

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO DO CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA (COELE)
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

NILTON BARBOSA DA ROSA JÚNIOR

**SISTEMA DE MEDIÇÃO DE PROFUNDIDADE BASEADO EM
TRANSDUTOR ULTRASSÔNICO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

TOLEDO

2017

NILTON BARBOSA DA ROSA JÚNIOR

**SISTEMA DE MEDIÇÃO DE PROFUNDIDADE BASEADO EM
TRANSDUTOR ULTRASSÔNICO**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 do curso de Engenharia Eletrônica da Coordenação do curso superior de Engenharia Eletrônica – COELE da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Fábio Rizental Coutinho.

Toledo

2017



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Toledo
Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 64

Sistema de medição de profundidade baseado em transdutor ultrassônico

por

Nilton Barbosa da Rosa Júnior

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às 13h do dia **24 de Novembro de 2017** como requisito parcial para a obtenção do título **Bacharel em Engenharia Eletrônica**. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado **APROVADO**.

Prof. Dr. Felipe W. D. Pfrimer
(UTFPR-TD)

Prof. Dr. Alberto Y. Nakano
(UTFPR-TD)

Prof. Dr. Fábio R. Coutinho
(UTFPR-TD)
Orientador

Prof. Me. Jorge A. V. Alves
Coordenador da COELE

AGRADECIMENTOS

Primeiramente quero agradecer a Deus por mais uma etapa em minha vida concluída, o qual deu-me força e sabedoria necessária para superar todas as dificuldades encontradas ao longo do curso.

As minhas avós que me acolheram durante todo o curso, apoiando-me de todas as formas possíveis.

Aos meus pais, que mesmo estando longe, sempre procuraram me ajudar a todo o momento.

A todos os meus familiares, os quais sempre estiveram à disposição.

Ao meu orientador Dr. Fábio Rizental Coutinho, o qual durante toda a execução desse projeto não mediu esforços em ajudar-me, contribuindo em muito para o meu desenvolvimento profissional.

Aos professores de engenharia eletrônica, os quais sempre ajudaram de diversas formas.

E aos colegas de classe, com os quais compartilhei todos os dias ao longo do curso.

RESUMO

ROSA JÚNIOR, N. B. **Sistema de medição de profundidade baseado em transdutor ultrassônico.** 2017. 130f. Trabalho de Conclusão de Curso – Graduação em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Toledo, 2017.

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um dispositivo eletrônico que pode ser embarcado em um veículo aéreo não tripulado anfíbio (veículo que foi previamente desenvolvido em Projeto conjunto com o PTI) para medição de profundidade de leitos de rios utilizando-se de um sensor ultrassônico de 200 kHz por meio da técnica Pulso-Eco. O dispositivo consiste na implementação de um circuito de excitação que realiza a conversão de pulsos de baixa amplitude gerado por um microcontrolador TM4C1294NCPDT para pulsos de alta amplitude. A geração do sinal de alta tensão é dada por meio de um conversor *Boost*, que converte a tensão de uma bateria de 11,1 V a uma tensão acima de 120 V. Um circuito inversor de topologia *Full-Bridge* converte a tensão contínua gerada pelo conversor *Boost* em um sinal quadrado com frequência de operação de 200 kHz, o qual será condicionado por um filtro passa-baixas de 2ª ordem ressonante para a redução de harmônicas. Para o tratamento do sinal eco recebido, foi desenvolvido um sistema de aquisição, composto por um circuito de proteção *T/R Switch* com -0,714 dB de perdas para o acoplamento entre o sensor ultrassônico e um circuito de amplificação de ganho variável que é controlado pelo microcontrolador, que permite variar o ganho de 13,92 dB a 50,86 dB. O sinal amplificado passa por um circuito detector de pico, para que, por meio de um comparador interno do microcontrolador ocorra a decisão se um eco foi ou não detectado. Os dados da profundidade medida são enviados através de um transceptor sem fio RF *Wireless HC-12* para apresentação em um computador por meio de uma plataforma desenvolvida em *Visual Studio*. Em testes realizados em laboratório, o qual foi utilizado um tonel de 46 x 86 cm, o sistema apresentou erros de medida de ± 30 mm.

Palavras-chave: Sonar. Medição de profundidade. Ecobatímetro. Ultrassom.

ABSTRACT

ROSA JÚNIOR, N. B. **Depth measurement system based on ultrasonic transducer.** 2017. 130f. Completion of course work – Graduation in Electronic Engineering, Federal Technological University of Paraná. Toledo, 2017.

This work describes the development of an electronic device that can be shipped in an amphibious unmanned aerial vehicle (vehicle that was previously developed in Joint Project with the PTI) to measure depth of riverbeds using an ultrasonic sensor of 200 kHz by the Pulse-Echo technique. The device consists of the implementation of an excitation circuit that performs low amplitude pulse conversion generated by a microcontroller TM4C1294NCPDT for high amplitude pulses. The generation of the high voltage signal is given by means of a Boost converter, which converts the voltage of a 11,1 V battery to a voltage above 120 V. A Full-Bridge topology inverter circuit converts the DC voltage generated by the Boost converter into a square signal with a 200 kHz operating frequency, which will be conditioned by a resonant second-order low-pass filter for harmonic reduction. For the treatment of the received echo signal, an acquisition system was developed, consisting of a T/R Switch protection circuit with -0,714 dB losses for the coupling between the ultrasonic sensor and a variable gain amplification circuit that is controlled by the microcontroller, which allows the gain to be varied from 13,92 dB to 50,86 dB. The amplified signal passes through a peak detector circuit, in order that, by means of an internal comparator of the microcontroller, the decision is made whether an echo was or was not detected. The measured depth data is sent through a Wireless HC-12 RF transceiver for presentation on a computer through a platform developed in Visual Studio. In laboratory tests, which used a 46 x 86 cm barrel. The system showed ± 30 mm of measurement errors.

Keywords: Sonar. Depth measurement. Ecobathymetry. Ultrasound.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Coeficiente de atenuação α para uma onda ultrassom de 1 MHz.	22
Tabela 2: Valores de Impedâncias Acústicas de diferentes meios.....	27
Tabela 3: Amplitude de componentes harmônicas para sinal com e sem tempo morto.	42
Tabela 4: Valores calculados de V_{HIGH} e I_{BOOST}	81
Tabela 5: Valores das componentes harmônicas para $\varphi = 0$ s (sem tempo morto).	85
Tabela 6: Valores das componentes harmônicas para $\varphi = 416,67$ ns (com tempo morto).	87
Tabela 7: Valores das componentes harmônicas após filtragem para $\varphi = 0$ s.	88
Tabela 8: Valores das componentes harmônicas após filtragem para $\varphi = 416,67$ ns.	90
Tabela 9: Valores calculados do circuito diferencial.	95
Tabela 10: Valores calculado, simulado e medido do ganho em dB do circuito diferencial.	97
Tabela 11: Valores calculados do circuito amplificador.	98
Tabela 12: Valores calculado, simulado e medido do ganho em dB do amplificador.	100
Tabela 13: Valores calculado, medido e simulado do regulador.	102

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Resolução Axial, refletores lado a lado e ao longo do feixe.	23
Figura 2: Resolução Lateral, refletores lado a lado e perpendiculares ao feixe.	23
Figura 3: Exemplo de dois objetos que pode ser espacialmente resolvidos, pois estão separados por uma distância maior que a resolução axial.	24
Figura 4: Sinais ecos não sobrepostos.	24
Figura 5: Exemplo de dois objetos espacialmente não resolvidos, pois estão espaçados por uma distância menor que a resolução axial.	25
Figura 6: Sinais ecos sobrepostos.	25
Figura 7: Exemplo de espaçamento lateral de dois objetos que podem ser espacialmente resolvidos.	26
Figura 8: Exemplo de espaçamento lateral de dois objetos que não podem ser espacialmente resolvidos.	26
Figura 9: Efeito Piezelétrico.	28
Figura 10: Diagrama em blocos do Sistema.	31
Figura 11: Modelo elétrico Butterworth Van-Dike.	33
Figura 12: Modelo BVD simplificado.	33
Figura 13: Curva da impedância do transdutor em relação a frequência.	34
Figura 14: Diagrama em Blocos da etapa de Excitação.	36
Figura 15: Esquema de alimentação da etapa de excitação.	36
Figura 16: Representação do sinal pulsado.	37
Figura 17: (a) Topologia <i>Half-Bridge</i> . (b) Topologia <i>Full-Bridge</i>	38
Figura 18: Conversor <i>Full-Bridge</i>	39
Figura 19: Sinal gerado pelo conversor <i>Full-Bridge</i> pelo método Pulso-Eco.	40
Figura 20: Sinal gerado pelo conversor <i>Full-Bridge</i> com tempo morto.	41
Figura 21: Filtro em conjunto com o circuito elétrico do transdutor.	43
Figura 22: Resposta em frequência do filtro.	44
Figura 23: Resposta em frequência da impedância equivalente do filtro em conjunto com o transdutor.	46
Figura 24: Conversor Boost.	47
Figura 25: <i>Driver</i> para transistores canal N.	49
Figura 26: <i>Driver</i> para transistores canal P.	50
Figura 27: Gerador de referência de 6 V.	51
Figura 28: Diagrama em blocos da etapa de aquisição.	52
Figura 29: Esquema de alimentação da etapa de aquisição.	53
Figura 30: Circuito de proteção <i>T/R Switch</i>	54
Figura 31: Modelo equivalente do <i>T/R Switch</i>	55
Figura 32: Etapa de amplificação.	56
Figura 33: Amplificador diferencial.	57
Figura 34: Amplificador emissor comum.	60
Figura 35: Resistência controlada por PWM.	64
Figura 36: Sinal PWM utilizado para modelar o regulador.	65
Figura 37: Representação de um eco ultrassônico.	67
Figura 38: Representação da envoltória de um eco ultrassônico.	67

Figura 39: Detector de pico.	68
Figura 40: Circuito equivalente do detector de pico.	69
Figura 41: Forma de onda do detector de pico.	70
Figura 42: Esquema e formas de ondas do decisor.	71
Figura 43: Fluxograma de configurações e da função <i>main</i>	72
Figura 44: Fluxograma da interrupção do timer.	73
Figura 45: Fluxograma da interrupção do comparador.	74
Figura 46: Módulo RF wireless HC-12.	75
Figura 47: Esquema de ligação dos módulos HC-12.	76
Figura 48: Plataforma desenvolvida em <i>Visual Studio</i>	77
Figura 49: Esquema de montagem das placas.	78
Figura 50: Montagem do conversor <i>Boost</i> em conjunto com o <i>driver</i>	79
Figura 51: (a) Tensão de saída do conversor Boost. (b) Corrente de entrada do conversor Boost.	80
Figura 52: (a) Ruídos do conversor <i>Boost</i> sem resistores R_{EMI} e <i>snubber</i> . (b) Ruídos do conversor <i>Boost</i> com resistores R_{EMI} e sem <i>snubber</i> . (c) Ruídos do conversor <i>Boost</i> com resistores R_{EMI} e <i>snubber</i>	82
Figura 53: Conversor <i>Full-Bridge</i> montado com transdutor como carga.	83
Figura 54: Tensão de saída do <i>Full-Bridge</i> para $\varphi = 0$ s.	84
Figura 55: Resposta em frequência da tensão de saída do <i>Full-Bridge</i> para $\varphi = 0$ s (sem tempo morto).	85
Figura 56: Tensão de saída do <i>Full-Bridge</i> para $\varphi = 416,67$ ns.	86
Figura 57: Resposta em frequência da tensão de saída do <i>Full-Bridge</i> para $\varphi = 416,67$ ns (com tempo morto).	86
Figura 58: Conversor <i>Full-Bridge</i> montado com filtro em conjunto com o transdutor como carga.	87
Figura 59: Tensão de saída do <i>Full-Bridge</i> em conjunto com o filtro para $\varphi = 0$ s.	88
Figura 60: Resposta em frequência da tensão de saída do <i>Full-Bridge</i> em conjunto com o filtro para $\varphi = 0$ s.	89
Figura 61: Tensão de saída do <i>Full-Bridge</i> em conjunto com o filtro para $\varphi = 416,67$ ns.	89
Figura 62: Resposta em frequência da tensão de saída do <i>Full-Bridge</i> em conjunto com o filtro para $\varphi = 416,67$ ns.	90
Figura 63: Disposição dos transdutores TX e RX no tonel com água.	91
Figura 64: (a) eco gerado pela excitação sem tempo morto e sem filtro. (b) eco gerado pela excitação com tempo morto e sem filtro. (c) eco gerado pela excitação sem tempo morto e com filtro. (d) eco gerado pela excitação com tempo morto e com filtro.	93
Figura 65: Circuito diferencial como montado.	94
Figura 66: Banda de operação do circuito diferencial calculada.	95
Figura 67: Banda de operação do circuito diferencial simulada.	96
Figura 68: Banda de operação do circuito diferencial medida.	96
Figura 69: Circuito amplificador como montado.	98
Figura 70: (a) Banda de operação calculada para $R_g = \infty \Omega$. (b) Banda de operação simulada para $R_g = \infty \Omega$. (c) Banda de operação medida para $R_g = \infty \Omega$. (d) Banda de operação calculada para $R_g = 0 \Omega$. (e) Banda de operação simulada para $R_g = 0 \Omega$. (f) Banda de operação medida para $R_g = 0 \Omega$	99
Figura 71: Circuito para controle de ganho como implementado.	101

Figura 72: Comportamento medido do ganho em (dB) da etapa de amplificação em relação a tensão do regulador.....	102
Figura 73: Sinal de entrada e saída no <i>T/R Switch</i> para tensão de entrada menor que 5,6 V.....	103
Figura 74: Sinal de entrada e saída no <i>T/R Switch</i> para tensão de entrada maior que 5,6 V.....	104
Figura 75: (a) banda de operação do <i>T/R Switch</i> calculada. (b) banda de operação do <i>T/R Switch</i> simulada. (c) banda de operação do <i>T/R Switch</i> medida.....	105
Figura 76: Detector de pico como montado.	106
Figura 77: (a) Sinal de entrada e saída do detector de pico medido. (b) Sinal de entrada e saída do detector de pico simulado.....	107
Figura 78: (a) Sinal ΔV_{E3} medido. (b) Sinal ΔV_{E3} simulado.....	107
Figura 79: Sinal de saída da etapa de aquisição.....	108
Figura 80: Profundidade medida em cm, com valor médio de 80,59 cm para um nível de água de 80 cm.....	109
Figura 81: Profundidade medida em cm, com valor médio de 77,74 cm para um nível de água de 77,2 cm.....	110
Figura 82: Profundidade medida em cm, com valor médio de 71,90 cm para um nível de água de 71,5 cm.....	110
Figura 83: Profundidade medida em cm, com valor médio de 68,29 cm para um nível de água de 67,6 cm.....	111

LISTA DE SIGLAS E ACRÔNIMOS

ADC	<i>Analog to Digital Converter.</i>
CA	<i>Corrente Alternada.</i>
CC	<i>Corrente Contínua.</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter.</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array.</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation.</i>
Sonar	<i>Sound Navigation And Ranging.</i>
TGC	<i>Time Gain Compensation.</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion.</i>
VGA	<i>Variable Gain Amplifier.</i>
T/R	<i>Transmit/Receive.</i>
KLM	<i>Krimholtz, Leedom e Matthaei</i>
BVD	<i>Butterworth Van-Dike</i>
RLC	<i>Resistor, Indutor e Capacitor</i>
EMI	<i>Eletromagnetic Interference</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CMRR	<i>Common-Mode Rejection Ratio</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
pMOS	<i>P channel Metal Oxide Semiconductor</i>
nMOS	<i>N channel Metal Oxide Semiconductor</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

v	Velocidade da onda sonora no meio de propagação	m/s
λ	Comprimento de onda.	m
f	Frequência de oscilação.	Hz
I_f	Intensidade final do sinal.	V
I_i	Intensidade Inicial do sinal.	V
α	Coefficiente de atenuação.	dB/cm
x	Distância de propagação.	m
A_x	Resolução axial.	m/s
N_c	Número de ciclos de excitação.	adimensional
α_R	Coefficiente de reflexão.	adimensional
Z_A	Impedância acústica do meio A.	kg.m ⁻² .seg ⁻¹
Z_B	Impedância acústica do meio B.	kg.m ⁻² .seg ⁻¹
T_t	Tempo de traslado.	s
T_{PRF}	Período de repetição dos pulsos.	s
V_{BAT}	Tensão fornecida pela bateria.	V
L_{IN}	Indutor de desacoplamento	H
C_{IN}	Capacitor de desacoplamento	F
L_m	Indutância mecânica do transdutor.	H
C_m	Capacitância mecânica do transdutor.	F
R_m	Resistência mecânica do transdutor.	Ω
C_p	Capacitância eletrostática do transdutor.	F
Z_{ETI}	Impedância equivalente do transdutor.	Ω
F_p	Fator de potência.	adimensional
P_{finst}	Potência instantânea fornecida.	W
P_{fRMS}	Potência eficaz fornecida.	W
V_f	Tensão fornecida pela fonte.	V
I_f	Corrente fornecida pela fonte.	A
C_S	Capacitância snubber.	F
R_S	Resistor snubber.	Ω
C_{OSS}	Capacitância de saída do MOSFET	F
δ	Constante do tempo de excitação	Adimensional
$V_O(t)$	Tensão aplicada a carga.	V
Z_O	Carga.	Ω
V_{HIGH}	Tensão gerada pela fonte de alta tensão.	V
V_{ORMS}	Tensão eficaz aplicada a carga.	V
P_{ORMS}	Potência eficaz aplicada a carga.	W
Z_{P-E}	Impedância no modo Pulso-Eco	Ω
φ	Tempo morto.	s
T_{SIG}	Período do sinal	s
n	Índices ímpares da série de Fourier.	Adimensional
ω	Frequência angular.	rad/s
L_f	Indutância do filtro.	H

C_f	Capacitância do filtro.	F
$H_X(j\omega)$	Função de transferência índice X.	V/V
f_0	Frequência de ressonância.	Hz
Q	Fator de qualidade do filtro.	Adimensional
f_{nX}	Frequência de corte índice X.	Hz
Z_{EQF}	Impedância equivalente do filtro.	Ω
L_b	Indutância do conversor <i>Boost</i> .	H
I_{BOOST}	Corrente drenada pelo conversor <i>Boost</i>	A
C_b	Capacitância do conversor <i>Boost</i> .	F
R_b	Resistência de carga do conversor <i>Boost</i> .	Ω
L_S	Indutância snubber.	H
ΔV_{HIGH}	Variação de tensão na saída do conversor <i>Boost</i> .	V
η	Eficiência.	Adimensional
f_c	Frequência de chaveamento.	Hz
D	Razão cíclica	Adimensional
V_{TH}	Tensão Threshold do MOSFET.	V
R_{EMI}	Resistência redutora de EMI.	Ω
V_{ZENER}	Tensão de regulação do diodo Zener.	V
Z_{dr}	Diodo zener do driver.	Adimensional
R_{dr}	Resistencia de carga do driver.	Ω
C_{dr}	Capacitância de carga do driver.	F
V_{DVR}	Tensão de saída do driver.	V
V_{GS}	Tensão gate-source do MOSFET.	V
RX	Resistência índice X.	Ω
CX	Capacitância índice X.	F
V_{R6V}	Tensão de saída do regulador TL431.	V
V_{BE}	Tensão base-emissor do BJT.	V
$Z_{T/R}$	Diodo zener do T/R Switch.	Adimensional
Z_{IN}	Impedância de entrada.	Ω
Z_{OUT}	Impedância de saída.	Ω
V_{IN}	Tensão de entrada.	V
V_{OUT}	Tensão de saída.	V
$V_{ZT/R}$	Tensão de regulação do zener do T/R Switch.	V
V_p	Tensão de pico.	V
I_L	<i>Insertion Loss</i> .	dB
I_F	Corrente fornecida pelo espelho de corrente.	A
re_{QX}	Resistência de emissor em pequenos sinais índice X	Ω
ro_{QX}	Resistência coeto-emissor em pequenos sinais índice X	Ω
V_T	Tensão térmica.	V
G_d	Ganho do amplificador diferencial.	V/V
β	Ganho de corrente.	Adimensional
A_{MC}	Atenuação de modo comum do diferencial.	V/V
C_g	Capacitância de ganho variável.	F
R_g	Resistor de ganho variável.	Ω
G_{V1}	Ganho do amplificador para R_g igual a infinito.	V/V
G_{V2}	Ganho do amplificador para R_g igual a zero.	V/V

G_V	Ganho do amplificador.	V/V
C_{REG}	Capacitância do regulador.	F
I_{REG}	Corrente drenada pelo regulador.	A
R_{REG}	Resistência do regulador.	Ω
V_{DS}	Tensão dreno-source do MOSFET.	V
V_{E1}	Tensão no terminal VE1.	V
V_{E2}	Tensão no terminal VE2.	V
V_{E3}	Tensão no terminal VE3.	V
$V_{IN,p}$	Tensão de pico do sinal de entrada.	V
$V_{D,on}$	Tensão de condução do diodo.	V
f_{IN}	Frequência do sinal de entrada.	Hz.
ΔV_{E3}	Varição na tensão no terminal VE3.	V
R_O	Resistência de acoplamento de saída.	Ω
C_O	Capacitância de acoplamento de saída.	F
E_M	Erro de medida.	m
T_{RES}	Timer resolução.	s
B_{MS}	Byte mais significativo.	Adimensional
B_{LS}	Byte menos significativo.	Adimensional
$Temp$	Tempo de propagação do sinal de ultrassom.	s
V_{PK}	Tensão de pico da harmônica K.	V
k	Índices das componentes harmônicas.	Adimensional

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	OBJETIVOS	18
1.2	JUSTIFICATIVA	18
2	REFERENCIAL TEÓRICO	20
2.1	PROPRIEDADES DO ULTRASSOM	20
2.1.1	Velocidade	20
2.1.2	Atenuação	21
2.1.3	Resolução Espacial	22
2.1.4	Reflexão	27
2.2	EFEITO PIEZELÉTRICO	28
2.3	MÉTODOS DE EXCITAÇÃO	28
2.4	CONVERSORES DE ENERGIA	29
3	METODOLOGIA	31
3.1	TRANSDUTOR	32
3.2	EXCITAÇÃO	35
3.2.1	Gerador de Pulsos	37
3.2.2	Conversor CC-CA	38
3.2.3	Filtro/Casamento de Impedância	42
3.2.4	Fonte de Alta Tensão	46
3.2.5	<i>Drivers</i>	48
3.3	AQUISIÇÃO	51
3.3.1	Proteção	53
3.3.2	Amplificação	56
3.3.3	Controle de Ganho	63
3.3.4	Detector de Pico	66
3.3.5	Decisor	70
3.4	MICROCONTROLADOR	71
3.5	TRANSECTOR	75
3.6	COMPUTADOR	76
4	RESULTADOS	78
4.1	ANÁLISE DA ETAPA DE EXCITAÇÃO	79
4.1.1	Conversor <i>Boost</i>	79
4.1.2	Conversor <i>Full-Bridge</i>	83
4.1.3	Filtro	87
4.1.4	Influência da ressonância no SNR do eco	91
4.2	ANÁLISE DA ETAPA DE AQUISIÇÃO	93
4.2.1	Análise da etapa de amplificação	94
4.2.2	Relação entre o ganho da etapa de amplificação e a variação na tensão do regulador controlado por PWM	100
4.2.3	Análise do <i>T/R Switch</i>	103
4.2.4	Sinais de saída do detector de pico	105
4.3	MEDIÇÕES DE PROFUNDIDADE REALIZADA EM LABORATÓRIO	108
5	CONCLUSÕES	112

5.1	TRABALHOS FUTUROS	113
6	REFERÊNCIAS	115
	APÊNDICE A - Modelagem do circuito amplificador.....	120
	APÊNDICE B - Modelagem do regulador controlado por PWM.....	127

1 INTRODUÇÃO

O assoreamento ocasionado pelos processos erosivos em que sedimentos são arrastados para os leitos dos rios, com o passar do tempo, pode levar com que esses rios percam sua capacidade máxima de armazenamento de água. Devido ao acúmulo desses detritos, o assoreamento pode gerar diversos fatores negativos, tais como: impedir a captação de água para as lavouras, prejudicar as comunidades que vivem ao redor desses rios, inviabilizar o transporte fluvial nas regiões afetadas, e reduzir o potencial de geração de energia elétrica em hidrelétricas.

Uma forma de obter informações sobre a presença de sedimentos acumulados no leito dos rios é através dos ecobatímetros, que são dispositivos utilizados no processo de ecobatimetria, no qual é feito o levantamento de curvas de nível de rios e oceanos por meio de sensores ultrassônicos (FLORIANI, 2013). Os dispositivos ecobatímetros difundiram-se após o período de guerras do século XX, devido ao surgimento do Sonar (*Sound Navigation And Ranging*). Esse equipamento se fazia presente em navios e submarinos, tendo como objetivo utilizar ondas sonoras de alta frequência para detectar outras embarcações e medir a distância de um objeto na água. (MASSA, 1989).

Em linhas gerais, a profundidade pode ser medida através da técnica Pulso-Eco, que por meio de um circuito de excitação composto por conversores de energia, transforma o pulso de baixa amplitude gerado, por exemplo, em microcontroladores, em um pulso de alta amplitude. Deste modo, por meio de um transdutor ultrassônico o sinal de excitação elétrico gerado é convertido em uma onda sonora. Da mesma forma, o sinal de eco sonoro que retorna para o transdutor, é transformado em um sinal elétrico, que através de um circuito de aquisição, é amplificado para que possa ser processado pelo microcontrolador e seja obtida a profundidade.

Assim, este trabalho propõe o estudo e o desenvolvimento de um sistema eletrônico capaz de realizar medições de profundidade através de um sensor ultrassônico a partir da técnica Pulso-Eco para o monitoramento da profundidade do leito de rios. Tal dispositivo deverá apresentar dimensões reduzidas de forma a ser

embarcado em tecnologias como barcos e veículos aéreos não tripulados anfíbios. Além disso, para facilitar o processo de coleta de dados nos rios, a informação da profundidade será transmitida via rádio para um computador, que fará o armazenamento e a apresentação das informações.

1.1 OBJETIVOS

Desenvolver um sistema para medição de profundidade baseado em ultrassom que possa ser embarcado em barcos não tripulados de pequenas dimensões ou quadricópteros anfíbios, tendo como objetivos específicos:

- Desenvolver um circuito de excitação para transdutor de ultrassom com baixo índice de distorção harmônica e com alta tensão de saída.
- Implementar um circuito de aquisição para o sinal de ultrassom que permita o ajuste de ganho.
- Desenvolver o *firmware* do microcontrolador, para que faça o controle das etapas de aquisição, excitação e comunicação via rádio.
- Criar uma plataforma em *Visual Studio* para apresentação das medidas.

1.2 JUSTIFICATIVA

Devido ao aumento do acúmulo de sedimentos nos leitos dos rios, a navegação e a capacidade de geração de energia hidrelétrica podem ser afetadas. Em geral, o monitoramento de sedimentos em rios, lagos e canais é feito a partir de estações fixas em alguns pontos do curso d'água, visto que há um elevado custo para a instalação desses pontos de monitoramento em todo o curso dos rios.

Outra forma de realizar a coleta de dados nos rios é através do deslocamento de técnicos, o que possibilita um monitoramento de uma maior área ao longo dos rios, não estando restrito a pontos fixos. Entretanto, as periodicidades das medições serão

menores do que as que são realizadas por meio das estações fixas. Portanto, uma forma de facilitar esse processo é através de equipamentos de medições inseridos em embarcações que são controladas remotamente, possibilitando por meio de comunicação via rádio a transferência dos dados coletados.

Em regiões de difícil acesso como em trechos com pouca profundidade, pedras e quedas d'água impedem que a embarcação possa cursar toda a extensão do rio. Essa dificuldade é superada se for utilizado veículos aéreos não tripulados anfíbios, pois os mesmos podem facilmente desviar desses relevos pelo ar. Além disso, a utilização de veículos aéreos não tripulados proporciona que pontos de difícil acesso possam ser monitorados remotamente.

Um veículo aéreo não tripulado desenvolvido na Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Campus Toledo, portará o sistema de medição desenvolvido neste projeto, que através de um sensor ultrassônico aferirá profundidades em diferentes locais dos rios, transmitindo os dados coletados a partir de transceptores via rádio. Assim, os dados recebidos serão apresentados ao usuário em tempo real por meio de uma plataforma gráfica.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Nessa seção serão descritos os conceitos principais sobre ondas de ultrassom, suas propriedades e interações. Além disso, também são descritos os conversores de energia.

2.1 PROPRIEDADES DO ULTRASSOM

Ondas sonoras que possuem frequências acima de 20 kHz, limite audível dos seres humanos, são denominadas de ondas ultrassônicas. Esses sinais sonoros possuem características que são dependentes do meio no qual a onda sonora está propagando, como: velocidade, atenuação, resolução espacial e reflexão, conforme apresentado nas próximas subseções.

2.1.1 Velocidade

Para realizar medições de distância ou velocidade de fluidos através de sensores ultrassônicos, é necessário saber qual o tipo de meio que a onda sonora está submetida. A velocidade do som depende da compressibilidade e densidade do meio, desta forma está sujeita a variações conforme as características do espaço onde está propagando. No ar a velocidade do som é de aproximadamente 340 m/s, enquanto que, na água pura a velocidade do som é de 1492 m/s a (20°C), deste modo, a velocidade da onda sonora no meio de propagação pode ser dada por,

$$v = \lambda f, \quad (1)$$

sendo λ o comprimento de onda e f a frequência de oscilação da onda (LUTZ; BUSCARINI, 2013).

2.1.2 Atenuação

Para cada meio distinto, o sinal sonoro pode ter maior ou menor atenuação. Em geral a atenuação consiste em perdas relacionadas à absorção, espalhamento e reflexão da onda sonora. No processo de absorção a energia do sinal ultrassônico é transformada em outras formas de energia, principalmente em calor, influenciada diretamente por fatores como relaxamento, viscosidade e frequência. As perdas por espalhamento ocorrem quando uma onda ultrassônica atinge um obstáculo com dimensão igual ou menor que o comprimento de onda do sinal sonoro, espalhando a energia em várias direções. Deste modo, a intensidade final I_f do sinal sonoro transmitido após ter propagado por uma distância x , tem um decaimento exponencial dado por (HEDRICK; HYKES; STARCHMAN, 1995; HENDEE; RITENOUR, 2003)

$$I_f = I_i e^{-\alpha x}, \quad (2)$$

sendo que, I_i é a intensidade inicial do sinal transmitido, x a distância de propagação e α o coeficiente de atenuação, o qual apresenta valores distintos para cada meio, conforme apresenta a Tabela 1.

Tabela 1: Coeficiente de atenuação α para uma onda ultrassom de 1 MHz.

Material	α (dB/cm)
Acetona (25°C)	0,0054
Glicerina (34°C)	0,069
Água (25°C)	0,0022
Água (30°C)	0,0019
Água (30°C)	0,0010
Óleo de Rícino	1,01

Fonte: Adaptado Selfridge (1985); Pinkerton (1949).

2.1.3 Resolução Espacial

Em aplicações com sensores ultrassônicos para a formação de imagens através da técnica Pulso-Eco, uma importante característica a ser analisada é a resolução espacial, definida como a menor distância que dois objetos podem estar separados de forma a distingui-los através de ecos do ultrassom. Todavia, a resolução espacial subdivide-se em resolução axial e resolução lateral.

A resolução axial depende da largura dos pulsos transmitidos, e é a menor distância horizontal que ainda podem-se distinguir os objetos, a qual é apresentada na Figura 1. Na resolução lateral, a dependência dá-se por meio das características do feixe de ultrassom e é a menor distância vertical que ainda podem-se distinguir os objetos, apresentada na Figura 2. Sendo os objetos refletoras representados pelos círculos, e a flecha indicando o sentido de propagação da onda sonora.

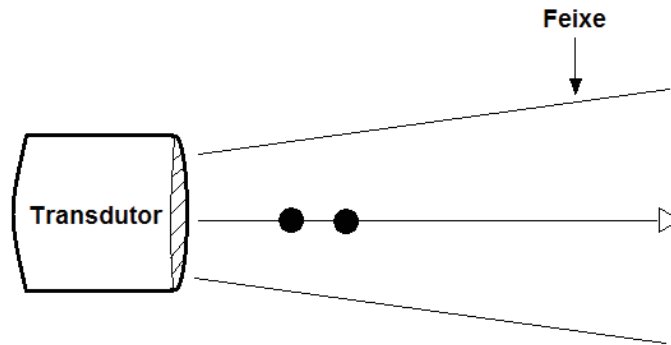


Figura 1: Resolução Axial, refletores lado a lado e ao longo do feixe.
Fonte: Adaptado Tole, Ostensen (2005).

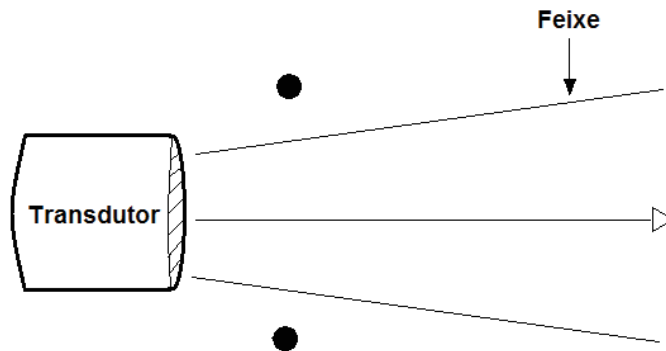


Figura 2: Resolução Lateral, refletores lado a lado e perpendiculares ao feixe.
Fonte: Adaptado Tole, Ostensen (2005).

A resolução axial A_x é obtida pela multiplicação entre a metade do comprimento de onda $\lambda/2$ e o número de ciclos do pulso de excitação do transdutor N_c (TOLE; OSTENSEN, 2005)

$$A_x = \frac{\lambda N_c}{2}. \quad (3)$$

Desta forma, quanto menor for o comprimento dos pulsos melhor será a resolução axial. A Figura 3 mostra um exemplo de espaçamento que será possível de determinar a distância pelos ecos dos refletores e na Figura 4 a representação dos sinais ecos não sobrepostos gerados pelos dois objetos.

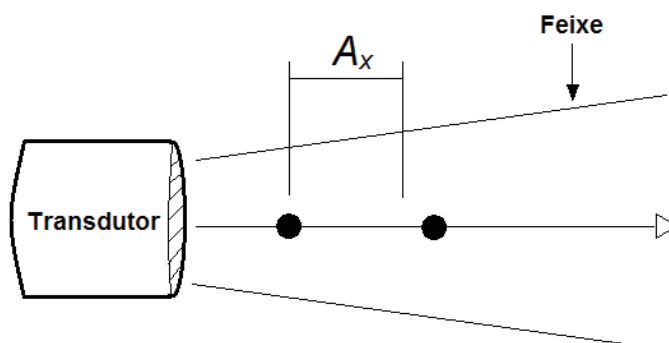


Figura 3: Exemplo de dois objetos que pode ser espacialmente resolvidos, pois estão separados por uma distância maior que a resolução axial.

Fonte: Autor.

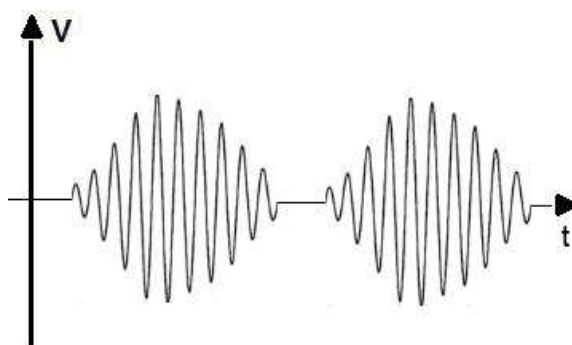


Figura 4: Sinais ecos não sobrepostos.

Fonte: Autor.

A Figura 5 apresenta um exemplo de separação menor que a resolução axial na qual não será possível distinguir os objetos, pois os ecos de ultrassom recebidos estarão sobrepostos, conforme ilustra a Figura 6.

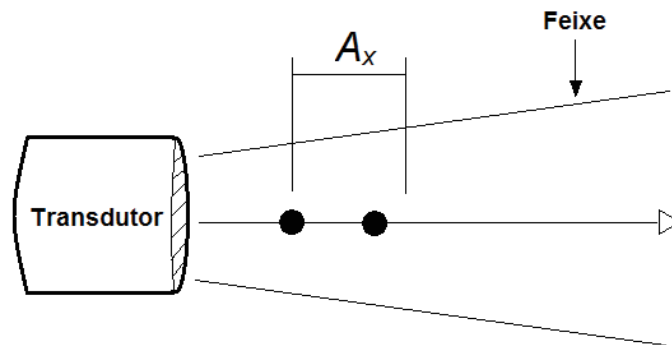


Figura 5: Exemplo de dois objetos espacialmente não resolvidos, pois estão espaçados por uma distância menor que a resolução axial.
Fonte: Autor.

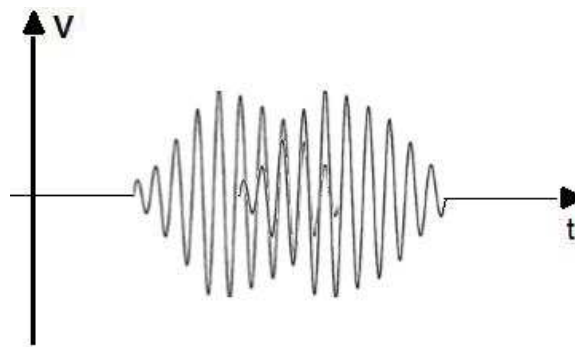


Figura 6: Sinais ecos sobrepostos.
Fonte: Autor.

Além disso, alguns fatores afetam diretamente a resolução lateral, sendo esses a largura do feixe e a frequência. A largura do feixe pode influenciar na distinção entre dois objetos no mesmo plano. Na Figura 7 o transmissor está movimentando-se no eixo y , enquanto os objetos estão separados por uma distância maior que a largura do feixe, deste modo, são espacialmente resolvidos. O mesmo não ocorre na Figura 8, no qual a largura do feixe é maior que a distância entre os objetos, enquanto o transmissor move-se no eixo y . Sendo assim, não podem ser espacialmente resolvidos.

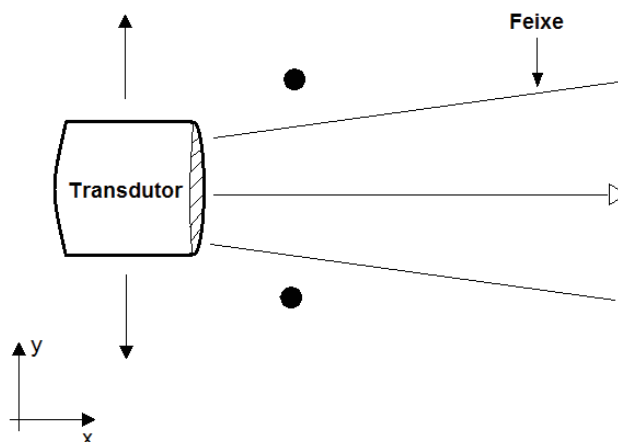


Figura 7: Exemplo de espaçamento lateral de dois objetos que podem ser espacialmente resolvidos.

Fonte: Adaptado Tole, Ostensen (2005).

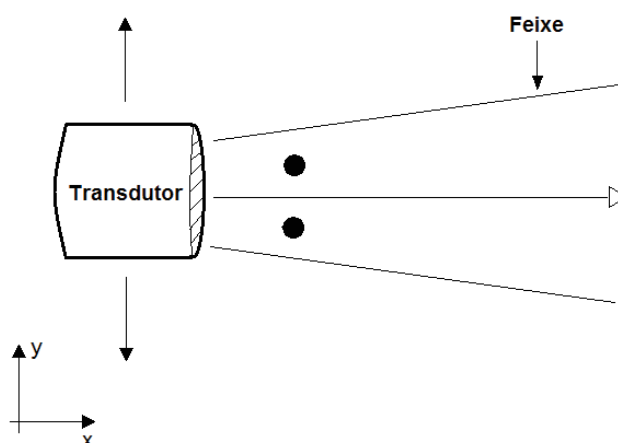


Figura 8: Exemplo de espaçamento lateral de dois objetos que não podem ser espacialmente resolvidos.

Fonte: Adaptado Tole, Ostensen (2005).

Os transdutores que operam em altas frequências apresentam uma melhor resolução lateral, pois o diâmetro do cristal piezolétrico é, em geral, menor do que os de transdutores de baixa de frequência, o que proporciona uma menor largura de feixe. Entretanto, em altas frequências ocorrerão maiores perdas por atenuação, limitando a distância de propagação do sinal sonoro (TOLE; OSTENSEN, 2005).

2.1.4 Reflexão

A partir da transmissão do sinal ultrassônico, quando a onda alcançar uma interface entre o meio de propagação e qualquer outro meio, o sinal será parcialmente refletido. A fração da energia refletida depende diretamente da impedância acústica, que é definida pelo produto da densidade do meio e velocidade do som no meio de propagação da onda. Portanto, o coeficiente de reflexão α_R para uma incidência da onda de ultrassom normal a um plano que tem dimensões maiores que o comprimento de onda do sinal de ultrassom é dado por

$$\alpha_R = \left(\frac{Z_A - Z_B}{Z_A + Z_B} \right)^2 \quad (4)$$

Sendo que a relação entre os meios determina a quantidade de energia do sinal sonoro que será refletida, que é dependente das impedâncias acústicas dos meios, Z_A e Z_B (HENDEE; RITENOUR, 2003). Os valores de impedâncias acústicas de diferentes meios são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2: Valores de Impedâncias Acústicas de diferentes meios.

Meio	Z (kg.m ⁻² .seg ⁻¹)x10 ⁶
Madeira, cortiça	0,12
Concreto	8,06
Água (25°C)	1,49
Água (30°C)	1,50
Água (60°C)	1,67

Fonte: Adaptado Selfridge (1985).

2.2 EFEITO PIEZELÉTRICO

O sensor ultrassônico é feito a partir de alguns tipos específicos de cristais ou cerâmicas, que são materiais que podem produzir o efeito piezoeletrico. Devido a essa característica os sensores feitos de materiais piezoeletricos quando expostos a variações de pressão, tensão, força e aceleração irão produzir uma corrente elétrica como resposta ao efeito mecânico. Da mesma forma, se esses sensores forem expostos a uma corrente elétrica será produzido um efeito mecânico. Tal característica pode ser chamada de Efeito Piezoeletrico, representada na Figura 9.

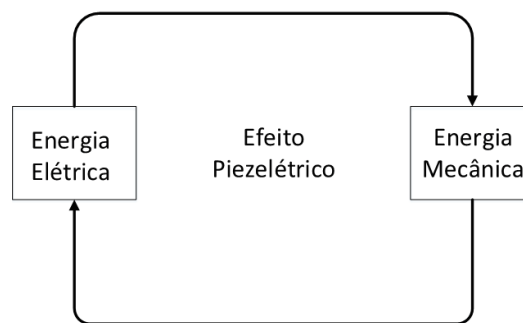


Figura 9: Efeito Piezoeletrico.
Fonte: Adaptado Holterman, Groen (2013).

2.3 MÉTODOS DE EXCITAÇÃO

A partir do Efeito Piezoeletrico diferentes técnicas de excitação podem ser aplicadas no transdutor de ultrassom, como a técnica de excitação em modo contínuo. Essa técnica possibilita a utilização do efeito *Doppler*, que em acústica associa-se diretamente com o movimento relativo do som, receptor ou do transmissor. Este fato resulta em uma diferença de frequência entre a fonte de geração e a recepção. Deste modo, em aplicações médicas a técnica de excitação em modo contínuo pode ser

usada para verificação do fluxo sanguíneo e batimentos cardíacos (TOLE; OSTENSEN, 2005). Contudo, não é possível utilizar o método contínuo para a medição de distâncias, pois o mesmo não cessa a excitação, inviabilizando mensurar o tempo de translado entre a emissão do pulso e a recepção do eco.

Portanto, a técnica mais comum e utilizada para medições de distância com sensores ultrassônicos é a técnica Pulso-Eco, na qual fundamenta-se na determinação do tempo de trânsito em que o sinal de ultrassom percorre o trajeto entre o transmissor e receptor. Nessa técnica é gerado um sinal periódico que em uma parte do período é habilitado os pulsos de excitação, e a outra parte do período é desabilitado, permanecendo em estado de espera. Desta forma, permite-se que o sinal transmitido retorne como eco. Assim, quanto maior for o tempo de espera, maior será a distância possível de ser mensurada, e cuja distância de propagação x pode ser obtida por (BASTOS; ABREU; POVEDA, 1997)

$$x = \frac{vT_t}{2}, \quad (5)$$

sendo que, v é a velocidade do som no meio de propagação e T_t é o tempo de translado do sinal ultrassônico emitido, refletido e recebido pelo sensor.

2.4 CONVERSORES DE ENERGIA

O uso de conversores de energia é extremamente importante no ramo de engenharia elétrica, desde aplicações de baixa até alta potência. O emprego de conversores de energia em sistemas com sensores ultrassônicos traz inúmeras vantagens, como uma melhor SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) para a excitação do transdutor de ultrassom.

Em aplicações que utilizam tensão de alimentação em corrente contínua, através do uso de baterias, nem todos os dispositivos serão compatíveis com o nível de

tensão fornecido pela fonte. Com isso, faz-se necessário a utilização de algum tipo de circuito eletrônico para o ajuste do nível de tensão. Uma topologia que desempenha esse tipo de função corresponde aos conversores CC-CC (Corrente Contínua – Corrente Contínua). Nesta classe de conversores, os quais operam em modo chaveado, há três tipos básicos: elevadores de tensão, rebaixadores de tensão e geração de tensão negativa, ou seja, Conversor *Boost*, *Buck* e *Buck-Boost*, respectivamente (RASHID, 2001).

Outra classe de conversores de energia corresponde aos conversores CC-CA (Corrente Contínua – Corrente Alternada), os quais permitem selecionar em qual frequência deseja-se operar. As principais topologias são o *Half-Bridge* e o *Full-Bridge*, em que ambos possibilitam que a fonte de alimentação contínua seja positiva ou negativa. A diferença entre eles está na quantidade de potência máxima que é transmitida à carga (RASHID, 2001).

3 METODOLOGIA

Em geral, os dispositivos de medição de distância ultrassônicos podem ter seu sistema descrito separadamente em blocos. Neste trabalho será abordado o método apresentado na Figura 10, no qual o Microcontrolador realizará o controle do sistema, ou seja: geração de sinais, detecção, controle de amplificação e transferência de dados.

A etapa de Excitação converterá os pulsos de baixa tensão em alta tensão, para realizar a excitação do Transdutor. Na Aquisição é feito o tratamento do sinal na frequência de operação do transdutor, para que o Microcontrolador calcule o tempo de traslado do sinal ultrassônico na água.

No Transceptor são transmitidos e recebidos dados via rádio para que no Computador, através de uma plataforma desenvolvida no *Visual Studio*, apresente a profundidade medida. Desta forma, considerando a singularidade de cada bloco, foi realizada uma análise individual de cada etapa presente no sistema.

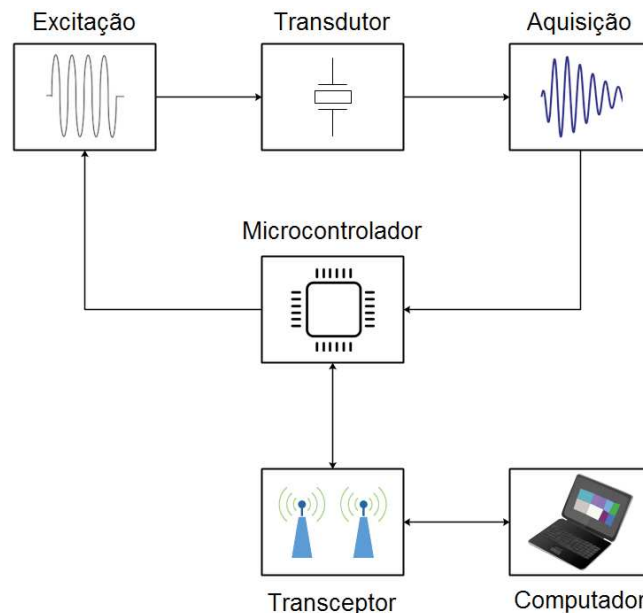


Figura 10: Diagrama em blocos do Sistema.
Fonte: Autor.

3.1 TRANSDUTOR

No ponto de vista do circuito de excitação, o transdutor de ultrassom é visto como a carga, no qual a partir do efeito piezelétrico, o sinal pulsado elétrico será transformado em ondas sonoras. O contrário acontece para o circuito de aquisição, onde o transdutor de ultrassom atuará como fonte, transformando o sinal de eco sonoro em um sinal elétrico.

Tipicamente em aplicações aquáticas a frequência de operação do transdutor é 200 kHz, pois tem um balanceamento entre a capacidade de penetração, o que permite a medição de maiores profundidades, e resolução, devido o comprimento de onda de um sinal sonoro de 200 kHz propagando na água ser $\lambda = 7,46$ mm (GETFEETWET NAVIGATION INC, 2017). Portanto, para desenvolvimento deste projeto foi utilizado um sensor ultrassônico de 200 kHz.

Para uma otimização do desempenho na excitação de transdutores ultrassônicos, modelos de circuitos elétricos equivalentes para representação do transdutor são aplicados, sendo os modelos mais comuns: (Krimholtz Leedom e Matthaei - KLM), Network e (Butterworth Van-Dike -BVD) (HUANG; PARAMO, 2011). A Figura 11 apresenta o modelo BVD, o qual tem suas propriedades mecânicas representadas pelos componentes R_m , L_m e C_m em série, e por meio da capacitância eletrostática C_p , determinada pela característica elétrica do transdutor (KIM *et al.*, 2008).

O modelo BVD pode ser simplificado em uma conexão em paralelo de C_p e R_m , no qual admite-se que L_m e C_m entrem em ressonância mecânica quando o sinal de excitação tem a mesma frequência de operação do transdutor ultrassônico, resultando no circuito apresentado na Figura 12 (SVILAINIS; DUMBRAVA, 2007).

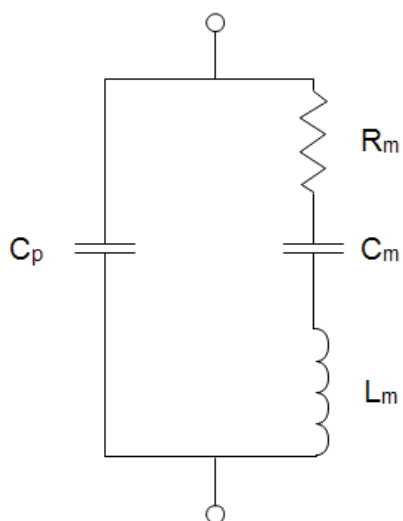


Figura 11: Modelo elétrico Butterworth Van-Dike.
Fonte: Autor.

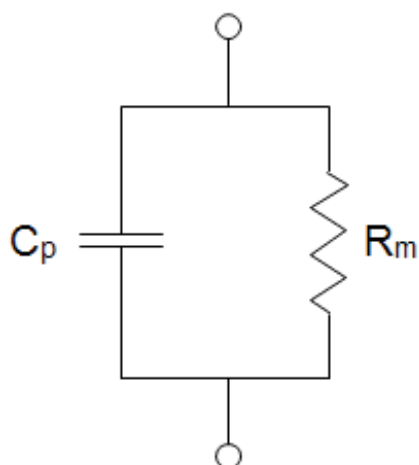


Figura 12: Modelo BVD simplificado.
Fonte: Autor.

Deste modo, a impedância equivalente do transdutor Z_{ETI} considerando o modelo BVD simplificado é dada por

$$Z_{ETI} = \frac{R_m}{1 + (\omega R_m C_p)^2} - j \frac{\omega R_m^2 C_p}{1 + (\omega R_m C_p)^2}, \quad (6)$$

sendo ω a frequência angular. A Figura 13 apresenta a curva de impedância Z_{ETI} em relação à frequência, com $C_p = 1,4$ nF medido através de uma ponte RLC modelo Agilent U1731A e $R_m = 600 \Omega$ obtido através do *datasheet* do transdutor (GLOBAL MARKET, 2017). Assim, para a frequência de 200 kHz o valor da impedância é de $Z_{ETI} = 412,64 \angle -46,55^\circ \Omega$, indicado pela linha vertical em vermelho.

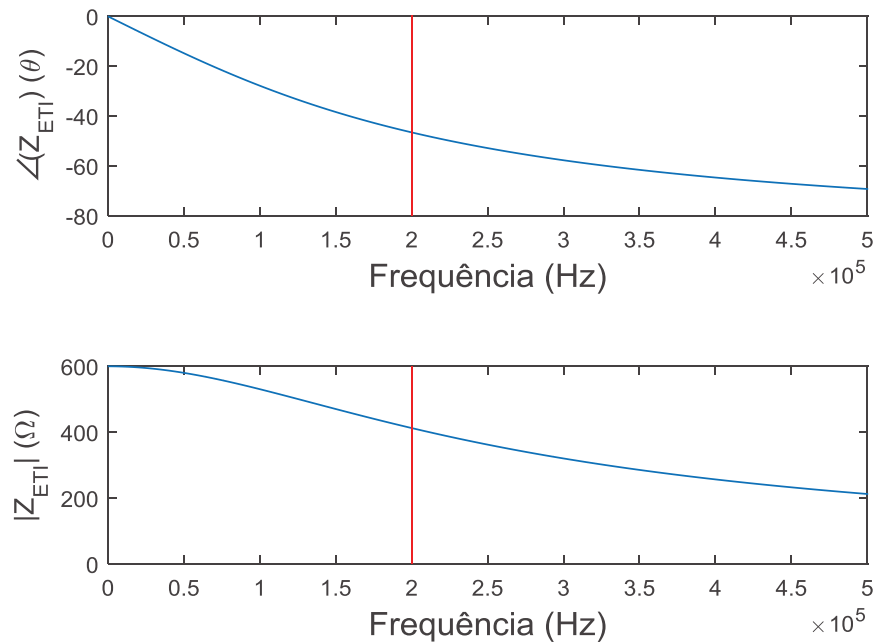


Figura 13: Curva da impedância do transdutor em relação a frequência.
Fonte: Autor.

Considerando que a tensão da fonte de excitação do transdutor tenha uma fase referenciada em zero, nota-se que a corrente fornecida pela fonte será defasada de $46,56^\circ$, alterando o fator de potência (F_p), o qual é definido por (HART, 2011)

$$F_p = \frac{Pf_{Inst}}{Pf_{RMS}} = \cos(\angle V_f | I_f^*) \quad (7)$$

sendo Pf_{Inst} a potência instantânea fornecida pela fonte, Pf_{RMS} a potência eficaz fornecida pela fonte, V_f a tensão da fonte e I_f^* o conjugado da corrente fornecida pela fonte. Portanto, para um ângulo de $46,56^\circ$ o $F_p = 0,69$.

3.2 EXCITAÇÃO

Transdutores de ultrassom possuem uma elevada impedância de entrada, o que dificulta a transferência de potência ao transdutor. Assim, o estágio de excitação do transdutor deve ser capaz de converter um sinal pulsado de baixa tensão a um sinal pulsado de alta tensão, fato que melhorará a SNR e tornará possível a detecção do eco retornado de maiores profundidade (SVILAINIS; DUMBRAVA; MOTIEJUNAS, 2008).

Em grande parte das aplicações de sensores ultrassônicos, a etapa de excitação pode ser representada pelo diagrama em blocos da Figura 14. Neste caso, a Fonte de Alta Tensão é acionada através de *Driver*, o qual é controlado por um de um sinal modulado em largura de pulso - *Pulse Width Modulation (PWM)* gerado pelo Microcontrolador.

Desta forma, por meio de *Driver*, o Gerador de Pulsos de baixa tensão aciona o Conversor CC-CA, o qual converte o sinal contínuo da Fonte de Alta Tensão em um sinal alternado que será filtrado, para reduzir o THD (*Total Harmonic Distortion*) e corrigir o fator de potência (F_p) do sinal de tensão que será enviado ao transdutor (LIU *et al.*, 2015; ANG *et al.*, 2010).

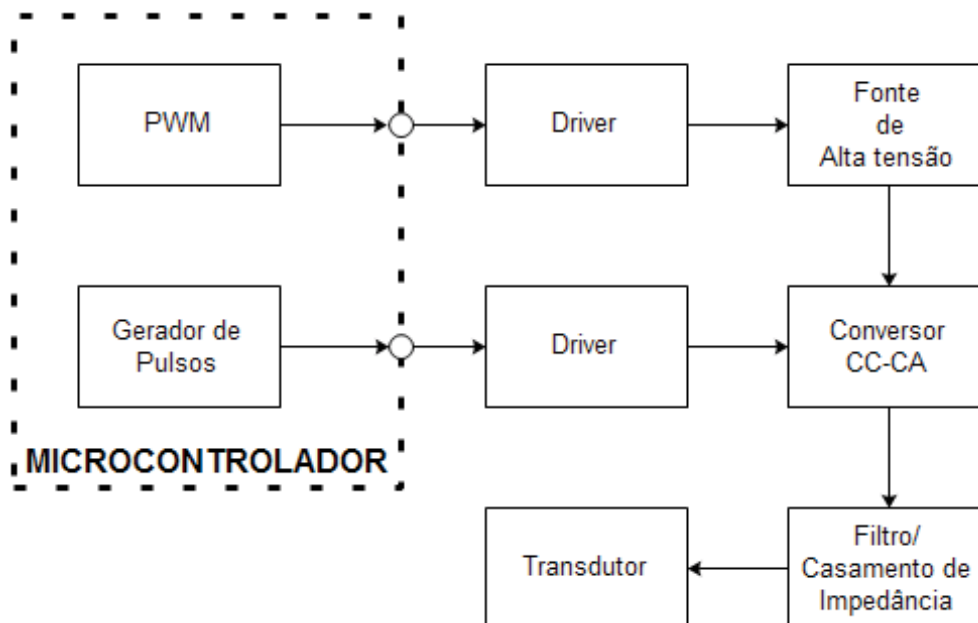


Figura 14: Diagrama em Blocos da etapa de Excitação.
Fonte: Autor.

Uma bateria (V_{BAT}) de 11,1 V fará a alimentação dos circuitos contidos na etapa de excitação por meio de um filtro que realizará o desacoplamento entre a bateria e a etapa de excitação, conforme a Figura 15. O filtro é composto pelo indutor L_{IN} e capacitor C_{IN} , e tem frequência de corte f_{n1} dada por (HENRY, 2009)

$$f_{n1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{IN}C_{IN}}} \quad (8)$$

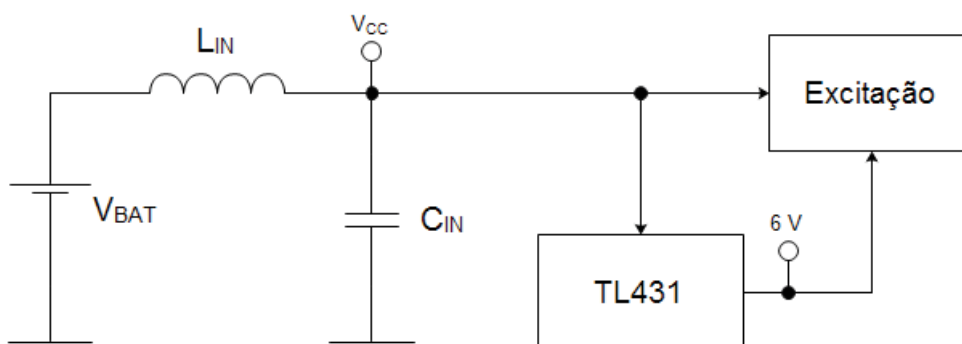


Figura 15: Esquema de alimentação da etapa de excitação.
Fonte: Autor.

O regulador TL431 foi utilizado para alimentar o circuito de *drivers* com uma tensão de referência de 6 V, os quais fazem o acionamento dos conversores de energia.

3.2.1 Gerador de Pulsos

Devido à utilização do método Pulso-Eco para a excitação do transdutor, é necessário um circuito que forneça um sinal pulsado, conforme ilustra a Figura 16, no qual durante uma parte do tempo (T_1) são gerados os pulsos, e em outra parte (T_2) é cessada a geração. Isso é realizado de forma cíclica e com intervalo de repetição dos pulsos, dado por T_{PRF} .

Em geral, o gerador de pulsos pode ser desenvolvido a partir de circuitos combinacionais e sequenciais. Entretanto, através de um *Firmware* o microcontrolador pode suprimir o uso o circuito de geração de pulsos, fato que permite a redução do tamanho da placa de excitação, flexibilizando o protótipo para modificações (XU; YEN; SHUNG, 2007; DIAZ *et al.*, 2016).

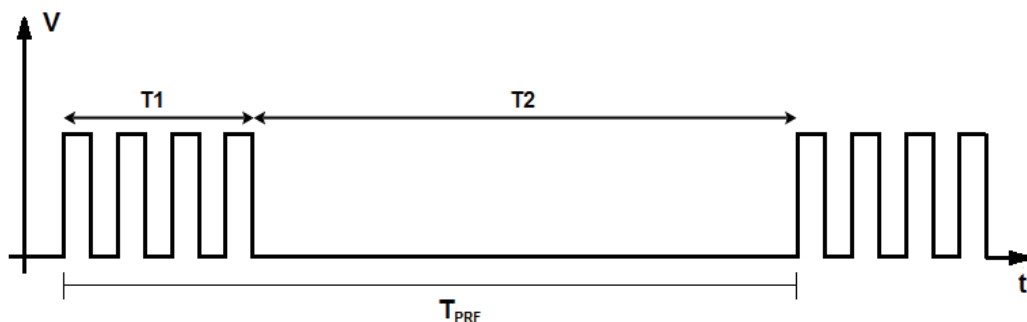


Figura 16: Representação do sinal pulsado.
Fonte: Autor.

3.2.2 Conversor CC-CA

Conversores CC-CA, também conhecidos como inversores, têm por principal característica converter um sinal contínuo em alternado. Topologias como as classes A, B ou AB são aplicadas com transistores bipolares, entretanto, a melhor eficiência obtida será 78% (MALVINO, 1997). Além disso, grande parte dos transistores bipolares são produzidos para utilização em amplificadores de áudio, fato que não permite usá-los em aplicações com sensores ultrassônicos, pois a frequência de operação dos transdutores são elevadas.

Assim, através do uso de transistores (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* - MOSFET) é possível utilizar um amplificador classe D, no qual permite-se trabalhar em altas frequências e de possuir uma baixa resistência. Este fato resulta em baixas perdas quando o MOSFET está no modo de condução, permitindo uma eficiência que aproxima-se de 95% (AGBOSSOU *et al.*, 2000).

As principais topologias de amplificadores classe D são *Half-Bridge* e *Full-Bridge*, representadas na Figura 17. Ambas geram como sinal de saída uma onda quadrada, entretanto, na configuração *Full-Bridge* será entregue à carga uma maior potência, visto que a tensão aplicada à carga será o dobro da tensão gerada pelo conversor *Half-Bridge*. Portanto, a configuração *Full-Bridge* foi escolhida, devido ao fato de haver um melhor aproveitamento do sinal gerado pelo amplificador classe D.

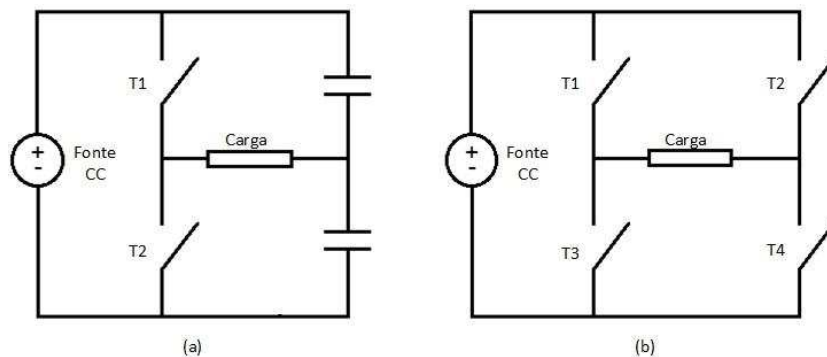


Figura 17: (a) Topologia *Half-Bridge*. (b) Topologia *Full-Bridge*.
Fonte: Autor.

A Figura 18 apresenta o conversor *Full-Bridge* que foi implementado para este trabalho. Ele é composto pelos transistores de potência IRF9620 (Q1 e Q2) e IRF820 (Q3 e Q4). Os capacitores C_S e resistores R_S fazem parte do circuito *snubber*, o qual limitará os estresses de chaveamento controlando a tensão sobre os transistores, melhorando desta maneira o desempenho do circuito e reduzindo a interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference* - EMI). Os valores para C_S e R_S são estimados a partir das características dos transistores, no qual C_S , em geral, tem valor entre 2 ou 4 vezes maior que a capacitância de saída (C_{OSS}) do MOSFET, e o resistor R_S é estimado se for conhecida a impedância parasita do circuito (TODD, 1993).

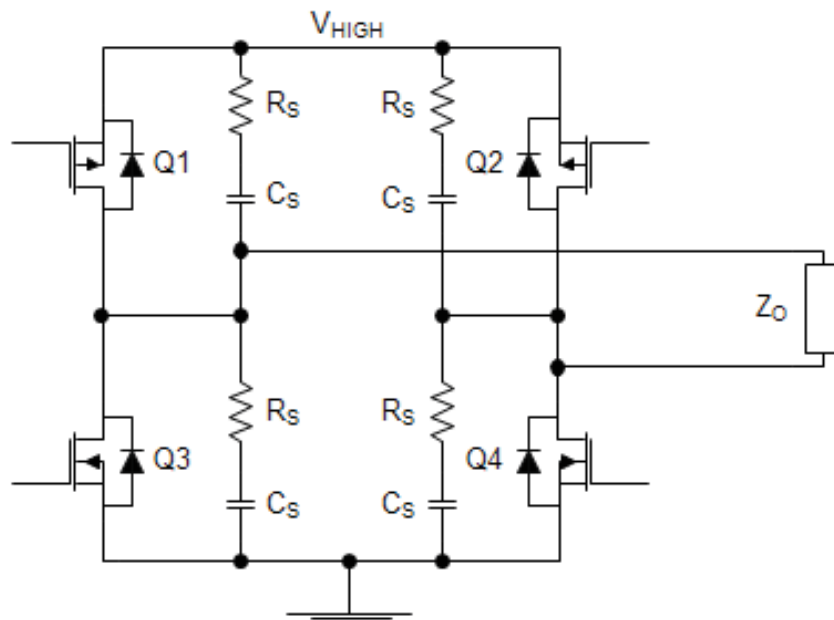


Figura 18: Conversor *Full-Bridge*.
Fonte: Autor.

A carga, Z_O , da Figura 18 representa o transdutor de ultrassom. Pela utilização do método Pulso-Eco, o transdutor só consumirá energia apenas em uma parte do período (Figura 16), o que reduzirá a potência fornecida para a excitação do transdutor.

A Figura 19 apresenta a implementação da técnica Pulso-Eco por meio do conversor *Full-Bridge*, gerando um sinal com tensão diferencial $2V_{HIGH}$ e periódico em T_{PRF} , com δT_{PRF} sendo o tempo de excitação, e $(1-\delta)T_{PRF}$ o tempo de espera para o

sinal eco. Portanto, o valor eficaz da tensão $V_O(t)$ aplicada à carga Z_O será dada por (HART, 2011)

$$V_{ORMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{PRF}} \int_0^{\delta T_{PRF}} V_{HIGH}^2 dt} = V_{HIGH} \sqrt{\delta}, \quad (9)$$

sendo V_{ORMS} o valor eficaz de $V_O(t)$, V_{HIGH} a tensão de alimentação do conversor *Full-Bridge* dada pela Fonte de Alta Tensão e δ a relação entre o período T_{PRF} e o tempo de excitação do transdutor.

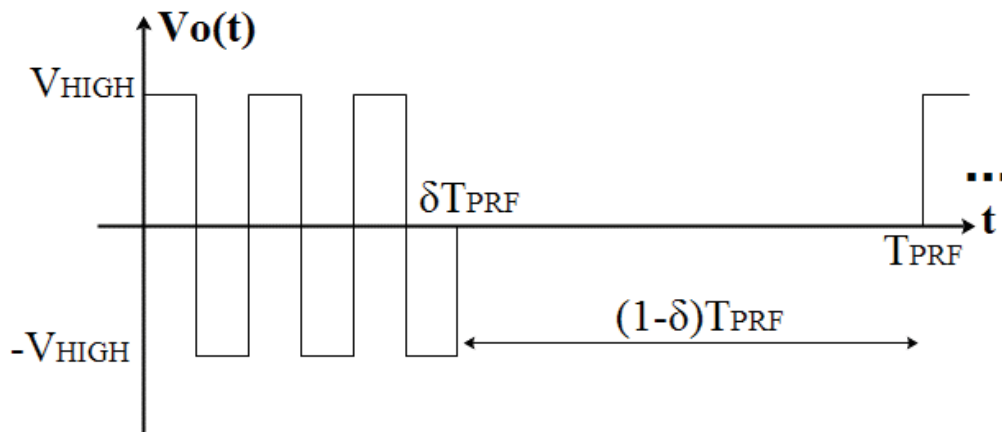


Figura 19: Sinal gerado pelo conversor *Full-Bridge* pelo método Pulso-Eco.
Fonte: Autor.

Assim, a potência eficaz P_{ORMS} de um sinal quadrado diferencial pela técnica Pulso-Eco aplicada a carga Z_O será descrita por (HART, 2011)

$$P_{ORMS} = \frac{V_{ORMS}^2}{Z_O} = \frac{\delta V_{HIGH}^2}{Z_O}. \quad (10)$$

Deste modo, nota-se que a impedância efetiva do transdutor no modo Pulso-Eco (Z_{P-E}) será dada por

$$Z_{P-E} = \frac{Z_O}{\delta}. \quad (11)$$

Uma desvantagem de utilizar o conversor *Full-Bridge* é a geração de componentes harmônicas devido ao sinal quadrado, o que produz um THD de aproximadamente 43%. Uma forma de reduzir as componentes harmônicas é dada pelo acréscimo de um tempo morto (φ) na geração do sinal quadrado pelo conversor *Full-Bridge*, o qual é apresentado na Figura 20 (TANG; CLEMENT, 2008).

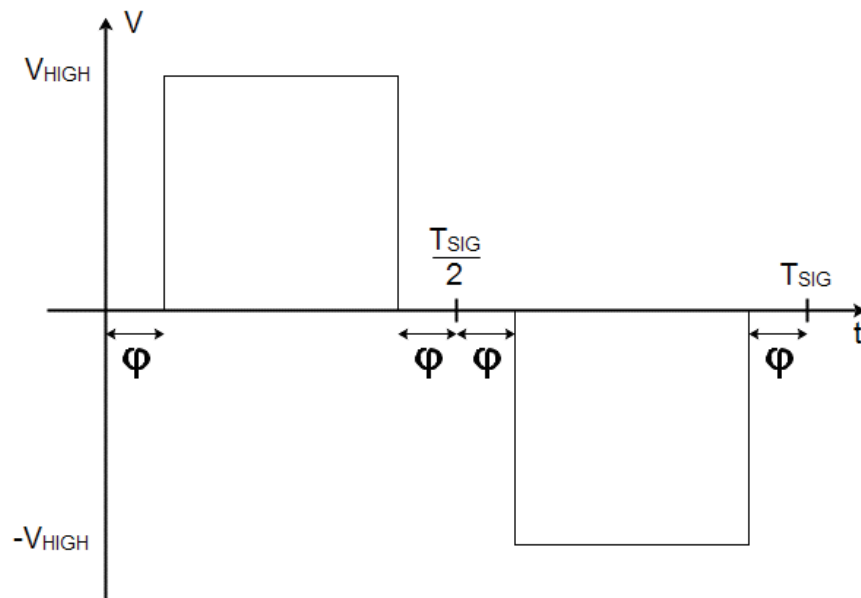


Figura 20: Sinal gerado pelo conversor *Full-Bridge* com tempo morto.
Fonte: Autor.

Através desse tipo de excitação com três níveis de tensão e por ser um sinal ímpar, a magnitude das componentes harmônicas dada pela aplicação da série de Fourier, será descrita por (ALEXANDER; SADIKU, 2012)

$$V_n = \frac{2}{T_{SIG}} \left(\int_{\varphi}^{\frac{T_{SIG}}{2} - \varphi} V_{HIGH} \sin(n\omega t) dt - \int_{\frac{T_{SIG}}{2} + \varphi}^{T_{SIG} - \varphi} V_{HIGH} \sin(n\omega t) dt \right), \quad (12)$$

$$|V_n| = \left| \frac{V_{HIGH}}{n\pi} 2 \cos(n\omega\varphi) [(-1)^n - 1] \right|, \quad (13)$$

sendo $|V_n|$ o módulo da magnitude das componentes harmônicas do sinal gerado com tempo morto, φ o tempo morto, T_{SIG} o período do sinal, ω a frequência angular e n índices ímpares da série de Fourier. Desta forma, sendo um tempo morto com $\varphi = T_{SIG}/12$, as componentes harmônicas com índices $3n$ serão anuladas, conforme os valores apresentado na Tabela 3. Portanto, por meio desse tipo de excitação, permite-se a redução do THD para aproximadamente 25%.

Tabela 3: Amplitude de componentes harmônicas para sinal com e sem tempo morto.

Componentes Harmônicas	Full-Bridge com $\varphi = T/12$ s	Full-Bridge com $\varphi = 0$ s
1	1,10 V_{HIGH}	1,27 V_{HIGH}
3	0	0,42 V_{HIGH}
5	0,22 V_{HIGH}	0,26 V_{HIGH}
7	0,16 V_{HIGH}	0,18 V_{HIGH}
9	0	0,10 V_{HIGH}

Fonte: Adaptado Tang, Clement (2008).

3.2.3 Filtro/Casamento de Impedância

Como foi apresentado na seção anterior, os sinais de excitação gerados pelo conversor *Full-Bridge* irão apresentar componentes harmônicas. O teorema de Parseval descreve que a potência média de um sinal periódico será igual à soma das potências

médias em todas as harmônicas (OPPENHEIM, 2010). Assim, a energia presente nessas harmônicas é desperdiçada na excitação do transdutor, devido o mesmo operar apenas na frequência fundamental.

Através do emprego de um filtro RLC passa-baixas de 2ª ordem ressonante, permite-se reduzir a distorção harmônica na excitação de transdutores ultrassônicos. Deste modo, ao excitar o transdutor com um sinal aproximadamente senoidal, em geral, com valores de THD abaixo de 5%, toda a energia estará concentrada na frequência fundamental de operação do transdutor.

A Figura 21 apresenta os componentes do filtro (L_f e C_f) em conjunto com o circuito equivalente BVD do transdutor ultrassônico, resultando em uma impedância equivalente Z_{EQF} vista pelo conversor *Full-Bridge*. O circuito também apresenta dois indutores, isso permite a redução da resistência em série, o que eleva o fator de qualidade de cada indutor, reduzindo as perdas ôhmicas.

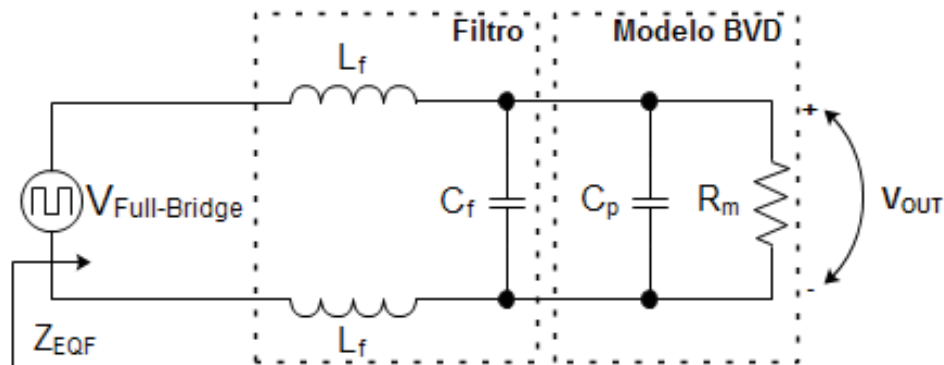


Figura 21: Filtro em conjunto com o circuito elétrico do transdutor.
Fonte: Autor.

Portanto, o conjunto filtro e transdutor previamente apresentado é modelado pelas seguintes equações (SEDRA; SMITH, 2004)

$$H_1(j\omega) = \frac{1}{-\omega^2 + j\omega \frac{1}{R_m(C_f + C_p)} + \frac{1}{2L_f(C_f + C_p)}}, \quad (14)$$

$$f_o = f_{n2} \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}, \quad (15)$$

$$f_{n2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{2L_f(C_f + C_p)}}, \quad (16)$$

$$\frac{2\pi f_{n2}}{Q} = \frac{1}{R_m(C_f + C_p)}. \quad (17)$$

Sendo L_f a indutância do filtro, C_f a capacitância do filtro, C_p a capacitância do transdutor, R_m a resistência do transdutor, $H_1(j\omega)$ a função de transferência, f_{n2} a frequência de corte, f_o a frequência de ressonância e Q o fator de qualidade.

Para os valores de $L_f = 95 \mu\text{H}$ e $C_f = 1,2 \text{ nF}$ do filtro, $C_p = 1,4 \text{ nF}$ e $R_m = 600 \Omega$ do transdutor, a resposta do circuito através da equação 14 é apresentada na Figura 22, no qual a linha vertical indica a frequência de 200 kHz, sendo $f_{n2} = 226,4 \text{ kHz}$, $f_o = 214,5 \text{ kHz}$, $Q = 2,21$ e $|H_1(j2\pi f_o)| = 6,97 \text{ dB}$. Portanto, devido a ressonância do filtro, é aplicado um ganho no sinal de entrada de 6,97 dB para uma frequência de 200 kHz.

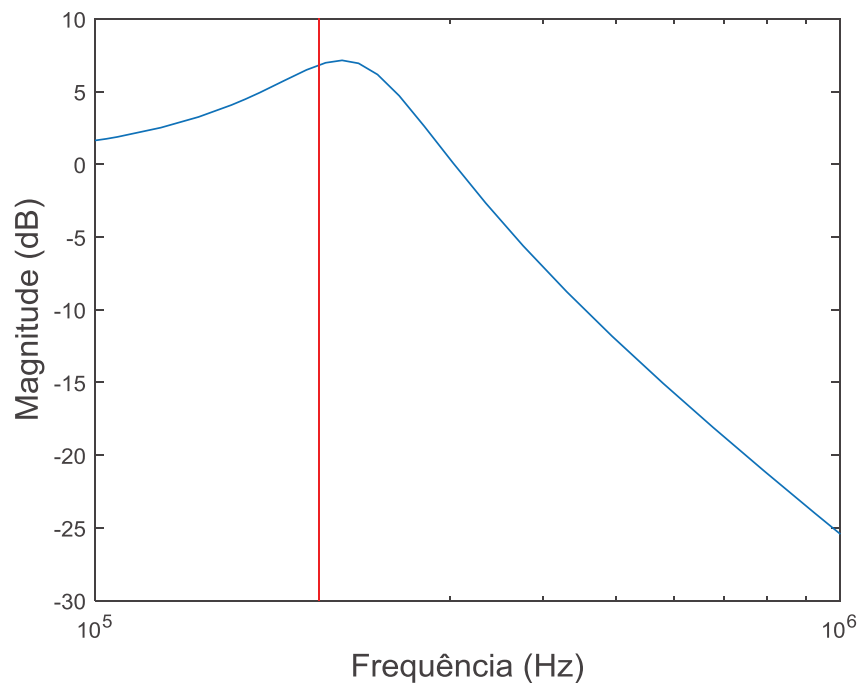


Figura 22: Resposta em frequência do filtro.
Fonte: Autor.

Essa topologia de filtro também é utilizada para realizar o casamento de impedância do conversor *Full-Bridge* com o transdutor, sendo conhecida por *L Impedance Matching*, a qual tem o seu emprego nas aplicações em que a impedância de saída do circuito de alimentação é baixa, e a impedância da carga elevada (WANG, 2016).

Portanto, considerando as resistências dos transistores MOSFET nulas no modo de condução, a impedância equivalente do filtro em conjunto com o transdutor é dada por

$$Z_{EQF} = \frac{R_m}{1 + (\omega R_m (C_p + C_f))^2} - j \frac{\omega R_m^2 (C_p + C_f)}{1 + (\omega R_m (C_p + C_f))^2} + j\omega 2L_f, \quad (18)$$

sendo Z_{EQF} a impedância equivalente vista pelos terminais do conversor *Full-Bridge*. A máxima transferência de potência será entregue a carga quando a parte imaginária de Z_{EQF} for igual a zero, resultando em uma carga puramente resistiva, o que torna o $F_p = 1$, devido a corrente e a tensão fornecida pela fonte estarem em fase. Sendo assim, resolvendo a equação 18 para $\text{Im}\{Z_{EQF}\} = 0$, o indutor L_f será descrito por

$$L_f = \frac{1}{2} \left(\frac{R_m^2 (C_p + C_f)}{1 + (\omega R_m (C_p + C_f))^2} \right). \quad (19)$$

Portanto, para os valores de $L_f = 95 \mu\text{H}$, $C_f = 1,2 \text{ nF}$, $C_p = 1,4 \text{ nF}$ e $R_m = 600 \Omega$, a curva da impedância Z_{EQF} em relação a frequência é apresentada na Figura 23, sendo $Z_{EQF} = 123,8 \angle -1,6^\circ \Omega$ na frequência de 200 kHz representada pela linha vertical, gerando um $F_p = 0,99$. Deste modo, através da compensação com indutor em série, a qual tem por característica a entrega de uma alta pressão e baixa impedância, possibilita fornecer uma maior potência ao transdutor (PROKIC, 2004).

Assim, a impedância no modo Pulso-Eco, considerando o casamento de impedância, será definida por

$$Z_{P-E} = \frac{\text{Re}\{Z_{EQF}\}}{\delta} = \frac{1}{\delta} \frac{R_m}{1 + (\omega R_m (C_p + C_f))^2}. \quad (20)$$

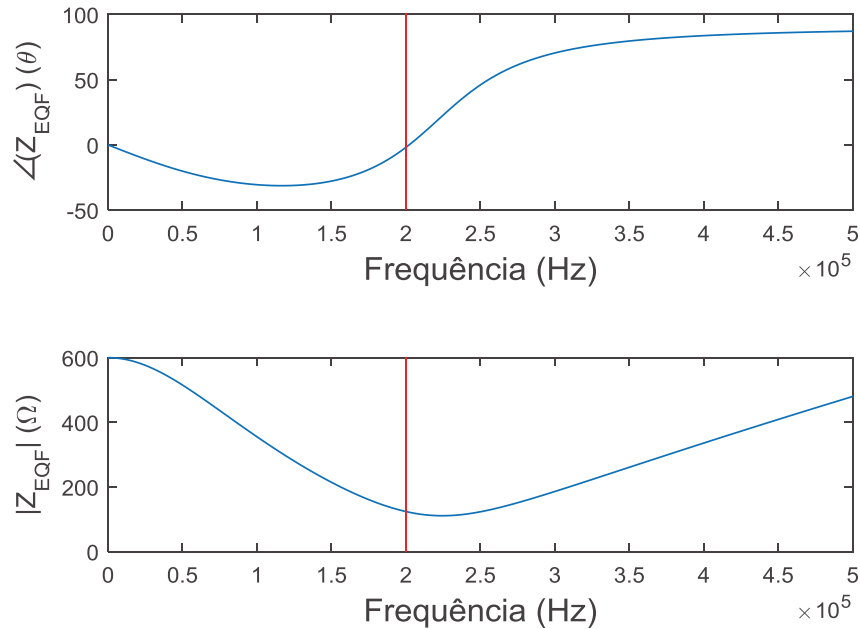


Figura 23: Resposta em frequência da impedância equivalente do filtro em conjunto com o transdutor.
Fonte: Autor.

3.2.4 Fonte de Alta Tensão

Para a geração dos pulsos de alta tensão é necessário uma fonte de alimentação de alta tensão contínua. O desenvolvimento dessa fonte pode se dar através das topologias de conversores CA-CC ou CC-CC, dependendo de qual é a fonte de alimentação principal utilizada na aplicação.

A maneira mais simples de se obter tensões acima de 120 V seria por meio de um retificador em ponte completa a diodos ou retificadores a transformador que possua relação de transformação 1:1 e alimentado pela rede 127 V. Entretanto, como o objetivo do trabalho é embarcar o sistema de medições em veículos aéreos não tripulados, a

única alternativa é o uso de conversores CC-CC, tendo em vista que a alimentação é dada a partir de uma bateria de 11,1 V.

As topologias de conversores CC-CC *Boost* e *Flyback* são as mais comuns na elevação da tensão de fontes contínuas, sendo que a tensão de saída sempre será maior que a tensão de entrada. Uma outra alternativa corresponde ao uso de *Charge-Pump* ou *Switched Capacitor*, cujo funcionamento difere da estrutura de conversores CC-CC. Neste caso, para obter tensões acima de 120 V seria necessário um circuito com grande quantidade de diodos e capacitores cascadeados, fato que inviabiliza sua aplicação (STARZYK; JAN; QIU, 2001). Por isso, foi utilizado o conversor *Boost* para a geração de uma tensão contínua acima de 120 V, dado suas dimensões reduzidas e também pelo fato do conversor *Boost* não ter a necessidade de utilizar transformadores, componente fundamental do conversor *Flyback*.

O conversor *Boost*, apresentado na Figura 24, é uma das topologias básicas de conversores CC-CC considerada não-isolada, devido não operar através de transformadores, e tem como principais características: correntes de entrada e saída não pulsadas, fator de potência aproximadamente unitário e baixo custo (KAZIMIERCZUK, 2008).

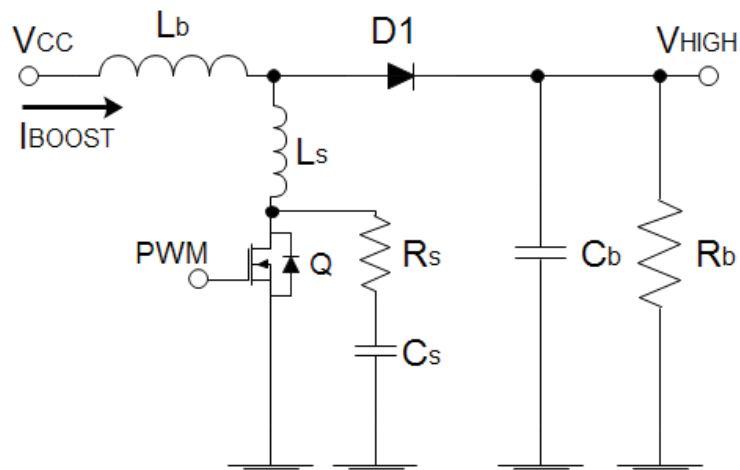


Figura 24: Conversor Boost.
Fonte: Autor.

O resistor R_S , capacitor C_S e o indutor L_S fazem parte do circuito *snubber*, sendo o indutor responsável pelo controle da corrente através do transistor, e o capacitor pelo controle da tensão no transistor. Assim, se a resistência R_S for igual ao valor $(L_S/C_S)^{1/2}$, sendo C_S em geral entre 2 ou 4 vezes maior que a capacitância de saída (C_{OSS}) do MOSFET, não haverá *overshoot*, o que reduz o EMI (TODD, 1993).

Nesta aplicação o conversor operará no modo de condução contínua (CCM - *Continuous Conduction Mode*), ou seja, no período de chaveamento a corrente no indutor nunca será nula. Portanto, a especificação dos componentes para o modo CCM é dada pelas seguintes equações (HART, 2011)

$$V_{HIGH} = \frac{V_{CC}}{1-D}, \quad (21)$$

$$L_b = \frac{D(1-D)^2 R_b}{2f_c}, \quad (22)$$

$$I_{BOOST} = \left(\frac{1}{1-D} \right) \frac{V_{HIGH}}{R_b}, \quad (23)$$

$$C_b = \frac{DV_{HIGH}}{f_c R_b \Delta V_{HIGH}}, \quad (24)$$

sendo D é a razão cíclica do PWM aplicado em Q , L_b a indutância para o modo CCM, C_b a capacitância de saída, V_{HIGH} a tensão de saída, f_c a frequência de chaveamento, I_{BOOST} a corrente drenada pelo conversor e R_b a carga aplicada ao conversor.

3.2.5 Drivers

O acionamento dos transistores MOSFET contidos na Fonte de Alta Tensão e no Conversor CC-CA é dado através de circuitos de *drivers*, devido as portas do microcontrolador não possuírem capacidade de suprir corrente para carregar a

capacitância da entrada (C_{gs}) dos transistores MOSFET, e também por causa da tensão limiar de condução (V_{Th}) para modelos de transistores de potência ser superior a 3,3 V.

A Figura 25 apresenta o *driver* para acionamento de canais nMOS, no qual o circuito *Push-Pull* dado pelos transistores VP0550 (*P channel Metal Oxide Semiconductor* – pMOS) e BS170 (*N channel Metal Oxide Semiconductor* – nMOS), por possuírem baixos valores de capacitâncias de entrada (C_{GS}) e de tensão V_{Th} , convertem a tensão de 3,3 V gerada pelo microcontrolador para uma tensão de 6 V no terminal V_{DVR} , suprindo a corrente e a tensão V_{Th} no acionamento dos transistores da ponte. Os resistores R_{EMI} são empregados para reduzir os efeitos de EMI gerado nas trocas de níveis de tensão do circuito *Push-Pull*, o qual compõe o driver (HENRY, 2009; BALOGH, 2001).

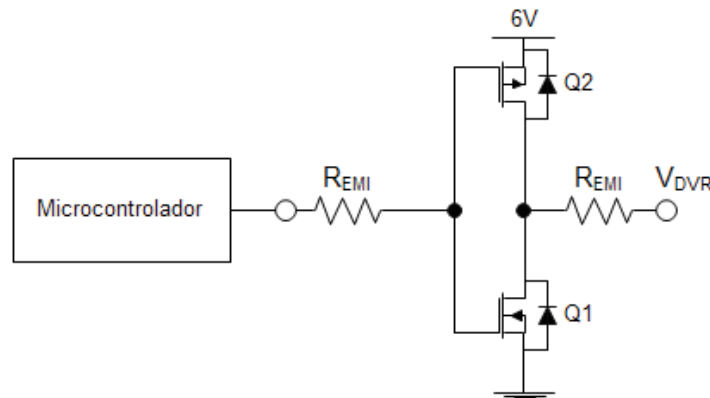


Figura 25: Driver para transistores canal N.
Fonte: Autor.

O circuito apresentado na Figura 26 é responsável pelo acionamento dos canais pMOS do Conversor CC-CA, o qual possui os mesmos transistores do acionamento dos canais nMOS. Entretanto, visto que para tensões menores que $V_{HIGH} - V_{Th}$ os canais pMOS sempre estarão em modo ligado, faz-se necessário a utilização do capacitor C_{dr} , que armazenará a tensão $V_{HIGH} - V_{ZENER}$, sendo V_{ZENER} a tensão do diodo Zener (Z_{dr}).

O resistor R_{dr} é utilizado realizar o tempo de carga de C_{dr} e a polarização do diodo Z_{dr} . Desta forma, esse circuito fará um deslocamento de tensão, permitindo que a

tensão V_{GS} dos transistores pMOS esteja sempre próxima a tensão $V_{HIGH} - V_{Th}$ no terminal V_{DVR} .

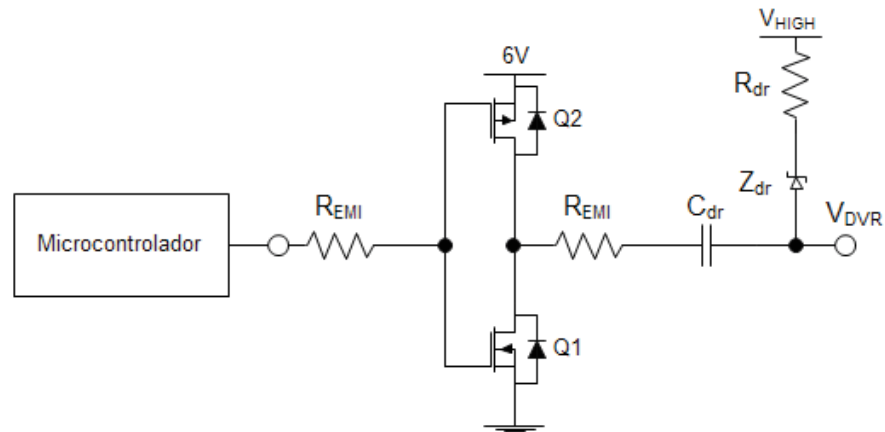


Figura 26: Driver para transistores canal P.
Fonte: Autor.

O circuito apresentado na Figura 27 dado pelo regulador TL431 em conjunto com um transistor (*Bipolar Junction Transistor* – BJT) para elevar a corrente de saída, é responsável pela geração de 6 V para a alimentação dos *drivers*, no qual a tensão V_{R6V} é descrita por (TEXAS INSTRUMENTS, 2004)

$$V_{R6V} = \left(\frac{R2}{R3} + 1 \right) 2,5 - V_{BE}, \quad (25)$$

sendo R2 e R3 os resistores para o divisor de tensão no terminal de referência do regulador e V_{BE} a tensão de base-emissor do transistor 2N3904, o qual pode fornecer uma corrente de até 200 mA para uma tensão estável de 6 V (ON SEMICONDUCTOR, 2012).

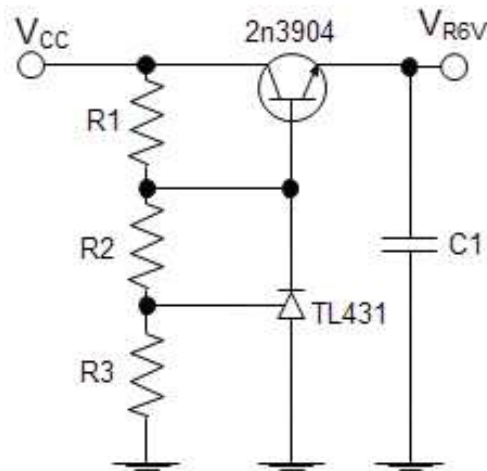


Figura 27: Gerador de referência de 6 V.
Fonte: Autor.

3.3 AQUISIÇÃO

A etapa de aquisição é responsável pelo tratamento do sinal do eco que retorna para o transdutor, o qual é dada por aplicação de controle de ganho e tratamento de ruídos. A coleta de dados pode ser feita através de um ADC (*Analog to Digital Converter*) cujo sinal do eco pode ser amostrado, permitindo analisar e efetuar o tratamento do sinal (ALI; MAGEE; DASGUPTA, 2008). Contudo, neste trabalho não há necessidade de realizar processamento do sinal ultrassônico, desta forma, como o objetivo é a medição de profundidade o ADC pode ser substituído por um comparador analógico.

Portanto, a fase de aquisição do sinal de ultrassom foi desenvolvida de acordo com a Figura 28. O sinal do eco elétrico gerado pelo Transdutor passará por um circuito de Proteção, que devido a saída da etapa de excitação ser de alta tensão e estar ligada diretamente ao circuito de aquisição, faz-se necessário uma etapa de proteção para evitar danos ao circuito amplificador.

A Amplificação do sinal eco poderá ser alterada pela etapa de Controle de Ganho, dada através variação da razão cíclica de um PWM gerado pelo

microcontrolador. Assim, o sinal eco após a amplificação passará por um circuito Detector de Pico para a seleção da envoltória do sinal eco, que por fim, através de um Limiar de Decisão e de um Decisor contidos no microcontrolador, indicam se um eco foi detectado.

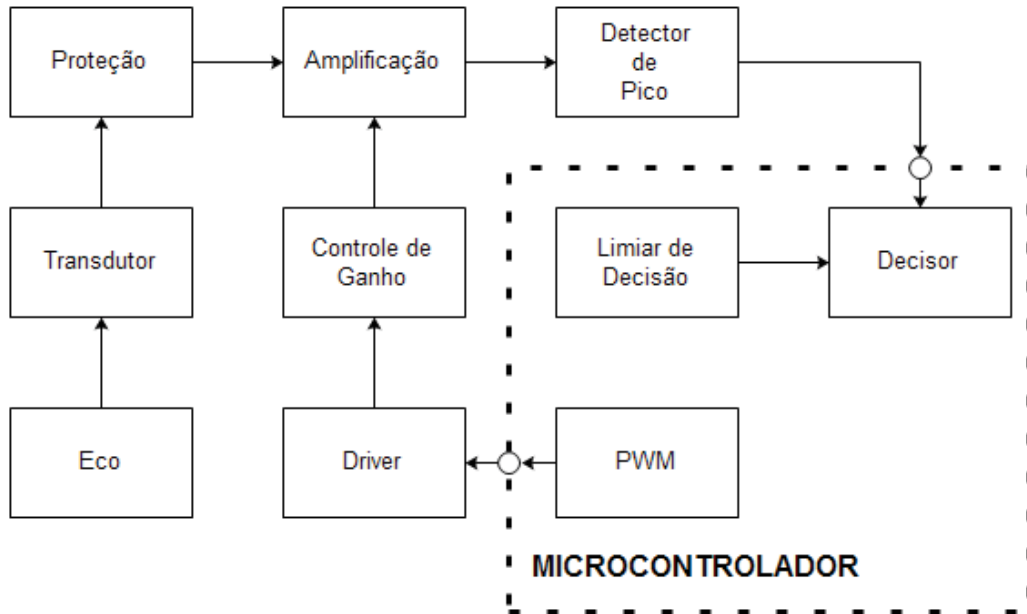


Figura 28: Diagrama em blocos da etapa de aquisição.
Fonte: Autor.

A bateria (V_{BAT}) de 11,1 V fará a alimentação dos circuitos contidos na etapa de aquisição, sendo o circuito descrito na Figura 29, composto pelo indutor L_{IN} e capacitor C_{IN} , responsável pelo desacoplamento entre a bateria e a etapa de aquisição, sendo sua frequência de corte dada pela equação (8) (HENRY, 2009). Contudo, é utilizado um regulador Lm7805 para a geração de uma tensão de referência de 5 V, para assim ser feita a polarização dos transistores dos demais circuitos contidos na etapa de aquisição.

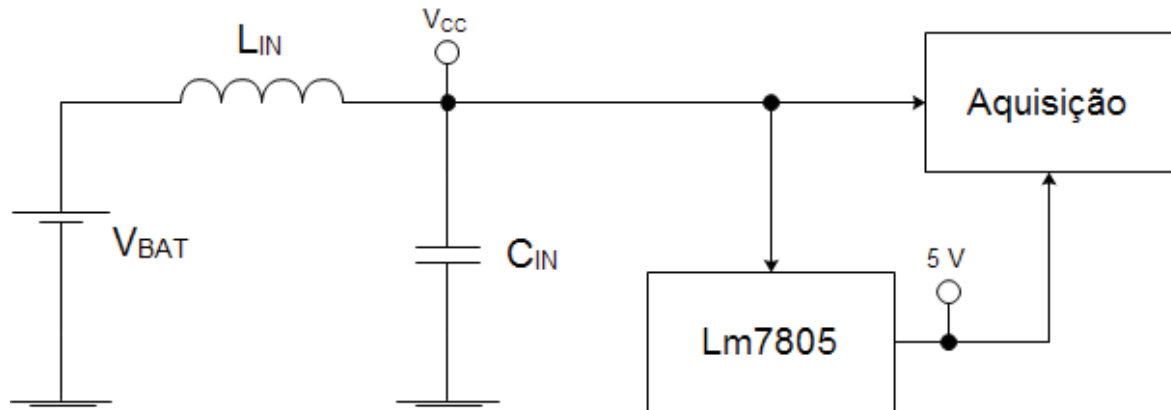


Figura 29: Esquema de alimentação da etapa de aquisição.
Fonte: Autor.

3.3.1 Proteção

Em sistemas embarcados sempre há necessidade de prezar pela proteção dos circuitos que possuem interfaces com outras aplicações externas, neste caso, a etapa de excitação e aquisição. No desenvolvimento da técnica Pulso-Eco para ultrassom, a mesma pode ser realizada através de apenas um sensor ultrassônico, o que reduz o tamanho e o custo final do projeto. Entretanto, na utilização de um transdutor de ultrassom, a saída do circuito de excitação está conectada diretamente com a entrada do circuito de aquisição. Como na saída do estágio de excitação ocorre a emissão dos pulsos em elevadas tensões os mesmo podem danificar os componentes na entrada do circuito de aquisição.

Para proteção e limitação de tensão, são empregados diodos como forma de acoplamento, neste caso, entre o transdutor e a entrada do circuito de aquisição. Em aplicações com ultrassom, um dos circuitos mais empregados é o limitador em ponte de diodos ou também denominando de *T/R Switch*, pois possui a vantagem de não haver resistores para acoplamento entre a excitação e aquisição, fator que não gera divisor de tensão. Desta forma, dentro de uma faixa determinada para a proteção, a resposta do

T/R Switch é linear e sem perdas. Portanto, optou-se por desenvolver um circuito de proteção utilizando o *T/R Switch*, o qual é apresentado na Figura 30.

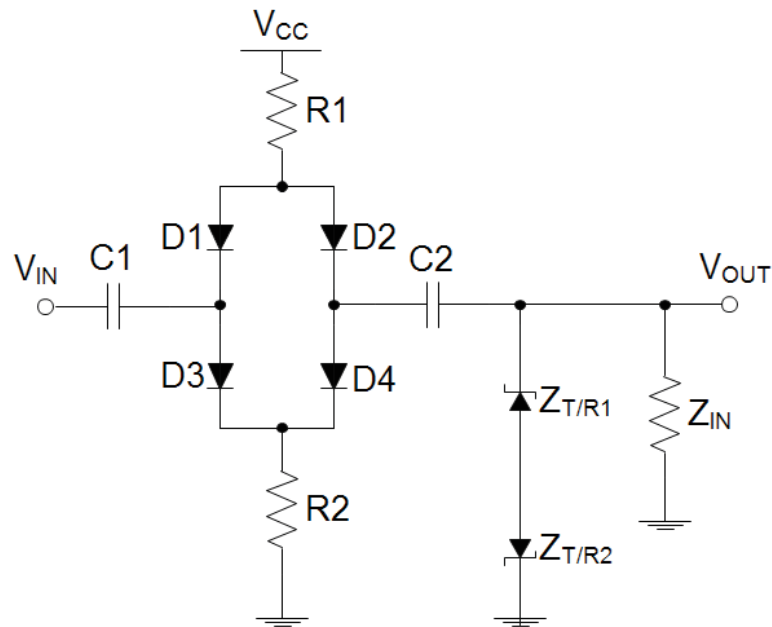


Figura 30: Circuito de proteção *T/R Switch*.
Fonte: Autor.

O circuito característico do *T/R Switch* é composto por quatro diodos, os quais entram em condução quando o sinal de entrada (V_{IN}) é menor que a tensão $Z_{IN}V_{CC}/(Z_{IN}+R1)$ (MEDKEFF; PARENT, 1951; GRAEME *et al.*, 1971). Assim, após o sinal passar pelos diodos de entrada, os diodos zener ($Z_{T/R1}$) e ($Z_{T/R2}$) farão a limitação dos sinais com valores de tensão em módulo maiores que a tensão de regulação dos diodos zener ($V_{ZT/R}$), efetivando desta maneira a limitação de sinais com amplitude positiva e negativa.

Como em aplicações reais o circuito possui perdas, a tensão V_{OUT} sempre será menor que a tensão V_{IN} . Portanto, através do cálculo de *Insertion Loss* (I_L), o qual é uma figura de mérito que verifica o quanto é atenuado ou amplificado o sinal de entrada, determina-se as perdas associadas ao *T/R Switch*. Sendo assim, I_L é definido por (CHOI; SHUNG, 2014)

$$I_L = 20 \log \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right). \quad (26)$$

Analisando o circuito da Figura 30, considerando que todos os diodos são ideais e que a tensão de entrada V_{IN} seja menor que a tensão de regulação V_{ZN} , logo o *T/R Switch* pode ser representado pelo circuito equivalente da Figura 31, pois os diodos zeners estarão na região de corte, resultando como equivalente um filtro passa-altas de 2ª ordem, sendo descrito pelas seguintes equações (SEDRA; SMITH, 2004)

$$H_2(j\omega) = \frac{-\omega^2}{-\omega^2 + j\omega \left(\frac{1}{C1(R1//R2)} + \frac{1}{C1Z_{IN}} + \frac{1}{C2Z_{IN}} \right) + \frac{1}{C1C2(R1//R2)Z_{IN}}}, \quad (27)$$

$$f_{n4} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{1}{C1C2(R1//R2)Z_{IN}}}}, \quad (28)$$

$$\frac{2\pi f_{n4}}{Q} = \left(\frac{1}{C1(R1//R2)} + \frac{1}{C1Z_{IN}} + \frac{1}{C2Z_{IN}} \right), \quad (29)$$

sendo $H_2(j\omega)$ a função de transferência, f_{n4} a frequência de corte, Q o fator de qualidade e Z_{IN} a impedância de entrada do circuito que será acoplado ao *T/R Switch*. Portanto, essa modelagem permite que os capacitores e resistores sejam projetados, evitando que parte do sinal de interesse seja filtrada pelo *T/R Switch*.

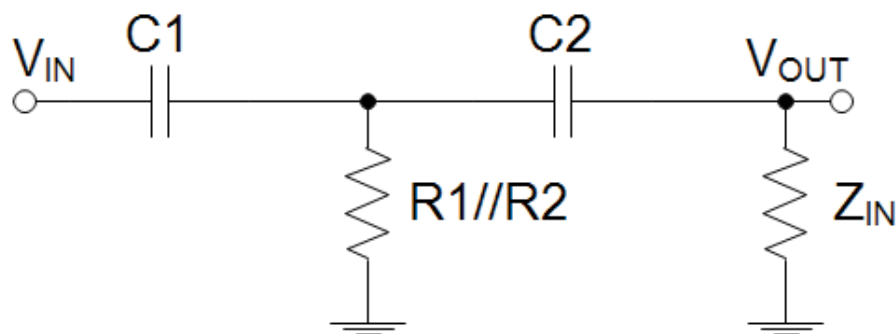


Figura 31: Modelo equivalente do T/R Switch.
Fonte: Autor.

3.3.2 Amplificação

Amplificadores são de extrema importância em aplicações com sensores ultrassônicos, pois devido à atenuação do sinal eco, torna-se difícil a detecção diretamente sem amplificação. Para uma melhor resposta e redução de erros de medição, o amplificador deve ter uma baixa amplificação de ruídos, pois as amplitudes dos ecos retornados são extremamente baixas, desta forma, com um ganho sintonizado na frequência do sinal de ultrassom, aumentará a SNR (JUNG; HONG; KWON, 2017).

Diversas topologias de circuitos podem ser empregadas para implementação do amplificador em aplicações com frequências até 40 kHz, sendo os mais comuns através de amplificadores operacionais, reduzindo a complexidade final do circuito. Contudo, para frequências mais elevadas, torna-se importante a utilização de transistores, pois possuem uma abrangente banda de operação e baixo custo.

Como neste projeto a frequência de operação do transdutor ultrassônico é 200 kHz, então optou-se por um amplificador baseado em transistores discretos, o qual é representado na Figura 32.

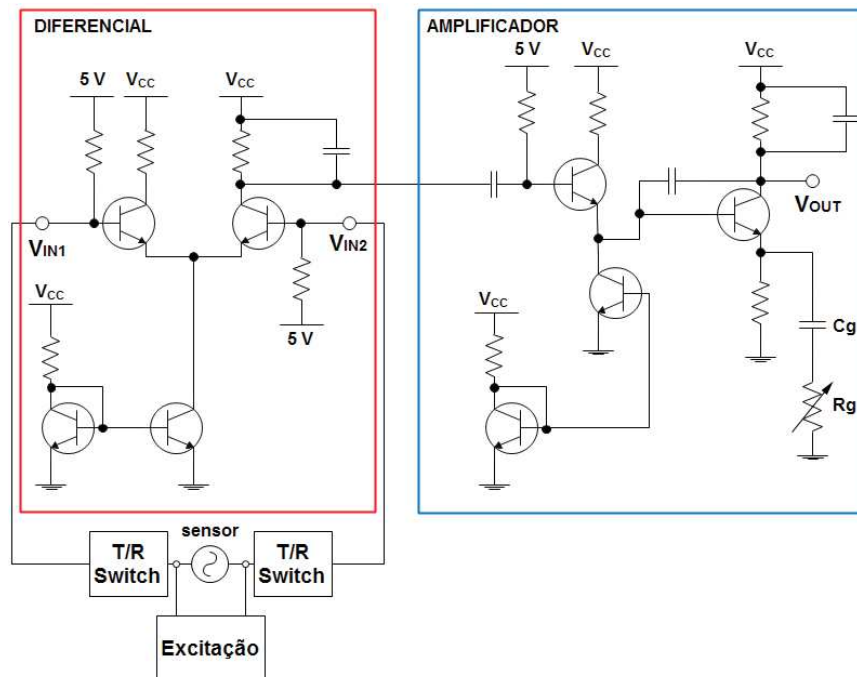


Figura 32: Etapa de amplificação.
Fonte: Autor.

O circuito previamente apresentado consiste em duas etapas principais, sendo desenvolvidas através de um amplificador diferencial e um amplificador na topologia emissor comum. Devido ao sensor ser excitado por um conversor *Full-Bridge*, logo, o sensor não está referenciado, pois os quatro transistores do conversor *Full-Bridge* ficam em estado aberto para o retorno do eco.

Dessa forma, empregou-se um circuito amplificador diferencial, para coletar a diferença de potencial elétrico gerado pelo eco sonoro no transdutor. Portanto, para cada terminal do sensor é utilizado um circuito *T/R Switch*, pois estão conectados diretamente com o conversor *Full-Bridge*, protegendo assim os dois transistores de entrada contidos no circuito diferencial.

A Figura 33 ilustrado o circuito diferencial, o qual resulta como saída a diferença de potencial do sensor, amplificada por um ganho. A tensão de 5 V faz a polarização dos transistores Q1 e Q2 por meio dos resistores R4 em conjunto com a fonte de corrente Q3, visto que o amplificador diferencial não é alimentado por uma fonte simétrica, permitindo desta maneira o funcionamento adequado do circuito.

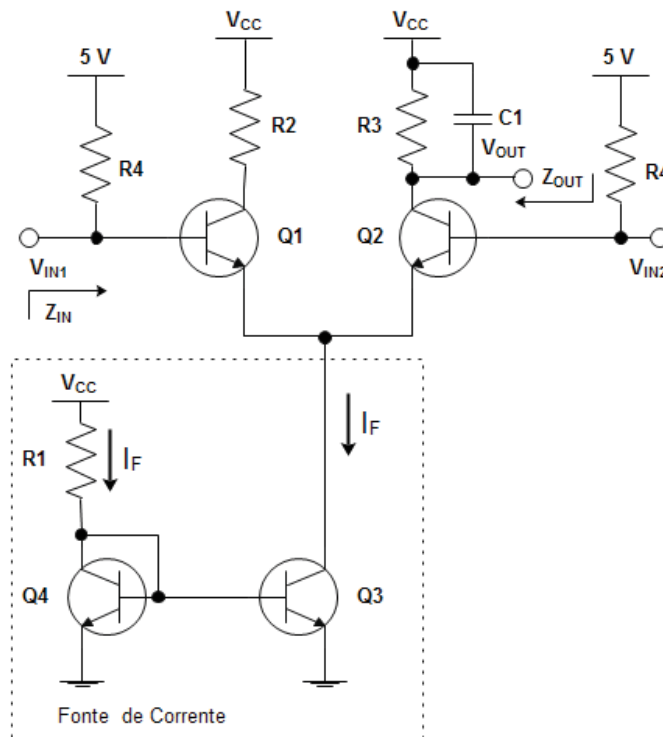


Figura 33: Amplificador diferencial.
Fonte: Autor.

A fonte de corrente, a qual é implementada por um espelho de corrente, tem por característica que a corrente (I_F) que passa por R1 é aproximadamente a mesma corrente que passa pelo transistor Q3, sendo descrita por (SEDRA; SMITH, 2004).

$$I_F = \frac{V_{CC} - 0,7}{R1}. \quad (30)$$

Assim, admitindo que os transistores Q1 e Q2 sejam iguais, a corrente que passa pelo emissor desses transistores será aproximadamente $I_F/2$. Desta maneira, permite-se definir a resistência de emissor, que é dada através do modelo de pequenos sinais do transistor, a qual é modelada por (SEDRA; SMITH, 2004)

$$r_{eQ1} = r_{eQ2} = \frac{2V_T}{I_F}, \quad (31)$$

sendo r_{eQ1} a resistência de emissor em pequenos sinais do transistor Q1, r_{eQ2} a resistência de emissor em pequenos sinais do transistor Q2 e V_T a tensão térmica, a qual geralmente é considerada igual a 26 mV na temperatura ambiente de 27 °C.

Portanto, a resposta do amplificador diferencial, considerando que a resistência da fonte de corrente dada pelo transistor Q3 é elevada em pequenos sinais, é descrita pelas seguintes equações características (SEDRA; SMITH, 2004)

$$G_d = -\frac{R3}{r_{eQ1} + r_{eQ2}}, \quad (32)$$

$$f_{n5} = \frac{1}{2\pi Z_{OUT} C1}, \quad (33)$$

$$H_3(j\omega) = G_d \frac{2\pi f_{n5}}{j\omega + 2\pi f_{n5}}, \quad (34)$$

$$Z_{IN} = [(\beta + 1)(r_{eQ1} + r_{eQ2})] // R4, \quad (35)$$

$$Z_{OUT} = R3, \quad (36)$$

sendo G_d o ganho diferencial do amplificador se a saída tomada for simples, $H_3(j\omega)$ a função de transferência, f_{n5} a frequência de corte, β o ganho de corrente, Z_{IN} a impedância de entrada e Z_{OUT} a impedância de saída. Logo, o circuito comporta-se como um filtro passa-baixas de 1ª ordem em conjunto com um ganho (G_d) intrínseco do amplificador diferencial. Assim, permitindo a filtragem de ruídos de alta frequência ao mesmo tempo em que é aplicado o ganho na banda de interesse.

Outra característica desse tipo de circuito é a atenuação de sinais em modo comum (A_{MC}), que é quantificado por meio do parâmetro *Common-Mode Rejection Ratio* (CMRR), o qual é dependente do A_{MC} e do G_d do amplificador diferencial. Conforme sinais que tenham mesma amplitude, frequência e fase são aplicados em ambas as entradas do amplificador diferencial, o CMRR indicará o quanto esse sinal será atenuado. Logo, o A_{MC} e o CMRR são descritos pelas seguintes equações (SEDRA; SMITH, 2004)

$$A_{MC} = -\left(\frac{\beta}{\beta + 1}\right) \frac{R3}{2r_{oQ3}}, \quad (37)$$

$$CMRR = 20 \log\left(\frac{G_d}{A_{MC}}\right), \quad (38)$$

sendo r_{oQ3} a resistência de coletor-emissor do transistor Q3 em pequenos sinais, a qual é dada pelo efeito Early, e tem um valor $r_{oQ3} = 25 \text{ k}\Omega$ para o transistor 2n3904, que foi utilizado como transistor BJT nesse projeto (ON SEMICONDUCTOR, 2012). Portanto, ruídos de modo comum que estejam presentes nas entradas do amplificador diferencial serão atenuados após passarem pelo amplificador, melhorando a resposta final do circuito.

Após o sinal passar pelo amplificador diferencial, o mesmo entra em um segundo amplificador de entrada simples (Figura 34). Esse amplificador tem um *buffer* na entrada para realizar o acoplamento entre a saída do circuito diferencial e o amplificador, sendo a tensão de 5 V responsável pela polarização dos transistores Q1 e

Q2. Assim, por meio do *buffer*, serão eliminadas as perdas por divisores de tensão, o que reduziria o ganho final do circuito, caso o amplificador fosse conectado diretamente com o diferencial.

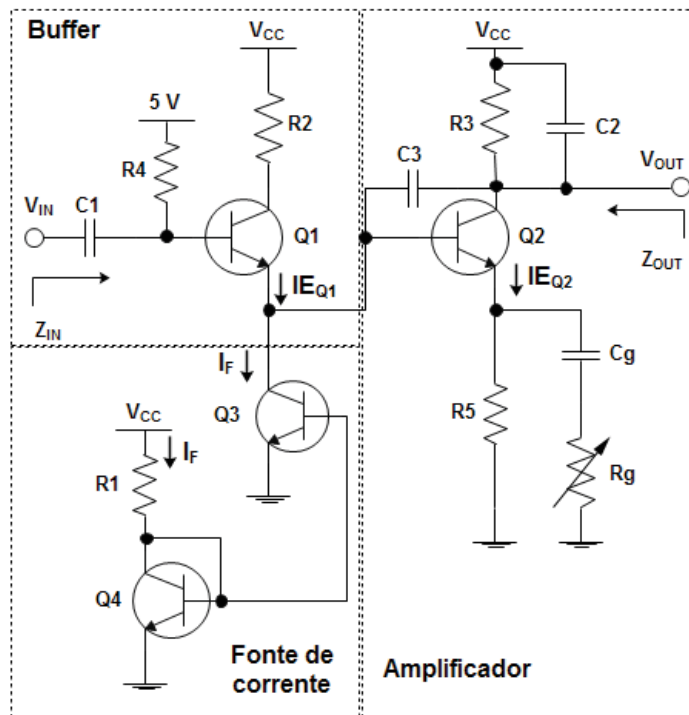


Figura 34: Amplificador emissor comum.
Fonte: Autor.

Semelhantemente ao amplificador diferencial, a corrente (I_F) através do transistor $Q3$ é controlada por um espelho de corrente, a qual realiza em conjunto com a tensão de 5 V a polarização dos transistores $Q1$ e $Q2$, o que garante o funcionamento do amplificador.

Através do capacitor C_g e do resistor variável R_g , o ganho do amplificador é modelado por dois pontos de operação, sendo R_g com resistência aproximadamente infinita, e R_g com resistência aproximadamente nula.

Para ambos os pontos de operações as correntes de emissor de polarização dos transistores $Q1$ e $Q2$ serão as mesmas. Portanto, considerando que a corrente de base do transistor $Q2$ seja muito menor que a corrente que passa pelo transistor $Q3$ e

que o β para ambos os transistores sejam iguais, a corrente que passa pelo emissor de Q1 será aproximadamente a mesma que passa por Q3. Desta maneira, as correntes e resistências de emissores de pequenos sinais, para $V_{BE} = 0,7$ V são definidas por

$$IE_{Q1} = I_F = \frac{V_{CC} - 0,7}{R1}, \quad (39)$$

$$IE_{Q2} = \frac{3,6 - \frac{R4I_F}{\beta + 1}}{R5}, \quad (40)$$

$$re_{Q1} = \frac{V_T}{I_F}, \quad (41)$$

$$re_{Q2} = \frac{V_T}{IE_{Q2}}, \quad (42)$$

sendo IE_{Q1} a corrente que passa pelo emissor do transistor Q1, I_F a corrente gerada pelo espelho de corrente, IE_{Q2} a corrente que passa pelo emissor do transistor Q2, re_{Q1} a resistência de emissor em pequenos sinais do transistor Q1 e re_{Q2} resistência de emissor em pequenos sinais do transistor Q2. Para mais informações sobre a modelagem do circuito, consultar o Apêndice A.

Considerando R_g infinito, as equações que definem o comportamento do amplificador, são descritas por

$$G_{V1} = -\frac{R3}{re_{Q2} + R5}, \quad (43)$$

$$Z_{IN} = \left[\left(\left(\left((\beta + 1)(R5 + re_{Q2}) \right) // r_{oQ3} \right) + re_{Q1} \right) (\beta + 1) \right] // R4, \quad (44)$$

$$Z_{OUT} = R3, \quad (45)$$

$$f_{n6} = \frac{1}{2\pi Z_{IN} C1}, \quad (46)$$

$$f_{n7} = \frac{1}{2\pi re_{Q1} C3(1 - G_{V1})}, \quad (47)$$

$$f_{n8} = \frac{1}{2\pi Z_{OUT} C2}, \quad (48)$$

$$H_4(j\omega) = G_{V1} \left(\frac{j\omega}{j\omega + 2\pi f_{n6}} \right) \left(\frac{2\pi f_{n7}}{j\omega + 2\pi f_{n7}} \right) \left(\frac{2\pi f_{n8}}{j\omega + 2\pi f_{n8}} \right), \quad (49)$$

sendo G_{V1} o ganho de Q2 para R_g igual a infinito, f_{n6} a frequência de corte inferior, f_{n7} e f_{n8} as frequências de corte superiores e $H_4(j\omega)$ a função de transferência. Nota-se que, com R_g infinito, o ganho do amplificador será baixo, devido à resistência $R5$ ser da mesma ordem de grandeza que a resistência $R3$.

A função de transferência $H_4(j\omega)$ do amplificador apresenta um filtro passa-altas de 1ª ordem dado por meio de $C1$ na entrada do circuito, e dois filtros passa-baixas de 1ª ordem, sendo um devido ao capacitor $C2$ e o outro pelo efeito Miller, que é aplicado ao capacitor $C3$ (SEDRA; SMITH, 2004). Portanto, através desses filtros permite-se a sintonização do amplificador.

Para o ponto de operação com R_g como resistência nula, as equações que definem aproximadamente o comportamento do amplificador, considerando que a impedância do capacitor C_g seja muito menor que a resistência $R5$, são descritas por

$$G_{V2} = -\frac{R3}{re_{Q2}}, \quad (50)$$

$$Z_{IN} = \left[\left(\left[(\beta + 1) re_{Q2} \right] // ro_{Q3} + re_{Q1} \right) (\beta + 1) \right] // R4, \quad (51)$$

$$Z_{OUT} = R3, \quad (52)$$

$$f_{n9} = \frac{1}{2\pi Z_{IN} C1}, \quad (53)$$

$$f_{n10} = \frac{1}{2\pi re_{Q1} C3 (1 - G_{V2})}, \quad (54)$$

$$f_{n11} = \frac{1}{2\pi Z_{OUT} C2}, \quad (55)$$

$$f_{n12} = \frac{1}{2\pi re_{C_g}}, \quad (56)$$

$$H_5(j\omega) = G_{V2} \left(\frac{j\omega}{j\omega + 2\pi f_{n9}} \right) \left(\frac{2\pi f_{n10}}{j\omega + 2\pi f_{n10}} \right) \left(\frac{2\pi f_{n11}}{j\omega + 2\pi f_{n11}} \right) \left(\frac{j\omega}{j\omega + 2\pi f_{n12}} \right), \quad (57)$$

sendo G_{V2} o ganho de Q2 para R_g igual a zero, f_{n9} e f_{n12} as frequências de corte inferiores, f_{n10} e f_{n11} as frequências de corte superiores e $H_5(j\omega)$ a função de transferência. Neste caso, o ganho do amplificador será elevado, devido à resistência de emissor r_{eQ2} ser baixa. Assim, por meio do capacitor C_g , é adicionado um filtro passa-altas na função de transferência $H_5(j\omega)$, o qual conforme a variação do resistor R_g , a frequência de corte f_{n10} do filtro é deslocada, sendo seu ganho máximo para $R_g = 0 \Omega$. Portanto, conforme é ajustado o valor de R_g , o ganho do amplificador estará compreendido no intervalo dado por

$$|G_{V1}| \leq |G_V| \leq |G_{V2}|, \quad (58)$$

sendo G_V o ganho do amplificador.

3.3.3 Controle de Ganho

Em aplicações com ultrassom, circuitos como *Variable Gain Amplifier (VGA)* normalmente são utilizados, pois permitem controlar o ganho aplicado ao sinal eco. O VGA pode ser desenvolvido através de transistores ou amplificadores operacionais e tem seu controle de ganho dado através da variação de uma tensão contínua a partir de um DAC (*Digital to Analog Converter*), no qual, um microcontrolador atualiza os valores de tensão de saída do DAC. Outra possibilidade para o controle de ganho é o *Time Gain Compensation (TGC)*, que internamente possui um VGA (VASJANOV; BARZDENAS, 2015).

Neste trabalho, foi desenvolvido um circuito VGA que permite o controle de ganho do amplificador manualmente através da variação na largura de pulso de um

PWM, no qual comandos de ganho são enviados a partir de um computador para o circuito VGA.

A Figura 35 apresenta o circuito que realiza o controle de ganho, consistindo em um regulador de tensão controlado por PWM e um transistor MOSFET. Por meio da variação da tensão gate-source (V_{GS}) do MOSFET, o mesmo pode operar como um resistor variável controlado por tensão, o qual substitui o resistor R_g da Figura 34, onde o terminal do capacitor C_g é conectado em paralelo com o resistor R_5 .

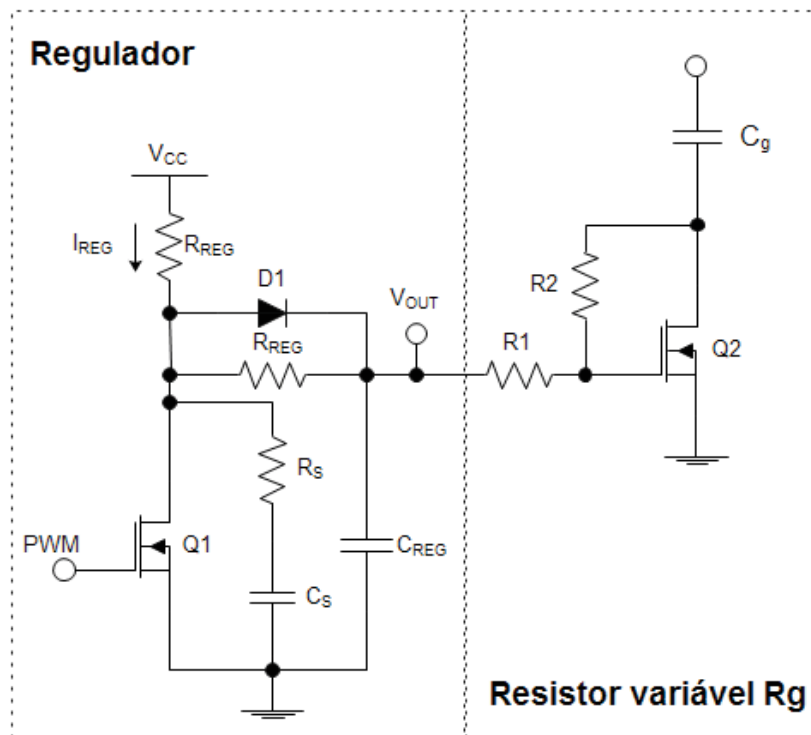


Figura 35: Resistência controlada por PWM.
Fonte: Autor.

O regulador de tensão apresentado anteriormente opera em regime chaveado, sendo que a tensão de saída do regulador varia linearmente em conjunto com razão cíclica do PWM aplicado, permitindo desta maneira o controle da tensão que será aplicada no transistor MOSFET que opera como um resistor. Portanto, as equações que descrevem o comportamento do circuito, considerando o diodo ideal e o sinal PWM da Figura 36, são dadas por

$$V_{OUT} = DV_{CC}, \quad (59)$$

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT} T_C}{R_{REG} C_{REG}}, \quad (60)$$

$$I_{REG} = \frac{V_{CC}}{R_{REG}} (1 - D^2), \quad (61)$$

sendo, C_{REG} o capacitor de saída, I_{REG} a corrente fornecida pela fonte, R_{REG} a resistência, T_c o período de chaveamento do sinal PWM, D a razão cíclica do PWM e ΔV_{OUT} a variação da tensão de saída. O resistor R_S e o capacitor C_S realizam o circuito *snubber*, para a redução de ruídos devido ao chaveamento do transistor Q1. Para mais informações sobre a modelagem do circuito, consultar o Apêndice B.

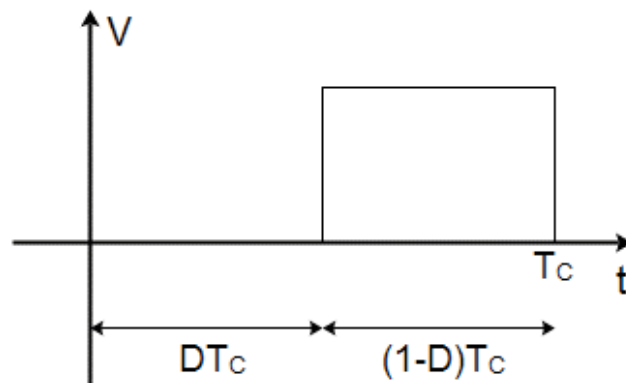


Figura 36: Sinal PWM utilizado para modelar o regulador.
Fonte: Autor.

Nota-se que a tensão de saída desse regulador é semelhante a resposta de conversor CC-CC *Buck* (HART, 2011). Entretanto, diferencia-se na capacidade de potência que pode ser fornecida a carga, no qual a eficiência do regulador apresentado anteriormente na Figura 35 é reduzida devido aos resistores presentes, viabilizando sua aplicação apenas em geração de tensões de referência, devido as cargas serem elevadas.

Logo, o circuito que implementa o resistor variável (R_g) é dado pelos resistores R_1 , R_2 e o transistor MOSFET (Q_2), que operará na região ôhmica, a qual tem por característica que a corrente de dreno aumenta proporcionalmente conforme a tensão de dreno-source (V_{DS}) aumenta (SEDRA; SMITH, 2004). Assim, por meio da tensão gerada pelo regulador, apresentado anteriormente, o transistor MOSFET será polarizado através de R_1 e R_2 , já que o capacitor C_g não permite passagem de corrente contínua. Portanto, substituindo o resistor (R_g) pelo circuito apresentado anteriormente na Figura 35, o ganho do amplificador poderá ser controlado pela variação da razão cíclica (D) do PWM, o que permite através de um dado enviado do computador para o microcontrolador alterar o valor do ganho final da etapa de amplificação.

3.3.4 Detector de Pico

A Figura 37 representa o sinal eco que é gerado pelo transdutor, nota-se que o mesmo possui características semelhantes a um sinal senoidal, porém, com uma envoltória semelhante a de um sinal modulado. Tal fenômeno se dá devido à carga e descarga da capacitância interna do transdutor. Porém, para detecção analógica, é desejável que apenas valores positivos de amplitude sejam utilizados para comparação no Decisor, conforme apresentado na Figura 38.

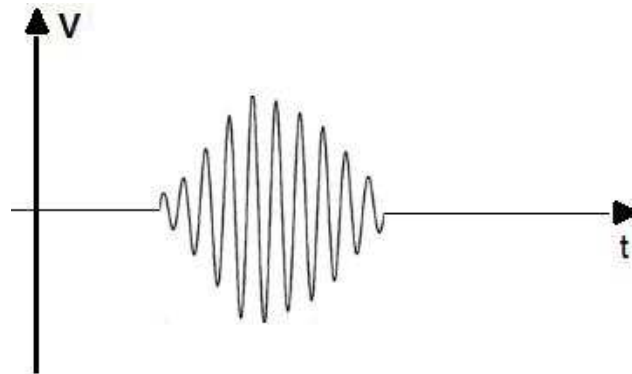


Figura 37: Representação de um eco ultrassônico.
Fonte: Autor.

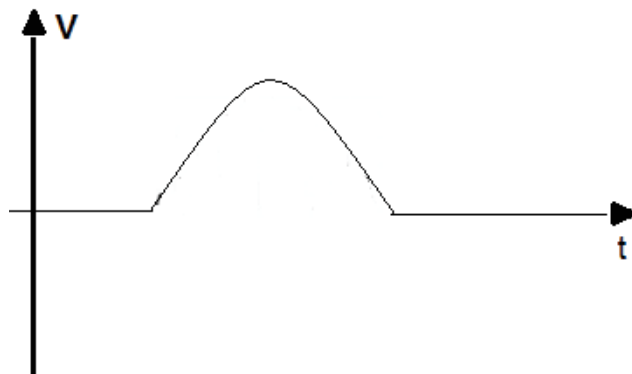


Figura 38: Representação da envoltória de um eco ultrassônico.
Fonte: Autor.

A Figura 39 apresenta o circuito detector de pico. Conforme aplicado anteriormente aos outros circuitos, a entrada do detector de pico possui um *buffer* dado pelo transistor Q1 para realizar o acoplamento com o amplificador, sendo a corrente que passa por Q2 controlada por um espelho de corrente. Entretanto, como o transistor Q1 é polarizado através da fonte de tensão de 5 V, assim a tensão que aparece no terminal V_{E1} , considerando a tensão V_{BE} dos transistores iguais a 0,7 V e a corrente que passa por Q1 igual a corrente que passa por Q2, será aproximadamente

$$V_{E1} = 4,3 - \frac{R2I_E}{\beta + 1}. \quad (62)$$

Se o resistor R7 estivesse aterrado, o diodo (D1) sempre estaria em modo de condução, devido V_{E1} possuir um nível CC positivo. Para evitar isso é necessário utilizar um circuito deslocador de nível, composto pelos resistores R4 e R5, que gera uma tensão igual a tensão V_{E1} . Assim, quando o resistor R7 é colocado no terminal V_{E2} , a diferença de potencial no diodo, considerando apenas em nível CC, será zero.

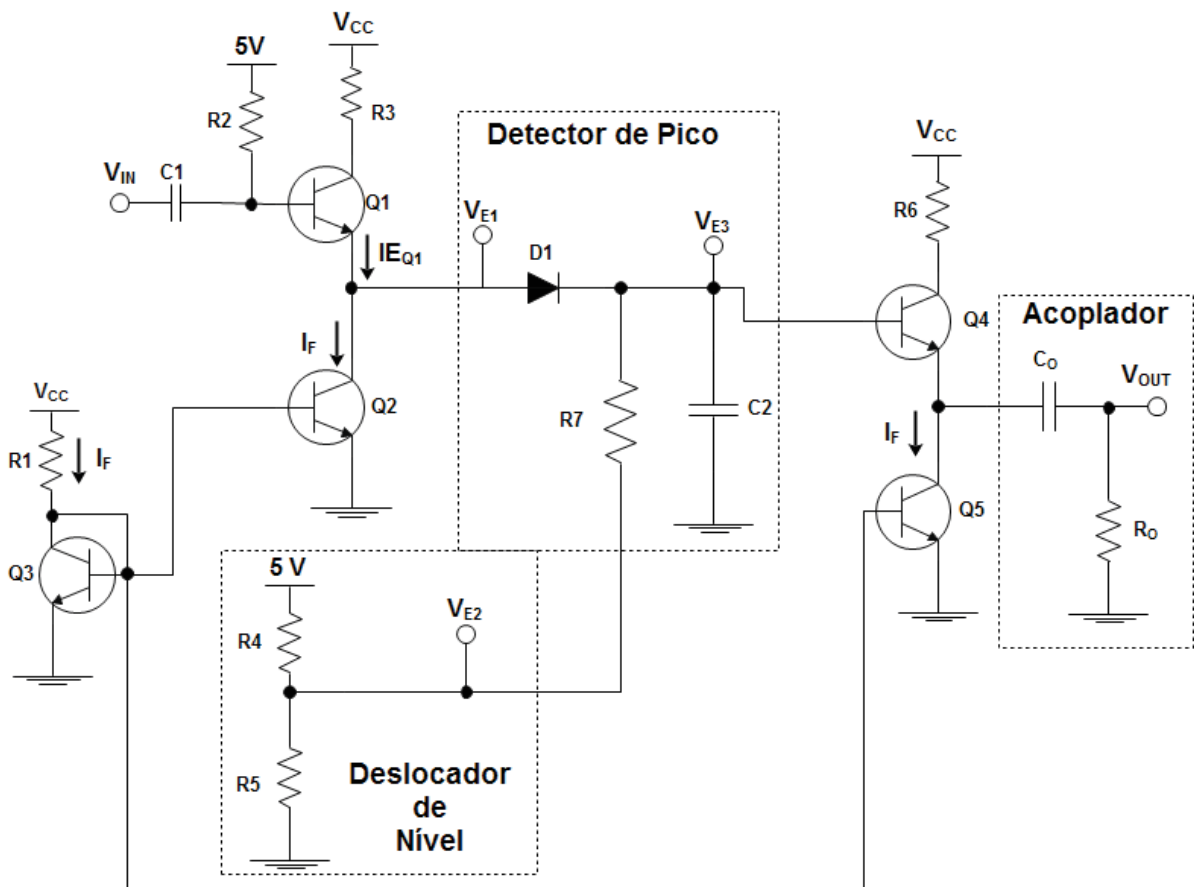


Figura 39: Detector de pico.
Fonte: Autor.

Portanto, para esse circuito a tensão no terminal V_{E3} será a envoltória do sinal V_{in} com um nível CC gerado pelo deslocador de nível, permitindo desta maneira que para qualquer tipo de sinal de entrada V_{IN} com diferentes níveis CC possam ser detectadas as envoltórias, desde que os níveis CC nos terminais V_{E1} e V_{E2} sejam

aproximadamente os mesmos. Na Figura 40 é apresentado o circuito equivalente do detector de pico, sendo as equações que definem aproximadamente o comportamento deste circuito, dadas por (RAZAVI, 2013)

$$V_{E2} = \frac{R5}{R5 + R4} 5V, \quad (63)$$

$$\Delta V_{E3} = \frac{V_{IN,p} - V_{D,on}}{(R7 + R5 // R4) C3 f_{in}}, \quad (64)$$

sendo ΔV_{E3} a variação na tensão no terminal V_{E3} , $V_{IN,p}$ a tensão de pico do sinal V_{IN} , $V_{D,on}$ a tensão de polarização no diodo e f_{in} a frequência do sinal V_{IN} . A forma de onda do sinal no terminal V_{E3} é representada na Figura 41.

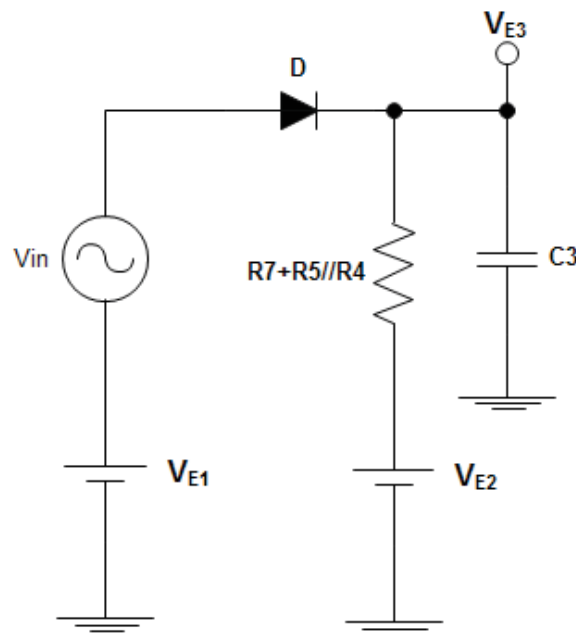


Figura 40: Circuito equivalente do detector de pico.
Fonte: Autor.

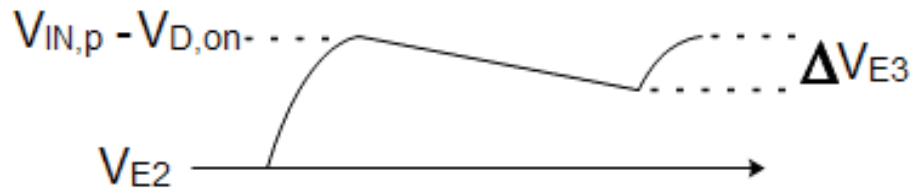


Figura 41: Forma de onda do detector de pico.
Fonte: Adaptado Razavi (2013).

Por fim, o circuito acoplador composto pelo capacitor C_O , resistor R_O e por um buffer dado pelo transistor Q4, retira o nível CC presente no sinal de saída (V_{E3}) do detector de pico por meio de um filtro passa alta de 1ª ordem, sendo seu comportamento descrito por

$$f_{n13} = \frac{1}{2\pi R_O C_O}, \quad (65)$$

$$H_6(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + f_{n13}}, \quad (66)$$

sendo f_{n13} a frequência de corte e $H_6(j\omega)$ a função de transferência. Assim, permitindo que o sinal de saída possa ser aplicado a entrada da porta do comparador presente no microcontrolador.

3.3.5 Decisor

Para o cálculo da profundidade, é necessário saber o tempo de translado do sinal ultrassônico. Microcontroladores possuem funções como detecção de borda de subida ou descida, gerando interrupções quando as mesmas ocorrem. Desta forma, o decisor compara a tensão gerada pelo detector de pico com um limiar de tensão, assim gerando uma borda que indica o eco detectado, conforme a Figura 42.

Porém, alguns microcontroladores já possuem um comparador interno e os mesmo geram interrupções quando o valor a ser comparado supera o sinal de

referência, fato que elimina a necessidade de um circuito comparador. Devido a essa vantagem, foi optado pela utilização de um comparador já embarcado em um microcontrolador, o que permitiu na redução no tamanho final da placa de aquisição.

Por meio do emprego do microcontrolador TM4C1294NCPDT, os comparadores internos podem ser ajustados conforme a configuração de registradores específicos. Assim, diferentemente de outros microcontroladores, o TM4C1294NCPDT permite uma flexibilidade no ajuste na tensão de referência, o que não seria possível em alguns outros microcontroladores.

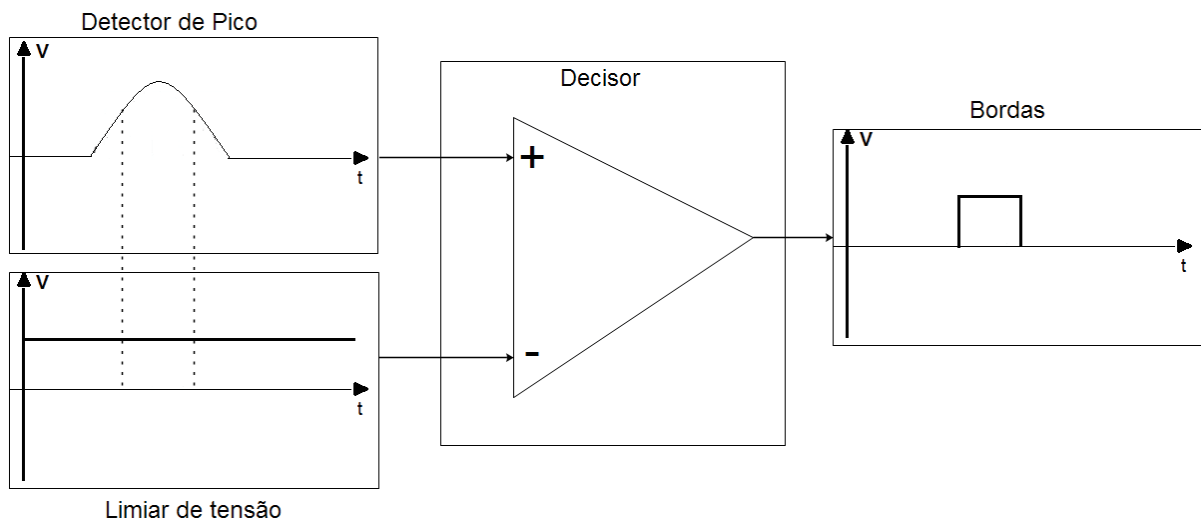


Figura 42: Esquema e formas de ondas do decisor.
Fonte: Autor.

3.4 MICROCONTROLADOR

Para o controle do sistema, opções como microcontroladores e *Field Programmable Gate Array* (FPGA) podem ser utilizados dependendo de cada aplicação. No desenvolvimento do projeto serão necessários: 6 geradores de PWM para os conversores CC-CC e CC-CA, 1 timer para a implementação da técnica Pulso-

Eco, 1 comunicação serial (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* – UART) para transferência de dados e 1 comparador interno para a detecção do eco.

Um microcontrolador que contém esses periféricos é o TM4C1294NCPDT presente na placa de desenvolvimento Tiva™ C, composto por: 8 canais de PWM, 8 *Timers*, 3 comparadores interno com tensão de referência ajustável e 8 seriais UART, o qual foi escolhido para o desenvolvimento do trabalho (TEXAS INSTRUMENTS, 2014).

A Figura 43 apresenta o fluxograma da etapa inicial e da função *main* do *firmware*, no qual faz a declaração de todas as variáveis, configuração dos periféricos que são utilizados e o acionamento do conversor *Boost*.

Na função *main* é implementada uma ação a qual o microcontrolador verifica se um dado foi recebido do computador, se sim, é alterado o valor do registrador que acessa a razão cíclica (D) do PWM, o qual controla o VGA.

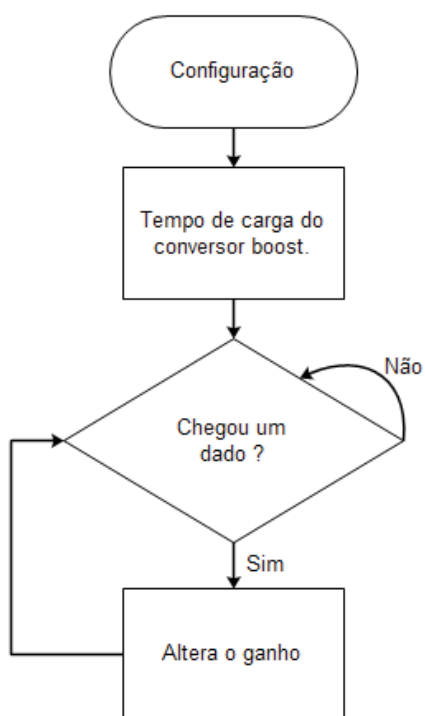


Figura 43: Fluxograma de configurações e da função *main*.
Fonte: Autor.

A Figura 44 apresenta o fluxograma que descreve o código que realiza a técnica Pulso-Eco através da interrupção do *timer*. O *timer* é configurado para gerar interrupções a cada $0,833 \mu\text{s}$, assim, através de um contador, é feita a acumulação do tempo de translado.

O programa inicia fazendo a excitação do transdutor via o circuito do conversor *Full-Bridge*. Quando o contador superar o valor 30, o que corresponde a $25 \mu\text{s}$, os PWM's que são gerados para o acionamento do conversor *Full-Bridge* são desligados e o sistema passa para o modo de recepção de ecos.

O modo de recepção de ecos termina após a contagem de 260000, a qual representa um tempo de espera para retorno do eco equivalente a uma distância de 157 m, com $T_{\text{PRF}} = 0,216 \text{ s}$. O contador e a *flag* que indica que foi detectado um eco são zerados, para assim retornar as portas para a configuração como PWM.

Portanto, com o valor de T_{PRF} e o tempo de excitação igual a $25 \mu\text{s}$, a constante de tempo de excitação δ será igual a $1,157 \cdot 10^{-4}$, o que resulta em uma impedância $Z_{\text{P-E}} = 1,07 \text{ M}\Omega$.

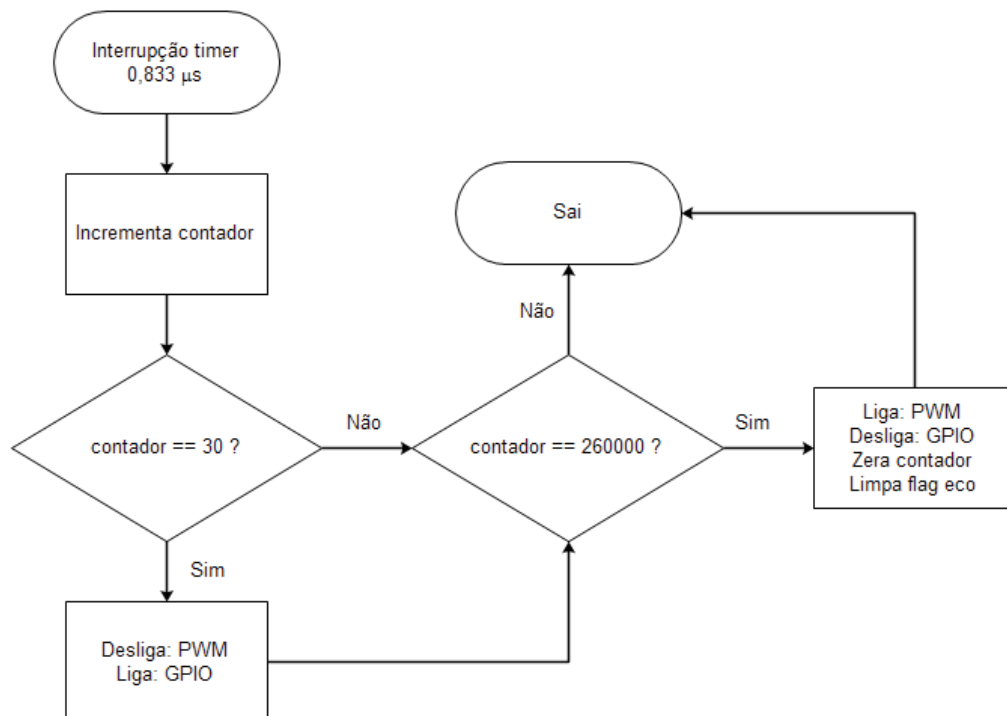


Figura 44: Fluxograma da interrupção do timer.
Fonte: Autor.

Na Figura 45 é apresentado o fluxograma do código contido na interrupção do comparador, para a detecção do eco. Quando a amplitude do eco supera a tensão de referência selecionada no comparador de 0,149 V, a interrupção é acionada, sendo determinada por uma borda de subida.

Assim, com o *timer* definido para gerar interrupções a cada 0,833 μ s, logo, se o eco retornou após 0,833 ms e nenhum eco foi detectado anteriormente, o valor contido em um contador, que representa o tempo de translado, será tratado para ser enviado ao computador. Através dessa condição, ecos de regiões próximas e múltiplos ecos são evitados, permitindo o selecionamento apenas do primeiro eco.

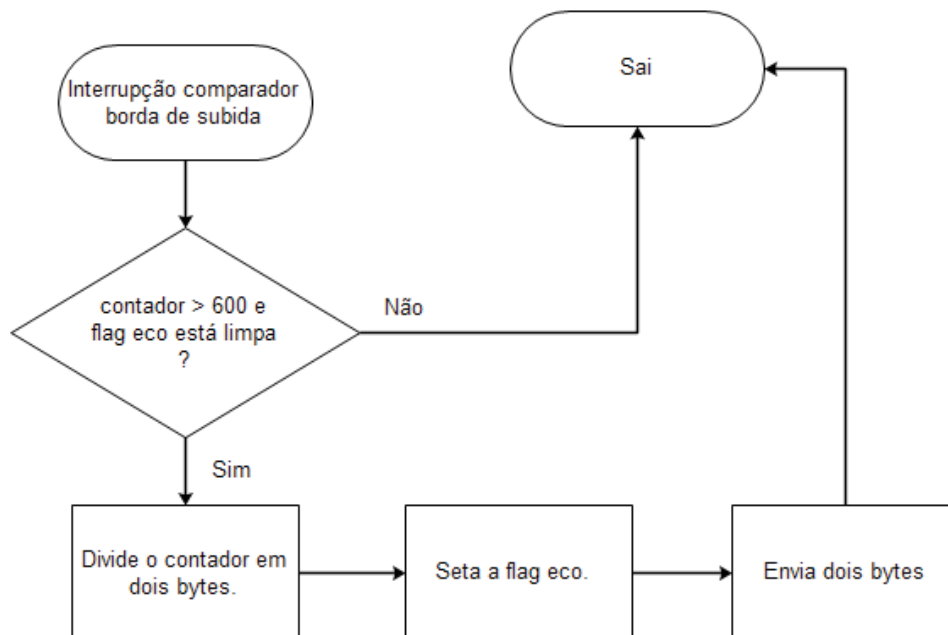


Figura 45: Fluxograma da interrupção do comparador.
Fonte: Autor.

Para o envio do valor contido no contador, primeiramente é necessário dividir o valor do contador em bytes. Logo, como o contador efetuará a contagem até 260000, isso irá resultar em uma variável de pelo menos 18 bits.

Portanto, para o envio desse valor ao computador, foram desprezados os dois primeiros bits menos significativos, e dividido em dois bytes os últimos 16 bits. Desta

maneira, considerando os dois primeiros bits desprezados, o erro inserido na medição será no máximo de

$$E_M = \frac{v}{2} 3T_{RES}. \quad (67)$$

Sendo E_M o erro da medição gerado pelo descarte dos dois primeiros bits do valor do tempo de traslado, v a velocidade do som na água e $3T_{RES}$ o valor máximo de dois bits multiplicado pela resolução do timer, que nesse caso é $0,833 \mu s$. Logo, o erro de medição gerado é de $E_M = 1,811 \text{ mm}$.

3.5 TRANSCEPTOR

Como o projeto visa embarcar o sistema em barcos e veículos aéreos não tripulados, será necessário algum tipo de comunicação sem fio para realizar a comunicação entre o microcontrolador e o computador.

Assim, optou-se por utilizar os módulos RF *Wireless* HC-12 apresentados na Figura 46. Os rádios apresentam um alcance de 1 km, frequência de operação entre 433 e 473MHz e uma taxa de transferência de 5000 bits/s (ELECROW, 2017).

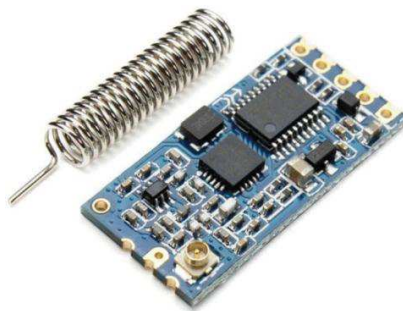


Figura 46: Módulo RF wireless HC-12.

Fonte: Disponível em: < <http://www.filipeflop.com/pd-3cc246-modulo-rf-wireless-hc-12-com-antena.html> >. Acesso em: 6 Abril 2017.

O esquema de ligação do rádio ligado ao computador e ao microcontrolador é apresentado na Figura 47. Na Interface com o computador, é utilizada a plataforma de desenvolvimento ARDUINO Uno como um conversor USB-TTL, para o gerenciamento os dados para transmissão e recepção através do protocolo de comunicação UART.

No microcontrolador, através do protocolo UART, o tempo de traslado é transmitido por meio do rádio, enquanto que os valores recebidos correspondem ao valor de ganho enviado pelo computador. Assim é feita a transmissão de dados entre o microcontrolador e o computador.

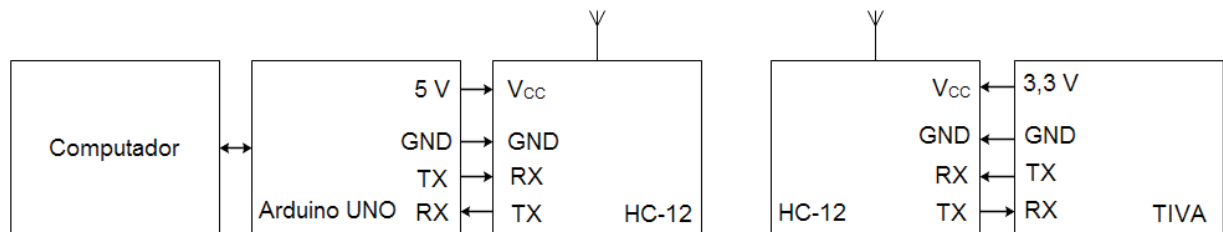


Figura 47: Esquema de ligação dos módulos HC-12.
Fonte: Autor.

3.6 COMPUTADOR

A plataforma para apresentação dos dados recebidos e o controle de ganho do circuito de aquisição pode ser desenvolvida por meio de *softwares* como o LabVIEW, MATLAB, entre outros. Entretanto, neste trabalho foi desenvolvida uma plataforma utilizando o *software Visual Studio*, possibilitando gerar: curvas de nível conforme altera-se a profundidade, apresentação do valor de profundidade medido, controle de ganho do amplificador, e seleção da velocidade de transmissão de dados; conforme o exemplo apresentado na Figura 48.

Para calcular a profundidade e apresentar os valores, primeiramente é necessário transformar os dois bytes que são recebidos em uma só variável. Portanto, por meio da equação

$$Temp = 4(B_{MS} * 256 + B_{LS}), \quad (68)$$

é possível calcular a profundidade por meio dos bytes recebidos. Sendo Temp o valor do tempo de translado do sinal sonoro, B_{MS} o byte mais significativo e B_{LS} o byte menos significativo.

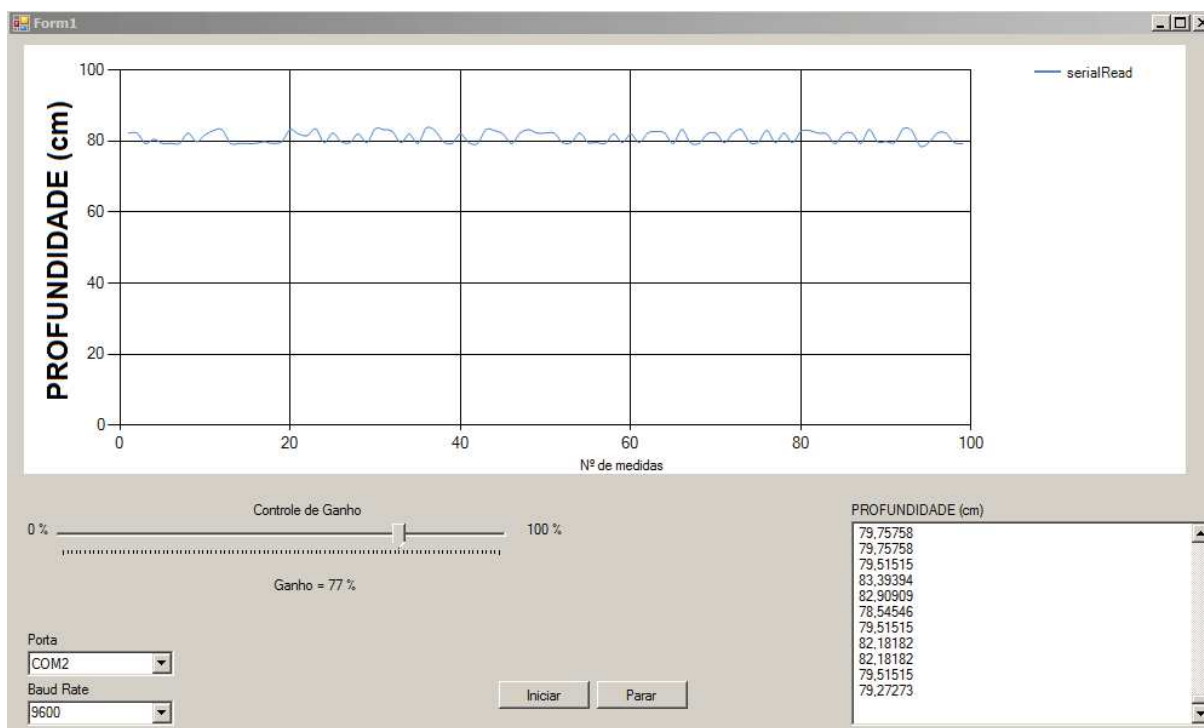


Figura 48: Plataforma desenvolvida em *Visual Studio*.
Fonte: Autor.

4 RESULTADOS

Nessa seção serão apresentados os resultados extraídos dos circuitos contidos nas etapas de excitação e aquisição do sinal ultrassônico, o cálculo da profundidade por meio da coleta de dados em laboratório, e os testes realizados em laboratório do sistema. A aquisição dos sinais de cada circuito foi feita a partir de um osciloscópio, no qual os dados foram salvos em um *pen drive* para assim serem analisados no MATLAB.

Devido a etapa de excitação e aquisição possuir *drivers* para o acionamento de conversores de energia, optou-se por dividir os circuitos em três placas conforme apresentado na Figura 49, com $L_{IN} = 68 \mu\text{H}$ e $C_{IN} = 22 \mu\text{F}$, resultando em uma frequência de corte igual a 14,5 kHz. Esses filtros evitam que ruídos de chaveamento de 40 kHz presente no conversor *Boost* passem de uma etapa para outra, o que poderia interferir na detecção do eco na etapa de aquisição.

Nos testes em laboratório foi utilizado um tonel com dimensões 46 cm de largura por 86 cm de comprimento com água para a coleta de dados de profundidade, o que permitiu uma análise primária do sistema. Nas próximas subseções serão apresentados os principais resultados obtidos na implementação do sistema.

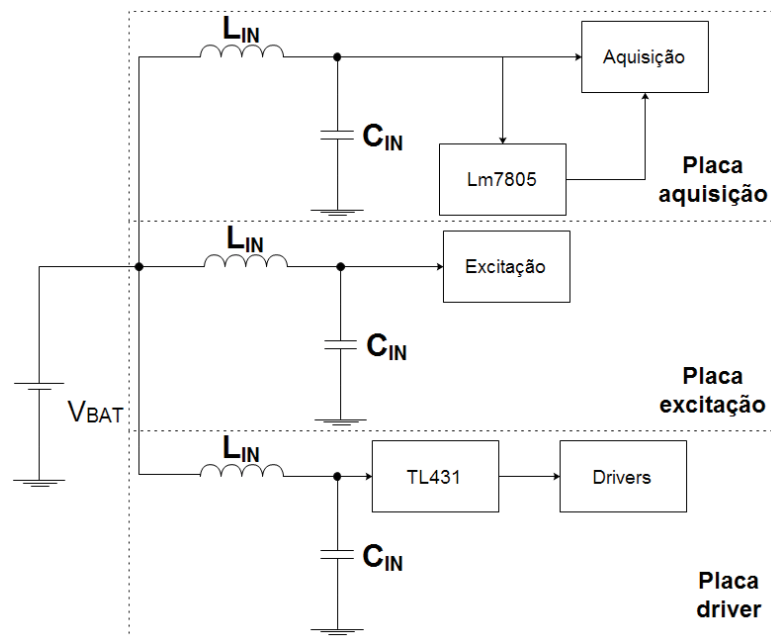


Figura 49: Esquema de montagem das placas.
Fonte: Autor.

4.1 ANÁLISE DA ETAPA DE EXCITAÇÃO

Nessa seção serão abordados os resultados dos circuitos contidos na etapa de excitação do sinal de ultrassom, sendo analisados os níveis de ruídos gerados pelo chaveamento dos transistores, os índices de distorção harmônica do sinal de excitação do transdutor e a influência da ressonância do filtro no SNR do eco.

4.1.1 Conversor *Boost*

O conversor *Boost* foi projetado para operar no modo CCM com uma razão cíclica máxima $D = 0,91$ e uma frequência de chaveamento $f_c = 40$ kHz. Assim, os valores dos componentes presentes no conversor *Boost* e no *driver* de acionamento são representados na Figura 50.

Na fabricação do indutor L_b , foi utilizado núcleo de ferrite perfil E, feito de material Manganês - Zinco (MnZn), utilizado em aplicações com fontes chaveadas, e fio de cobre esmaltado (*American Wire Gauge – AWG*) 32, resultando em uma indutância com fator de qualidade de 96, medido através da ponte RLC Agilent U1731A (TDK, 2016).

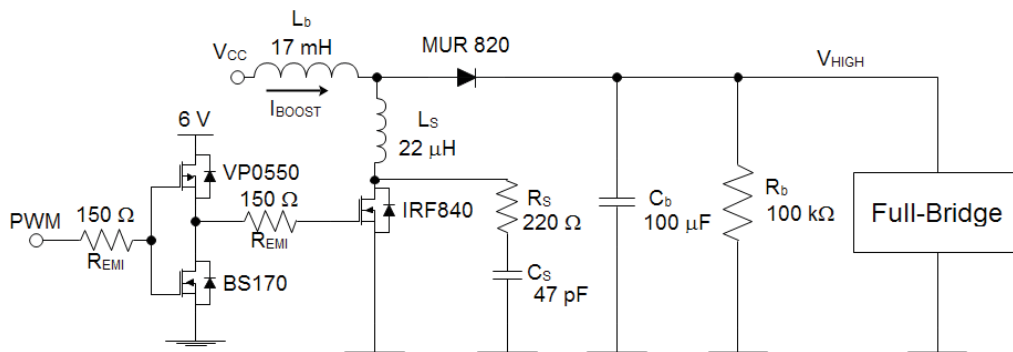


Figura 50: Montagem do conversor *Boost* em conjunto com o *driver*.
Fonte: Autor.

Como o valor da impedância Z_{P-E} é aproximadamente $1,07 \text{ M}\Omega$, seria necessária uma indutância L_b também elevada para manter o conversor *Boost* no modo CCM. Portanto, através do paralelo do resistor R_b com Z_{P-E} , o conversor *Boost* verá apenas o resistor $R_b = 100 \text{ k}\Omega$, o qual foi utilizado para projetar o indutor L_b , permitindo reduzir o valor da indutância para manter o conversor *Boost* no modo CCM.

Para o circuito *snubber*, foram estimados valores a partir da capacitância de saída do transistor MOSFET IRF840, resultando em um indutor $L_S = 22 \text{ }\mu\text{H}$, $C_S = 470 \text{ pF}$ e $R_S = 220 \text{ }\Omega$. No *driver* de acionamento do conversor *Boost*, os resistores R_{EMI} utilizados foram de $150 \text{ }\Omega$.

A Figura 51.a apresenta o valor da saída $V_{HIGH} = 127 \text{ V}$ medido gerado pelo conversor *Boost*, enquanto que na Figura 51.b apresenta o sinal da corrente de entrada (I_{BOOST}) medido, a qual tem um valor médio de 23 mA . Nota-se que sem os ruídos de alta frequência a corrente sempre é maior que zero, indicando que o conversor *Boost* está operando no modo CCM.

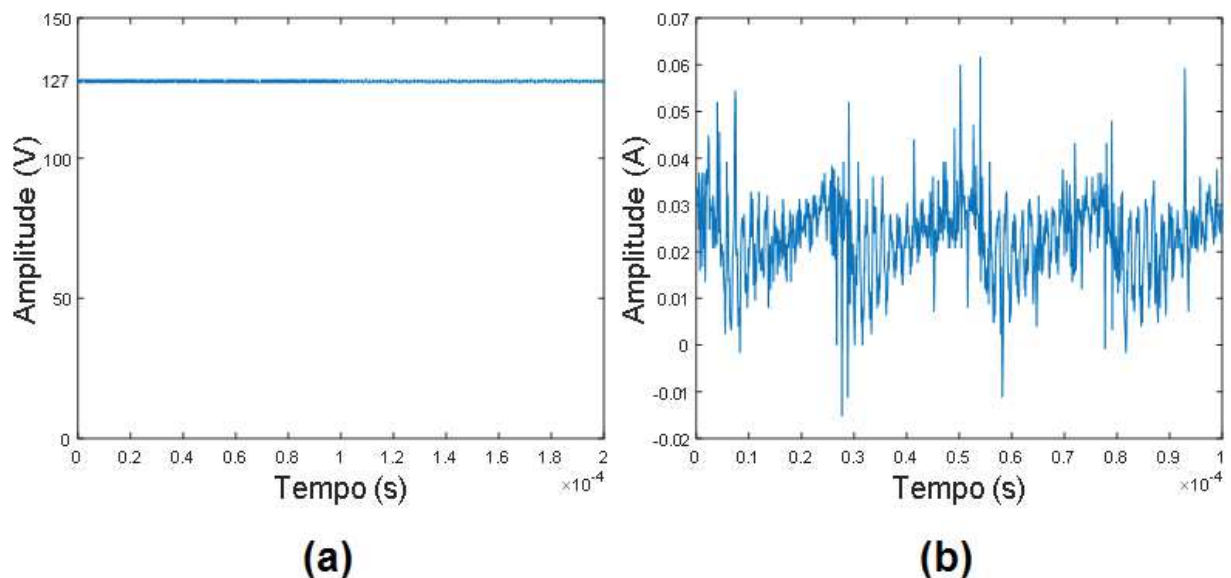


Figura 51: (a) Tensão de saída do conversor Boost. (b) Corrente de entrada do conversor Boost.
 Fonte: Autor.

A Tabela 4 apresenta os valores da tensão de saída V_{HIGH} e corrente de entrada I_{BOOST} para $D = 0,91$ e $D = 0,92$. Logo, há uma diferença entre os valores calculados e medidos, e isso se dá devido a sensibilidade do conversor *Boost* à variação da razão cíclica D .

Tabela 4: Valores calculados de V_{HIGH} e I_{BOOST} .

Tensão	D	Calculado	Corrente	D	Calculado
V_{HIGH}	0,91	123,33 V	I_{BOOST}	0,91	13 mA
V_{HIGH}	0,92	138,75 V	I_{BOOST}	0,92	17 mA

Fonte: Autor.

Portanto, para uma pequena variação na razão cíclica, a tensão de saída pode variar em 15,42 V. No caso da corrente, a diferença se dá devido ao circuito *snubber*, o qual drena certa parte da corrente (TODD, 1993).

Em termos de eficiência do conversor, foi considerado o pior caso com o valor de tensão máxima calculada de saída como 138,75 V em relação ao valor medido que foi de 127 V. Assim, como a carga é a mesma, foi feita uma relação entre as eficiências, a qual dar-se-á pela relação entre os quadrados das tensões, sendo $\eta = (127^2/138,75^2) = 0,83$.

Outra análise feita no conversor *Boost* foi a influência dos resistores R_{EMI} presentes no *driver* e do *snubber* na redução dos ruídos na tensão de saída do conversor. A Figura 52.a apresenta o sinal de saída V_{HIGH} (medida no modo AC) do osciloscópio sem a presença dos resistores R_{EMI} e do *snubber*, o qual apresentou ruídos com $V_P = 0,5$ V.

Na Figura 52.b é apresentada a resposta da tensão de saída (modo AC) do conversor *Boost* no qual foi acrescentado os resistores R_{EMI} para a redução dos níveis de ruídos gerados nas trocas de níveis do *driver*, resultando em ruídos com

$V_P = 0,056$ V. Em comparação com a Figura 52.a, ocorreu uma atenuação de -19 dB no nível do ruído apresentado na tensão V_{HIGH} .

Por fim, a Figura 52.c apresenta a tensão V_{HIGH} (modo AC) com a presença dos resistores R_{EMI} contidos no *driver* de acionamento e do circuito *snubber* implementado pelo indutor L_S , capacitor C_S e resistor R_S , o que resultou em ruídos com $V_P = 0,023$ V. Portanto, em relação com ao valor apresentado na Figura 52.a, houve uma atenuação de -26,74 dB nos ruídos.

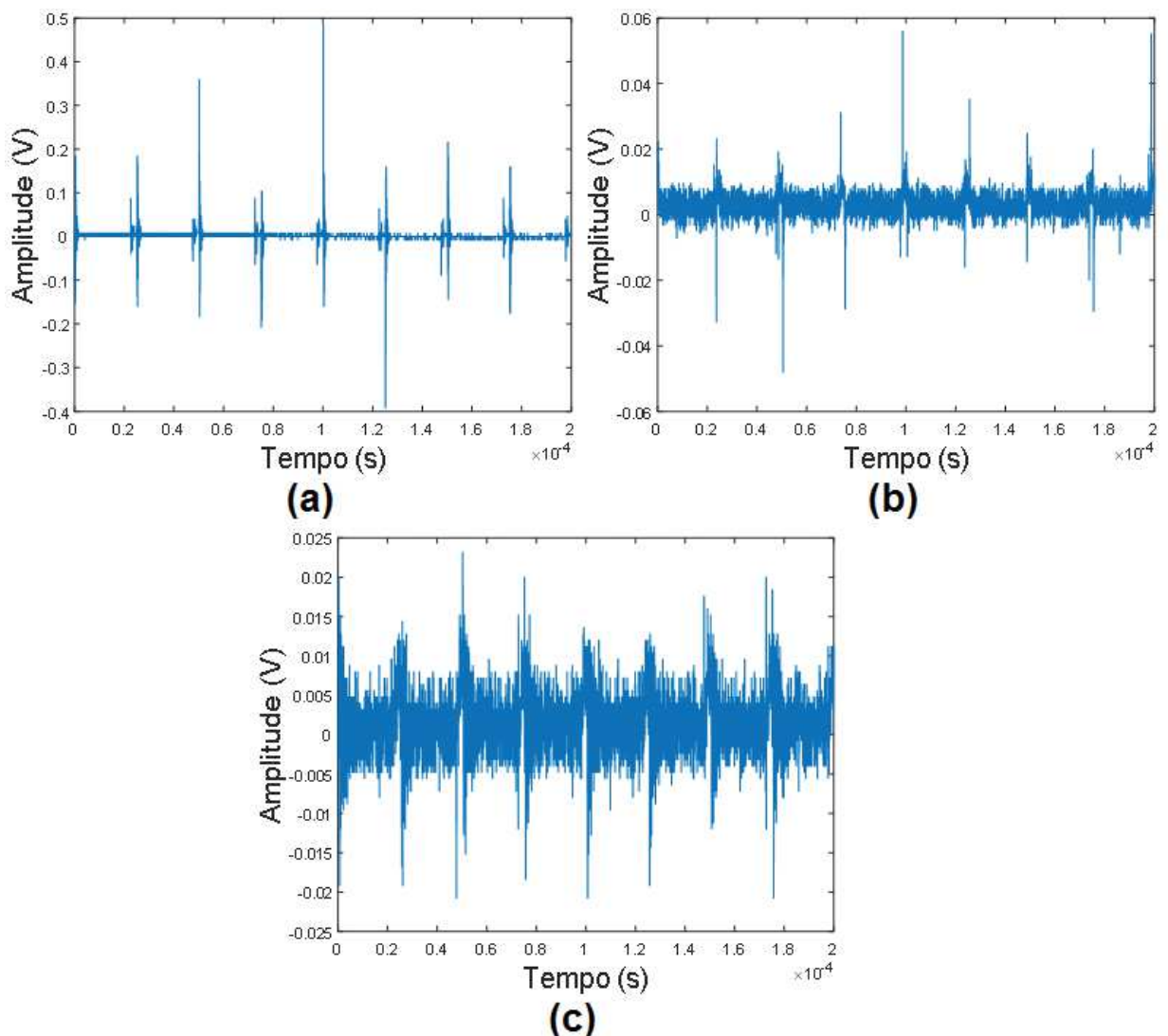


Figura 52: (a) Ruídos do conversor *Boost* sem resistores R_{EMI} e *snubber*. (b) Ruídos do conversor *Boost* com resistores R_{EMI} e sem *snubber*. (c) Ruídos do conversor *Boost* com resistores R_{EMI} e *snubber*.

Fonte: Autor.

4.1.2 Conversor *Full-Bridge*

Os testes realizados com o conversor *Full-Bridge* basearam-se em analisar o THD no sinal de saída para uma geração de pulsos quadrados, sendo o tempo morto, $\varphi = 0$ s, e com pulsos com um tempo morto próximo a $\varphi = 416,67$ ns, valor no qual a terceira componente harmônica é anulada.

Os valores estimados para os componentes do conversor *Full-Bridge* e do *driver* de acionamento são apresentados na Figura 53. Nota-se que os valores dos resistores são baixos, isso dá-se devido ao tempo de carga dos capacitores, como a frequência de chaveamento do conversor é de 200 kHz, se os valores de resistências forem elevados, o tempo de carga influenciaria na resposta do circuito.

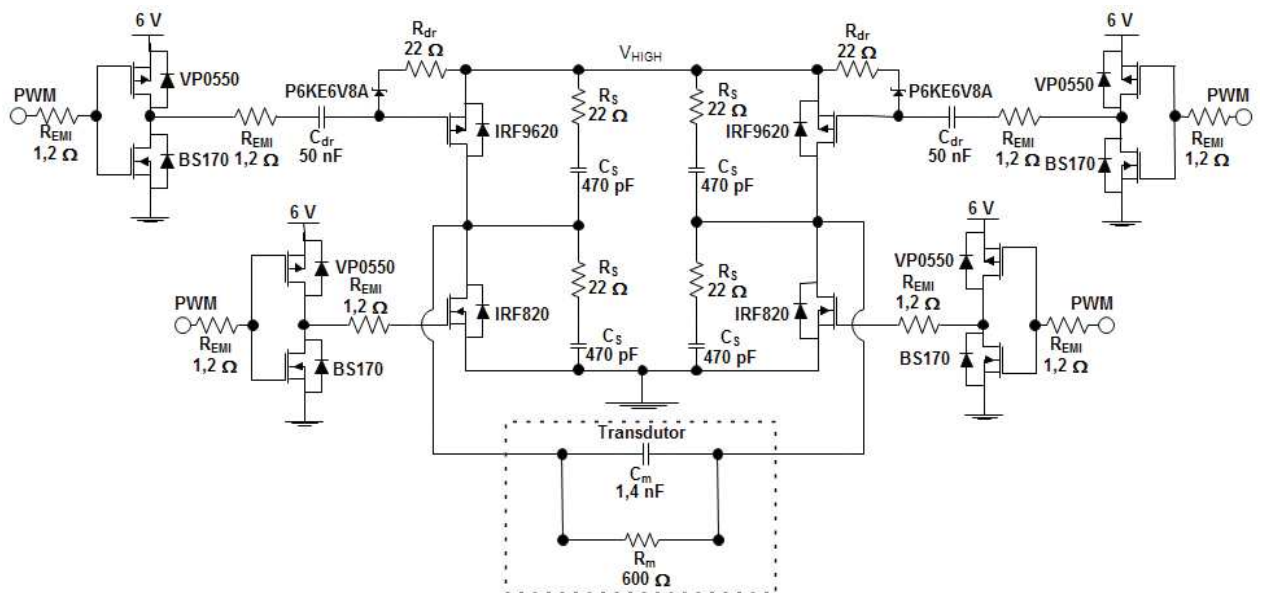


Figura 53: Conversor *Full-Bridge* montado com transdutor como carga.
Fonte: Autor.

A Figura 54 apresenta a resposta do conversor *Full-Bridge* para uma excitação com $\varphi = 0$ s e uma frequência de 200 kHz, utilizando-se do sensor ultrassônico como carga. Assim, resultando em uma tensão de pico-pico (V_{PP}) igual a 260 V.

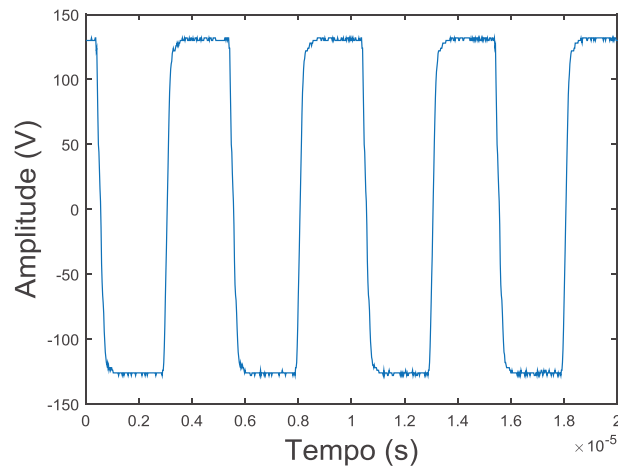


Figura 54: Tensão de saída do *Full-Bridge* para $\varphi = 0$ s.
Fonte: Autor.

A partir desse sinal, é aplicada a série de Fourier que é calculada através do Matlab para analisar as componentes harmônicas geradas e assim realizar o cálculo do THD, o qual foi calculado pela seguinte equação (HART, 2011)

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k \neq 1} \left(\frac{V_{Pk}}{\sqrt{2}} \right)^2}}{\sqrt{\left(\frac{V_{P1}}{\sqrt{2}} \right)^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{k \neq 1} (V_{Pk})^2}}{V_{P1}}, \quad (69)$$

sendo V_{Pk} a magnitude da componente harmônica e k os índices da série de Fourier. Na Figura 55 é apresentada a resposta em frequência do sinal, sendo os valores das componentes harmônicas contidos na Tabela 5, a qual apresentou um THD = 36,98 %.

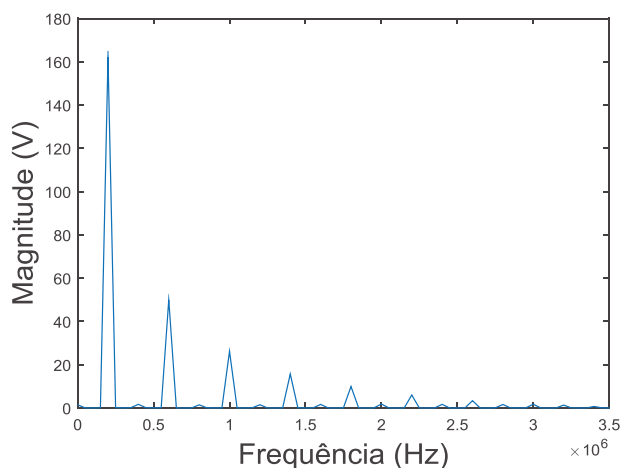


Figura 55: Resposta em frequência da tensão de saída do *Full-Bridge* para $\varphi = 0$ s (sem tempo morto).

Fonte: Autor.

Tabela 5: Valores das componentes harmônicas para $\varphi = 0$ s (sem tempo morto).

Amplitudes de componentes harmônicas (V_{Pk})								
Harmônica	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitude(V)	162,21	1,71	49,93	1,48	26,22	1,52	15,72	1,68
Harmônica	9	10	11	12	13	14	15	16
Amplitude(V)	9,94	1,85	6,01	1,70	3,42	1,64	1,74	1,36

Fonte: Autor.

O mesmo processo foi realizado para o sinal com um tempo morto próximo a $\varphi = 416,67$ ns, resultando no sinal apresentado na Figura 56, com um valor de tensão $V_{PP} = 260$ V.

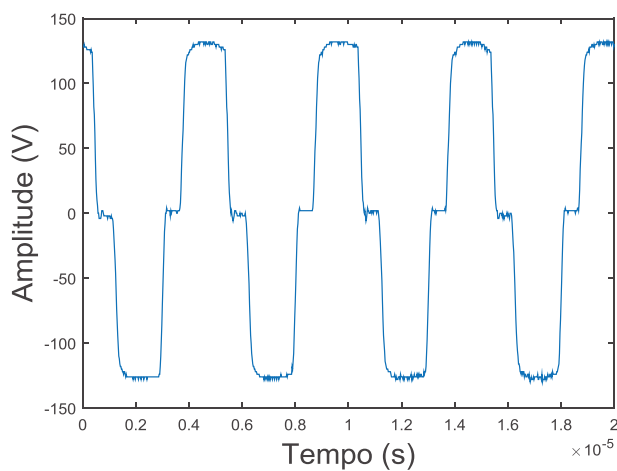


Figura 56: Tensão de saída do *Full-Bridge* para $\varphi = 416,67$ ns.
Fonte: Autor.

Assim, através da série de Fourier é gerado o sinal presente na Figura 57, sendo as amplitudes das componentes harmônicas descritas na Tabela 6. Logo, nota-se que a terceira harmônica foi praticamente eliminada por esse tipo de excitação com três níveis de tensão, resultando em um THD = 21,85 %.

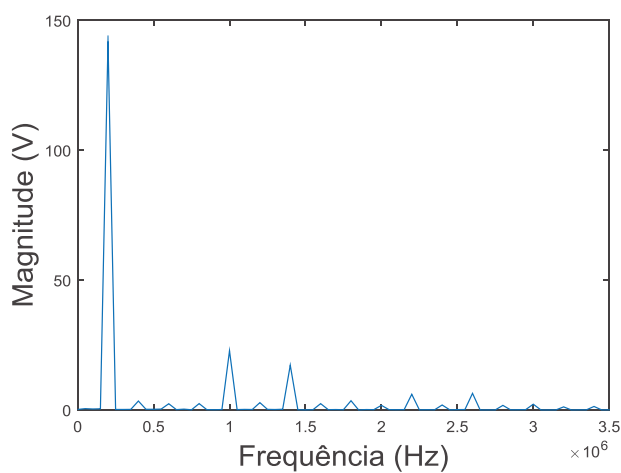


Figura 57: Resposta em frequência da tensão de saída do *Full-Bridge* para $\varphi = 416,67$ ns (com tempo morto).
Fonte: Autor.

Tabela 6: Valores das componentes harmônicas para $\varphi = 416,67$ ns (com tempo morto).

Amplitudes de componentes harmônicas (V_{Pk})								
Harmônica	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitude(V)	141,86	3,43	2,39	2,45	22,78	2,81	17,23	2,43
Harmônica	9	10	11	12	13	14	15	16
Amplitude(V)	3,55	1,76	6,04	1,90	6,39	1,76	2,21	1,18

Fonte: Autor.

4.1.3 Filtro

Os testes feitos com o filtro foram os mesmos dos realizados na seção anterior, sendo o primeiro com o acionamento de conversor *Full-Bridge* com $\varphi = 0$ s e $\varphi = 416,67$ ns. Assim, na Figura 58 é apresentado o conversor *Full-Bridge* e o *driver* com os componentes utilizados na prática, no qual a carga é dada pelo filtro em conjunto com o transdutor.

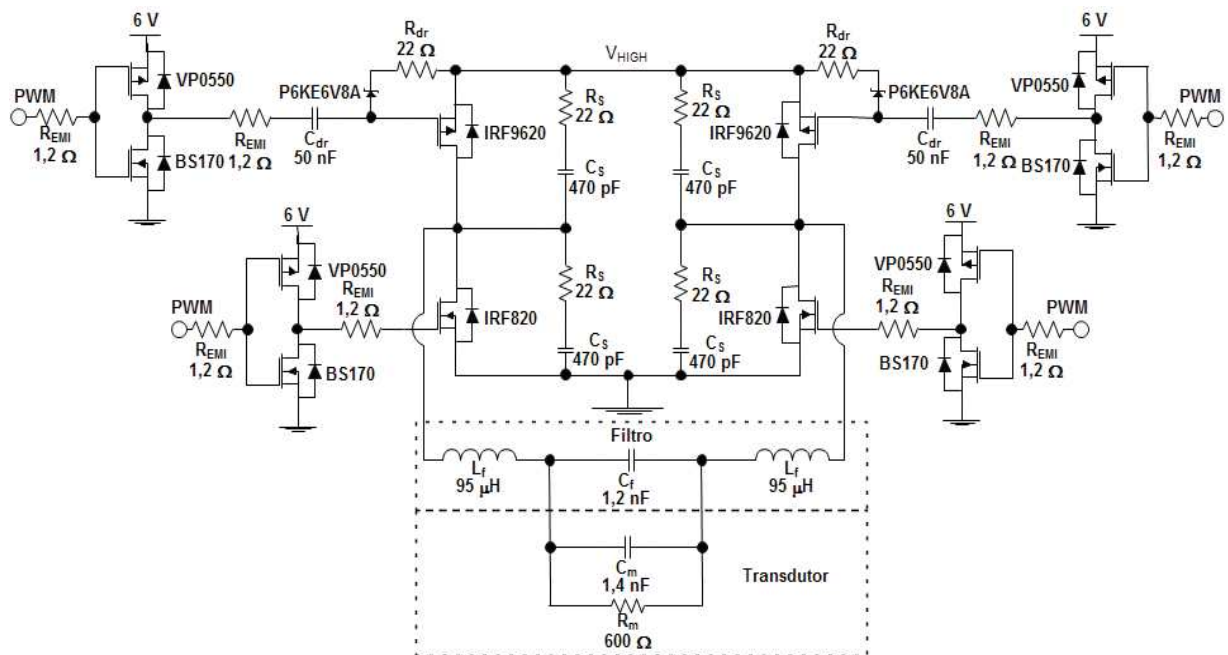


Figura 58: Conversor *Full-Bridge* montado com filtro em conjunto com o transdutor como carga.
Fonte: Autor.

Na fabricação dos indutores presente no filtro, foram utilizados núcleos de ferrite perfil E, feito de material Manganês - Zinco (MnZn), utilizado em aplicações com fontes chaveadas, e fio de cobre esmaltado AWG 26, resultando em uma indutância com fator de qualidade de 2,15 para cada indutor, medido através da ponte RLC Agilent U1731A. Assim, na Figura 59 é apresentado o sinal entregue ao transdutor por meio do filtro para $\phi = 0$ s (sem tempo morto), o qual tem uma tensão $V_{PP} = 680$ V.

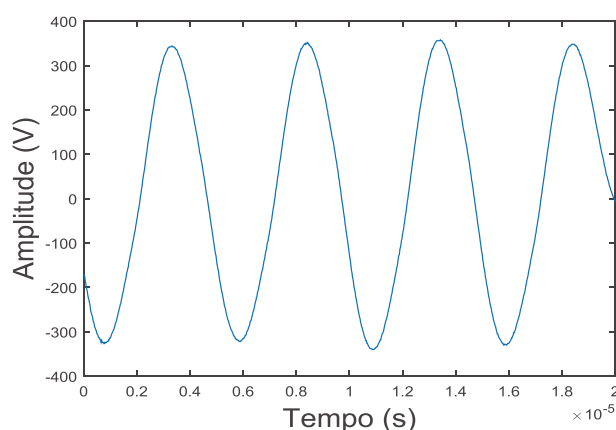


Figura 59: Tensão de saída do Full-Bridge em conjunto com o filtro para $\phi = 0$ s.
Fonte: Autor.

A Figura 60 apresenta a série de Fourier do sinal apresentado anteriormente, sendo os valores das componentes harmônicas contidos na Tabela 7, resultando em um THD = 4,32 %. Nota-se que a componente fundamental em 200 kHz foi multiplicada por um ganho, sendo esse dado pela ressonância do filtro.

Tabela 7: Valores das componentes harmônicas após filtragem para $\phi = 0$ s.

Amplitudes de componentes harmônicas (V_{Pk})								
Harmônica	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitude(V)	334,89	2,09	12,85	2,61	3,70	2,22	1,35	1,66
Harmônica	9	10	11	12	13	14	15	16
Amplitude(V)	1,22	1,27	1,30	1,13	1,11	0,95	0,91	0,73

Fonte: Autor.

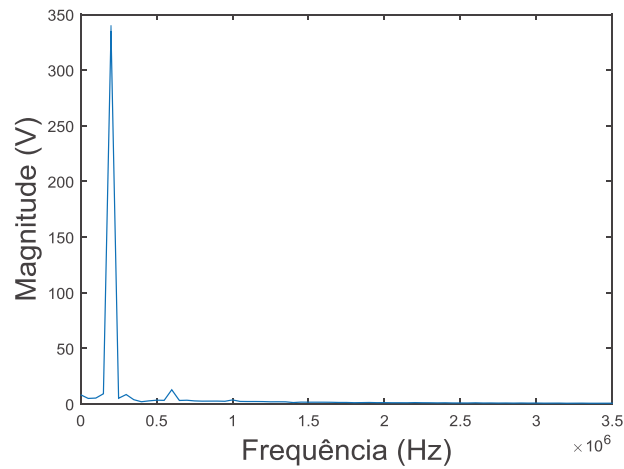


Figura 60: Resposta em frequência da tensão de saída do *Full-Bridge* em conjunto com o filtro para $\varphi = 0$ s.
Fonte: Autor.

Analisando os valores das primeiras harmônicas apresentados para uma excitação com $\varphi = 0$ s, contidos nas Tabelas 7 e 5, o ganho apresentado pela ressonância do filtro foi de 6,28 dB, valor próximo a 6,98 dB calculado para uma frequência de 200 kHz.

O mesmo processo foi realizado para $\varphi = 416,67$ ns, sendo a resposta do circuito apresentado na Figura 61, resultando um valor de tensão $V_{pp} = 605,5$ V.

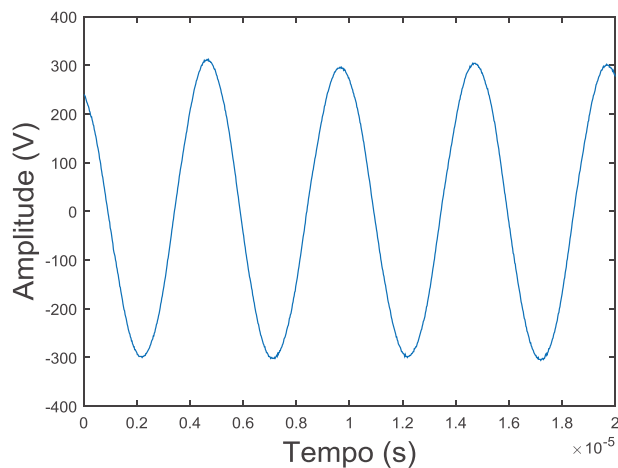


Figura 61: Tensão de saída do *Full-Bridge* em conjunto com o filtro para $\varphi = 416,67$ ns.
Fonte: Autor.

Assim, na Figura 62 é apresentada a série de Fourier do sinal ilustrado na Figura 61, com os valores de cada componente harmônica presente na Tabela 8, resultando em um THD = 1,15 %. Portanto, analisando a relação entre as primeiras harmônicas contidas nas Tabelas 8 e 6, o ganho apresentado foi de 6,54 dB.

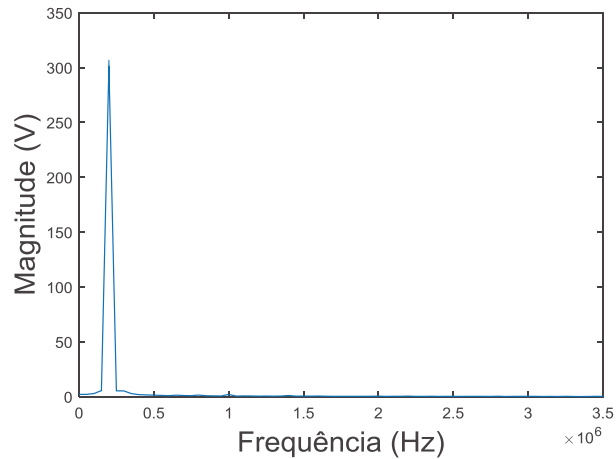


Figura 62: Resposta em frequência da tensão de saída do *Full-Bridge* em conjunto com o filtro para $\varphi = 416,67$ ns.
Fonte: Autor.

Tabela 8: Valores das componentes harmônicas após filtragem para $\varphi = 416,67$ ns.

Amplitudes de componentes harmônicas (V_{Pk})								
Harmônica	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitude(V)	301,45	1,79	0,85	1,41	1,99	0,41	1,00	0,52
Harmônica	9	10	11	12	13	14	15	16
Amplitude(V)	0,27	0,42	0,46	0,12	0,25	0,32	0,24	0,11

Fonte: Autor.

Desta maneira, é verificado que por meio da excitação com tempo morto permite-se a redução no THD final do sinal para a excitação do transdutor, atingindo um valor mínimo de 1,15 %.

4.1.4 Influência da ressonância no SNR do eco

Nessa etapa foram realizados quatro testes de excitação do transdutor ultrassônico com cada tipo de sinal apresentado anteriormente, sendo os ecos coletados provindos da excitação com e sem tempo morto apenas com a aplicação do conversor *Full-Bridge*, e excitação com e sem tempo morto com o conversor *Full-Bridge* em conjunto com o filtro.

Para realizar as medidas dos ecos, outro transdutor foi utilizado como hidrofone. Em frequências muito menores que a frequência de operação do transdutor, a resposta do transdutor será praticamente plana, ou seja, para uma variação na frequência, a resposta do transdutor é a mesma (PERSSON, 1981).

Portanto, através de um transdutor de 2,2 MHz, frequência 10 vezes maior que a frequência de operação do transdutor utilizado nesse projeto, foram coletados os ecos gerados na excitação do transdutor de 200 kHz. A Figura 63 apresenta a disposição dos transdutores no tonel, sendo TX para o transdutor de 200 kHz e RX para o transdutor de 2,2 MHz.

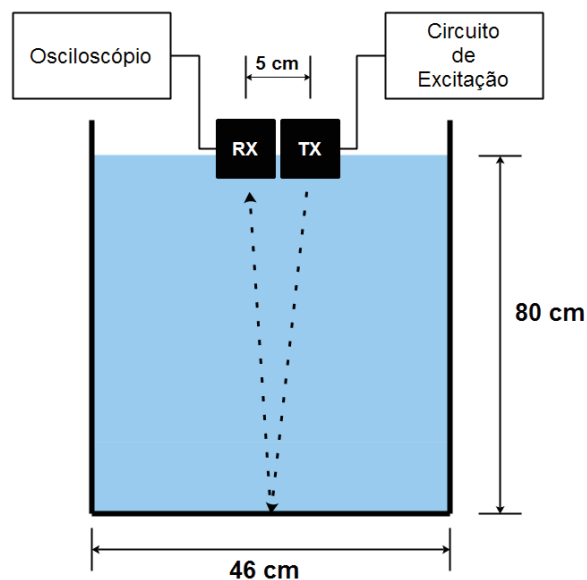


Figura 63: Disposição dos transdutores TX e RX no tonel com água.
Fonte: Autor.

Na Figura 64.a e 64.b são apresentados os ecos provindos pela realização de cada excitação com e sem tempo morto (sem filtro), respectivamente. Comparando os ecos das Figuras 64.a e 64.b, nota-se que os mesmos possuem uma pequena diferença em amplitude de pico a pico, o qual o sinal presente na Figura 64.a tem amplitude de pico-a-pico máxima, $V_{PP} = 1,78 \text{ V}$, enquanto que na Figura 64.b $V_{PP} = 1,64 \text{ V}$. Isso acontece devido a diferença entre as amplitudes das componentes fundamentais, apresentadas na Tabela 5 e Tabela 6, a qual a componente fundamental do sinal sem tempo morto sempre será maior que a do sinal com tempo morto.

Analisando a diferença em amplitude entre os ecos presentes nas Figuras 64.a e 64.c, gerados com $\varphi = 0 \text{ s}$ na excitação sem e com filtro, respectivamente, verifica-se que o eco provindo de uma excitação com o filtro tem aproximadamente sua amplitude amplificada linearmente com o ganho dado pela ressonância do filtro. Calculando em decibéis a relação entre as amplitudes máximas pico-a-pico, resulta em um ganho de $20\log(3,60/1,78) = 6,11 \text{ dB}$, valor que é aproximadamente o mesmo que o calculado pela relação entre as componentes fundamentais do sinal sem filtro e com filtro, que foi de $6,22 \text{ dB}$.

O mesmo acontece nos ecos apresentados nas Figuras 64.b e 64.d, gerados com $\varphi = 416,67 \text{ ns}$ na excitação sem e com filtro, respectivamente. O ganho aplicado nesse caso foi de $20\log(3,34/1,64) = 6,17 \text{ dB}$, o qual também é aproximadamente o mesmo que $6,54 \text{ dB}$, calculado pela relação entre as componentes fundamentais do sinal sem filtro e com filtro através da aplicação do tempo morto. Nota-se que o sinal da Figura 64.d com tempo morto tem amplitude menor que o sinal da Figura 64.c. Isso ocorre devido ao tempo morto acrescentado ao sinal de excitação, visto que a amplitude da componente harmônica na frequência fundamental para um sinal com tempo morto sempre será menor que um sinal sem o tempo morto.

Portanto, verifica-se que a excitação com o filtro ressonante melhora o SNR do eco, o qual se comporta aproximadamente linear, conforme é aumentada a amplitude do sinal de excitação do transdutor.

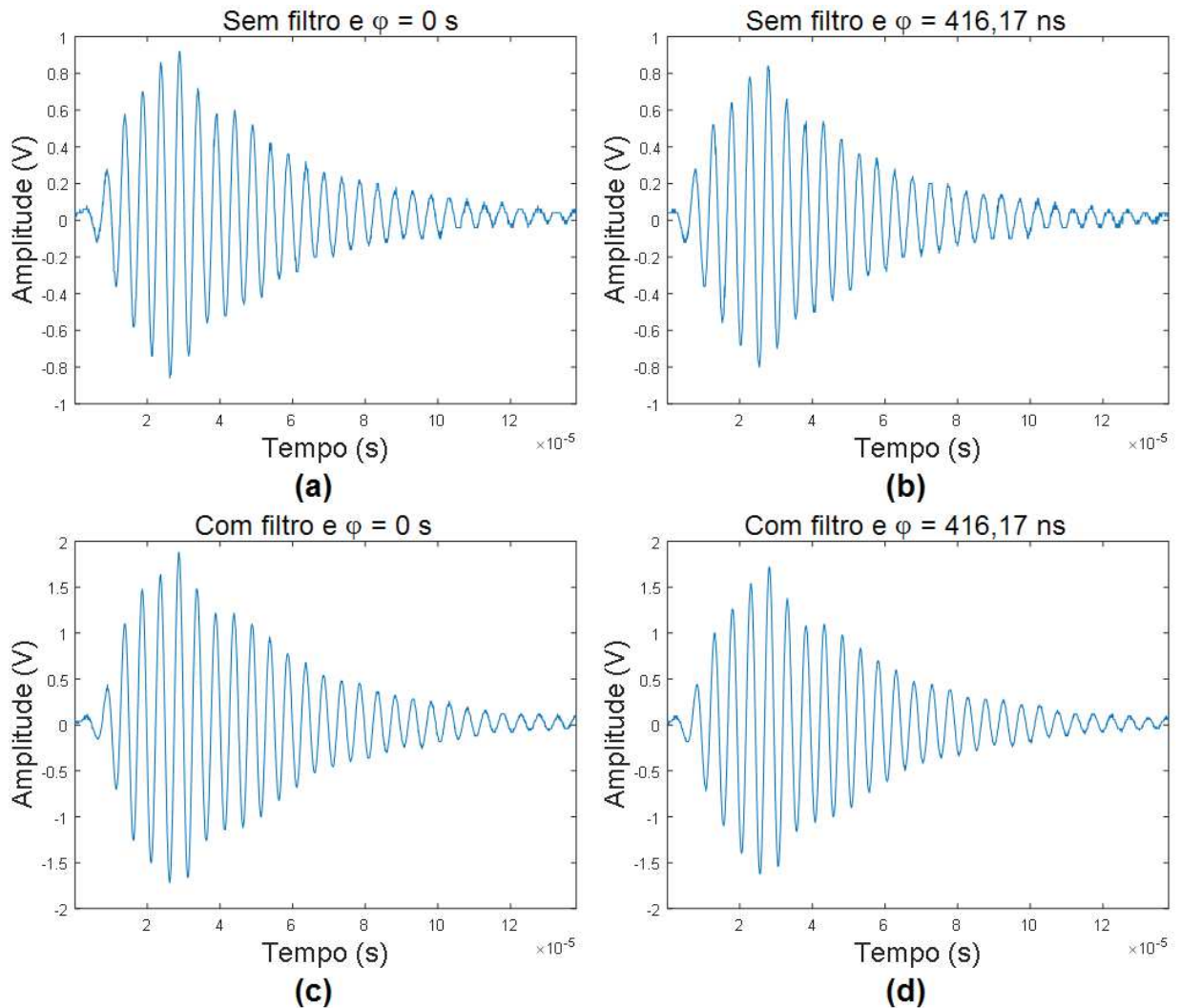


Figura 64: (a) eco gerado pela excitação sem tempo morto e sem filtro. (b) eco gerado pela excitação com tempo morto e sem filtro. (c) eco gerado pela excitação sem tempo morto e com filtro. (d) eco gerado pela excitação com tempo morto e com filtro.

Fonte: Autor.

4.2 ANÁLISE DA ETAPA DE AQUISIÇÃO

Nessa seção serão apresentados os resultados dos circuitos contidos na etapa de aquisição do sinal de ultrassom, comparando os dados resultados extraídos através do simulador MULTISIM e com o calculado. Portanto, as próximas subseções

discutiram os resultados coletados dos circuitos de amplificação, controle de ganho, *T/R Switch* e detector de pico.

4.2.1 Análise da etapa de amplificação

A etapa de amplificação consiste no emprego de um amplificador diferencial em conjunto com um amplificador na topologia emissor comum. Logo, a Figura 65 apresenta o circuito diferencial contendo os componentes utilizados na montagem prática. Portanto, na Tabela 9 são apresentados os valores de ganhos, impedância de entrada e saída, CMRR, frequências de corte e corrente calculados do circuito em questão.

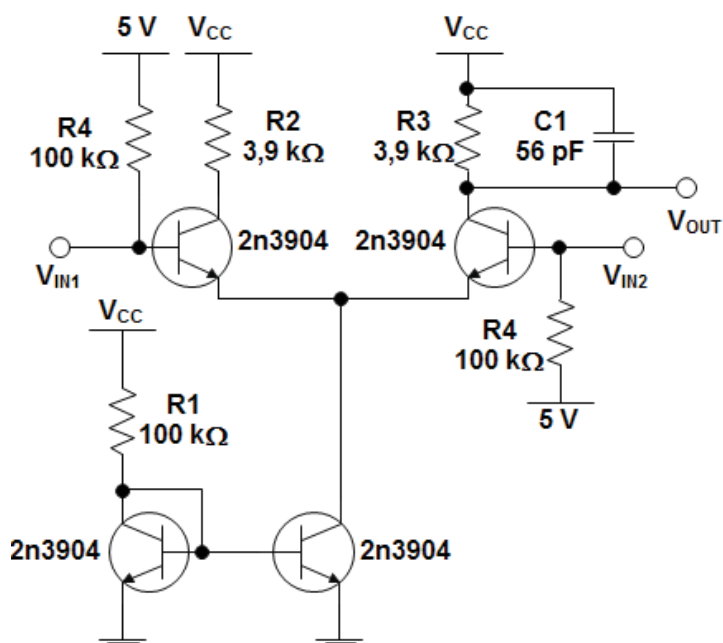


Figura 65: Circuito diferencial como montado.
Fonte: Autor.

Tabela 9: Valores calculados do circuito diferencial.

Diferencial calculado	
I_F	104 μ A
$r_{eQ1} = r_{eQ2}$	500 Ω
f_{n5}	728,7 kHz
Z_{IN}	50,2 k Ω
Z_{OUT}	3,9 k Ω
G_d	-3,9 V/V
A_{MC}	-0,0772 V/V
CMRR	34 dB
$ H_3(j2\pi 200kHz) $	11,5 dB

Fonte: Autor.

Assim, por meio da Tabela 9 apresentada anteriormente, foi obtida a banda de operação calculada, a qual é ilustrada na Figura 66 (a linha vertical indica a frequência de corte f_{n5}).

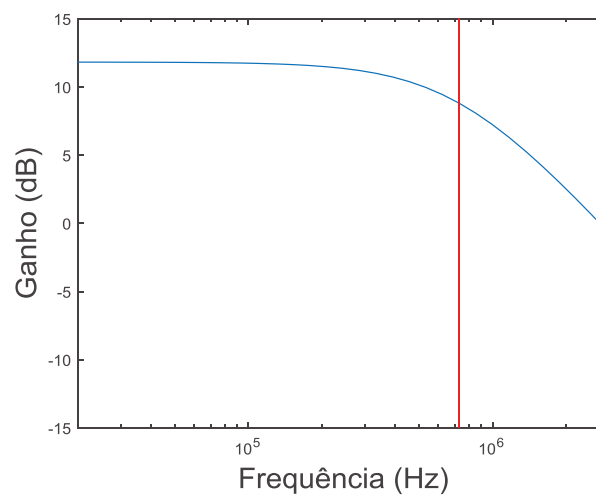


Figura 66: Banda de operação do circuito diferencial calculada.

Fonte: Autor.

Na Figura 67 é apresentada a banda de operação do circuito diferencial levantada a partir do simulador com base nos valores de componentes utilizados nos cálculos, sendo a linha vertical a frequência de corte f_{n5} .

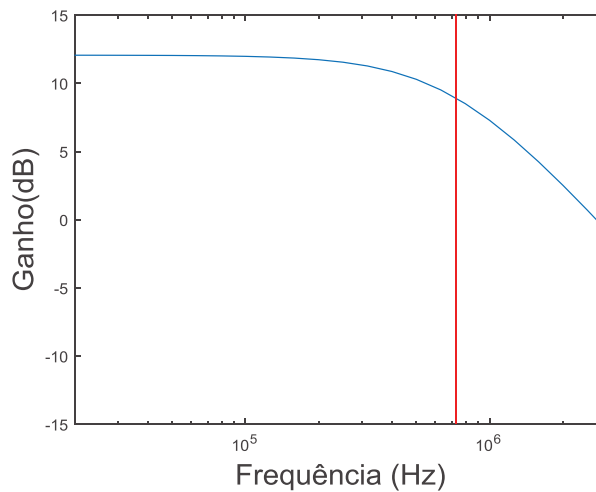


Figura 67: Banda de operação do circuito diferencial simulada.
Fonte: Autor.

Logo, a partir da implementação do circuito diferencial na prática, para o levantamento da banda de operação, foi variada a frequência entre 1 kHz à 10 MHz por meio do gerador de funções, resultando na banda de operação apresentada na Figura 68, linha vertical indica a frequência de corte f_{n5} .

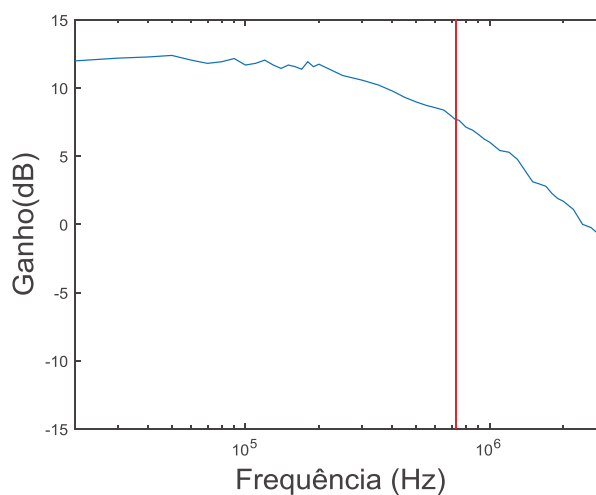


Figura 68: Banda de operação do circuito diferencial medida.
Fonte: Autor.

Portanto, analisando as Figuras 66,67 e 68, verifica-se que o circuito diferencial obteve uma resposta condizente com os valores calculados, sendo os valores de $|H_3(j\omega)|$ para a frequência de 200 kHz apresentada na Tabela 10.

Tabela 10: Valores calculado, simulado e medido do ganho em dB do circuito diferencial.

Valor	$ H_3(j2\pi 200000) $
Calculado	11,50
Simulado	11,74
Medido	11,71

Fonte: Autor.

Por fim, foram curto-circuitadas as entradas do amplificador diferencial e aplicado um sinal de 200 kHz, para assim levantar o CMRR do circuito, o qual teve como valor medido de 30 dB, sendo esse relativamente próximo ao valor calculado apresentado na Tabela 9.

A Figura 69 apresenta o amplificador emissor comum com os componentes utilizados na montagem prática, com os valores de ganhos, impedância de entrada e saída, frequências de corte e corrente calculados apresentados na Tabela 11.

Com o circuito amplificador, foram realizados testes com resistência R_g infinita e nula, para desta maneira comparar a banda de operação medida com a calculada e simulada do amplificador nesses dois pontos de operação. Portanto, na Figura 70 são apresentadas as bandas de operações do amplificador para cada ponto de operação, sendo as linhas verticais as frequências de corte calculadas.

Nas Figuras 70.a, 70.b e 70.c a linha vertical preta indica a frequência de corte f_{n6} e a linha vertical vermelha a frequência de corte f_{n8} . Nas Figuras 70.d, 70.e e 70.f a linha vertical azul indica a frequência de corte f_{n9} , a linha vertical verde a frequência de corte f_{n12} , a linha vertical vermelha a frequência de corte f_{n11} e a linha vertical preta a frequência de corte f_{n10} .

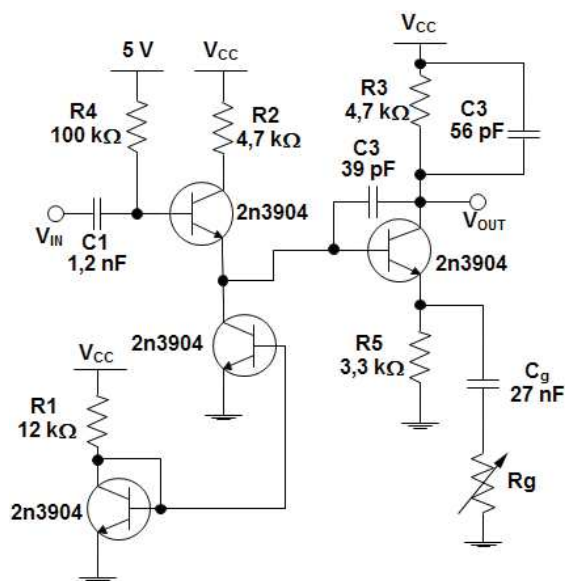


Figura 69: Circuito amplificador como montado.
Fonte: Autor.

Tabela 11: Valores calculados do circuito amplificador.

Amplificador calculado			
I_F	866,67 μ A	$r_{e_{Q2}}$	31,3 Ω
$r_{e_{Q1}}$	30 Ω	f_{n11}	604,7 kHz
f_{n8}	604,7 kHz	f_{n10}	899 kHz
f_{n7}	136 MHz	f_{n9}	1,79 kHz
f_{n6}	1,39 kHz	f_{n12}	190,1 kHz
$Z_{IN} (R_g = 0 \Omega)$	73,9 k Ω	G_{V1}	-1,41 V/V
$Z_{OUT} (R_g = 0 \Omega)$	4,7 k Ω	G_{V2}	-150,2 V/V
$Z_{IN} (R_g = \infty \Omega)$	95,9 k Ω	$ H_4(j2\pi 200\text{kHz}) $	2,53 dB
$Z_{OUT} (R_g = \infty \Omega)$	4,7 k Ω	$ H_5(j2\pi 200\text{kHz}) $	40,07 dB
$I_{E_{Q2}}$	830,8 μ A		

Fonte: Autor.

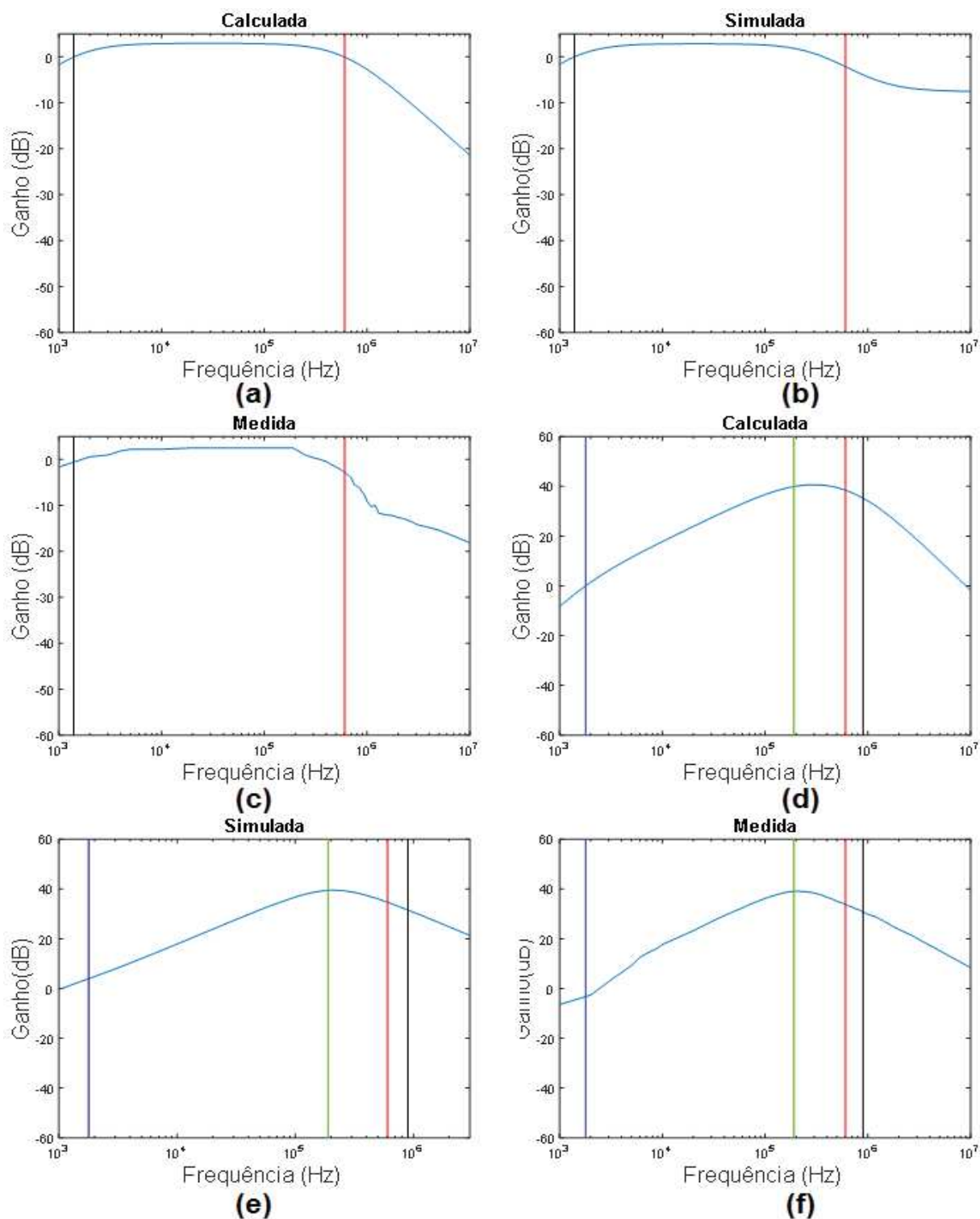


Figura 70: (a) Banda de operação calculada para $R_g = \infty \Omega$. (b) Banda de operação simulada para $R_g = \infty \Omega$. (c) Banda de operação medida para $R_g = \infty \Omega$. (d) Banda de operação calculada para $R_g = 0 \Omega$. (e) Banda de operação simulada para $R_g = 0 \Omega$. (f) Banda de operação medida para $R_g = 0 \Omega$.

Fonte: Autor.

Para o ponto de operação com resistência R_g infinita, as bandas de operações ilustradas na Figura 70.a e 70.c tem um comportamento semelhante para sinais com frequências entre 1 kHz à 10 MHz, diferenciando apenas em frequências acima de 1 MHz na banda de operação simulada na Figura 70.b.

No ponto de operação com resistência R_g nula, os resultados apresentados para as três bandas de operação levantadas na Figura 70.d, 70.e e 70.f são próximos, havendo uma pequena diferença para a banda de operação simulada, sendo a banda passante compreendida entre 190 kHz a 600 kHz. Na Tabela 12 são apresentados os valores do ganho para cada ponto de operação na frequência de 200 kHz.

Portanto, por meio desses testes foi possível comparar a resposta do amplificador através de simulação e por valores calculados, comprovando que para os pontos de ganho máximo e mínimo do amplificador as equações descrevem com certa fidelidade o comportamento do circuito em questão, mesmo com a porcentagem na variação dos valores de cada componente e no emprego de transistores discretos.

Tabela 12: Valores calculado, simulado e medido do ganho em dB do amplificador.

$ H(j2\pi 200000) $	Ganho (dB) para $R_g = 0 \Omega$	Ganho (dB) para $R_g = \infty \Omega$
Calculado	40,07	2,53
Simulado	39,55	1,79
Medido	39,18	2,23

Fonte: Autor.

4.2.2 Relação entre o ganho da etapa de amplificação e a variação na tensão do regulador controlado por PWM

Após o levantamento da banda de operação do circuito diferencial e do amplificador, o resistor R_g foi substituído pelo circuito de ganho variável, o qual foi implementado conforme ilustrado na Figura 71.

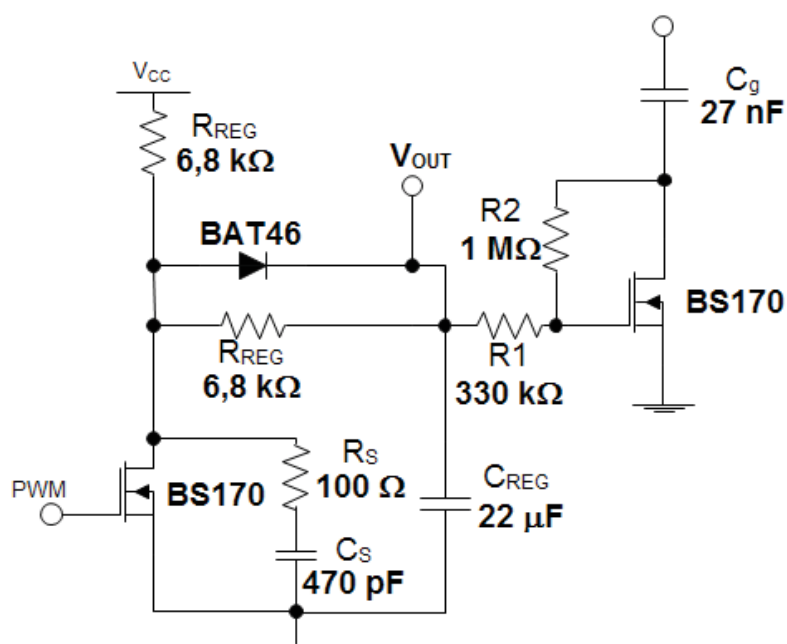


Figura 71: Circuito para controle de ganho como implementado.
Fonte: Autor.

A tensão de saída (V_{OUT}) do regulador foi variada de 1 V à 4 V, e dentro desse intervalo foi coletado o ganho total da etapa de amplificação, dado pela conexão em cascata do circuito diferencial e do amplificador, conforme apresentado anteriormente na Figura 32. Logo, na Figura 72 é apresentada a variação do ganho conforme é alterada a tensão de saída do regulador.

Portanto, obteve-se um comportamento praticamente linear no ganho total da etapa de amplificação, compreendido entre 13,92 dB à 50,86 dB, respectivamente para o intervalo de 1,8 V à 3,6 V da tensão do regulador.

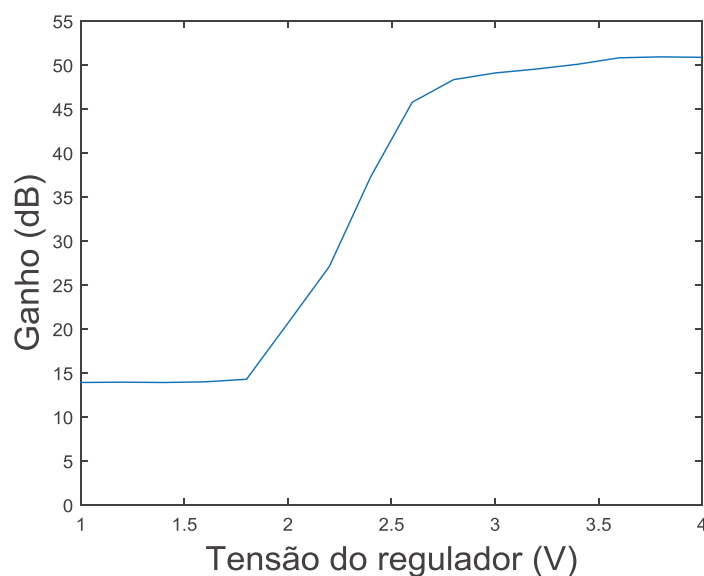


Figura 72: Comportamento medido do ganho em (dB) da etapa de amplificação em relação a tensão do regulador.

Fonte: Autor.

Logo, na Tabela 13 é apresentado os valores calculados, medidos e simulados da variação ΔV_{OUT} (ondulação de V_{OUT}), tensão de saída V_{OUT} e da corrente I_{REG} drenada pelo regulador, para uma razão cíclica $D = 0,2$. Assim, verifica-se e o circuito obteve uma resposta aproximada entre os testes realizados.

Tabela 13: Valores calculado, medido e simulado do regulador.

Grandezas	Calculada	Simulada	Medida
ΔV_{OUT}	2,94 mV	2,32 mV	2,56 mV
V_{OUT}	2,22 V	2,12 V	1,91 V
I_{REG}	1,56 mA	1,56 mA	1,64 mA

Fonte: Autor.

4.2.3 Análise do *T/R Switch*

Foram realizados três tipos de testes com o circuito *T/R Switch*, o qual foi implementado na prática com diodos UF4004 de alta velocidade, diodo zener 1N4734, $C1 = 1,6 \mu\text{F}$, $C2 = 1,2 \text{ nF}$, $R1 = R2 = 12 \text{ k}\Omega$ e $Z_{\text{IN}} = 50,2 \text{ k}\Omega$ dado pela impedância de entrada do circuito diferencial.

O primeiro teste consistiu em aplicar um sinal com amplitude menor que $5,6 \text{ V}$, sendo essa a tensão de regulação do diodo zener 1N4734, para verificar o *Insertion loss* (I_L) dado pelo *T/R Switch* quando aplicado um sinal de 200 kHz fornecido pelo gerador de funções.

Assim, na Figura 73 é apresentado o sinal de entrada de $2,28 \text{ V}_{\text{PP}}$ em conjunto com o sinal de saída com $2,10 \text{ V}_{\text{PP}}$ após passar pelo *T/R Switch*, resultando em um *Insertion loss* de $-0,714 \text{ dB}$, sendo esse valor abaixo $-0,9 \text{ dB}$, que é apresentado pelo *datasheet* do *8-channel, Programmable T/R Switch for Ultrasound* fabricado pela *Texas Instruments* (TEXAS INSTRUMENTS, 2010), usado como referência.

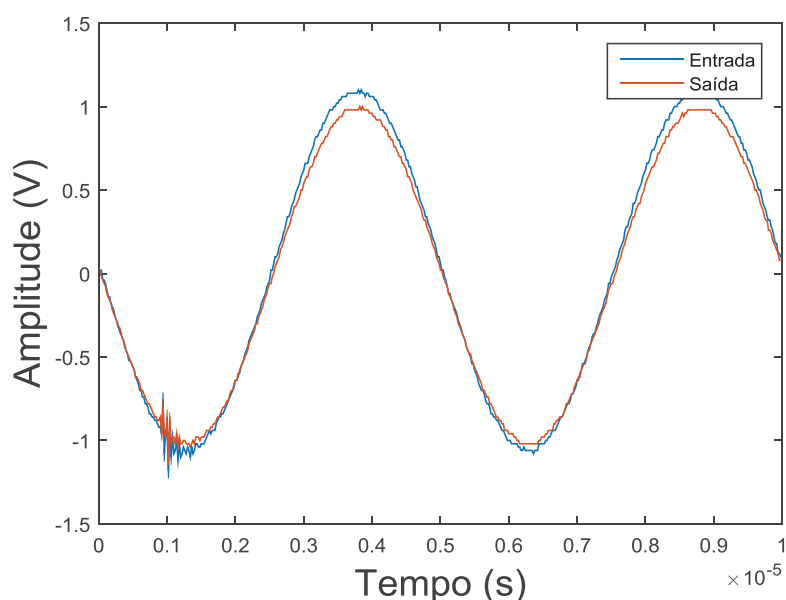


Figura 73: Sinal de entrada e saída no *T/R Switch* para tensão de entrada menor que $5,6 \text{ V}$.
Fonte: Autor.

Na Figura 74 é apresentada a resposta do *T/R Switch* para uma tensão de entrada de $10 V_P$. Nesse caso a tensão de saída do foi limitada em $5,2 V_P$, tensão essa aproximada da tensão de regulação do diodo zener 1N4734, realizando desta maneira a proteção dos transistores de entrada do circuito diferencial.

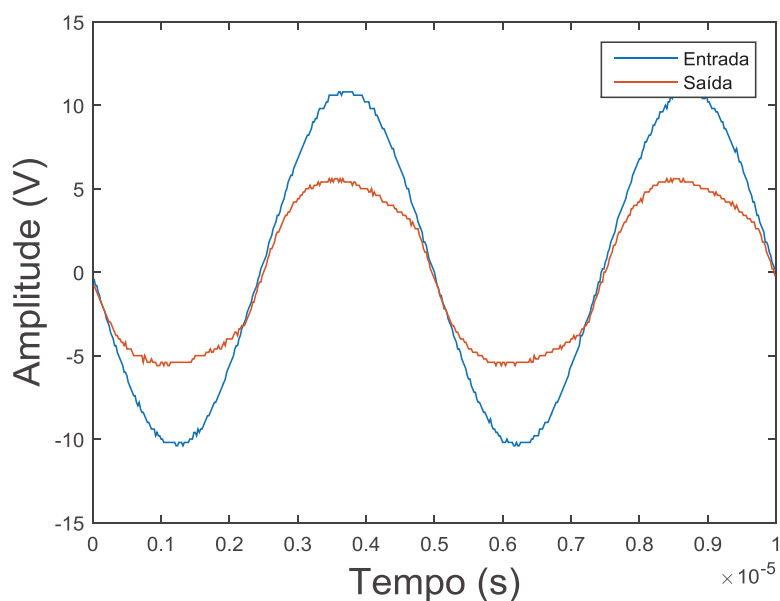


Figura 74: Sinal de entrada e saída no *T/R Switch* para tensão de entrada maior que 5,6 V.
Fonte: Autor.

O último teste realizado foi o levantamento da banda de operação do *T/R Switch*, através do modelo equivalente apresentado na Figura 31. Portanto, a partir do filtro passa-altas de 2ª ordem gerado pelo *T/R Switch* com frequência de corte $f_{n4} = 110 \text{ Hz}$, foram comparadas as bandas de operações calculada, simulada e medida, as quais são apresentadas na Figura 75, sendo a linha vertical a frequência de corte f_{n4} .

Assim, verifica-se que o modelo utilizado de um filtro passa-altas de 2ª ordem é válido, o qual apresenta com ótima fidelidade o comportamento em frequência do circuito, sendo a atenuação na banda passante do *T/R Switch* dada pelo *Insertion Loss* previamente calculado de $-0,714 \text{ dB}$.

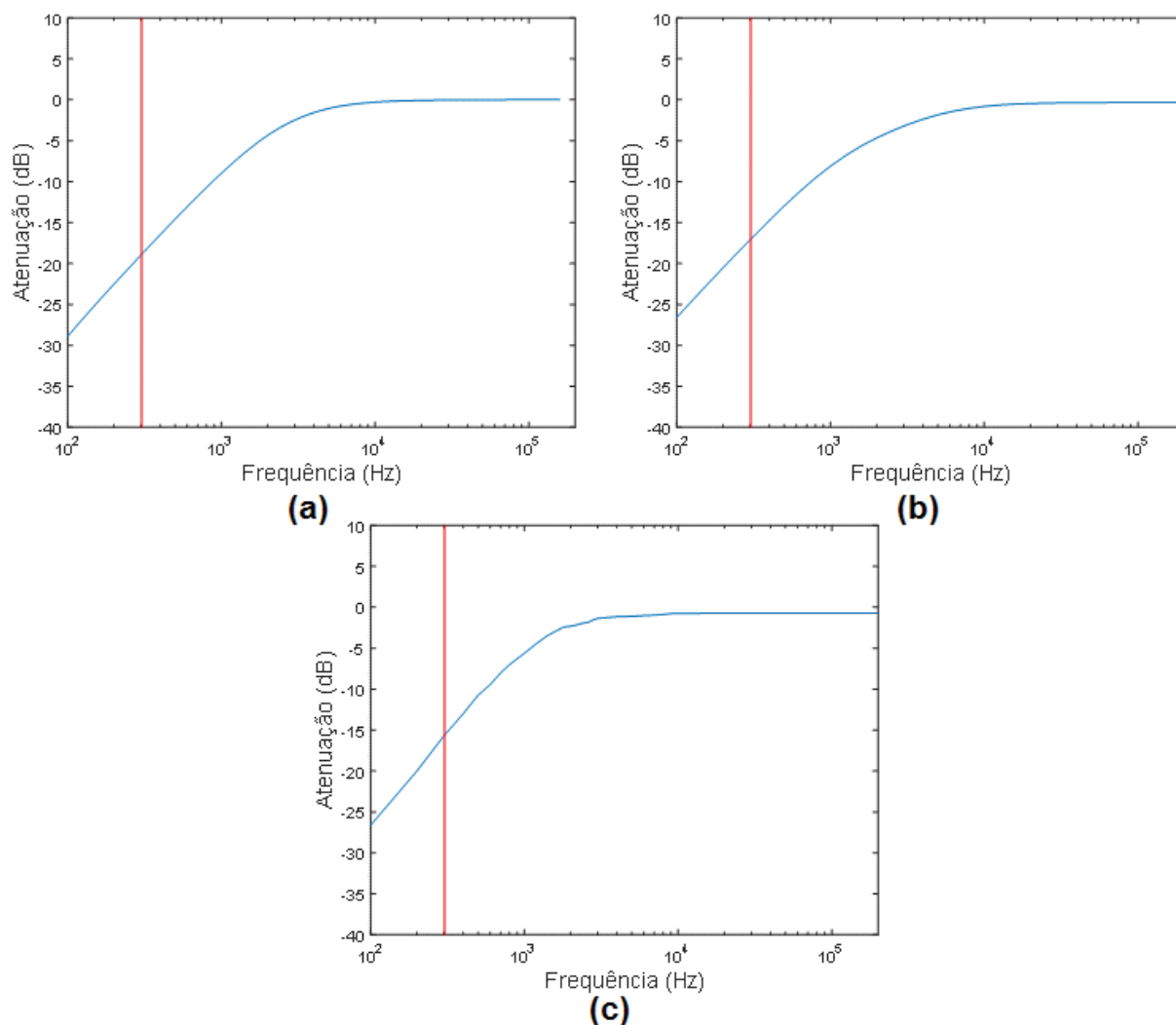


Figura 75: (a) banda de operação do *T/R Switch* calculada. (b) banda de operação do *T/R Switch* simulada. (c) banda de operação do *T/R Switch* medida.
Fonte: Autor.

4.2.4 Sinais de saída do detector de pico

A Figura 76 apresenta o circuito detector de pico como montado. Esse circuito foi empregado como uma alternativa para demodular um sinal de entrada que possuía

nível CC, algo que não seria possível apenas com o circuito tradicional que é composto pelo diodo, capacitor e o resistor.

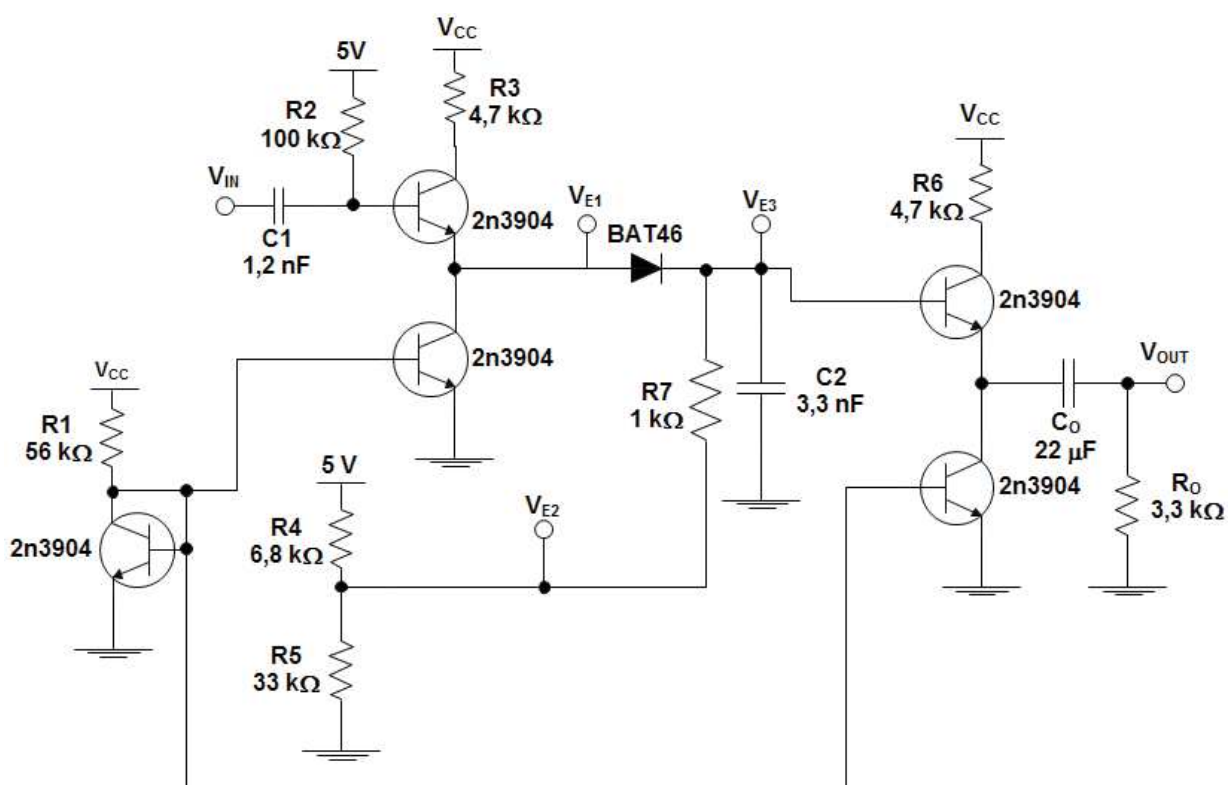


Figura 76: Detector de pico como montado.
Fonte: Autor.

A Figura 77 apresenta as respostas do circuito, sendo que a Figura 77.a representa a resposta medida e Figura 77.b a resposta simulada, resultando em sinais com saídas semelhantes. Desta maneira, o circuito utilizado como detector de pico, realizou a demodulação do sinal de entrada mesmo possuindo um nível de tensão CC.

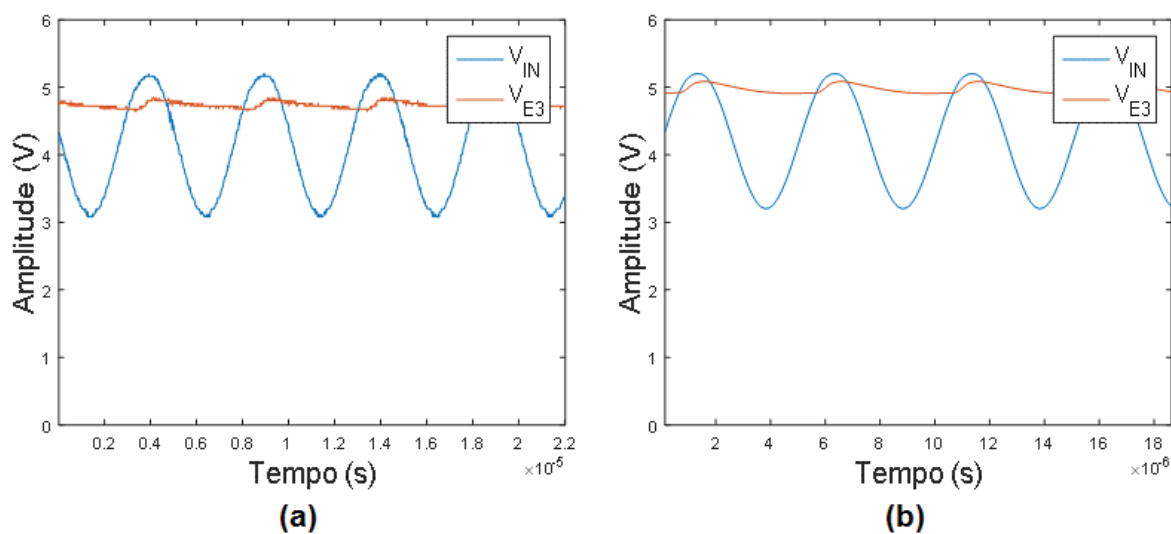


Figura 77: (a) Sinal de entrada e saída do detector de pico medido. (b) Sinal de entrada e saída do detector de pico simulado.
Fonte: Autor.

Em termos de variação ΔV_{E3} , o sinal medido e simulado tiveram respostas aproximadas, as quais são ilustradas na Figura 78. Para o sinal medido a variação $\Delta V_{E3} = 0,133$ V, enquanto que para o simulado a $\Delta V_{E3} = 0,175$ V, valores esses que são aproximados ao $\Delta V_{E3} = 0,159$ V calculado.

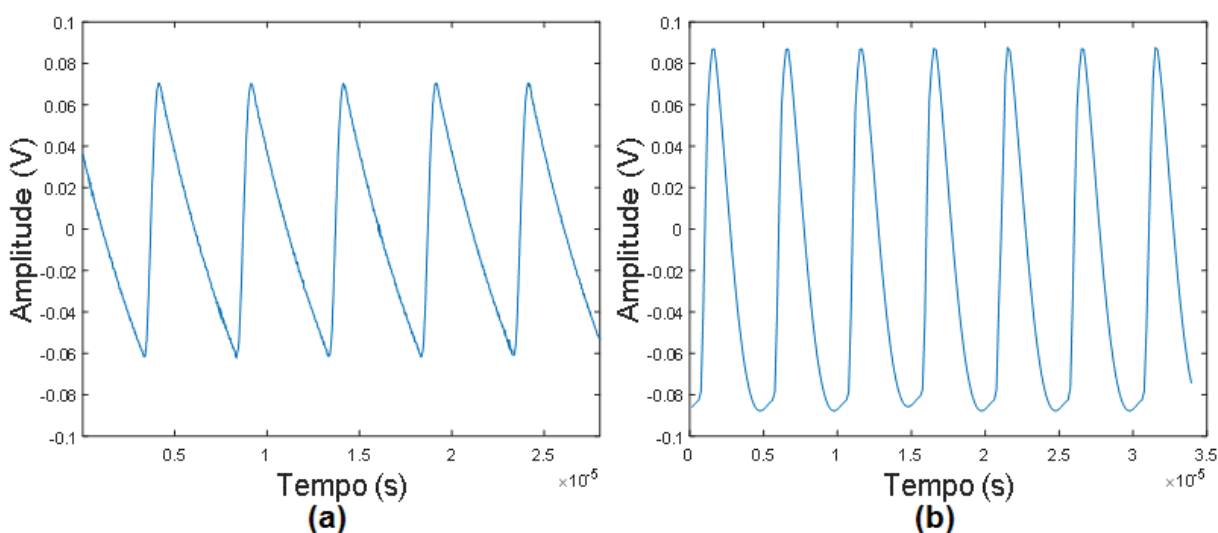


Figura 78: (a) Sinal ΔV_{E3} medido. (b) Sinal ΔV_{E3} simulado.
Fonte: Autor.

Contudo, para sinais com amplitudes menores que 0,3 V aplicados ao detector de pico, o diodo não entrará em condução, impedindo que seja detectado o sinal eco pelo comparador no microcontrolador, já que o limiar de comparação é de 0,149 V.

Na Figura 79 é representado o sinal eco após passar pelo circuito acoplador, sinal esse que vai para a porta do comparador interno do microcontrolador, para realizar a detecção do eco. Nessa Figura, nota-se a presença de segundo e terceiro ecos, isso se dá devido à energia aplicada na excitação do transdutor, e também por ser um local raso, visto que esse teste foi realizado com o transdutor no tonel de água.

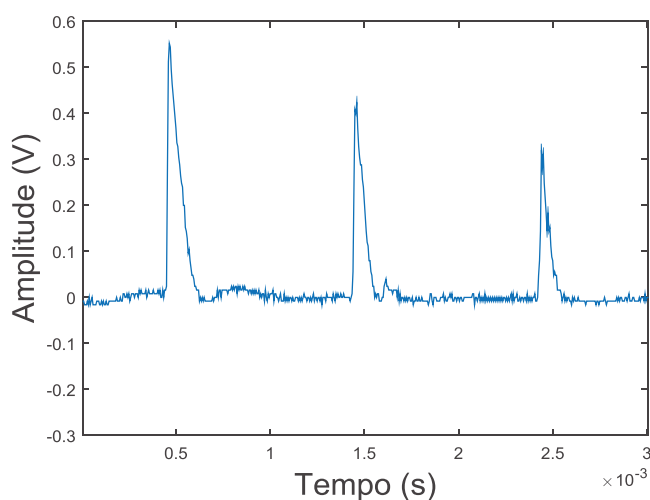


Figura 79: Sinal de saída da etapa de aquisição.
Fonte: Autor.

4.3 MEDIÇÕES DE PROFUNDIDADE REALIZADA EM LABORATÓRIO

Para verificar o erro de medição, foram realizados quatro testes com diferentes níveis de água no tonel. Em cada teste, primeiramente foi medida a profundidade com uma trena, e após foi medida a profundidade com o sistema completo, sendo retirada uma foto da tela com os dados apresentados na plataforma desenvolvida em *Visual Studio*.

Assim, nas Figuras 80, 81, 82 e 83 são apresentadas as profundidades medidas com o sistema de medição apresentado neste trabalho, para os níveis de água de 80 cm, 77,2 cm, 71,5 cm, 67,6 cm, respectivamente. Nas Figuras nota-se que os valores medidos variam em torno do nível de água, isso se dá pelo fato da água não estar totalmente parada e erros de medidas dado pelo sistema.

Contudo, as medições realizadas com o sistema apresentaram erros de no máximo ± 3 cm, sendo o erro previsto pela resolução axial para 5 pulsos igual a 1,865 cm para os quatro níveis de água. Desta forma, para maiores profundidades esse erro será insignificante, melhorando a exatidão do sistema.

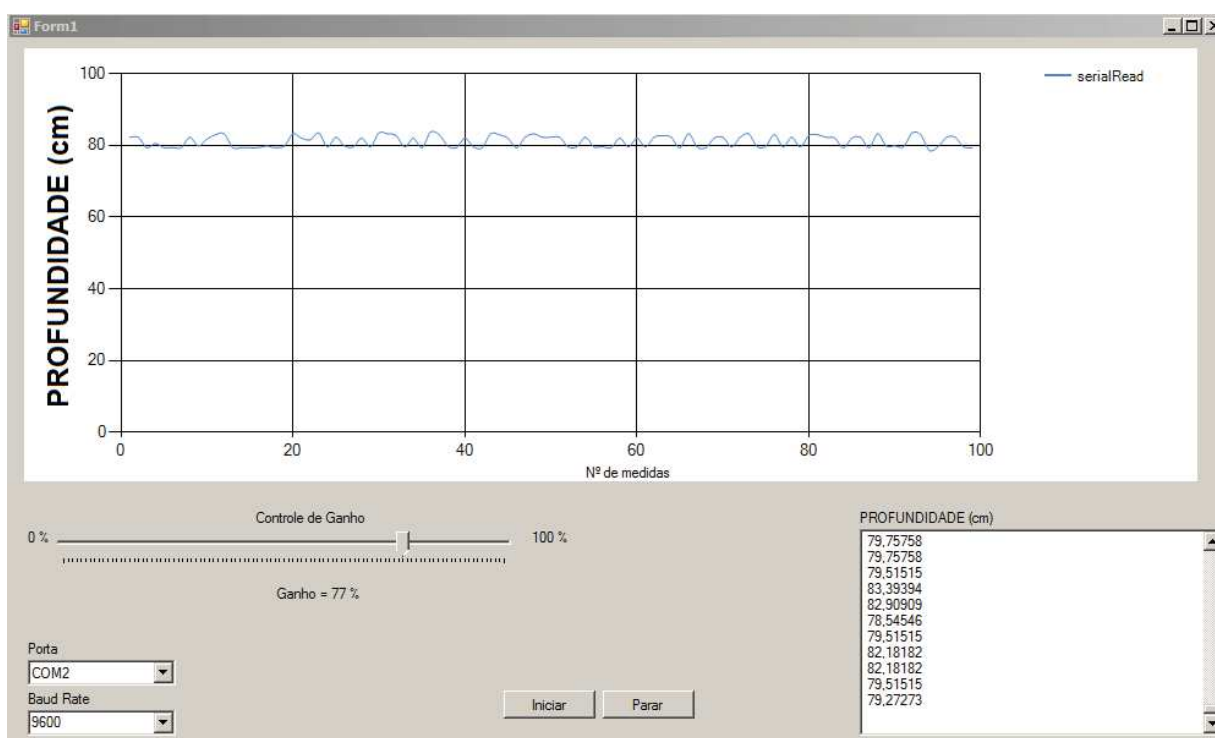


Figura 80: Profundidade medida em cm, com valor médio de 80,59 cm para um nível de água de 80 cm.

Fonte: Autor.

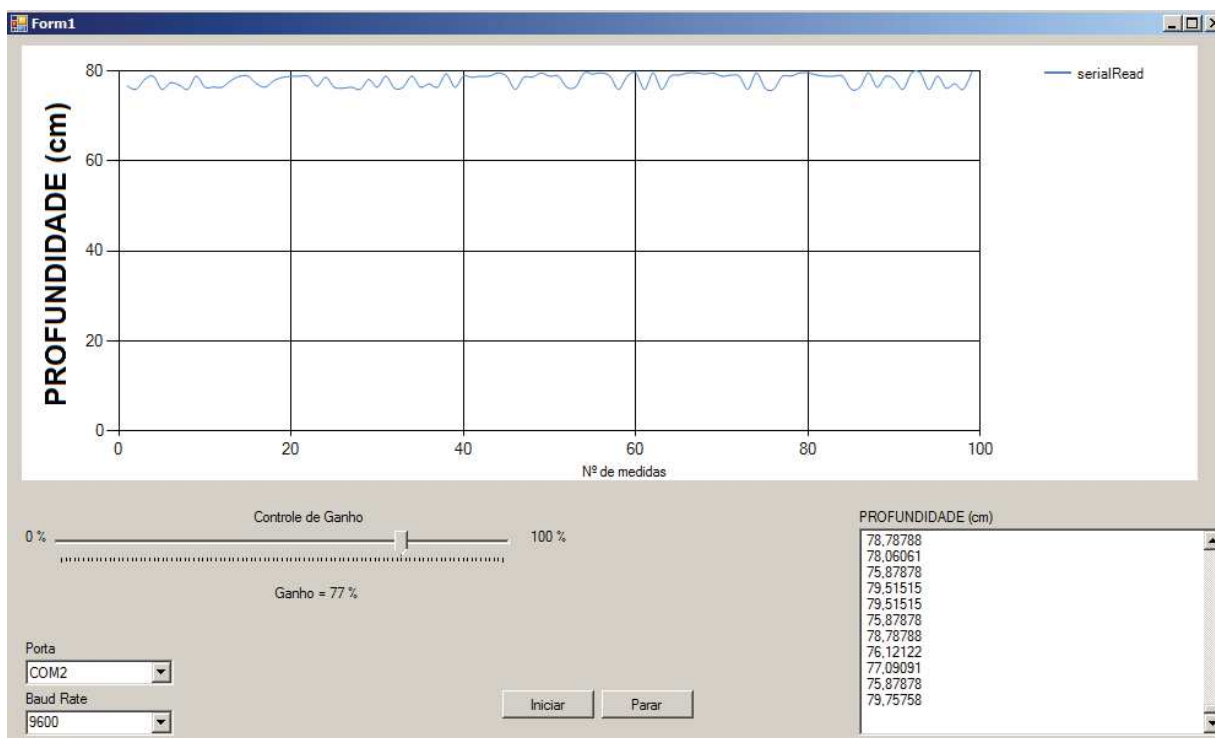


Figura 81: Profundidade medida em cm, com valor médio de 77,74 cm para um nível de água de 77,2 cm.

Fonte: Autor.

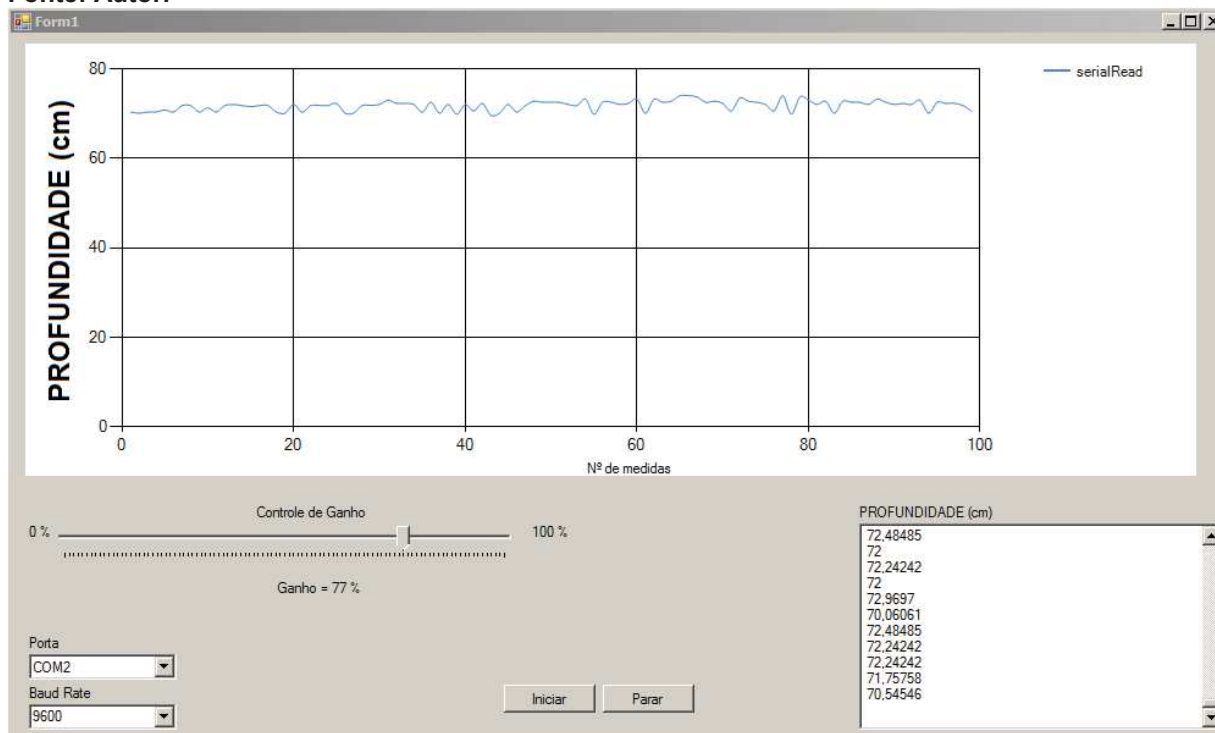


Figura 82: Profundidade medida em cm, com valor médio de 71,90 cm para um nível de água de 71,5 cm.

Fonte: Autor.

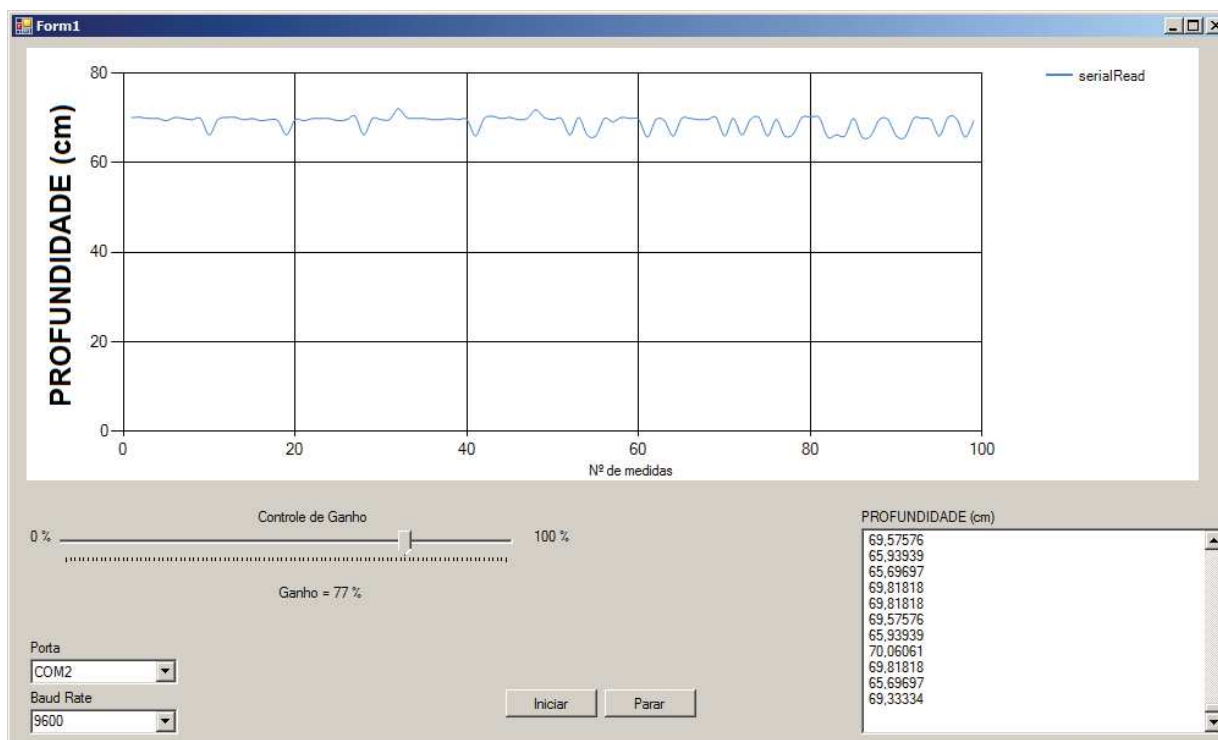


Figura 83: Profundidade medida em cm, com valor médio de 68,29 cm para um nível de água de 67,6 cm.

Fonte: Autor.

5 CONCLUSÕES

Um sistema para medição de profundidade baseado em transdutor ultrassônico através do emprego da técnica Pulso-Eco foi desenvolvido, o qual realizou medições em laboratório de profundidades compreendidas entre 67,6 cm à 80 cm, com um erro de medição total dado por ± 30 mm.

O sistema como um todo apresenta partes distintas na sua composição, sendo essas responsáveis pela excitação do transdutor, aquisição do eco, controle e cálculo do tempo de traslado do sinal, transmissão de dados via rádio e apresentação dos resultados.

O método utilizado na excitação do transdutor apresentou resultados satisfatórios, o qual foi comparado dois tipos de sinais para a excitação do transdutor, sendo para o melhor caso, atingindo um THD de 1,15%. Por meio do conversor *Boost* foi possível elevar a tensão da bateria de 11,1 V para 127 V, com baixos níveis de ruídos, devido as reduções feitas por meio de resistores e circuitos *snubber*.

O conversor *Full-Bridge* operou de forma eficiente para a frequência de 200 kHz, o qual em conjunto com um filtro ressonante, permitiu entregar um sinal com amplitude máxima de 680 V_{PP} ao transdutor. Por meio do filtro, comprovou-se que o SNR do sinal eco aumentou proporcionalmente com o ganho aplicado pela ressonância, compreendido entre 6,13 dB à 6,54 dB.

Por meio do modelo elétrico BVD simplificado do transdutor apresentado, permitiu ter uma boa aproximação do comportamento do circuito de excitação, sendo parâmetros de projetos como, valores dos indutores e capacitores do filtro, estipulados de forma a obter uma resposta mais eficiente o possível.

Os testes realizados com a etapa de aquisição tiveram como foco comparar os valores calculados, com simulados e medidos. Por meio do *T/R Switch* foi possível realizar a proteção dos circuitos, o qual apresentou um *insertion loss* de -0,714 dB.

Através da etapa de amplificação, implementada por meio de um circuito diferencial e um amplificador, obteve-se um ganho total de 50,86 dB. As equações apresentadas para ambos os circuitos, foram validadas através do levantamento das

bandas de operações calculadas, simuladas e medidas, as quais apresentaram resultados aproximados entre as mesmas.

Com a etapa de controle de ganho, permitiu fazer o ajuste manual do ganho final da etapa de amplificação, compreendido entre 13,92 dB à 50,86 dB, o qual teve um comportamento linear conforme era variada a tensão de controle gerada pelo regulador, sendo esse caracterizado pelas equações propostas, as quais foram validadas por testes em simulação e implementação prática.

A partir do detector de pico apresentado nesse trabalho, foi possível realizar a detecção da envoltória de um sinal com nível CC. Assim, por meio de dados simulados, calculados e medidos, foram validadas as equações e o comportamento do circuito.

O microcontrolador utilizado permitiu realizar dois tipos de excitação para o transdutor, controlar o ganho da etapa de amplificação por meio de um PWM, ajustar o limiar de comparação para o decisor e calcular o tempo de translado do sinal. Desta forma, por meio de dados recebidos via rádio foi efetuada a atualização do ganho da etapa de amplificação, enquanto que era transmitido o tempo de translado ao computador.

Por meio da plataforma desenvolvida em *Visual Studio* a profundidade foi calculada com base nos bytes transmitidos pelo microcontrolador, sendo apresentada de forma dinâmica através de um gráfico. Para alteração de ganho, foi criada uma barra no qual o usuário pode escolher entre 0% a 100% do valor do ganho a ser aplicado na etapa de amplificação.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

A partir do sistema apresentado nesse trabalho, futuros trabalhos podem ser aplicados aos seguintes temas:

- Desenvolver circuito de excitação para transdutores ultrassônicos com frequência de operação acima de 1 MHz.

- Aplicar outros modelos elétricos como aproximação do sensor ultrassônico, utilizando um analisador de impedância, para que assim seja realizado um casamento de impedância mais eficiente entre o transdutor e o circuito de excitação.
- Aplicar técnicas de detecção digital para o eco em conjunto com um FPGA, para a substituição do detector de pico analógico.
- Realizar medição de vazão da água de rios, através do cálculo da profundidade e da velocidade da água por meio da técnica de excitação por efeito Doppler.

6 REFERÊNCIAS

AGBOSSOU, K. et al. Class D amplifier for a power piezoelectric load. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, v. 47, p. 1036-1041, 2000.

ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. Fundamentals of Electric Circuits. **Science Engineering & Math**, v. 5, 2012.

ALI, M.; MAGEE, D.; DASGUPTA, U. Signal processing overview of ultrasound systems for medical imaging. **SPRAB12, Texas Instruments, Texas**, 2008.

ANG, W. T. et al. Design and implementation of therapeutic ultrasound generating circuit for dental tissue formation and tooth-root healing. **IEEE Transactions on biomedical circuits and Systems**, v. 4, p. 49-61, 2010.

BALOGH, L. Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits, 2001. Disponível em: <<http://scarletnet.eefocus.com/data/07-07/261183348424/File/1190268652.pdf>>.

BASTOS, T. F.; ABREU, J. M. M.; POVEDA, L. **Uso de sensores ultra-sônicos na medição de parâmetros em robótica e outras aplicações**. Instituto de Automática Industrial. Madrid. 1997.

CHOI, H.; SHUNG, K. K. Protection Circuits for Very High Frequency Ultrasound Systems. **Journal of medical systems**, v. 38, p. 34, 2014.

DIAZ, C. et al. **Pulse generator for ultrasonic PZT and PVDF transducer arrays based on a Programmable System-on-Chip (PSoC)**. Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE), 2016 13th International Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2016. p. 1-5.

ELECROW, 2017. Disponível em: <<https://www.elecrow.com/download/HC-12.pdf>>. Acesso em: 6 Abril 2017.

FLORIANI, B. L. **Proposta de uma solução conceitual de um sistema de investigação subaquático para águas rasas**. UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA. Florianópolis. 2013.

GETFEETWET NAVIGATION INC. **SONAR Technology for Fish Finders**, 2017. Disponível em: <http://www.getfeetwet.com/whitepaper/sonar_explained.pdf>. Acesso em: 12 Abril 2017.

GLOBAL MARKET, 2017. Disponível em: <<http://www.globalmarket.com/product-info/200khz-small-ultrasonic-transducer-for-depth-measurement-9524747.html>>. Acesso em: 6 Junho 2017.

GRAEME, J. G. et al. **Operational amplifiers: design and applications**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1971. 473 p.

HART, D. W. **Power electronics**. [S.l.]: Tata McGraw-Hill Education, 2011.

HEDRICK, W. R.; HYKES, D. L.; STARCHMAN, D. E. **Ultrasound physics and instrumentation**. 3. ed. ed. St. Louis [u.a.]: Mosby, 1995. ISBN ISBN: 0815142463. Bis 2. Aufl. u.d.T.: Hykes, David L.: Ultrasound physics and instrumentation.

HENDEE, W. R.; RITENOUR, E. R. **Medical imaging physics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003.

HENRY, W. O. Electromagnetic compatibility engineering. **America: Wiley**, 2009.

HOLTERMAN, J.; GROEN, P. **An Introduction to piezoelectric materials and applications**. [S.l.]: Stichting Applied Piezo, 2013.

HUANG, H.; PARAMO, D. Broadband electrical impedance matching for piezoelectric ultrasound transducers. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, v. 58, 2011.

JUNG, S.-J.; HONG, S.-K.; KWON, O.-K. Low-Power Low-Noise Amplifier Using Attenuation-Adaptive Noise Control for Ultrasound Imaging Systems. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 11, p. 108-116, 2017.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width modulated DC-DC power converters**. Chichester: Wiley, 2008. ISBN ISBN: 9780470773017. Literaturangaben.

KIM, J. et al. **Electrical modeling of piezoelectric ceramics for analysis and evaluation of sensory systems**. Sensors Applications Symposium, 2008. SAS 2008. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2008. p. 122-127.

LIU, X. et al. An automatic resonance tracking scheme with maximum power transfer for piezoelectric transducers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, p. 7136-7145, 2015.

LUTZ, H.; BUSCARINI, E. **Manual of diagnostic ultrasound**. [S.l.]: World Health Organization, v. 2, 2013.

MALVINO, A. P. **Eletrônica**. 4^a. ed. São paulo: MAKRON Books, v. I, 1997.

MASSA, F. Sonar transducers: A history. **ST Special Report, Massa Products Corporation**, 1989.

MEDKEFF, R. J.; PARENT, R. J. A Diode Bridge Limiter for Use with Electronic Analogue Computers. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 70, p. 913-916, 1951.

ON SEMICONDUCTOR, 2012. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/2N3903-D.PDF>>. Acesso em: 7 Julho 2017.

OPPENHEIM, A. V. **Sinais e sistemas**. [S.l.]: Prentice-Hall, 2010.

PENTZ, R. A. et al. **Driving an ultrasonic transducer with a multicell inverter**. ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 976-980.

PERSSON, H. W. Electric excitation of ultrasound transducers for short pulse generation. **Ultrasound in medicine & biology**, v. 7, p. 285-291, 1981.

PINKERTON, J. M. M. The absorption of ultrasonic waves in liquids and its relation to molecular constitution. **Proceedings of the Physical Society. Section B**, v. 62, p. 129, 1949.

PROKIC, M. Piezoelectric Transducers Modeling and Characterisation. **Quality**, 2004.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Pensacola: Academic Press, 2001.

RAZAVI, B. **Fundamentals of microelectronics**. 2. ed. [S.l.]: Wiley, 2013. 903 p.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microelectronic circuits**. 5. ed. New York: Oxford University Press, 2004.

SELFIDGE, A. R. Approximate material properties in isotropic materials. **IEEE transactions on sonics and ultrasonics**, v. 32, p. 381-394, 1985.

STARZYK, J. A.; JAN, Y.-W.; QIU, F. A DC-DC charge pump design based on voltage doublers. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications**, v. 48, p. 350-359, 2001.

SVILAINIS, L.; DUMBRAVA, V. Evaluation of the ultrasonic transducer electrical matching performance. **Ultragarsas" Ultrasound"**, v. 62, p. 16-21, 2007.

SVILAINIS, L.; DUMBRAVA, V.; MOTIEJUNAS, G. **Optimization of the ultrasonic excitation stage**. Information Technology Interfaces, 2008. ITI 2008. 30th International Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2008. p. 791-796.

TANG, S. C.; CLEMENT, G. T. **A harmonic cancellation technique for an ultrasound transducer excited by a switched-mode power converter**. Ultrasonics Symposium, 2008. IUS 2008. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2008. p. 2076-2079.

TDK, 2016. Disponivel em:
<https://product.tdk.com/info/en/catalog/datasheets/ferrite_mn-zn_material_characteristics_en.pdf>. Acesso em: 3 ago. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS, 2004. Disponível em:
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431a.pdf>>. Acesso em: 6 Julho 2017.

TEXAS INSTRUMENTS, 2010. Disponível em:
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tx810.pdf>>. Acesso em: 16 set. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS, 2014. Disponível em:
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tm4c123gh6pm.pdf>>. Acesso em: 20 Julho 2017.

TODD, P. C. **Snubber circuits: Theory, design and application**. Unitrode-Power Supply Design Seminar. [S.l.]: [s.n.]. 1993. p. 1993.

TOLE, N. M.; OSTENSEN, H. **Basic physics of ultrasonographic imaging**. [S.l.]: World Health Organization, 2005.

VASJANOV, A.; BARZDENAS, V. **Design of a time-gain-compensation amplifier for ultrasonic echo signal processing**. Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream), 2015 Open Conference of. [S.l.]: [s.n.]. 2015. p. 1-6.

WANG, X. **Ultrasonic Generator for Surgical Applications and Non-invasive Cancer Treatment by High Intensity Focused Ultrasound**. L'UNIVERSITE PARIS-SACLAY. [S.l.]. 2016.

XU, X.; YEN, J. T.; SHUNG, K. K. A low-cost bipolar pulse generator for high-frequency ultrasound applications. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, v. 54, 2007.

APÊNDICE A – Modelagem do circuito amplificador

A Figura 1 apresenta o circuito utilizado como amplificador, o qual por meio do resistor R_g e capacitor C_g , permite-se alterar o valor do ganho final. Logo, na modelagem desse circuito é considerado dos pontos de operação, o primeiro com $R_g = 0 \Omega$ e o segundo para $R_g = \infty \Omega$.

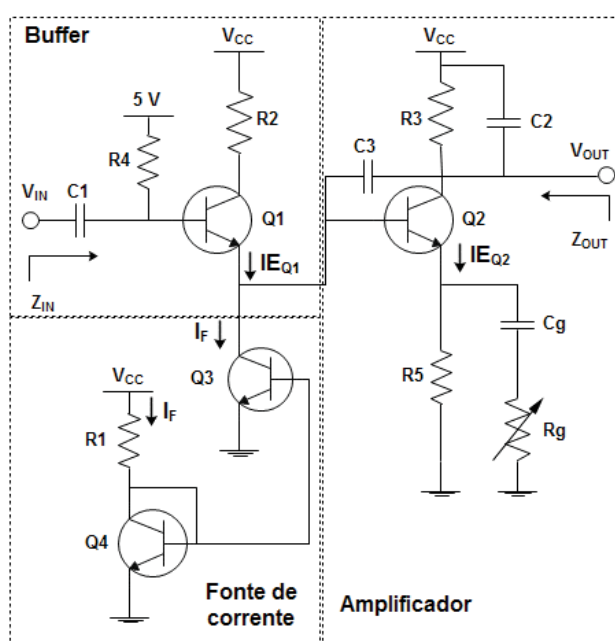


Figura 1: Circuito amplificador.
Fonte: Autor.

Para o primeiro caso, é apresentado o circuito equivalente na Figura 2. Portanto, a corrente que flui no transistor Q3, gerada pelo espelho de corrente, é definida por

$$I_F = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R1}, \quad (1)$$

sendo I_F a corrente que passa pelos transistores Q3 e Q4, V_{CC} a tensão de alimentação do amplificador, V_{BE} a tensão base-coletor do transistor BJT, a qual geralmente é considerada 0,7 V.

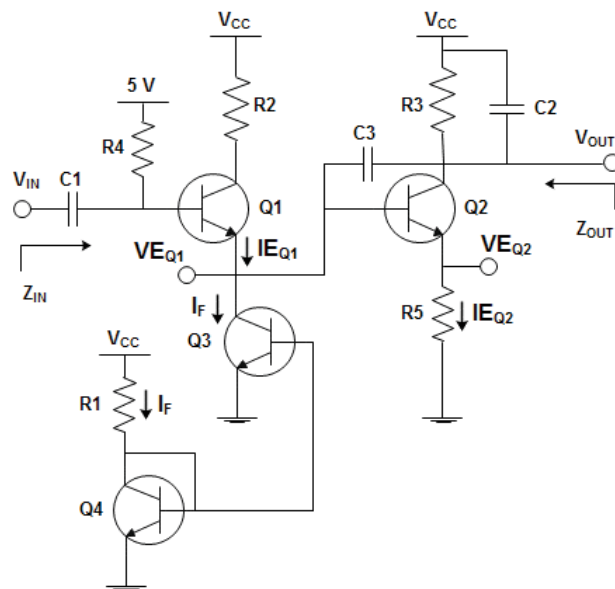


Figura 2: Circuito equivalente para R_g com resistência infinita.
Fonte: Autor.

Assim, por meio do modelo de pequenos sinais de um transistor BJT, é definida a resistência de emissor, dada por

$$r_{e_{QX}} = \frac{V_T}{I_{EQX}} \quad (2)$$

sendo $r_{e_{QX}}$ a resistência de emissor do transistor QX em pequenos sinais, no qual X é o número de determinado transistor, V_T a tensão térmica e I_{EQX} a corrente que passa pelo emissor do transistor QX, no qual X é o número de determinado transistor. Assim, através da Figura 3, a qual apresenta o modelo o circuito amplificador por meio do modelo de pequenos sinais, logo, a corrente que passa pelo emissor do transistor (I_{EQ1}) será definida por

$$I_{EQ1} = I_F + \frac{I_{EQ2}}{\beta + 1}, \quad (3)$$

sendo β o ganho de corrente de emissor. Desta maneira, como β para transistores de amplificação tem valores acima de 100, a corrente I_{EQ1} será aproximada para

$$I_{EQ1} = I_F, \quad (4)$$

devido a divisão $I_{EQ1}/(\beta+1)$ ser muito menor que o valor de I_F .

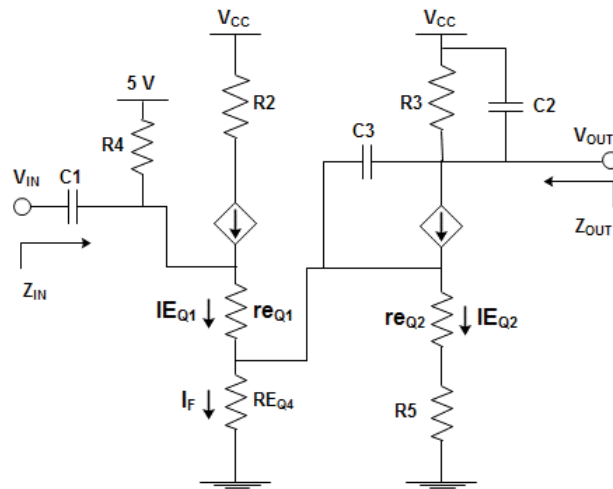


Figura 3: Modelo de pequenos sinais do amplificador para R_g com resistência infinita.
Fonte: Autor.

Assim, por meio da corrente que passa pelo transistor Q_1 , permite-se descrever as tensões nos terminais VE_{Q1} e VE_{Q2} , sendo dadas por

$$VE_{Q1} = 4,3 - \frac{R4i_F}{\beta + 1}, \quad (5)$$

$$VE_{Q2} = 3,6 - \frac{R4i_F}{\beta + 1}, \quad (6)$$

no qual foi considerada uma queda de tensão $V_{BE} = 0,7$ V. Portanto, por meio da tensão no terminal VE_{Q2} , a corrente IE_{Q2} que passa pelo transistor Q2 será definida por

$$IE_{Q2} = \frac{VE_{Q2}}{R5} = \frac{3,6 - \frac{R4I_F}{\beta + 1}}{R5}, \quad (7)$$

Portanto, considerando que não há perdas por divisores de tensão através do *buffer* dado pelo transistor Q1, o ganho característico do circuito amplificador emissor comum dado pelo transistor Q2 é definido por

$$G_{V1} = -\frac{R3}{re_{Q2} + R5}, \quad (8)$$

sendo G_{V1} o ganho do amplificador para a resistência R_g infinita. Logo, por meio do modelo de pequenos sinais apresentado na Figura 3, a impedância de entrada (Z_{IN}) e saída (Z_{OUT}) do amplificador será descrita por

$$Z_{IN} = \left[\left(\left[(\beta + 1)(R5 + re_{Q2}) \right] // ro_{Q3} \right) + re_{Q1} \right] (\beta + 1) // R4, \quad (9)$$

$$Z_{OUT} = R3, \quad (10)$$

sendo ro_{Q3} a resistência de coletor-emissor do transistor Q3 dada pelo efeito Early.

Devido aos capacitores presentes no circuito, é feita a sintonização do amplificador, o que permite reduzir a presença de ruídos, melhorando a resposta final do circuito. Portanto, as frequências de cortes dos filtros presentes no circuito, para a resistência R_g infinita, são dadas por

$$f_{n1} = \frac{1}{2\pi Z_{IN} C1}, \quad (11)$$

$$f_{n2} = \frac{1}{2\pi Z_{OUT} C2}, \quad (12)$$

$$f_{n3} = \frac{1}{2\pi r_{eQ1} C3(1-G_{V1})}, \quad (13)$$

sendo a frequência de corte do filtro passa-altas f_{n1} dada pelo capacitor C1 e a impedância de entrada Z_{IN} , a frequência de corte do filtro passa-baixas f_{n2} dada pelo capacitor C2 e a impedância de entrada Z_{OUT} , e a frequência de corte do filtro passa-baixas f_{n3} dada pelo capacitor C3, devido ao efeito Miller que é característico de amplificadores inversores, o qual multiplica pelo ganho a capacitância que está conectada entre os terminais de coletor e base do transistor BJT.

A Figura 4 apresenta o circuito amplificador considerando que a resistência R_g é igual a zero. Neste caso, o ganho do amplificador será maior para determinada frequências, devido o capacitor C_g se comportar como um curto para altas frequências.

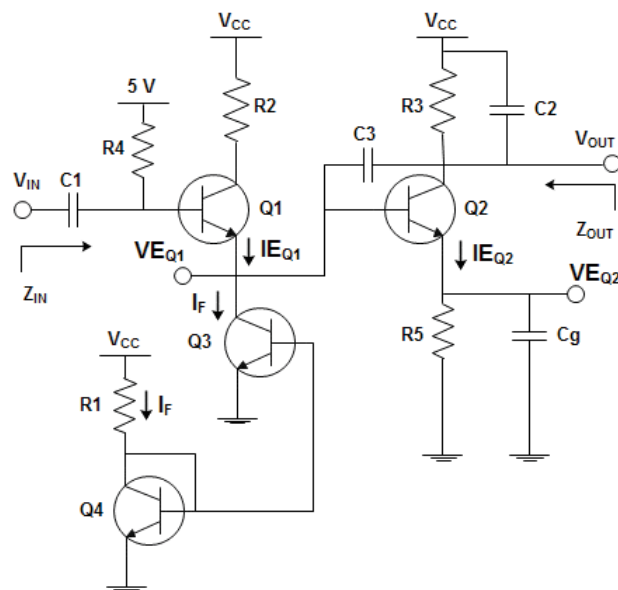


Figura 4: Circuito equivalente para R_g com resistência nula.
Fonte: Autor.

Na Figura 5 é apresentado o modelo de pequenos sinais para o amplificador operando com R_g nulo, assim as correntes que passam pelos transistores $I_{E_{Q1}}$ e $I_{E_{Q2}}$ continuaram sendo as mesmas definidas pelas equações (4) e (7), respectivamente.

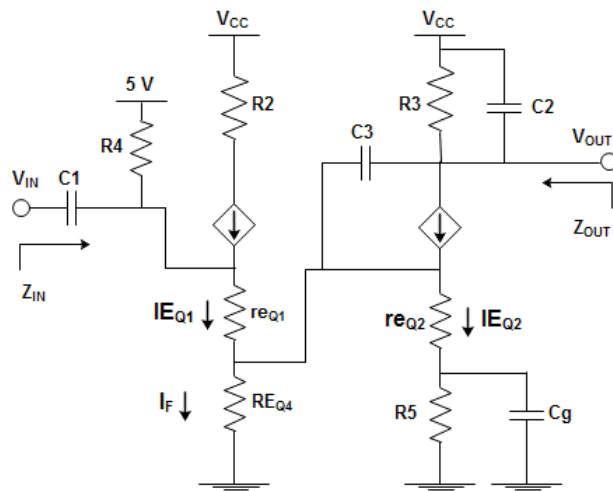


Figura 5: Modelo de pequenos sinais do amplificador para R_g com resistência infinita.
Fonte: Autor.

Portanto, devido a resistência R_5 ser elevada, o paralelo entre o capacitor C_g e o resistor R_5 será aproximado para apenas o capacitor C_g , assim o ganho do amplificador emissor para esse caso será dado por

$$G_{V2} = \frac{R3}{re + \frac{1}{j\omega Cg}}, \quad (14)$$

sendo G_{V2} o ganho do amplificador e ω a frequência angular. Ajustando os termos da equação (14), resultará em

$$G_{V2} = \frac{R3}{re} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{reCg}}, \quad (15)$$

Assim, nota-se que o ganho G_{V2} do amplificador é multiplicado por um filtro passa-altas, sendo a frequência de corte dada por

$$f_n = \frac{1}{2\pi r_e C_g}, \quad (16)$$

sendo a f_n a frequência de corte. Para os filtros gerados pelos capacitores C1, C2 e C3 as equações seguem as mesmas já definidas (11), (12) e (13), diferenciando apenas na impedância de entrada e que o ganho G_{V1} é substituído por G_{V2} .

Para o cálculo da impedância de entrada, é considerado o pior caso, onde o capacitor C_g comporta-se como um curto circuito. Assim, a resistência $R5$ não influenciará mais na impedância de entrada, a qual é descrita por

$$Z_{IN} = \left[\left(\left[(\beta + 1)r_{eQ2} \right] // r_{oQ3} \right) + r_{eQ1} \right] (\beta + 1) // R4, \quad (17)$$

APÊNDICE B – Modelagem do regulador controlado por PWM

A Figura 1 apresenta o regulador controlado por PWM, nesse circuito a tensão de saída V_{OUT} comporta-se linearmente conforme a variação da razão cíclica (D) do PWM, o que permite variar o valor de V_{OUT} .

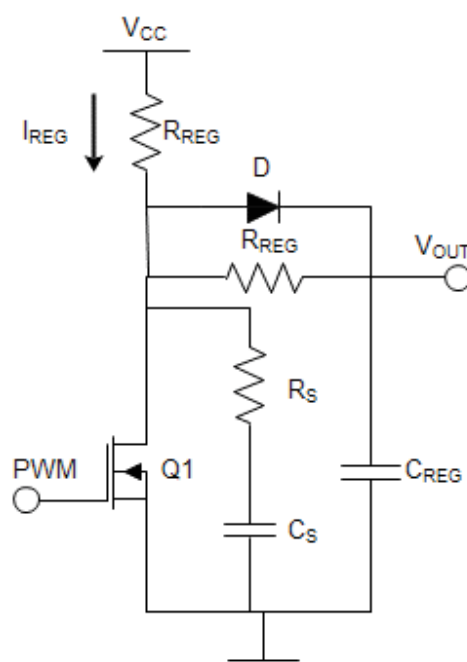


Figura 1: Circuito regulador de tensão controlado por PWM.
Fonte: Autor.

Com a inserção de um sinal PWM no terminal *gate* do MOSFET (Q1), o transistor entrará em modo de condução para um valor de tensão gate-source (V_{GS}) maior que a tensão de threshold (V_{Th}) do MOSFET, e em modo desligado para $V_{GS} = 0$ V. Assim, para o cálculo da V_{OUT} será considerado que a variação na tensão de saída para o transistor no modo de condução (ΔV_{OUTON}), somada a variação na tensão de saída para o transistor no modo desligado (ΔV_{OUTOFF}) é igual a zero no período de chaveamento (T_C).

A Figura 2 apresenta o gráfico da variação na tensão V_{OUT} conforme é aplicado o sinal PWM. Assim, para o MOSFET em modo desligado, a corrente que passará pelo capacitor C_{REG} , considerando o diodo ideal, é definida por

$$I_{OFF} = C_{REG} \frac{dV_{OUT}}{dt} = \frac{V_{CC} - V_{OUT}}{R_{REG}}, \quad (1)$$

sendo I_{OFF} a corrente que passa pelo capacitor C_{REG} para o MOSFET em modo desligado.

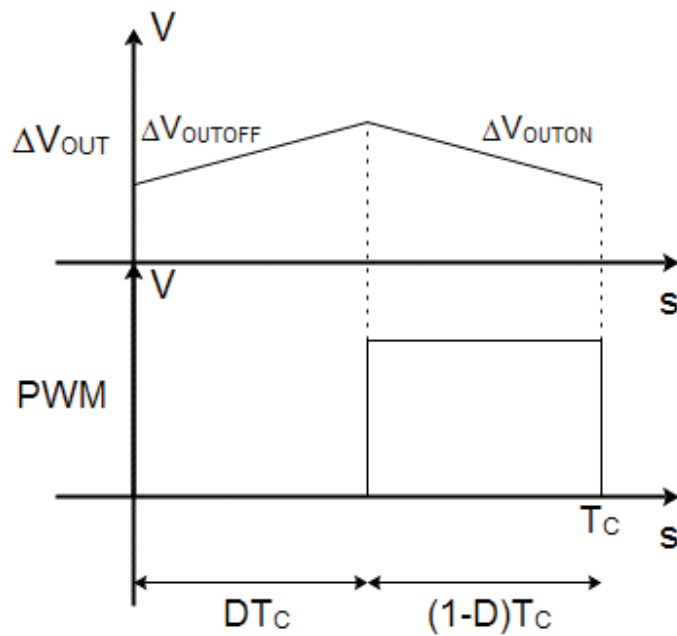


Figura 2: Comportamento da variação na tensão de saída ΔV_{OUT} .
Fonte: Autor.

Portanto, considerando a variação (ΔV_{OUTOFF}) na parte do período DT_C , e substituindo em (1), ΔV_{OUTOFF} será descrito por

$$\Delta V_{OUTOFF} = \frac{DT_C}{R_{REG}C_{REG}}(V_{CC} - V_{OUT}). \quad (2)$$

Para o MOSFET em modo de condução, a corrente que passa pelo capacitor será descrita por

$$I_{ON} = -C_{REG} \frac{dV_{OUT}}{dt} = \frac{V_{OUT}}{R_{REG}}, \quad (3)$$

sendo I_{ON} a corrente que passa pelo capacitor C_{REG} para o MOSFET em modo de condução. Assim, a variação (ΔV_{OUTON}) na parte do período $(1-D)T_C$ será descrita por

$$\Delta V_{OUTON} = -\frac{(1-D)T_C}{R_{REG}C_{REG}} V_{OUT}. \quad (4)$$

Portanto, somando as equações (2) e (4), a tensão de saída V_{OUT} será descrita por

$$V_{OUT} = DV_{CC} \quad (5)$$

Para o cálculo da capacitância C_{REG} , será considerado quando o MOSFET está em modo de condução, quando o capacitor está descarregando. Portanto, resolvendo a equação (4), a capacitância será descrita por

$$C_{REG} = \frac{(1-D)T_C}{R_{REG}\Delta V_{OUTON}} V_{OUT}. \quad (6)$$

A Figura 3 apresenta o gráfico da corrente I_S , que é a corrente fornecida pela fonte para o regulador. A corrente I_S é composta das correntes I_{OFF} com a corrente que passa pelo transistor Q1 quando está em modo de condução. Portanto, a partir da Figura 3, o valor médio da corrente I_S será definido por

$$I_{REG} = \frac{1}{T_C} \left[\int_0^{DT_C} \frac{V_{CC} - V_{OUT}}{R_{REG}} dt + \int_{DT_C}^{T_C} \frac{V_{CC}}{R_{REG}} dt \right], \quad (7)$$

$$I_{REG} = \frac{V_{CC}}{R_{REG}} (1 - D^2), \quad (8)$$

sendo I_{REG} a corrente média fornecida ao regulador.

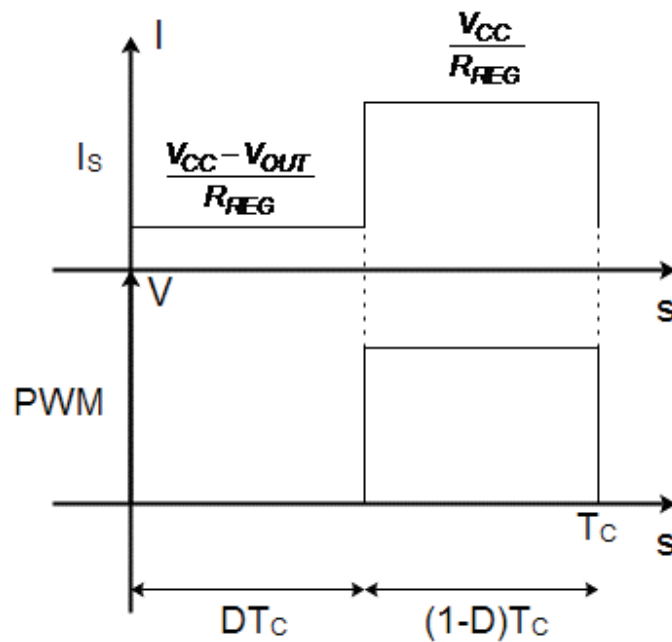


Figura 3: Comportamento da corrente fornecida ao regulador.
Fonte: Autor.