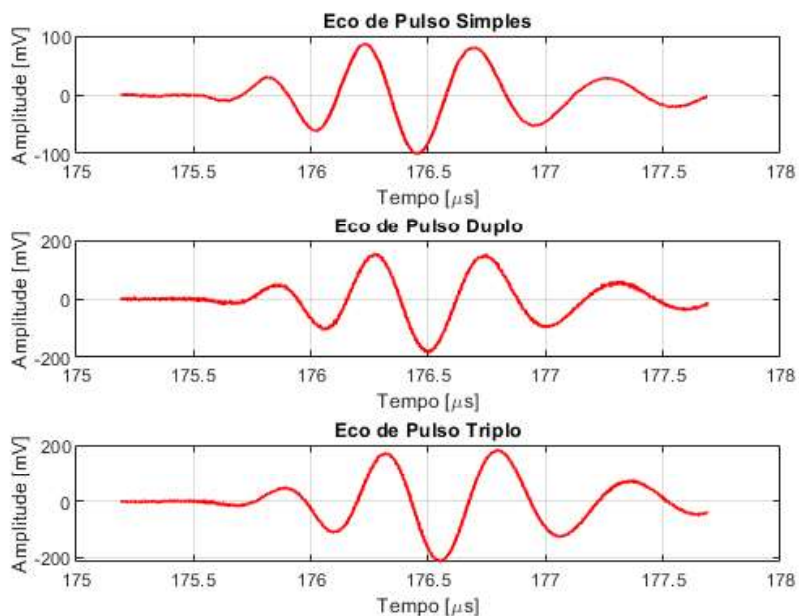
PULSOS	LARGURA DE BANDA A 3 dB (MHz)
simples	15,00
duplo	3,00
triplo	1,60

Figura 5.11: O emprego da linguagem de programação *Assembly* também permitiu a ampliação da largura de banda dos pulsos.



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.12: Ecos resultantes dos pulsos otimizados captados no transdutor de imersão (sem amplificação).



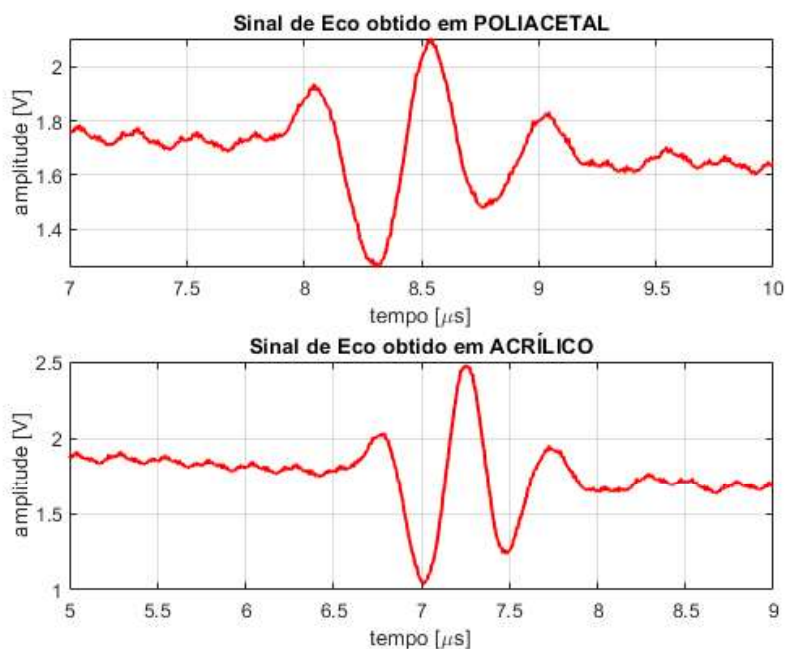
Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.12 mostra os ecos resultantes captados no transdutor de imersão

(sem amplificação) referentes aos pulsos de excitação otimizados (23,00 ns). Os ecos não apresentam variação em sua duração. Para a transdutor utilizado, ecos resultantes de pulsos triplos, tiveram maior amplitude.

A Figura 5.13 mostra ecos obtidos utilizando um transdutor de contato modelo V204-RM de 2,25 MHz, da fabricante Olympus, para a conversão dos pulsos elétricos em sinais de ultrassom, ou seja, o transdutor de imersão foi substituído por um de contato, de mesma marca e frequência, e os pulsos de ultrassom se propagaram em outros tipos de materiais: acrílico¹ e poliacetal², que são materiais sólidos a temperatura ambiente. O pulso ultrassônico foi fortemente atenuado nesses materiais e por isso, os ecos captados foram amplificados em cerca de 40 dB para melhor visualização.

Figura 5.13: Sinais de ecos captados (40 dB de amplificação) em acrílico e poliacetal empregando transdutor de contato Olympus V204-RM de 2,25 MHz.



Fonte: O próprio autor.

O amplificador de eco tem por objetivo facilitar a visualização do sinal de eco e melhorar a sensibilidade e faixa dinâmica do sistema US2550PR. A performance desse amplificador é analisada na próxima seção.

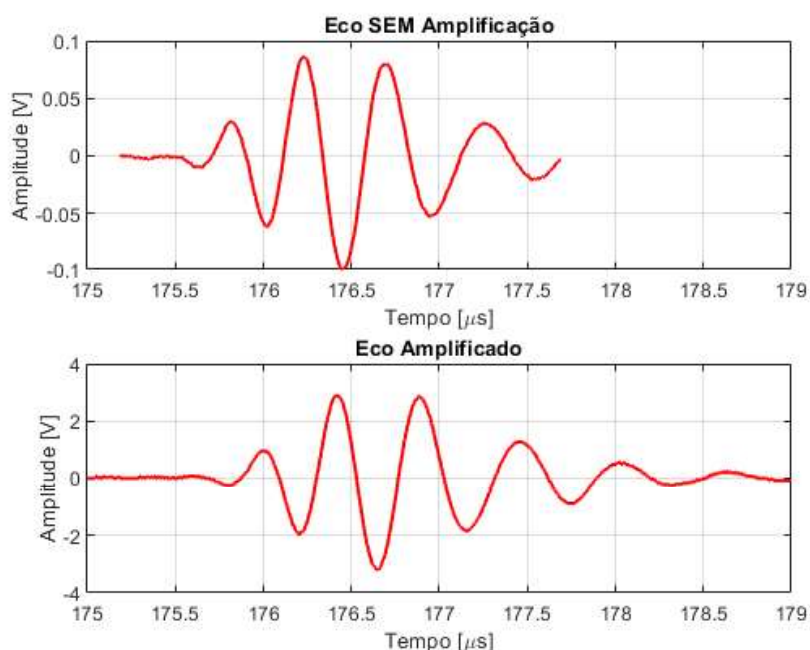
1. O acrílico se caracteriza por ser um material termoplástico, muito semelhante ao vidro, porém com maior leveza e resistência ao impacto.

2. O poliacetal também é um material termoplástico que, embora facilmente moldado ou usinado, possui alta rigidez e resistência ao desgaste.

5.3 Análise do Eco e Medição de Distância

A Figura 5.14 mostra um sinal de eco obtido com o transdutor de imerso em água, antes e depois de ser amplificado. O sinal não amplificado é aquele captado no transdutor. Ele passa pelo amplificador de eco cujo ganho é controlado de forma contínua por um potenciômetro de 100 k Ω . O ganho é ajustável na faixa de 0 dB a 40 dB. A amplitude pico a pico do eco na saída do amplificador é bem maior do que aquele aplicado em sua entrada, evidenciando que houve amplificação.

Figura 5.14: Sinal de eco antes e após ser amplificado.



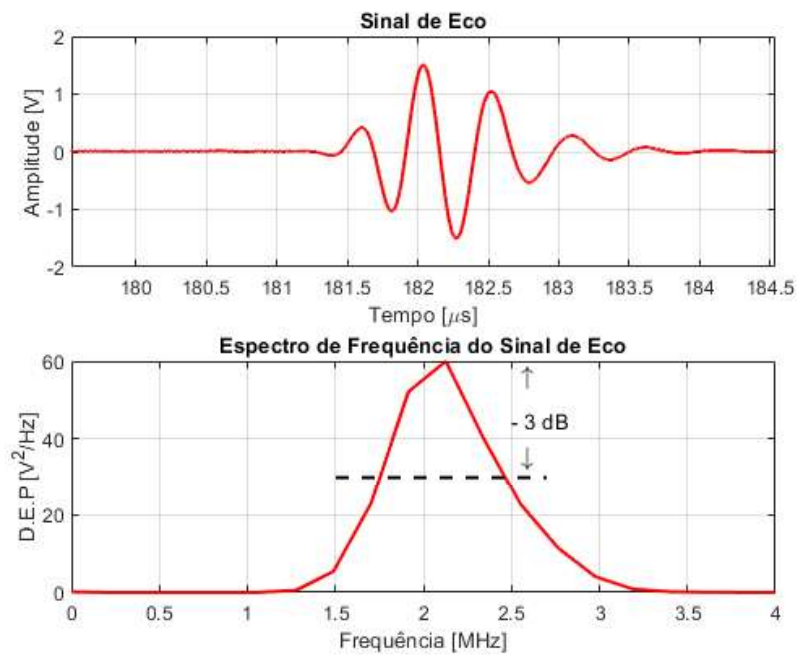
Fonte: O próprio autor.

O amplificador de eco satura em aproximadamente ± 7 V, ou seja, a partir desse valor de amplitude o sinal é ceifado. Pode-se aumentar o nível de saturação aumentando o valor absoluto da tensão da fonte simétrica em até ± 12 V.

A Figura 5.15 mostra o espectro de frequência do sinal de eco com largura de banda de aproximadamente 700 kHz. Seu conteúdo espectral é fortemente atingido na frequência de direção de 2,25 MHz. Esse sistema tem características de pulsos de banda estreita. A Figura 5.15 ainda permite concluir que, embora o transdutor seja acionado com pulsos de grande conteúdo espectral, a frequência de pico do eco fica determinada pela frequência de ressonância do transdutor.

A instrumentação utilizada nas medições não permitiram uma melhor suavização da curva do espectro de frequências do eco captado. Isso se deve a limitações dos instrumentos, em especial, o osciloscópio empregado (Tektronix TDS 2024A, Beaverton, OR, EUA) que foi capaz de captar um total de 2500 pontos apenas, valor esse considerado

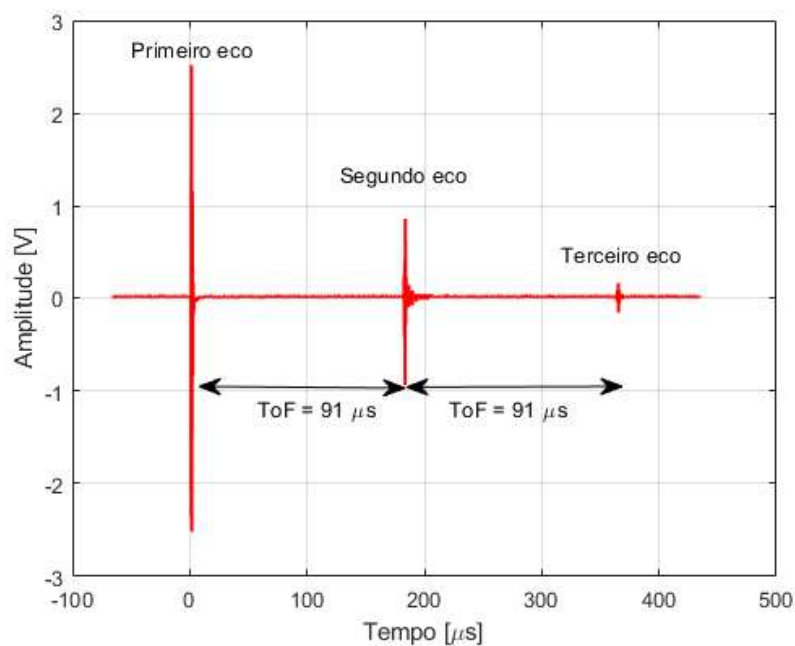
Figura 5.15: Sinal de eco e seu espectro de frequências.



Fonte: O próprio autor.

baixo para as análises dos sinais de interesse. Sua precisão de medidas de tempo é de ± 5 ns.

Figura 5.16: O tempo entre ecos consecutivos (ToF) é utilizado para medir a distância do transdutor ao refletor de ultrassom.



Fonte: O próprio autor.

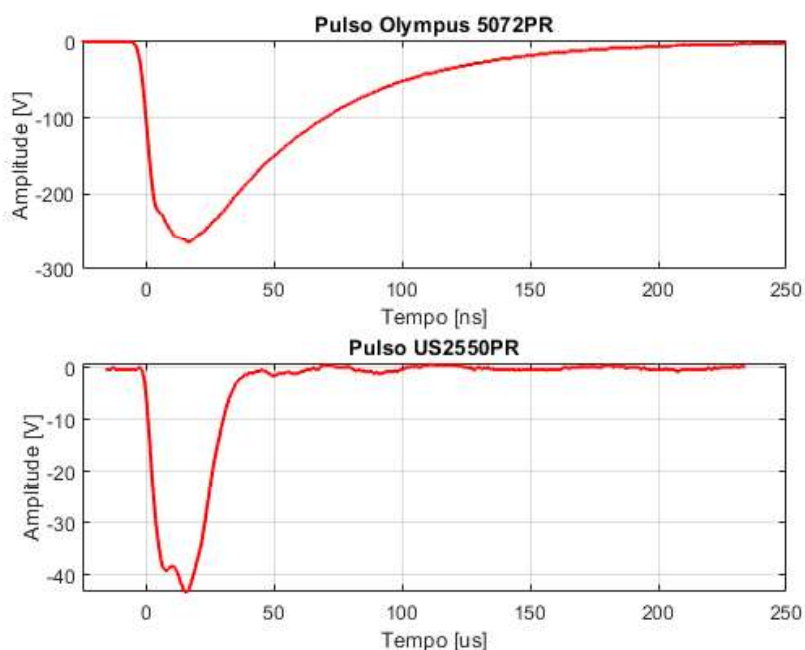
Na Figura 5.16 é apresentado uma sequência de ecos obtidos empregando um único pulso de ultrassom. Quando um único pulso é transmitido e o eco retorna ao transdutor, o próprio transdutor, também pode atuar como refletor ultrassônico produzindo um novo eco em direção a placa de aço. Essas reverberações culminam em ecos consecutivos, cuja amplitude sofre redução gradativa, e eles podem ser utilizados para calcular distâncias. Aqui, o tempo entre os ecos consecutivos (tempo de voo - ToF) foi de $91 \mu s$, correspondendo a uma distância de propagação de pulso na água de 136,52 mm para uma velocidade de som estimada com esses dados de $(1499,98 \pm 0,02) \text{ m/s}$. O erro na medida da velocidade em relação ao valor teórico previsto pelo modelo de Markzak [41] foi de 0,25%, o que demonstra a alta exatidão que o protótipo opera.

Uma vez apresentados os pulsos e ecos registrados empregando o sistema ultrassônico desenvolvido (US2550PR), além da medição de distância do transdutor ao refletor de ultrassom, ainda resta efetuar comparações com um sistema comercial equivalente. A próxima seção tem por objetivo mostrar os resultados dessas comparações.

5.4 US2550PR Versus Olympus 5072PR

O sistema ultrassônico pulso-eco da marca Olympus modelo 5072PR é um equipamento comercial renomado, muito utilizado para a produção de pulsos. Ele é similar ao sistema US2550PR.

Figura 5.17: Comparação entre os pulsos gerados pelos sistemas Olympus 5072PR versus US2550PR.

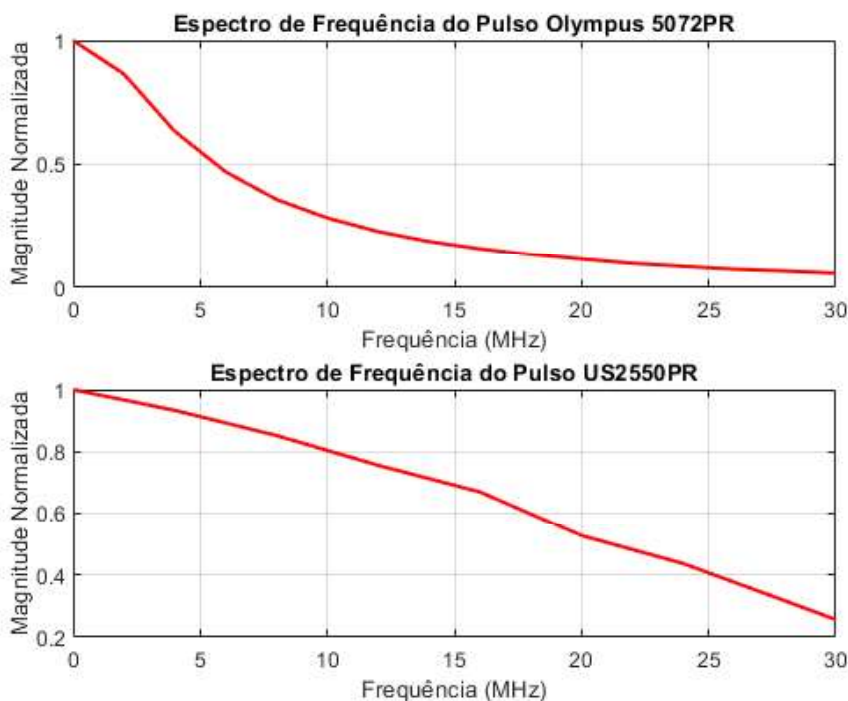


Fonte: O próprio autor.

Foram realizadas confrontações entre esses dois tipos de pulsadores/receptores visando fornecer uma base comparativa da qualidade do sistema proposto US2550PR. A Figura 5.17 mostra os pulsos que foram gerados. O Olympus 5072PR pode produzir apenas um pulso de amplitude bem maior (≈ -260 V) porém de decaimento lento. O sistema US2550PR tem pulsos de menor duração (23,00 ns), controle da quantidade de pulsos, controle de decaimento de pulsos e amplitude menor (-42 V).

A diferença de amplitude nos pulsos produzidos é explicada pela tensão da fonte de alimentação utilizada. No sistema US2550PR foi empregado uma tensão de dreno do MOSFET de +42 V. Para obter pulsos de maior amplitude essa tensão pode ser aumentada a valores que não podem ultrapassar 200 V (tensão de ruptura do MOSFET TC6320) [37]. Esse fato representa uma vantagem pois, em experimentos em que os pulsos de ultrassom necessitem percorrer meios com maiores coeficientes de atenuação, pode-se aumentar a tensão de alimentação do MOSFET para obter ecos de maior energia. Isso significa que, embora o sistema tenha sido projetado para testar materiais que mimetizam tecidos e biomateriais, na prática, pode ser adaptado para a testagem de meios mais atenuantes, como o osso humano, por exemplo.

Figura 5.18: Conteúdo espectral dos pulsos gerados pelos dois sistemas (Olympus 5072PR versus US2550PR).



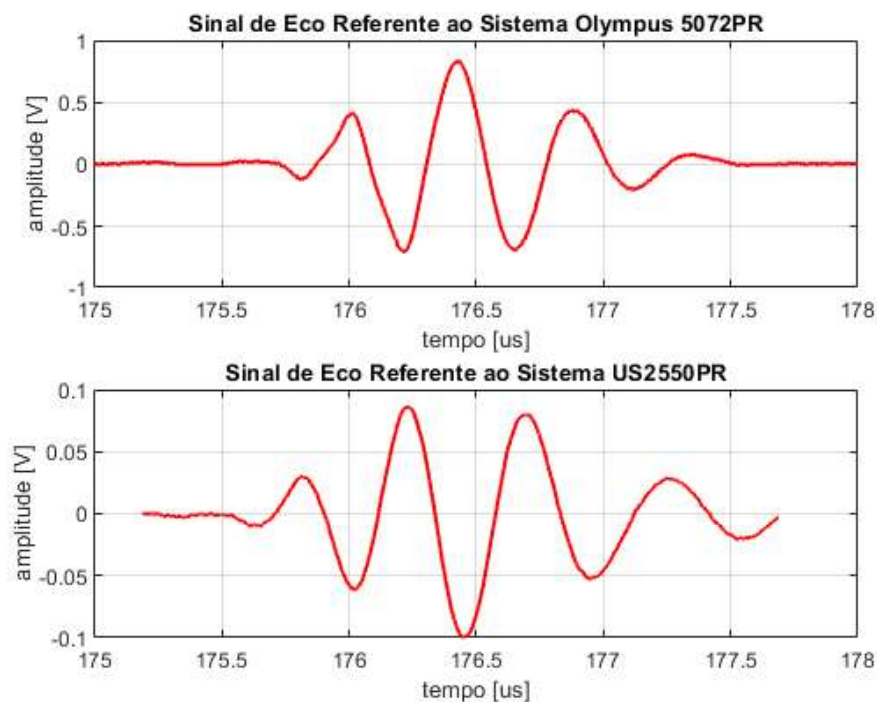
Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.18 compara o conteúdo espectral dos pulsos gerados pelos dois sistemas. O US2550PR, considerando o pulso único de 23,00 ns, tem resposta em frequência mais ampla. A largura de banda a 3 dB medida do Olympus 5072PR,

considerando a duração total do pulso, é inferior a 4 MHz, enquanto o US2550PR tem 15 MHz de largura de banda.

A Figura 5.19 mostra os ecos captados no transdutor (sem amplificação). O Olympus 5072PR gerou ecos de maior amplitude, resultado do pulso de maior amplitude (≈ -260 V) e de seu decaimento mais lento. Não houve variação na duração do eco observado mas houve mudança de fase.

Figura 5.19: Ecos captados no transdutor: Olympus 5072PR versus US2550PR.



Fonte: O próprio autor.

Por fim, o sistema US2550PR possui visor LCD que orienta o usuário no ajuste das grandezas fundamentais dos pulsos oferecendo ergonomia e rapidez nos ajustes.

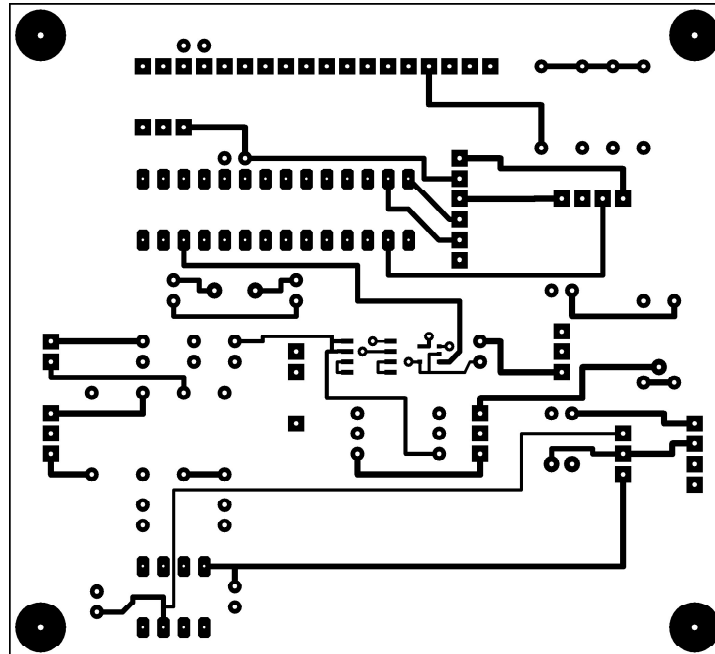
A implementação do protótipo pulsador/receptor US2550PR foi realizado em Placa de Circuito Impresso (PCI) dupla face do tipo universal. Porém, para aqueles que desejarem fabricar uma cópia desse sistema, foi desenvolvido um modelo de PCI profissional a qual é apresentada na próxima seção.

5.5 Desenvolvimento de uma PCI profissional para o sistema US2550PR

Embora o sistema tenha sido implementado apenas em placa dupla face universal, isso não impediu que um *layout* para a fabricação de uma PCI fosse desenvolvido. O *layout* para os botões de controle foi implementado à parte da placa principal, que contém o

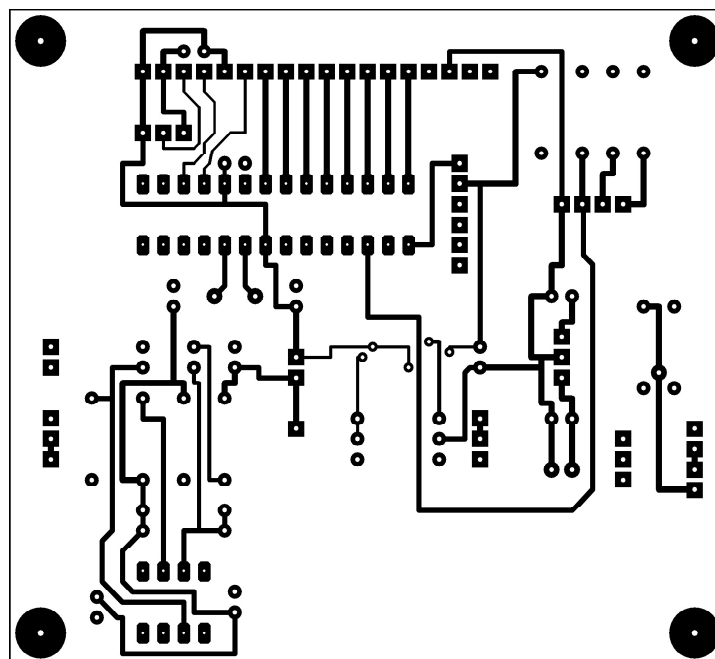
microcontrolador. Isso melhora a ergonomia do usuário pois permite que os botões sejam localizados em posições definidas pelo montador do circuito.

Figura 5.20: *Layout* da parte superior do cobre (*top copper*) da placa principal de circuito impresso dupla face.



Fonte: O próprio autor.

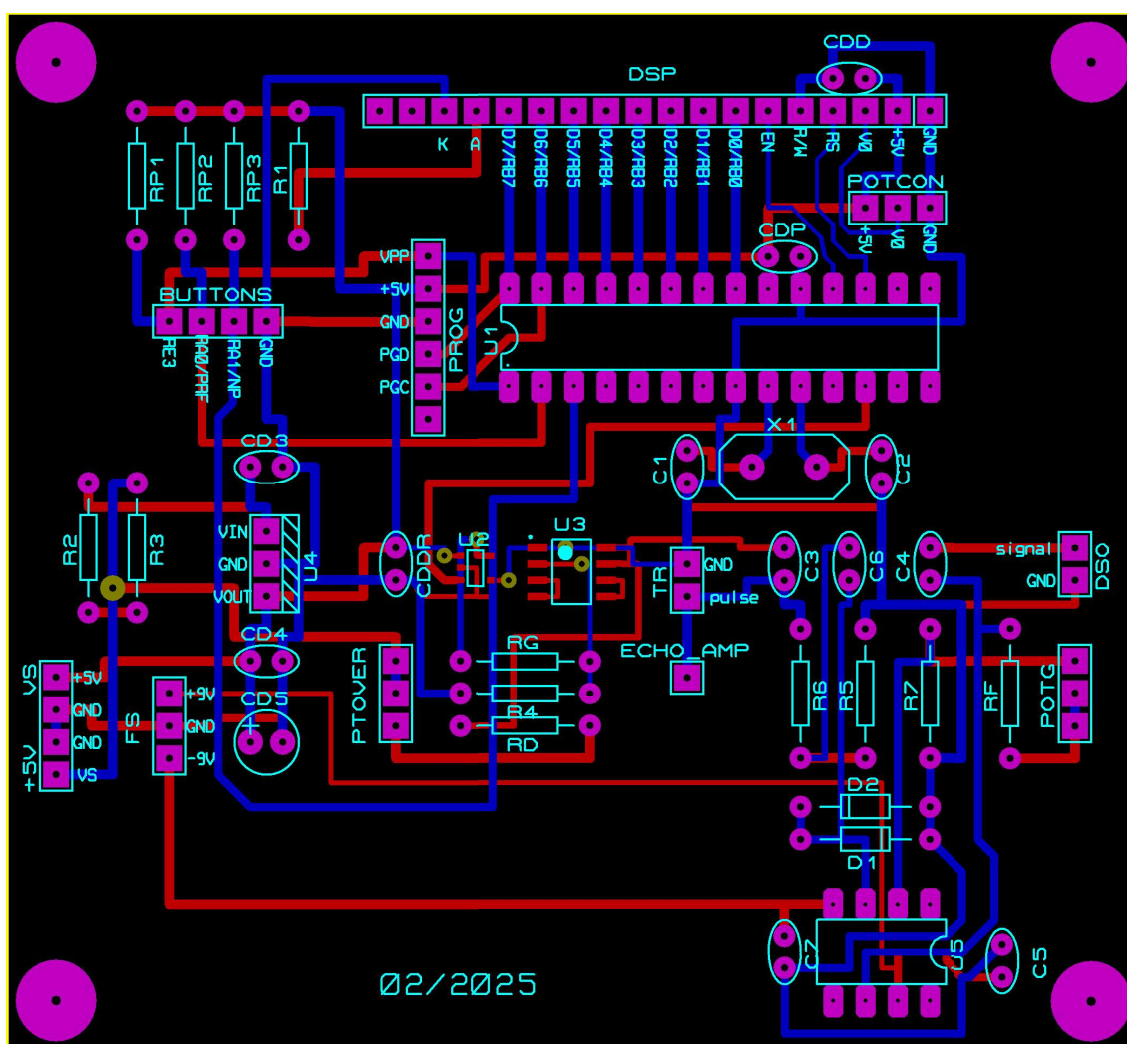
Figura 5.21: *Layout* da parte inferior do cobre (*bottom copper*) da placa principal de circuito impresso dupla face.



Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.20 mostra o *layout* da parte superior do cobre (*top copper*) enquanto a Figura 5.21 mostra o *layout* da parte inferior do cobre (*bottom copper*). Esses modelos de *layout* são da placa principal (que contém o microcontrolador) dupla face e foram confeccionados utilizando a ferramenta ARES do *software* Proteus 7 da empresa Labcenter Electronics Ltd. Ao extrair os modelos, a função espelho (*mirror*) do ARES foi utilizada por questões de espelhamento da impressão quando o *layout* for passado através de uma impressora.

Figura 5.22: Disposição colorida da placa de circuito impresso. As trilhas da parte superior são mostradas em vermelho e as da parte inferior da placa, em azul escuro. Os componentes foram estrategicamente posicionados para viabilizar uma boa organização com as menores dimensões para a PCI. Para esse *layout* a função *mirror* do ARES Proteus 7 não foi selecionada.

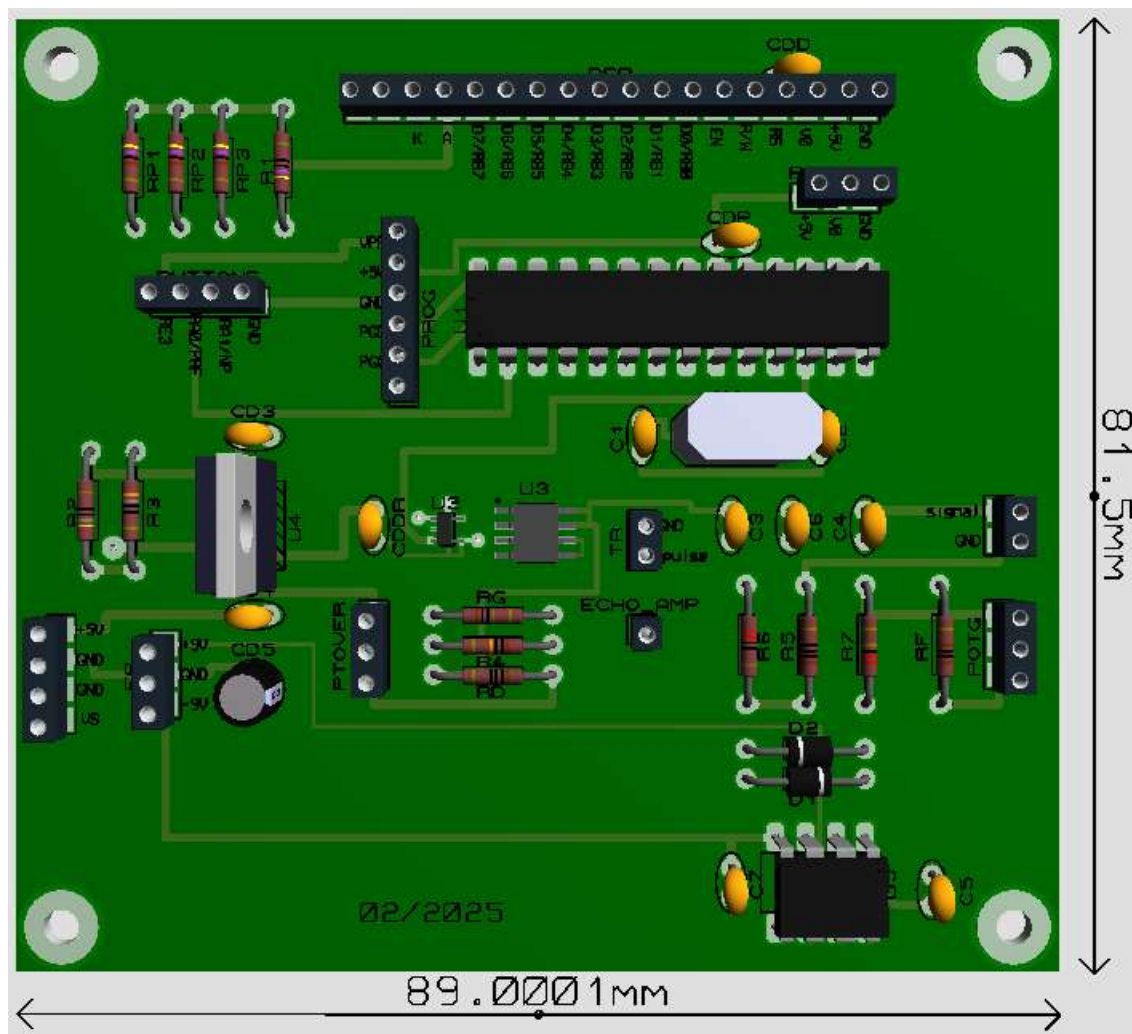


Fonte: O próprio autor.

Durante confecção dos modelos, os componentes foram localizados de forma estratégica visando a redução das dimensões da placa. A Figura 5.22 mostra o *layout* colorido da placa principal, juntamente com a serigrafia dos componentes. O lado inferior do cobre é mostrado em azul escuro e o lado superior, em vermelho.

A Figura 5.23 mostra uma vista superior de uma simulação tridimensional (3D), obtida através do ARES Proteus 7, da disposição física dos componentes justamente com as dimensões reais da PCI principal.

Figura 5.23: Vista superior de uma simulação em 3D mostrando como ficaria disposição física dos componentes justamente com as dimensões reais da PCI principal.



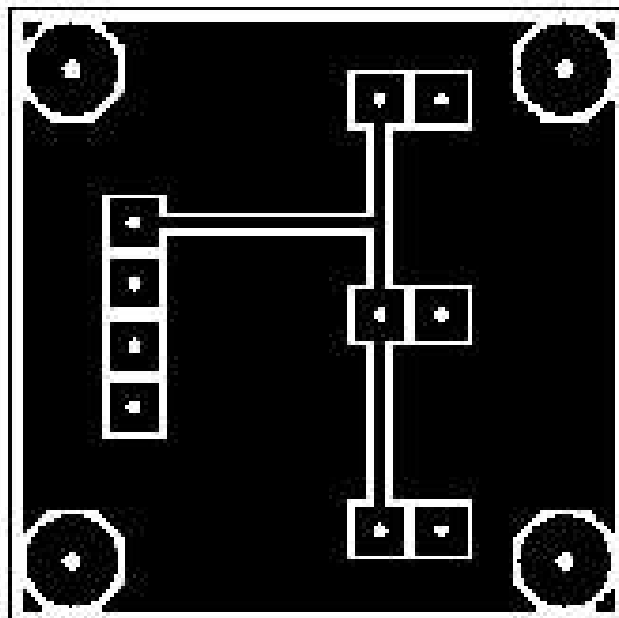
Fonte: O próprio autor.

Os botões responsáveis por personalizar o sinal podem ser soldados diretamente na PCI. Porém, para melhorar a ergonomia, é muito comum que eles sejam fixados em placas localizados a uma certa distância da placa principal. Nesse caso, a ligação dos botões à placa se dá por meio de fios e cabos.

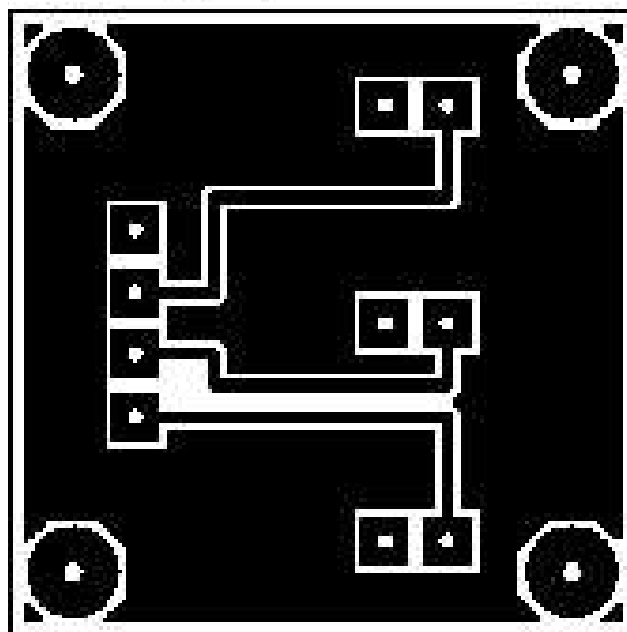
A Figura 5.24 mostra um *layout* da placa de botões caso se deseje mantê-los separados da placa principal. A placa de botões também é dupla face e dado seu tamanho menor, tanto a vista de cima do cobre (*top copper*) quanto a vista inferior do cobre (*bottom copper*) foram representadas na mesma ilustração. A Figura 5.25 mostra o modelo colorido do *layout* juntamente com a serigrafia dos componentes para fins de orientação no momento da soldagem das peças. Também é mostrado as dimensões da placa.

Figura 5.24: A placa de botões também é dupla face: em (a) tem-se o *layout* superior do cobre (*top copper*) e em (b), a vista inferior (*bottom copper*). Aqui a função 'espelho' foi selecionada por questões de espelhamento na hora da impressão.

(a) layout superior

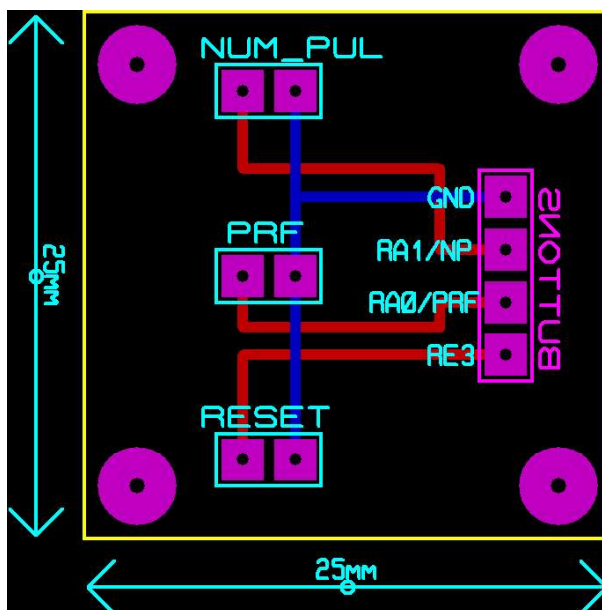


(b) layout inferior



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.25: Disposição colorida da placa de botões. Em vermelho é representado as trilhas do lado superior do cobre e em azul escuro, as trilhas da parte de baixo da placa. O azul claro representa a serigrafia dos componentes. Aqui a função 'espelho' não foi selecionada.



Fonte: O próprio autor.

Foram apresentados os resultados e análises experimentais que possibilitaram a caracterização do sistema ultrassônico pulso-eco microcontrolado. A próxima seção visa explorar uma visão geral dos autores a cerca do sistema proposto. Pontos de melhorias, contribuições para a posteridade, dificuldades que precisaram ser vencidas além de comparações de custos com outros equipamentos semelhantes são itens abordados a seguir.

5.6 Comentários Finais

Aqui é reportado a visão dos autores sobre os possíveis desdobramentos que esse trabalho pode ter além de comparações com vários equipamentos comerciais equivalentes. Acredita-se que o sistema projetado possa conduzir a progressivos desenvolvimentos gerando equipamentos cada vez mais eficientes e portáteis. Também é reportado as dificuldades e obstáculos que precisaram ser superadas na tentativa de buscar um equilíbrio entre custo, benefício e versatilidade. Houve a preocupação de se maximizar a conversão de *hardware* em código fonte o que trouxe redução de custos, diminuição do tamanho do equipamento, simplificação de *hardware* e portabilidade. Em contrapartida isso aumentou, consideravelmente, a complexidade do ambiente de programação.

5.6.1 Dificuldades e Obstáculos

Diversos obstáculos precisaram ser superados para disponibilizar um equipamento com boa qualidade técnica quando comparado a modelos tradicionais encontrados no mercado. Foram estudados vários microcontroladores que, em termos de periféricos e quantidade de portas, eram superiores ao PIC18F2550. Porém, tínhamos acesso a instrumentação necessária para se trabalhar com microcontroladores da família PIC sem necessidade de efetuar novas compras. Somando-se isso a familiaridade dos autores com esses microcontroladores, optou-se, após uma sequência de estudos e testes, pelo uso do PIC18F2550. Esse chip tem boas qualidades tais como, tamanho pequeno, relativamente fácil de se trabalhar, oferece ótimo controle sobre o *hardware*, além de possuir um custo relativamente reduzido. Todas as suas qualidades foram exploradas ao limite para extrair a máxima performance desse chip.

A formação do sinal no microcontrolador foi a etapa mais longa, importante e difícil de se implementar. Isso porque o trabalho de incorporação de *hardware* em código fonte demandou muito tempo. O *firmware* foi modificado centenas de vezes até chegar ao ponto de ser considerado ótimo. Nesse ponto, toda a produção, controle e manipulação dos pulsos foram realizados por programação através da linguagem *Assembly*. As etapas seguintes ao Gerador de Pulsos Microcontrolado resume-se a circuitos amplificadores.

Outra etapa desafiadora foi a amplificação de potência dos pulsos na saída do *Gate Driver*. Na primeira tentativa foi utilizado um amplificador operacional operando como amplificador linear para entregar os pulsos amplificados ao transdutor. Porém essa tentativa foi frustrada porque os pulsos são muito curtos e isso gerava uma distorção enorme ao sinal. Essa distorção era tamanha que degradava totalmente os pulsos de tal forma a deixá-los visivelmente irreconhecíveis. Após esse momentâneo fracasso, optou-se pela utilização do MOSFET TC6320 (Microchip Technology Inc.) no estágio de saída. Depois de vários testes conseguiu-se otimizar, experimentalmente, os seus componentes de polarização.

O uso do MOSFET TC6320 trouxe uma grande versatilidade ao equipamento. Agora, a amplitude do sinal de saída é, em grande parte, função da tensão V_{DS} o que permite uma amplificação maior dos pulsos apenas aumentando o valor da tensão de alimentação do TC6320, sem ultrapassar os seus limites máximos especificados pela ficha técnica do MOSFET. De acordo com essa ficha técnica, $V_{DS_{máximo}} = 200 \text{ V}$ [14] porém, em bancada foi testado até +100 V.

A ideia de se acrescentar um amplificador de eco ao sistema veio com o objetivo de aumentar a faixa dinâmica do equipamento e melhor visualizar ecos de estruturas mais profundas. Algumas das bibliografias pesquisadas [4], [7] sugerem a utilização de um amplificador de eco formado por dois ou mais estágios de amplificadores operacionais. Porém, isso aumenta a quantidade de componentes e a complexidade da fonte de alimentação.

Esse problema foi solucionado com o uso do amplificador operacional AD811 da Analog Devices. Dada a natureza contínua do sinal de eco combinado com a utilização desse amplificador operacional de alto ganho e baixo consumo, foi possível extrair um ganho máximo em torno de 40 dB com alimentação extraída de duas baterias e 9 V (6F22) combinadas para fornecer uma tensão simétrica de ± 9 V.

5.6.2 Mudanças e Adaptações

O botão reiniciar (*reset*), embora foi configurado para recomençar a execução do código de programa, pode ser utilizado para incorporar outras funções ao sistema. Uma forma de fazer isso seria o seguinte: ao utilizar uma variável contadora de reinício, o microcontrolador pode testar esse parâmetro para escolher um entre várias opções de 'laços' (*loops*) que podem estar disponíveis no código fonte. Cada um desses 'laços' pode ser responsável por determinar uma função diferente que o microcontrolador executa. Alguns testes foram realizados, com relativo sucesso, em obter larguras de pulsos variáveis testando as contadoras de reinício. Isso permitiu realizar ensaios com largura de pulsos variáveis como foi apresentado na parte de resultados. Porém, um estudo mais abrangente desse tema é necessário. Acredita-se que, futuramente, o refinamento desse processo possa contribuir demasiadamente para incorporar outras funções em equipamentos de ultrassom, tornando eles sofisticados, sem aumentar significativamente o *hardware* do sistema.

O emprego da linguagem de programação *Assembly* também permitiu controlar, precisamente, a quantidade de memória de dados e de programa que foram utilizadas. Isso contribuiu para tornar possível a inserção de mais variáveis de controle dos pulsos visando uma melhor personalização do sinal. Foram esses testes que possibilitaram a construção de pulsos de largura variáveis. Mesmo assim, na finalização do equipamento, optou-se por um código fonte de produção de pulsos com largura única (23,00 ns) pois os ensaios mostraram que é melhor manter o pulso estreito e controlar a quantidade de pulsos do que manter um único de largura ajustável. O efeito na energia do sinal de eco é similar nos dois casos porém, o uso de pulsos de menor duração aumenta a largura de banda a 3 dB do sistema e isso generaliza o sistema para um maior número de aplicações.

A largura de banda a 3 dB refere-se ao intervalo de frequências em que a magnitude de um pulso cai 3 dB em relação ao seu valor máximo, ou seja, compreende a faixa de frequências onde a amplitude do sinal é igual ou superior a aproximadamente 70,7% do seu valor máximo. Assim, acionar um transdutor com frequência de ressonância nesse intervalo, significa que os pulsos de ultrassom gerados conterão mais energia. Os valores obtidos de largura de banda a 3 dB representam, portanto, a máxima frequência de ressonância que o transdutor deve ter para que os pulsos de excitação sejam convertidos em pulsos ultrassônicos com o mínimo de perdas o que, por consequência, resulta em ecos de maior amplitude [32], [33]. Isso explica, em parte, o motivo da atenção especial

que foi dada à produção de pulsos com menor duração. Aqui, uma largura de banda mais ampla para o lado de maior frequência, permite utilizar um transdutor de maior frequência central, o que melhora a resolução do equipamento e permite explorar defeitos em estruturas mais finas [30].

5.6.3 Legado e Visão de Futuro

A comunicação com o visor LCD se deu no modo 8 bits. Uma forma alternativa de realizar essa comunicação seria no modo 4 bits. Isso tornaria o *hardware* mais simples e versátil porém aumentaria a complexidade do ambiente de programação. Isso porque os dados a serem apresentados devem ser quebrados em duas informações de quatro bits ao invés de uma única de 8 bits. Uma outra consequência da utilização do modo 4 bits seria a liberação de 4 pinos do PORTB do microcontrolador que, diga-se de passagem, tem resistores elevadores de nível lógico (*pull up*) integrados ao chip. Esses resistores podem ser utilizados quando os pinos do PORTB são configurados como entrada o que dispensaria a utilização dos resistores elevadores de nível lógico externos ao microcontrolador. Esse fato sugere que melhorias podem ser realizadas no sistema e esse é um dos tópicos que acredita-se, possa ser explorado futuramente visando tornar o sistema ainda mais diminuto.

Também por questões de simplicidade na implementação do código fonte, foi utilizado programação por *polling*³ que se caracteriza por prender o processamento em um 'laço'. Duas melhorias podem ser exploradas aqui: a primeira seria a utilização de interrupções ao invés da programação por 'sondagem,' o que pode levar a maiores velocidades de execução do código. A segunda, seria a utilização do pino RD7 do visor de cristal líquido. Esse pino pode ser configurado para sinalizar o término de uma tarefa que está sendo executada pelo visor, que indica o fluxo do programa. Isso significa que, através do pino RD7, o visor pode sinalizar ao microcontrolador que está desocupado, e sem perda de tempo, o chip poderia enviar a próxima informação a ser exibida em tela.

Ao testar o sistema, analisar os pulsos e ecos produzidos e a sua utilização na medição de distâncias bem como uma comparação com um equipamento comercial do gênero (pulsador/receptor Olympus 5072PR), foi possível validar e comparar a versatilidade e eficiência do protótipo desenvolvido. Devido ao alto grau de integração de componentes em forma de circuito integrado, a potência consumida da fonte tende a ser reduzida e isso caminha em direção a tornar os equipamentos de ultrassom menor e mais portáteis. Prova disso, é que a alimentação do amplificador de eco foi, em um primeiro momento,

3. O termo *polling* (ou sondagem) em programação refere-se a um método pelo qual um programa ou sistema verifica o estado de um dispositivo ou recurso de forma repetida e síncrona. Basicamente, um programa "pergunta" repetidamente ao dispositivo ou recurso se alguma condição foi satisfeita, em vez de esperar por um evento ou interrupção.

realizada por duas baterias pequenas de 9 V cada uma (6F22). Acredita-se que esse projeto tenha alcançado um alto grau de portabilidade dada suas dimensões reduzidas e de baixo consumo. Com isso, um passo importante foi dado na direção de se construir um equipamento ultrassônico que seja portátil ao nível de ser transportado no bolso e que também seja alimentado por pilhas.

5.6.4 Custos, Limitações e Acessibilidade

Foram realizadas comparações detalhadas envolvendo os sistemas US2550PR e Olympus 5072PR. Devido a limitações de custos e inacessibilidade a outros modelos comerciais, as comparações experimentais se restringiram a apenas esses dois sistemas. Porém, isso não impediu a realização de confrontações 'teóricas' entre outras marcas e modelos, considerando-se a informação disponibilizada na ficha técnica específica de cada equipamento. Também foram realizadas relações de custos de aquisição de vários tipos de sistemas ultrassônicos pulso-eco. A Tabela 5.2 mostra algumas das características de quatro tipos sistemas de ultrassom diferentes. Dois deles, US2550PR e 5072PR, foram empregados para a produção dos testes experimentais e validações apresentados. Os outros dois sistemas, GS200 e PR5000, não eram acessíveis e, por isso, as informações apresentadas são dados 'teóricos' obtidos de seus respectivos manuais. Nos preços mostrados desconsideram-se gastos com impostos, frete e valores de transdutores, que são adquiridos à parte. Os transdutores testados têm custo de aquisição aproximado de U\$ 500,00 cada, podendo ser acrescido frete e impostos.

Tabela 5.2: Comparações de algumas características técnicas envolvendo vários tipos de sistemas pulsadores/receptores ultrassônicos.

	US2550PR	5072PR	GS200⁴	PR5000⁴
marca	-	Olympus	3B Scientific	Sonemat
custo⁵ (\$)	70,00	4250,00	10230,00	8770,48
amplitude do pulso	-42 V	-260 V	300 V	400 V
duração do pulso	23,00 ns	55,00 ns	<1 us	100 ns

Especificamente, o protótipo do pulsador/receptor US2550PR apresentado é de baixo custo. Sua construção demandou valores em torno de U\$ 70,00. Acredita-se que dada sua adaptabilidade, esse equipamento se encaixa na categoria sistemas de ultrassom programáveis onde a reconfiguração do sinal é realizada mediante a mudança do código

4. As informações de amplitude e duração do pulso referente aos modelos GS200 e PR5000 foram retiradas da ficha técnica do respectivo equipamento

5. Valores com impostos e frete não estão inclusos. Também não inclui valores de transdutores.

fonte. Assim, foi construído um *hardware* com capacidades quase incontáveis de mudanças na configuração. Apresentamos algumas que podem ser acessadas por chaves táteis.

Por outro lado, o sistema possui limitações. Caso seja necessário pulsos com duração menor que 23,00 ns, uma forma de se conseguir isso seria optar pela substituição do microcontrolador PIC18F2550 por outro de maior velocidade ou mesmo a utilização de FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*). Outro ponto negativo é que, utilizar tensões V_{DS} maiores do que a empregada para o MOSFET (+42 V), embora contribua para aumentar a amplitude do sinal, isso também amplia o tempo de duração dos pulsos de excitação. É sabido que sinais mais 'largos' podem limitar a banda passante do sinal limitando a faixa de frequência de transdutores que podem ser utilizados. No entanto, para as frequências empregadas em ensaios não-destrutivos e aplicações clínicas, tais preocupações são desnecessárias.

CONCLUSÃO

O desenvolvimento deste equipamento ultrassônico portátil e de baixo custo relativo demonstrou a viabilidade de se criar soluções acessíveis sem comprometer a qualidade técnica. Apesar dos desafios enfrentados, tais como a complexidade da geração de pulsos curtos no microcontrolador, a otimização do estágio de amplificação e a implementação de um amplificador de eco eficiente, as soluções adotadas resultaram em um sistema versátil e compacto. A migração para linguagem Assembly permitiu maior controle sobre o *hardware*, enquanto a escolha de componentes como o MOSFET TC6320 e o amplificador operacional AD811 garantiu desempenho adequado com simplicidade.

Além disso, as adaptações propostas como a utilização do botão *reset* para múltiplas funções e a possível transição para comunicação em 4 bits com o LCD, abrem caminho para futuras melhorias, mantendo o equilíbrio entre portabilidade, custo e funcionalidade. A comparação com equipamentos comerciais validou a eficácia do protótipo, destacando seu potencial para aplicações práticas em ensaios não destrutivos e diagnósticos clínicos.

Embora o sistema apresente limitações, como a restrição na 'largura' mínima dos pulsos e a dependência de tensões moderadas para evitar distorções, tais aspectos não inviabilizam seu uso nas frequências de interesse entre 1 e 10 MHz. O legado deste projeto reside justamente em sua capacidade de inspirar desenvolvimentos futuros, priorizando acessibilidade, portabilidade e flexibilidade, um passo significativo em direção a equipamentos ultrassônicos programáveis e economicamente viáveis.

Perspectivas Futuras

Recomenda-se explorar:

1. **Otimização de código:** Uso de interrupções e comunicação em 4 bits com o LCD para liberar recursos do microcontrolador.

2. **Componentes avançados:** Testes de migração para microcontroladores da família RISC (GD32VF103 ou CH32V003) que possuem melhor desempenho e memória para pulsos ultracurtos.
3. **Expansão de funcionalidades:** Aproveitamento da variável contadora de *reset* para incorporar novos modos de operação.

Assim, o trabalho não apenas superou obstáculos técnicos, mas também estabeleceu as bases para inovações acessíveis na área de ultrassom, alinhando-se à demanda por tecnologias portáteis e adaptáveis.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] XU, X.; YEN, J. T.; SHUNG, K. K. A low-cost bipolar pulse generator for high-frequency ultrasound applications. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 54, n. 2, p. 443–447, 2007. Citado 6 vezes nas páginas 19, 20, 26 e 38.
- [2] REYNA, C. A. B. Determinação de teor de água em emulsões de água em petróleo usando técnicas ultrassônicas. 2024. Citado na página 19.
- [3] WONGSAROJ, W. et al. Low-cost ultrasonic measurement for estimation of liquid leakage point. **Journal of Mechanical Science and Technology**, Springer, p. 1–10, 2025. Citado 4 vezes nas páginas 19 e 38.
- [4] SINGH, G.; SHARMA, S.; RAJAGOPALAN, S. Design of multi-frequency ultrasonic pulse-echo system. **IOSR J. Appl. Phys.**, v. 2, p. 35–39, 2012. Citado 10 vezes nas páginas 19, 20, 26, 37, 38 e 76.
- [5] ZATAR, W. et al. Ultrasonic pulse-echo signals for quantitative assessment of reinforced concrete anomalies. **Applied Sciences**, MDPI, v. 14, n. 11, p. 4860, 2024. Citado na página 19.
- [6] DUBEY, S. U.; SHARMA, S. J. Automated ultrasonic measurements in thin samples. **Journal of Engineering Research and Applications**, v. 7, p. 26–29, sep 2017. ISSN 2248-9622. Citado 5 vezes nas páginas 19, 20, 26 e 38.
- [7] VYAGHRA, R. V.; SHARMA, S. J.; RAJAGOPALAN, S. Design of microcontroller based multi-frequency ultrasonic pulser receiver. **Journal of Engineering Research and Applications**, v. 6, 2016. Citado 9 vezes nas páginas 19, 20, 26, 38 e 76.
- [8] SHARMA, K.; SINGH, S.; DUBEY, P. Design of low cost broadband ultrasonic pulser–receiver. **MAPAN**, Springer, v. 32, p. 95–100, 2017. Citado 7 vezes nas páginas 19, 20, 26 e 38.
- [9] MYERS, G. et al. A miniature pulser-preamplifier for ultrasonic transducers. **Ultrasonics**, Elsevier, v. 10, n. 2, p. 87–89, 1972. Citado 6 vezes nas páginas 19, 20, 26, 37 e 38.
- [10] PATANKAR, V.; JOSHI, V. Design and development of an ultrasonic pulser-receiver unit for non-destructive testing of materials. 2002. Citado 8 vezes nas páginas 19, 20, 26, 37 e 38.

- [11] QIU, W. et al. A multifunctional, reconfigurable pulse generator for high-frequency ultrasound imaging. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 59, n. 7, p. 1558–1567, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- [12] VALDES-PEREZ, F. E.; PALLAS-ARENY, R. **Microcontrollers: fundamentals and applications with PIC**. [S.l.]: CRC press, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 22 e 24.
- [13] RAFIQUZZAMAN, M. **Microcontroller Theory and Applications with the PIC18F**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2025. Citado 4 vezes nas páginas 22, 23 e 38.
- [14] TECHNOLOGY, M. Pic18f2455/2550/4455/4550 data sheet. **Version C Document Number DS39632**. Citado 18 vezes nas páginas 23, 24, 25, 38, 39, 41, 45, 46, 56 e 76.
- [15] TOCCI, R. J.; WIDMER, N. S.; MOSS, G. L. **Sistemas digitais**. [S.l.]: Pearson Educación, 2010. Citado na página 23.
- [16] FILHO, C. F. **História da computação: O Caminho do Pensamento e da Tecnologia**. [S.l.]: EDIPUCRS, 2007. Citado na página 24.
- [17] CALCUTT, D.; COWAN, F.; PARCHIZADEH, H. **8051 Microcontroller**. [S.l.]: Newnes, 2003. Citado na página 24.
- [18] CONTIERI, E. d. S. et al. **Implementação e avaliação de um sistema reconfigurável de excitação convencional e chirp codificada pela técnica PWM para atividades de pesquisa do ultrassom**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2023. Citado na página 26.
- [19] BOYLESTAD, L. **NASHELSKY. Dispositivos Eletrônicos e teoria de circuitos**. [S.l.]: São Paulo: Pearson, 2013. Citado na página 26.
- [20] RACITI, A. et al. State of the art and emerging solid-state power devices in the perspective of more electric aircraft. In: IEEE. **2018 AEIT International Annual Conference**. [S.l.], 2018. p. 1–6. Citado na página 26.
- [21] SEDRA, S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica. Quinta Edição**. [S.l.]: Pearson Makron Books, 2011. Citado 9 vezes nas páginas 26, 27, 28, 29, 48 e 50.
- [22] MALVINO, A. P.; BATES, D. J. **Eletrônica**. [S.l.]: AMGH, 2011. Citado na página 26.
- [23] MARTINS, D. C. **Transistores de Potência**. [S.l.: s.n.], 2018. Citado 4 vezes nas páginas 27, 29 e 50.
- [24] MIRANDA, G. G. Traçador de curvas para transistores nmos. 002, 2023. Citado na página 28.
- [25] GATERMANN, C.; SOMMER, R. Teaching the mosfet: A circuit designer's view. In: IEEE. **2022 18th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD)**. [S.l.], 2022. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

- [26] BARBOZA, I. B. et al. Avaliação do uso de semicondutores de nitreto de gálio no estágio de controle de potência de uma luminária led para iluminação pública. Universidade Federal de Santa Maria, 2022. Citado na página 29.
- [27] FRANCO, R. R. M.; SILVA, J. C. da; VIEIRA, S. L. Design and characterization of a single-channel programmable microcontroller ultrasonic pulser-receiver system. In: IEEE. **2024 IEEE UFFC Latin America Ultrasonics Symposium (LAUS)**. [S.l.], 2024. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.
- [28] INSTRUMENTS, T. Single channel high-speed, low-side gate driver data sheet ucc57516/ucc27517. **SLUSAY4B– MARCH 2012–REVISED JUNE 2012**, 2012. Citado 6 vezes nas páginas 30, 46 e 47.
- [29] HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Principles of physics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2023. Citado na página 30.
- [30] HENDEE, W. R.; RITENOUR, E. R. **Medical imaging physics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. Citado 7 vezes nas páginas 30, 31, 50 e 78.
- [31] VIEIRA, S. L. et al. Paraffin-gel tissue-mimicking material for ultrasound-guided needle biopsy phantom. **Ultrasound in medicine & biology**, Elsevier, v. 39, n. 12, p. 2477–2484, 2013. Citado na página 31.
- [32] OLYMPUS, N. Phased array testing: Basic theory for industrial applications. **Olympus NDT**, v. 2, n. 1, 2010. Citado 5 vezes nas páginas 31, 50, 51 e 77.
- [33] JR, A. P. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos-8**. [S.l.]: Bookman Editora, 2015. Citado 7 vezes nas páginas 32, 33, 53, 56 e 77.
- [34] GUERRA, M. V.; NÓBREGA, M. d. J. R. da. Amplificador operacional e o controle de temperatura em ambiente fechado. **Revista Tecnológica da Universidade Santa Úrsula**, v. 7, n. 1, p. 57–72, 2024. Citado na página 33.
- [35] PUHLMANN, H. F. W. **Módulo de display LCD**. [S.l.]: Embarcados, 2015. Citado na página 45.
- [36] BRAGA, N. C. **Fontes de Alimentação-volume 1**. [S.l.]: Editora Newton C. Braga, 2017. v. 1. Citado na página 46.
- [37] TECHNOLOGY, M. Tc6320 data sheet. **Version Document Number DS20005697B**, 2024. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 69.
- [38] DEVICES, A. High performance video op amp data sheet ad811. **technical Support, Rev.G**, 2015. Citado na página 52.
- [39] LAADJAL, K.; CARDOSO, A. J. M. Multilayer ceramic capacitors: an overview of failure mechanisms, perspectives, and challenges. **Electronics**, MDPI, v. 12, n. 6, p. 1297, 2023. Citado na página 56.
- [40] HOPPS-MCDANIEL, A. M.; NEILSEN, T. B. Temperature-induced sound speed variability in a laboratory water tank. In: AIP PUBLISHING. **Proceedings of Meetings on Acoustics**. [S.l.], 2023. v. 51, n. 1. Citado na página 57.

- [41] MARCZAK, W. Water as a standard in the measurements of speed of sound in liquids. **the Journal of the Acoustical Society of America**, Acoustical Society of America, v. 102, n. 5, p. 2776–2779, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 68.