UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SETOR DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCOS TAVARES DO AMARAL JUNIOR

DISPOSITIVO DE DIATERMIA BASEADO EM ONDAS ULTRASSÔNICAS PARA APLICAÇÃO EM TRATAMENTO DE CÂNCER

CURITIBA

2024

MARCOS TAVARES DO AMARAL JUNIOR

DISPOSITIVO DE DIATERMIA BASEADO EM ONDAS ULTRASSÔNICAS PARA APLICAÇÃO EM TRATAMENTO DE CÂNCER

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Marlio Jose do Couto Bonfim

CURITIBA

2024

Dedico este trabalho ao meu avô Renato José Ribeiro...
Assim como seus dias nessa terra foram marcados por alegria, caráter
e companheirismo, se ainda estivesse presente nesta vida,
não tenho dúvidas que dividiria essa grande conquista ao meu lado.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por ser o meu sustento ao longo de minha juventude e por consequência, também em minha jornada acadêmica. Certamente, sem Ele, mesmo com todo o mundo aos meus pés, eu ainda seria vazio.

Aos meus pais, Marcos Tavares do Amaral e Elaine Cristina Ribeiro do Amaral, minha profunda gratidão. De virtudes à valores, toda a formação familiar aplicada a mim, sem dúvidas fortaleceram minha decisão de escolher a graduação em Engenharia Elétrica. Pela ternura e amor desempenhado por você mãe e pela coragem e pelo senso de caráter desempenhado por você pai, sem dúvidas me impulsionaram a chegar até aqui.

Registro um profundo agradecimento ao Professor Dr. Márlio José do Couto Bonfim pela passagem de conhecimento ao longo da jornada da graduação, desde 2022 tem investido seu tempo e conhecimento em mim, através de sua tutoria e orientação em diversos projetos. Seu suporte técnico foi fundamental para conclusão deste trabalho, mas, principalmente agradeço pela amizade construída ao longo desses anos.

À Jefferson Kenji Suga e Fabrine Bianca Sene Gallinea Suga minha expressão de honra e gratidão. É imensurável como o cuidado que vocês exercem pela graça de Deus é frutífero em todas as áreas de minha vida, inclusive acadêmica.

Por fim, às amizades que construí ao longo desta jornada, que foram essenciais para meu crescimento pessoal e acadêmico. Deixo um agradecimento especial a João Vitor Ribeiro Manfroi, Guilherme Coelho Niz, Lucas Eduardo Rigloski e Maycon Diego Boico, por desfrutarem em conjunto dos desafios e alegrias da caminhada acadêmica.

RESUMO

Este estudo aborda a utilização da diatermia através de ondas ultrassônicas na geração de efeitos terapêuticos para o auxílio ao tratamento quimioterápico do câncer de mama. Embora a diatermia seja frequentemente associada a diferentes formas de energia eletromagnética, a diatermia gerada usando cristais piezoelétricos resulta da energia ultrassônica gerada pela estimulação de um cristal piezoelétrico, que é alojado em uma unidade chamada transdutor. A intensidade do sinal elétrico aplicado ao transdutor é controlado em função da temperatura desejada no tecido biológico do paciente. Isso é possível utilizando um *driver IR2110*, que é um *driver* de *MOSFET* e *IGBT* de alta tensão e alta velocidade com canais de saída referenciados independentes para os lados de alta e baixa tensão. Assim, estabelecendo a relação de controle deste sistema auxiliada pelo *driver* de potência que eleva os níveis de potência para alimentar coerentemente o transdutor. A medição de temperatura utiliza uma sonda subcutânea acoplada a um circuito que possibilita a medição de tensão em seus terminais, além de um sistema em malha fechada. Os dados em tensão são transmitidos para um microcontrolador que é responsável pelo processamento dos dados medidos e da atuação do sistema de controle do sinal aplicado ao *driver* de potência que é aplicado ao transdutor. O desenvolvimento deste dispositivo é uma solução de baixo custo e de alta escalabilidade, que permite a aplicação terapêutica da diatermia em pacientes em tratamentos quimioterápicos de maneira controlada e segura.

Palavras-chaves: Transdutor Ultrassônico. Diatermia. Piezoelétrico.

ABSTRACT

This study addresses the use of diathermy through ultrasonic waves in generating therapeutic effects to aid in the chemotherapy treatment of breast cancer. Although diathermy is often associated with different forms of electromagnetic energy, diathermy generated using piezoelectric crystals results from ultrasonic energy produced by stimulating a piezoelectric crystal housed in a unit called a transducer. The intensity of the electrical signal applied to the transducer is controlled based on the desired temperature in the patient's biological tissue. This is made possible by using an *IR2110* driver, which is a high-voltage, high-speed *MOSFET* and *IGBT* driver with independent high and low side referenced output channels. Thus, establishing the control relationship of this system is aided by the power driver that raises the power levels to coherently supply the transducer. Temperature measurement uses a subcutaneous probe coupled to a circuit that allows voltage measurement at its terminals, in addition to a closed-loop system. The voltage data is transmitted to a microcontroller responsible for processing the measured data and controlling the signal applied to the power driver, which is then applied to the transducer. The development of this device is a low-cost and highly scalable solution, enabling the therapeutic application of diathermy in chemotherapy treatments for patients in a controlled and safe manner.

Key-words: Ultrassonic Transducer. Diathermy. Piezoeletric.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 – Circuito Equivalente - Modelo *Butterworth-Van Dyke*. (OTERO; GONZALEZ, 2012) 15
FIGURA 2 – Diagrama de Blocos de um PLL. 16
FIGURA 3 – Esquemático de um circuito *bootstrap* 20
FIGURA 4 – Diagrama de Blocos do Projeto 21
FIGURA 5 – Resposta em Frequência do Transdutor Piezoelétrico 22
FIGURA 6 – Simulação do modelo RLC 23
FIGURA 7 – Circuito RLC Modelado pelo Modelo - *Butterworth-Van Dyke* . . . 24
FIGURA 8 – Sensor de Temperatura para utilização subcutânea na amostra de tecido biológico 25
FIGURA 9 – Microcontrolador ESP8266 25
FIGURA 10 – Esquemático do circuito formado utilizando ESP8266 26
FIGURA 11 – Esquemático do circuito completo 27
FIGURA 12 – Visualização do design da *PCB* 27
FIGURA 13 – *PCB* final com os componentes alocados 28
FIGURA 14 – Aparato de medição de dados utilizando o Analisador de Redes Vetoriais 3577A 29
FIGURA 15 – Curva do módulo da impedância em função da frequência no circuito LC formado pelo indutor de estágio final e o transdutor piezoelétrico 30
FIGURA 16 – Esquemático do Circuito de Geração de Sinal 32
FIGURA 17 – Esquemático de Aplicação do *driver IR2110* Sugerido pelo *Datasheet* 33
FIGURA 18 – Esquemático do Circuito do Módulo de Potência 34
FIGURA 19 – Sinais aplicados aos Pinos *HIN* e *LIN* sem correção do atraso . . 35
FIGURA 20 – Sinais aplicados aos Pinos *HIN* e *LIN* com correção do atraso . . 36
FIGURA 21 – Sinais nos pinos *VB* e *VS* 37
FIGURA 22 – Sinais nos pinos *HO* e *LO* 38
FIGURA 23 – Estágio final contendo os indutores para mitigação de *shoot-through* 39
FIGURA 24 – Sinal de Entrada Aplicado ao Indutor do Circuito Ressonante (Sem carga) 40
FIGURA 25 – Sinal de Saída no Indutor do Circuito Ressonante (Sem carga) . 41
FIGURA 26 – Resposta do sistema em temperatura em função do tempo 42
FIGURA 27 – Simulação da curva teórica de resposta do sistema em temperatura ao degrau unitário 43

FIGURA 28 – Aparato experimental utilizado para os testes do circuito final . . . 44
FIGURA 29 – Transdutor Piezoelétrico PZT de 1 MHz 45
FIGURA 30 – Sinais de entrada e saída do circuito LC ressonante de saída na frequência de ressonância 46
FIGURA 31 – Comparativo dos sinais de resposta do sistema em temperatura teórico e experimental 47
FIGURA 32 – Sinal de temperatura com controlador PI projetado 48
FIGURA 33 – Sinal de temperatura com controlador PI não estável com eixo do tempo limitado na faixa de instabilidade 49
FIGURA 34 – Sinal de temperatura com controlador PI ajustado 50
FIGURA 35 – Sinal de temperatura com controlador PI estável com eixo do tempo limitado na faixa de estabilidade 51

LISTA DE SÍMBOLOS

ω_s	Frequência de ressonância série
ω_p	Frequência de ressonância paralela
K_v	Sensibilidade do VCO
K_p	Constante de ganho proporcional
K_i	Constante de ganho integrativo
K_d	Constante de ganho derivativo
L	Indutância
C	Capacitância
ω	Frequência angular
VNA	Analisador de Redes Vetoriais
NTC	Coeficiente de Temperatura Negativo
PWM	Modulação por Largura de Pulso
GND	Referência de Terra do Circuito
V_{DD}	Alimentação em nível lógico
V_{CC}	Tensão de coletor comum
τ	Constante de tempo do circuito RC
V_B	Tensão bootstrap
V_S	Nó de comutação
SD	Shutdown
PZT	Titanato Zirconato de Chumbo

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 11
1.1 JUSTIFICATIVA 11
1.1.1 Objetivo Geral 12
1.1.2 Objetivos Específicos 12

2 REVISÃO DA LITERATURA 13
2.1 MATERIAIS PIEZOELÉTRICOS 13
2.1.1 Transdutores Ultrassônicos 14
2.1.2 Circuito RLC Equivalente e Frequência de Ressonância 14
2.2 PLL - *PHASE LOCKED LOOP* 16
2.3 VCO - *VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR* 17
2.4 DIATERMIA POR ONDAS ULTRASSÔNICAS 17
2.5 CONTROLADOR PID 18
2.6 CIRCUITO DE *BOOTSTRAP* 19

3 METODOLOGIA 21
3.1 MODELAGEM DO TRANSDUTOR PIEZOELÉTRICO 21
3.2 SENSOR DE TEMPERATURA NTC 24
3.3 MICROCONTROLADOR 25
3.4 DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE 26
3.5 AMPLIFICAÇÃO DO SINAL DE SAÍDA APLICADA AO TRANSDUTOR . 28
3.6 MÓDULO DE GERAÇÃO DE SINAL 30
3.7 MÓDULO DE POTÊNCIA 32
3.7.1 Sinais de Nível Lógico 34
3.7.2 Sinais de Controle dos *MOSFETs* de Potência 36
3.7.2.1 Sinais VB e VS 36
3.7.2.2 Sinais de acionamento dos MOSFETs *high-side* e *low-side* 38
3.7.3 Sinal de Saída dos *MOSFETs* 39
3.8 CONTROLADOR PI - PROPORCIONAL INTEGRATIVO 41

4 RESULTADOS E DISCUSSÇÕES 44
4.1 APARATO EXPERIMENTAL 44
4.2 SINAL DE SAÍDA APLICADO AO TRANSDUTOR 45
4.3 RESPOSTA DO SISTEMA AO SINAL PWM COM *DUTY CYCLE* EM 100% 46

4.4 SINAL DE TEMPERATURA COM CONTROLADOR PI 47

5 CONCLUSÃO 52

5.1 TRABALHOS FUTUROS 53

REFERÊNCIAS 54

APÊNDICES 56

APÊNDICE A FIRMWARE COMPILADO NO MICROCONTROLADOR . 57

1 INTRODUÇÃO

As ondas de ultrassom são um tipo de onda sonora com frequências acima de aproximadamente 20 kHz. Elas são produzidas por meio de um fenômeno conhecido como vibração mecânica e são amplamente utilizadas em diversas aplicações devido às suas propriedades. As ondas de ultrassom são capazes de penetrar em materiais sólidos, líquidos e até mesmo tecidos biológicos (S. ZAVARIZE A. MARTELLI, 2014), o que as torna valiosas na medicina, por exemplo.

O estudo e desenvolvimento de dispositivos eletrônicos através de conhecimentos multidisciplinares envolvendo grandes áreas da medicina e bioquímica, tem crescido significativamente nos últimos anos. De acordo com o Instituto Nacional do Câncer (Inca) estima-se que, até 2025, o Brasil deverá registrar 704 mil novos casos de câncer por ano (LUCA, 2023), fator que fomenta o desenvolvimento de projetos acadêmicos que possam colaborar para o avanço da medicina nessa área, além, é claro, do desenvolvimento de produtos por empresas do setor biomédico que identificam potencial de mercado nessa área.

Um exemplo de uso terapêutico na medicina é a diatermia. O termo "diatermia"vem do grego "dia"(através de) e "thermos"(calor), indicando que o calor é aplicado através dos tecidos do corpo para alcançar efeitos terapêuticos, como o auxílio ao tratamento quimioterápico do câncer de mama. Embora a diatermia seja frequentemente associada a diferentes formas de energia eletromagnética, a diatermia usando cristais piezoelétricos resulta da energia ultrassônica gerada pela estimulação de um cristal piezoelétrico, que é alojado em uma unidade chamada transdutor. Esses cristais são utilizados como transdutores, convertendo energia elétrica em energia mecânica vibratória. Essa vibração mecânica é então transmitida como ondas ultrassônicas. E as ondas geradas pelo transdutor penetram os tecidos biológicos e produzem calor por meio de fenômenos de absorção e conversão de energia mecânica. "A diatermia terapêutica utiliza correntes de frequência ultrassônicas para gerar calor profundo nos tecidos biológicos, o que promove uma série de efeitos benéficos, incluindo a vasodilatação, aumento do fluxo sanguíneo, alívio da dor e aceleração do processo de cicatrização."(LOW; REED, 2000).

1.1 JUSTIFICATIVA

O desenvolvimento de um aparelho de diatermia utilizando ondas ultrassônicas representa uma oportunidade significativa para aprimorar e aplicar os conhecimentos adquiridos no curso de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica e Telecomu-

nicações. Primeiramente, este projeto proporciona uma profunda compreensão dos princípios fundamentais da eletrônica, pois envolve a manipulação e a geração precisa de sinais elétricos para excitar o transdutor, que por sua vez converte a energia elétrica em energia mecânica vibratória, resultando em ondas ultrassônicas propagadas através de um tecido biológico, exigindo total controle do dispositivo a fim de não gerar danos no tecido.

O estudo do transdutor composto por um cristal de quartzo como um elemento-chave do sistema amplia o conhecimento sobre materiais piezoelétricos e suas aplicações em dispositivos eletrônicos. A análise das propriedades físicas e elétricas do cristal e seu comportamento sob diferentes condições de operação, como tensão e temperatura são aspectos relevantes para a formação do engenheiro eletricista.

Além disso, em termos profissionais, o desenvolvimento deste projeto inclui a etapa de análise de escalabilidade e viabilidade, termo que refere-se à capacidade de expandir ou adaptar o projeto para lidar com um aumento na demanda, tamanho ou complexidade sem comprometer sua eficiência, desempenho ou funcionalidade. É um conceito fundamental em diversos domínios, desde o desenvolvimento de *software* até a gestão de empresas e a engenharia de sistemas. Assim, contribuindo com grande maturidade para área profissional *P&D*, Projetos e Desenvolvimento.

1.1.1 Objetivo Geral

Desenvolver um sistema embarcado para geração e controle da diatermia em um tecido biológico.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Projetar um módulo de geração de sinal com ajuste de frequência para a ressonante do cristal piezoelétrico;
- Integrar o módulo de geração de sinal com um Driver amplificador de potência de sinal;
- Aplicar o sinal ultrassônico gerado pelo transdutor em uma amostra de tecido biológico;
- Desenvolver um circuito para medição de temperatura em função do tempo utilizando um Sensor de temperatura em uma sonda subcutânea;
- Desenvolver um controlador PI digital para controle de temperatura do tecido biológico em 42 ℃.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Para melhorar o entendimento deste trabalho, abaixo está a introdução necessária de alguns tópicos conceituais.

2.1 MATERIAIS PIEZOELÉTRICOS

Os materiais piezoelétricos compartilham uma característica comum: suas estruturas cristalinas possuem redes cristalinas que não apresentam simetria central. Entre as propriedades piezoelétricas estão o efeito piezoelétrico direto e o efeito piezoelétrico inverso. O efeito piezoelétrico direto é o fenômeno no qual, sob uma carga externa, a polarização causada pelo deslocamento dos centros internos de cargas positivas e negativas resulta em sinais opostos de cargas nas extremidades das superfícies dielétricas. Quando uma força externa é aplicada (dentro de um certo intervalo), a densidade de carga do material piezoelétrico é proporcional a essa força externa (EL-BADAWY, 2008), podendo ser definida como:

$$\delta = dT \tag{2.1}$$

Na qual δ é a densidade de carga superficial, d é a constante de deformação piezoelétrica e T é a tensão de tração. Por outro lado, o efeito piezoelétrico inverso é observado quando um campo elétrico é aplicado aos materiais piezoelétricos, fazendo com que o centro interno de cargas positivas e o centro de cargas negativas sofram deslocamento. Consequentemente, ocorre polarização e gera uma deformação no material (Y. MENG; HUANG, 2022). Quando a magnitude do campo elétrico está dentro de um intervalo definido, a magnitude da tensão e o sinal elétrico de saída apresentam uma relação linear: $x = dE$. Aqui, x é a deformação, E é definido como o campo elétrico, e d é atribuído como a constante de deformação piezoelétrica inversa.

Sob a influência de um campo elétrico, o deslocamento elétrico D em materiais não piezoelétricos em um estado de repouso (sem aplicação de força externa) é descrito por: $D = \varepsilon E$, onde ε é o coeficiente dielétrico do meio dielétrico. Na ausência de um campo elétrico, quando uma tensão T é aplicada aos materiais não piezoelétricos, ocorre uma deformação S. A relação é expressa por: $S = sT$, onde s é a constante de flexibilidade.

A equação do Efeito Piezoelétrico Direto, descrevendo a interação entre a deformação elétrica e mecânica de materiais piezoelétricos, pode ser representada

como:

$$D = dT + \varepsilon E \tag{2.2}$$

Enquanto que a equação do Efeito Piezoelétrico Inverso:

$$S = s^E T + \delta E \tag{2.3}$$

2.1.1 Transdutores Ultrassônicos

Os transdutores ultrassônicos são fabricados em diversas configurações (como elementos únicos, arrays lineares e circulares) para atender a diferentes aplicações, tais como imagens médicas e ensaios não destrutivos, e para operar em diversas frequências ultrassônicas. O campo acústico gerado pelo transdutor é transmitido para qualquer meio de propagação de ultrassom e, quando utilizado em aplicações médicas, é acoplado à superfície da pele para penetrar no corpo humano, onde se propaga através da estrutura a ser examinada. (K. OLIVECRONA M. HÄRDIG, 2005)

Os aspectos de construção mecânica, elemento transdutor, compatibilização elétrica e de cargas mecânicas e elétricas, definem o comportamento do transdutor. Em especial, a construção mecânica possui influência nos parâmetros de área de superfície da radiação ultrassônica ou eletromagnética, amortecimento mecânico e encapsulamento, dentre outros variáveis de construção física. (NASCIMENTO, 2003)

Os transdutores possuem dois modos de operação, sendo um receptor e o outro transmissor. De acordo com sua construção, o mesmo pode operar nestes dois modos, possuindo características de desempenho idênticas, ou seja, obtendo mesma eficiência operando como transmissor tanto como receptor. Portanto, caso um transdutor do tipo piezoelétrico opere em ambos os modos, os efeitos piezoelétricos direto e inverso são identificados no mesmo transdutor.

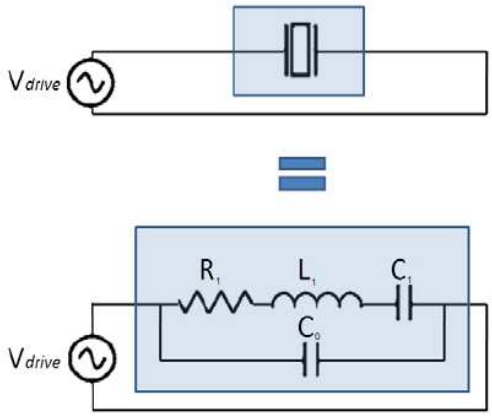
2.1.2 Circuito RLC Equivalente e Frequência de Ressonância

As características de impedância dos transdutores ultrassônicos piezoelétricos, nas proximidades de suas ressonâncias fundamentais (tanto série quanto paralela), podem ser modeladas por meio de um circuito elétrico equivalente (R. QUEIRÓS P. GIRÃO, 2005). Esse modelo de circuito permite uma análise detalhada do transdutor, sendo essencial para avaliar o sinal elétrico que deve ser aplicado, projetar redes de casamento de impedância elétrica para maximizar a transferência de potência, e projetar camadas de casamento de impedância acústica. Os parâmetros desse circuito podem ser usados para determinar diversas propriedades dos materiais piezoelétricos, incluindo massa, rigidez, capacitância, indutância e amortecimento, dentro de uma

faixa específica de frequências. Portanto, é fundamental dispor de um método para determinar os parâmetros do circuito elétrico equivalente para um transdutor específico.

A figura 1 apresenta uma alternativa para representar um transdutor piezoelétrico através de um circuito elétrico equivalente. Este modelo é denominado de *Butterworth-Van Dyke*.

FIGURA 1 – Circuito Equivalente - Modelo *Butterworth-Van Dyke*. (OTERO; GONZALEZ, 2012)



Fonte: (OTERO; GONZALEZ, 2012).

Esse modelo é um dos mais utilizados na literatura juntamente com o modelo de *Mason*, que difere deste ao considerar um resistor em paralelo com este modelo de *Butterworth-Van Dyke*, representando as perdas do transdutor. (CHURCH; PINCOCK, 1985)

Analisando o circuito equivalente do transdutor piezoelétrico representado na figura 1 em circuito aberto, é possível definir a equação de impedância total:

$$Z_T = \frac{(L_1C_1\omega^2 - 1) - j(R_1C_1\omega)}{(R_1C_0C_1\omega^2) + j[L_1C_0C_1\omega^3 - \omega(C_0 + C_1)]} \tag{2.4}$$

Embora existam outras abordagens para extrair os parâmetros do circuito da figura 1, obtém-se as equações exatas a partir da magnitude da equação de impedância total em sua frequência de ressonância série ω_s e na sua frequência de ressonância paralela ω_p (antirressonância), que são dadas por:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} \tag{2.5}$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1C_{\text{eq}}}} \tag{2.6}$$

onde $C_{\text{eq}} = \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}$.

$$C_0 = \sqrt{\frac{(Z_{\omega s})^2(\omega_p^2 - \omega_s^2) + \sqrt{(2\omega_p Z_{\omega s} Z_{\omega p})^2 + (Z_{\omega s})^4(\omega_p^2 - \omega_s^2)^2}}{2(\omega_p^2 Z_{\omega p} Z_{\omega s})^2}} \tag{2.7}$$

$$R_1 = \sqrt{\frac{(Z_{\omega s})^2}{1 - (C_0 \omega_s Z_{\omega s})^2}} \tag{2.8}$$

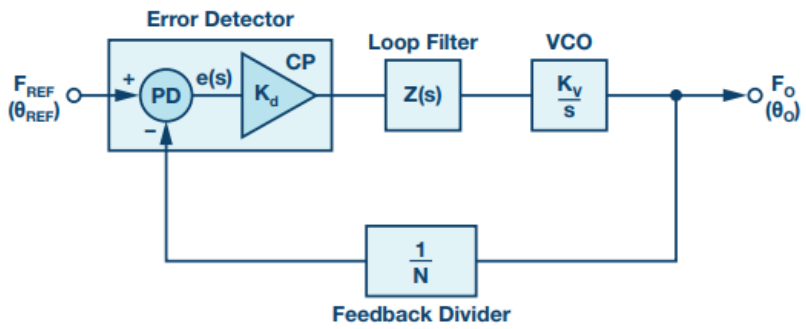
$$C_1 = C_0 \left[\left(\frac{\omega_p}{\omega_s} \right)^2 - 1 \right] \tag{2.9}$$

$$L_1 = \frac{1}{C_1 \omega_s^2} \tag{2.10}$$

2.2 PLL - *PHASE LOCKED LOOP*

Na sua configuração mais básica, um *Phase Locked Loop* compara a fase de um sinal de referência (F_{REF}) com a fase de um sinal de feedback ajustável (R_{FIN}) F_O, como mostrado na figura 2.

FIGURA 2 – Diagrama de Blocos de um PLL.



Fonte: (COLLINS, 2018).

Através da correção contínua da diferença de frequência ou fase entre dois sinais periódicos, quando ocorre a sincronização, caso ocorra, o sinal de saída do PLL é travado e o sinal de erro é praticamente zero. Assim, até que as condições externas do PLL sejam supridas, ocorrerá a manutenção do bloqueio de fase, ajustando continuamente a frequência do VCO para compensar qualquer mudança na fase ou frequência do sinal de entrada.

2.3 VCO - *VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR*

Os VCOs ou Osciladores Controlados por Tensão são projetados especificamente para produzir um sinal de saída cuja frequência varia de acordo com a amplitude de um sinal de entrada dentro de uma faixa razoável de frequências. Dessa maneira, a frequência de saída (f_{out}) do VCO é uma função linear da tensão de controle. Isso significa que, ao aumentar a tensão de controle, a frequência de saída aumenta linearmente, e vice-versa.

$$f_{out} = f_0 + K_v V_{in} \tag{2.11}$$

Onde f_0 é a frequência central ou frequência nominal do oscilador, K_v é a sensibilidade do VCO, medida em Hz/V ou rad/s/V e V_{in} é a tensão de controle aplicada.

Os VCOs podem ser implementados de várias maneiras, sendo as mais comuns baseadas em circuitos analógicos ou digitais. Os osciladores analógicos controlados por tensão utilizam dispositivos como capacitores e indutores em configurações LC ou RC para produzir o sinal oscilatório. A tensão de controle ajusta os parâmetros desses componentes, modificando a frequência do sinal gerado. Nos VCOs digitais, circuitos como multivibradores astáveis podem ser aplicados, e a frequência é controlada pela variação do tempo de carga e descarga de um capacitor.

Um oscilador requer a satisfação da condição de Barkhausen, que afirma que o ganho de malha deve ser unitário e a fase total da malha de realimentação deve ser múltiplo de 2π. Em VCOs, a modulação do ganho ou da fase é controlada pela tensão de entrada, resultando na variação de frequência.

Os VCOs são essenciais em sistemas de comunicação devido à sua capacidade de modular e demodular sinais. Em sintetizadores de frequência PLL (*Phase-Locked Loops*), o VCO é usado como parte fundamental para gerar frequências precisas em resposta a variações no sinal de controle.

2.4 DIATERMIA POR ONDAS ULTRASSÔNICAS

A onda ultrassônica, ao se propagar pelas estruturas biológicas, interage com os tecidos de acordo com suas características específicas. Os tipos de interações que ocorrem são semelhantes aos comportamentos das ondas observadas na luz: reflexão, refração, espalhamento, difração, divergência, interferência e absorção. Com exceção da interferência, todas essas interações reduzem a intensidade do feixe, um fenômeno conhecido como atenuação. A atenuação possui um coeficiente (expresso em $dB/cm^{-}1$) que varia entre os diferentes tecidos e depende das propriedades do meio e

da frequência de emissão do ultrassom. A absorção, em particular, é o processo pelo qual a energia ultrassônica é convertida em outras formas de energia, principalmente em calor. De maneira que a taxa de absorção é proporcional à densidade tecidual. (HEDRICK; HYKES; STARCHMANN, 1994)

Em tecidos adiposos, a aplicação do ultrassom pode causar vasodilatação, sendo a dilatação dos vasos sanguíneos devido ao aumento da temperatura local. Isso estimula um melhor fluxo sanguíneo na área afetada, trazendo benefícios como o aumento da circulação e melhoria da oxigenação. Essa relação entre diatermia e vasodilatação é fundamental para aprimorar e auxiliar tratamentos de patologias dependentes de terminações sanguíneas, melhorando assim a ambientação ao redor da patologia para receber o tratamento.

2.5 CONTROLADOR PID

O controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) é amplamente utilizado em sistemas de controle, aplicado para a correção de desvios entre a saída real de um sistema e um valor desejado, chamado de *setpoint*. Este controlador é formado por três agentes: proporcional, integral e derivativo, cada um desempenhando uma função específica no ajuste do sistema.

O agente proporcional considera o erro atual $e(t)$, que é calculado pela diferença entre o *setpoint* e a saída do sistema, e sua contribuição é diretamente proporcional ao tamanho desse erro, ajudando a reduzir sua magnitude constantemente. Todavia, o agente proporcional pode não ser capaz de eliminar completamente o erro. Assim, surge o termo chamado de erro em regime permanente.

Para superar essa limitação, o agente integral é introduzido, acumulando o erro ao longo do tempo e integrando-o, dessa maneira, ajustando o sistema para eliminar qualquer desvio constante, corrigindo o erro em regime permanente. No entanto, o uso de ganhos elevados na constante do agente integral pode tornar o sistema mais lento e propenso a oscilações.

O agente derivativo, por sua vez, baseia-se na taxa de variação do erro. Sua função engloba prever mudanças futuras no erro atual $e(t)$, o que ajuda a melhorar a resposta dinâmica do sistema, reduzindo oscilações e o tempo de estabilização. A combinação desses três agentes resulta em um controlador versátil para diversas aplicações.

O sinal de controle $u(t)$ gerado por um controlador PID é expresso como a

soma das contribuições proporcional, integral e derivativa:

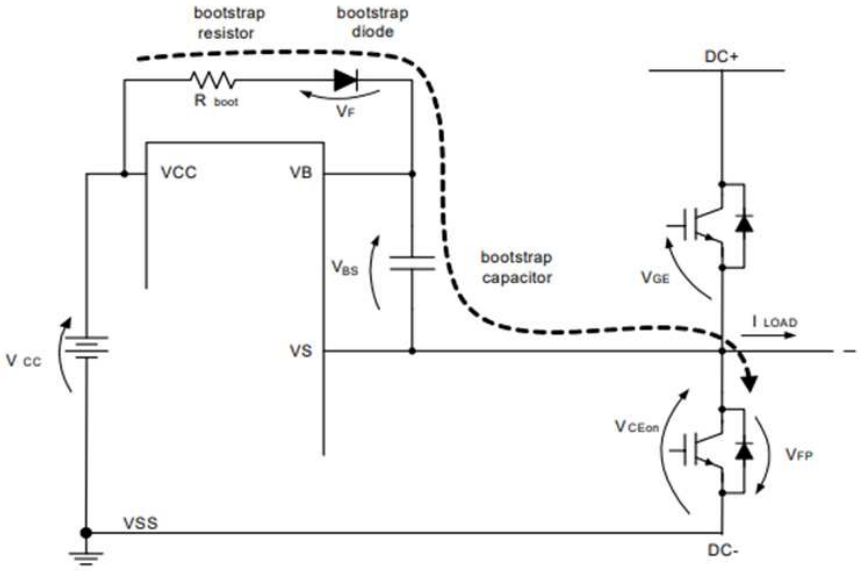
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \tag{2.12}$$

onde K_p, K_i e K_d são os ganhos de cada componente, proporcional, integrativo e derivativo, respectivamente. Esses parâmetros determinam o comportamento do controlador e devem ser calculados e ajustados para atender os requisitos de implementação.

2.6 CIRCUITO DE *BOOTSTRAP*

Um circuito *bootstrap* é uma técnica usada em eletrônica para fornecer uma tensão de acionamento no lado alto (*high-side*) para o *MOSFET* do lado alto em uma configuração de meia ponte (*half-bridge*) ou ponte completa (*full-bridge*). Normalmente, utiliza-se um diodo e um capacitor para gerar uma tensão mais alta do que a tensão de alimentação disponível (TECHNOLOGIES, 2024). Conforme a figura 3, esse circuito possibilita a condução do *MOSFET high-side*, o capacitor bootstrap atua como uma fonte temporária de tensão, fornecendo energia ao *driver* do *gate* do *MOSFET* do lado alto. Essa tensão é geralmente maior do que a alimentação devido ao nível da tensão de saída (na junção entre os dois *MOSFETs*) subir junto com o acionamento do *high-side*. Esse ciclo de carga e descarga do capacitor *bootstrap* permite a operação contínua do circuito *half-side*, comutando eficientemente entre os *MOSFETs* de alta e baixa.

FIGURA 3 – Esquemático de um circuito *bootstrap*

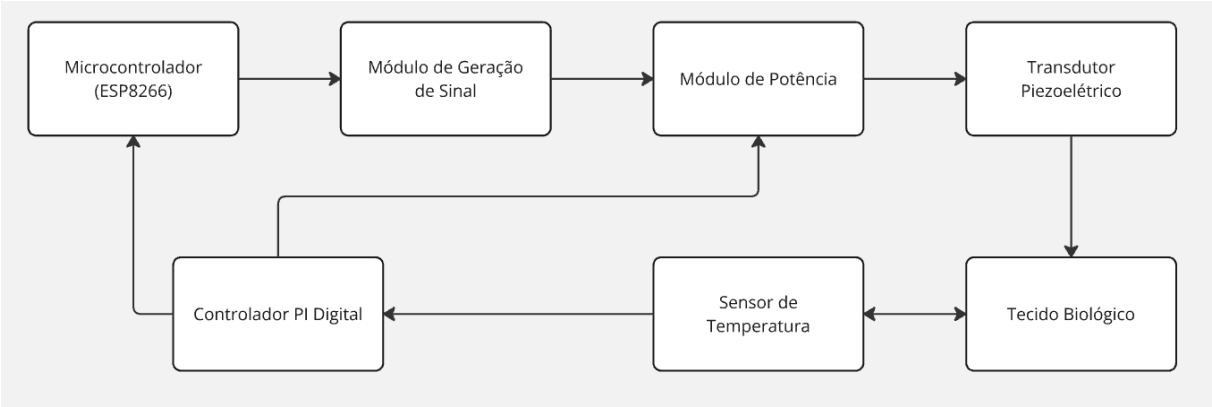


Fonte: (TECHNOLOGIES, 2024).

3 METODOLOGIA

Para o desenvolvimento do protótipo do projeto é proposto o seguinte diagrama de blocos contido na figura 4. Este diagrama contém os blocos principais do projeto, e nesta seção cada um destes será abordado, além de etapas adicionais relevantes para a metodologia de desenvolvimento do projeto.

FIGURA 4 – Diagrama de Blocos do Projeto

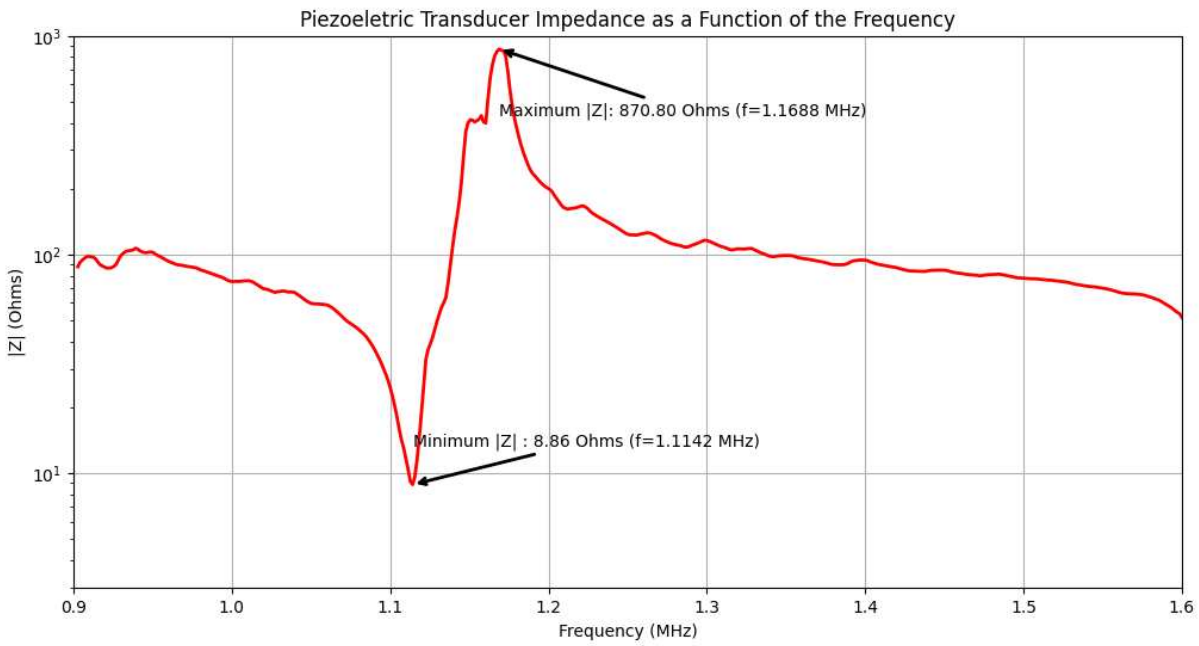


Fonte: o Autor.

3.1 MODELAGEM DO TRANSDUTOR PIEZOELÉTRICO

O método experimental utilizado para modelagem do transdutor piezoelétrico através do modelo de *Butterworth-Van Dyke*, baseou-se na aquisição do comportamento do módulo da impedância do transdutor em função da frequência utilizando um Analisador de Redes Vetoriais (*VNA*) *Keysight E5071C ENA*. Na figura 5 é possível visualizar o gráfico com os dados da medição processados em *python*, indicando o ponto de ressonância, localizado no ponto mínimo da curva.

FIGURA 5 – Resposta em Frequência do Transdutor Piezoelétrico



Fonte: o Autor.

Pelo esquemático do circuito RLC apresentado na figura 1, foi utilizado o *software* de simulação de circuitos elétricos *QUCS*, para criar uma simulação AC com um parâmetro de varredura sobre os valores do capacitor no ramo RLC. Este, pela equação de ressonância RLC, está relacionado diretamente com o valor da indutância do ramo.

A impedância Z de um circuito RLC série é dada por:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \tag{3.1}$$

onde:

$$X_L = \omega L \quad \text{é a reatância indutiva,}$$
$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad \text{é a reatância capacitiva,}$$
$$\omega = 2\pi f \quad \text{é a frequência angular.}$$

Na frequência de ressonância (ω_0), $X_L = X_C$, ou seja:

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \tag{3.2}$$

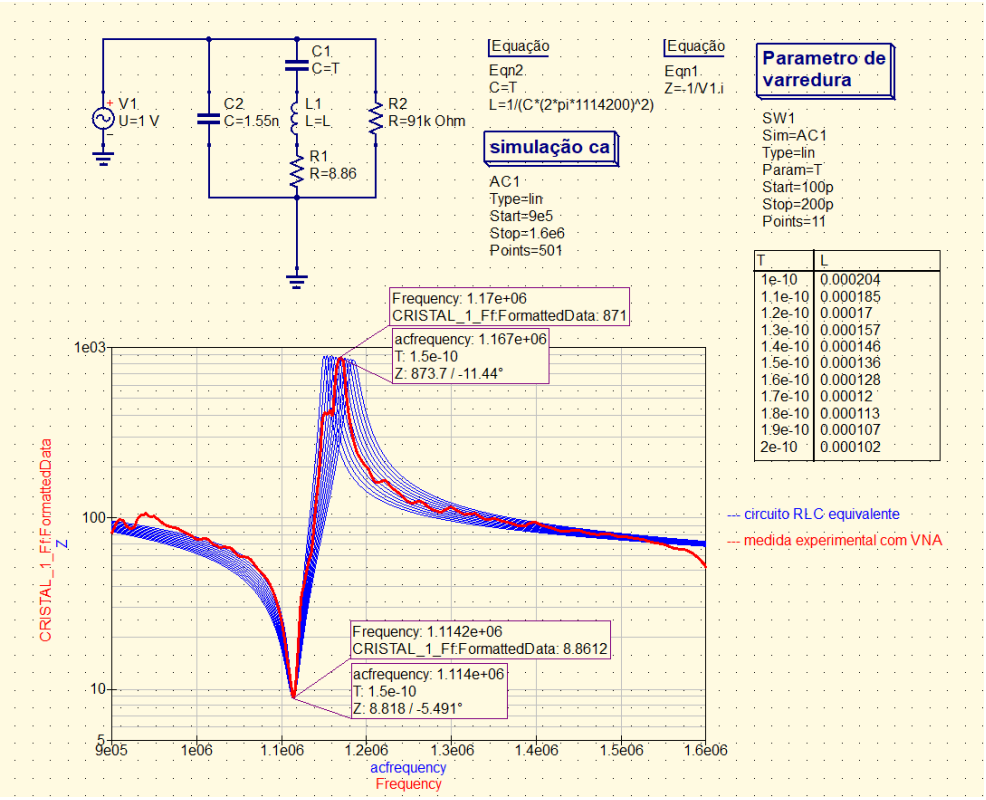
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3.3}$$

A frequência de ressonância (f_0) é:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{3.4}$$

Como o valor de f_0=1114200 Hz é conhecido, na simulação da figura 6 é isolada a variável do indutor, assim, aplicando a varredura de parâmetro sobre a variável do capacitor do ramo RLC.

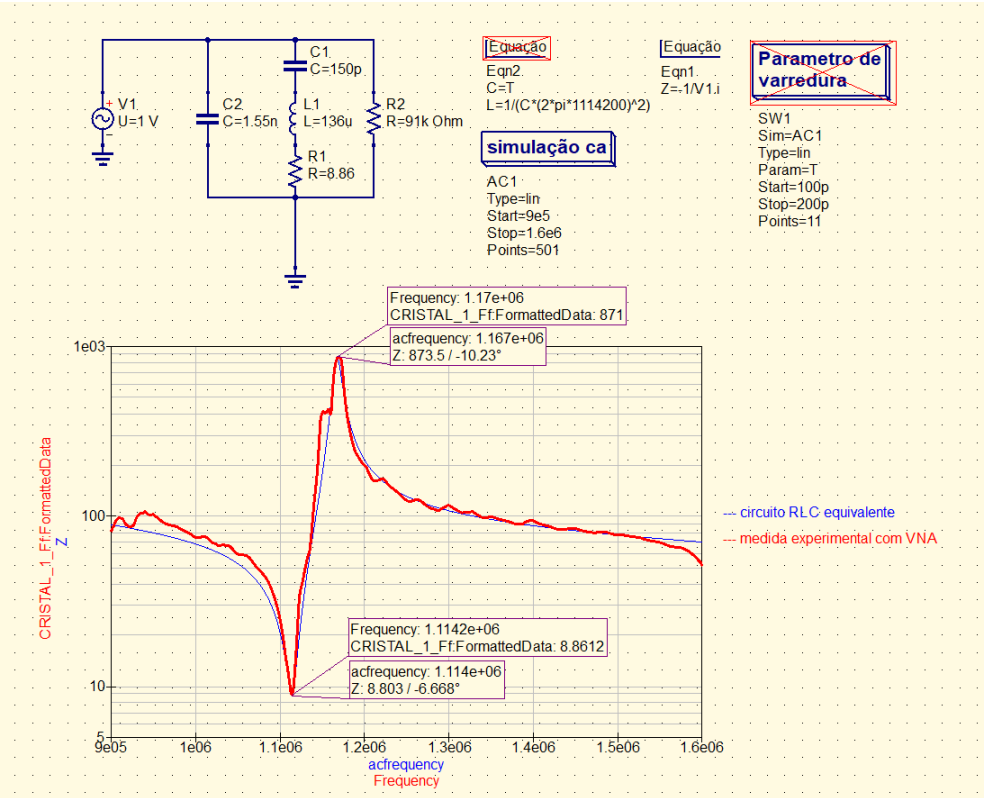
FIGURA 6 – Simulação do modelo RLC



Fonte: o Autor.

Ao analisar a simulação, o valor de capacitância mais adequado que resulta no comportamento desejado da curva de ressonância é de 150 pF. Assim, é obtido o circuito RLC equivalente do transdutor piezoelétrico, com ramo RLC formado por, R1 = 8,86 Ω, L1 = 136 μH e C1 = 150 pF. O capacitor C2 paralelo ao ramo RLC possui valor de 1,55 nF e é responsável por ajustar o efeito capacitivo no circuito, aumentando a amplitude do sinal de módulo da impedância de maneira adequada, justamente no ponto . O resistor paralelo ao ramo RLC e ao capacitor C2 é responsável pelo ajuste fino do valor máximo da curva de módulo da impedância. O esquemático completo está contido na figura 7, concluindo que os resultados obtidos pela simulação utilizando o modelo de *Butterworth-Van Dyke* são satisfatórios.

FIGURA 7 – Circuito RLC Modelado pelo Modelo - *Butterworth-Van Dyke*

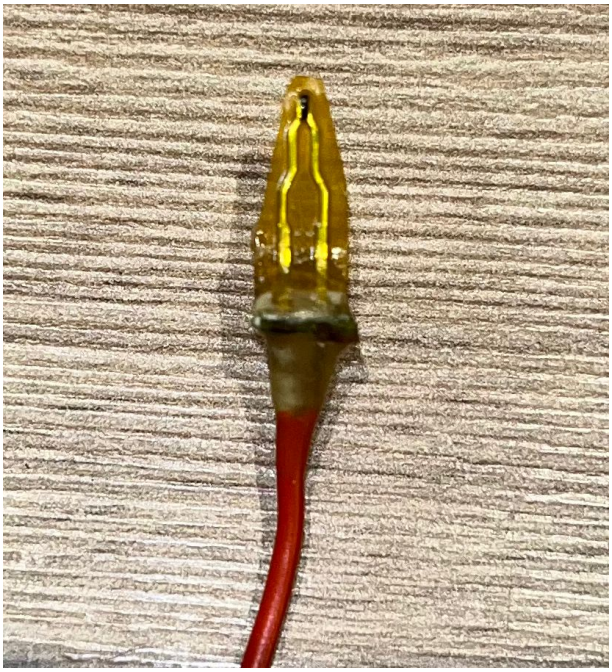


Fonte: o Autor.

3.2 SENSOR DE TEMPERATURA NTC

O termistor NTC é um componente eletrônico que funciona como sensor de temperatura, medindo a temperatura de um ambiente com base na variação da resistência elétrica do dispositivo. A sigla NTC significa *Negative Temperature Coefficient* ou seja, a resistência do resistor diminui quando a temperatura aumenta. O sensor utilizado neste projeto possui um encapsulamento com uma resina para garantir o isolamento do termistor além de auxiliar na inserção subcutânea do mesmo na amostra de tecido biológico através de uma insição.

FIGURA 8 – Sensor de Temperatura para utilização subcutânea na amostra de tecido biológico

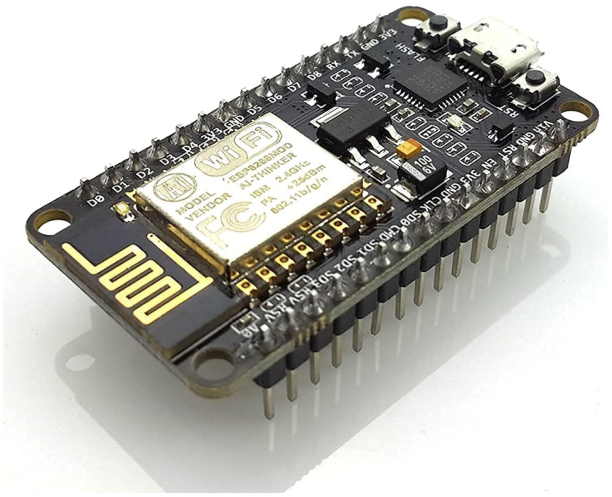


Fonte: o Autor.

3.3 MICROCONTROLADOR

O ESP8266 é um microcontrolador de baixo custo e alta funcionalidade que inclui conectividade Wi-Fi embutida. Fabricado pela *Espressif Systems*, o ESP8266 oferece um excelente custo-benefício, sendo uma solução acessível visto que suporta diferentes plataformas de programação, como Arduino IDE.

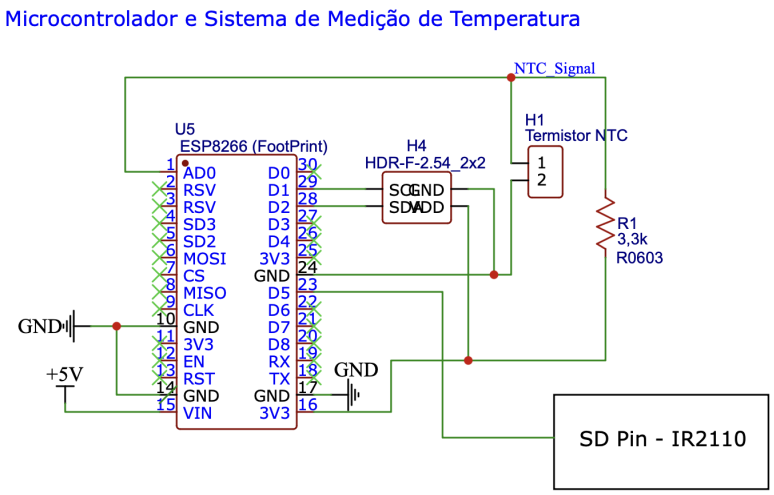
FIGURA 9 – Microcontrolador ESP8266



Fonte: o Autor.

A figura 10 contém o esquemático do circuito dimensionado, formado pelo ESP8266, o circuito de medição de temperatura formado por um divisor de tensão que utiliza um resistor de linearização de 3,3 kΩ para garantir o uso correto do sensor de temperatura do tipo NTC. O pino D5 foi dimensionado como pino de saída para aplicar o controle *PWM* sob o módulo de potência. O componente H4 é um conector de pinos do tipo femêa dimensionado para uso futuro de um *display* do tipo OLED, para este foram reservados os pinos D1 e D2.

FIGURA 10 – Esquemático do circuito formado utilizando ESP8266

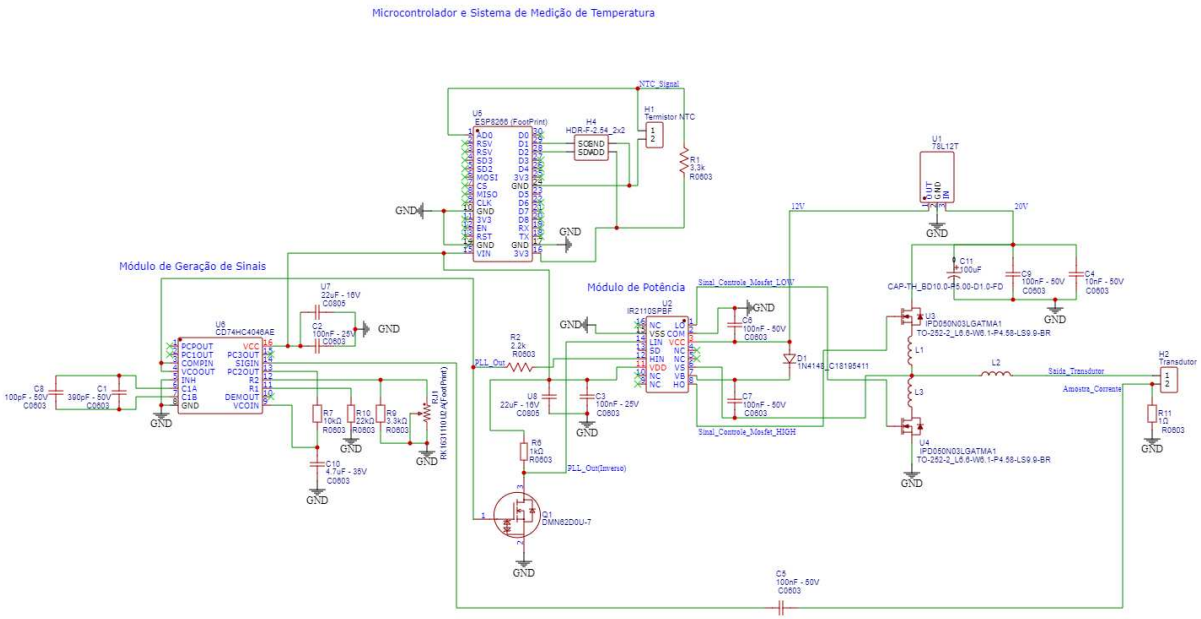


Fonte: o Autor.

3.4 DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE

O esquemático do circuito completo foi composto por um *shield* para o microcontrolador e toda interconexão com os módulos de geração de sinal, potência e também com o circuito para medição de temperatura do sistema. A figura 11 contém o esquemático completo do circuito.

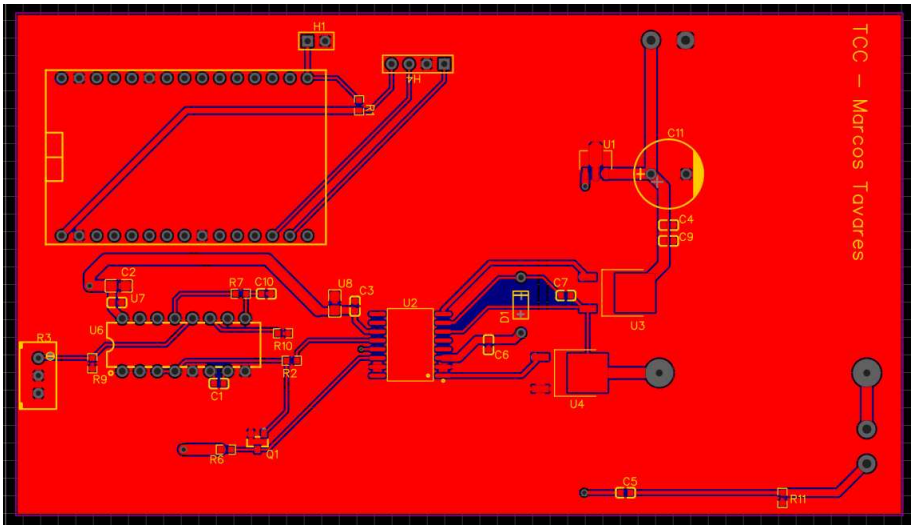
FIGURA 11 – Esquemático do circuito completo



Fonte: o Autor.

Com o esquemático, foi desenvolvido o design da placa de circuito impresso. A figura 12 contém o design completo em visualização superior.

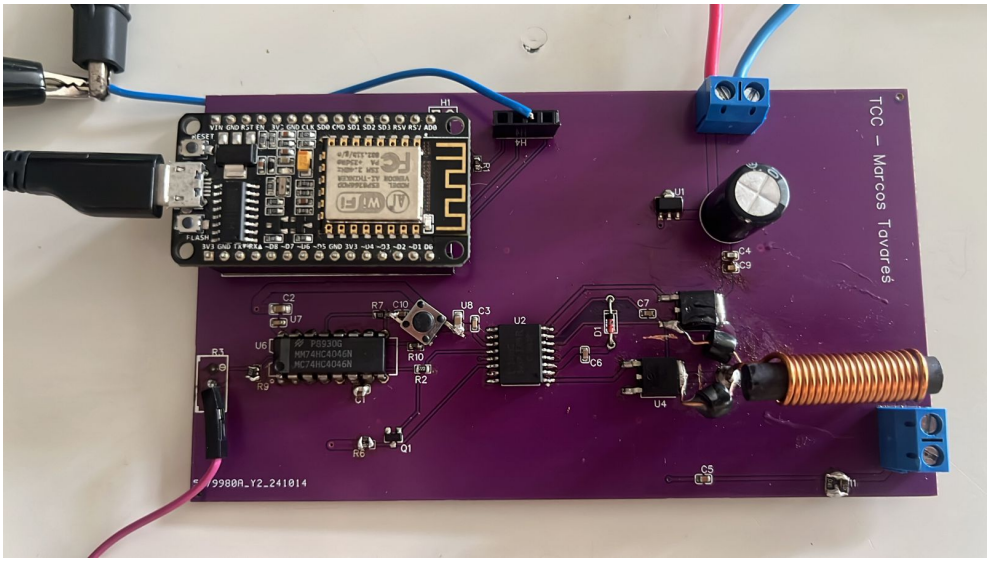
FIGURA 12 – Visualização do design da *PCB*



Fonte: o Autor.

O estágio final de desenvolvimento da PCB englobou soldar os componentes dimensionados previamente.

FIGURA 13 – *PCB* final com os componentes alocados



Fonte: o Autor.

3.5 AMPLIFICAÇÃO DO SINAL DE SAÍDA APLICADA AO TRANSDUTOR

Uma onda quadrada periódica com amplitude A e frequência fundamental f_1 pode ser decomposta em uma série infinita de harmônicos ímpares usando a série de Fourier. A expressão para a onda quadrada $v(t)$ é dada por:

$$v(t) = A\sin(2\pi f_1 t) + \frac{A}{3}\sin(2\pi \cdot 3f_1 t) + \frac{A}{5}\sin(2\pi \cdot 5f_1 t) + \dots \tag{3.5}$$

Essa equação mostra que a onda quadrada é composta por:

- A frequência fundamental f_1;
- Harmônicos ímpares de frequência fundamental $3f_1, 5f_1, \dots$;
- A amplitude dos harmônicos decresce com o fator $1/n$, onde n é o órdem do harmônico.

Quando a frequência de ressonância de um circuito oscilador LC coincide com a frequência fundamental da onda quadrada ($f_0 = f_1$), a impedância do circuito Z_{LC} é mínima e a corrente através do circuito é maximizada. Paralelamente, o circuito oscilador LC amplifica seletivamente essa componente fundamental e atenua as demais componentes harmônicas. Por este motivo, foi inserido o indutor em série com o transdutor, assim, gerando o fenômeno de oscilação do sistema, considerando que o

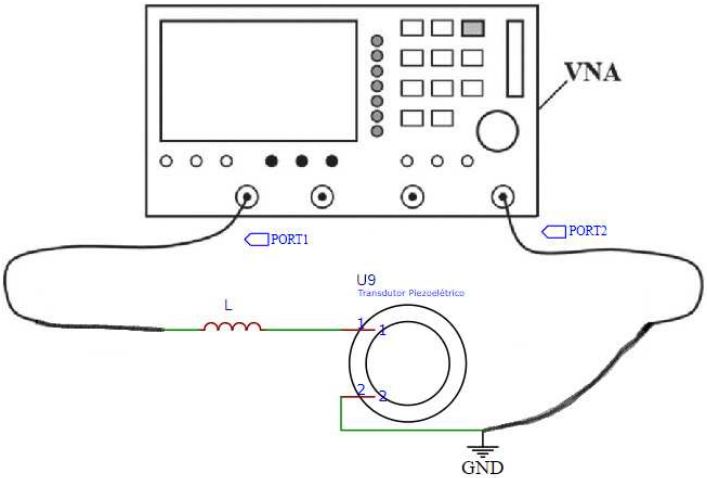
módulo de geração de sinal forma um sinal quadrado. Dessa forma, o sinal de tensão medido sobre o transdutor piezoelétrico em ressonância $(f_0 = f_1)$ é descrito como:

$$v_C(t) \approx V_1 \sin(2\pi f_1 t), \tag{3.6}$$

onde V_1 é a amplitude da componente fundamental amplificada. As componentes harmônicas de ordem superior $(3f_1, 5f_1, \ldots)$ são atenuadas devido à resposta seletiva do circuito LC ressonante. Esse comportamento ocorre porque o circuito atua como um filtro passa-banda seletivo, amplificando apenas a frequência de ressonância e atenuando os harmônicos superiores.

No início da seção de metodologia, foi desenvolvida uma análise em torno do transdutor piezoelétrico, apontando o valor da frequência de ressonância do cristal além do valor do módulo da impedância do cristal nessa frequência, expondo o comportamento capacitivo do mesmo. Contudo, é de extrema importância, dimensionar o sinal gerado pelo módulo de geração de sinal, considerando os componentes indutivos e capacitivos do circuito que podem deslocar o valor da frequência de ressonância. Um componente relevante nessa associação, é o indutor conectado em série com o transdutor piezoelétrico, adicionado para formar o circuito LC e resultar no processo de oscilação descrito no início dessa seção. Para isso, foi utilizado um Analisador de Redes Vetoriais *Agilent 3577A* com a configuração para medição do módulo de impedância em função da frequência, numa faixa de operação de 1 MHz até 2 MHz. A figura 14 representa como a montagem do aparato de testes foi realizada.

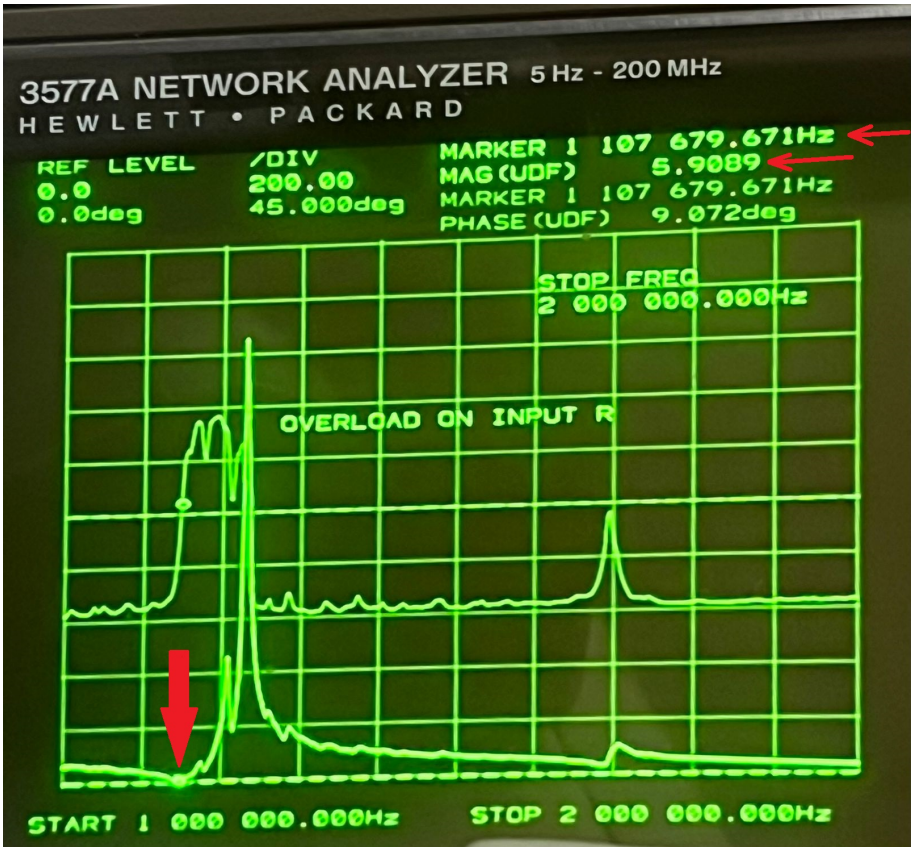
FIGURA 14 – Aparato de medição de dados utilizando o Analisador de Redes Vetoriais 3577A



Fonte: o Autor.

Os dados medidos pelo *VNA - Vector Network Analyzer* estão contidos na figura 15 .

FIGURA 15 – Curva do módulo da impedância em função da frequência no circuito LC formado pelo indutor de estágio final e o transdutor piezoelétrico



Fonte: o Autor.

A curva obtida sinalizada pela flecha na cor vermelha aponta o valor do módulo da impedância mínima, que naturalmente deve ocorrer na frequência de ressonância do circuito montado no aparato. O valor do módulo da impedância é de 5,9 Ω aproximadamente, enquanto que a frequência de ressonância está em torno de 1,108 MHz. Ao comparar esses resultados com os resultados obtidos na curva da figura 5, percebe-se uma diminuição no valor do módulo da impedância mensurado com a associação do indutor e do transdutor comparado com apenas o transdutor, anteriormente, $|Z|$ = 8,86 Ω, agora em $|Z|$ = 5,9 Ω. Esse é o comportamento esperado e indica que no estágio final do circuito, caso o sinal esteja com a frequência ajustado para o valor em que ocorre a ressonância, a impedância será minimizada, permitindo que a corrente no circuito aumente significativamente, assim, excitando de maneira coerente o transdutor.

3.6 MÓDULO DE GERAÇÃO DE SINAL

O módulo de geração de sinal foi desenvolvido utilizando um circuito integrado 74HC4046A como base e os componentes auxiliares para configuração do regime de

operação do mesmo.

O circuito integrado a ser utilizado neste projeto será o *74HC4046A*. Esse circuito integrado é um PLL com um VCO integrado, que requer um capacitor externo C1 e alternativamente, requer dois resistores externos R1 e R2. Sendo o resistor R1 e o capacitor C1 determinantes para definir a faixa de frequência do VCO. Enquanto que o resistor R2 permite que o VCO tenha uma frequência de *offset*, se necessário. Além do VCO, este dispositivo contém três comparadores de fase, sendo eles:

- Comparador de Fase Tipo I
- Comparador de Fase Tipo II
- Comparador de Fase Tipo III

Neste projeto, será utilizado o Comparador de Fase Tipo II que possui o seguinte funcionamento:

A entrada de referência geralmente é uma forma de onda de referência ou um sinal de clock estável.

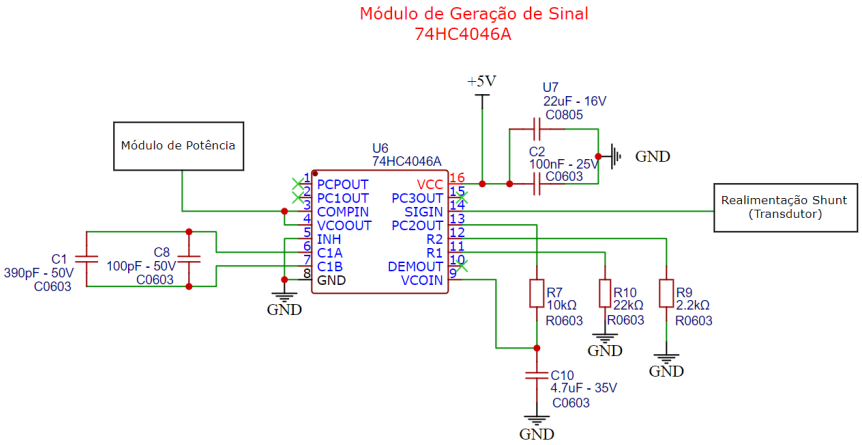
1. Entrada de Referência e Sinal de Feedback:
    - O comparador de fase do tipo II compara a fase de dois sinais: uma entrada de referência e um sinal de feedback;
    - A entrada de referência geralmente é uma forma de onda de referência ou um sinal de clock estável;
    - O sinal de feedback é tipicamente o sinal de saída de um oscilador ou VCO (Voltage Controlled Oscillator) cuja frequência precisa ser controlada.
2. Saída do Comparador:
    - A saída do comparador de fase do tipo II é uma função da diferença de fase entre o sinal de referência e o sinal de feedback;
    - Se o sinal de feedback estiver adiantado em relação ao sinal de referência, a saída será alta. Se estiver atrasado, a saída será baixa.
3. Sinal de Controle:
    - A saída do comparador de fase é frequentemente usada para gerar um sinal de controle que ajusta a frequência ou fase do oscilador ou VCO para minimizar a diferença de fase entre os dois sinais.

Para definir o regime de operação do sinal de controle, foram selecionados os seguintes componentes:

- Resistor R1 = 22kΩ
- Resistor R2 = 2,2kΩ (Ajustado diretamente na *PCB*)
- Capacitor C1 = 490 pF (Equivalencia em associação paralela entre 100 pF e 390 pF)

Para o filtro RC passa-baixas conectado ao pino *PC2OUT* de saída do sinal do comparador de fase II, um resistor de 10 kΩ e um capacitor de 4,7 μF. O circuito da figura 16 contém o esquemático do PLL, contendo os capacitores de filtragem da alimentação.

FIGURA 16 – Esquemático do Circuito de Geração de Sinal



Fonte: o Autor.

O sinal de controle obtido pela saída do 74HC4046A é enviado ao próximo estágio do protótipo, o módulo de potência. O pino 14 (SIGIN - *Signal In*) é conectado ao circuito de realimentação shunt, formado por um resistor de 1 Ω conectado ao transdutor piezoelétrico, responsável pela medição de corrente. Em série a esse resistor shunt é conectado um capacitor de 100 *n*F agindo como um filtro passa-alta, permitindo a passagem apenas de componentes de alta frequência ou variações AC do sinal, enquanto bloqueia a componente DC.

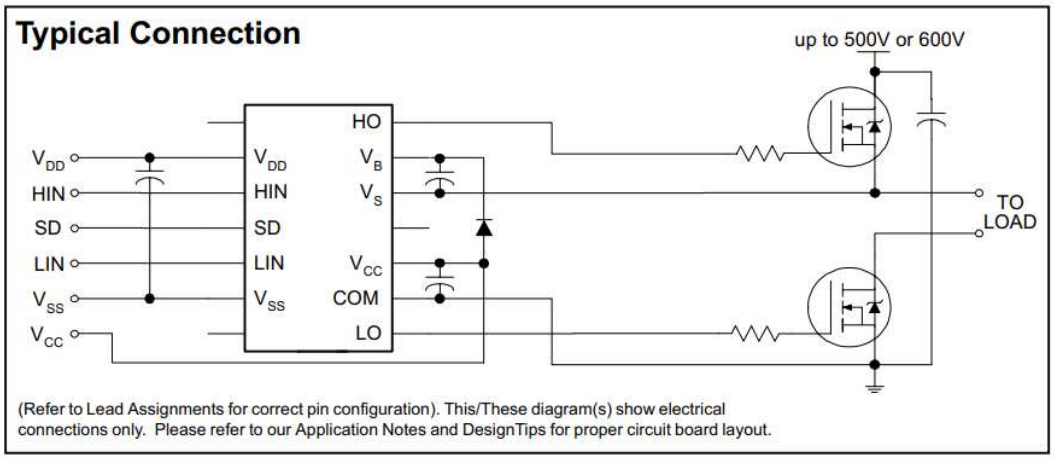
3.7 MÓDULO DE POTÊNCIA

O módulo de potência foi formado a partir do circuito integrado de potência IR2110, que é um *driver* de *MOSFET* e *IGBT* de alta tensão e alta velocidade com canais de saída referenciados independentemente para os lados de alta e baixa tensão. Assim, este módulo eleva os níveis de potência para alimentar coerentemente o transdutor. As características principais do IR2110 estão descritas abaixo:

1. Controle de Lado Alto e Lado Baixo:
    - Pode operar como driver tanto para o lado alto quanto para o lado baixo de um circuito. Adequado para aplicações como inversores, drivers de motores e fontes chaveadas.
2. Isolamento e *Bootstrap*:
    - É utilizado a técnica de *bootstrap* para gerar a tensão necessária para o acionamento do lado alto. Isso elimina a necessidade de fontes de alimentação complexas para o lado alto.
3. Velocidade de Comutação:
    - Possui tempos de subida e descida rápidos (tipicamente entre 50 e 120 ns), o que é essencial para aplicações com sinais de frequências elevadas.
4. Faixa de Tensão:
    - A tensão de operação no lado alto pode chegar até 500 V, enquanto no lado baixo é compatível com tensões típicas de controle digital.

A figura 17 contém o esquemático de referência fornecido pelo *datasheet* para aplicações típicas do *driver*.

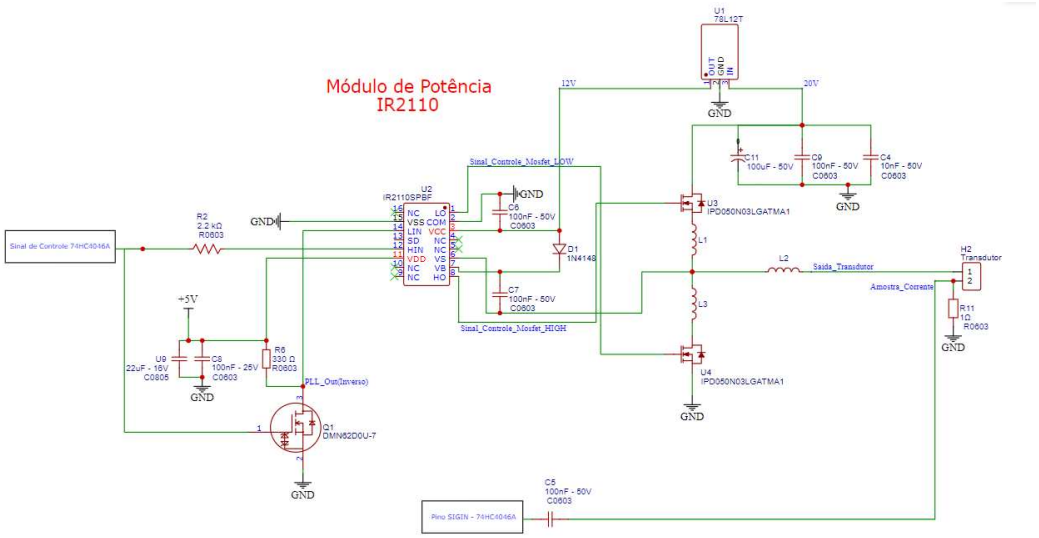
FIGURA 17 – Esquemático de Aplicação do *driver IR2110* Sugerido pelo *Datasheet*



Fonte: (TECHNOLOGIES, 2024).

A figura 18 apresenta o esquemático completo do módulo de potência, sendo o lado esquerdo formado pelos sinais com tensões de nível lógico, enquanto os sinais com tensões de níveis da alimentação *VCC* condicionados no lado direto do *driver IR2110*.

FIGURA 18 – Esquemático do Circuito do Módulo de Potência

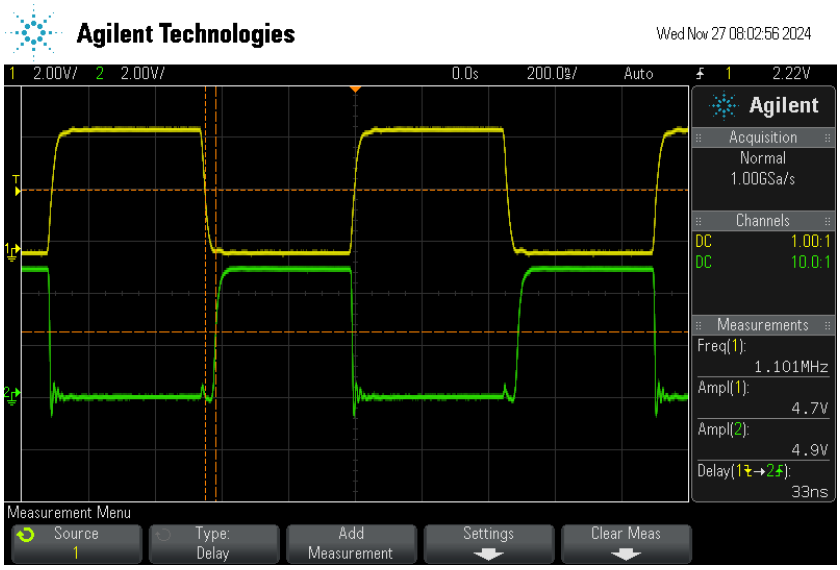


Fonte: O Autor.

3.7.1 Sinais de Nível Lógico

O sinal de controle gerado pelo módulo de geração de sinal é aplicado ao pino *HIN* com um resistor em série de 2,2 kΩ para inserir um atraso linear, pois o sinal de controle também é aplicado a um circuito inversor formado por um *MOSFET DMN62D0U-7* que naturalmente inclui um atraso em relação ao sinal de referência. O *DMN62D0U-7* foi projetado para minimizar a resistência Dreno-Fonte no estado ligado e ainda manter um bom desempenho de comutação em altas frequências. O circuito inversor é formado pelo uso do *MOSFET* no modo fonte-comum com ganho inversor aproximadamente unitário, dessa maneira, temos o complemento do sinal aplicado ao pino *HIN*, por sua vez, aplicado ao pino *LIN*. Na figura 19 é possível visualizar o *delay* entre a borda de descida do sinal de controle gerado pelo *PLL* (Canal 1 do Osciloscópio) e a borda de subida do sinal de saída do circuito inversor (Canal 2 do Osciloscópio). Ambos os sinais estão na frequência de operação inicial do *PLL* pré-varredura de frequência. A quantificação do atraso é de 33 ns.

FIGURA 19 – Sinais aplicados aos Pinos *HIN* e *LIN* sem correção do atraso



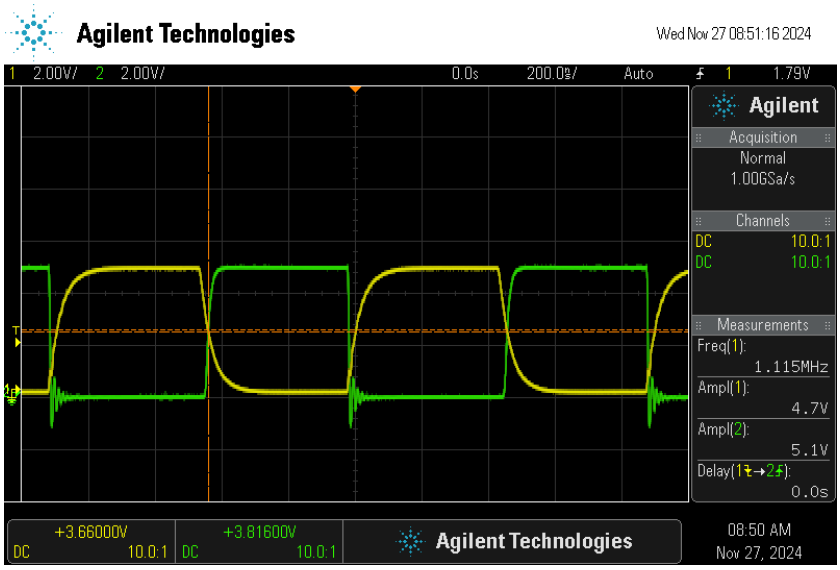
Fonte: O Autor.

Visto que os pinos de entrada *HIN* e *LIN* possuem capacitâncias intrínsicas tipicamente em torno de 10 pF, utilizando a equação da constante de tempo τ(s) do filtro RC dada por:

$$\tau = RC \tag{3.7}$$

Solucionando a equação para encontrar um valor teórico de *R*, obtém-se o valor de resistência de 3,3 kΩ. Na prática, utilizando um resistor de 2,2 kΩ, notou-se o comportamento desejado, cujo atraso mensurado pelo osciloscópio entre os sinais do canal 1 e do canal 2 é praticamente nulo ao longo do tempo.

FIGURA 20 – Sinais aplicados aos Pinos *HIN* e *LIN* com correção do atraso



Fonte: O Autor.

3.7.2 Sinais de Controle dos *MOSFETs* de Potência

Para a alimentação coerente do transdutor piezoelétrico é necessária a elevação do nível de tensão do sinal de saída aplicado à carga. Para isso o *driver IR2110* foi configurado no modo *half-bridge*, onde controla dois *MOSFETs*, um *MOSFET* para o controle de *high-side* e outro para o controle de *low-side*. O pino *VCC* do *IR2110* está alimentado com 12 V, o que fornece a tensão de acionamento para o *MOSFET low-side* e para o circuito de *bootstrap*. Um capacitor de desacoplamento de 100 nF foi utilizado para filtragem de ruídos indesejados e componentes de alta frequência na alimentação *VCC*. O *IPD050N03L* foi o *MOSFET* escolhido para a aplicação, sendo um *MOSFET* do tipo *N-channel* fabricado pela *Infineon Technologies*, projetado para aplicações de alta velocidade de comutação e de alta eficiência, com baixa resistência entre o dreno e a fonte em estado de condução (R_{DSon} = 5 mΩ, V_{gs} = 10 V).

3.7.2.1 Sinais VB e VS

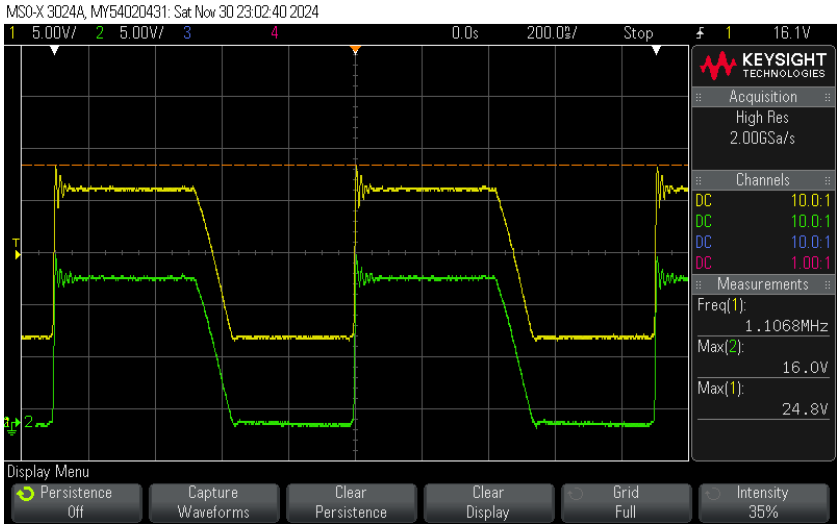
No cenário teórico ideal, os sinais obtidos nos pinos *VS* e *VB* devem corresponder aos seguintes comportamentos:

- *VS*:
  - Alterna entre *GND* (quando o *MOSFET* inferior está ligado) e a tensão do barramento quando o *MOSFET* superior está ligado.

- *VB*:
  - Possui sincronia com o sinal *VS*, porém, graças ao capacitor *Bootstrap* carregado, a tensão de alimentação *VCC* será o nível acima mensurado em comparação com o sinal *VS*.

A figura 21 contém os sinais acima citados medidos no osciloscópio, sendo o canal 1 referente ao sinal do pino *VB* e o canal 2 referente ao sinal do pino *VS*. Ambos os sinais estão na frequência inicial de varredura do *PLL*, sem carga acoplada à saída do circuito contido no esquemático do módulo de potência da figura 18. A diferença de potencial entre eles é de cerca de 9,42 V, visto que, para os testes iniciais do protótipo, foi acoplado um circuito de queda de tensão dado por três diodos conectados em série, formando uma queda de tensão teórica de 2,1 V aproximadamente sobre o sinal de 12 V proveniente do regulador de tensão *78L12T* contido no esquemático da figura 18.

FIGURA 21 – Sinais nos pinos *VB* e *VS*



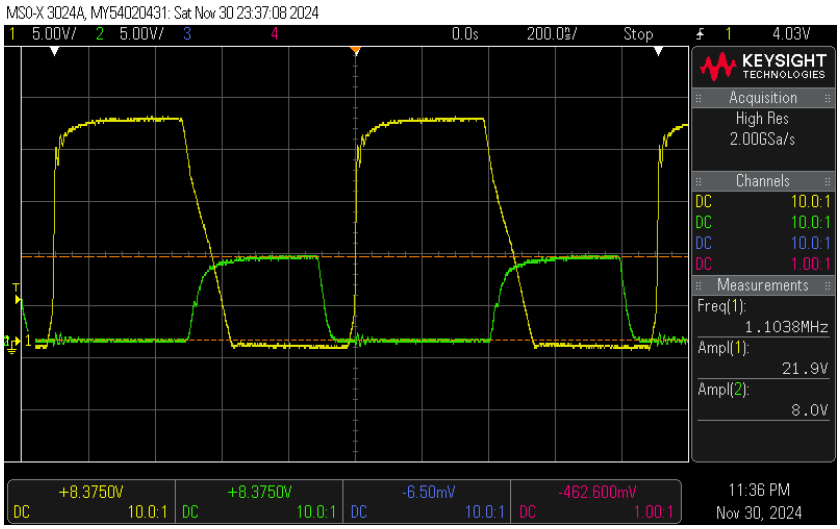
Fonte: O Autor.

Os sinais obtidos apresentam comportamento coerente e comprovam o dimensionamento correto do capacitor de *bootstrap* ($C_{\text{bootstrap}}$ = 100 nF) conectado entre *VB* e *VS*. O $C_{\text{bootstrap}}$ serve para fornecer energia temporária ao gate do *MOSFET* de *high-side*. Durante a operação, quando o *MOSFET* de *low-side* está ligado, o nó *VS* vai para *GND*, e o diodo de *bootstrap* carrega o capacitor $C_{\text{bootstrap}}$ até *VB* - *VS*, que será *VCC*. E por fim, quando o *MOSFET* de *high-side* precisa ser ligado, o *IR2110* utiliza a carga armazenada no capacitor $C_{\text{bootstrap}}$ para elevar a tensão no pino *VB* acima de *VS*. Isso cria a tensão V_{gs} necessária para o acionamento do *MOSFET* de *high-side*.

3.7.2.2 Sinais de acionamento dos MOSFETs *high-side* e *low-side*

Em função da configuração *half-bridge*, os sinais nas portas *HO* e *LO* do *IR2110* devem apresentar um comportamento complementar e alternado, já que são os sinais de controle aplicado aos *gates* de cada *MOSFET*. A figura 22 contém os sinais obtidos no osciloscópio, sendo o sinal *HO* contido no canal 1 e portanto, o sinal *LO* contido no canal 2.

FIGURA 22 – Sinais nos pinos *HO* e *LO*

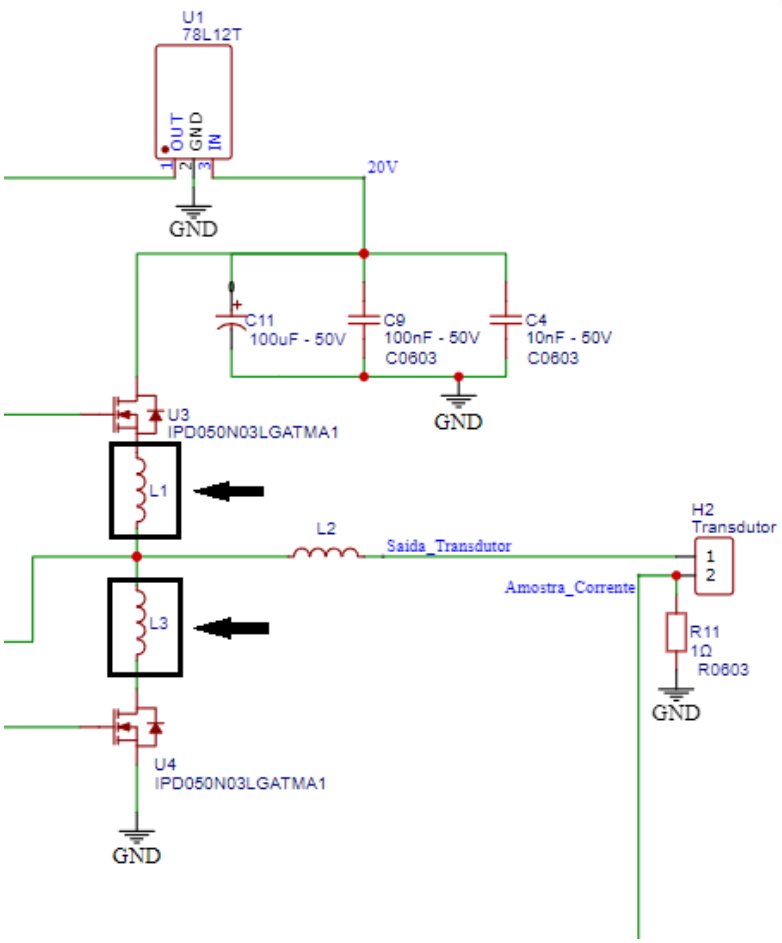


Fonte: O Autor.

Como demonstrado na seção de revisão da literatura, o circuito *bootstrap* possui funcionamento adequado, de fato é possível afirmar isto, pois o sinal obtido no canal 1 da figura 22 chaveia adequadamente com pulsos alternados entre 0 V e 21,9 V, aproximadamente a tensão de entrada aplicada ao regulador *78L12T* e a tensão aplicada ao dreno do *MOSFET* de *high-side*. Por outro lado, o sinal obtido no canal 2 possui pulsos alternados entre 0 V e 8 V aproximadamente de maneira complementar ao sinal do canal 1, esse nível de tensão é inferior ao esperado, dado pela tensão de alimentação *VCC*, lembrando que para os testes iniciais do protótipo, foi acoplado um circuito de queda de tensão dado por três diodos conectados em série, formando uma queda de tensão teórica de 2,1 V aproximadamente sobre o sinal de 12 V proveniente do regulador de tensão *78L12T*. Apesar disso, o nível de tensão obtido para esse sinal ainda é suficiente para o acionamento correto do *MOSFET* de *low-side*. Também é perceptível uma região de sobreposição nos sinais de *HO* e *LO*, onde ambos estão em nível alto por um curto período de tempo. Esse comportamento aponta a possibilidade de ocorrer em alguns momentos um curto circuito entre os *MOSFETs* (*high-side* e *low-side*) ao conduzirem simultaneamente. O período de sobreposição pode ser mensurado em cerca de 80 ns, pela divisão de 200 ns por unidade no osciloscópio. Para mitigar

os efeitos de *shoot-through* no esquemático, foram adicionados indutores conectados tanto no terminal *source* do *MOSFET high-side* quanto no terminal *drain* do *MOSFET low-side*. Visto que os indutores resistem a mudanças rápidas de corrente pela oposição criada do armazenamento de energia em forma de campo magnético, assim limitando a magnitude do curto-circuito temporário. A figura 23 contém o esquemático com retângulos de seleção dos indutores citados nesta seção.

FIGURA 23 – Estágio final contendo os indutores para mitigação de *shoot-through*

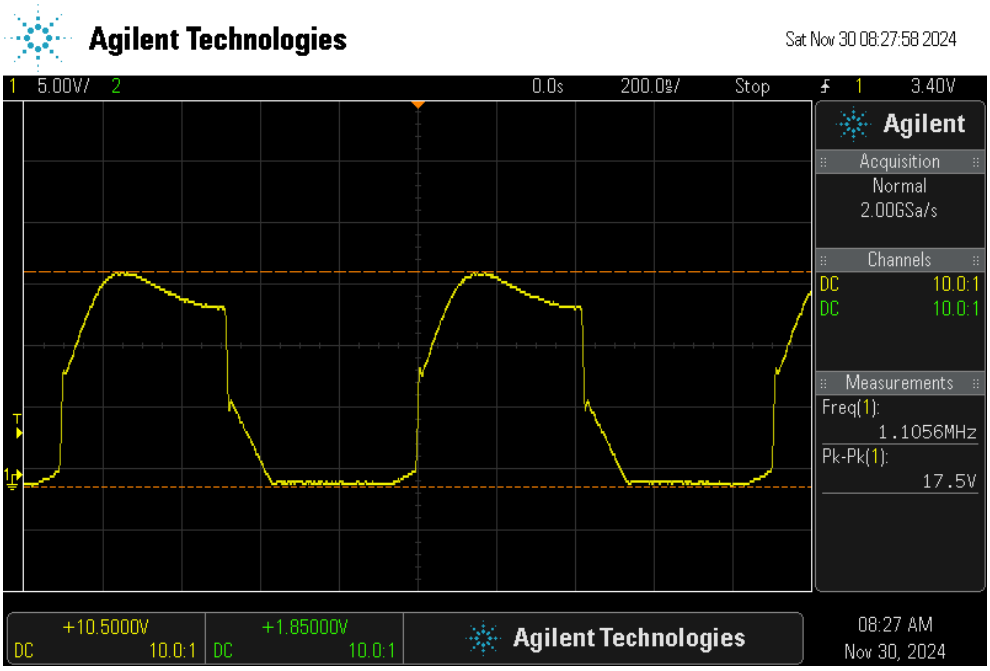


Fonte: O Autor.

3.7.3 Sinal de Saída dos *MOSFETs*

Com a aplicação coerente dos sinais de controle aos *MOSFETs* de *high-side* e *low-side*, é obtido o sinal de saída do módulo de potência. A figura 24 contém o sinal de saída do módulo de potência medido no canal 1 do osciloscópio, que é aplicado ao indutor no estágio de saída do circuito, formando com o transdutor piezoelétrico (carga) o ramo LC ressonante. O sinal apresenta comportamento distorcido em função de componentes indutivas predominantes na saída do circuito, visto que, no momento da medição, o circuito não estava com nenhuma carga conectada na saída.

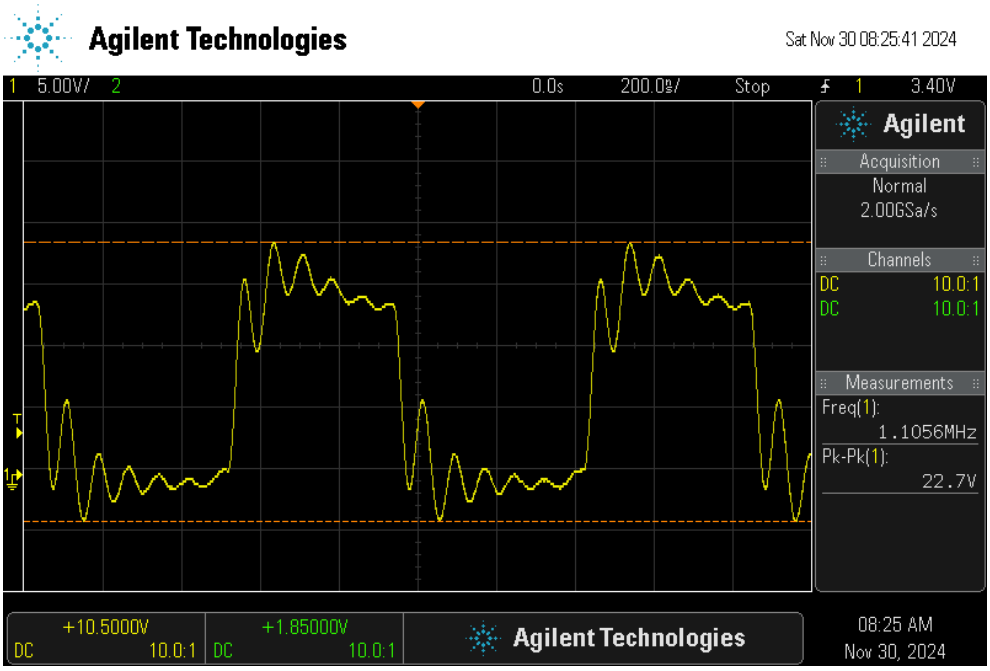
FIGURA 24 – Sinal de Entrada Aplicado ao Indutor do Circuito Ressonante (Sem carga)



Fonte: O Autor.

Pela interação do indutor no estágio de saída com os efeitos capacitivos parasitas do circuito e também resistivos, mesmo sem a carga conectada à saida do circuito, o sinal de saída em circuito aberto, deve apresentar características de um sistema ressonante. As oscilações refletem a resposta transitória do sistema a mudanças abruptas na tensão, característica de sinais quadrados. Na figura 25 é possível identificar esse comportamento pelo sinal obtido na saída do indutor no qual foi aplicado como entrada o sinal da figura 24.

FIGURA 25 – Sinal de Saída no Indutor do Circuito Ressonante (Sem carga)

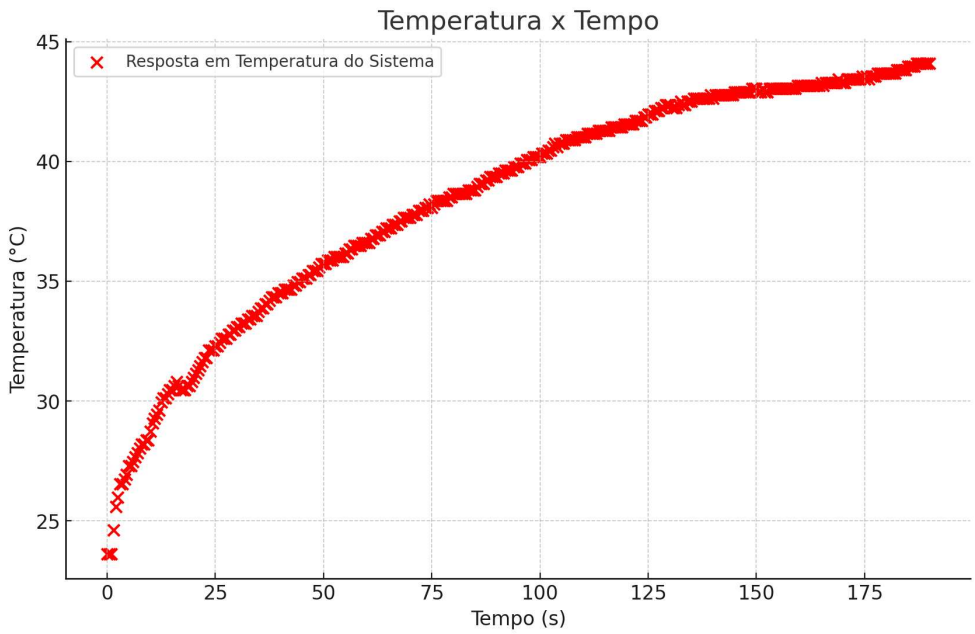


Fonte: O Autor.

3.8 CONTROLADOR PI - PROPORCIONAL INTEGRATIVO

A etapa inicial de desenvolvimento de um controlador envolve a caracterização do sistema em malha aberta, ou seja, mensurar seu comportamento ao longo do tempo mediante a interação do sistema com o agente de alteração da variável a ser controlada, neste caso, a temperatura. Utilizando um sistema de medição de temperatura formado por um sensor de temperatura NTC e um resistor de linearização compondo o circuito divisor de tensão (Figura 10), foi obtido a curva da resposta em temperatura do sistema ao sofrer excitação térmica pelo transdutor piezoelétrico.

FIGURA 26 – Resposta do sistema em temperatura em função do tempo



Fonte: O Autor.

A figura 26 fornece informações essenciais para a modelagem teórica do sinal de resposta ao PWM. Naturalmente, sistemas de controle de temperatura podem ser aproximados por uma equação de um sistema de primeira ordem, dada pela equação a seguir:

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Ku(t) \tag{3.8}$$

onde τ é a constante de tempo do sistema, $y(t)$ é a saída do sistema, $u(t)$ é a entrada do sistema e K é o ganho estático do sistema.

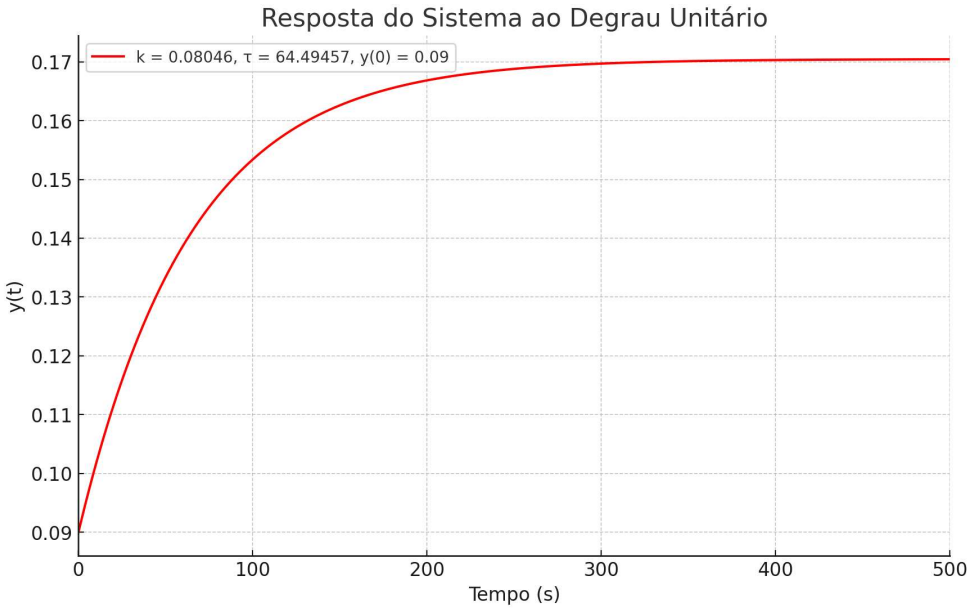
E no domínio da frequência pode ser representada como:

$$Y(s) = \frac{K}{\tau s + 1} U(s) \tag{3.9}$$

onde $Y(s)$ é a transformada de Laplace da saída $y(t)$, $U(s)$ é a transformada de Laplace da entrada $u(t)$, τ é a constante de tempo do sistema, K é o ganho estático do sistema.

Os valores de K e τ foram extraídos pela curva da figura 26 e seus valores são definidos como K = 0.0804628723913643 e τ = 64.49457078617519. Considerando que o sistema tem valor inicial em torno da temperatura ambiente, entre 22 até 24 ℃ conforme as medidas, a simulação teórica da resposta do sistema ao degrau unitário está contida na figura 27.

FIGURA 27 – Simulação da curva teórica de resposta do sistema em temperatura ao degrau unitário



Fonte: O Autor.

Na seção de resultados será discutido se o modelo proposto apresenta comportamento satisfatório.

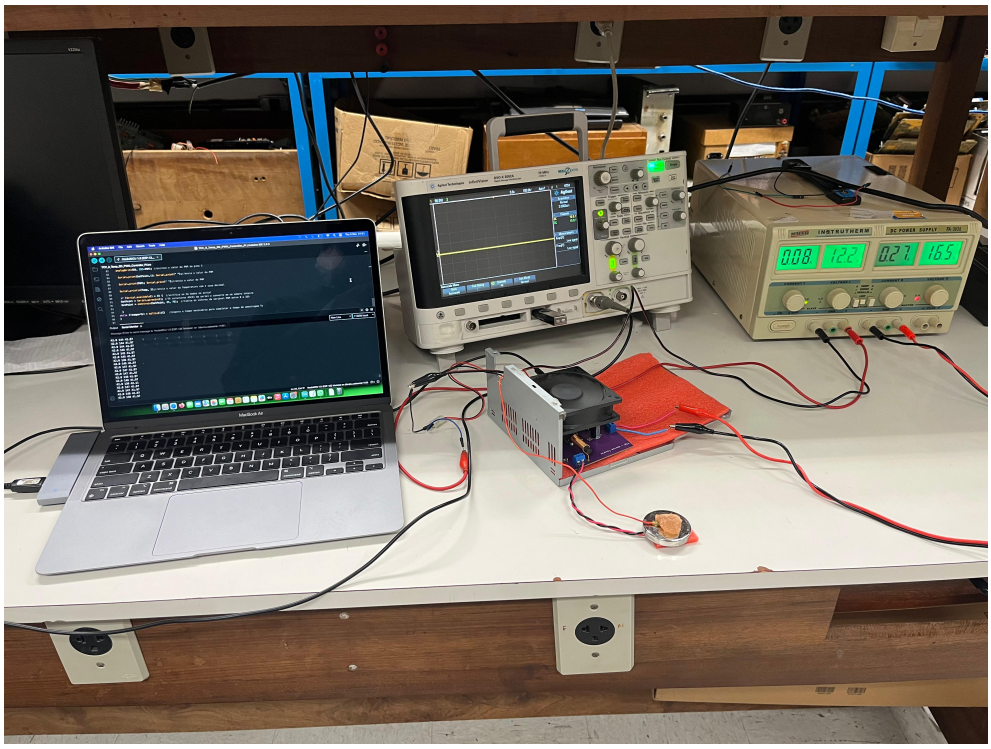
4 RESULTADOS E DISCUSSÇÕES

Nessa seção serão apresentados os testes realizados do equipamento e os resultados obtidos.

4.1 APARATO EXPERIMENTAL

O aparato experimental foi formado utilizando uma amostra tecido biológico em formato aproximadamente cúbico de carne de sobrecoxa de frango com dimensões aproximadamente de 3*cm* x 3*cm* x 3*cm* posicionada sobre o transdutor através de uma solução aquosa para casamento de impedância acústica, dessa forma, diminuindo as perdas dos sinais ultrassônicos por reflexão neste experimento. Para a alimentação do circuito foi utilizado uma fonte de alimentação de tensão DC. O osciloscópio foi utilizado para medição dos sinais de saída aplicados ao transdutor piezoelétrico e um *notebook* foi utilizado para monitoramento dos dados de temperatura da amostra (Figura 28).

FIGURA 28 – Aparato experimental utilizado para os testes do circuito final

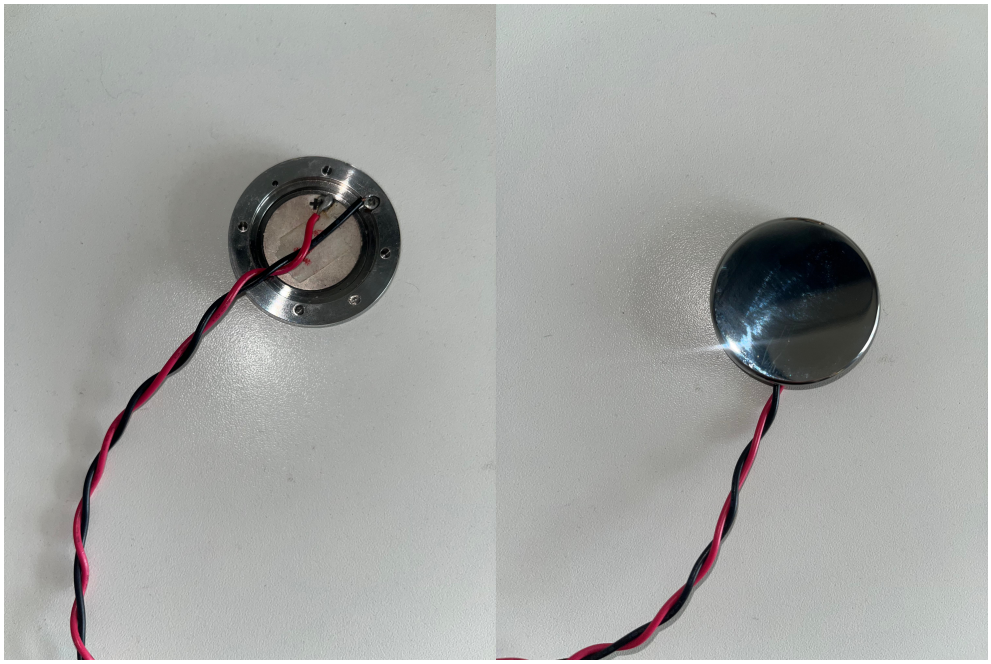


Fonte: O Autor.

4.2 SINAL DE SAÍDA APLICADO AO TRANSDUTOR

O transdutor piezoelétrico ultrassônico, nominalmente 1 MHz, é do tipo PZT (Titanato Zirconato de Chumbo (PZT) - Pb(ZrTi)), seus terminais de alimentação foram conectados utilizando cabos em par trançado, entrelaçados um ao redor do outro para mitigar interferências eletromagnéticas (*EMI*). A figura 29 contém as fotos em vista superior e inferior do transdutor piezoelétrico.

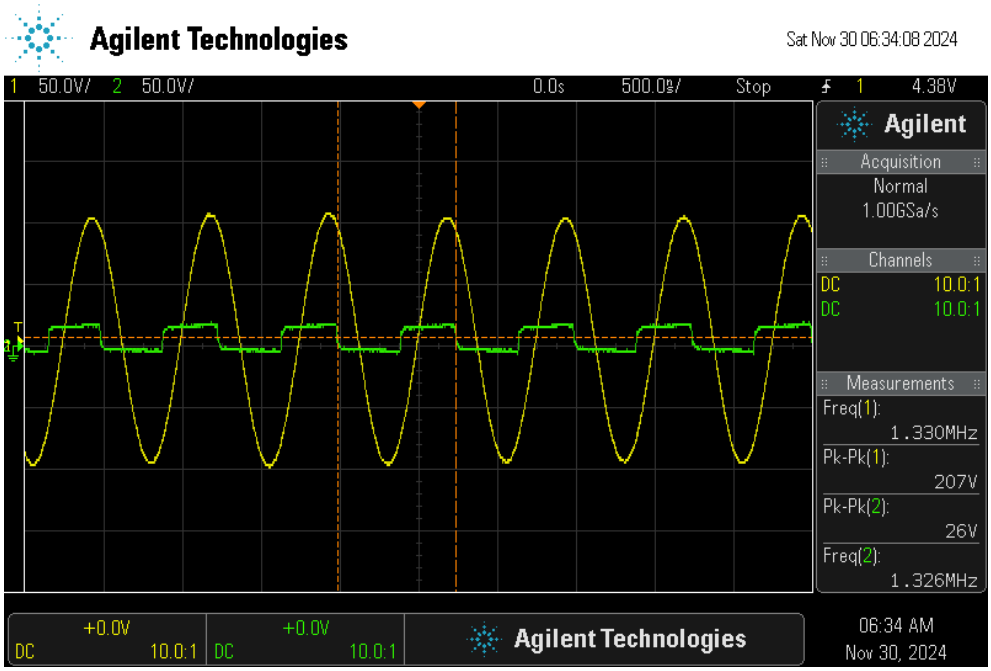
FIGURA 29 – Transdutor Piezoelétrico PZT de 1 MHz



Fonte: O Autor.

Ao acoplar a carga (transdutor piezoelétrico ultrassônico) na saída do circuito, é formado o circuito ressonante LC, que é responsável por elevar os níveis de tensão e consequentemente de corrente de saída, desde que a frequência de operação dos sinais envolvidos estejam na frequência de ressonância. Na figura 30 estão medidos os sinais de tensão obtidos no circuito LC. O canal 2 contém a medida do sinal de tensão de entrada ao indutor e o canal 1 contém a medida do sinal de tensão de entrada do transdutor piezoelétrico.

FIGURA 30 – Sinais de entrada e saída do circuito LC ressonante de saída na frequência de ressonância



Fonte: O Autor.

O fenômeno de ressonância é obtido no sinal de tensão do canal 1, o qual apresenta um ganho em relação ao sinal do canal 2 de aproximadamente 8 vezes. Ou seja, graças ao circuito ressonante, o transdutor piezoelétrico é alimentado com um sinal de tensão com frequência de 1,33 MHz e 207 V pico a pico, resultando em uma excitação do transdutor coerente para gerar o processo de diatermia ao tecido biológico acoplado em sua superfície.

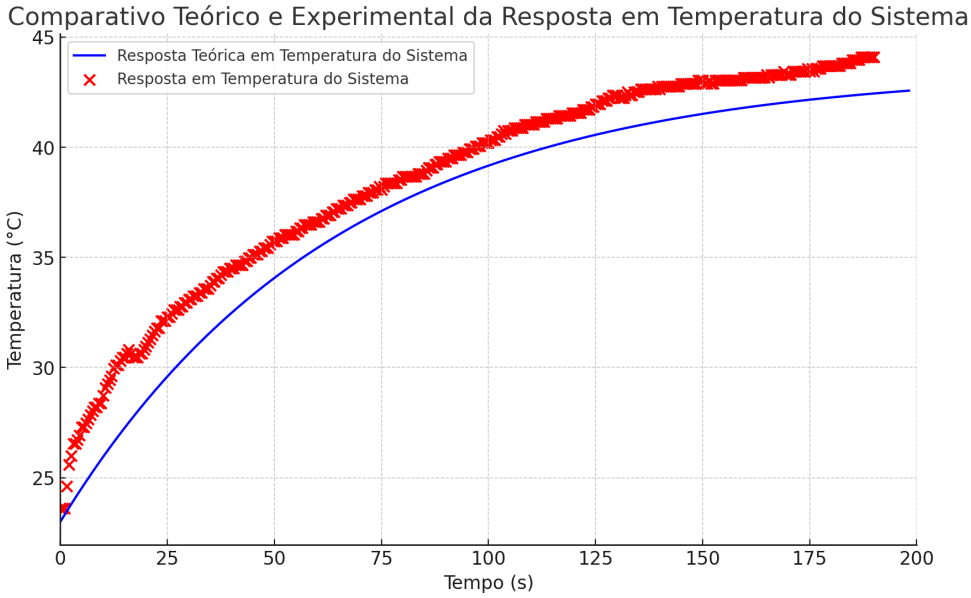
4.3 RESPOSTA DO SISTEMA AO SINAL PWM COM *DUTY CYCLE* EM 100%

Para avaliar a coerência entre as medidas experimentais e teóricas, na figura 31 foram inseridas as curvas de resposta teórica em temperatura do sistema para um sinal PWM com *Duty Cycle* em 100% e a resposta experimental em temperatura do sistema para um sinal PWM com *Duty Cycle* em 100%. O sinal PWM na entrada do sistema com ciclo de trabalho em 100% foi utilizado para representar o comportamento de um sinal degrau unitário, porém, com os valores de temperatura ajustados para os valores da medição.

O gráfico comparativo contido na figura 31, apresenta comportamento aproximado entre as curvas de resposta em temperatura do sistema e a estimativa teórica satisfaz as condições de seguimento para a etapa final do projeto do controlador PI, que é o cálculo numérico do ganho proporcional K_p e do ganho integrativo K_i para

aplicação na equação do sinal de controle gerado por um controlador PI, dado pela equação 2.12 sem a parcela derivativa.

FIGURA 31 – Comparativo dos sinais de resposta do sistema em temperatura teórico e experimental



Fonte: O Autor.

Utilizando ferramentas de modelagem de controladores PID baseado em métodos numéricos, os valores sugeridos para o controlador PI são:

- Ganho proporcional K_p = 1000
- Ganho integrativo K_i = 100

Com esses valores calculados, foram atribuídas as constantes aos seus respectivos valores no código do controlador PI embarcado no microcontrolador. Dessa forma, permitindo o teste do controlador PI e aquisição das medidas de temperatura com o *setpoint* definido em 42 ℃. Visto que, o pino *SD* (*Shutdown*) é habilitado quando o nível lógico é alto, o complemento do sinal PWM será aplicado ao pino *SD* do *driver IR2110* através do pino D5 do ESP8266 para aplicar o controle no sistema de geração de diatermia.

4.4 SINAL DE TEMPERATURA COM CONTROLADOR PI

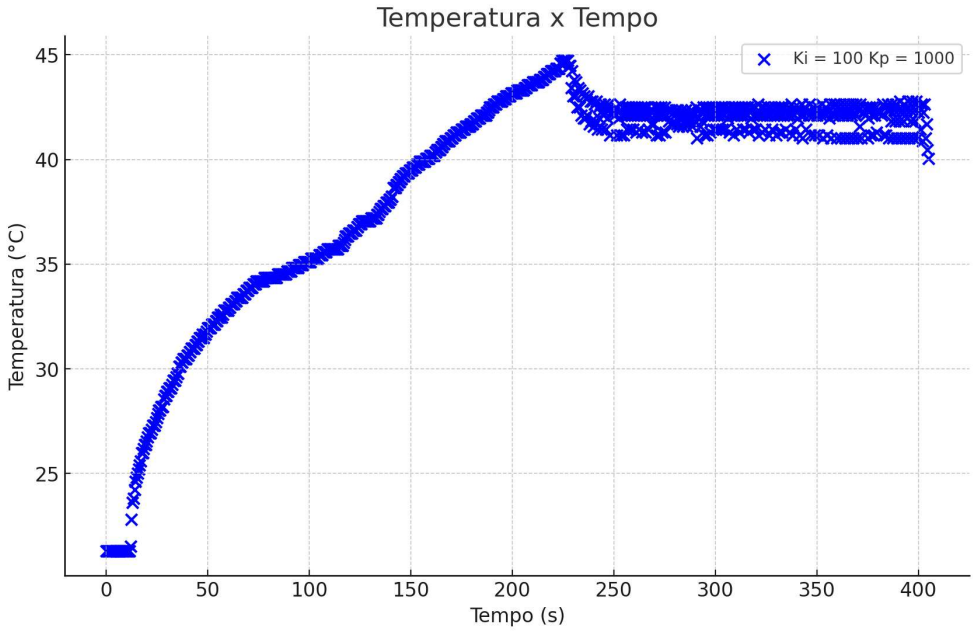
Através do aparato experimental contido na figura 28, foram realizados os testes do controlador PI projetado para o controle da temperatura em 42 ℃.

Os testes foram realizados no seguinte cenário:

1. Início de aquisição das medidas de temperatura em função do tempo antes da alimentação do transdutor piezoelétrico, a fim de capturar algumas medidas da temperatura ambiente;
2. Alimentação do transdutor piezoelétrico e ínicio do processo de diatermia na amostra de tecido biológico;
3. Após o ínicio da atuação do controlador, aguardar 60 segundos e verificar estabilidade.

A figura 32 contém o sinal de temperatura medido com a atuação do controlador PI com os ganhos projetados.

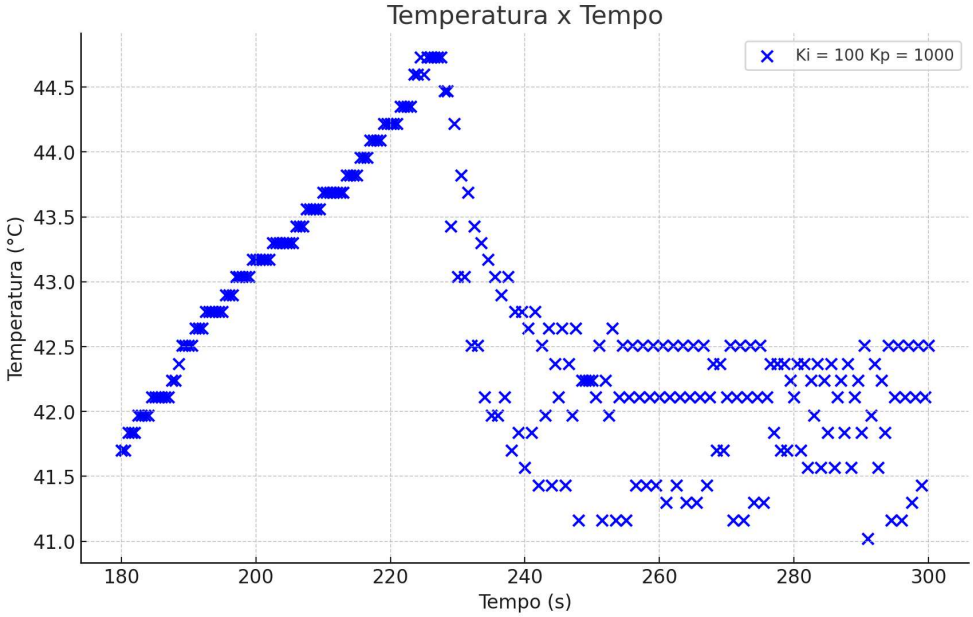
FIGURA 32 – Sinal de temperatura com controlador PI projetado



Fonte: O Autor.

O sinal de temperatura apresenta o comportamento inicial ascendente como esperado, ocorrendo um *overshoot* de aproximadamente 7%, o que é aceitável, visto que a duração que ocorre é inferior a 60 segundos. Isso é considerado um baixo período de exposição a temperaturas superiores a 42 ℃, além de o valor máximo do *overshoot* não ultrapassar o valor de 45 ℃. Portanto, uma condição em que não há danos ao tecido biológico. Contudo, mesmo após 60 segundos do início da atuação do controlador PI, o sistema não alcançou a estabilidade. O fenômeno de instabilidade pode ser observado ao limitar o intervalo do eixo do tempo, contido na figura 33.

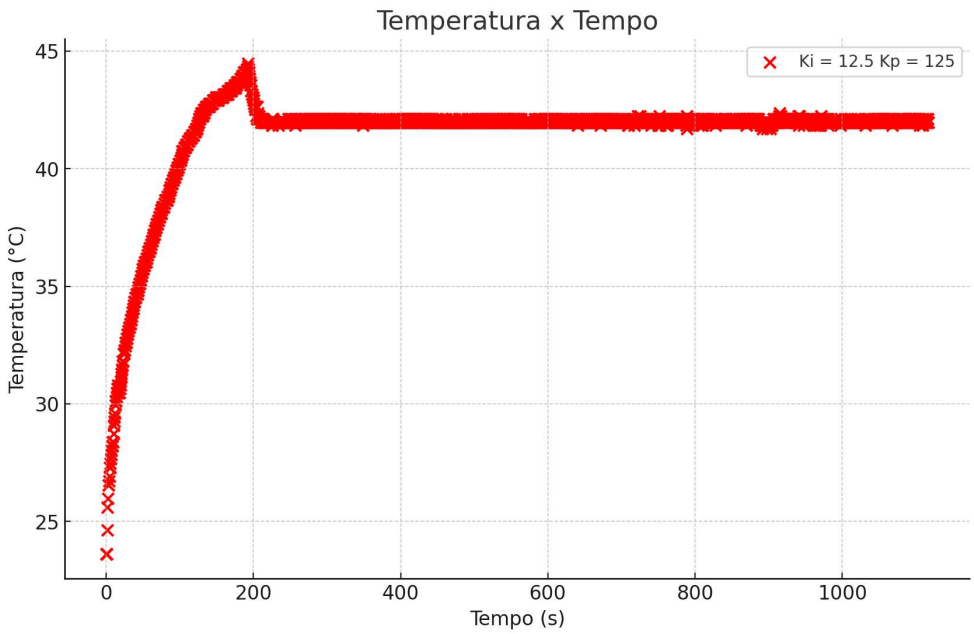
FIGURA 33 – Sinal de temperatura com controlador PI não estável com eixo do tempo limitado na faixa de instabilidade



Fonte: O Autor.

Para solucionar o fenômeno de instabilidade obtido, foi ajustado os valores de K_i e K_p, reduzindo ambos em um fator de 8. Ou seja, K_p = 125 e K_i = 12,5. O mesmo cenário de teste descrito anteriormente foi aplicado e reiniciado o processo de aquisição das medidas de temperatura em função do tempo. A figura 34 contém a curva de temperatura formada pelas aquisições com o sistema ajustado.

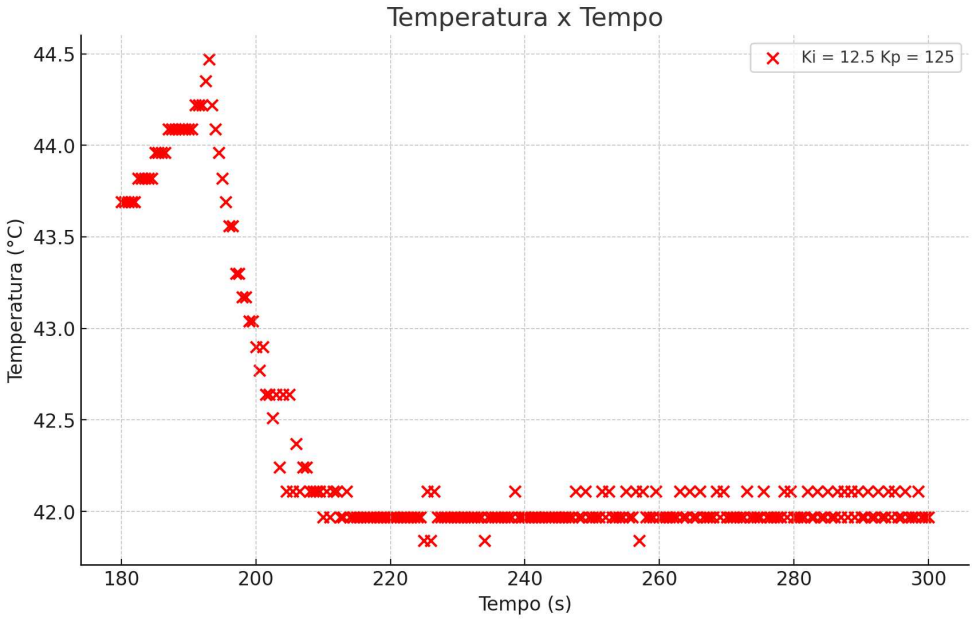
FIGURA 34 – Sinal de temperatura com controlador PI ajustado



Fonte: O Autor.

O sinal de temperatura mantém o comportamento inicial ascendente como visto anteriormente, ocorrendo um *overshoot* inferior ao primeiro controlador implementado, agora aproximadamente um *overshoot* de 5%, otimizando o sistema e reduzindo a amplitude da temperatura no período transitório. Após o início da atuação do controlador PI, o sistema alcançou em cerca de 30 segundos a estabilidade ao redor de 42 ℃. O fenômeno de estabilidade pode ser melhor observado ao limitar o intervalo do eixo do tempo, contido na figura 35.

FIGURA 35 – Sinal de temperatura com controlador PI estável com eixo do tempo limitado na faixa de estabilidade



Fonte: O Autor.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um dispositivo de diatermia baseado em ondas ultrassônicas buscando iniciar o processo de diatermia numa amostra de tecido biológico e controlar o aumento de temperatura causado pelo sistema na região incidente dos sinais ultrassônicos formados pela oscilação mecânica do transdutor piezoelétrico ao ser alimentado com sinal de tensão na frequência de ressonância do circuito oscilador formado pelo estágio de saída do circuito. Para tal, foram mapeados os requisitos do projeto e em seguida desenvolvido o esquemático do circuito. O dimensionamento dos componentes passivos também foram relevantes para o funcionamento do projeto, visto que exercem papel fundamental na restrição da faixa de frequência de operação do módulo de geração de sinal e também no acionamento correto dos *MOSFETs* de *high-side* e *low-side* no estágio de saída do módulo de potência do circuito através do circuito de *bootstrap*. Neste contexto, após os testes experimentais inicias dos módulos do circuito, foram necessários alguns aprimoramentos no esquemático do circuito final que por sua vez, consumiram boa parte do tempo de desenvolvimento deste trabalho. Vale ressaltar que, em função da necessidade do trabalho manual para aquisições de medidas instantâneas, é inevitável a existência de incertezas ao longo do desenvolvimento do projeto.

Avaliando-se os resultados percebe-se que os valores de temperatura aumentam de acordo com interação do transdutor piezoelétrico com a amostra de tecido biológico. Com o aumento do tempo de contato, a temperatura atinge valores superiores ao valor de 42 ℃, o que garante que o transdutor ultrassônico é capaz de gerar a intensidade de calor necessária para que o processo de diatermia ocorra sem limitações.

O circuito apresenta em sua saída, o sinal de tensão senoidal oscilando na frequência de ressonância do estágio de saída, portanto, afirma o funcionamento correto do módulo de geração de sinal que gera um sinal quadrado com frequência ajustável numa faixa de frequência de varredura contendo o valor da frequência de ressonância do sistema, assim, permitindo que os níveis de tensão aumentem consideravelmente em função do valor mínimo do módulo da impedância estar posicionado justamente na frequência de ressonância. Além disso, esse sinal de tensão senoidal oscilando na frequência de ressonância comprova o funcionamento do módulo de potência que por sua vez, controla corretamente o acionamento dos *MOSFETs* de *high-side* e *low-side* no estágio de saída deste módulo, através do dimensionamento correto do circuito de *bootstrap*.

Por fim, o controlador PI projetado com seus valores de ganhos ajustados,

apresentou um sinal de temperatura em função do tempo com estabilidade identificada logo após o ínicio do acionamento do controlador, mantendo o valor de temperatura em torno de 42 ℃, como era o desejado no início deste projeto.

Com as informações apresentadas neste trabalho pode-se afirmar que os resultados obtidos foram satisfatórios e que o projeto terá continuidade para integrar um protótipo mais robusto e com interface de amostragem dos dados das medidas de variáveis relevantes para o operador do dispositivo.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

1. Desenvolver uma aplicação mobile com interface remota para amostragem dos dados;
2. Desenvolver um produto baseado no dispositivo prototipado neste trabalho;
3. Realizar ensaios em diferentes amostras de tecidos biológicos com maiores densidade de tecido adiposo atrelado;
4. Validação do sistema desenvolvido utilizando diferentes transdutores piezoelétricos com frequência nominal de 1 MHz.

REFERÊNCIAS

EL-BADAWY, A. ACTIVE VIBRATION SUPPRESSION OF A CUTTING TOOL UTILIZING THE FINITE ELEMENT METHOD. **JOURNAL OF AL AZHAR UNIVERSITY ENGINEERING SECTOR**, v. 3, n. 9, p. 1034–1044, out. 2008. Citado 1 vez na página 13.

CHURCH, D.; PINCOCK, D. Predicting the Electrical Equivalent of Piezoceramic Transducers for Small Acoustic Transmitters. In: IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics. [S.l.: s.n.], 1985. P. 61–64. Citado 1 vez na página 15.

COLLINS, I. **Phase-Locked Loop (PLL) Fundamentals**. [S.l.]: Analog Devices, 2018. Acessado em 20/05/2024. Citado 0 vez na página 16.

HEDRICK, W.; HYKES, D.; STARCHMANN, D. **Ultrasound Physics and Instrumentation 3rd Edition**. [S.l.]: Mosby, 1994. Citado 1 vez na página 18.

K. OLIVECRONA M. HÄRDIG, A. Roijer. Can pulsed ultrasound increase tissue damage during ischemia? A study of the effects of ultrasound on infarcted and non-infarcted myocardium in anesthetized pigs. **BMC Cardiovascular Disorders**, v. 5, n. 8, abr. 2005. Citado 1 vez na página 14.

LOW, J.; REED, A. **Electrotherapy explained : principles and practice**. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2000. https://www.oreilly.com/publisher/butterworth-heinemann/. Acessado em 20/05/2024. Citado 1 vez na página 11.

LUCA, A. De. **Brasil deve registrar mais de 700 mil casos de câncer por ano até 2025**. [S.l.: s.n.], 2023. https://www.gov.br/inca/pt-br/assuntos/noticias/2022/inca-estima-704-mil-casos-de-cancer-por-ano-no-brasil-ate-2025. Acessado em 09/06/2024. Citado 1 vez na página 11.

NASCIMENTO, V. **Desenvolvimento de um protocolo para construção e caracterização de transdutores de ultra-som**. [S.l.: s.n.], 2003. Acessado em 21/05/2024. Citado 1 vez na página 14.

OTERO, J.; GONZALEZ, L. Nanocharacterization of Soft Biological Samples in Shear Mode with Quartz Tuning Fork Probes. In: SENSORS by Bioelectronics and Nanobioengineering Group, Department of Electronics, University of Barcelona. [S.l.: s.n.], 2012. P. 4801–4819. Citado 0 vez na página 15.

R. QUEIRÓS P. GIRÃO, A. Serra. Single-Mode Piezoelectric Ultrasonic Transducer Equivalent Circuit Parameter Calculations and Optimization Using Experimental Data. **IMEKO TC4 Symposium**, v. 2, set. 2005. Citado 1 vez na página 14.

S. ZAVARIZE A. MARTELLI, S. Machado e E. Sant'Ana. Shortwave diathermy: surface analysis of body temperature in infrared. **PerspectivasOnline: Biológicas e Saúde**, v. 12, n. 4, p. 35–47, 2014. Citado 1 vez na página 11.

TECHNOLOGIES, Infineon. **Bootstrap circuits – overview and selection guide**. [S.l.: s.n.], 2024. `https://community.infineon.com/t5/Knowledge-Base-Articles/Bootstrap-circuits-overview-and-selection-guide/ta-p/720580#..` Acessado em 09/11/2024. Citado 1 vezes nas páginas 19, 20, 33.

Y. MENG, G. Chen; HUANG, M. Piezoelectric Materials: Properties, Advancements, and Design Strategies for High-Temperature Applications. **Advanced Piezoelectric Materials for Applications**, v. 5, n. 8, p. 1171, abr. 2022. Citado 1 vez na página 13.

APÊNDICES

APÊNDICE A – FIRMWARE COMPILADO NO MICROCONTROLADOR

```
//UFPR-DELT-TE331
// Programa em linguagem "Wiring - C++" para ESP8266 Node MCU 1.0 para
    Medi  o e Controle de Temperatura Utilizando um Controlador PI
// Autores: Marcos Tavares do Amaral Junior e Prof. Dr. Marlio Jose do
    Couto Bonfim

unsigned int Ts = 500;  //tempo de amostragem em ms
int AD = 0;    //vari vel da convers o A/D
float B = 3620;   //constante do NTC
float Ro = 10000;   //resist ncia do NTC a 25 C
float Rlin = 3300;  //resistor de lineariza  o
float Rntc;
float Vo;   //tens o de sa da do NTC, lida pelo conversor A/D
float Temp;  //vari vel Temperatura em graus Celcius
int PWM=0;  //vari vel PWM (0 a 255)
unsigned long tempo = 0; //tempo de contagem em ms

float SetPoint = 42;
float Kp = 125;
float Ki = 12.5;
float erro, int_erro = 0;


void setup()          //define par metros gerais
{
  Serial.begin(115200);  //inicia interface serial com velocidade de
      115200 bps
  Serial.setTimeout(50); //limita o tempo de espera de caracteres de
      entrada da serial

  pinMode(D5, OUTPUT); //define pino 5 como saida PWM para Gate do
      MOSFET que ir  acionar uma carga
  analogWrite (D5, 0); //escreve o valor 0 na sa da PWM

  pinMode(A0, INPUT); //define pino A0 como entrada de tens o
}

void loop() {
         //rotina principal em loop infinito
  tempo = millis();      //armazena o valor do tempo na vari vel "tempo
      " (em ms)

//Leitura do A/D
```

```
38
39  AD = 0; byte n=0;  //inicializa as vari veis
40  while (n < 8){  //realiza 'm' leituras do conversor AD
41  AD += analogRead(A0); //efetua a leitura AD do sensor de temperatura
       interno
42  n +=1;                //incrementa a vari vel n
43 }
44  AD = float(AD)/8;   //calcula a m dia por sobre-amostragem
45  Vo = 3.28*float(AD)/1024;  //calcula o valor da tens o para Vref=3.28
       V
46  Rntc = Vo * Rlin /(3.28 - Vo);
47  Temp =  20 + (B/(log(Rntc/Ro)+B/298) - 273); //calcula o valor da
       temperatura pela equa  o do NTC considerando um offset mensurado
       previamente por calibra  o do sensor
48
49  //Controlador PI
50
51  erro = SetPoint - Temp;   //calcula o erro entre SP e PV
52
53  if (erro> (SetPoint*0.1) || erro < (-SetPoint*0.1)){  //reset do
       integrador
54      int_erro = 0;   //zera o erro integral se o erro for maior que 10%
           de SP (em modulo). Isto reduz o overshoot
55  }
56  else{
57      int_erro += erro;  //habilita o erro integral se o erro for menor
           que 10% de SP (em modulo)
58  }
59
60  PWM = int(erro * Kp + int_erro * Ki);
61
62  PWM = constrain(PWM, 0, 255);  //limita os valores da vari vel PWM
       entre 0 a 255
63
64  analogWrite(D5, 255-PWM); //escreve o valor do complemento do PWM no
       pino 5
65  //O complemento do PWM    utilizado visto que o pino ShutDown do
       Driver IR2110    acionado em n vel l gico alto
66
67  Serial.print(SetPoint,1); Serial.print("␣"); //envia o valor do
       SetPoint
68
69  Serial.print(PWM); Serial.print("␣"); //envia o valor do PWM
70
71  Serial.println(Temp, 2); //envia o valor da Temperatura com 2 casas
       decimais
72
```

```
73   if (Serial.available() > 0) {  //verifica se h   dados na serial
74       SetPoint = Serial.parseInt(); //l   caracteres ASCII da serial e
            converte em um n mero inteiro
75       SetPoint = constrain(SetPoint, 25, 75);  //limita os valores da
            vari vel SetPoint entre 25 a 75
76   }
77
78 while ((tempo+Ts) > millis()){}   //espera o tempo necess rio para
     completar o tempo de amostragem Ts
79
80 }
```