

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA
CATARINA – CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

ALEXSANDRO GEHLEN

SISTEMA *AUTOTUNING* PARA PIEZOELÉTRICO UTILIZANDO PLL

FLORIANÓPOLIS, 2020.

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA
CATARINA – CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

ALEXSANDRO GEHLEN

SISTEMA *AUTOTUNING* PARA PIEZOELÉTRICO UTILIZANDO PLL

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina como parte dos requisitos para obtenção do título Engenheiro Eletrônico.

Orientador:
Prof. Daniel Lohmann, Me

FLORIANÓPOLIS, 2020.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor.

GEHLEN, ALEXSANDRO
SISTEMA AUTOTUNING PARA PIEZOELÉTRICO UTILIZANDO PLL
/ ALEXSANDRO GEHLEN ; orientação de DANIEL LOHMANN. - Florianópolis,
SC, 2020.
63 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) - Instituto Federal
de Santa Catarina, Câmpus Florianópolis. Bacharelado
em Engenharia Eletrônica. Departamento Acadêmico
de Eletrônica.
Inclui Referências.

1. PIEZOELÉTRICO. 2. PLL. 3. LIMPEZA ULTRASSÔNICA.
I. LOHMANN, DANIEL. II. Instituto Federal de Santa Catarina.
Departamento Acadêmico de Eletrônica. III. Título.

SISTEMA AUTOTUNING PARA PIEZOELÉTRICO UTILIZANDO PLL

ALEXSANDRO GEHLEN

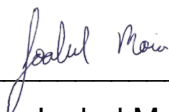
Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso Superior de Engenharia Eletrônica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Florianópolis, 14 de Outubro, 2020.

Banca Examinadora:



Daniel Lohmann, Me.



Joabel Moia, Dr.



Fernando Pedro Henrique de Miranda, Me.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Gemir e Janete, sem eles nada disso teria se concretizado, às minhas irmãs, Danieli e Caroliny, e ao meu sobrinho, Bento Emanuel, pelo apoio nessa jornada.

Ao meu professor orientador Daniel Lohmann, ao professor André Luiz Fuerback e à professora Cláudia Regina Silveira pelas valiosas contribuições ao trabalho.

Ao IFSC e a todos os seus professores e servidores que sempre proporcionaram um ensino de alta qualidade.

Aos amigos feitos durante o curso, em especial à Barbara Coelho, pelo companheirismo. Juntos conseguimos avançar e ultrapassar todos os obstáculos.

“A persistência é o caminho para o êxito.”
(Charles Chaplin)

RESUMO

As embarcações, tanto de carga quanto de cruzeiro, têm grandes problemas devido às incrustações no casco, as quais geram prejuízos de eficiência, econômicos e ambientais. Diante dos problemas gerados pelas incrustações em embarcações, existem alguns modos para realizar a limpeza dos cascos, que melhoram a eficiência da embarcação, sendo uma delas a limpeza ultrassônica que utiliza transdutores piezoelétricos. Para melhorar a eficiência de operação do transdutor piezoelétrico, é necessário que ele opere na frequência de ressonância e, para isso, é necessário um sistema que varie a frequência entrada para encontrar a frequência de ressonância do piezoelétrico. Para isso, foi utilizado um PLL que compara a defasagem de tensão e corrente no piezoelétrico. Foram desenvolvidos todos os blocos analógicos para poder fazer essa comparação e obter a defasagem. O sinal foi gerado por um AD9833, que é um DDS (sintetizador digital direto), controlado por um microcontrolador. Para acionamento do piezoelétrico, utilizou-se amplificadores operacionais de potência. Utilizou-se uma porta xor para o detector de fase e um filtro passa baixa de segunda ordem possibilitou a leitura da diferença entre as fases para variação da frequência. Após o fechamento da malha, o sistema variou a frequência ressonância.

Palavras-chave: Piezoelétrico. PLL. Limpeza Ultrassônica.

ABSTRACT

Sea ship structures, both cargo and cruise ones, have problems dealing with incrustations in the hull, which generates efficiency, economic and environmental losses. To handle the issues that surface with hull incrustations in sea ships, a few methods can be used to perform the cleansing in the hull structure in order to improve the ship efficiency. One major method is to use ultrasonic piezoelectric transducers to break the dirt particles. To boost the efficiency of such transducers, it is necessary to operate these devices at the structure resonant frequency and for that, a frequency modulation system is necessary to sweep the input frequency in order to identify this piezoelectric resonant frequency value. For that, a Phase-Locked Loop (PLL) circuit was used to compare the current and voltage relative deviation in the piezoelectric transducer. Analog circuitry blocks were designed to allow the comparison and infer the deviation. The signal was generated by a direct digital synthesizer AD9833 integrated circuit, managed by a microcontroller unit. To drive the piezoelectric transducer, power operational amplifiers were used. A XOR logical door was used as phase detector and a second order low pass filter made possible to read the phase deviation used to control the frequency modulation. After putting all blocks together in a closed loop control structure, the system worked, identifying and adjusting the input frequency for the structure resonant frequency value.

Keywords: Piezoelectric. PLL. Ultrasonic Cleaning.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Casco com inscrustração	15
Figura 2 – Modos de vibração a) modo d33, b) modo d31	17
Figura 3 – Circuito equivalente piezoelétrico.....	18
Figura 4 – Gráfico de frequência por impedância.....	18
Figura 5 – Bloco básico de um PLL.....	19
Figura 6 – Harmônicos para saída de 60 kHz	21
Figura 7 – Símbolo e funcionamento OU exclusive.....	22
Figura 8 – Topologia <i>Sallen-key</i>	23
Figura 9 – Gabarito Filtro Ideal.....	24
Figura 10 – a) Inversor de Ponte Completa e b) Amplificador Não Inversora	25
Figura 11 – Topologia Bridge	26
Figura 12 – Topologia subtratora	27
Figura 13 – Piezoelétrico utilizado.....	29
Figura 14 – Região de Ressonância	30
Figura 15 – Circuito escolhido no traçador de curvas	31
Figura 16 – Circuito simulado do piezoelétrico.....	32
Figura 17 – Resposta simulada em frequência do piezoelétrico	32
Figura 18 – Resposta em frequência do filtro passa alta	33
Figura 19 – Resposta em frequência do filtro passa baixa.....	33
Figura 20 – Circuito de tratamento inicial do AD9833	34
Figura 21 – Formas de onda da geração do sinal até o driver de potência, sinal vermelho gerado pelo ad9833, sinal azul após passar pelo filtro passa alta e sinal verde após filtro passa baixa e ganho.	34
Figura 22 – Resultado experimental, sinal AD9833	35
Figura 23 – Topologia <i>bridge</i> e circuito equivalente piezoelétrico	36
Figura 24 – Defasagem na topologia não inversora.....	37
Figura 25 – Defasagem na topologia inversora.....	38
Figura 26 – Forma de onda das topologias na simulação.....	38
Figura 27 – Forma de onda na simulação sobre o piezoelétrico	39
Figura 28 – Resultado experimental, topologia <i>bridge</i>	40
Figura 29 – Resultado experimental, tensão aplicada ao piezoelétrico	41
Figura 30 – Defasagem.....	42
Figura 31 – Circuito simulado, bloco shunt e subtrator	43

Figura 32 – Tensão e corrente no piezoelétrico	44
Figura 33 – Resultado experimental, defasagem de tensão e corrente	45
Figura 34 – Bloco dos comparadores.....	46
Figura 35 – Sinal dos comparadores na simulação.....	47
Figura 36 – Sinal dos comparadores na simulação.....	47
Figura 37 – Resultado experimental, bloco comparador	48
Figura 38 – Sinal de saída dos comparadores	49
Figura 39 – Resultado experimental, sinal dos comparadores.....	50
Figura 40 – Circuito comparadores e xor	51
Figura 41 – Saída da porta xor simulada	52
Figura 42 – Resultado experimental, detector de fase	53
Figura 43 – Circuito filtro passa baixa	54
Figura 44 – Resposta de frequência e fase do filtro passa baixa	54
Figura 45 – Dados do filtro passa baixa	55
Figura 46 – Circuito Simulado do filtro passa baixa	55
Figura 47 – Resposta em frequência do sinal simulado	56
Figura 48 – Resposta simulada no domínio do tempo do filtro passa baixa	56
Figura 49 – Resultado experimental, saída filtro passa baixa	57
Figura 50 – Resultado experimental, defasagem tensão e corrente	58
Figura 51 – Resultado experimental, defasagem tensão e corrente	59
Figura 52 – Resultado experimental, saída dos comparadores	60
Figura 53 – Resultado experimental, saída dos comparadores	61
Figura 54 – Resultado experimental, detector de fase e filtro passa baixa	62
Figura 55 – Resultado experimental, detector de fase e filtro passa baixa	63
Figura 56 – Resultado experimental, detector de fase e filtro passa baixa	64
Figura 57 – Resultado experimental, FFT do sinal.....	65
Figura 58 – Placa de circuito impressa confeccionada	66

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

IFSC – Instituto Federal de Santa Catarina

V_p – Tensão de Pico

VCO – *Voltage Controlled Oscillator*

PLL – *Phase Locked Loop*

DSP – *Digital Signal Processor*

CSV – Valores Separados por Vírgulas

Ampop – Amplificador Operacional

V – Volts

A – Ampère

PZT – Quartzo e Titanato de Chumbo

SHM – Monitoramento da Integridade Estrutural

SCLK – *Clock Serial*

SFDR – Faixa Dinâmica Livre de Espúrias

NCO – Oscilador Controlado Numericamente

DAC – Conversor Digital Analógico

UFSC – Universidade Federal de Santa Catarina

INEP – Instituto de Eletrônica de Potência

ADC – Conversor Analógico Digital

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Definição do Problema	13
1.2	Justificativa	13
1.3	Objetivo Geral	13
1.4	Objetivos Específicos	14
2	REVISÃO DA LITERATURA	15
2.1	Incrustação e Limpeza	15
2.2	Piezoelétrico	16
2.2.1	Circuito Equivalente e Frequência de Ressonância	17
2.3	PLL	19
2.3.1	VCO(“Voltage Controlled Oscillator”)	20
2.3.1.1	AD9833	20
2.3.2	Detector de fase	22
2.3.2.1	Detector de Fase OU Exclusivo	22
2.3.3	Filtro passa-baixas	23
2.4	Condicionamento de Sinal	24
2.4.1	Acionamento do Piezoelétrico	24
2.4.1.1	Topologia Amplificadora Bridge	25
2.4.2	Topologia Amplificadora Subtratora	27
3	METODOLOGIA	28
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	29
4.1	Extração dos Parâmetros do Piezoelétrico	29
4.2	Geração do Sinal	32
4.3	Driver de Potência	35
4.4	Detector de Fase	43
4.5	Filtro Passa Baixa	53
4.6	PLL, Sistema de Malha Fechada	57
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	67
	REFERÊNCIAS	68

1 INTRODUÇÃO

A incrustação em embarcações gera diversos tipos de prejuízos e muitas delas chegam de águas estrangeiras. Incrustação é o termo referente aos animais, de origem marinha, que se fixam no casco das embarcações, popularmente denominados como “cracas” (SILVEIRA, 2010). Algumas das espécies que ficam incrustadas podem causar impactos tanto na esfera ambiental, competindo no meio ambiente contra espécies nativas da região (BRASIL, 2011), quanto na esfera econômica, visto que podem aumentar o consumo de combustíveis em embarcações. (BRASIL, 2009).

Dentre os principais vetores de dispersão para os organismos zoobentônicos (nesse caso crustáceos) estão água de lastro e incrustação. (BRASIL, 2009). Nesse contexto, pode-se citar o estudo de caso do *Megabalanus coccopoma* (Darwin, 1854), uma espécie nativa da costa leste do Pacífico tropical das Américas Central e Sul (do Golfo de Guayaquil (Equador – Peru) ao Mazatláú (México)) que foi introduzida no Brasil, provavelmente, entre os anos de 1940 e 1970, o qual tem como principal vetor de introdução a bioincrustação. Darwin (1854) já citava a grande capacidade desta espécie de incrustar em cascos de navios.

Além disso, pode-se citar impactos na maricultura, recentemente (em 2007), quando criadores de mexilhão do litoral norte de São Paulo tiveram sua produção prejudicada pelo epizoísmo de *M. coccopoma*, que causou a morte de grande parte da produção. Também podem causar impactos em tubulações e estruturas, como ocorreu na Usina Nuclear de Angra I. Para evitar o problema, a usina começou a tratar a água do mar, que esfriava as tubulações, com cloro, prática que foi importada dos EUA. Esse método não funcionava muito bem no Brasil, uma vez que, apesar do cloro, os espécimes cresciam dentro das tubulações, aumentando custos com manutenção. (BRASIL, 2009).

Além dos danos ambientais diretos, podem acarretar prejuízos às atividades marítimas, aumentando o arrasto de embarcações e conseqüentemente os gastos com combustível. (Whoi, 1952). Na indústria naval, essa camada bio incrustante que é formada causa irregularidades no casco, aumento na rugosidade e no arrasto, o que amplia o gasto energético para que a embarcação mantenha sua velocidade de

cruzeiro. Esse acréscimo no gasto energético, ou seja, maior consumo de combustível, tem impacto significativo na eficiência de operação do navio. Um aumento na rugosidade média do casco de $10\mu\text{m}$ ($1/1000\text{cm}$) resulta em um aumento de 0,3 a 1% de consumo de combustível (GAMA; PEREIRA; COUTINHO, 2009).

Faz-se necessária, dessa forma, a limpeza dos cascos para que não haja os problemas relatados anteriormente. No início do processo de limpeza do casco é feita a retirada das incrustações da embarcação. Para a manutenção dessas embarcações existem alguns métodos tanto manuais que apresentam uma baixa produtividade e eficiência quanto com maquinários, os quais podem exigir a parada total da embarcação ou até sua retirada da água. O processo abordado neste trabalho é o de limpeza ultrassônica dada por meio da cavitação, que é um fenômeno físico que consiste na criação de um líquido de bolhas de vácuo muito pequenas, preenchidas até certo ponto com vapor, gás ou uma mistura dos mesmos, que em certas condições implodem. A implosão libera energia que desloca impurezas da superfície do objeto que está sendo limpo.

A limpeza ultrassônica pode ser realizada por transdutores ultrassônicos. A maioria dos núcleos ativos desses transdutores é piezoelétrico. O piezoelétrico é um material compostos de estruturas cristalinas que ao sofrer uma aplicação de campo elétrico gera uma deflexão mecânica. A cerâmica piezoelétrica é a que apresenta maior flexibilidade em suas propriedades, tendo uma deformação não destrutiva. Os piezoelétricos são encontrados em diversas potências e frequências. (PEREIRA, 2010).

Para que operação de transdutor tenha a melhor conversão de energia é importante que o piezoelétrico seja acionado em sua frequência de ressonância. O acionamento fora da frequência de ressonância implica na baixa conversão de energia e auto-aquecimento. No entanto, a frequência ressonante está atrelada com demais condições, como temperatura, energia de entrada e também na carga acoplada.(KUANG,2013). Para encontrar a frequência de ressonância será utilizado um sistema autotuning, que consiste em um sistema com capacidade de auto-ajuste ao ambiente existente para obtenção do melhor desempenho. (LIFSCHITZ, 2009).

Este trabalho será de valor para pesquisa qualitativa, foi realizada pesquisa bibliográfica e desenvolvido no Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento de Sistemas

Embarcados(GPDSE), a fim de contribuir para aumento da eficiência energética na utilização de piezoelétricos.

1.1 Definição do Problema

Para que a operação de transdutor tenha a melhor eficiência energética é importante que o piezoelétrico seja acionado em sua frequência de ressonância. O acionamento fora da frequência de ressonância implica a baixa conversão de energia e auto-aquecimento.

Como é possível desenvolver um sistema auto-*tuning* para que o piezoelétrico opere na sua região de ressonância?

1.2 Justificativa

As incrustações geram danos ambientais e econômicos. Ambientais com a dispersão de espécies para outras regiões na qual competem com as espécies nativas. Economicamente podem atrapalhar cultivos como citados já, aumento de arrasto e conseqüentemente o combustível e por último os gastos com manutenção onde a embarcação necessita ser parada totalmente, reparos no casco. Um modo para diminuir a dispersão e custos é utilizando um sistema limpeza ultrassônica com piezoelétrico.

Esta pesquisa se justifica pois com a utilização diminuiria a dispersão e custos com manutenção. O piezoelétrico ele tem uma região de trabalho onde tem uma maior eficiência energética, muitas embarcações não dispõem de grandes fontes de energia, então assim, justificando um sistema que faça com que o piezoelétrico opere na região onde tem maior eficiência.

1.3 Objetivo Geral

Desenvolver um sistema auto-*tuning* para que o transdutor ultrassônico trabalhe em sua região de ressonância garantindo a melhor eficiência energética.

1.4 Objetivos Específicos

Para atingir o objetivo geral foram traçados os seguintes objetivos específicos:

- a) estudar geração de sinal de uma senoidal variável;
- b) desenvolver blocos analógicos (filtros, comparadores, subtratores);
- c) confeccionar topologia para acionamento do piezoelétrico;
- d) elaborar um phase locked loop (PLL) ou um circuito de captura de malha de fase;
- e) programar microcontrolador para realizar o controle do PLL.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Para melhorar o entendimento deste trabalho, agora se faz necessária a introdução de alguns tópicos conceituais.

2.1 Incrustação e Limpeza

A manutenção dos cascos das embarcações de todos os tamanhos se faz necessária para manter as boas condições das mesmas. A incrustação no casco pode ser limo, moluscos, mexilhões etc, como mostrado na Figura 1. Essa incrustação, além de danos ambientais como dispersão de espécies invasoras, causa aumento do consumo de combustível e danos físicos ao casco. Tudo isso aumenta os custos financeiros para manter a embarcação em boas condições, necessitando de manutenções para minimizar estes impactos. (SILVEIRA, 2010)

Figura 1 – Casco com incrustação



Fonte: <https://www.hiswarai.nl/nieuws/nieuwsartikel/alles-over-antifouling/>

O processo de manutenção inicia com a raspagem, que pode ser efetuada de algumas formas. O método manual tem como objetivo remover a camada de óxidos e outros materiais não muito aderentes por meio de ferramentas manuais, como escovas de aço, raspadores, martelões, lixas, entre outras. Este tipo de limpeza é recomendável apenas quando não houver viabilidade de aplicar um método mais eficiente, seja por razões financeiras ou técnicas, pois por este método não se consegue atingir um grau de limpeza adequado para aplicação de tintas de boa aderência. A limpeza também pode ser feita com auxílio de ferramentas mecânicas

manuais, como escovas mecânicas hidráulicas rotativas, lixadeiras elétricas ou pneumáticas, etc. (MARINHA DO BRASIL, 2010)

O método de limpeza analisado neste trabalho é a limpeza ultrassônica, a qual é realizada pela cavitação, formação rápida de bolhas seguida pelo seu colapso abrupto, formando cavidades no líquido de limpeza. Esta agitação por incontáveis pequenas bolhas implodindo de forma intensa cria uma lavagem altamente eficaz, tanto das partes expostas como das ocultas, imersas na solução de limpeza. Frequências mais baixas, de 20 a 30 kHz, são geralmente escolhidas para aplicações difíceis, quando níveis de tensões mais intensos são necessários para remover sujeiras e para que se assegure que os danos nas peças sejam desprezíveis. Tais frequências são frequentemente usadas para a limpeza de peças grandes e pesadas, ou de peças menores de alta densidade. Já as frequências mais altas são usadas para limpar peças menores e mais delicadas, ou em circunstâncias em que pequenas partículas devem ser removidas. (SOUSA, 2017)

2.2 Piezoelétrico

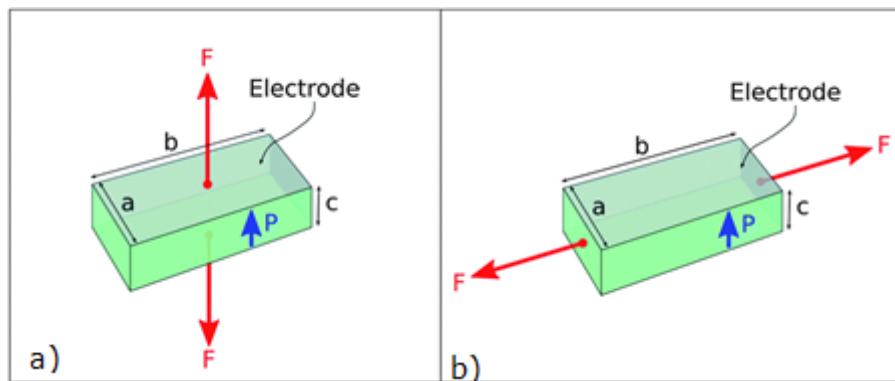
Piezoelétrico tem a capacidade de gerar eletricidade sob tensão mecânica e também o inverso, gerar deformação mecânica através de aplicação de tensão elétrica. Existem diferentes tipos de materiais piezoelétricos, sendo um dos mais utilizados o quartzo e titanato de zirconato de chumbo (PZT), que é cristal natural e cerâmica artificial. O monitoramento da integridade estrutural (SHM) é baseado em impedância. (KIM; GRISSO; KIM; HA; INMAN, 2008)

Um transdutor piezoelétrico feito de uma camada piezoelétrica cerâmica é geralmente utilizada para SHM, baseado em impedância como sensor / atuador colocado para monitorar as condições mecânicas de uma estrutura através de sinais elétricos.

Quando um campo elétrico é aplicado, o patch PZT se expande ao longo do eixo de polarização (direção da espessura) e se contrai perpendicularmente ao eixo de polarização (direção do comprimento e largura). PZT normalmente altera sua forma em até 0,1% da dimensão original. (KIM; GRISSO; KIM; HA; INMAN, 2008)

Existem alguns modos de vibração que se dão pelo aspectos construtivos, d31 e d33 são modelos bastante encontrados. O modo d31 possui eletrodos superiores e inferiores fazendo com que o piezoelétrico vibre na direção horizontal, já no modelo d33 os eletrodos são interdigitados. Na Figura 2 é possível ver a direção de vibração dos dois modelos apresentados. (KIM; PARK; KIM; WIKLE; PARK; KIM, 2013) manutenção dos cascos das embarcações de todos os tamanhos se faz necessária para manter as boas condições das mesmas. A incrustação no casco pode ser limo, moluscos, mexilhões etc, como mostrado na Figura 1. Essa incrustação, além de danos ambientais como dispersão de espécies invasoras, causa aumento do consumo de combustível e danos físicos ao casco. Tudo isso aumenta os custos financeiros para manter a embarcação em boas condições, necessitando de manutenções para minimizar estes impactos. (SILVEIRA, 2010)

Figura 2 – Modos de vibração a) modo d33, b) modo d31

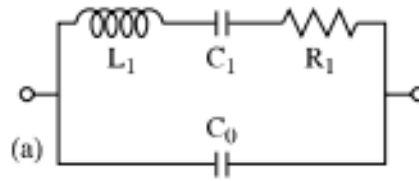


Fonte: <https://pubs.rsc.org/en/content/articlelanding/2014/ee/c3ee42454e#!divAbstract>

2.2.1 Circuito Equivalente e Frequência de Ressonância

O piezoelétrico pode ser representado por um circuito equivalente, como mostrado na Figura 3, que representa o comportamento da frequência do elemento. Consiste em dois ramos paralelos, C_0 corresponde ao dielétrico e às propriedades mecânicas (L_1, C_1, R_1), L_1 representa o efeito inercial da massa do elemento, a capacitância (C_1), a força restauradora elástica, e a resistência (R_1), a dissipação de energia. (BOCH; NIEPCE, 2007)

Figura 3 – Circuito equivalente piezoelétrico



Fonte: Livro Ceramic Materials Processes, Properties and Applications (2007).

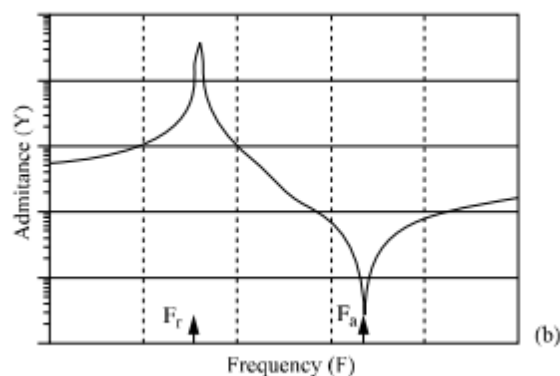
A frequência ressonância é dada pela Equação 1 e frequência anti ressonância é dada pela Equação 2.

$$Fr = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L1 * Co * C1}} \quad (1)$$

$$Fa = \frac{\sqrt{(Co + C1)}}{2 * \pi * \sqrt{L1 * Co * C1}} \quad (2)$$

A impedância é mínima na ressonância e máxima na frequência anti ressonância, como mostrado na Figura 4.

Figura 4 – Gráfico de frequência por impedância



Fonte: Livro Ceramic Materials Processes, Properties and Applications (2007).

Há duas frequências, que são conhecidas como frequência ressonância e anti ressonância. Dado o acoplamento eletromecânico feito pelo efeito piezoelétrico, as

ondas elásticas podem ser excitadas em um elemento piezoelétrico por meio da aplicação de uma tensão alternada. A ressonância mecânica ocorre se a condição for verificada $2L=n\lambda$, na qual L é o comprimento ou diâmetro do material, dependendo do formato, e n é um inteiro que identifica o modo de ressonância. O acoplamento eletromecânico feito pelo efeito piezoelétrico ajuda a excitar os modos através da aplicação de um campo elétrico alternado. A frequência é dada pela Equação 3. (BOCH; NIEPCE, 2007)

$$f = \frac{\sqrt{(\rho * K)}}{\lambda^2} \quad (3)$$

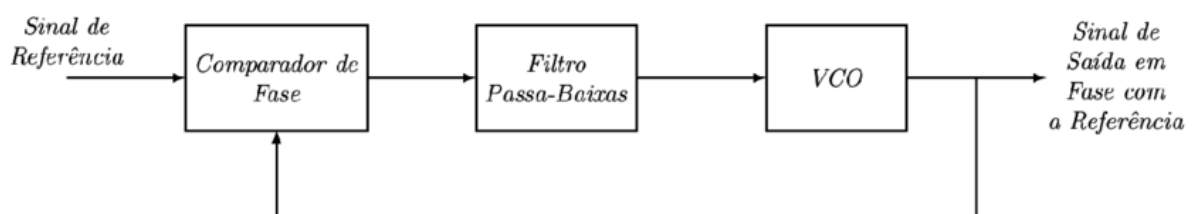
O piezoelétrico será acoplado a uma carga dinâmica, fazendo com que a frequência de ressonância varie. Por isso, optou-se por um sistema do tipo PLL *Phase Locked Loop* para que o piezoelétrico sempre entre em ressonância.

2.3 PLL

Uma estrutura PLL *Phase Locked Loop*, consiste em um sistema de controle realimentado. Essa estrutura tem diversas aplicações, tais como multiplicador, divisor, sincronização de sinais, entre outras. É uma parte essencial nas tecnologias referentes ao rádio, às transmissões sem fio e às telecomunicações.

O funcionamento básico de um PLL consiste na correção contínua da diferença de fase ou frequência entre os dois sinais periódicos comparados, e quando sincronizados o sinal é travado. O PLL é composto por alguns blocos, de maneira simples, como é mostrado na Figura 5.

Figura 5 – Bloco básico de um PLL



Fonte: Livro Bistue. (2009)

2.3.1 VCO (“Voltage Controlled Oscillator”)

Um oscilador controlado por tensão é um circuito que permite a geração de uma forma de onda com frequência proporcional à tensão de entrada que lhe é aplicada.

Foram estudadas duas possibilidades, um gerador de sinal analógico e um digital. Os dois atendem às requisições dessa aplicação, no entanto, optou-se pela digital por conta de algumas facilidades, como possuir um microcontrolador para determinar momentos de ligação, uma conexão com outras placas para comunicação, emitir a frequência com precisão e possuir um *shield* para acoplar ao projeto.

2.3.1.1 AD9833

O AD9833 é um gerador de onda programável de baixa potência, capaz de produzir ondas senoidais, triangulares e quadradas. A frequência e fase de saída são programáveis via *software*, permitindo fácil ajuste. Contém registradores de 28 bits, para uma frequência de até 1MHz e sua resolução é de 0,004 Hz. Sua interface serial possui três fios, opera a velocidades de clock de até 40 MHz, que é compatível com microcontroladores e DSP(*Digital Signal Processor*).

Juntamente com a frequência de interesse, existem as harmônicas da frequência fundamental que estão na saída do dispositivo. A faixa dinâmica livre de espúrias (SFDR) refere-se ao maior estímulo ou harmônica presente na faixa de interesse. O SFDR de banda larga fornece a magnitude do maior estímulo ou harmônico em relação à magnitude da frequência fundamental na largura de banda de zero, a Nyquist. O SFDR de banda estreita fornece a atenuação do maior estímulo ou harmônico em uma largura de banda de ± 200 kHz sobre a frequência fundamental. A Figura 6 mostra as harmônicas para um sinal de saída de 60 kHz.

Figura 6 – Harmônicos para saída de 60 kHz

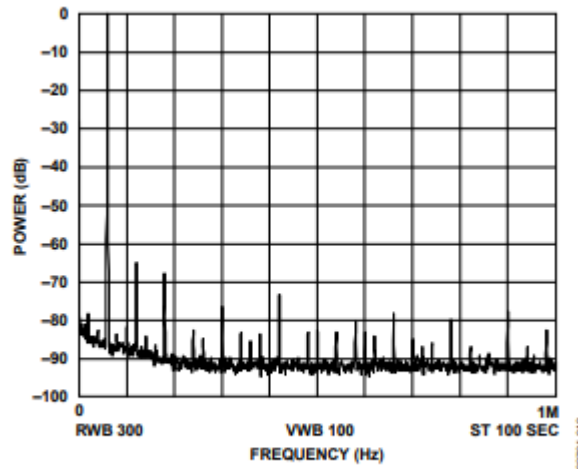


Figure 18. Power vs. Frequency, $f_{MCLK} = 25$ MHz, $f_{OUT} = 60$ kHz, Frequency Word = 0x009D495

Fonte: Datasheet ad9833 Analog Devices.

Os dados são carregados no dispositivo como uma palavra de 16 bits, sob o controle de uma entrada de clock serial (SCLK). O principal componente do NCO (Oscilador Controlado Numericamente) é um acumulador de fase de 28 bits. O acumulador simplesmente escala o intervalo de números de fase em uma palavra digital de vários bits. Embora o NCO contenha um acumulador de fase de 28 bits, a saída do NCO é truncada para 12 bits. Usar a resolução completa da fase acumulador é impraticável e desnecessário, porque isso requer uma tabela de pesquisa de 228 entradas. É preciso apenas ter resolução de fase suficiente para que os erros devidos ao truncamento sejam menores que a resolução do conversor digital analógico (DAC) de 10 bits. A Equação 4 mostra o cálculo da frequência de saída.

$$F_{out} = \frac{f * 2^{28}}{f_{MCLK}} \quad (4)$$

2.3.2 Detector de fase

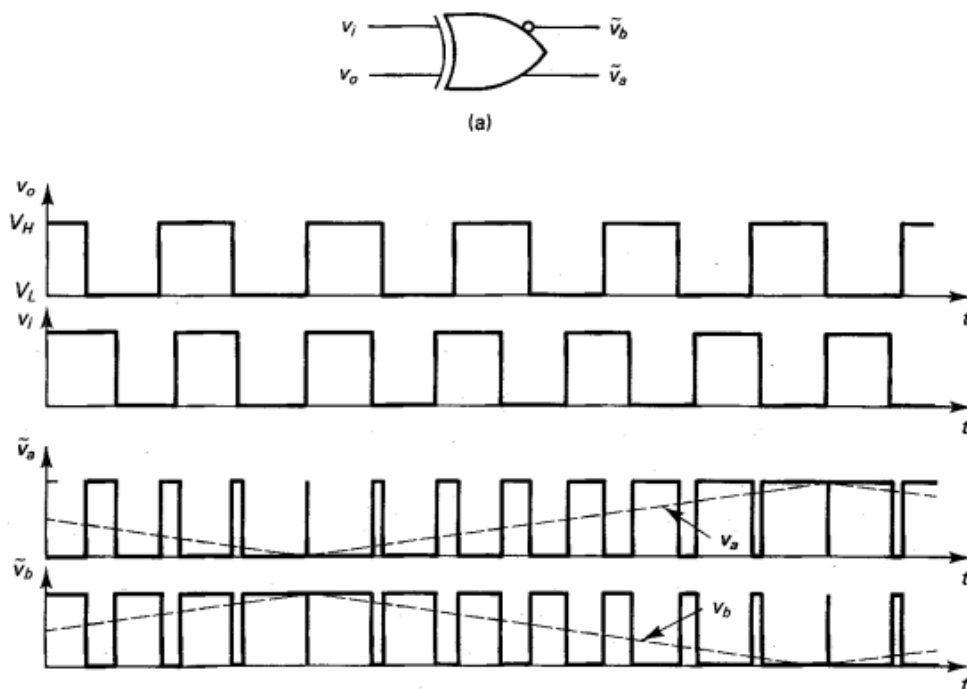
Detectores de fases do PLL podem ser implementados de diferentes formas, como tipo circuito multiplicador, OU exclusiva, Flip-flop JK entre outras. A qual será abordada neste trabalho é a OU exclusiva.

2.3.2.1 Detector de Fase OU Exclusivo

A OU exclusiva é muito utilizada em PLL digital. O seu modo de funcionamento consiste em entradas binárias e necessita que o seu tempo no estado lógico 0 seja igual ao tempo lógico em 1, ou seja, 50% do *duty cycle* tem que ser 50% para que este detector de fase funcione corretamente.

Seu comportamento não é descrito por uma equação, mas sim pela sua tabela de lógica de suas respectivas entradas e saída. O diagrama desse detector de fase, que é dado pelo seu respectivo símbolo (a Figura 7), mostra seu símbolo e tabela de funcionamento. (WOLAVER, 1991)

Figura 7 – Símbolo e funcionamento OU exclusive



Fonte: Livro Wolaver (1997).

A tensão de saída do detector de fase é dada pela Equação 5 e 6.

$$V_d = kd\theta \quad (5)$$

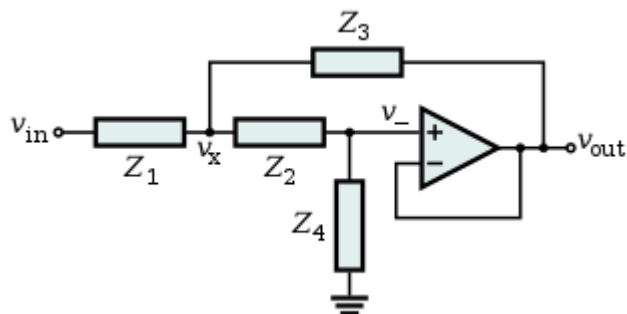
$$kd = V_{cc}/\pi \quad (6)$$

Nesta topologia de detector de fase, pode-se obter uma tensão de saída com atraso de 90° em relação ao sinal de origem. (WOLAVER, 1991)

2.3.3 Filtro passa-baixas

O filtro da malha (também conhecido como *loop filter*) é responsável por ajustar a largura de banda da PLL, que tem influência direta no ruído de fase VCO. Este filtro tem como finalidade eliminar sinais espúrios e deixar sinal de componente DC para a entrada do VCO. Neste trabalho optou-se por uma topologia *Sallen-Key* mostrada na Figura 8 e aproximação *Butterworth*, por sua simplicidade e por ter sido utilizado em outros trabalhos estudados.

Figura 8 – Topologia *Sallen-key*

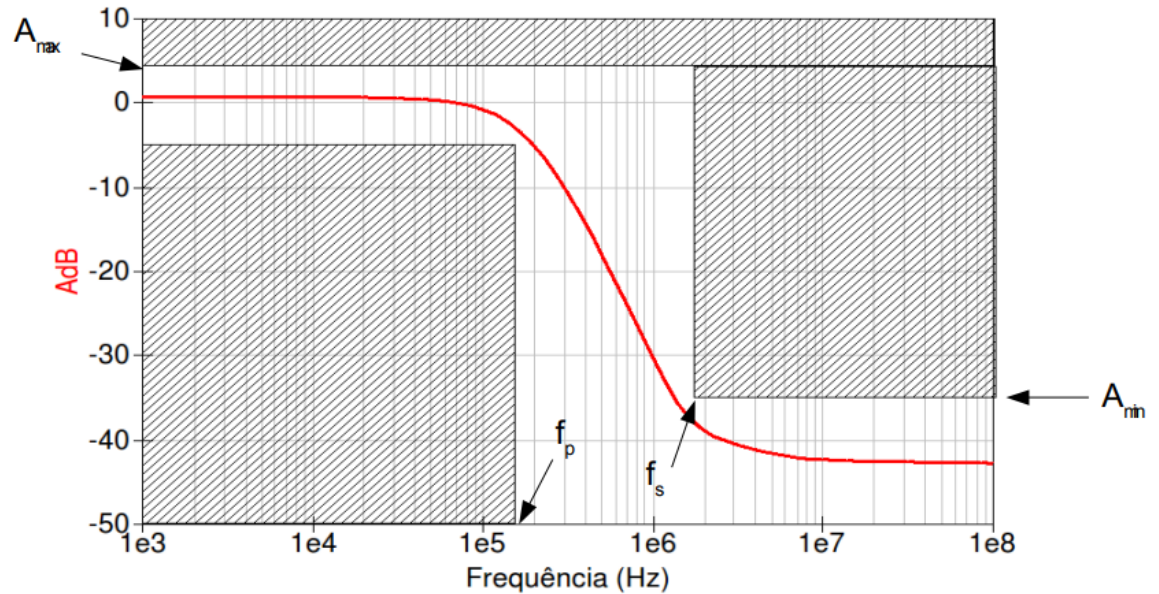


Fonte: Slides Bonfim (2012).

Para esta pesquisa foi utilizada aproximação de *Butterworth*, pois sua resposta em frequência não possui ondulações na banda passante e se aproxima de zero na banda rejeitada. Para um filtro de segunda ordem, a resposta é na casa de 40 dB por década. Ele possui uma resposta mais lenta quando comparada com o *Chebyshev*, porém apresenta a resposta em fase mais linear na banda passante. Conforme a Figura 9, pode-se ver as características de um modelo de transmissão de filtro, no qual f_p é a borda da banda de passagem e f_s é a borda da banda de bloqueio, A_{max} é a máxima variação do ganho na banda de passagem e A_{min} é a Atenuação mínima para a banda de bloqueio. (BONFIM, 2012)

Figura 9 – Gabarito Filtro Ideal

Modulo da transmissão de um filtro real:



Fonte: Slides Bonfim (2012).

2.4 Condicionamento de Sinal

Condicionar um sinal significa transformá-lo da melhor maneira possível para conectá-lo a outros blocos. Eles necessitam ser previamente condicionados para estarem nas condições adequadas para serem adquiridos.

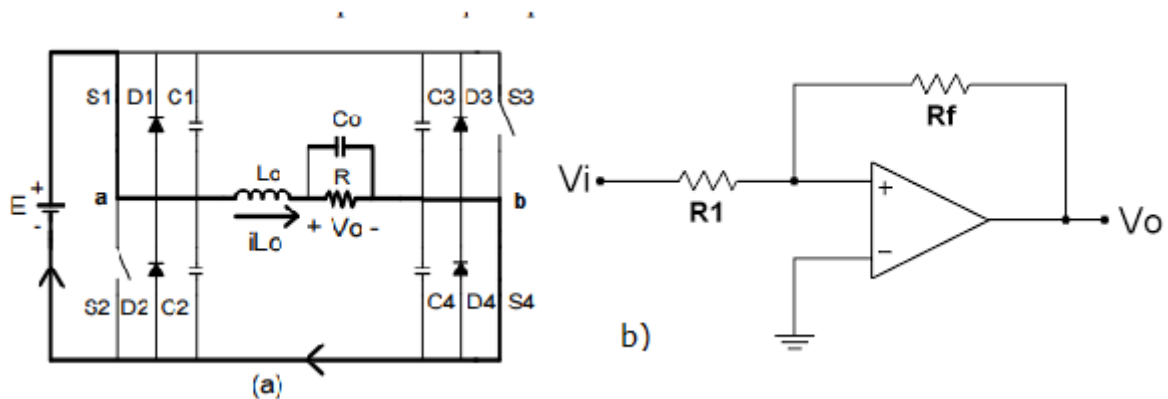
O condicionamento pode passar por vários blocos como amplificador, filtros entre outros. Neste trabalho serão abordadas duas topologias que foram necessárias para levar energia até o piezoelétrico, a aquisição da defasagem e a aquisição do sinal via adc do microcontrolador. (CASSIOLATO, 2020)

2.4.1 Acionamento do Piezoelétrico

Foram analisadas algumas formas de efetuar a parte do acionamento do piezoelétrico. Os conversores empregados, atualmente, para os amplificadores de potência comutados são os circuitos inversores, dos quais podem ser citados o *Push-Pull*, Meia Ponte (“*Half-Bridge*”) e o inversor Ponte Completa (“*Full-Bridge*”), como demonstrada na Figura 10. (MOIA, 2004).

Também é possível acionar piezoelétricos através de *drives* analógicos com topologias utilizando amplificadores operacionais, como topologias inversoras e não inversoras, amplificadores classe A, B e AB.

Figura 10 – a) Inversor de Ponte Completa e b) Amplificador Não Inversora



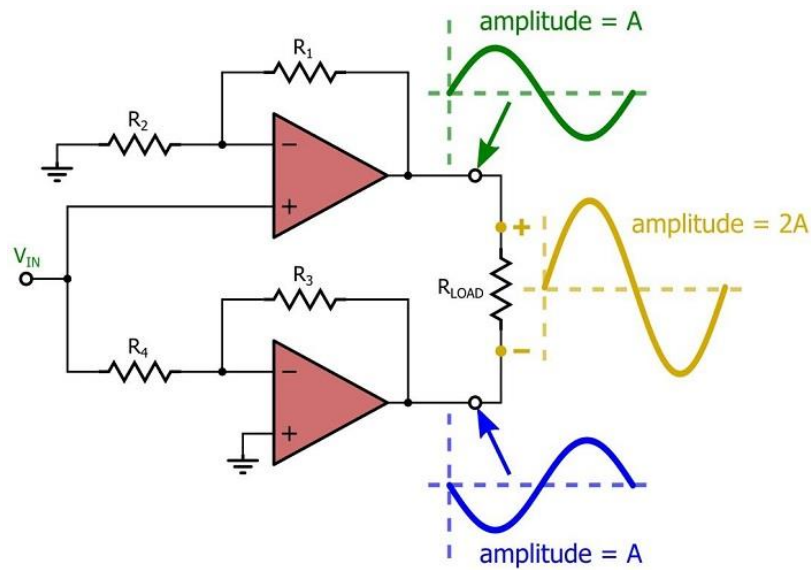
Fonte: a) Dissertação Joabel Moia(2009). b) própria autoria(2020).

Para esta pesquisa optou-se por uma topologia de amplificadores analógicos lineares, por ter uma menor complexidade para o momento, tendo em vista, que este trabalho visa montar o sistema que encontra a ressonância.

2.4.1.1 Topologia Amplificadora Bridge

Nem sempre se têm disponíveis níveis altos de tensão para acionamento de determinadas cargas em placas eletrônicas. O circuito *Bridge*, Figura 11 é uma topologia que consegue fornecer duas vezes a tensão de entrada.

Figura 11 – Topologia Bridge



Fonte: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/bridge-amplifiers-for-single-supply-applications/>

Pela Figura 11, pode-se ver dois amplificadores, um inversor e um não inversor, com resistores projetados para que ambos tenham ganhos iguais. Na saída se tem uma carga flutuante, sem conexão direta com a referência conectada entre os amplificadores. A Equação 7 mostra a equação de potência na carga.

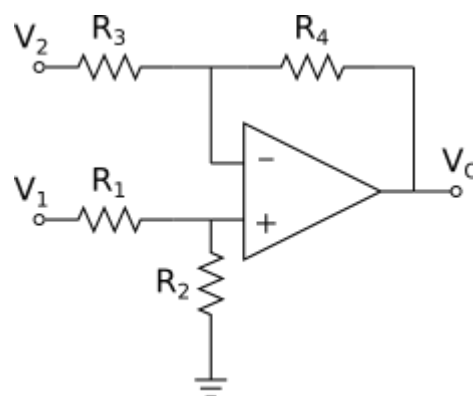
$$P_{\text{load}} = \frac{1}{R_{\text{load}}} * \left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right)^2 \quad (7)$$

Essa configuração dobra a tensão na carga, portanto oferece um aumento de quatro vezes na potência fornecida. Essa topologia é particularmente útil quando se deseja obter o máximo de energia possível da sua alimentação, sendo que a potência é proporcional ao quadrado da tensão de pico. (KEIM, 2016)

2.4.2 Topologia Subtratora para Aquisição da Corrente

A Figura 12 mostra a estrutura da topologia subtratora.

Figura 12 – Topologia subtratora



Fonte: http://www.peb.ufrj.br/cursos/cob785/COB785_AmpOp.pdf

O cálculo da tensão de saída pode ser feito facilmente por superposição, uma vez que existem duas fontes atuando sobre o circuito. Quando V_2 é 0 V, a entrada V_1 é aplicada a um amplificador inversor. Quando V_1 é 0 V, a entrada V_2 passa por um divisor de tensão e é aplicada a um amplificador não inversor. A Equação final é mostrada na Equação 8.

$$V_o = R_2 * R_1 * (V_2 - V_1) \quad (8)$$

O amplificador subtrator amplifica a diferença entre duas tensões. Esta topologia foi utilizada para obter a corrente do piezoelétrico para a comparação de fases.(UFRJ, 2015)

3 METODOLOGIA

Metodologia científica é o estudo sistemático e lógico dos métodos empregados nas ciências, a partir de um conjunto de dados iniciais e um sistema de operações ordenadas adequado para a formulação de conclusões, de acordo com certos objetivos predeterminados (GERHARDT; SILVEIRA, 2009).

Assim, para realizar este trabalho, foram utilizadas as seguintes pesquisas: aplicada, qualitativa do tipo descritiva e bibliográfica.

A pesquisa aplicada é caracterizada pela aplicação prática, ou seja, os resultados devem ser aplicados ou utilizados imediatamente, na solução de problemas a serem investigados (MARCONI; LAKATOS, 2017). Este TCC se utilizou da pesquisa aplicada para o desenvolvimento do protótipo para encontrar a ressonância do piezoelétrico.

Outro tipo de pesquisa utilizado neste trabalho foi a qualitativa a qual, de acordo com Gerhardt e Silveira (2009), não se preocupa com a representatividade numérica, mas com o aprofundamento da compreensão de um tema.

Por sua vez, a pesquisa descritiva, segundo Gil (1999), tem como objetivo principal a descrição das características de determinada população ou fenômeno ou o estabelecimento de relações entre variáveis, que consiste na descrição do sistema e dos resultados encontrados. Que neste trabalho consiste na descrição de todos os blocos do sistema.

Por fim, foi realizada uma pesquisa bibliográfica que, segundo Fonseca (2002), consiste no levantamento de referências teóricas já analisadas e publicadas por meio escrito ou eletrônicos. Nesta etapa foram utilizadas as plataformas acessíveis de artigos, livros e informações de fabricantes para criar base de dados para execução do projeto.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Este capítulo apresenta-se dividido nas seguintes partes: extração dos parâmetros do piezoelétrico; dimensionamento e simulação do bloco do acionamento piezoelétrico; dimensionamento e simulação do bloco subtrator; escolha e simulação do bloco dos comparadores; simulação do bloco detector de fase; dimensionamento e simulação filtro passa baixa.

Neste próximo passo será comparada a simulação com a parte prática de bancada. A simulação foi realizada no *software* da *Analog Device* o *LTSpice* que permite inserir os modelos dos componentes aproximando a simulação da bancada. Na parte prática de aquisição dos sinais foi utilizado um osciloscópio portátil *Hantek* 620 bl, ele gera arquivos CSV (Valores Separados por Vírgula) e para plotar os sinais foi utilizado o *software Matlab*. A simulação e análise em bancada foram realizadas com uma frequência travada em 40 kHz.

4.1 Extração dos Parâmetros do Piezoelétrico

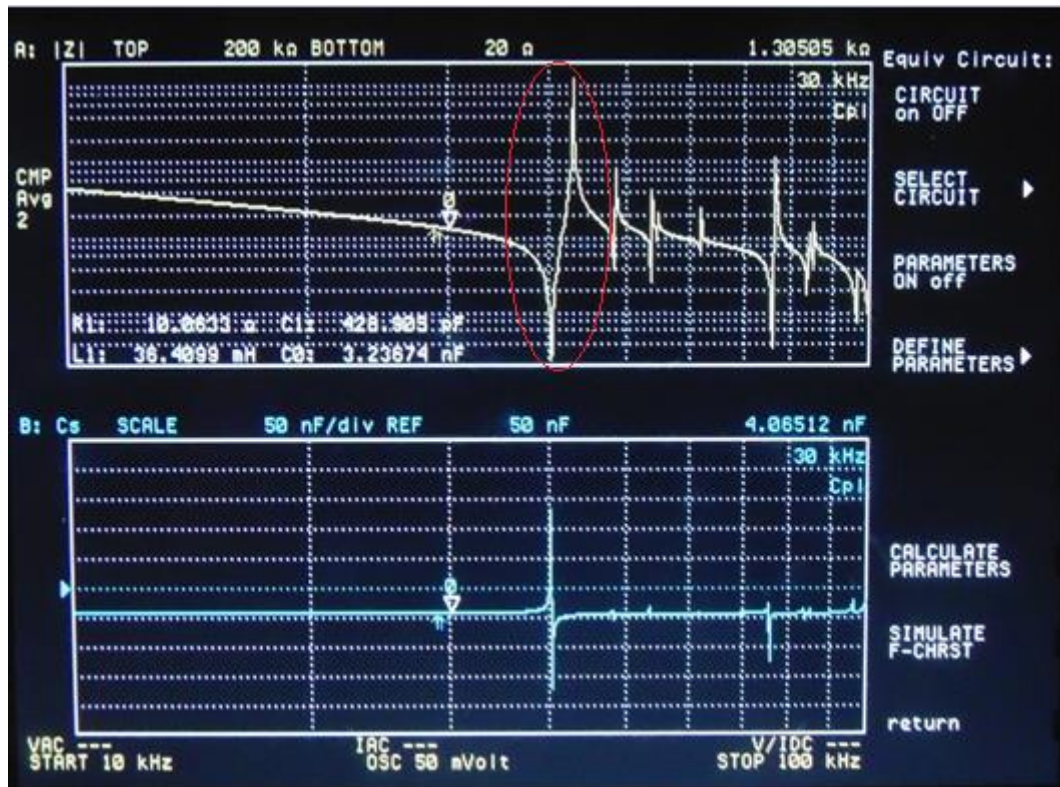
Inicialmente foram extraídos os parâmetros e curvas do piezoelétrico em um analisador de impedâncias da marca *Agilent* 4294A no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da UFSC. Na Figura 13 é possível ver o modelo do piezoelétrico utilizado.

Figura 13 – Piezoelétrico utilizado



A Figura 14 mostra que a frequência de ressonância está em aproximadamente 40 kHz, não podendo afirmar a ressonância exata dada resolução.

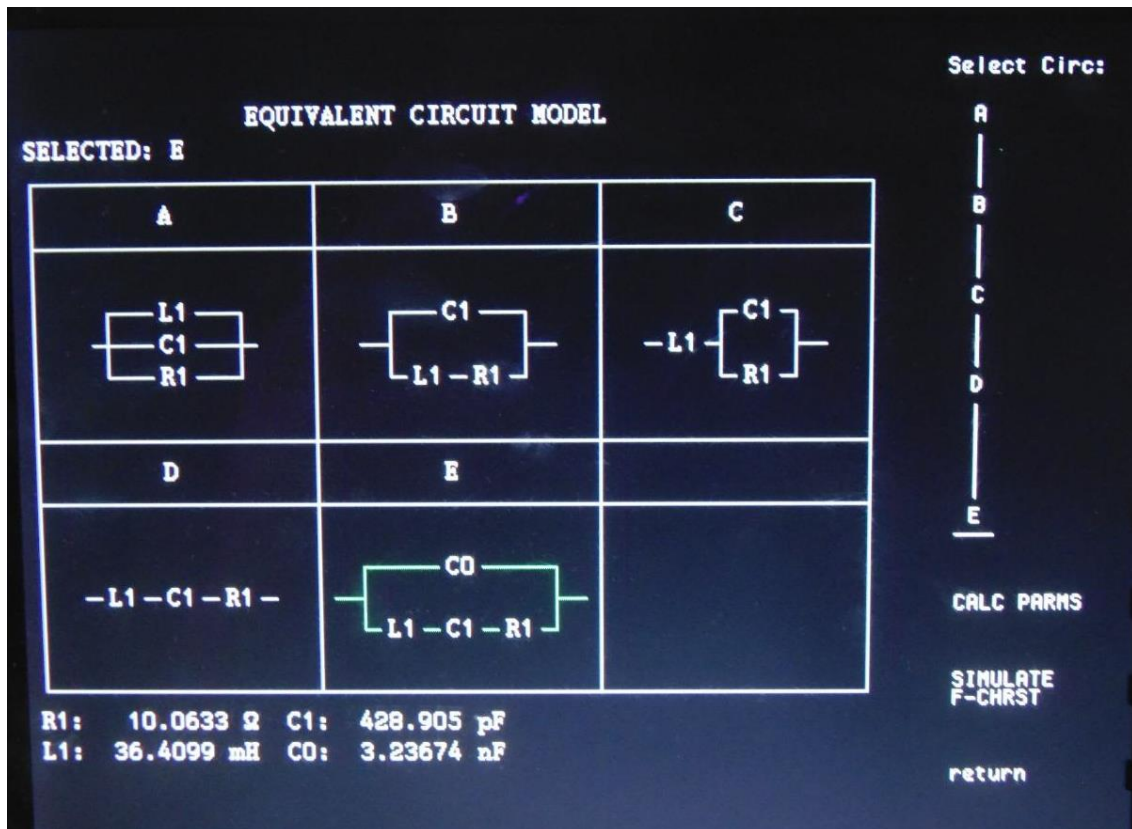
Figura 14 – Região de Ressonância



Fonte: Próprio autor (2020).

É possível escolher o modelo de circuito equivalente nesse equipamento, como mostrado na Figura 15, ele retorna os valores dos componentes do modelo escolhido, assim, é possível calcular a frequência da ressonância e anti ressonância.

Figura 15 – Circuito escolhido no traçador de curvas

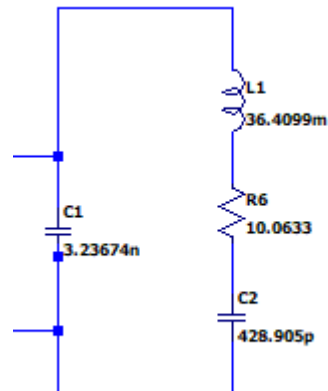


Fonte: Próprio autor (2020).

Neste trabalho optou-se pelo modelo E, que foi descrito na revisão bibliográfica. Assim inserindo os valores de capacitância, indutância e resistência é possível calcular a frequência de ressonância dada pela Equação 1 e anti-ressonância pela Equação 2, ambas apresentadas na secção 2.2.1. A frequência de ressonância é 40.274 Hz e frequência anti-ressonância é 42.860 Hz.

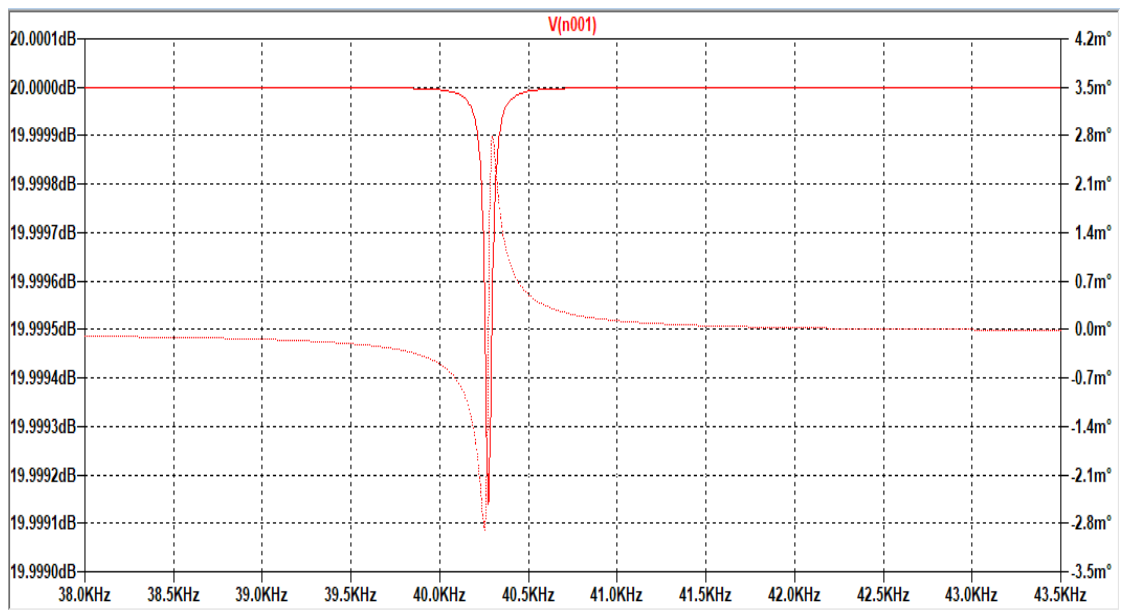
Com a extração dos parâmetros, foi possível simular a piezoelétrico para efeito de comparação. Na Figura 16, é possível ver o circuito utilizado para simulação do piezoelétrico e na Figura 17 a resposta em frequência simulada.

Figura 16 – Circuito simulado do piezoelétrico



Fonte: Próprio autor (2020)

Figura 17 – Resposta simulada em frequência do piezoelétrico



Fonte: Próprio autor (2020)

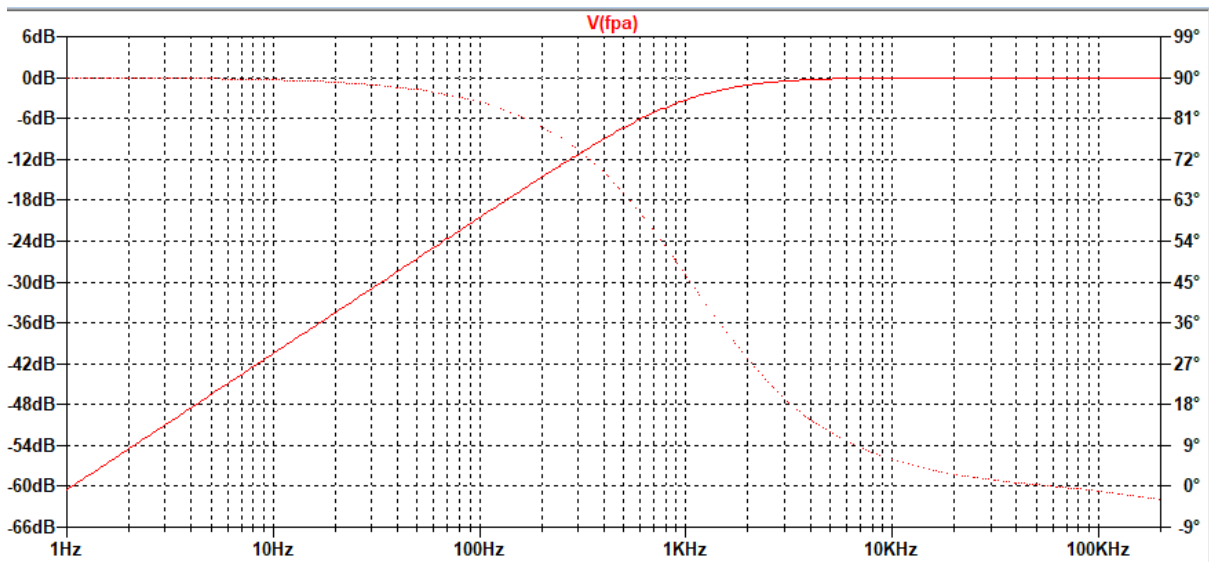
Analisando a Figura 17, é possível perceber que a região de ressonância simulada fica 40,270 kHz.

4.2 Geração do Sinal

Para o acionamento do piezoelétrico, é necessário um sinal com parte positiva e negativa. O sinal gerado pelo AD9833 tem *offset* igual a 300 mV e potência de 12,65 mW. Para que não seja drenada muita corrente, utilizou-se um *buffer* para

desacoplá-lo da carga. Para retirar o *offset* do sinal, utilizou-se um filtro passa alta com uma frequência de corte de 1 kHz. Na Figura 18, é possível analisar o gabarito desse filtro, que mostra o sinal atenuado em 3 dB na frequência projetada.

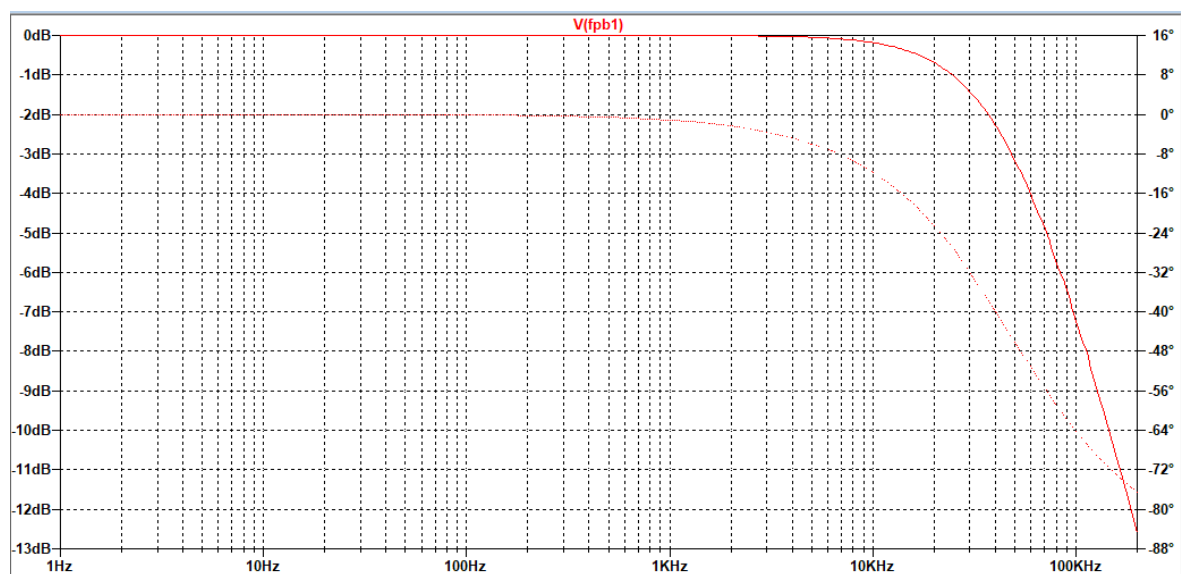
Figura 18 – Resposta em frequência do filtro passa alta



Fonte: Próprio autor (2020)

Também foi utilizado um filtro passa baixa com uma frequência de corte de 48 kHz para eliminar ruídos de alta frequência. Na Figura 19, é possível avistar o sinal atenuando em 3dB na frequência estipulada através da simulação em frequência.

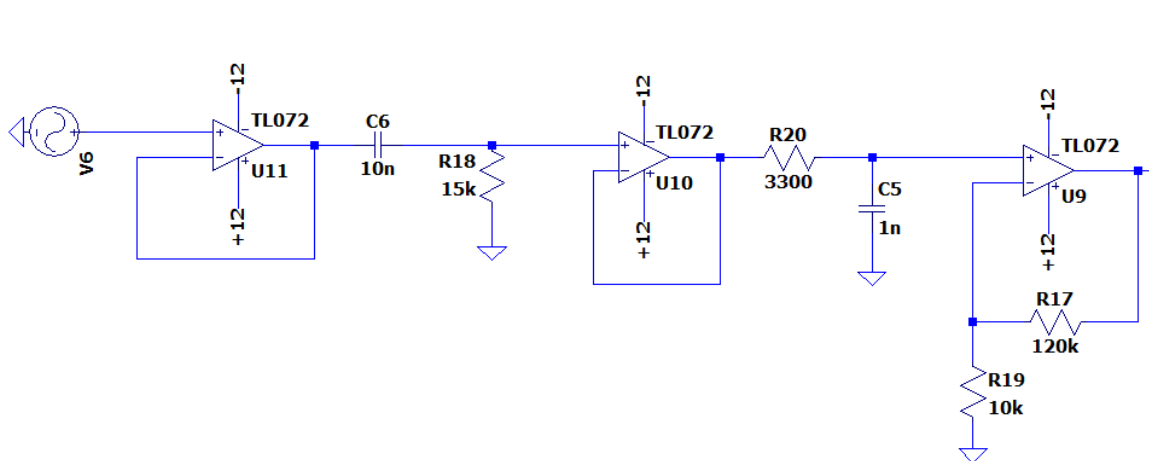
Figura 19 – Resposta em frequência do filtro passa baixa



Fonte: Próprio autor (2020)

Antes do sinal chegar no *drive* de potência, aplicou-se um ganho 13 V/V para que não se tenha um ganho muito alto na topologia *bridge*. O circuito de preparação do sinal para entrada no driver de potência é apresentado pela Figura 20.

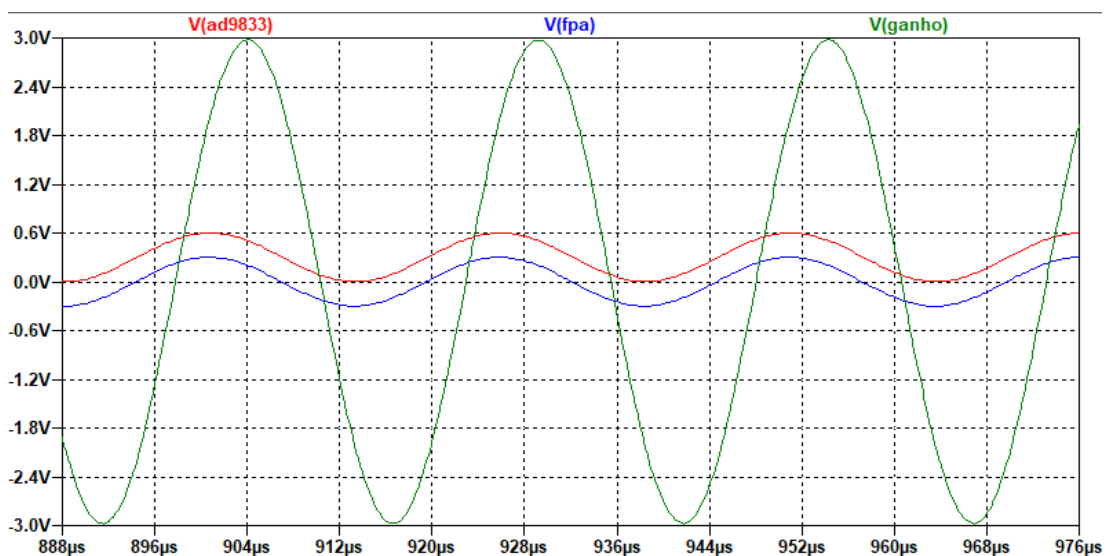
Figura 20 – Circuito de tratamento inicial do AD9833



Fonte: Próprio autor (2020)

Na Figura 21, é possível observar, respectivamente, o circuito com o buffer e os filtros simulados, desde a geração do sinal sendo filtrado até a chegada no *driver* de potência.

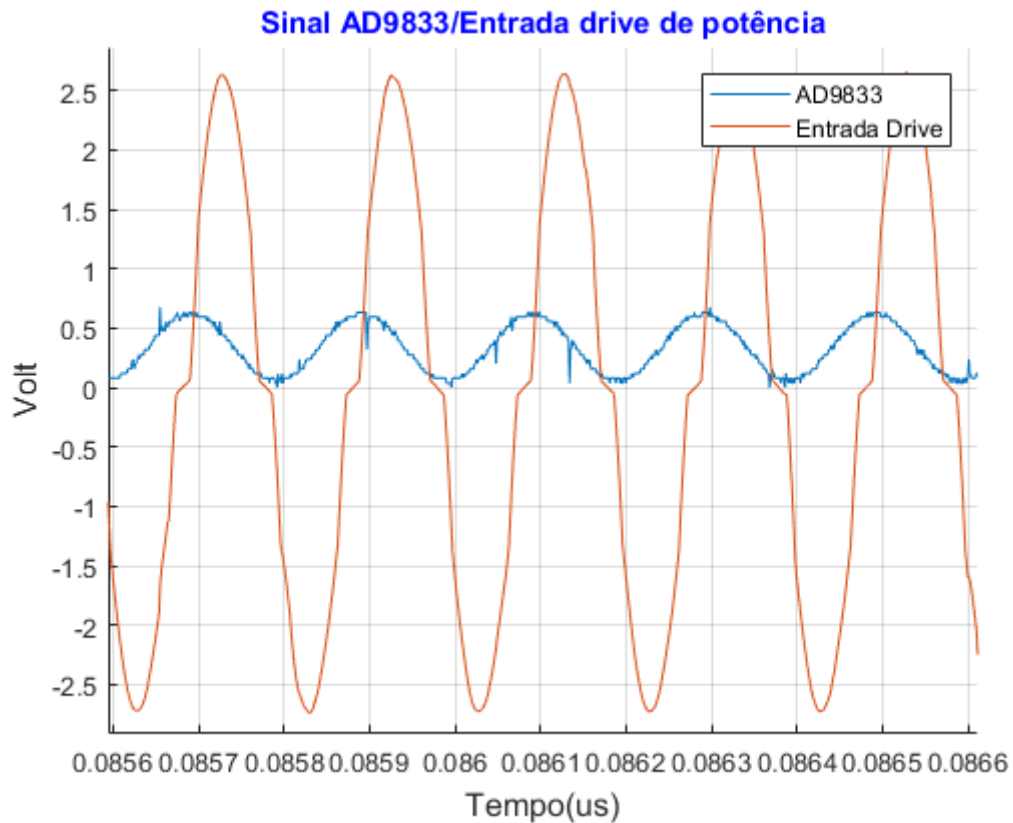
Figura 21 – Formas de onda da geração do sinal até o driver de potência, sinal vermelho gerado pelo ad9833, sinal azul após passar pelo filtro passa alta e sinal verde após filtro passa baixa e ganho.



Fonte: Próprio autor (2020)

Na Figura 22, é possível comparar o resultado experimental com a simulação, a qual mostra o sinal gerado com 0,6165 V e o sinal que chega no driver de potência com 2,645 Vp.

Figura 22 – Resultado experimental, sinal AD9833

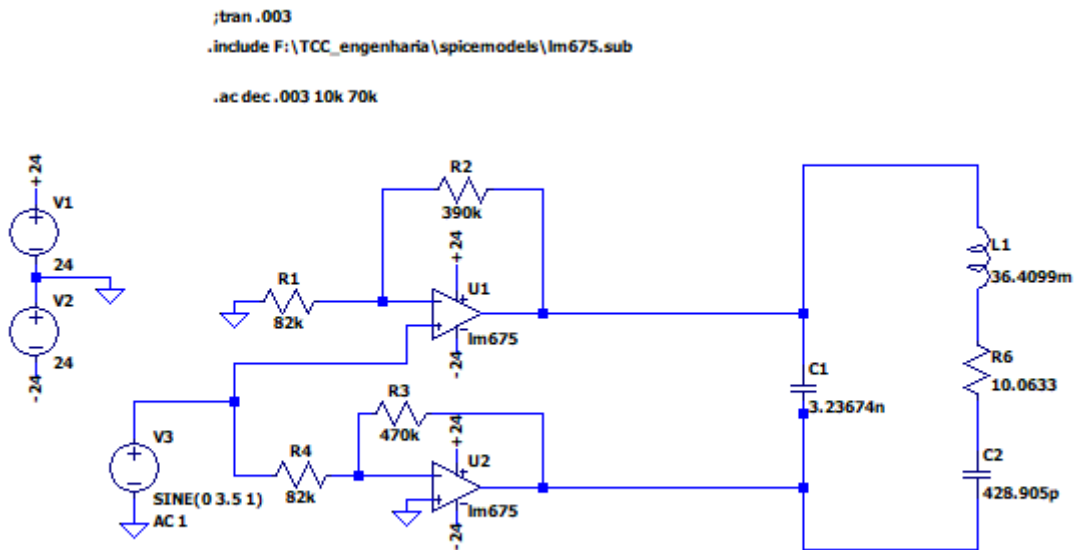


Fonte: Próprio autor (2020)

4.3 Driver de Potência

Para o driver de potência, escolhe-se o LM675, que é um *ampop* de potência com capacidade de entrega de até 3 A corrente, tensão de alimentação de 16 a 60 V e uma frequência de operação de até 70 kHz, além de ser encontrado no mercado nacional. A topologia *bridge* foi simulada com o circuito equivalente de um piezoelétrico. Na Figura 23, é apresentado um circuito simulado no estado de tempo e frequência.

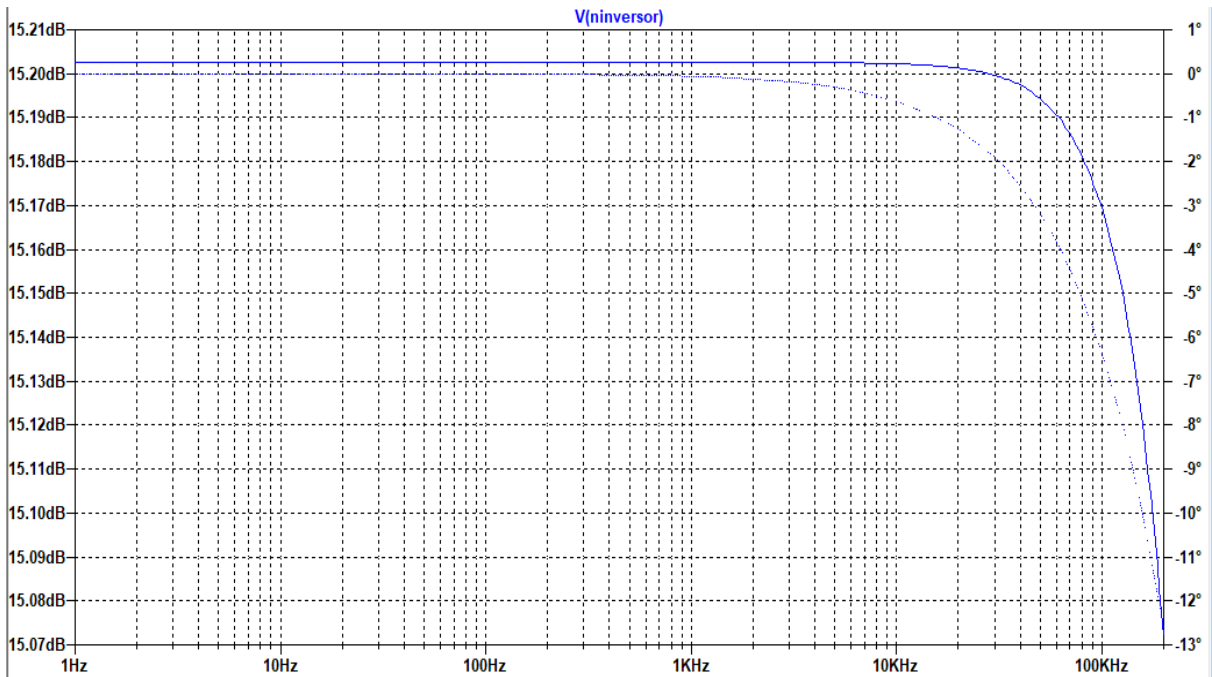
Figura 23 – Topologia *bridge* e circuito equivalente piezoelétrico



Fonte: Próprio autor (2020)

Como a região de operação do sistema apresentado é na faixa de 40 kHz, percebe-se que defasagem é de $0,25^\circ$ na topologia não inversora apresentada na Figura 24.

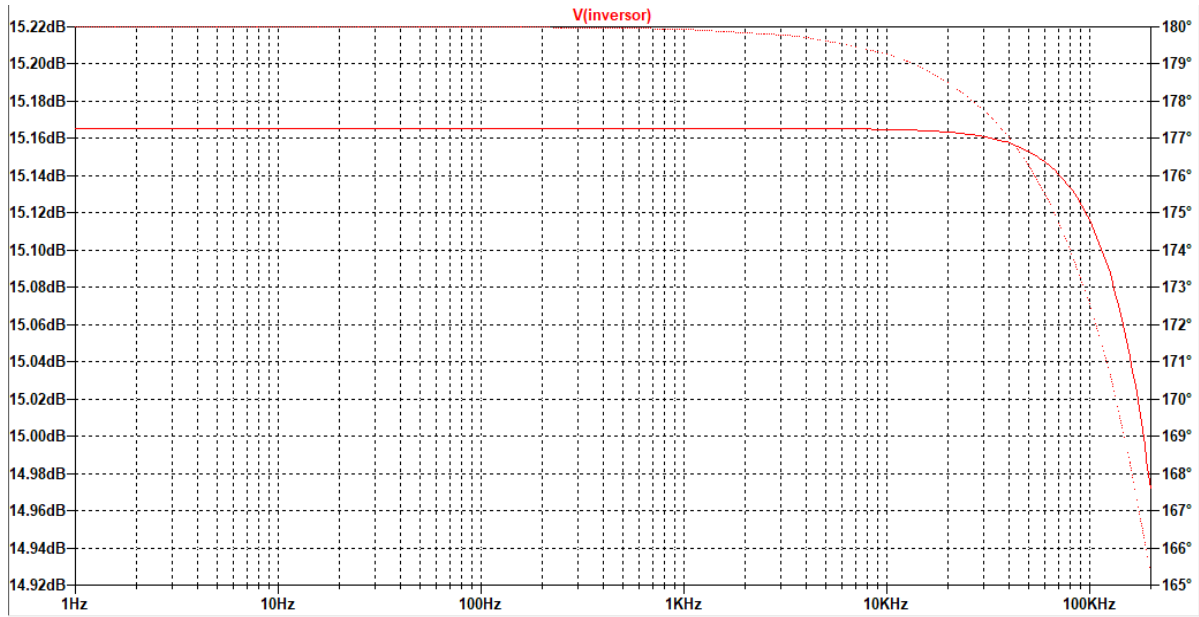
Figura 24 – Defasagem na topologia não inversora



Fonte: Próprio autor (2020)

A topologia inversora tem uma defasagem de $176,36^\circ$, quando deveria ser 180° , isso pode ser verificado na Figura 25.

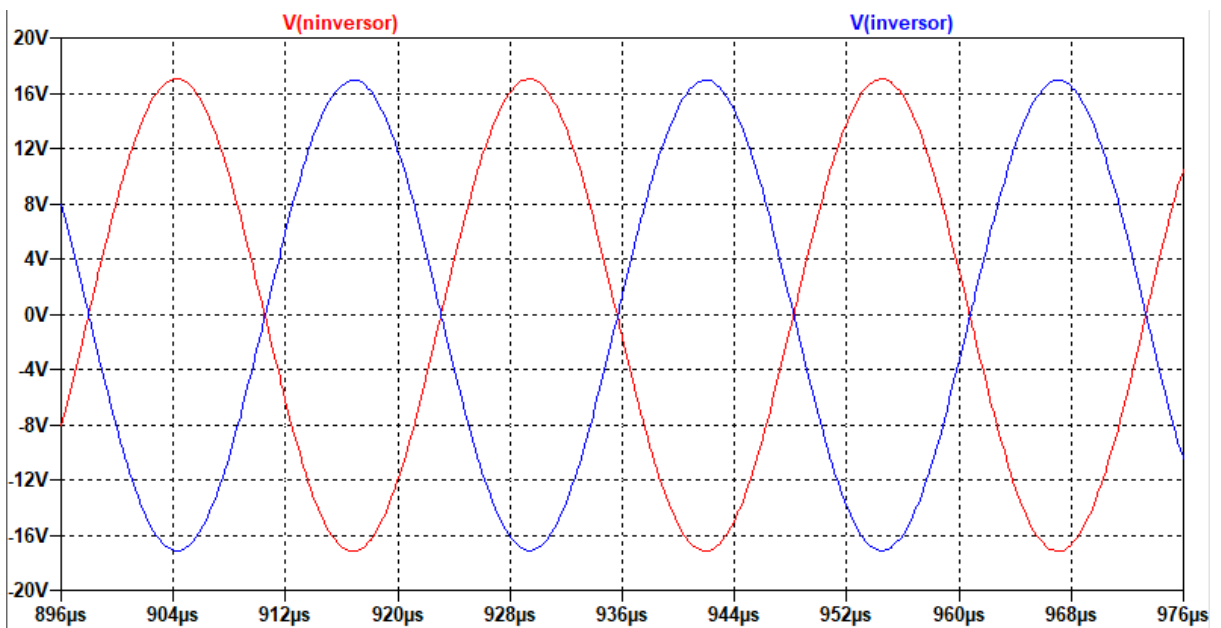
Figura 25 – Defasagem na topologia inversora



Fonte: Próprio autor (2020)

Como pode ser constatado na Figura 26, aplicou-se um ganho de 5,74 V/V. É possível ver as formas de onda da topologia inversora e não inversora aplicado o piezoelétrico que tem uma tensão aproximada de 17 Vp.

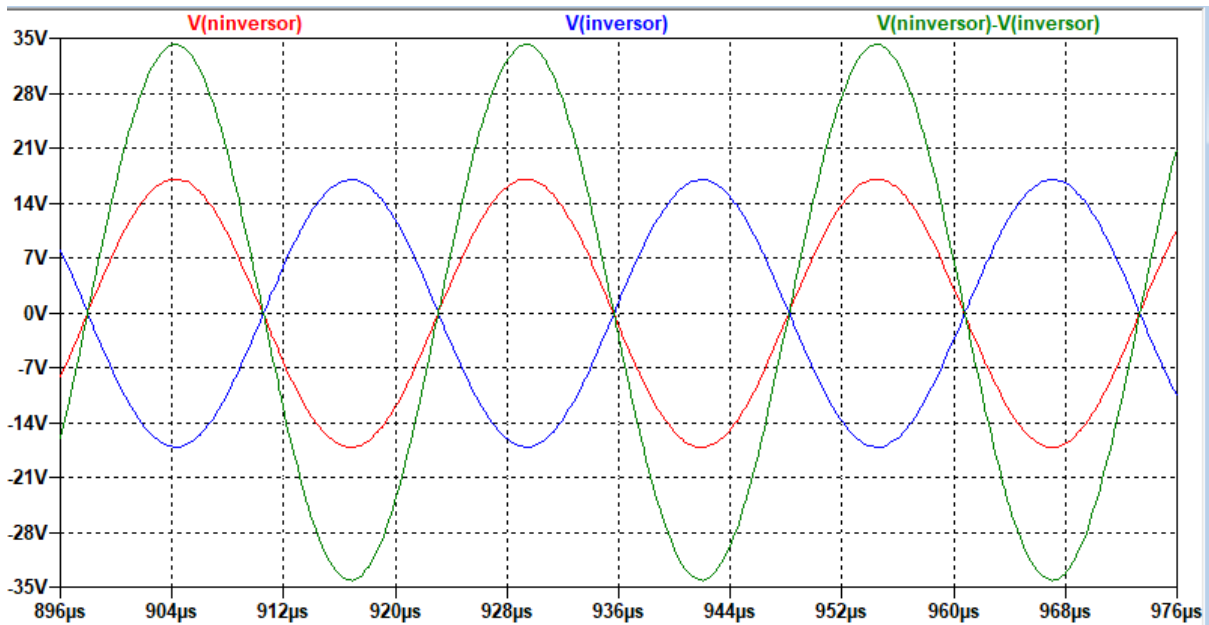
Figura 26 – Forma de onda das topologias na simulação



Fonte: Próprio autor (2020)

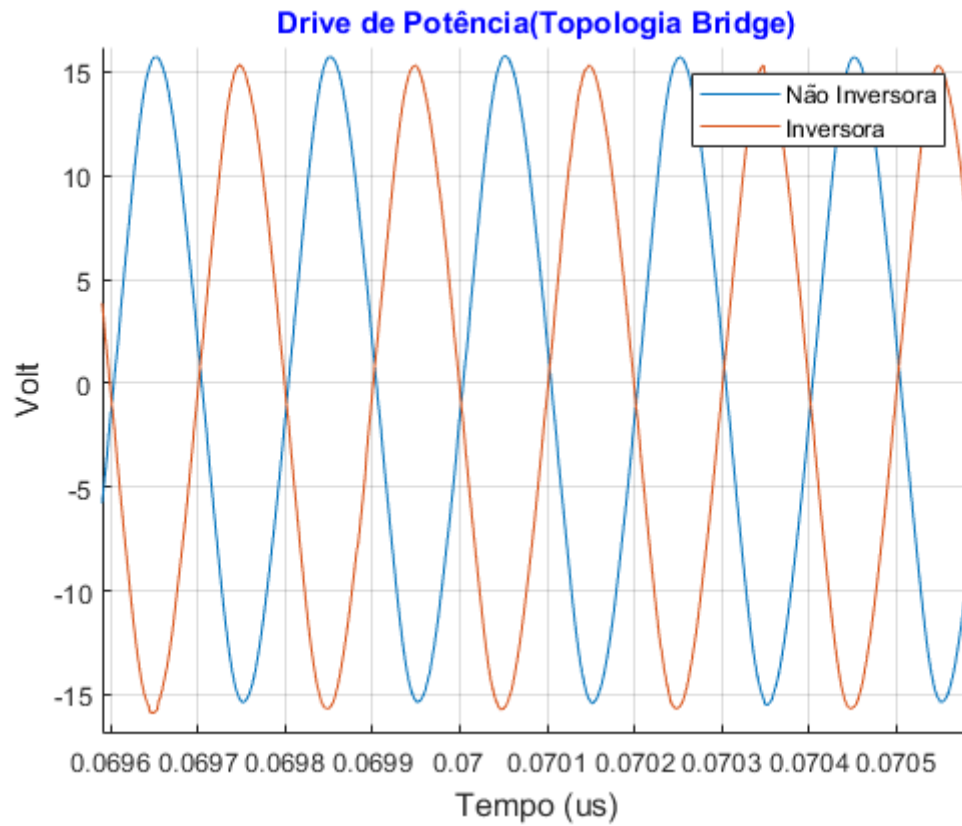
Já na Figura 27, a diferença entre as duas formas de onda mostra uma tensão aproximada de 34 Vp, que é o dobro do sinal de uma onda de entrada.

Figura 27 – Forma de onda na simulação sobre o piezoelétrico



Fonte: Próprio autor (2020)

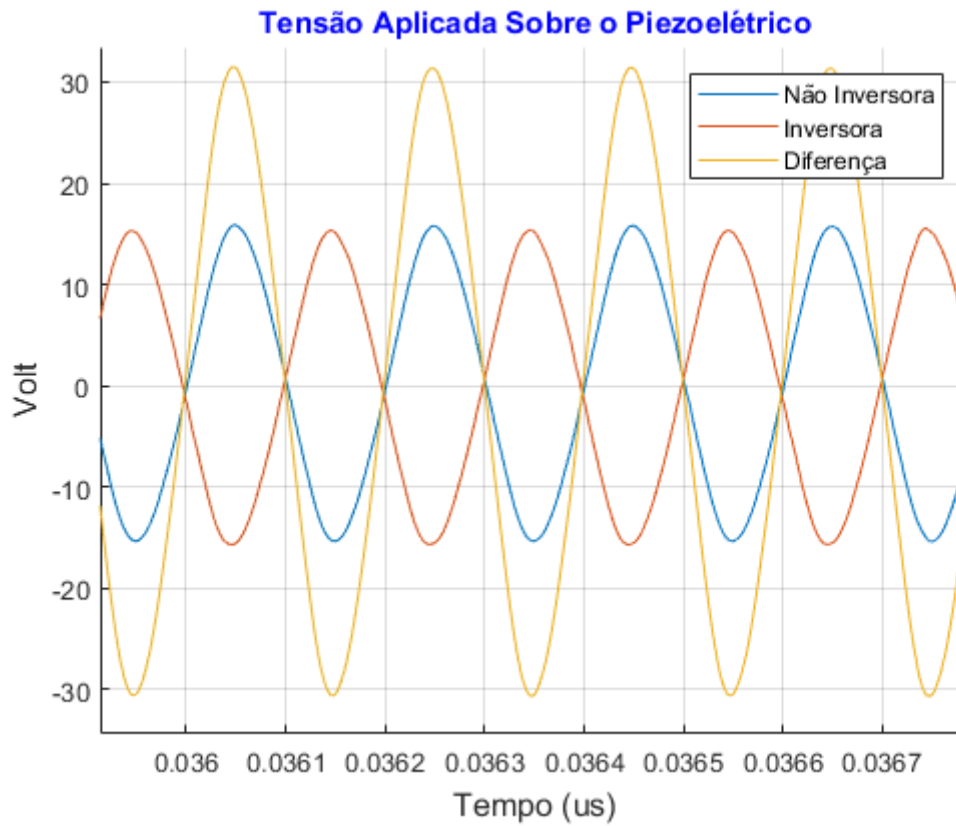
Na Figura 28, é possível analisar a forma de onda do drive na parte experimental, que tem uma tensão de aproximadamente 15,34 Vp e 15,81 Vp.

Figura 28 – Resultado experimental, topologia *bridge*

Fonte: Próprio autor (2020)

.Quando a diferença entre as duas ondas é aplicada ao piezoelétrico tem-se 31,39 Vp, como é possível observar na Figura 29.

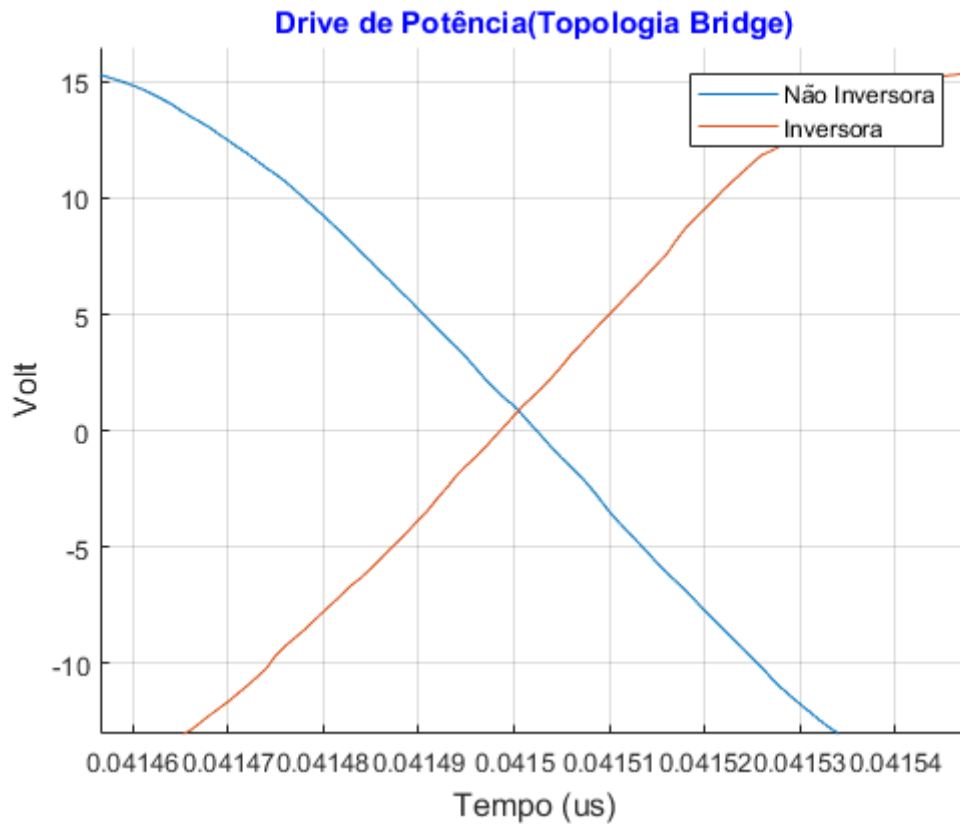
Figura 29 – Resultado experimental, tensão aplicada ao piezoelétrico



Fonte: Próprio autor (2020)

A partir dos resultados experimentais, é possível observar a defasagem na passagem por zero dos sinais como mostrado na Figura 30.

Figura 30 – Defasagem



Fonte: Próprio autor (2020)

Na defasagem, foi medido o tempo entre os valores de pico, que resultou em um atraso de 12,9 μs de uma onda para outra. Esse valor foi inserido na Equação 9, apresentando uma defasagem de 185° entre as ondas quando deveriam estar defasadas 180°.

$$\Phi = 2 * \pi * f * \Delta t \quad (9)$$

Para o LM675, foi calculada a resistência térmica, que é dada pelas Equações 10 e 11:

$$P_d(\text{max}) = \frac{V_s^2}{2 * \pi * R_L} + P_q \quad (10)$$

$$R_{th} = \frac{(T_j - T_a)}{(P_d - R_j)} \quad (11)$$

Substituindo os valores na equação:

$V_s=48\text{ V}$ (tensão de alimentação)

$R_L=10\ \Omega$ (resistência da carga em ressonância)

$P_q= 3\text{ W}$ (dissipação de potência quiescente do amplificador)

$T_j=120\text{ }^\circ\text{C}$ (temperatura da matriz de junção)

$T_a=50\text{ }^\circ\text{C}$ (temperatura ambiente)

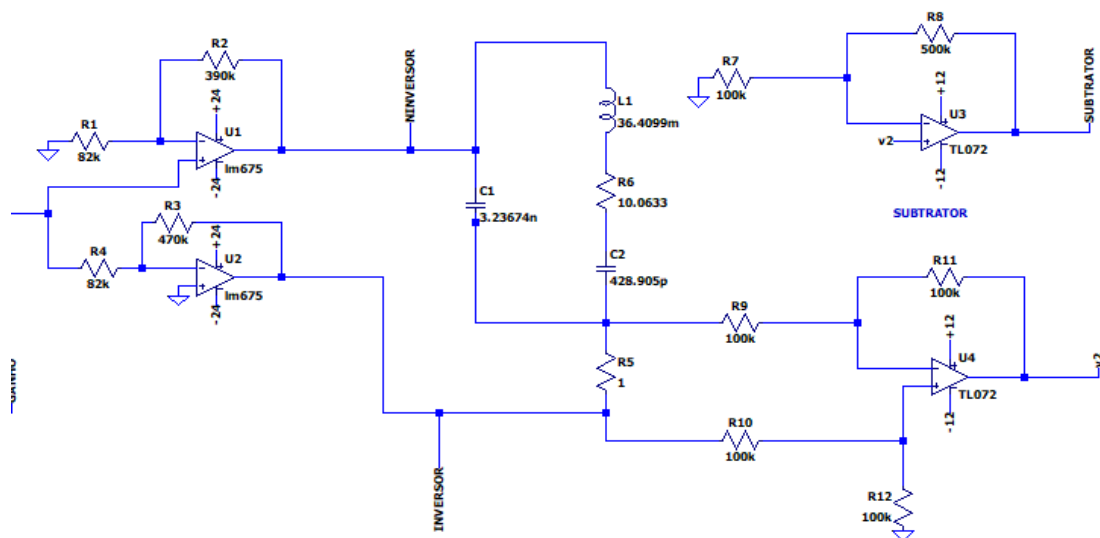
$R_j=1,6\text{ }^\circ\text{C/W}$ (resistência térmica isolamento mica)

Chega-se a um valor de resistência térmica de $1,8388^\circ\text{C/W}$.

4.4 Detector de Fase

Com o estágio de potência finalizado, o próximo passo necessário foi obter a defasagem entre tensão e corrente. Para isso, utilizou-se um resistor *shunt* em série com o piezoelétrico para medir a corrente. Para a obtenção dessa corrente, implementou-se uma topologia subtratora e uma amplificação com uma topologia não inversora como mostrada na Figura 31.

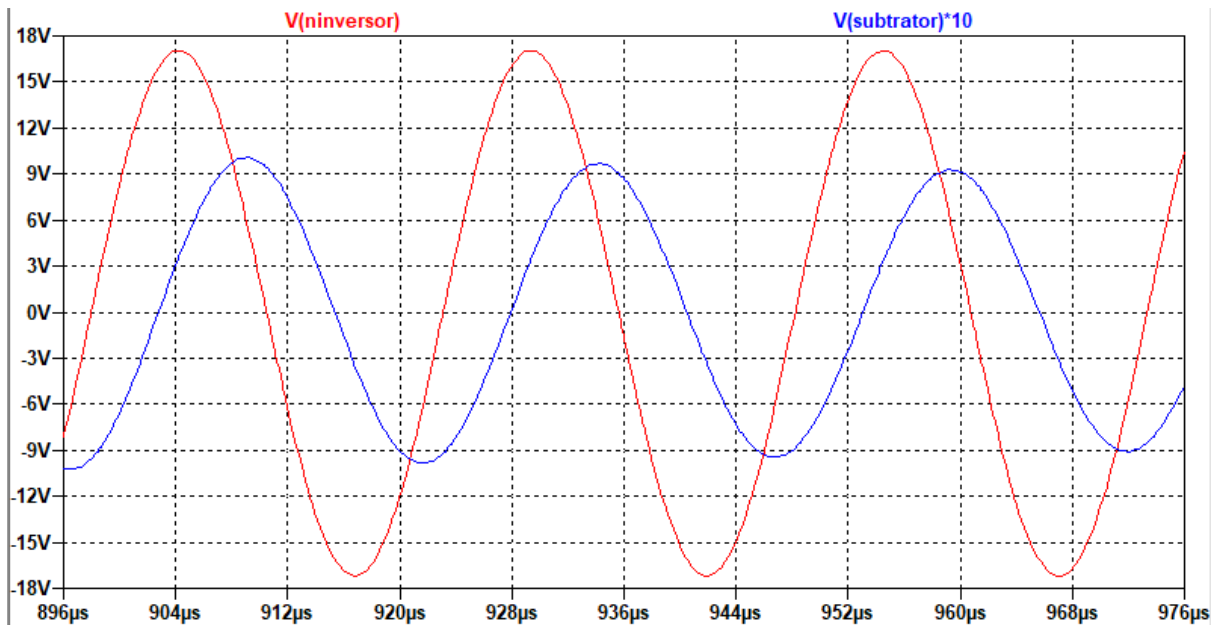
Figura 31 – Circuito simulado, bloco shunt e subtrator



Fonte: Próprio autor (2020)

Na Figura 32, é possível ver a tensão em vermelho e a corrente em azul (multiplicado por 10 para melhorar visualização) que circula no piezoelétrico. Percebe-se que existe uma defasagem, pois o piezoelétrico não está operando em ressonância.

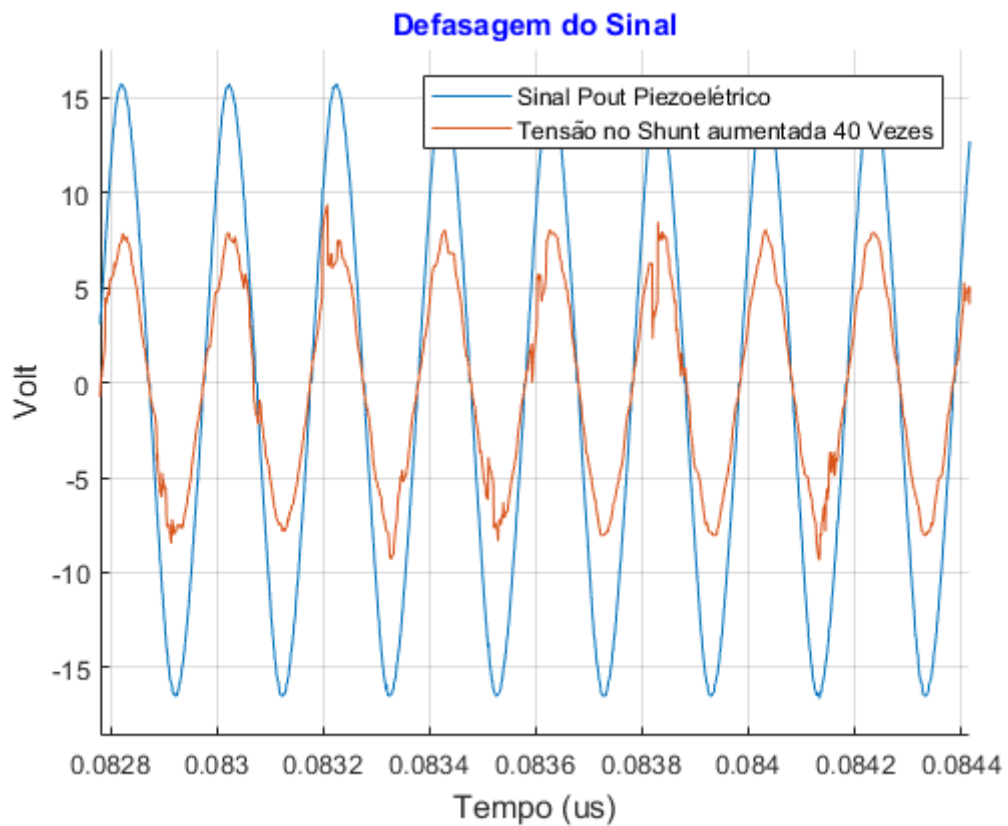
Figura 32 – Tensão e corrente no piezoelétrico



Fonte: Próprio autor (2020)

Na Figura 33, é possível ver que o funcionamento da parte experimental é similar com a simulada mas com defasagens diferentes, apesar de o sinal do subtrator estar bem mais ruidoso.

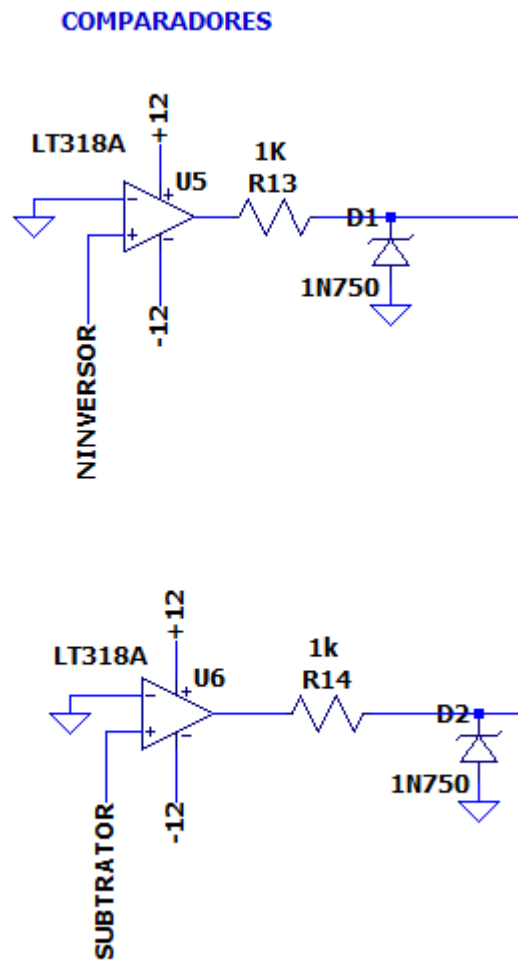
Figura 33 – Resultado experimental, defasagem de tensão e corrente



Fonte: Próprio autor (2020)

Após possuir os dois sinais, eles são conectados à entrada de um LM318, que é um *ampop* rápido com *slew rate* de 50 V/us. Eles estão sendo utilizados como comparadores e sua saída é grampeada por um zener de 4,7 V como mostrado na Figura 34.

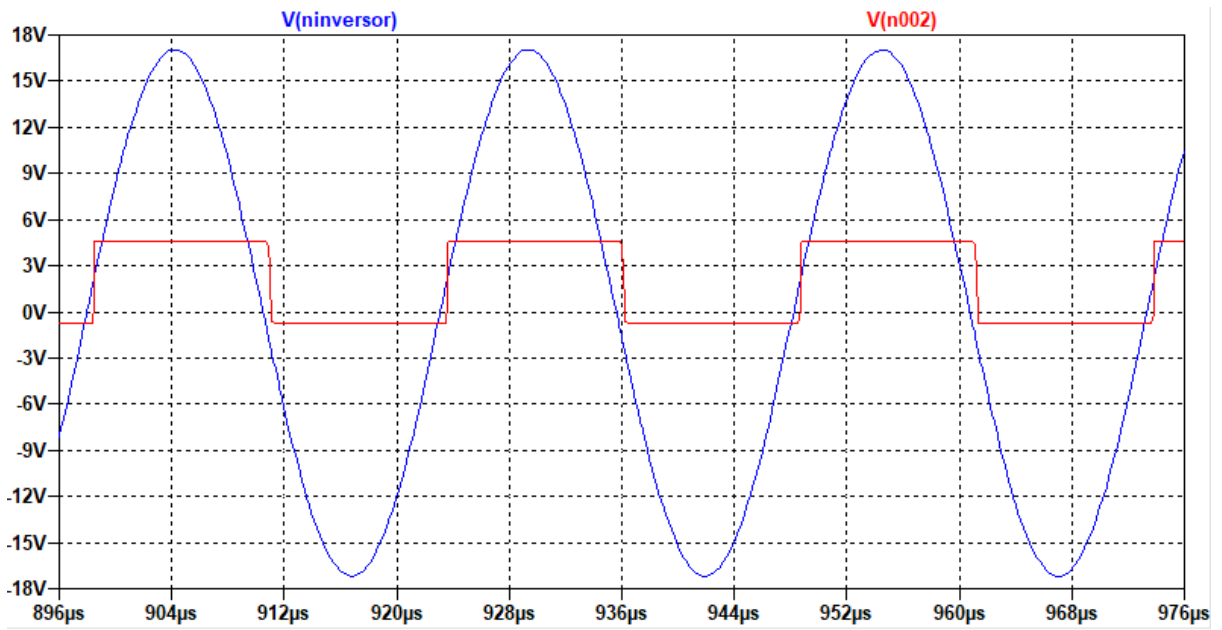
Figura 34 – Bloco dos comparadores



Fonte: Próprio autor (2020)

É possível notar que, na Figura 35 pode-se ver o sinal de tensão do piezoelétrico aplicado diretamente para o bloco do comparador; nota-se que há um tempo de atraso entre a passagem por zero da onda senoidal e, para que a saída do comparador seja nível lógico alto, este atraso é de $0,6 \mu\text{s}$ o qual, quando inserido na Equação 9 (seção 4.3) tem uma defasagem de $0,15^\circ$.

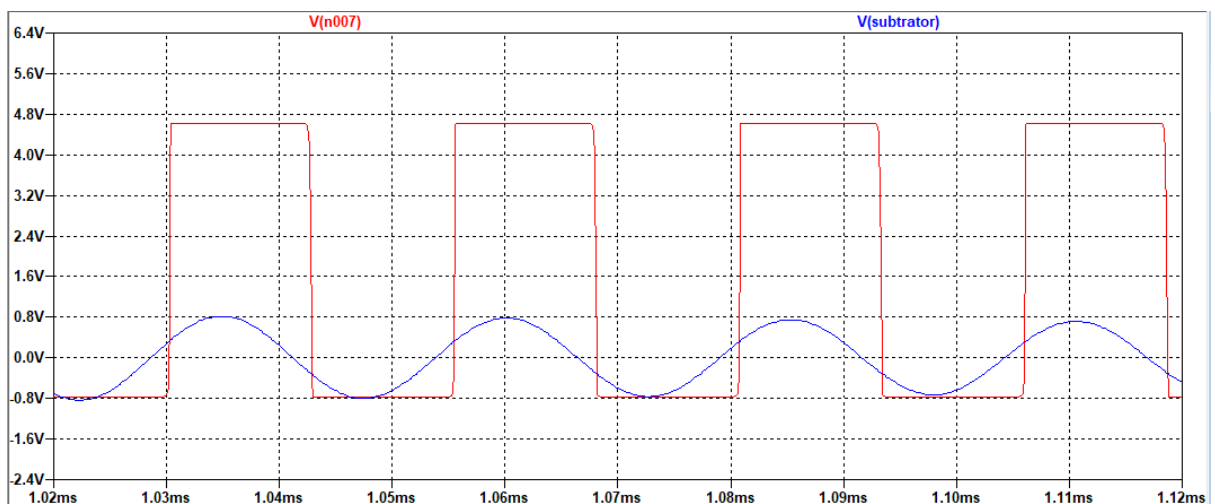
Figura 35 – Sinal dos comparadores na simulação



Fonte: Próprio autor (2020)

Como se pode perceber, na Figura 36, a qual mostra a tensão do shunt passando por uma topologia subtratora e mais um ganho, tem-se um atraso maior; este tempo é de $5 \mu\text{s}$ que, quando inserido na Equação 9, provoca uma defasagem de $1,25^\circ$.

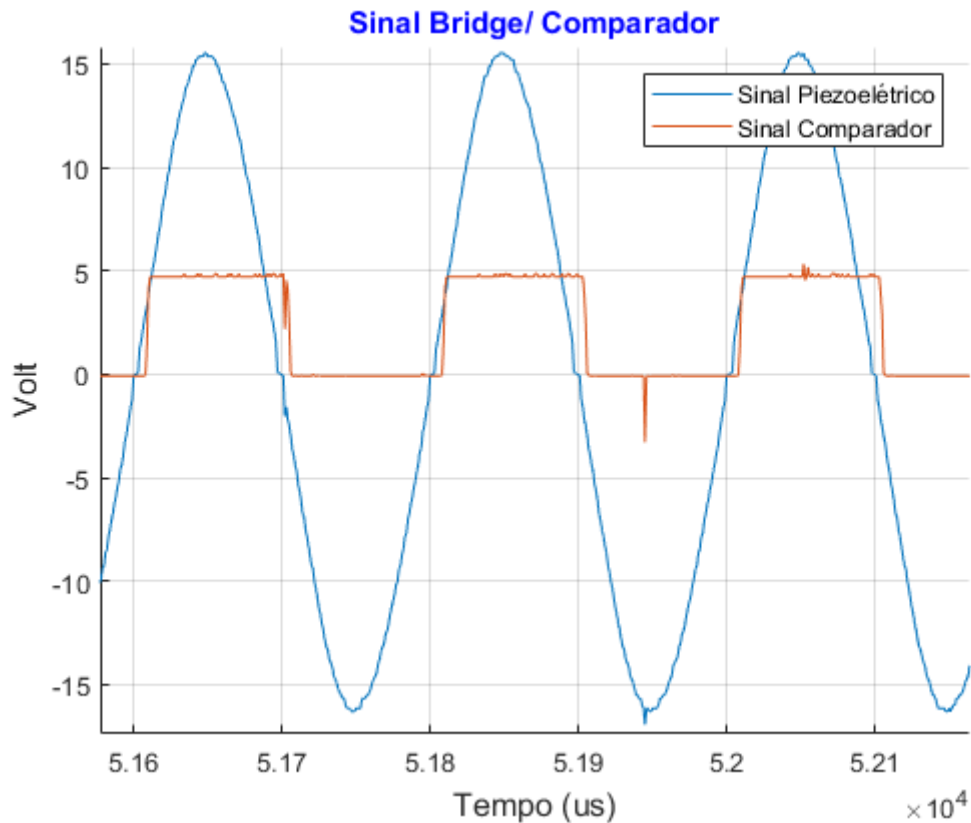
Figura 36 – Sinal dos comparadores na simulação



Fonte: Próprio autor (2020)

Na parte experimental, foi possível visualizar um atraso de $1,2 \mu\text{s}$ que, quando inserido na Equação 9, encontrou-se uma defasagem de $0,30^\circ$ como mostrado na Figura 37.

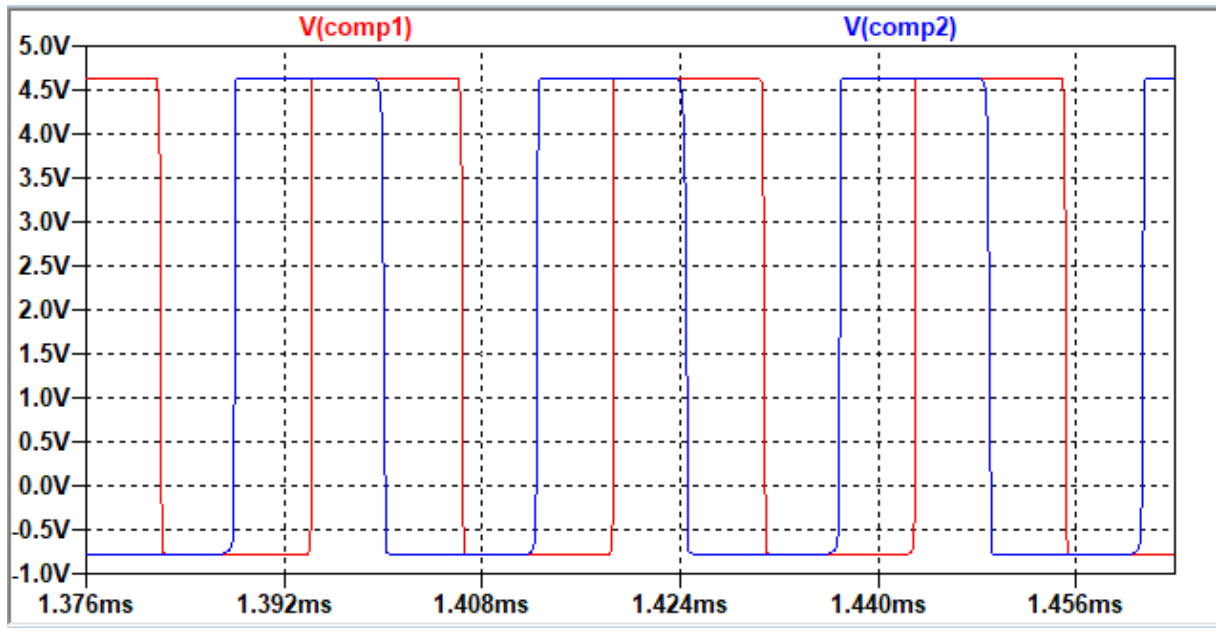
Figura 37 – Resultado experimental, bloco comparador



Fonte: Próprio autor (2020)

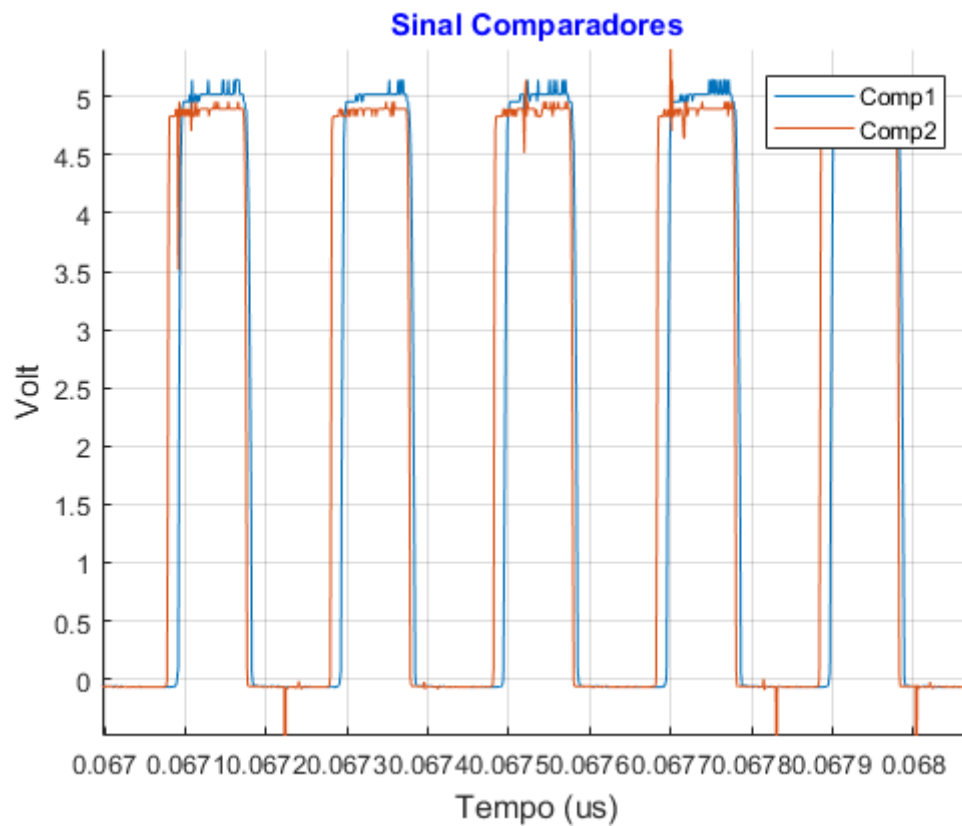
A saída dos comparadores pode ser vista na Figura 38, onde é possível observar a defasagem da tensão e corrente do piezoelétrico. Neste momento, o sinal está preparado para entrar na última parte do bloco detector de fase. Quando o piezoelétrico estiver operando na região de ressonância, o sinal de saída dos comparadores estará com defasagem próximo a zero.

Figura 38 – Sinal de saída dos comparadores



Fonte: Próprio autor (2020)

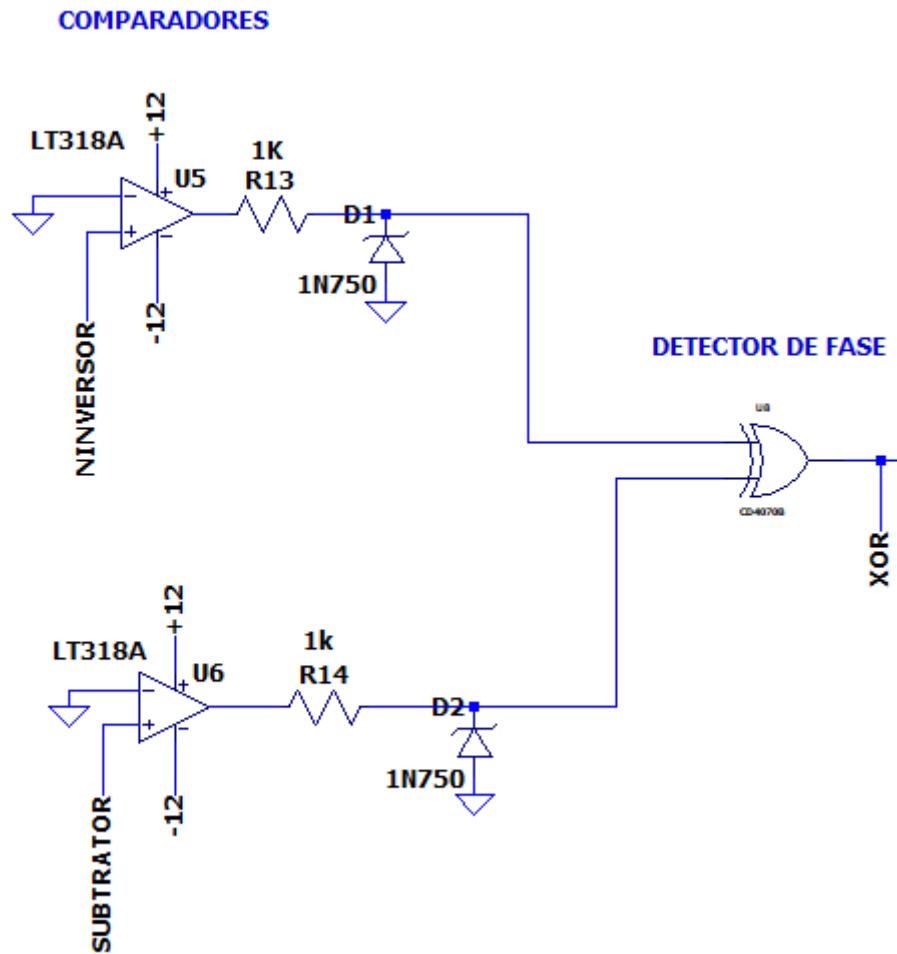
Na Figura 39, é possível visualizar a resposta dos comparadores na parte experimental. Eles estão com uma defasagem de 0,3490, mostrando que está muito próximo à região de ressonância.

Figura 39 – Resultado experimental, sinal dos comparadores

Fonte: Próprio autor (2020)

Para o bloco detector de fase, foi escolhida uma *xor* CD4070 principalmente pela disponibilidade. A resposta da porta *xor* é dada por nível alto com níveis diferentes nas entradas (mostrada na revisão). Na Figura 40, é apresentado o circuito simulado, no qual a saída dos comparadores é conectada à entrada da porta *xor*.

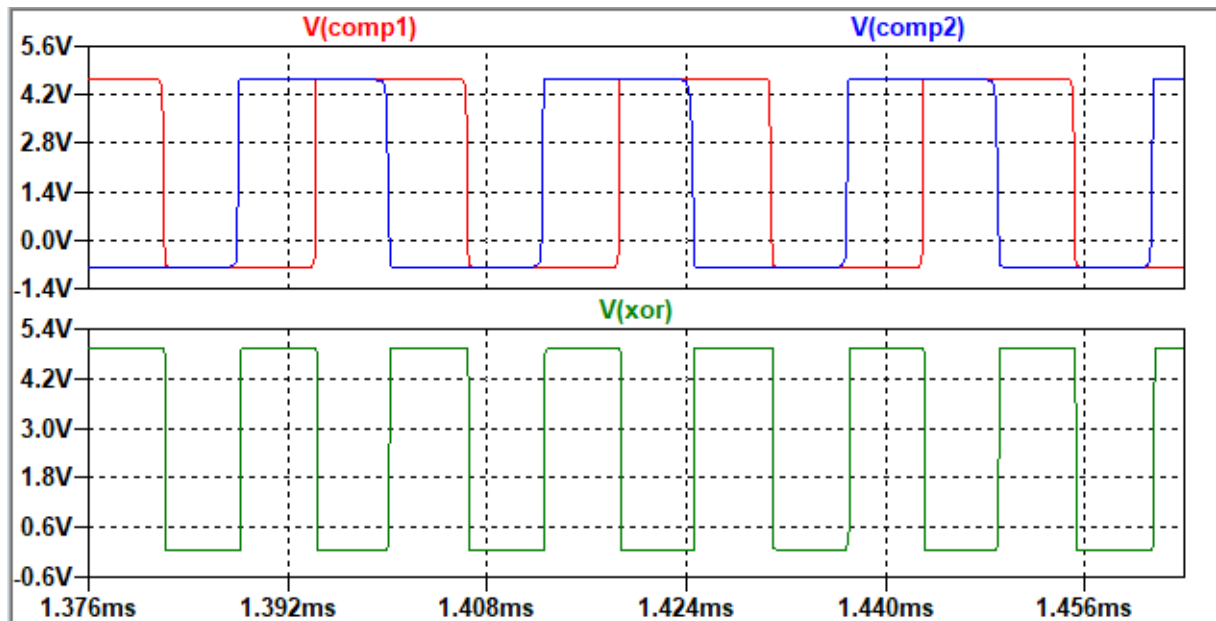
Figura 40 – Circuito comparadores e xor



Fonte: Próprio autor (2020)

Na Figura 41, pode ser observado o sinal da porta xor em relação à saída dos comparadores. Quando o nível lógico de entrada é diferente, o sinal de saída da xor é nível lógico alto

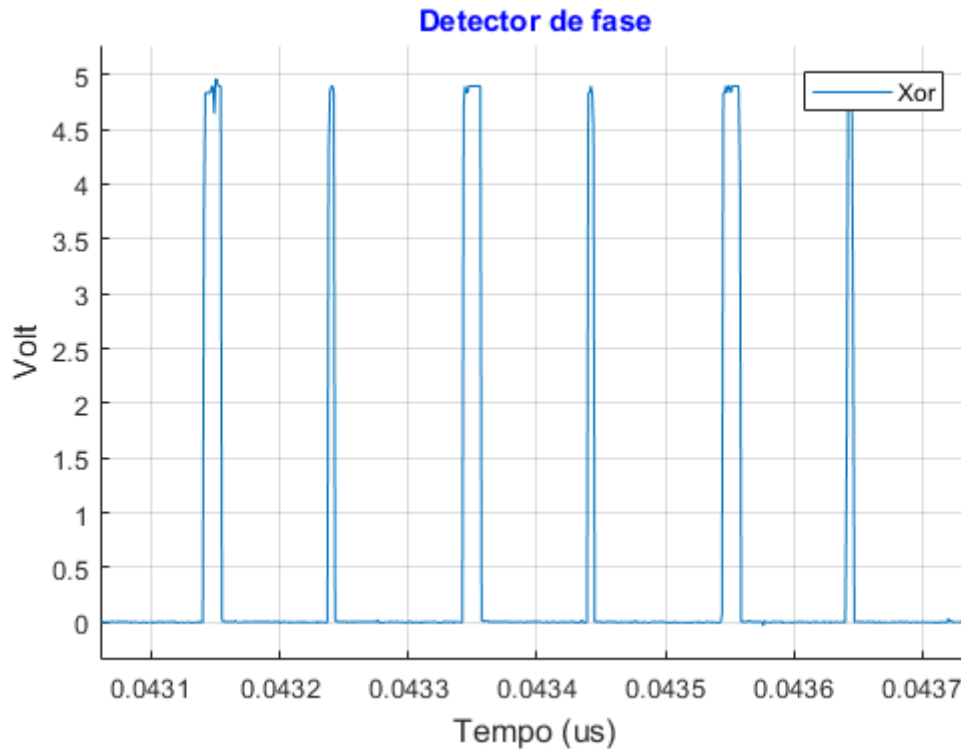
Figura 41 – Saída da porta xor simulada



Fonte: Próprio autor (2020)

Na Figura 42, é apresentada o resultado experimental, na qual a lógica se repete, mas, como a defasagem da saída dos comparadores é menor, o nível lógico alto de saída xor é mais estreito, correspondendo à sua entrada.

Figura 42 – Resultado experimental, detector de fase



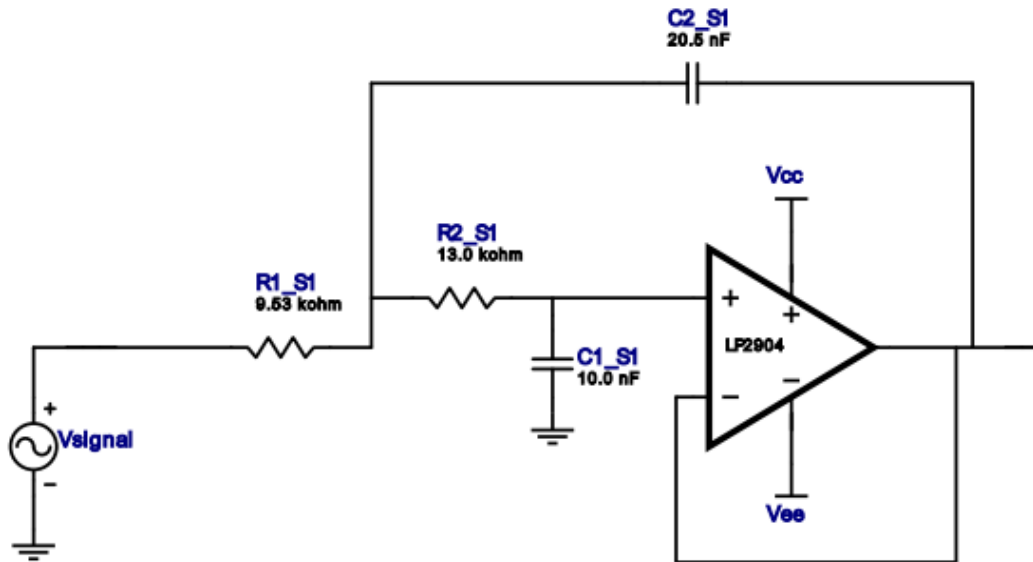
Fonte: Próprio autor (2020)

Quando o sistema estiver em ressonância, teoricamente, não deveria haver defasagem do sinal dos comparadores, o que levaria a porta xor a dar como resposta sempre nível lógico baixo. A saída do bloco detector de fase é conectado a um filtro passa baixa, para que o sinal possa ser lido pelo microcontrolador.

4.5 Filtro Passa Baixa

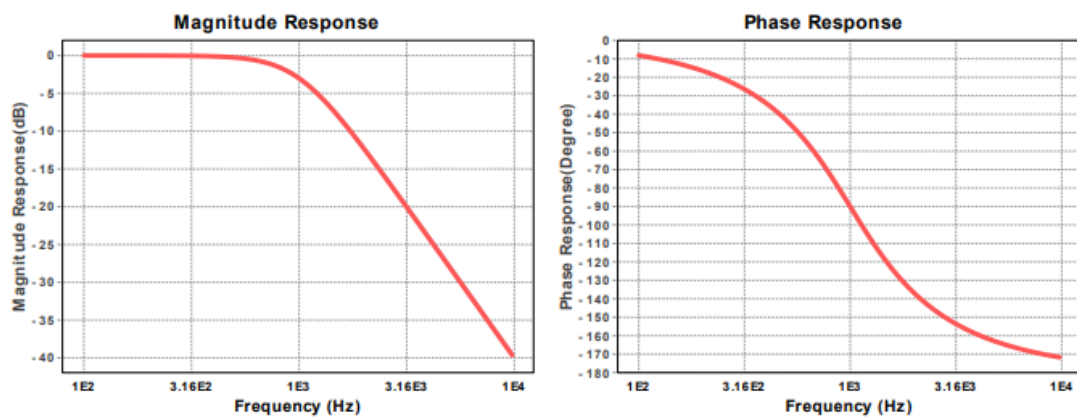
Para este filtro passa baixa, utilizou-se o *Filter Design Tool* da empresa *Texas Instruments*, na qual se insere os parâmetros e valores e ele te responde com um filtro especificado. O filtro projetado foi um *sallen key, butterworth* de segunda ordem, frequência de corte especificada 1 kHz e ganho 1. O filtro gerado foi o apresentado na Figura 43 e as respostas de magnitude e fase são apresentadas na Figura 44. Nesta aplicação, foi utilizado o TL072 por atender aos requisitos e pela disponibilidade.

Figura 43 – Circuito filtro passa baixa



Fonte: Site *Texas Instruments* (2020)

Figura 44 – Resposta de frequência e fase do filtro passa baixa



Fonte: Site *Texas Instruments* (2020)

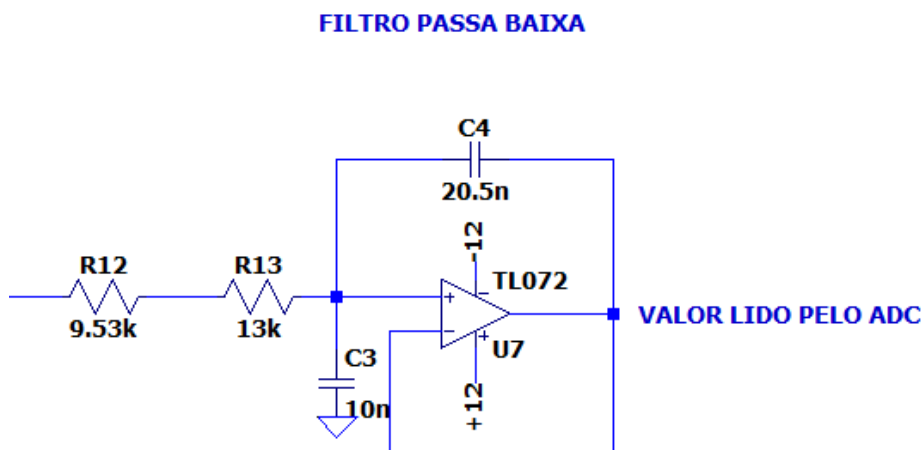
Figura 45 – Dados do filtro passa baixa

Summary	
Filter Type:	Lowpass
Filter Response:	Butterworth
Filter Order:	2
Passband Ripple:	1 dB
Stopband Attenuation:	-24.099 dB
No. of Stages:	1
Max Q:	0.707
Passband Frequency:	1 kHz
Stopband Frequency:	4 kHz
Gain:	1.000 V/V
Design id:	7

Fonte: Site *Texas Instruments* (2020)

Este filtro foi simulado no espaço de frequência e tempo. O circuito é apresentado na Figura 46.

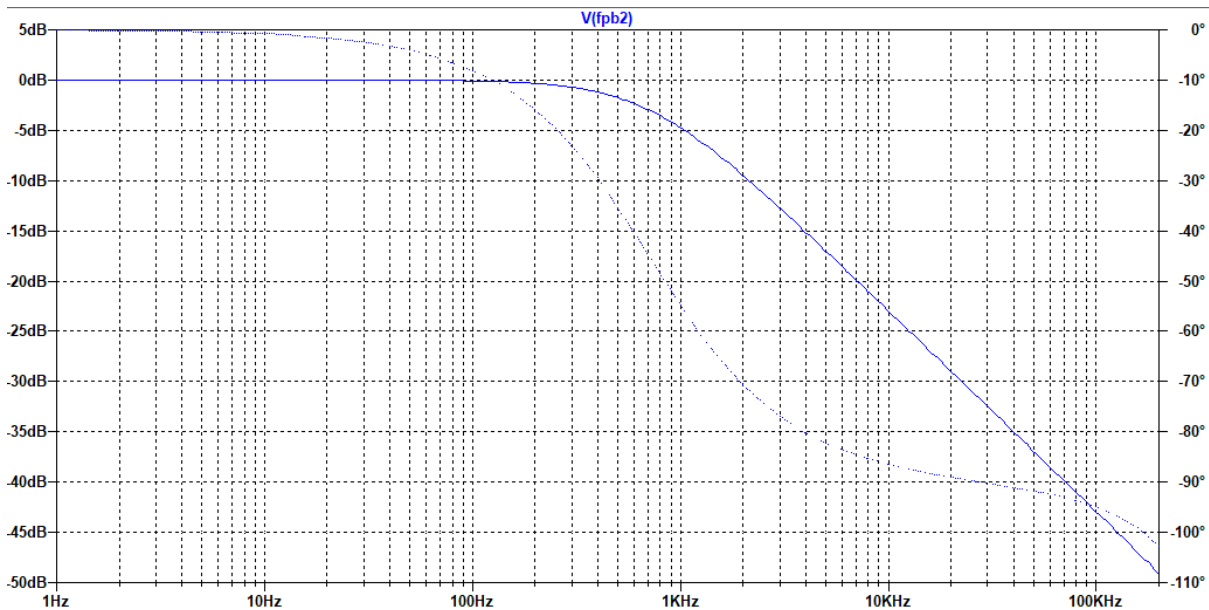
Figura 46 – Circuito Simulado do filtro passa baixa



Fonte: Próprio autor (2020)

O resultado da simulação é apresentado na Figura 47, nela é possível perceber que se aproximou muito do fornecido pelo software da *Texas Instruments* (Figura 46), com a frequência atenuando 6 dB a partir de 1 kHz.

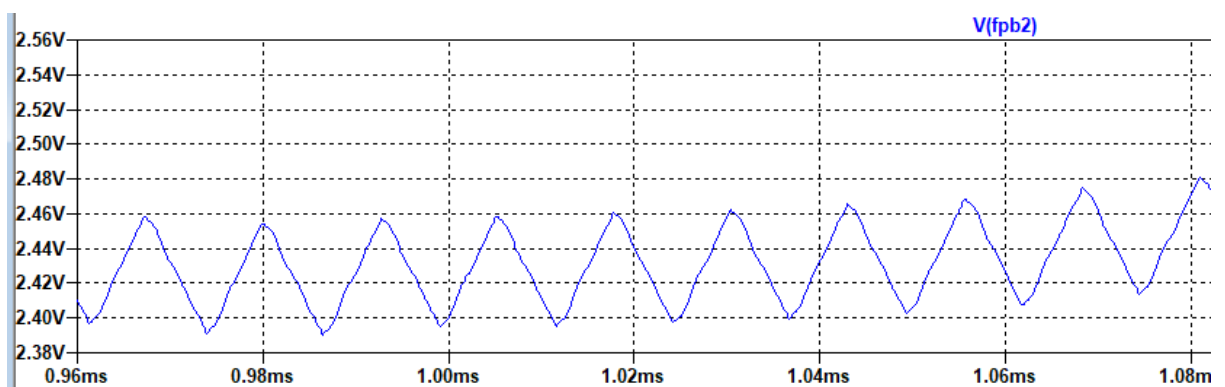
Figura 47 – Resposta em frequência do sinal simulado



Fonte: Próprio autor (2020)

Quando simulado no tempo a saída do filtro teve uma variação de 60 mV, como mostrado na Figura 48, o resultado do filtro é o valor médio da saída dos comparadores.

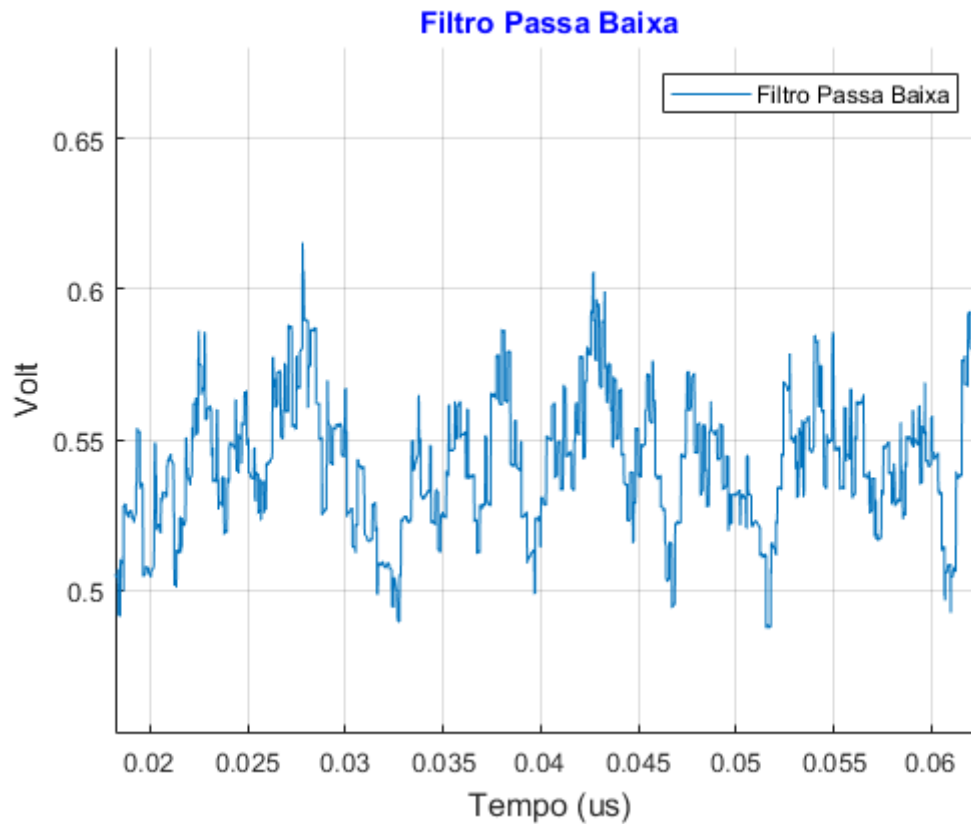
Figura 48 – Resposta simulada no domínio do tempo do filtro passa baixa



Fonte: Próprio autor (2020)

Na aquisição do sinal experimental, a saída do filtro passa baixa se remete à saída *rms da porta xor*, como é mostrado na Figura 49. Apesar de o sinal estar ruidoso, isso é agravado pela limitações do osciloscópio utilizado.

Figura 49 – Resultado experimental, saída filtro passa baixa



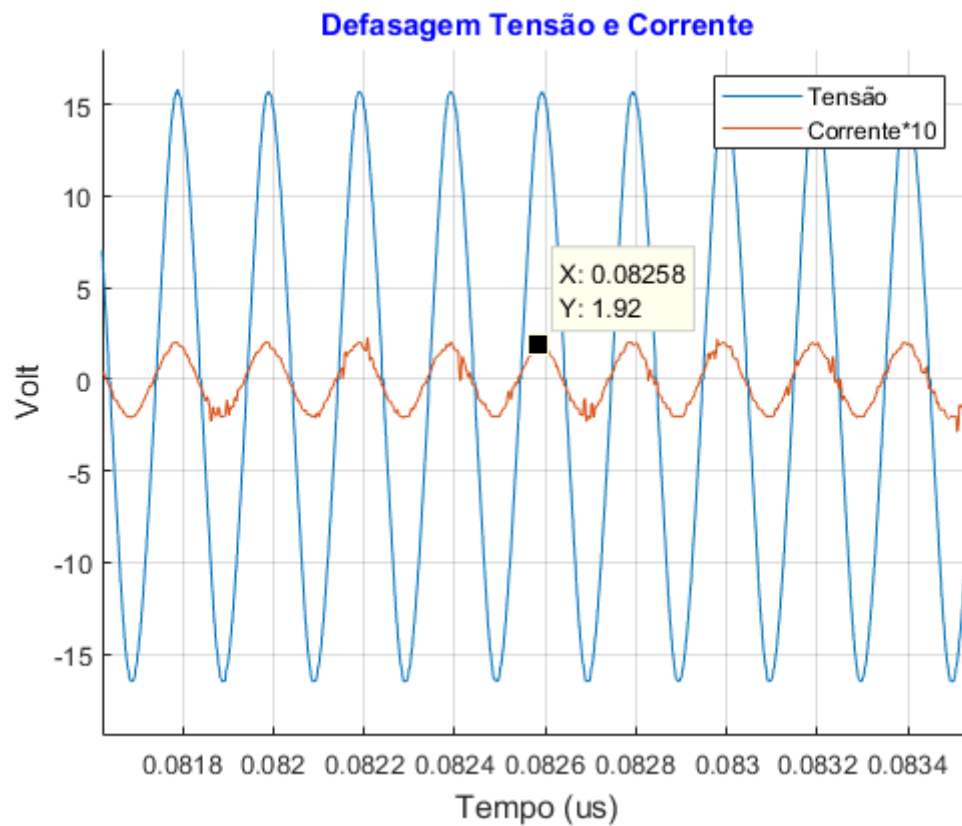
Fonte: Próprio autor (2020)

A saída do filtro é utilizada para deixar o sinal em nível CC, podendo, dessa forma, ser lido pelo ADC do microcontrolador Atmega328p, que, a partir dessa leitura, determina a mudança da frequência imposta no sistema através do AD9833.

4.6 PLL, Sistema de Malha Fechada

Após todos os blocos serem testados e responderem a uma frequência travada, a malha será fechada com a variação da frequência para encontrar a região de ressonância do piezoelétrico, frequência essa que é encontrada quando não houver defasagem entre tensão em corrente do piezoelétrico, neste momento a frequência é travada. A frequência inicial é de 39 kHz e, inicialmente foi analisada a defasagem da corrente no piezoelétrico, como mostrada na Figura 50.

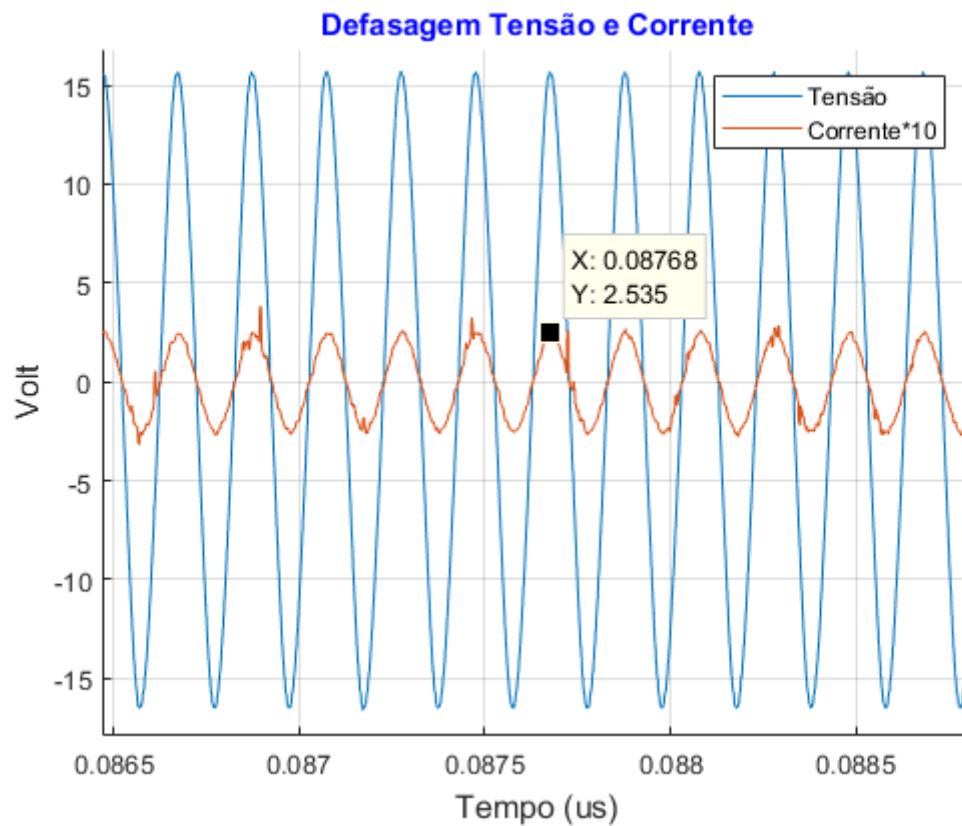
Figura 50 – Resultado experimental, defasagem tensão e corrente



Fonte: Próprio autor (2020)

A partir da Figura 50 percebe-se que tensão no shunt (corrente elétrica proporcional circulando no piezoelétrico) é aproximadamente 1,92 V no momento que o sistema foi ligado. Após algum tempo de funcionamento, observa-se a Figura 51.

Figura 51 – Resultado experimental, defasagem tensão e corrente

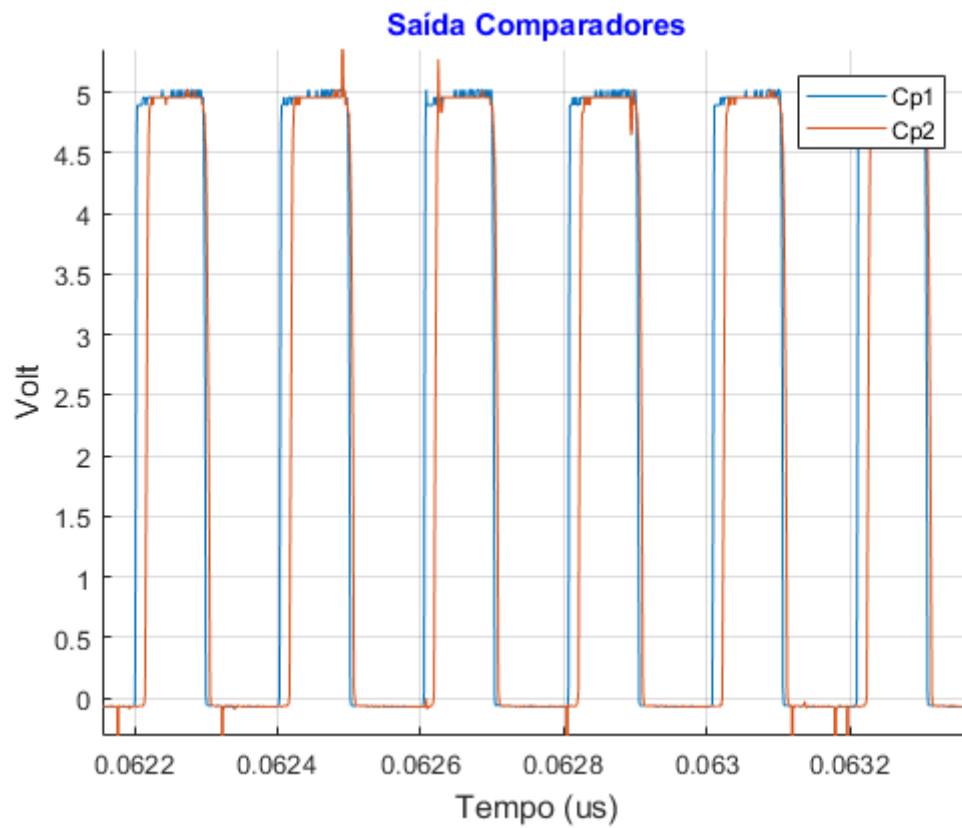


Fonte: Próprio autor (2020)

Pela Figura 51, percebe-se que a tensão shunt subiu para aproximadamente 2,53 V. Isso se dá pelo fato do piezoelétrico estar operando mais próximo à ressonância, fazendo com que a impedância diminua, e, assim, a corrente circulando pelo piezoelétrico aumente.

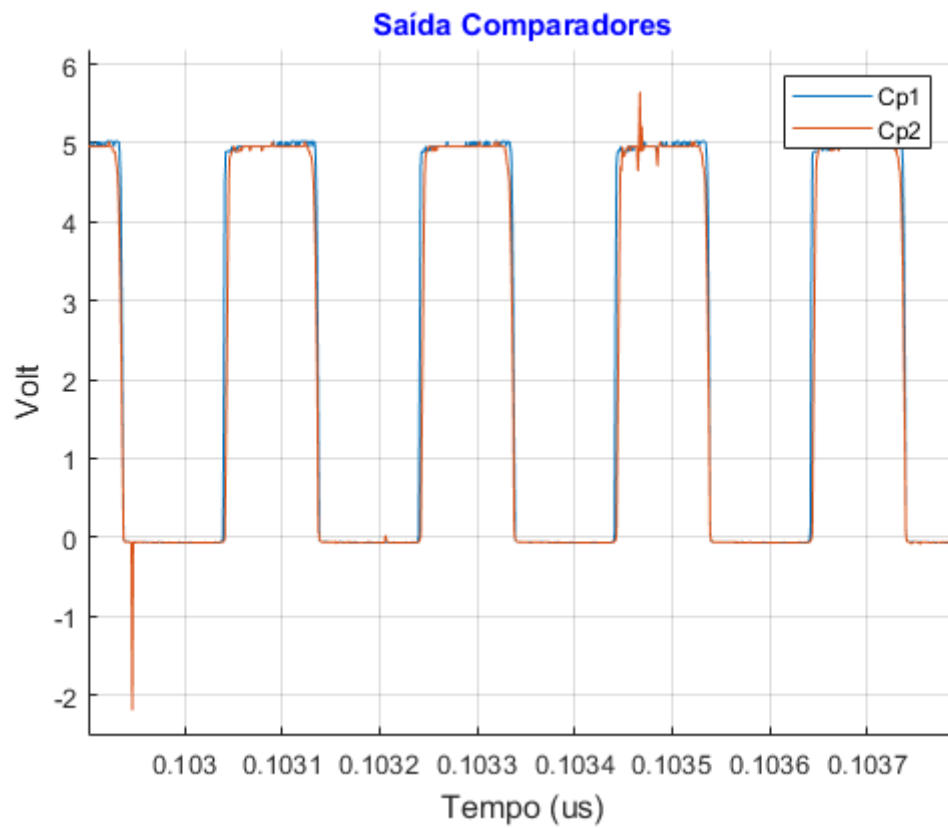
O próximo bloco a ser analisado foi o dos comparadores. A Figura 52 evidencia o momento em que o sistema foi ligado.

Figura 52 – Resultado experimental, saída dos comparadores



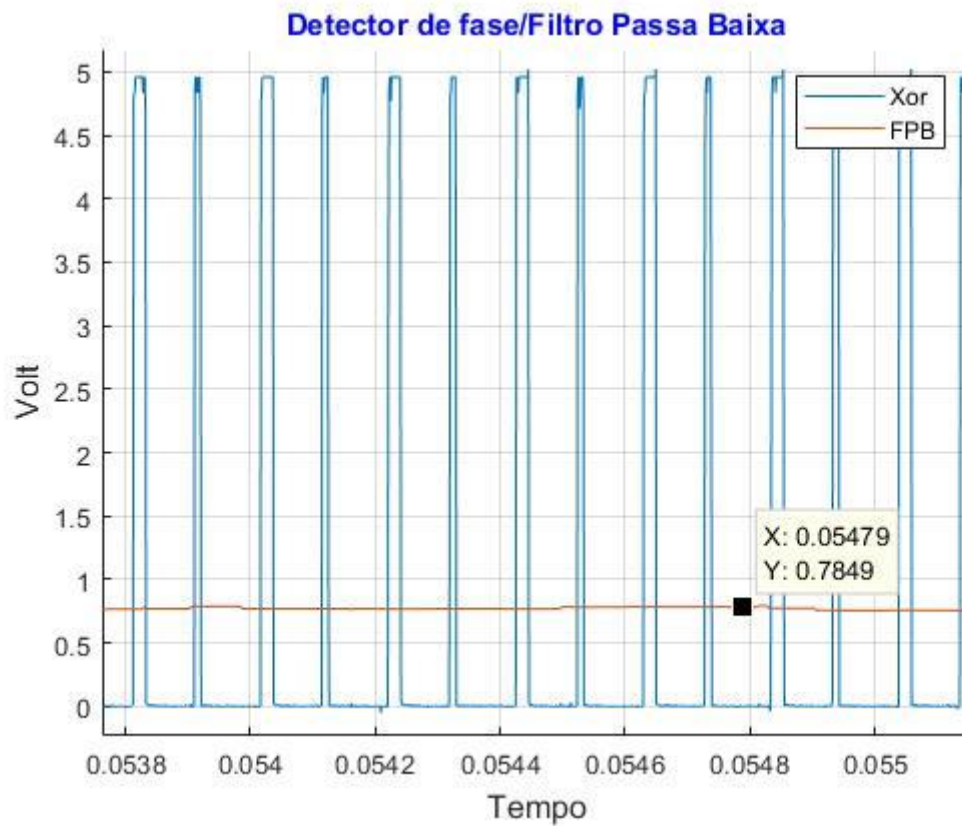
Fonte: Próprio autor (2020)

Na Figura 53, após um tempo, percebe-se que eles estão praticamente sem defasagem, mostrando que o sistema está entrando em ressonância.

Figura 53 – Resultado experimental, saída dos comparadores

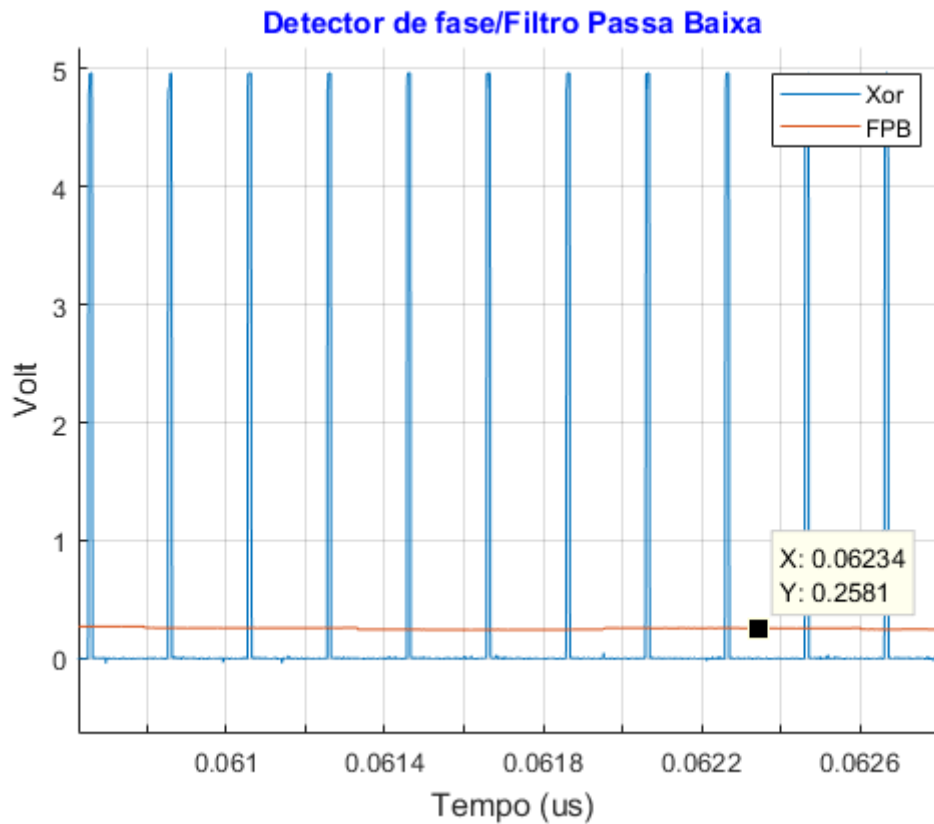
Fonte: Próprio autor (2020)

Por último, será analisada a porta xor e filtro que entra no conversor analógico digital (ADC) do microcontrolador. Na Figura 54, é possível ver a porta xor e saída filtro logo após o sistema ser iniciado.

Figura 54 – Resultado experimental, detector de fase e filtro passa baixa

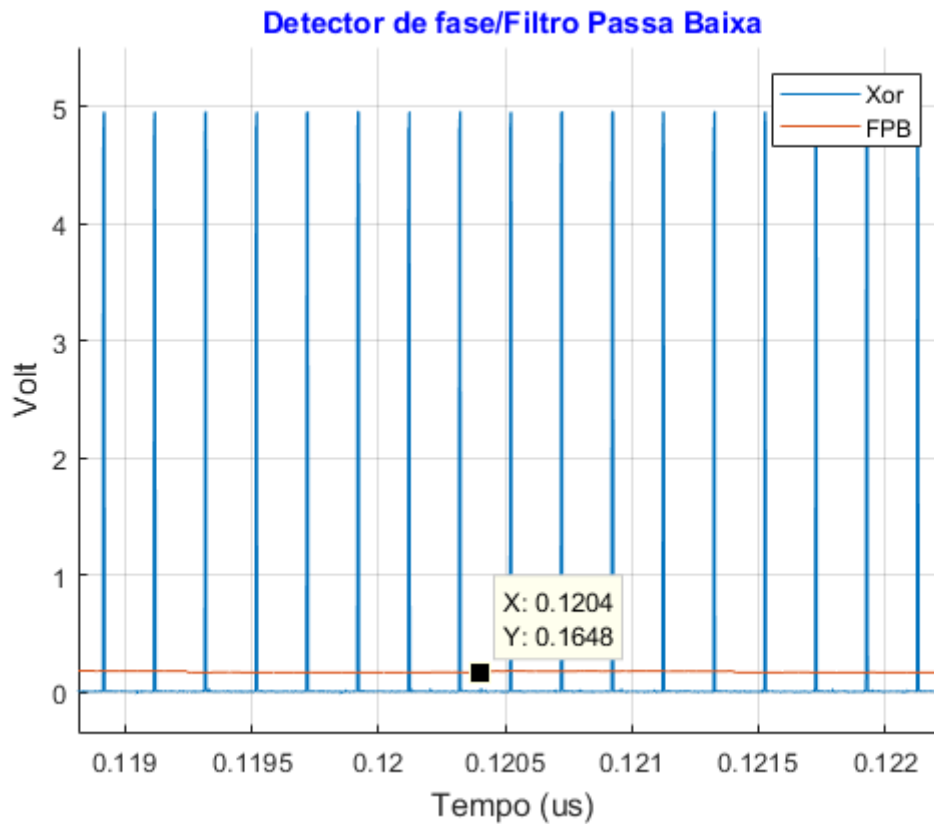
Fonte: Próprio autor (2020)

A Figura 55 representa o sistema operando em busca da região de ressonância após um tempo. Percebe-se que a tensão na saída do filtro de 0,784 V cai para 0,2518 V e que a largura da saída da porta xor está diminuindo.

Figura 55 – Resultado experimental, detector de fase e filtro passa baixa

Fonte: Próprio autor (2020)

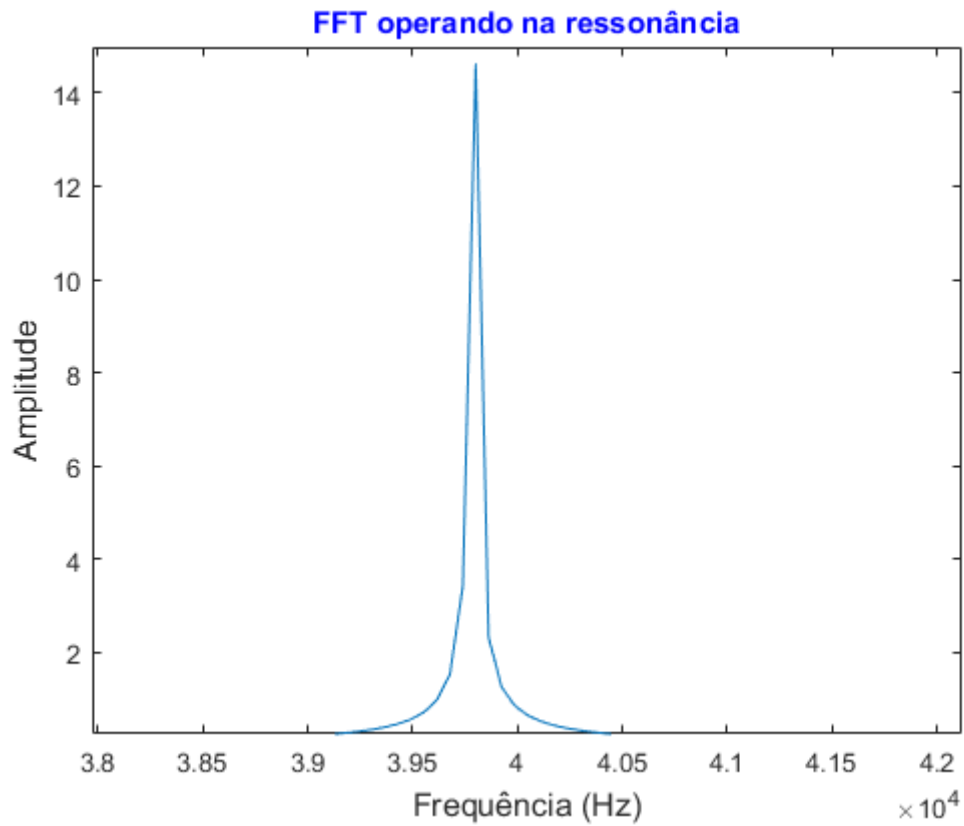
A Figura 56 mostra o sistema operando na ressonância que o sistema conseguiu chegar, onde a saída da xor está mais estreita em relação às anteriores e o sinal de saída do filtro dá uma tensão de 0,1648 V e o tempo de convergência do sistema foi de 00:02:20, qual variou 800 pontos da frequência inicial programada no *firmware*.

Figura 56 – Resultado experimental, detector de fase e filtro passa baixa

Fonte: Próprio autor (2020)

A partir do sinal senoidal sobre o piezoelétrico foi extraída a FFT (transformada rápida de Fourier) para descobrir a frequência na qual o sistema entrou em ressonância. Na Figura 57, é possível observar que a frequência de ressonância do piezoelétrico é de 39,8 kHz.

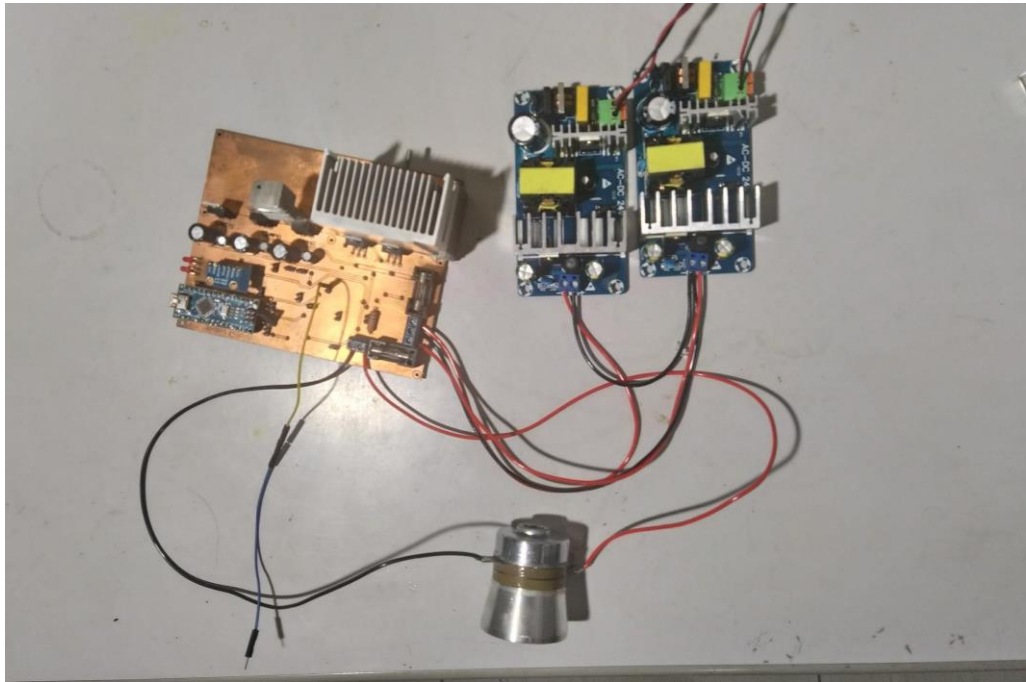
Figura 57 – Resultado experimental, FFT do sinal



Fonte: Próprio autor (2020)

A placa confeccionada para esta aplicação, na qual foram obtidos os resultados apresentados, é mostrada na Figura 58. Foram utilizadas também duas fontes de 24 V para alimentar todo sistema. Onde todos os testes foram feitos com o piezoelétrico solto sobre a bancada.

Figura 58 – Placa de circuito impressa confeccionada



Fonte: Próprio autor (2020)

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho se propôs a implementar um sistema *auto-tuning* para que o transdutor ultrassônico trabalhe em sua região de ressonância, garantindo a melhor eficiência energética. Todos os blocos foram validados separadamente com uma frequência fixa, tanto em simulação quanto em bancada. Em seguida, a malha foi fechada e o sistema encontrou o ponto de ressonância do piezoelétrico. Para análise do tempo de resposta seria necessário fazer uma análise profunda de atraso de todos os blocos e análise mecânica de resposta do piezoelétrico.

No desenvolvimento, encontrou-se alguns problemas, como a comparação entre parte experimental e simulação, havendo uma diferença na defasagem de tensão e corrente. Acredita-se que essa variação tenha ocorrido por alguns motivos, um deles pelo fato de que o modelo de simulação utilizado não foi desenvolvido pelo fabricante, o que gera incertezas à sua fidelidade ao componente físico. Além disso, segundo *datasheet* do LM675, ele indica a utilização de um ganho 10V/V na estrutura amplificadora para garantir a estabilidade do *ampop* e foi utilizado um ganho de 5,7 V/V.

A bibliografia usada foi suficiente para desenvolvimento do sistema, utilizando livros em inglês apenas para as buscas sobre piezoelétrico.

Como pesquisas futuras, sugere-se a mudança do driver de potência para uma topologia amplificadora que use transformador, assim, conseguindo inserir mais potência ao piezoelétrico, eliminar a alimentação negativa do sistema e também o filtro passa alta para retirar o *offset* do Ad9833. Sugere-se também a utilização de um resistor *shunt* e um *ampop* de instrumentação para melhorar a aquisição da corrente, testar um sistema utilizando processamento digital de sinais para tentar diminuir o tempo de convergência e, por último, fazer testes com ele preso em alguma superfície para maiores análises da eficiência do sistema.

REFERÊNCIAS

BISTUE, G.; QUEMADA, C.; ADIN, I. **Design methodology for RF CMOS phase locked loops**. [S.l.]: Artech House, 2009.

BOCH, Philippe; NIEPCE, Jean-claude. **Ceramic Materials Processes, Properties and Applications**. New Port Beach: Iste Ltd, 2007.

BONFIM, Márlcio José do Couto. **Filtros Ativos**. Curitiba, 2012. Color. Disponível em: <http://www.eletrica.ufpr.br/marlio/te054/capitulo5.pdf>. Acesso em: 21 jun. 2020.

CASSIOLATO, César. **Condicionamento de Sinais Analógicos & Sensores**. Disponível em: <https://www.smar.com/brasil/artigo-tecnico/condicionamento-de-sinais-analogicos-sensores>. Acesso em: 21 jun. 2020.

FONSECA, J.J.S. **Metodologia de pesquisa científica**. Fortaleza: UEC, 2002. Apostila.

GERHARDT, Tatiane Engel; SILVEIRA, Denise Tolfo. **Métodos de Pesquisa**. Porto Alegre: Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2009.

GIL, A.C. **Métodos e técnicas de pesquisa social**. 5. ed. São Paulo: Atlas, 1999.

KEIM, Robert. **Bridge Amplifiers for Single-Supply Applications**. 2016. Disponível em: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/bridge-amplifiers-for-single-supply-applications/>. Acesso em: 21 jun. 2020.

KIM, Jina; GRISSE, Benjamin L.; KIM, Jeong K.; HA, Dong Sam; INMAN, Daniel J.. Electrical Modeling of Piezoelectric Ceramics for Analysis and Evaluation of Sensory Systems. **2008 IEEE Sensors Applications Symposium**, Atlanta, Ga, Usa, 14 fev. 2008. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4472956>. Acesso em: 24 jun. 2020.

KIM, Seon-bae; PARK, Hyejin; KIM, Seung-hyun; WIKLE, H. Clyde; PARK, Jung-hyun; KIM, Dong-joo. Comparison of MEMS PZT Cantilevers Based on d_{31} and d_{33} Modes for Vibration Energy Harvesting. **Journal Of Microelectromechanical Systems**, [s.l.], v. 22, n. 1, p. 26-33, fev. 2013. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/jmems.2012.2213069>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6293833>. Acesso em: 21 jun. 2020.

LIFSCHITZ, Sérgio. **Self-Tuning e outros Self-* em SGBDs**. Rio de Janeiro: Departamento de Informática Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (Puc-Rio), 2009. 40 slides, color. Disponível em: https://www.researchgate.net/profile/Sergio_Lifschitz/publication/221536079_Self-tuning_e_outros_Self-_em_SGBDs/links/5a9b00fba6fdcc3cbacb5284/Self-tuning-e-outros-Self-em-SGBDs.pdf. Acesso em: 01 out. 2009.

MARCONI, Marina de Andrade; LAKATOS, Eva Maria. **Técnicas de Pesquisa**. São Paulo: Atlas, 2017.

MOIA, Joabel. **AMPLIFICADOR COMUTADO PARA UM ATUADOR PIEZOELÉTRICO**. 2004. 128 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/87872/272843.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 21 jun. 2020.

SILVEIRA, Maria José da Silva. **Contribuição para a elaboração de um sistema de gestão ambiental dos diques de manutenção e reparo do Arsenal de Marinha do Rio de Janeiro**. 2010. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Ambiental, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2010. Disponível em: http://bdtd.ibict.br/vufind/Record/UERJ_dcc5455f296f2fb3f4860118428d9b1c Acesso em: 20 jun. 2020.

SOUSA, Bruno Felipe; VALINHOS, Lucas Machado; LIMA, Matheus de Almeida; MIGLIANO, Antônio Carlos da Cunha. Tecnologia Ultrassônica Para Remoção de Impurezas. **Revista Diálogos Interdisciplinares**, Mogi das Cruzes, v. 6, n. 2, p. 111-119, 14 dez. 2017. Disponível em: <https://revistas.brazcubas.br/index.php/dialogos/article/view/337>. Acesso em: 20 jun. 2020.

UFRJ. **Princípios de Instrumentação Biomédica**. Rio de Janeiro, 2015. Color. Disponível em: http://www.peb.ufrj.br/cursos/cob785/COB785_AmpOp.pdf. Acesso em: 21 jun. 2020.

WOLAVER, Dan H.. **Phase-Locked Loop Circuit Design**. New Jersey: Prentice Hall Englewood Cliffs, 1991.