



Raphael Botelho Pereira

**Transferência ultrassônica de energia e
dados através de camadas de metal e
fluido utilizando modulação em
frequência**

Dissertação de Mestrado

Dissertação apresentada como requisito parcial para
obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-
graduação em Engenharia Elétrica, do Departamento de
Engenharia Elétrica da PUC-Rio.

Orientador: Prof. Alan Conci Kubrusly

Rio de Janeiro
Abril de 2022



Raphael Botelho Pereira

**Transferência ultrassônica de energia e
dados através de camadas de metal e
fluido utilizando modulação em
frequência**

Dissertação apresentada como requisito parcial para
obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-graduação
em Engenharia Elétrica da PUC-Rio. Aprovada pela
Comissão Examinadora abaixo:

Prof. Alan Conci Kubrusly

Centro de Estudos em Telecomunicações – PUC-Rio

Prof. Eduardo Costa da Silva

Departamento de Engenharia Elétrica – PUC-Rio

Prof. Arthur Martins Barbosa Braga

Departamento de Engenharia Mecânica – PUC-Rio

Todos os direitos reservados. A reprodução, total ou parcial do trabalho, é proibida sem a autorização da universidade, do autor e do orientador.

Raphael Botelho Pereira

Graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Católica de Petrópolis em 2018. Foi pesquisador da PUC-Rio nos laboratórios do LSFO. Atualmente atua como Engenheiro Pesquisador na empresa Condor Tecnologias Não Letais.

Ficha catalográfica

Pereira, Raphael Botelho

Transferência ultrassônica de energia e dados através de camadas de metal e fluido utilizando modulação em frequência / Raphael Botelho Pereira ; orientador: Alan Conci Kubrusly. – 2022.

142 f. : il. color. ; 30 cm

Dissertação (mestrado)–Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2022.

Inclui bibliografia

1. Engenharia Elétrica – Teses. 2. Ondas ultrassônicas. 3. Comunicação acústica. 4. Modulação em frequência. 5. Fornecimento de energia. 6. Canal de comunicação não intrusivo. I. Kubrusly, Alan Conci. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CCD: 621.3

À minha esposa Priscila, meus pais Maria Lúcia e Nelson e
minha irmã Mariana pelo apoio, dedicação e muita
paciência

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador Alan, pela paciência, pelo apoio, por compartilhar seu enorme conhecimento sem restrições, e aceitar ser meu orientador neste trabalho.

Agradeço aos colegas do laboratório de sensoriamento por fibras ópticas da PUC Rio: Arthur, Luiz Fabiano, Sávio, Alexandre, Thiago, Maria Izabel, Leonardo, que contribuíram muito para a realização deste trabalho, seja me disponibilizando a estrutura necessária para realizar meus experimentos, bem como ajudando a realizar o experimento em si. Em especial, agradeço e muito a Paula Gouvêa pelos conselhos, orientações e interesse.

A Priscila Braga, minha esposa, por me apoiar e ter toda a paciência do mundo. Conversas nas horas difíceis e o incentivo a não desistir desta etapa da minha vida. Aturando a bagunça que se instaurou no meu escritório (laboratório) no período em que este trabalho foi desenvolvido, antes e depois...

A meus pais, Nelson e Maria Lúcia e minha irmã Mariana, pelo apoio e incentivo de sempre perante as minhas conquistas.

Ao meu grande amigo Felipe de Carvalho, pelas ótimas conversas e discussões, sempre disposto a me ajudar.

A meu amigo querido Orlando Brito, que me ajudou demais a chegar onde cheguei hoje, compartilhando seu enorme conhecimento.

A meu amigo e orientador da graduação Adalberto Imbrosio, pelo apoio, incentivo e ótimas conversas.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Esta dissertação foi desenvolvida em associação com o projeto ANP 19062-9, "Sistema de monitoramento para poços baseado em dispositivos microeletromecânicos (MEMS)", patrocinado pela Shell Brasil no escopo da Cláusula de P&D da ANP (Compromisso de Investimentos com Pesquisa e Desenvolvimento).

Resumo

Botelho Pereira, Raphael; Conci Kubrusly, Alan; . **Transferência ultrassônica de energia e dados através de camadas de metal e fluido utilizando modulação em frequência.** Rio de Janeiro, 2022. 142p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

A necessidade de transmitir energia e dados através de barreiras metálicas tem sido cada vez maior em aplicações industriais, onde não é possível a penetração de cabos elétricos, ou o uso de ondas eletromagnéticas, tais como, por exemplo, em sistemas de sensoriamento de cimentação em poços de petróleo. Ondas acústicas podem ser uma solução para esse problema, porque não são afetadas pelo efeito gaiola de Faraday, além de possuírem baixa atenuação ao atravessarem metais. Diversos esforços foram feitos para realizar a transmissão de dados através de camadas metálicas, com abordagens que variam em composição do canal acústico, taxa de transmissão, transmissão simultânea de dados e energia e complexidade dos circuitos empregados; existe, porém, carência de trabalhos que envolvam camadas metal-fluído-metal. Este trabalho apresenta uma possível solução utilizando ondas acústicas como meio de transportar energia e dados em um canal composto de barreiras com duas camadas metálicas e uma de fluído. Aqui propõe-se uma inovadora técnica de controle automático de ganho e um melhor aproveitamento da largura de banda do canal acústico, que permite maior taxa de transmissão de dados. É ainda proposta uma técnica para controle dinâmico da portadora enviada ao lado passivo do sistema. Inicialmente, foi feita uma análise de um modelo numérico, baseado em trabalhos anteriores, fundamentado na propagação de ondas acústicas e baseado na analogia acustoelétrica. Em seguida, desenvolveu-se um sistema eletrônico para receber / transmitir energia e dados digitais, modulados em frequência, de um lado ao outro do sistema. Por fim, análises experimentais foram feitas utilizando como canal acústico, um conjunto de duas placas planas de aço (de 5 mm) separadas por uma camada de fluído (de 100 mm) e dois transdutores alinhados axialmente, realizando a transferência de energia e dados digitais modulados em frequência. O sistema foi capaz de realizar a transferência de dados a uma taxa de 19200 bps e simultaneamente uma transferência de energia de

66 mW, com essa energia foi possível alimentar o modulo eletrônico e um sensor de pressão e temperatura. Durante os testes foi constatado um aproveitamento de 5,5 % da energia aplicada ao canal, e foi possível atingir uma taxa de erro de bit de 5 % em um teste com 2 h e 30 min de duração, utilizando o canal acústico com camadas de múltiplos materiais propostos. O sistema de controle de portadora funcionou adequadamente, permitindo uma redução de consumo de até 53 %. O controle automático de ganho permitiu uma redução de 50 % na taxa de erro de decodificação. Demonstra-se, então, a viabilidade de tais sistemas de controle propostos, os quais podem ser úteis em casos onde existam variações nas características acústicas do canal em questão que, em conjunto com a transferência não intrusiva, pode prover solução para sistemas de sensoriamento.

Palavras Chave

Ondas ultrassônicas; comunicação acústica; modulação em frequência; fornecimento de energia; canal de comunicação não intrusivo; canal acústico; comunicação com camadas de metais e fluido, *Energy Harvesting*.

Abstract

Botelho Pereira, Raphael; Conci Kubrusly, Alan. **Ultrasonic energy and data transfer through metal and fluid layers using frequency modulation.** Rio de Janeiro, 2022. 142p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

The need for energy and data transmission through metallic barriers is increasing in industrial applications, where the penetration of electrical waves or the use of electrical waves is not possible. An example of such a scenario is the monitoring of cementing in wellbore applications. Acoustic waves are promising to solve this problem, since they are not affected by the Faraday cage effect, in addition, they present low attenuation when propagating in metals. Several efforts have been made to carry out data transmission through metallic layers, with approaches that vary in composition of the acoustic channel, transmission speed, simultaneous transmission of data and energy and the complexity of the circuits used, but there is a lack of works involving metal-fluid-metal layers. This work presents a possible solution using acoustic waves as a mean of transporting energy and data in a channel composed of barriers with two metallic layers and one fluid layer. Here, it is proposed a novel technique for automatic gain control and better use of the available bandwidth of the acoustic channel, which allows higher data transmission speed. Also, a technique for dynamic control of the carrier sent to the passive side of the system is proposed. Initially, an analysis with a numerical model was made, following previous works, which is based on the propagation of acoustic waves and relying on the acoustoelectric analogy. Then, an electronic system was developed to receive/transmit power and digital data, frequency modulated, from one side of the system to the other. Finally, experimental analyzes were performed using as an acoustic channel, a set of two flat steel plates (5 mm) separated by a fluid layer (100 mm) and a pairs of axially aligned transducers, performing the energy transfer and frequency modulated digital data. The system was able to transfer data at a rate of 19200 bps and simultaneously a transfer of energy of 66 mW, with this energy it was possible to feed the inside block module and a pressure and temperature sensor. During the tests, it was verified that 5.5 % of the energy applied to the channel was used, and it a bit error rate down to of 5 % was

reached in a test with 2 h and 30 min of duration, using the multi-layered acoustic. The automatic carrier control system worked as expected and allowed one to reduce energy consumption in 53 %. The automatic gain control allowed one to reduce the error rate in 50 %. These control systems prove the feasibility of the proposed system and further show the usefulness of the system in scenarios that are subject to variations in the acoustic characteristics of the channel.

Keywords

Ultrasonic Waves; Acoustic Communication; Frequency modulation domain; Power Supply; Non-intrusive Communication Channel; Acoustic Channel; Communication with Metal and Fluid Layers, Energy Harversting;

Sumário

1	Introdução	15
1.1	Trabalhos anteriores	15
1.2	Sistema proposto	18
1.3	Objetivos	20
1.4	Contribuições	21
1.5	Organização da dissertação	22
2	Fundamento teórico	23
2.1	Parâmetros S	23
2.2	Princípios básicos de modulação de dados digitais	25
2.2.1	Modulação em frequência	26
2.2.2	Demodulação em frequência	27
2.5	Princípios de propagação acústica	28
2.5.1	Coeficiente de reflexão e transmissão de ondas	31
2.6.1	Modulação da impedância acústica	31
3	Análise numérica	35
3.1	Modelagem SPICE	35
3.1.1	Modelagem do transdutor	36
3.1.2	Modelagem das camadas intermediárias do canal acústico	38
3.1.3	Modelagem considerando as perdas do sistema	42
3.1.4	Teste do modelo desenvolvido	45
3.2	Parâmetros do sistema	47
3.3	Simulação SPICE	48
3.3.1	Busca pela maior largura de banda do canal	53
3.3.2	Modulação em frequência	56
4	Concepção do sistema de transmissão através do canal acústico	59
4.1	Decodificação de sinais FSK	63
4.2	Detalhamento dos circuitos eletrônicos do inside e outside blocks	64
4.2.1	Subcircuito de condicionamento de energia (A)	67
4.2.2	Alteração de impedância e modulação (B)	72
4.2.3	Subcircuito de gerenciamento de energia (C)	73
4.2.4	Subcircuito condicionador de sinal (D)	76
4.2.4.1	Sistema de controle de ganho do outside block	77
4.2.5	Subcircuito detector de nível (E)	79
4.2.6	Subcircuito microcontrolador (F)	80
4.2.6.1	Microcontrolador no modo <i>inside block</i> (F-1)	82
4.2.6.2	Microcontrolador no modo <i>outside block</i> (F-2)	82
4.2.7	Subcircuito amplificador de potência (G)	83
4.2.8	Subcircuito filtro externo (H)	85
4.2.9	Reprojeto do filtro principal do <i>outside block</i>	94

4.3 Inovador controle automático de ganho	95
4.4 Inovador controle de portadora transmitida	97
5 Avaliação experimental	99
5.1 Linha alimentada por uma fonte com limitação de corrente	99
5.2 Placa plana de aço	102
5.3 Canal acústico com duas camadas metálicas separadas por uma camada de fluído	110
5.3.1 Controle automático de ganho	114
5.3.2 Controle automático de portadora	116
5.4 Análise comparativa dos testes	117
6 Conclusão	119
6.1 Trabalhos futuros	120
Referências bibliográficas	122

Lista de figuras

Figura 1.1 – Diagrama da patente registrada por Connor, extraído de [32].	17
Figura 1.2 – Transmissão de dados e energia por ondas ultrassônicas.	20
Figura 2.1 – Parâmetros S para um sistema de duas portas. Adaptado de [55].	23
Figura 2.2 – Sistema de transmissão.	25
Figura 2.3 – Diagrama de um modulador FSK.	27
Figura 2.4 – Diagrama de bloco de um demodulador não coerente.	28
Figura 2.5 – Propagação e polarização de ondas P e S em um material. Onda-P (a), e onda-S (b). Adaptado de [68].	30
Figura 2.6 – Reflexão de uma onda incidente em uma interface normal entre materiais com impedâncias acústica distintas. Baseada em [65].	31
Figura 2.7 – Modulador de impedância acústica. O gerador de ondas excita o transdutor 1; que produz vibrações mecânicas que percorrem o canal de propagação. O transdutor 2 converte a energia mecânica recebida do canal de propagação e converte em energia elétrica. A chave de modulação curto-circuita os terminais do transdutor 2, alterando sua impedância acústica. O medidor de potência analisa as ondas acústicas que foram enviadas pelo canal de propagação e refletiram no transdutor 2.	33
Figura 3.1 – Modelo global do sistema.	35
Figura 3.2 – Modelo equivalente SPICE do transdutor apresentado por Redwood. Baseado em [76].	36
Figura 3.3 – Modelo de transdutor apresentado por Leach. Adaptado de [77].	37
Figura 3.4 – Modelo SPICE do transdutor.	38
Figura 3.5 – Difração da onda acústica do transdutor piezoelétrico.	44
Figura 3.6 – Sistema completo implementado no LTspice®.	46
Figura 3.7 – Diagrama da simulação do sistema de 2 portas.	48
Figura 3.8 – Resposta S21 gerado a partir do modelo elaborado.	50
Figura 3.9 - Resposta S21 original apresentada por [56]. Extraído de [57].	50
Figura 3.10 – Parâmetro S11 do sistema.	53
Figura 3.11 – Parâmetro S21 do sistema.	53
Figura 3.12 – Circuito para testes de diversas frequências no canal acústico.	54
Figura 3.13 – Modulação do transdutor a 5 kHz. Forma de onda quadrada de 5 kHz modulado sobre o transdutor do <i>inside block</i> em laranja e sinal nos terminais do transdutor do <i>outside block</i> em azul.	54
Figura 3.14 – Modulação do transdutor a 8 kHz. Forma de onda quadrada de 8 kHz modulado sobre o transdutor do <i>inside block</i> em laranja e sinal nos terminais do transdutor do <i>outside block</i> em azul.	55

Figura 3.15 – Modulação do transdutor a 20 kHz. Forma de onda quadrada de 20 kHz modulado sobre o transdutor do <i>inside block</i> em laranja e sinal nos terminais do transdutor do <i>outside block</i> em azul.	55
Figura 3.16 – Modulação do transdutor a 25 kHz. Forma de onda quadrada de 25 kHz modulado sobre o transdutor do <i>inside block</i> em laranja e sinal nos terminais do transdutor do <i>outside block</i> em azul.	55
Figura 3.17 – Modulação do transdutor a 50 kHz. Forma de onda quadrada de 50 kHz modulado sobre o transdutor do <i>inside block</i> em laranja e sinal nos terminais do transdutor do <i>outside block</i> em azul.	56
Figura 3.18 – Modulação do transdutor a 60 kHz. Forma de onda quadrada de 60 kHz modulado sobre o transdutor do <i>inside block</i> em laranja e sinal nos terminais do transdutor do <i>outside block</i> em azul.	56
Figura 3.19 – Circuito de simulação FSK.	57
Figura 3.20 – Simulação FSK pelo canal acústico. Sinal FSK alterando entre 40 e 50 kHz em laranja e o sinal presente nos terminais do transdutor do <i>outside block</i> em azul.	58
Figura 3.21 - Detalhes da modulação FSK. Sinal FSK alterando entre 40 e 50 kHz em laranja e o sinal presente nos terminais do transdutor do <i>outside block</i> em azul.	58
Figura 4.1 – Diagrama geral do sistema eletrônico.	59
Figura 4.2 – Algoritmo de decodificação FSK.	64
Figura 4.3 – Diagrama da placa no modo <i>inside block</i> .	65
Figura 4.4 – Diagrama da placa no modo <i>outside block</i> .	66
Figura 4.5 – Retificador e dobrador de tensão.	68
Figura 4.6 – Diagrama do dobrador de tensão.	69
Figura 4.7 – Regulador linear para 5V.	70
Figura 4.8 – Diagrama de blocos do conversor utilizado. Adaptado de [97].	71
Figura 4.9 – Circuito da fonte <i>buck-boost</i> .	71
Figura 4.10 – Casador de impedância e modulador.	73
Figura 4.11 – Interruptor de energia do sensor.	74
Figura 4.12 – Interruptor do sistema detector e condicionador de sinais.	75
Figura 4.13 – Extrator de nível AC e condicionador de amplitude, onde: “ <i>PZT_PIN1</i> ” é a entrada e “ <i>AC level</i> ” a saída	76
Figura 4.14 – Referência de tensão para o PGA, onde: “ <i>Vref</i> ” é a saída para este circuito	77
Figura 4.15 – Diagrama esquemático do PGA, onde: “ <i>Vref</i> ” e “ <i>AC level</i> ” são as entradas e “ <i>To comparator</i> ” é a saída.	78
Figura 4.16 – Circuito detector, onde: “ <i>To comparator</i> ” é a entrada e o rótulo “ <i>FSK</i> ” é a saída.	79
Figura 4.17 – Circuito microcontrolador.	81
Figura 4.18 – Circuito eletrônico do amplificador de potência.	83
Figura 4.19 – Forma de onda na saída do amplificador de potência.	84

Figura 4.20 – Resposta em frequência do filtro calculado pelo Analog Filter Wizard. Adaptado de [124].	86
Figura 4.21 – Circuito gerado pelo Analog Filter Wizard. Adaptado de [124].	87
Figura 4.22 – Filtro passa banda calculado pelo Analog Filter Wizard implementado [124].	89
Figura 4.23 – Resposta do filtro para ADA4891-2. Adaptado de [124].	90
Figura 4.24 - Circuito simulado utilizando LTspice®.	92
Figura 4.25 – Resposta em frequência do filtro simulado pelo LTspice®.	93
Figura 4.27 – Conexão do filtro externo ao sistema.	93
Figura 4.28 – Novo filtro da placa <i>outside block</i> .	94
Figura 4.29 – Resposta em frequência do novo filtro da <i>outside block</i> . Curva em azul apresenta a resposta em frequência medida entre os pontos PZT1 e FSK do circuito apresentado na Figura 4.29.	95
Figura 4.30 – Tarefas do algoritmo de controle de ganho automático.	97
Figura 4.31 – Algoritmo do controle automático de portadora.	98
Figura 5.1 – Fonte limitadora de corrente.	101
Figura 5.2 – Recepção serial de validação do sistema.	102
Figura 5.3 – Diagrama de montagem placa plana.	103
Figura 5.4 – Resposta em frequência S12 da placa plana de aço, obtido utilizando o analisador de rede E5063A.	103
Figura 5.5 – Sinal OUT+ gerado pela placa <i>outside block</i> para excitar o amplificador de potência, medido com osciloscópio DSO1072B.	104
Figura 5.6 – Sinal OUT+ gerado pela placa <i>outside block</i> para excitar o amplificador de potência, medido com osciloscópio DSO1072B.	104
Figura 5.7 – Circuito amplificador de potência.	105
Figura 5.8 – Sistema montado com a placa plana de aço.	106
Figura 5.9 – Forma de onda na entrada da placa <i>outside block</i> , medido com o osciloscópio DSO1072B. Nível médio de tensão de comparação em laranja e dados digitais modulados em FSK em azul. As elipses pretas ilustram os pontos onde é possível ver a modulação digital do sinal modulado em FSK.	107
Figura 5.10 – Forma de onda na saída do filtro externo (H) , medido com o osciloscópio MDO4104B-3.	108
Figura 5.11 – Forma de onda na saída do comparador de tensão, medido com o osciloscópio DSO1072B.	108
Figura 5.12 – Sinal que não pode ser decodificado, medido com osciloscópio DSO1072B. Círculos verdes ilustram instantes onde os dados foram corrompidos.	109
Figura 5.13 – Sinal decodificado corretamente, medido com osciloscópio DSO1072B.	109
Figura 5.14 – Montagem do banho térmico	110
Figura 5.15 – Diagrama do sistema montado no banho térmico.	111

Figura 5.16 – Resposta em frequência para S12 do banho térmico, medido com o analisador de rede E5063A.	112
Figura 5.17 – Ruído na entrada do comparador do circuito outside block, com o canal acústico no banho térmico.	112
Figura 5.18 – Saída do comparador presente no <i>outside block</i> para o sistema no banho térmico, após a aplicação do novo filtro. Sinal na entrada do comparador de tensão em , e sinal na entrada do filtro externo, medido com osciloscópio MDO4104B-3.	113
Figura 5.19 – Sistema completo em funcionamento, para o canal acústico formado pela combinação de camadas de múltiplos materiais.	114
Figura 5.20 – Atuação do controle automático de ganho. Obtido utilizando osciloscópio DSO1072B. Sinal aplicado a entrada do comparador de tensão em laranja, e sinal na saída do comparador em azul.	115
Figura 5.21 – Sistema aumentando gradativamente a quantidade de portadora enviada. Obtido utilizando osciloscópio DSO1072B.	116
Figura 5.22 – Última atuação do controle automático de portadora. Obtido utilizando osciloscópio DSO1072B.	117

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Equações dos parâmetros S.	24
Tabela 3.1 – Analogias de parâmetro mecânicos e elétricos das camadas intermediárias.	42
Tabela 3.2 – Analogias de parâmetro mecânicos e elétricos do transdutor.	42
Tabela 3.3 – Parâmetros do transdutor.	46
Tabela 3.4 – Parâmetros do adesivo.	47
Tabela 3.5 – Parâmetros da placa plana de aço.	47
Tabela 3.6 – Parâmetros do transdutor.	48
Tabela 3.7 – Parâmetros do adesivo.	49
Tabela 3.8 – Parâmetros da camada de aço.	49
Tabela 3.9 – Parâmetros da camada de fluído.	49
Tabela 3.10 – Parâmetros do transdutor.	51
Tabela 3.11 – Parâmetros do adesivo.	52
Tabela 3.12 – Parâmetros da camada de aço.	52
Tabela 3.13 – Parâmetros da camada de fluído.	52
Tabela 5.1 – Comparativo entre os testes realizados	118

Lista de abreviaturas

ASK – Amplitude-shift Keying

BFSK – Binary Frequency-shift Keying

FSK – Frequency-shift Keying

GBW – *Gain-bandwidth*

GIC – *Generalized Immitance Converter*

MOSFET – *Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*

NMOS – *nFET Metal Oxide Silicon*

OOK – On-Off Keying

PSK – Phase-shift Keying

PZT – Titanato Zirconato de Chumbo

VNA – *Virtual Network Analyzer*

1

Introdução

A capacidade de transferir energia e dados através de paredes de metal de maneira não intrusiva tem grande potencial de aplicação em vários tipos de sensoriamento em ambientes voláteis de difícil acesso. Métodos de transferência sem fio são ineficazes quando utilizados em aplicações onde uma ou mais partes (transmissor ou receptor) ficam instalados em invólucros metálicos [1], devido ao efeito gaiola de Faraday. Tecnologias atualmente utilizadas em diversas aplicações, tais como como LTE, Bluetooth LE, Wi-Fi 6, utilizam essencialmente ondas eletromagnéticas para realizar a transferência dos dados [2], as quais sofrem com forte atenuação quando é necessário atravessar camadas metálicas, devido ao supracitado efeito [3, 4].

Uma possível solução para tal problema é a comunicação por meio de cabos. No entanto, em alguns casos não é possível a penetração das camadas físicas (paredes) para passagem de cabos ou conectores. Exemplos, são cascos de navios e submarinos, containers e vasos de pressão [5, 6]. Outros exemplos da impossibilidade de penetração ocorrem onde existe uma diferença de temperatura ou de pressão, tais como: poços de prospecção de petróleo [7, 8], caldeiras de alta pressão [9] e fuselagem de aviões [10]. Nesses casos, um furo na parede que separa os dois ambientes poderia fragilizar e, com o tempo, danificar a parede e comprometer o sistema [11]. Observa-se, assim, que diversos cenários requerem uma solução capaz de transmitir energia e dados por meios não invasivos. Uma possível aplicação para tal solução seria na indústria do petróleo, onde necessita-se realizar o monitoramento de uma parte do sistema que fica isolada por duas paredes de aço e uma parede de fluído de completação [12, 13].

1.1

Trabalhos anteriores

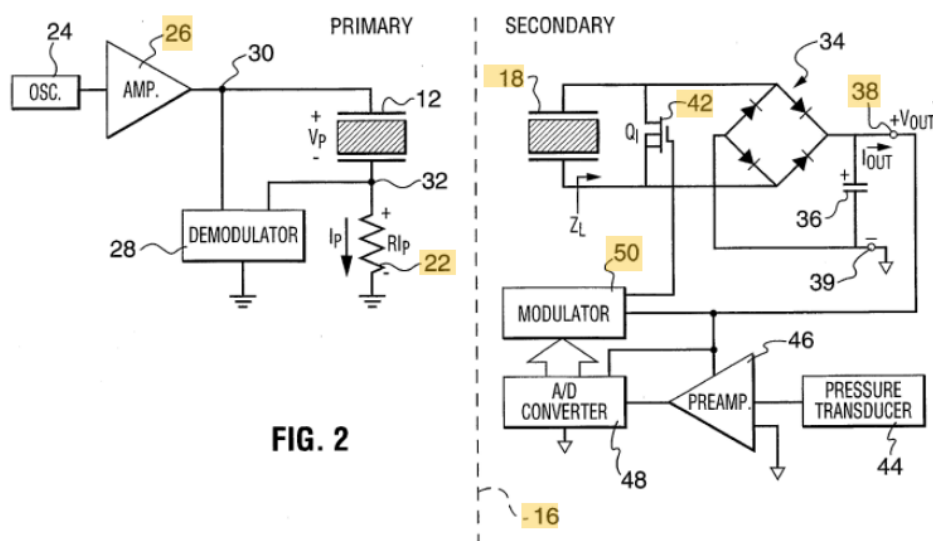
O uso de ondas ultrassônicas para realizar a transmissão de dados e energia torna-se então uma alternativa atraente em casos onde a transmissão por ondas eletromagnéticas ou a passagem de cabos são inviáveis. Ultrassom para a transmissão de energia e dados através de paredes puramente metálicas foi demonstrado anteriormente por [11, 14, 15, 16, 17]. Nestes trabalhos, abordam-se

sistemas com camadas de apenas um material metálico de espessura variando desde 1,6 até 63,5 mm, com diferentes protocolos de modulação como: ASK [18, 19, 20, 21], FSK [22], MFSK [23], OFDM [6, 24], QPSK [25], com taxas de transmissão desde 1 kbps até 17,37 Mbps. Outros trabalhos tratam de canais compostos por mais de uma camada [18, 26]; mais precisamente compostos por duas camadas sendo uma de metal e outra de fluído.

O conceito da transmissão de energia por meio de ondas acústicas antecede qualquer uma das publicações em comunicação ultrassônica através de barreiras metálicas. Uma das primeiras publicações de um sistema capaz de recuperar e armazenar energia elétrica a partir da energia ultrassônica foi descrita em uma patente registrada em 1997 por Smalser et al [27]. Desde a inicial apresentação da tecnologia outros estudos relacionados foram realizados [28, 29]. A técnica também foi aplicada em uma amostra de container da NASA (*National Aeronautics and Space Administration*), na missão: *Mars Sample Return Mission* [30]. Uma patente registrada para comunicação por acoplamento acústico foi apresentada por Welle et al [31] em 1992, o autor reivindicou a comunicação entre um sensor / atuador embutido com um controlador. No entanto, a patente não indica a modulação empregada, taxa de transferência de dados atingida ou mesmo detalhes da possível implementação.

Em uma patente registrada por Connor et al [32], foi proposto um sistema capaz de enviar energia e receber dados de um sensor utilizando um único par de transdutores através de uma barreira de metal. O par de transdutores foi axialmente alinhado em lados opostos de uma placa sólida de metal. Conforme apresenta a Figura 1.1, o transdutor (12) do sistema foi excitado com um sinal elétrico periódico (24 e 26), o transdutor (12) converte então a tensão elétrica aplicada em uma vibração mecânica que se propaga através da barreira de metal (16). O transdutor (18) recebe a vibração mecânica e a converte para tensão elétrica, a energia recebida é então utilizada para alimentar os circuitos e o sensor do lado secundário (34, 36, 46, 44, 48 e 50). A transferência dos dados mensurados pelo sensor entre os lados primário e secundário do sistema é realizada usando os princípios de modulação da impedância. Um transistor (42) está conectado em paralelo com os terminais do transdutor (18), e atua semelhante a uma chave. Quando o transistor (42) é levado da saturação para o corte e vice-versa, coloca-se em curto ou não os terminais do transdutor (18), alterando a impedância acústica

FIG. 2



Uma das primeiras publicações foi apresentada por Saulnier et al [33], em 2006, onde o estudo abordou a transmissão de dados através de barreiras metálicas com até seis polegadas de espessura. Seu principal objetivo era construir um sistema que apresentasse um baixo consumo no lado onde estava o sensor, permitindo assim que o mesmo operasse a partir de baterias. Um sinal CW era transmitido do lado externo para o interno, onde o sensor estava localizado. A comunicação era realizada através da modulação da impedância acústica do transdutor do lado interno, e esta mudança alterava a quantidade de energia que era refletida para o

lado externo podendo ser detectada e demodulada. Nos corpos de prova de maior espessura foi possível atingir uma taxa de 450 bps.

Nos trabalhos apresentados por Shoody et al. e Kluge et al [34, 35] a energia utilizada para alimentar o circuito interno era fornecida pelo próprio canal acústico, podendo esse circuito operar sem baterias ou outras fonte de energia ativa, tornando este tipo de sistema ideal para aplicações onde o sensor está em um local inacessível por longos períodos de tempo ou até permanentemente. Os resultados experimentais apresentaram uma taxa de transferência de dados de 55 kbps [34] e 1 kbps [35], e uma transferência de energia de 250 mW [34] e 30 mW [35]. Em um recente artigo publicado por Yu Li et al [36], foi possível atingir uma taxa de 10 kbps e simultaneamente a transferência de 37,86 W, através de uma placa de aço com 11 mm de espessura, a eficiência alcançada foi de 45,75 % na transferência de energia. Takahashi [18] transmitiu energia e dados a uma taxa de 9600 bps, onde foi demonstrado a transferência de 135 mW de energia para o lado *inside block* através do canal acústico. O sistema apresentado foi capaz de transpor uma camada de aço carbono (de 6,5 mm) e uma camada de fluído (de 67,8 mm).

Algumas pesquisas foram realizadas utilizando um tipo diferente de transdutor, os transdutores acústicos eletromagnéticos (EMATs), como fonte de ondas ultrassônicas para serem aplicadas à barreiras metálicas [11, 25, 37]. Foi possível alcançar uma taxa de 1 Mbps na transferência de dados com o transdutor afastado em 0,8 mm de uma placa com 12,7 mm de espessura [11].

1.2

Sistema proposto

Nesta dissertação é apresentado um sistema que utiliza os princípios de modulação em frequência para a modulação dos dados a serem transmitidos [38], para comunicação através de três camadas. Foram ainda desenvolvidos um sistema de controle automático de ganho do amplificador do receptor, e outro capaz de ajustar intensidade da portadora transmitida.

O sistema abordado nesta dissertação é composto por dois grandes blocos, a saber *outside block* e *inside block*, adotando-se um conceito semelhante ao aplicado por Saulnier [33]. O primeiro, é caracterizado por ser o bloco onde está a fonte principal de energia e onde os dados vindos do lado interno devem ser recebidos, processados e armazenados. O segundo engloba os sensores que se deseja utilizar e

é o bloco onde a energia utilizada é fornecida de forma passiva; toda energia utilizada neste bloco é advinda exclusivamente do lado externo.

Essa tecnologia permite que instrumentos sejam instalados em localizações de difícil acesso, possibilitando a sensorização de ambientes onde o fornecimento direto de energia ou mesmo a substituição de uma possível bateria como fonte de energia para alimentar os sensores seria inviável [28, 39, 40]. O diagrama esquemático do conceito de transcepção ultrassônica é apresentado na Figura 1.2. Um sinal elétrico é aplicado ao *Driver*, no transdutor do lado esquerdo (*outside block*), este é convertido pelo transdutor em um sinal acústico que é então aplicado à barreira física. O sinal acústico que atinge o transdutor do lado direito (*inside block*) é recuperado e convertido novamente em um sinal elétrico. Desse modo, a energia é transferida do *inside block* para *outside block* [18, 41]. A fim de transmitir simultaneamente dados, do *outside block* ao *inside block*, uma das possíveis maneiras é alterar a impedância elétrica nos terminais do transdutor do lado direito (*inside block*) [33, 42, 43]. Isso, por consequência, altera a impedância acústica do transdutor variando a reflexão das ondas acústicas. Essas sequências de alterações de reflexão podem ser percebidas pelo *Driver* e interpretadas na forma de dados digitais. Aqui, os dados são modulados em frequência, o que possibilita melhorias como: alta imunidade a ruídos, quando comparado com técnicas como ASK (Amplitude-shift Keying) e OOK (On-Off Keying), além de menor probabilidade de erros no processo de demodulação [44, 45, 46].

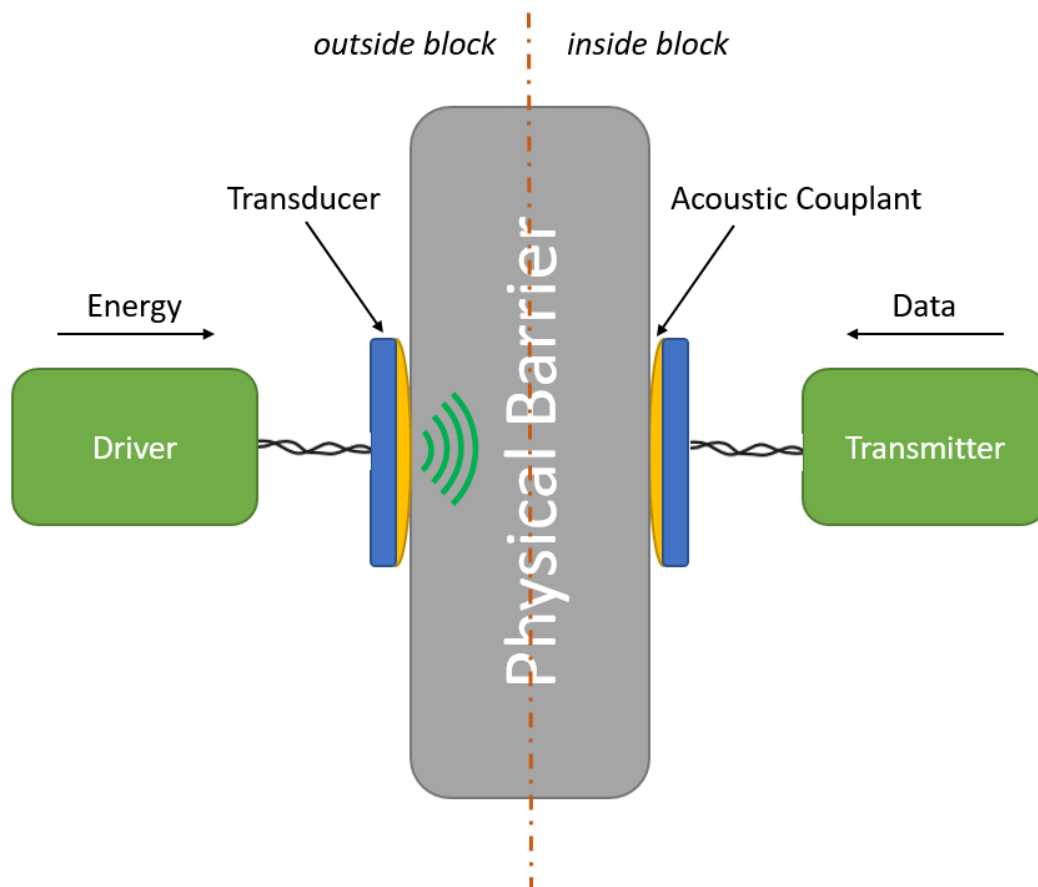


Figura 1.2 – Transmissão de dados e energia por ondas ultrassônicas.

1.3 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um método que permite a transmissão digital de dados e energia simultaneamente e em direções opostas, através de duas camadas metálicas separadas por uma terceira camada de fluido, por meio da propagação de ondas ultrassônicas, baseado no efeito de modulação da impedância acústica do transdutor. A energia disponível no lado *inside block*, é utilizada para alimentar os sensores que estão conectados neste bloco do sistema.

Este tipo de transferência de dados e energia tem como aplicação potencial ser utilizado em um sistema de monitoramento de poços de petróleo, onde se dispõe de energia em apenas uma das partes do poço após ser instalado. Com esta solução é possível, por exemplo, o monitoramento da cimentação de um poço de petróleo sem a necessidade de perfurar nenhum dos dutos do sistema, e sem que o dispositivo sensor necessite operar com baterias.

1.4 Contribuições

Esta dissertação contribui com a literatura existente nos seguintes aspectos:

- Novo método de transmissão de dados e energia, em direções opostas e utilizando um único canal acústico, composto de três camadas de múltiplos materiais, onde foi possível alcançar um aumento de até duas vezes na taxa de transmissão quando comparado com trabalhos similares [18, 22, 41, 47].
- Implementação de uma nova técnica de seleção automática de ganho, onde o circuito receptor detecta a falta ou a saturação de sinal por meio de *timeouts* na recepção dos dados quando o sinal recebido pelo receptor, previamente enviado pelo transmissor, permanece fixo em um determinado estado lógico, por um período de tempo maior que o pré-estabelecido [18, 48, 49].
- Inovador ajuste automático da intensidade da portadora aplicado em transcepção acústica no transmissor. O circuito que recebe energia remotamente mensura o nível de tensão recebida e esse valor é utilizado para controlar a quantidade de energia que é enviada. Desse modo, o sistema pode atingir a melhor eficiência, transmitindo somente a mínima quantidade de energia necessária [50, 51].

Os trabalhos identificados na literatura diferem do presente pela composição do canal e novas técnicas de controle de ganho e de portadora transmitida. Nesta pesquisa foi possível atingir uma taxa de comunicação de 19200 bps através de duas camadas de aço (5 mm) separadas por uma camada de fluído (de 100 mm). O circuito *inside block* foi exclusivamente alimentado pela energia que atravessava o canal acústico, demonstrando um conceito semelhante ao aplicado por Saulnier [33], ao apresentar um circuito com consumo ultra baixo aplicado ao lado *inside block* do sistema, portanto a pesquisa apresentada supera os trabalhos apresentados nos seguintes aspectos: número de camadas transpostas, taxa de transferência de dados, aplicação de um controle automático de ganho e de portadora.

De acordo com o levantamento bibliográfico, pode-se afirmar, então, que este trabalho é pioneiro em apresentar transmissão de dados e energia em um único canal acústico, capaz de atingir 19200 bps, utilizando modulação em frequência, com

controle de ganho de recepção automático e com controle automático sobre a quantidade de energia que será enviada ao lado passivo (*inside block*) do sistema, e onde a energia consumida pelo *inside block* é exclusivamente fornecida através do canal acústico.

1.5

Organização da dissertação

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira:

Capítulo 1 – Introdução: introduz e motiva o presente trabalho, apresenta uma revisão bibliográfica, bem como elenca os objetivos e contribuições e, por fim, descreve a organização deste documento.

Capítulo 2 – Fundamento teórico: apresenta as bases teóricas relevantes a esse trabalho.

Capítulo 3 – Análise numérica: são apresentados resultados numéricos. Inicialmente, compara-se modelos de canal acústico da literatura. Em seguida, é feita a apresentação do conceito do sistema de modulação do canal acústico utilizado e do sistema de transmissão acústica adotado.

Capítulo 4 – Concepção do sistema de comunicação através do canal acústico: apresenta e descreve a concepção do sistema de comunicação, com ênfase no funcionamento de cada parte dos circuitos desenvolvidos.

Capítulo 5 – Avaliação experimental: apresenta o setup experimental com o protótipo elaborado submetido a dois tipos de canal acústico. Um de camada simples e outro de camada múltipla. Os resultados experimentais são então apresentados e discutidos.

Capítulo 6 – Conclusão: conclui a dissertação discutindo os resultados finais e comparando a outros trabalhos, e apresenta propostas de trabalhos futuros.

2 Fundamento teórico

Este capítulo apresenta os conceitos básicos sobre os parâmetros S, utilizados para medir alguns parâmetros do canal acústico utilizado; em seguida, são apresentados os conceitos de transmissão digital com foco em modulação e demodulação em frequência; finalizando com a teoria de propagação de ondas acústicas e o conceito de modulação da impedância acústica.

2.1 Parâmetros S

Esse conjunto de parâmetros é comumente conhecido como parâmetros de espalhamento, sendo utilizadas para relacionar ondas emitidas e refletidas em um sistema que pode ser composto por 'n' portas. Assim, pode-se medir a amplitude complexa que é refletida em uma porta dada a amplitude complexa incidente na mesma porta, ou em outra porta [52, 53, 54]. A disposição destes parâmetros é exibida na Figura 2.1 para um sistema de duas portas.

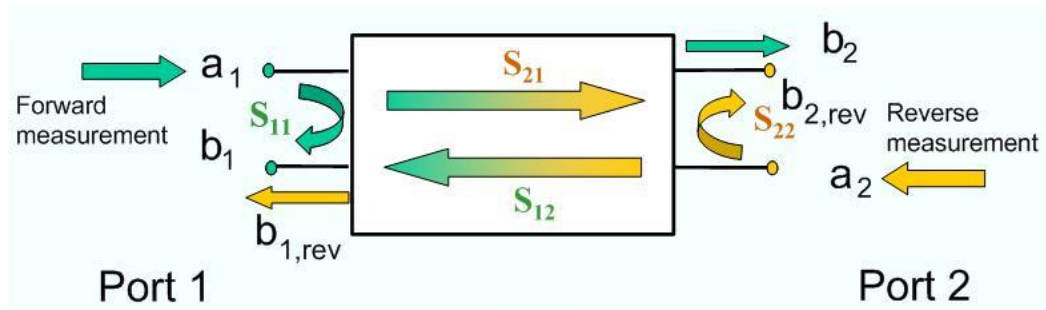


Figura 2.1 – Parâmetros S para um sistema de duas portas. Adaptado de [50].

A matriz de parâmetros de espalhamento pode ser determinada de acordo com a Equação (2-1):

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (2-1)$$

onde a_1 e a_2 são as ondas incidentes e b_1 e b_2 são as ondas transmitidas. Logo, S_{11} representa a amplitude complexa refletida para Porta 1 em função da incidência nesta mesma porta, S_{12} representa a amplitude complexa transmitida na Porta 1 e é dada a incidência para a Porta 2, S_{21} representa a amplitude complexa que é

transmitida na Porta 2 dada a incidência na Porta 1 e S_{22} representa a amplitude complexa refletida na Porta 2 em função da incidência na mesma porta. As equações que permitem o cálculo de cada parâmetro S foram resumidas na Tabela 2.1. Considerando que estas equações são válidas apenas quando a impedância das portas do sistema estão casadas, ou seja, a carga na porta de saída deve ser a mesma da impedância da fonte da onda incidente [52].

Tabela 2.1 – Equações dos parâmetros S .

S_{11}	b_1/a_1
S_{12}	b_1/a_2
S_{21}	b_2/a_1
S_{22}	b_2/a_2

Os valores de cada parâmetro de espalhamento podem ser expressos em dB por meio da Equação (2-2), onde “ x ” é o índice da porta de saída e “ y ” o da porta de entrada do sinal.

$$S_{xy}[dB] = 20 \log_{10} |S_{xy}| \quad (2-2)$$

No presente trabalho, os parâmetros S_{21} e S_{11} são os mais importantes porque representam, a quantidade de energia que o conjunto *outside block* é capaz de enviar para o conjunto *inside block*, e a quantidade de energia incidente no transdutor do *outside block* que retorna ao circuito do *outside block*, respectivamente. Considerando que as características construtivas do sistema são idênticas para ambos os lados do canal acústico, uma vez que o sistema é idealmente recíproco, os valores de S_{12} e S_{22} são, idealmente, idênticos aos de S_{21} e S_{11} , respectivamente.

A perda de inserção em uma porta de entrada de um sistema pode ser definida como a perda de energia quando a onda o atravessa. A perda de inserção da porta 1 a 2 é então definido como [56]:

$$IL_{(dB)} = -20 \log_{10} |S_{21}|. \quad (2-3)$$

2.2

Princípios básicos de modulação de dados digitais

Um sistema de comunicação é constituído de no mínimo três componentes: transmissor, canal de propagação e receptor [57]. Um diagrama simplificado de um sistema composto por esses três componentes é apresentado na Figura 2.2. Tanto o transmissor como o receptor podem ser divididos em três partes cada um: fonte, *encoder* e modulador formam o transmissor; demodulador, *decoder* e destino formam o receptor. O canal de propagação pode variar bastante dependendo da aplicação [57].

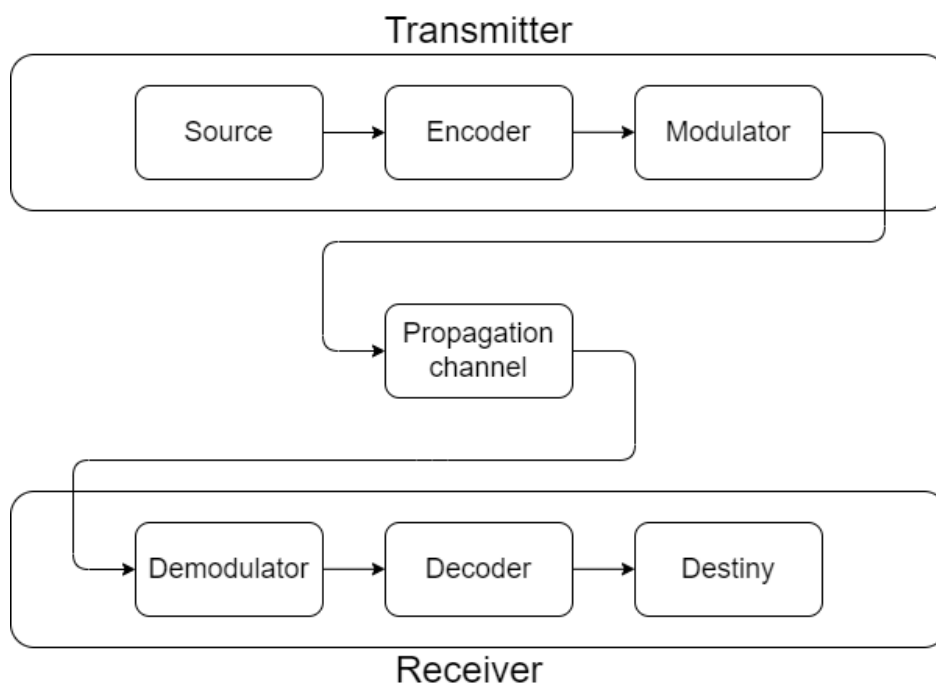


Figura 2.2 – Sistema de transmissão.

Como apresentado, o bloco do transmissor é composto por três sub-blocos. Um sinal a ser transmitido no mundo real é, por natureza analógico, logo o primeiro passo para uma transmissão digital é digitalizá-lo. O bloco fonte fornece o sinal na forma analógica, que é digitalizado pelo bloco *encoder*, convertendo níveis de tensão elétrica em uma sequência de códigos binários [58]. A esse sinal digital é então aplicada a modulação, que é o processo de codificação em amplitude, fase ou frequência da portadora deste sinal [57]. A portadora é utilizada para transportar o sinal de origem até o destino, sem que o sinal da fonte perca seu valor significado [59, 60].

Em uma transmissão digital existem três maneiras básicas de modular um sinal [60], modulação em amplitude, modulação em frequência e modulação em fase. O canal de propagação é o meio por onde a portadora juntamente com o sinal a ser transmitido trafegam, transportando o sinal de um lado a outro do sistema de transmissão [58]. Como canal, pode-se utilizar materiais condutores, o ar, fibras óticas, ou, no caso deste trabalho, um canal acústico de materiais distintos. O ruído é um fator inerente de qualquer canal de propagação. Ruído pode ser definido como interferências ou distúrbios indesejados que afetam o sinal a ser transmitido [57]. Ruídos são aleatórios e não preditivos, corrompem os sinais que percorrem um canal de propagação [61]. Assim, a informação a ser transmitida está sujeita ao ruído do canal, como forma de contornar este problema, o sinal é modulado a uma portadora [57]. O sinal da portadora em geral é senoidal, podendo ser alterado em três parâmetros: amplitude, fase e/ou frequência [60].

O receptor recupera o sinal transmitido pelo canal de propagação e faz o processo de demodulação e decodificação do sinal recuperado [62]. O demodulador extrai a portadora do sinal previamente transmitido e envia o sinal para o decodificador, o qual digitaliza novamente o sinal, relacionando as variações de amplitude, fase e/ou frequência com símbolos binários de nível lógico zero ou um [62]. O processo de decodificação pode ser feito comparando o sinal recuperado com uma previsão do receptor [62].

2.2.1 Modulação em frequência

Modulação em frequência consiste em codificar dados digitais utilizando uma frequência para cada símbolo a ser transmitido. No caso de uma modulação binária apenas duas frequências são utilizadas, uma para representar nível lógico 0 e outra para nível lógico 1, as quais normalmente são chamadas de f_1 e f_2 [62]. Uma vez que modulam em amplitude estão sujeitas a ruídos diversos (que podem alterar a amplitude global do sinal transmitido), com este tipo de modulação pode-se alterar facilmente o conteúdo da informação originalmente transmitida [62]. Por outro lado, a modulação em frequência apresenta algumas vantagens em relação as demais intermodulações como alta imunidade a ruídos e baixa probabilidade de erros no processo de demodulação, quando comparado com técnicas como ASK

(Amplitude-shift Keying) e OOK (On-Off Keying) [44, 45, 46]. Em contrapartida, a modulação em frequência apresenta algumas desvantagens, tais como, ocupação de uma largura de banda maior e largura de banda depende da taxa de transmissão [63].

Uma transmissão FSK pode ser descrita por

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T; i = 1, \dots, M \quad (2-4)$$

onde: ω_i é a frequência do sinal, t o instante de tempo, T o período, φ a fase do sinal, E a amplitude do sinal, e ω_i pode assumir M valores discretos, ao passo que amplitude e fase se mantêm constantes. Em uma modulação FSK genérica, são geradas M frequências diferentes, sendo uma para cada símbolo. A cada início de transição de símbolo a frequência é alterada para a correspondente. Um exemplo de um circuito modulador FSK binário é apresentado na Figura 2.3, onde é possível notar duas entradas de frequências distintas sendo aplicadas a um multiplexador. O comando de chaveamento é dado pelo sinal modulante (impulso), e a saída expressa o sinal modulado em frequência. Para cada símbolo, uma das duas frequências discretas é enviada para a saída do multiplexador [60].

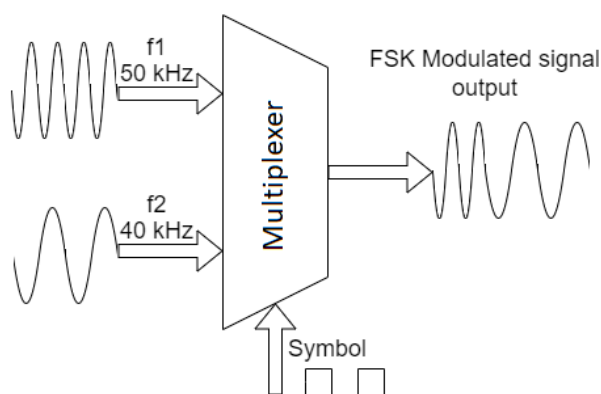


Figura 2.3 – Diagrama de um modulador FSK.

2.2.2 Demodulação em frequência

O processo de demodulação requer que o sinal transmitido já tenha sido previamente recuperado antes de ser aplicado a um demodulador. Existem basicamente dois tipos de demodulação: coerente e não-coerente [64]. Na coerente, o demodulador conhece antecipadamente a fase do sinal a ser demodulado, de modo que o receptor e transmissor precisam estar sincronizados em fase. Na não-coerente, o demodulador independe da sincronia de fase entre transmissor e receptor do sistema de transmissão. Neste trabalho a demodulação não-coerente foi utilizada [64].

A detecção do sinal pode ser feita a partir de filtros seletivos em frequência. O sinal recebido é o somatório entre o sinal previamente modulado no transmissor e o ruído presente no canal de propagação [64], como o diagrama apresentado na Figura 2.4. Um demodulador não-coerente faz uso de dois filtros passa banda sintonizados na banda passante em f_1 e f_2 , respectivamente. A seguir, o sinal passa por um detector de envoltória, responsável por detectar a magnitude dos sinais que atravessam os filtros. O elemento de decisão determina qual dos detectores de envelope detectou o envelope de maior período, a fim de decidir a detecção do símbolo [64].

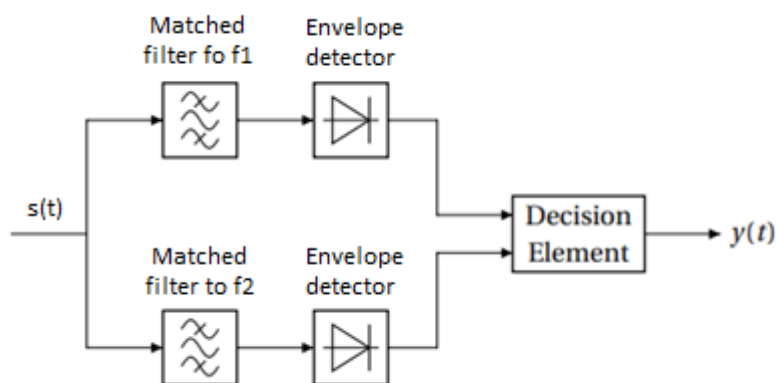


Figura 2.4 – Diagrama de bloco de um demodulador não coerente.

2.5

Princípios de propagação acústica

Ondas acústicas são essencialmente vibrações mecânicas que se propagam através de um meio, seja este um sólido, um fluido ou um gás [65]. Cada material apresenta características diferentes relativo a propagação dessas vibrações, devido a variações como: densidade, organização estrutural e rigidez [65]. As características estruturais do material definem a maneira como a vibração mecânica o percorre.

A polarização de tais vibrações mecânicas pode percorrer um material de formas distintas, tendo cada uma delas uma velocidade de propagação. A velocidade de propagação para uma onda longitudinal, ou onda de pressão, (onda-P) e transversal (onda-S), podem ser calculadas respectivamente pela Equação (2-5) e Equação (2-6), onde μ é o módulo de cisalhamento, ρ a densidade e λ a primeira constante elástica de Lamé [65, 66].

$$v_L = \sqrt{\frac{\lambda + 2\mu}{\rho}} \quad (2-5)$$

$$v_T = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}} \quad (2-6)$$

As ondas de interesse nesta pesquisa são as do tipo longitudinal ou ondas de pressão, uma vez que essas estão presentes tanto em sólidos como em meios fluídos, enquanto que as transversais somente estão presentes em materiais sólidos [65]. Ondas se propagam no modo longitudinal quando a direção da vibração das partículas é paralela à propagação da onda. As mesmas podem ser geradas por transdutores piezoelétricos, que são dispositivos capazes de converter pulsos de corrente elétrica em vibrações mecânicas a uma frequência ultrassônica (≥ 20 kHz) [65, 67]. A Figura 2.5 exemplifica o deslocamento das partículas de um material submetido a vibrações de ondas do tipo P e tipo S.

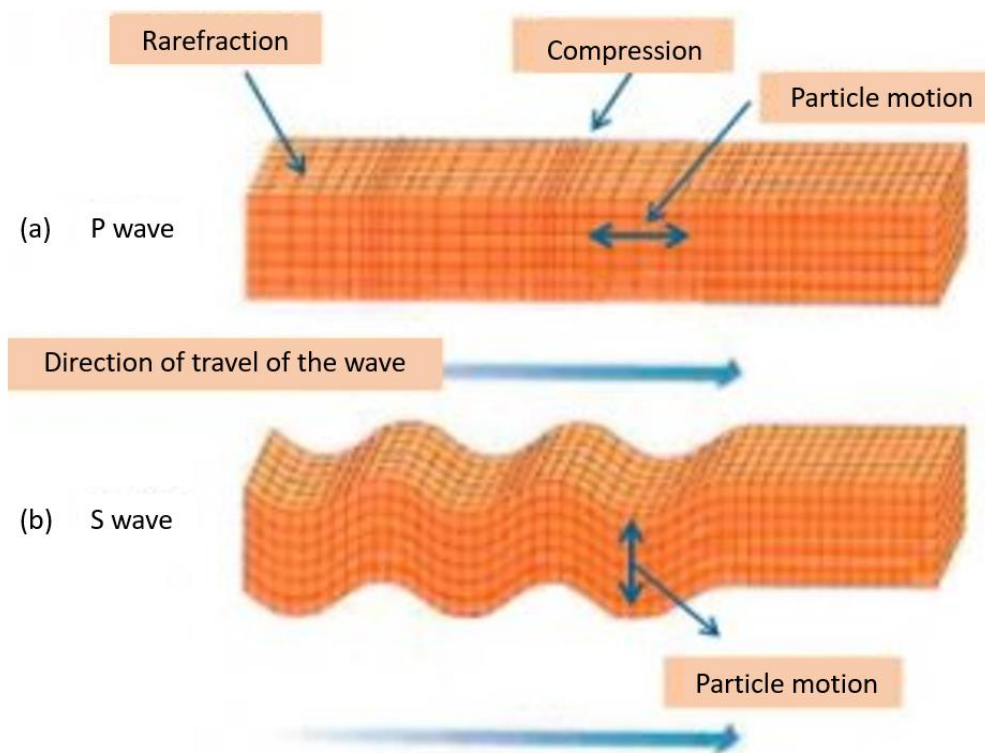


Figura 2.5 – Propagação e polarização de ondas P e S em um material. Onda-P (a), e onda-S (b). Adaptado de [68].

As ondas ultrassônicas estão sujeitas a efeitos como espalhamento e reflexão, ao encontrarem obstáculos, descontinuidades ou áreas de interação entre um ou mais meios diferentes durante sua propagação [69]. Quando uma onda encontra uma mudança de material, ou seja, um obstáculo que separe dois meios, uma parte da energia incidente é refletida e outra parte é transmitida ao outro meio [69].

Durante o processo de reflexão, o fator que define a quantidade de energia refletida ou transmitida é a diferença de impedância acústica entre os dois meios [70]. A Equação (2-7) pode ser utilizada para calcular a impedância acústica característica de um meio, onde v é a velocidade do som no meio e ρ a densidade do meio [65].

$$Z = \rho v . \quad (2-7)$$

A Figura 2.6 ilustra um caso de uma onda incidente P_i em uma interface entre dois meios, como neste caso $Z_1 \neq Z_2$, parte da energia é refletida de volta ao primeiro meio, como P_r , e parte da energia é transmitida ao segundo meio, como P_t .

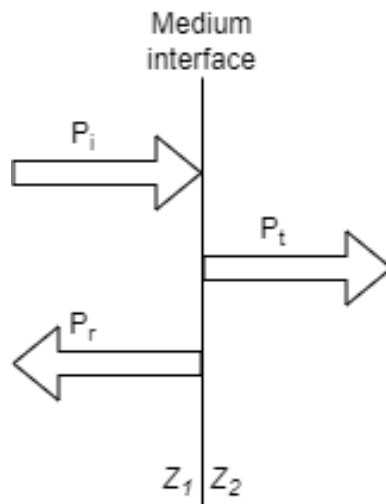


Figura 2.6 – Reflexão de uma onda incidente em uma interface normal entre materiais com impedâncias acústica distintas. Baseada em [65].

2.5.1

Coeficiente de reflexão e transmissão de ondas

Como já mencionado, a reflexão de ondas ocorre quando uma onda encontra uma barreira ou uma mudança de meio. O coeficiente de reflexão é definido pela razão entre as amplitudes da onda refletida da onda incidente, sendo definida pela Equação (2-8), onde Z_1 e Z_2 são as impedâncias acústicas dos dois meios da interface [65]. Quando $Z_1 = Z_2$, o coeficiente de reflexão é igual a zero [65], significando que não há reflexão, fazendo com que a toda energia seja transmitida de um meio ao outro.

O coeficiente de transmissão é a relação entre amplitude da onda transmitida ao segundo meio e a amplitude da onda incidente, e pode ser calculado por meio da Equação (2-9) [65].

$$R_P = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2-8)$$

$$T_P = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (2-9)$$

2.6.1

Modulação da impedância acústica

O principal objetivo deste trabalho é transmitir ondas acústicas do lado *outside block* para o lado *inside block*, transferindo energia para essa parte do sistema, e simultaneamente transferir dados no sentido inverso. Para tal, fez-se o uso das técnicas de modulação por impedância acústica, que consiste em variar a impedância acústica de um meio de modo que ele passe a refletir mais ou menos energia [21, 65].

Nesse trabalho, um circuito eletrônico é responsável por curto-circuitar os terminais de um transdutor piezoelétrico, variando a sua impedância elétrica, que consequentemente altera sua impedância acústica [21]. Essa alteração pode ser percebida pelo circuito eletrônico instalado nos terminais do transdutor do *outside block* [21].

Um diagrama simplificado de um modulador que pode ser utilizado para alterar a impedância acústica de um transdutor juntamente com um canal acústico, e possibilitar a transferência de dados de um lado a outro do sistema, é apresentado na Figura 2.7. Nessa figura, o gerador de onda fornece o sinal elétrico capaz de excitar o transdutor 1; as vibrações geradas por este transdutor percorrem o canal de propagação e atingem o transdutor 2; esse converte as vibrações em um sinal elétrico; a chave moduladora coloca os terminais do transdutor 2 em curto-circuito, alterando sua impedância acústica; a alteração causada na impedância acústica, altera a quantidade de energia que é refletida pela interface entre o transdutor 2 e o canal de propagação; as ondas que são refletidas na interface entre o transdutor 2 e o canal de propagação podem ser percebidas pelo medidor de energia conectado aos terminais do transdutor 1.

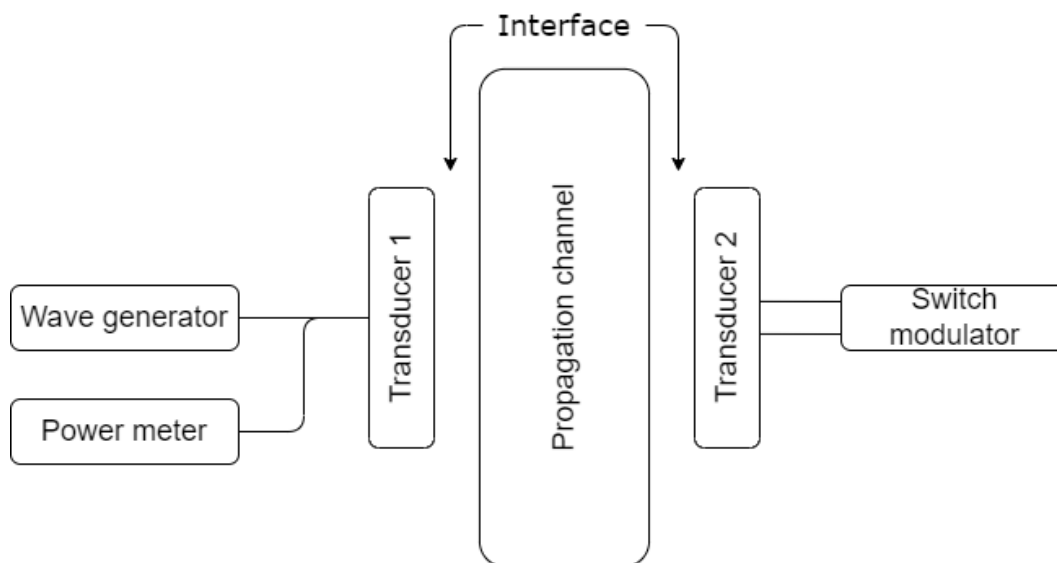


Figura 2.7 – Modulador de impedância acústica. O gerador de ondas excita o transdutor 1; que produz vibrações mecânicas que percorrem o canal de propagação. O transdutor 2 converte a energia mecânica recebida do canal de propagação e converte em energia elétrica. A chave de modulação curto-circuita os terminais do transdutor 2, alterando sua impedância acústica. O medidor de potência analisa as ondas acústicas que foram enviadas pelo canal de propagação e refletiram no transdutor 2.

A técnica de modulação da impedância acústica consiste em alterar de forma controlada e ordenada a impedância elétrica de um dispositivo (transdutor) [21]. O que altera as propriedades físicas do meio e consequentemente sua impedância acústica. Dessa forma, a interface do meio passa a refletir mais ou menos energia. Essa variação de energia refletida pode ser percebida no transdutor que produziu a onda incidente. Realizando um tratamento dessas variações, é possível interpretá-las como os dados que foram transmitidos pelo outro lado do sistema.

No caso desta pesquisa, foi analisada a transmissão e reflexão de ondas acústicas de um lado para outro do sistema, parte da reflexão é causada intencionalmente pela modulação da impedância acústica de um transdutor, permitindo que esta alteração seja detectada pelo lado *outside block* do sistema. A transmissão de energia é feita de forma direta utilizando os transdutores para converter a energia elétrica de um lado do sistema (*outside block*) em energia mecânica (ondas ultrassônicas), enquanto que o transdutor do outro lado do sistema (*inside block*) faz o processo inverso, ou seja, converte a energia mecânica que incide sobre sua área em um sinal elétrico. O sinal convertido pelo transdutor do *inside block* é então utilizado para alimentar os circuitos eletrônicos deste lado do sistema.

No caso do sistema demonstrado neste trabalho, parte da quantidade de energia refletida (a que é causada intencionalmente pela modulação do transdutor) é utilizada como meio para transferir dados de um sensor. Essa alteração na impedância acústica é feita de forma a representar símbolos, que podem ser interpretados pelo circuito *outside block*, tornando assim possível a transferência de dados e energia em direções opostas de um canal acústico.

Em um canal composto por elevado número de camadas, há várias interfaces, que contribuem para o aumento da quantidade de reflexões internas ao canal, reduzindo a quantidade de energia que é efetivamente transmitida de um lado a outro do sistema. Ou seja, aumenta-se a perda de inserção do sistema [11, 18, 65] e reduz-se a sensibilidade do mesmo a modulação por variação de impedância do transdutor [11, 18, 21, 65]. Esses são desafios a serem superados no presente trabalho.

3 Análise numérica

Para validar a transmissão de dados por ondas ultrassônicas utilizando modulação em frequência em um sistema multicamada, foi desenvolvido um modelo numérico utilizando a linguagem SPICE [71]. A utilização de código SPICE para simulação de canal acústico, se baseia na analogia entre grandezas elétricas e acústicas [72]. Essa abordagem é modular [18], o que significa que cada parte do canal é representada por um bloco, que pode ser removido ou ter suas características físicas alteradas, de modo a simular diferentes comportamentos de forma ágil e sem a necessidade da materialização do experimento.

3.1 Modelagem SPICE

A linguagem SPICE foi apresentada pela primeira vez em abril de 1973 no Canada pelo professor Donald O. Pederson, mas destinava originalmente a avaliação do comportamento de circuitos eletrônicos analógicos [73, 74]. Neste trabalho, blocos elétricos representam o comportamento de blocos mecânicos, onde foi considerada uma analogia entre tensão e corrente elétrica com pressão acústica e velocidade de partícula, respectivamente [18]. Para simular o comportamento mecânico dos dois tipos de componentes que compõem o canal acústico proposto, a saber, o transdutor e a camada intermediária, são descritos dois modelos, um para as camadas intermediárias e outro para o transdutor. Ambos foram implementados utilizando o software LTspice®. A Figura 3.1 mostra o modelo global do sistema a ser detalhado.

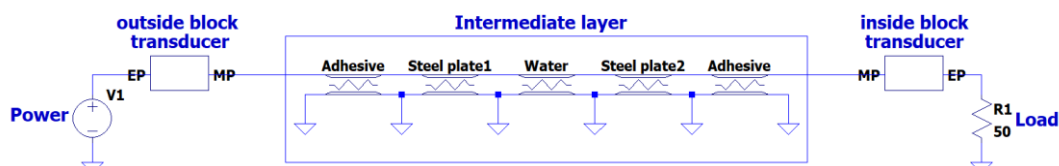


Figura 3.1 – Modelo global do sistema.

3.1.1 Modelagem do transdutor

Um transdutor ultrassônico pode ser modelado como um dispositivo de três portas, duas mecânicas (acústicas) e outra elétrica, sendo cada porta mecânica uma face do transdutor e a elétrica seus terminais de conexão [72]. O presente modelo relaciona a tensão e a corrente da porta elétrica com a força e a velocidade da porta mecânica [75]. O método utilizado para esta relação é o Lumped-element, em uma versão apresentada por Redwood's [76], de um trabalho originalmente apresentado por Manson's [72], por ser relativamente fácil de ser simulado utilizando a modelagem computacional SPICE [71]. O circuito equivalente apresentado por Redwood para modelar o transdutor é apresentado na Figura 3.2. O modelo apresentado é composto por duas portas mecânicas, representadas pelas forças $F1$ (pressão em um lado do transdutor) e $F2$ (pressão no lado oposto a $F1$ do transdutor). A tensão alternada V está presente na porta elétrica do transdutor, sendo aplicada nos terminais de $C0$, é a capacitância característica presente nos terminais do transdutor. A relação de transformação $N:1$ faz o acoplamento da tensão V com a parte mecânica do sistema e vice-versa. A linha de transmissão modela a propagação de ondas mecânicas pela espessura do transdutor, entre suas duas portas mecânicas, onde Za representa a impedância característica de uma linha de transmissão.

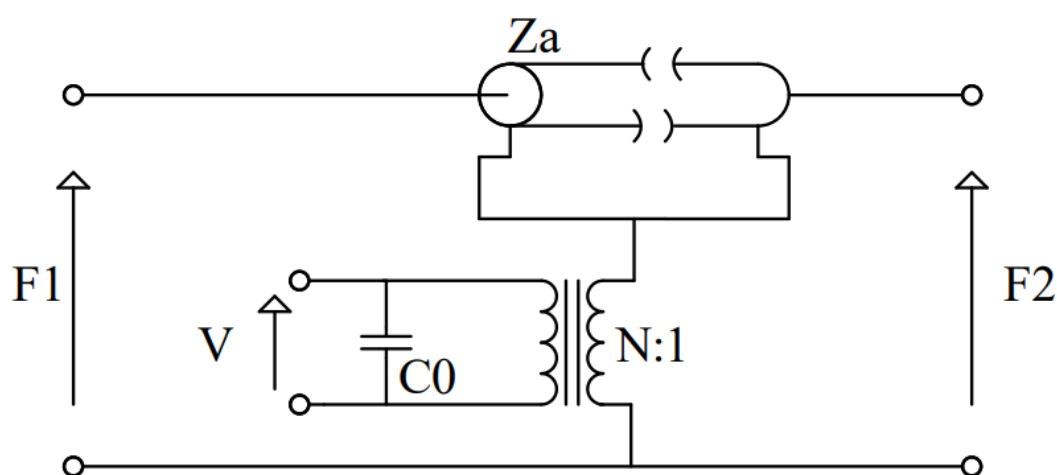


Figura 3.2 – Modelo equivalente SPICE do transdutor apresentado por Redwood. Baseado em [76].

Para utilizar o modelo apresentado por Redwood é necessário relacionar os parâmetros físicos do transdutor ultrassônico com parâmetros elétricos de um circuito equivalente. As Equações (3-1), (3-2) e (3-3) apresentam as relações entre estes parâmetros.

$$Z_a = A \sqrt{c^D \rho_0}, \quad (3-1)$$

$$C_0 = A \epsilon^S / l, \quad (3-2)$$

$$N = 1 / C_0 h_{33}, \quad (3-3)$$

onde, os parâmetros apresentados são as propriedades piezoelétricas do transdutor, sendo A – área da seção transversal, c^D – constante de rigidez elástica, ρ_0 – densidade, ϵ^S – constante dielétrica, l – espessura, h_{33} – constante de piezoeletricidade. Tais parâmetros podem ser obtidos experimentalmente ou fornecidos pelo fabricante da cerâmica. Conhecendo esses parâmetros, o modelo está completamente representado.

No modelo apresentado por Leach [77], ilustrado na Figura 3.3, onde s representa a frequência complexa, a relação de transformação é substituída por duas fontes de corrente controladas por tensão. Com isso, o modelo de Leach vem sendo amplamente estudado desde sua publicação [78]. O modelo utilizado neste trabalho foi demonstrado por Takahashi [18].

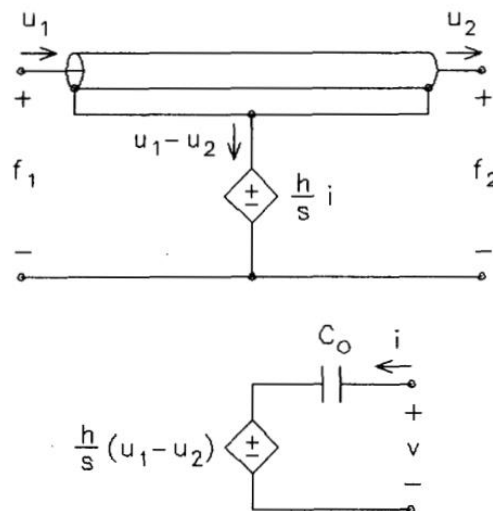


Figura 3.3 – Modelo de transdutor apresentado por Leach. Adaptado de [77].

O circuito utilizado para a simulação SPICE desta dissertação é apresentado na Figura 3.4, onde: R1 representa a resistência equivalente do material presente na parte traseira do transdutor; F1 e F2 são as pressões presentes nas duas faces do transdutor, representadas por fontes de corrente; o capacitor C1 e o resistor R2 estabilizam a tensão nos terminais de E1, criando um filtro passa-faixa centrado na frequência de ressonância do transdutor; a chave E1 permite que a fonte V1 seja conectada diretamente entre a linha de transmissão Z_a e o terra do circuito. O resistor R e o capacitor C0 formam a impedância característica presente nos terminais do transdutor. EP é a porta de conexão elétrica do modelo, enquanto que MP é a porta de conexão mecânica do transdutor.

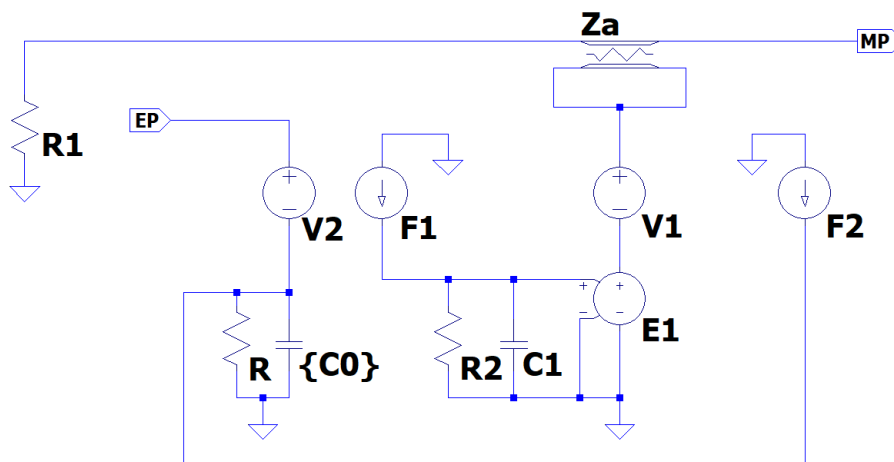


Figura 3.4 – Modelo SPICE do transdutor.

3.1.2

Modelagem das camadas intermediárias do canal acústico

As camadas intermediárias do canal acústico podem ser modeladas seguindo a mesma analogia entre componentes mecânicos e elétricos. A mesma segue o trabalho realizado por Deventer et al [78], aplicando o que foi produzido anteriormente por Püttmer et al [79] para obter um circuito eletrônico equivalente, em termos de propagação acústica, em corpos sólidos e fluídos. A relação entre corrente elétrica e pressão mecânica foi feita com base nas equações diferenciais do telegrafo, Equações (3-4) e (3-5) para tensão elétrica e corrente elétrica,

respectivamente, e Equações (3-6) e (3-7) para pressão e velocidade de partícula das ondas acústicas, respectivamente [18].

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0, \quad (3-4)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0, \quad (3-5)$$

$$\frac{d^2 P(z, t)}{dz^2} - k_c^2 P(z, t) = 0, \quad (3-6)$$

$$\frac{d^2 u(z, t)}{dz^2} - k_c^2 u(z, t) = 0, \quad (3-7)$$

onde γ é a constante de propagação associada às ondas eletromagnéticas, k_c é o número de onda complexo das ondas acústicas, V é a tensão elétrica, I é a corrente elétrica, P é a pressão e u é a componente normal do campo de velocidade. Por sua vez, γ e k_c , são definidas pelas Equações (3-8) e (3-9) [18, 80, 81], onde R - resistência, L - indutância, G - condutância e C - capacitância características de uma linha de transmissão por unidade de comprimento, ω a frequência angular da onda eletromagnética, t o instante de tempo, e u_p a velocidade da fase [70]:

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}, \quad (3-8)$$

$$k_c = \frac{\omega}{u_p} \frac{1}{\sqrt{1 + j\omega\tau}}. \quad (3-9)$$

Para uma condição de baixas perdas, pode-se considerar que $\omega L' \gg R'$, $\omega C' \gg G'$ e $1 \gg \omega\tau$. Assim, as Equações (3-8) e (3-9) podem ser reescritas na forma das Equações (3-10) e (3-11), onde α_e é a componente real da constante de propagação, que dita a atenuação da linha de transmissão; α_m a componente real do número de onda, que dita a atenuação da onda acústica; β a componente

imaginária da constante de fase e κ a componente imaginária do número de onda da onda acústica:

$$\gamma = \alpha_e + i\beta = \frac{1}{2} \left(\frac{R'}{L'} + \frac{G'}{C'} \right) \sqrt{L'C'} + i\omega \sqrt{L'C'} \quad (3-10)$$

$$k_c = \alpha_m + i\kappa = \frac{\omega}{u_p} \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2} - 1}{1 + (\omega\tau)^2} \right]^{\frac{1}{2}} + i \frac{\omega}{u_p} \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2} + 1}{1 + (\omega\tau)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-11)$$

Logo, com a aproximação de baixas perdas, obtêm-se as Equações (3-12) e (3-13) das componentes imaginárias:

$$\beta = \omega \sqrt{L'C'} \quad (3-12)$$

$$\kappa = \frac{\omega}{u_p} \quad (3-13)$$

Igualando as Equações (3-12) e (3-13), uma vez que está sendo feita uma relação direta entre tensão elétrica e força mecânica, e entre corrente elétrica e velocidade mecânica, obtém-se a velocidade por meio da Equação (3-14).

$$u_p = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (3-14)$$

Fazendo uma analogia entre o meio elétrico e a impedância característica do meio mecânico, pode-se obter a Equação (3-15), onde Z_{ele} é a impedância elétrica da linha de transmissão que será aplicada no modelo SPICE:

$$Z_{ele} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3-15)$$

Para obter a impedância acústica da camada intermediária tem-se a Equação (3-16), onde Z_{acu} refere-se a impedância acústica:

$$Z_{acu} = \rho u_p \sqrt{1 + j\omega\tau} \quad (3-16)$$

Ainda, considerando a aproximação da linha de transmissão de baixas perdas, as impedâncias características elétricas e mecânicas são definidas pelas Equações (3-17) e (3-18), respectivamente:

$$Z_{ele} = \sqrt{\frac{L'}{C'}}, \quad (3-17)$$

$$Z_{acu} = \rho u_P. \quad (3-18)$$

Utilizando a relação entre força e tensão elétrica, a relação entre as duas impedâncias características é obtida por meio da Equação (3-19), onde A é a área da face do transdutor:

$$Z_{acu} = \frac{Z_{ele}}{A}. \quad (3-19)$$

Utilizando as Equações (3-16), (3-17), (3-18) e a relação apresentada na Equação (3-19), os parâmetros da linha de transmissão podem ser estabelecidos pelas Equações (3-20) e (3-21):

$$L' = A\rho, \quad (3-20)$$

$$C' = \frac{1}{A\rho u_P^2}. \quad (3-21)$$

Com base nas equações apresentadas acima, um modelo SPICE pode ser implementado para simular as camadas intermediárias de sólidos e líquidos de um canal acústico. Ou seja, cada camada é modelada como uma linha de transmissão cujos parâmetros devem ser configurados de acordo com as equações apresentadas anteriormente. As Tabela 3.1 e Tabela 3.2 resumem como cada parâmetro mecânico se relaciona com o parâmetro elétrico do modelo, tanto para o transdutor quanto para as camadas intermediárias.

Tabela 3.1 – Analogias de parâmetro mecânicos e elétricos das camadas intermediárias.

Elétrico	Mecânico
V	f
I	u
L'	ρA
C'	$\frac{1}{(\rho u_p^2)}$

Tabela 3.2 – Analogias de parâmetro mecânicos e elétricos do transdutor.

Elétrico	Mecânico
V	$[f - (\frac{h_{33}}{s})i]$
I	u
L'	ρA
C'	$\frac{1}{(\rho u_p^2)}$

Desse modo, os modelos de camada acústica podem ser diretamente obtidos uma vez que os parâmetros físicos da camada são conhecidos. Vale ressaltar que a modelagem linha de transmissão considera que a propagação da onda ocorre somente em uma direção, em ambos os sentidos, e por um único modo de onda acústica, sejam as camadas intermediárias sólidos ou líquidos. A implementação do modelo de linha de transmissão permite que seja simples alterar a ordem ou até mesmo as camadas que compõem o canal acústico.

3.1.3

Modelagem considerando as perdas do sistema

Uma linha de transmissão com perdas foi utilizada para modelar o transdutor e as camadas intermediárias, seguindo Deventer [78] e Püttmer [79]. Para tal, um elemento puramente resistivo foi inserido em ambas as linhas de transmissão, a fim de representar o fator de perda do transdutor e das camadas intermediárias. Para calcular o valor do elemento resistivo utiliza-se a parte real da constante de propagação γ , que é o coeficiente de atenuação da linha de transmissão α . Com a aproximação da linha de transmissão, tem-se que: $G' = 0$ e $\omega L' \gg R'$ e a parte complexa da constante de propagação obtida com a Equação (3-10), pode ser

dividida em duas componentes sendo uma do transdutor piezoelétrico e outra da camada intermediária.

a) Transdutor piezoelétrico

Considerando a aproximação de baixas perdas da linha de transmissão dada pelas Equações (3-12) e (3-13), a parte complexa da constante de propagação pode ser aproximada por uma expansão de série de Taylor de baixa ordem [82]. Assim, a parte real, que é o coeficiente de atenuação α , pode ser obtido por meio da Equação (3-22).

$$\alpha \approx \frac{R'}{2u_p L'} \quad (3-22)$$

Em um circuito RLC série, o fator de qualidade (Q), definido pela Equação (3-23), representa a relação entre a quantidade de energia armazenada e a quantidade de energia dissipada, onde δ_φ representa o fator da perda mecânica do transdutor por sua vez. Esse valor que pode ser encontrado no manual do transdutor [83] é o inverso do fator de qualidade mecânico.

$$Q = \frac{\omega L'}{R'} = \frac{1}{\delta_\varphi}. \quad (3-23)$$

Com base na Equação (3-23) é possível definir o coeficiente de atenuação como:

$$\alpha \approx \frac{\omega}{2u_p} \cdot \frac{R'}{\omega L'} = \frac{\omega}{2u_p} \delta_\varphi. \quad (3-24)$$

Assim, a resistência (R') pode ser reescrita em função do fator de qualidade:

$$R' = \frac{\omega L'}{Q}. \quad (3-25)$$

É relevante observar que a linguagem SPICE aceita somente valores fixos para parâmetros das linhas de transmissão [71]. Deve-se então utilizar um valor aproximado, obtido usando uma frequência fixa para ω , igual a frequência de ressonância do transdutor [18].

b) Camada intermediária

A perda nas camadas intermediárias pode ser dividida em duas partes, sendo uma a perda por difração e a outra a perda pela viscosidade do material da camada. Assim como em a), a mesma aproximação pode ser feita utilizando a relação com o coeficiente de atenuação, no lugar do fator de perda. O parâmetro R' da linha de transmissão continua podendo ser obtido pela Equação (3-22), bastando substituir os parâmetros L' e C' pela equivalência mecânica da Equação (3-26), onde α_{vis} é o coeficiente de perda por viscosidade dado em (N_p/m) .

$$R' = 2\rho u_p A \alpha_{vis} \quad (3-26)$$

A parte de R' que corresponde ao coeficiente de difração representa um fenômeno que ocorre internamente a uma camada espessa de material da camada intermediária, quando a área do transdutor é menor que a área de superfície da camada intermediária [84]. A perda por difração é a energia que se dispersa a partir do centro do eixo dos dois transdutores, como o apresentado na Figura 3.5.

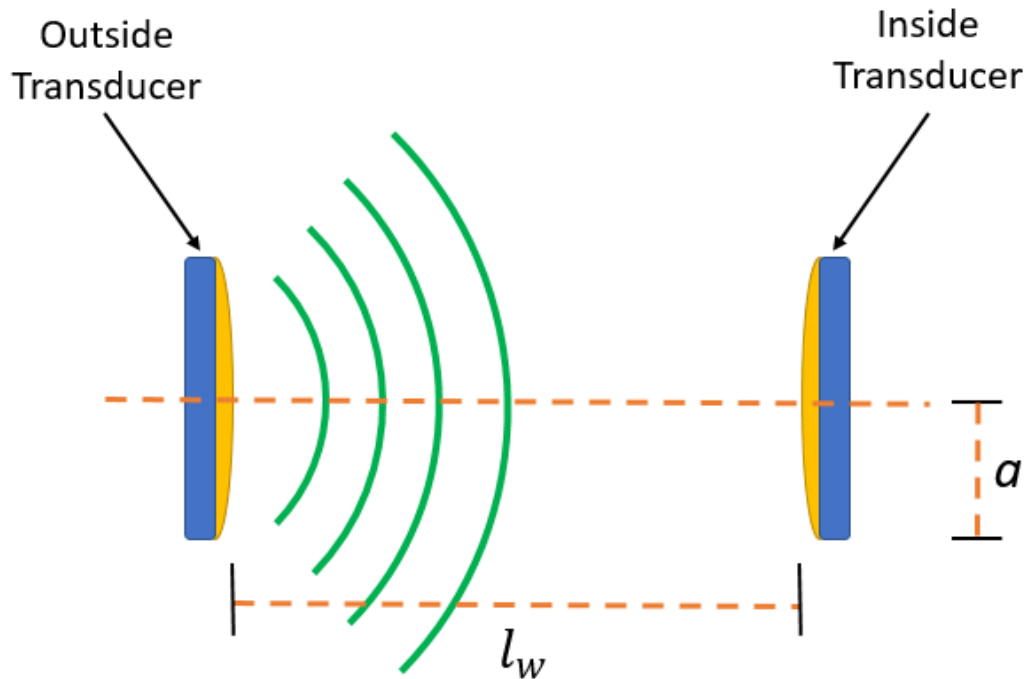


Figura 3.5 – Difração da onda acústica do transdutor piezoelétrico.

Segundo Bass [85], a relação entre a energia média no transdutor transmissor e a energia média no transdutor receptor (α_{dif}) pode ser expressa pela

Equação (3-27), onde P_{rec} e P_{tran} , são a intensidade da pressão recebida e transmitida pelos transdutores, respectivamente.

$$\alpha_{dif}(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{rec}^2}{P_{tran}^2} \right). \quad (3-27)$$

A relação entre o quadrado dessas pressões pode ser aproximada pela Equação (3-28), enquanto que ξ pode ser definido pela Equação (3-29).

$$\frac{P_{rec}^2}{P_{tran}^2} \approx 1 - 2(\pi\xi)^{-\frac{1}{2}} \left(1 - \frac{\xi^2}{2\beta^2 a^2} \right) + 2(\pi\xi)^{-1} \left(1 - \frac{\xi^2}{2\beta^2 a^2} \right)^2 \quad (3-28)$$

$$\xi = \left(\frac{\beta}{2} \right) [(l_w^2 + 4a^2)^{\frac{1}{2}} - l_w] \quad (3-29)$$

A atenuação por difração (α_{dif}) pode ser tanto expressa em dB/m quanto em N_p/m (sabendo que uma unidade de Neper é igual a 8,6858 dB). Assim, a atenuação total do sistema é a soma da perda por viscosidade com a perda por difração. Consequentemente a intensidade da perda por difração pode ser incorporada ao parâmetro R' da linha de transmissão. O coeficiente total de perdas é dado por

$$\alpha_{total} = \alpha_{vis} + \alpha_{dif}. \quad (3-30)$$

3.1.4

Teste do modelo desenvolvido

Com os modelos do transdutor piezoelétrico e das camadas intermediárias em mãos é possível construir um circuito elétrico capaz de simular o comportamento do canal acústico, tanto no aspecto elétrico quanto no mecânico. A Figura 3.6 demonstra o circuito desenvolvido utilizando o software LTspice® [86] para uma placa plana de aço com os transdutores fixados com adesivo. Os *inside* e *outside blocks transducers* representam o transdutor de cada lado do sistema, enquanto que as linhas de transmissão representam as camadas intermediárias, compostas pela placa plana de aço e adesivos de fixação de ambos os transdutores.

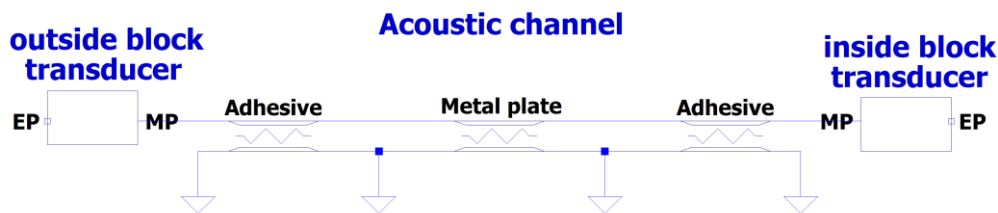


Figura 3.6 – Sistema completo implementado no LTspice®.

Os parâmetros utilizados para construir o sistema de camadas intermediárias estão organizados nas Tabela 3.3, Tabela 3.4 e Tabela 3.5. As constantes do transdutor foram obtidas por meio de informações disponibilizadas pelo fabricante PI Ceramic material® [83]. O manual e as equações utilizadas para caracterização do transdutor estão disponíveis em [87]. Já os parâmetros das camadas intermediárias de adesivo (Huntsman® Araldite 2015) e da placa plana de aço foram obtidos em seus manuais de referência [88] e na literatura disponível [89].

Tabela 3.3 – Parâmetros do transdutor.

Propriedades do transdutor	Valor
$At(mm^2)$	400
$\frac{\varepsilon_{33}(t)}{\varepsilon_0}$	1200
k_{33}	0,66
k_t	0,46
$\rho_t(Kg/mm^3)$	7800
Q	2000
$c_{33}(d)(N/m^2)$	$16,6 \times 10^{10}$
\tan_d	3×10^{-3}
thickness (m)	2×10^{-3}

Tabela 3.4 – Parâmetros do adesivo.

Propriedades do adesivo	Valor
$At(mm^2)$	400
$\rho_{ad}(Kg/m^3)$	1400
$V_a(m/s)$	2100
$\alpha(dB/m)$	1500
thickness (m)	150×10^{-6}

Tabela 3.5 – Parâmetros da placa plana de aço.

Propriedades do aço	Valor
$At(mm^2)$	400
$\rho_{aço}(Kg/m^3)$	2700
$V_{aço}(m/s)$	6420
$\alpha(dB/m)$	2
thickness (m)	15×10^{-3}

3.2

Parâmetros do sistema

Uma análise no domínio da frequência pode ser realizada de forma a se conhecer o comportamento na transferência de energia entre os dois transdutores do sistema. Para tal, pode ser feita uma análise dos parâmetros S [52] do sistema, definidos na seção 2.1 Parâmetros S. Assim, é possível entender as características em termos de propagação / atenuação. Ou seja, em que frequência o canal apresenta maior ou menor perda de inserção. Foi então realizada uma simulação numérica no LTspice®, utilizando o circuito da Figura 3.7, para obtenção dos parâmetros S_{21} e S_{11} do sistema de múltiplas camadas (apresentado na seção 3.1.3 Modelagem considerando as perdas do sistema). O bloco destacado pela caixa verde delimita a Porta 1, enquanto que o destacado pela caixa laranja delimita a Porta 2 do sistema, e no centro do diagrama tem-se o modelo do canal acústico a ser avaliado.

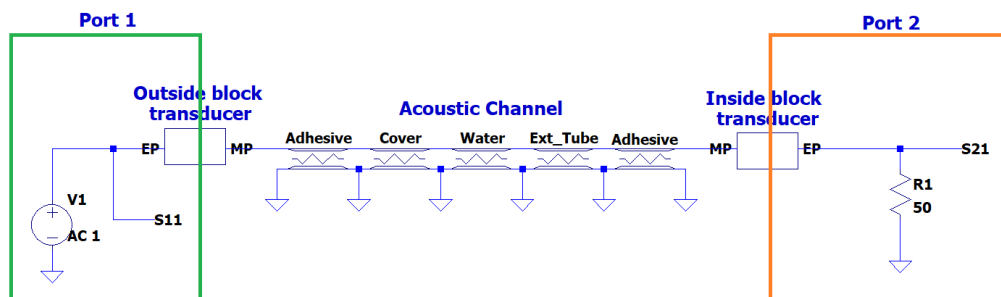


Figura 3.7 – Diagrama da simulação do sistema de 2 portas.

3.3 Simulação SPICE

O sistema de comunicação acústica aqui proposto foi, inicialmente, simulado com o modelo SPICE aqui apresentado. O modelo utilizado teve seu funcionamento verificado os resultados obtidos comparados com os apresentados em [56], quando simulado com os parâmetros apresentados nas Tabela 3.6, Tabela 3.7, Tabela 3.8 e Tabela 3.9, e utilizando-se o circuito apresentado na Figura 3.7, com uma camada de aço de mm e uma de mm para o fluido. O resultado de uma análise em frequência é apresentado na Figura 3.8. Como forma de comparação, a Figura 3.9 replica o resultado apresentado por [56], onde é possível notar que as duas curvas são semelhantes, as pequenas diferenças entre 1,1 e 1,2 MHz podem ser atribuídas à erros de aproximação do modelo.

Tabela 3.6 – Parâmetros do transdutor.

Propriedades do transdutor	Valor
$At(mm^2)$	400
$\frac{\varepsilon_{33}(t)}{\varepsilon_0}$	1101
k_{33}	0,58
k_t	0,46
$\rho_t(Kg/mm^3)$	7733
Q	2000
$c_{33}(d)(N/m^2)$	$15,1 \times 10^{10}$
\tan_d	3×10^{-3}
thickness (m)	2×10^{-3}

Tabela 3.7 – Parâmetros do adesivo.

Propriedades do adesivo	Valor
$At(mm^2)$	400
$\rho_{ad}(Kg/m^3)$	1400
$V_{ad}(m/s)$	2344
$\alpha(dB/m)$	1500
thickness (m)	150×10^{-6}

Tabela 3.8 – Parâmetros da camada de aço.

Propriedades do aço	Valor
$At(mm^2)$	400
$\rho_{aço}(Kg/m^3)$	7894
$V_{aço}(m/s)$	5619
$\alpha(dB/m)$	2
thickness (m)	20×10^{-3}

Tabela 3.9 – Parâmetros da camada de fluido.

Propriedades do fluido	Valor
$At(mm^2)$	400
$\rho_{flu}(Kg/m^3)$	1000
$V_{flu}(m/s)$	1484
$\alpha(dB/cm)$	0
thickness (m)	$20,5 \times 10^{-3}$

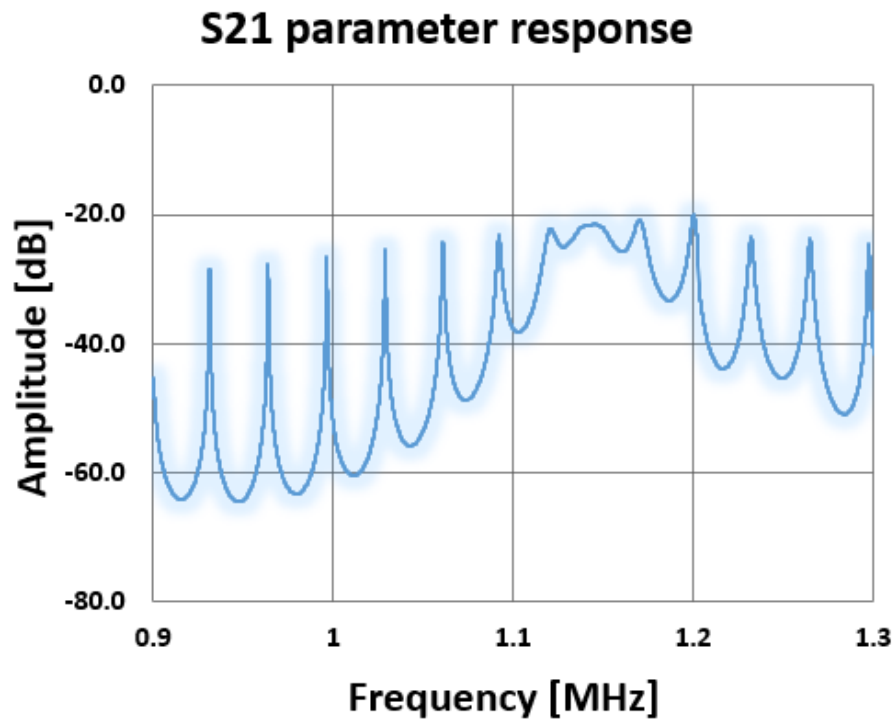


Figura 3.8 – Resposta S21 gerado a partir do modelo elaborado.

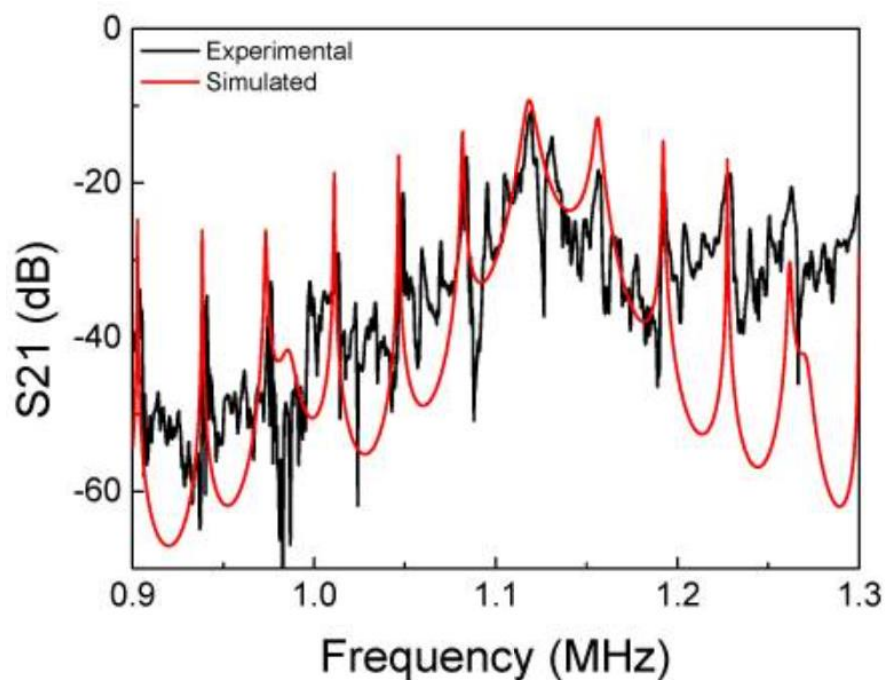


Figura 3.9 - Resposta S21 original apresentada por [56]. Extraído de [57].

Em seguida, iniciou-se uma busca pela maior frequência que seria capaz de transpor o canal acústico proposto (seção 3.1.3 Modelagem considerando as perdas do sistema), de modo a se obter a maior largura de banda possível, e permitir a transferência de dados com uma maior taxa de bits.

O modelo foi então parametrizado com as características resumidas nas Tabela 3.10,

Tabela 3.11, Tabela 3.12 e Tabela 3.13, de forma a simular as características do canal acústico utilizado nesta pesquisa. Assim, uma nova simulação foi realizada utilizando o diagrama da Figura 3.7, para uma camada de aço de 5 mm e uma camada de fluido de 100 mm. A simulação consistiu em uma análise do comportamento AC, fazendo uma varredura desde 0,98 até 1,3 MHz. O sistema foi excitado pela fonte incidente de tensão V1, da Figura 3.7, e o sinal foi analisado no resistor R1. Para R1 foi utilizado o valor de 50 Ω , uma vez que essa também é a impedância de saída da fonte V1, garantindo o casamento da impedância do circuito. Por sua vez, medindo-se o sinal refletido pela Porta 1 (S_{11}) e o sinal transmitido até a Porta 2 (S_{21}) do circuito, estimou-se a curva da Figura 3.10, onde a linha em laranja representa a curva S_{11} , e o gráfico da Figura 3.11 onde a linha azul representa a curva S_{21} . O valor da perda de inserção é considerável, evidenciando que não será simples recuperar o sinal propagado neste canal. A perda de inserção mínima ficou em cerca de -15,0 dB @ 1,17 MHz. Os picos estão coerentes com o comportamento esperado para um canal acústico composto por camadas com as características propostas.

Tabela 3.10 – Parâmetros do transdutor.

Propriedades do transdutor	Valor
$At(mm^2)$	400
$\frac{\varepsilon_{33}(t)}{\varepsilon_0}$	1200
k_{33}	0,66
k_t	0,46
$\rho_t(Kg/mm^3)$	7800
Q	2000
$c_{33}(d)(N/m^2)$	$16,6 \times 10^{10}$
\tan_d	3×10^{-3}

thickness (m)	2×10^{-3}
---------------	--------------------

Tabela 3.11 – Parâmetros do adesivo.

Propriedades do adesivo	Valor
$At(mm^2)$	400
$\rho_{ad}(Kg/m^3)$	1400
$V_a(m/s)$	2100
$\alpha(dB/m)$	1500
thickness (m)	150×10^{-6}

Tabela 3.12 – Parâmetros da camada de aço.

Propriedades do aço	Valor
$At(mm^2)$	400
$\rho_{aço}(Kg/m^3)$	2700
$V_{aço}(m/s)$	6420
$\alpha(dB/m)$	2
thickness (m)	5×10^{-3}

Tabela 3.13 – Parâmetros da camada de fluido.

Propriedades do fluido	Valor
$At(mm^2)$	400
$\rho_{aço}(Kg/m^3)$	1000
$V_{aço}(m/s)$	1480
$\alpha(dB/cm)$	2,2
thickness (m)	0,10

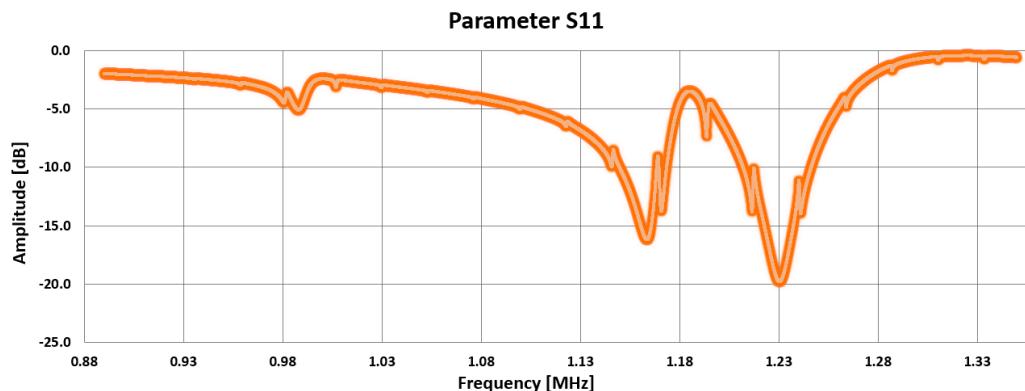


Figura 3.10 – Parâmetro S11 do sistema.

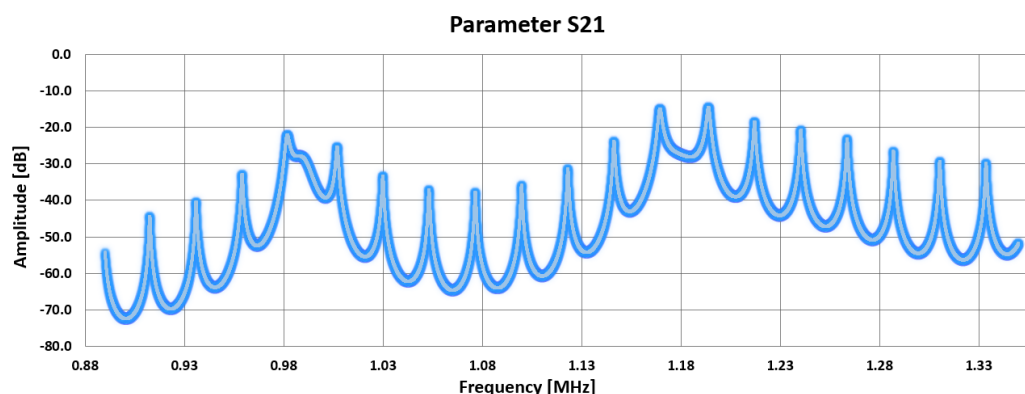


Figura 3.11 – Parâmetro S21 do sistema.

3.3.1 Busca pela maior largura de banda do canal

A fim de se obter a maior frequência de modulação possível com baixa atenuação, foram feitas simulações com faixas de frequência selecionadas empiricamente. O circuito utilizado para realizar as simulações foi o apresentado na Figura 3.12; composto exatamente pelo mesmo canal acústico apresentado anteriormente na Figura 3.7, diferindo apenas na carga conectada no lado *inside block*; onde a fonte V1 gerou um sinal senoidal de 1,17 MHz para fazer às vezes da portadora, enquanto a fonte V2 atua sobre a chave SW1 com formas de onda quadradas, que curto-circuita os terminais do transdutor do *inside block* nas frequências que foram testadas. Os resultados são apresentados na Figura 3.13 para 5 kHz, Figura 3.14 para 8 kHz, Figura 3.15 para 20 kHz, Figura 3.16 para 25 kHz, Figura 3.17 para 50 kHz e Figura 3.18 para 60 kHz. É possível observar que até 50 kHz o sistema ainda apresenta a presença de patamares de nível, o que facilita a detecção pelo circuito *outside block*. É possível observar nas figuras mencionadas

que o sistema apresenta um atraso na resposta, apresentando um comportamento transiente. No entanto, na Figura 3.18, referente a simulação realizada para 60 kHz, os patamares característicos anteriormente apresentados já não estão bem definidos, o que dificulta a detecção do sinal modulado, devido às características aparentes de *slew-rate* [90]. Assim a frequência de 50 kHz foi selecionada como a frequência f_1 das frequências de modulação do FSK. Para que fosse possível a transferência de dados na velocidade desejada, foi arbitrada uma largura de banda de 10 kHz, e com isso a frequência de 40 kHz foi selecionada como a frequência f_2 para modulação FSK.

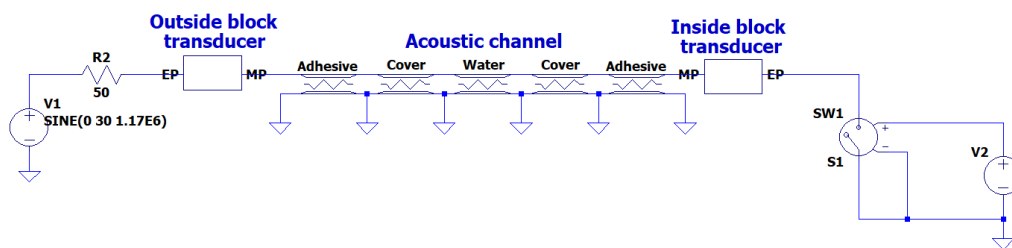


Figura 3.12 – Circuito para testes de diversas frequências no canal acústico.

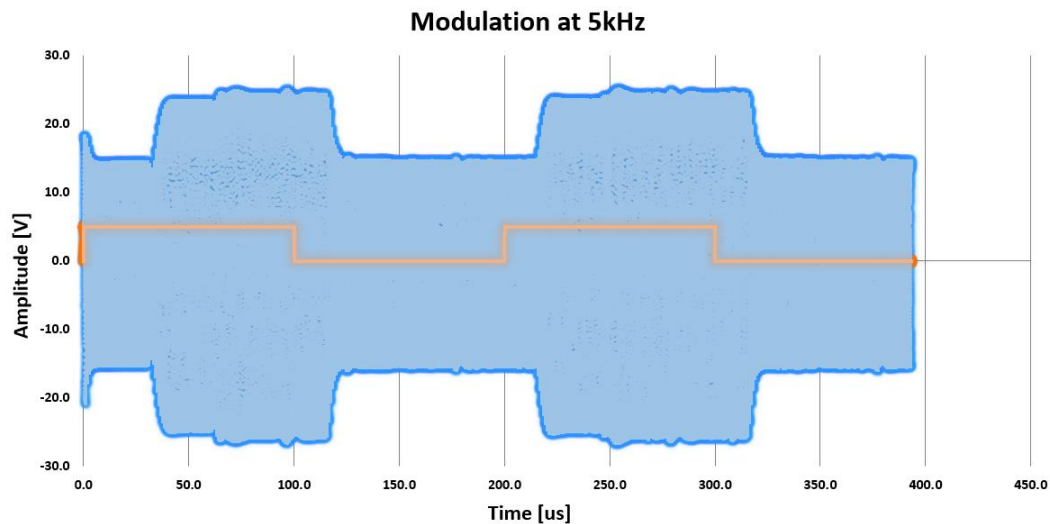


Figura 3.13 – Modulação do transdutor a 5 kHz. Forma de onda quadrada de 5 kHz modulado sobre o transdutor do *inside block* em laranja e sinal nos terminais do transdutor do *outside block* em azul.

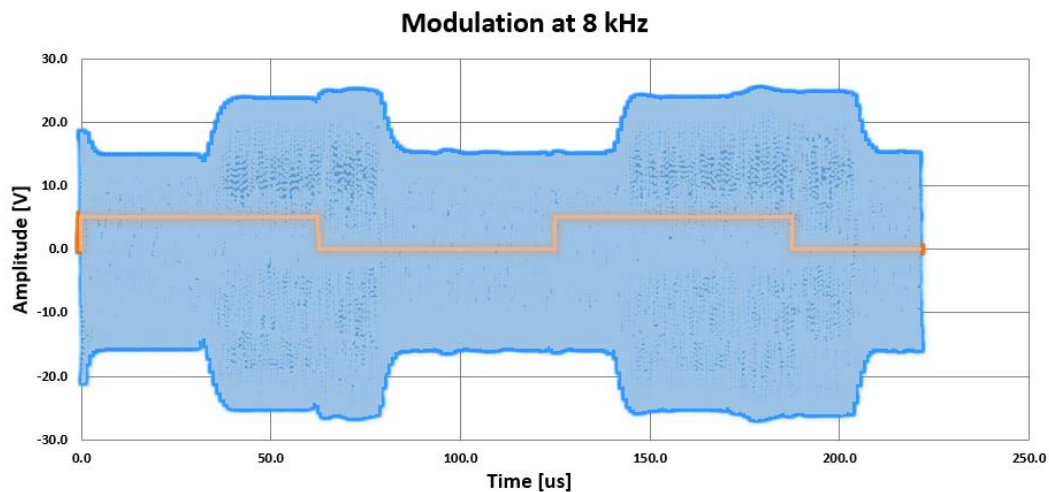


Figura 3.14 – Modulação do transdutor a 8 kHz. Forma de onda quadrada de 8 kHz modulado sobre o transdutor do *inside block* em laranja e sinal nos terminais do transdutor do *outside block* em azul.

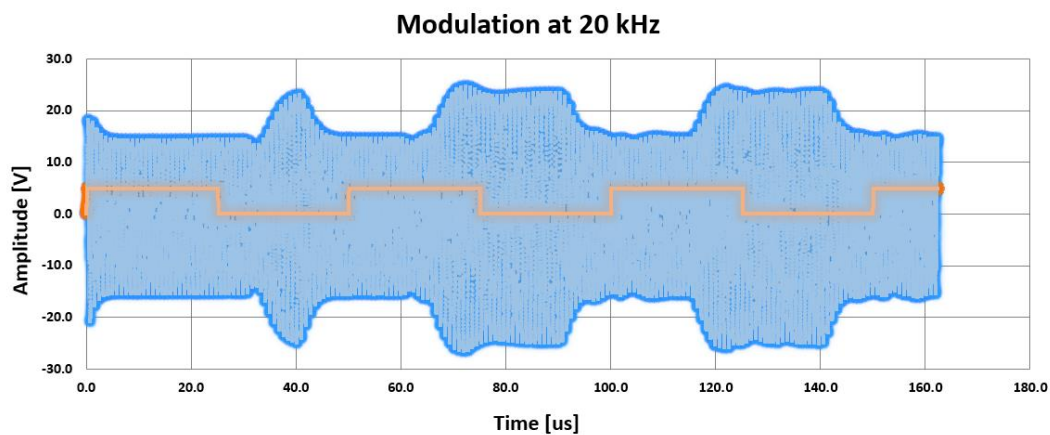


Figura 3.15 – Modulação do transdutor a 20 kHz. Forma de onda quadrada de 20 kHz modulado sobre o transdutor do *inside block* em laranja e sinal nos terminais do transdutor do *outside block* em azul.

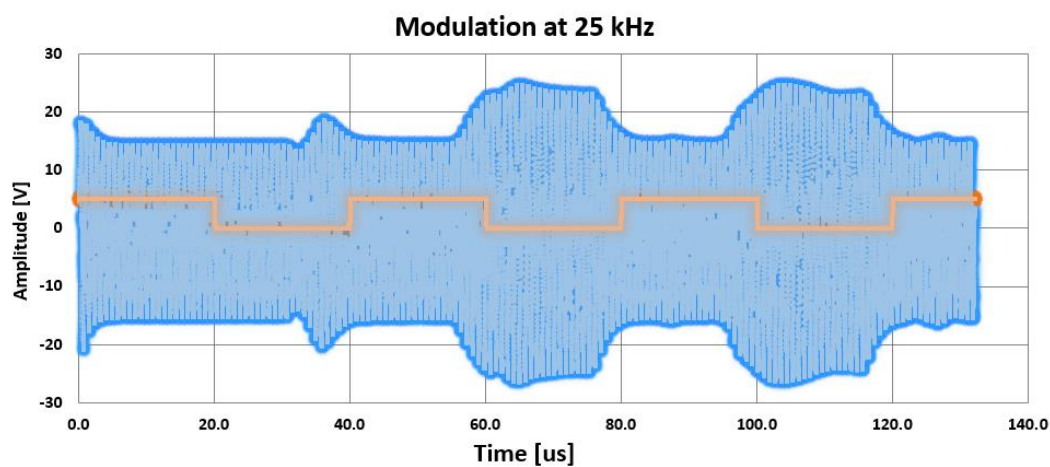


Figura 3.16 – Modulação do transdutor a 25 kHz. Forma de onda quadrada de 25 kHz modulado sobre o transdutor do *inside block* em laranja e sinal nos terminais do transdutor do *outside block* em azul.

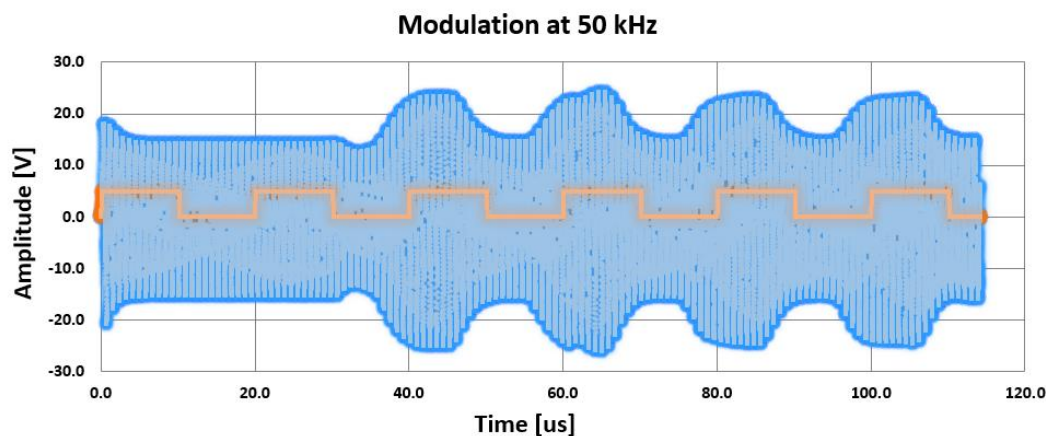


Figura 3.17 – Modulação do transdutor a 50 kHz. Forma de onda quadrada de 50 kHz modulado sobre o transdutor do *inside block* em laranja e sinal nos terminais do transdutor do *outside block* em azul.

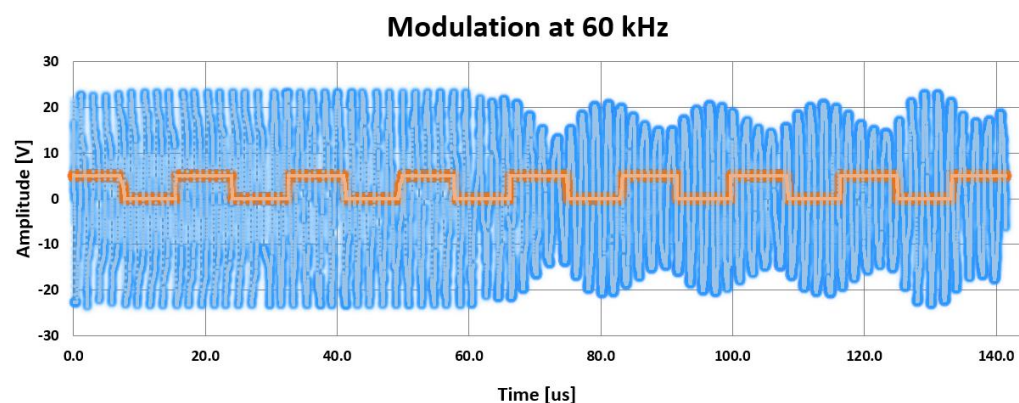


Figura 3.18 – Modulação do transdutor a 60 kHz. Forma de onda quadrada de 60 kHz modulado sobre o transdutor do *inside block* em laranja e sinal nos terminais do transdutor do *outside block* em azul.

3.3.2 Modulação em frequência

Uma vez selecionadas as frequências f_1 e f_2 (50 e 40 kHz, respectivamente) a serem utilizadas na modulação FSK, uma simulação da transmissão dessas duas frequências foi realizada. A simulação representa uma situação equivalente a ter metade dos bits em nível lógico zero e a outra metade em nível lógico 1. O circuito utilizado nesta simulação é apresentado na Figura 3.19, onde as fontes V2 e V3 são geradores de ondas quadradas de 40 e 50 kHz, respectivamente, a fonte V4 emula uma transmissão de 19200 bps oscilando na frequência de 19,2 kHz com ciclo ativo de 50 %. As chaves S2 e S3 selecionam qual das fontes V2 ou V3 comandarão a chave S1. A chave S1 por sua vez modula a impedância acústica do transdutor do *inside block* (abrindo e fechando

seus terminais) na frequência determinada por V4 em conjunto com V2 e V3. Durante os testes foram utilizados os parâmetros apresentados nas Tabela 3.10,

Tabela 3.11, Tabela 3.12 e Tabela 3.13, ou seja, foram os mesmo utilizados na simulação do diagrama apresentado anteriormente na Figura 3.12.

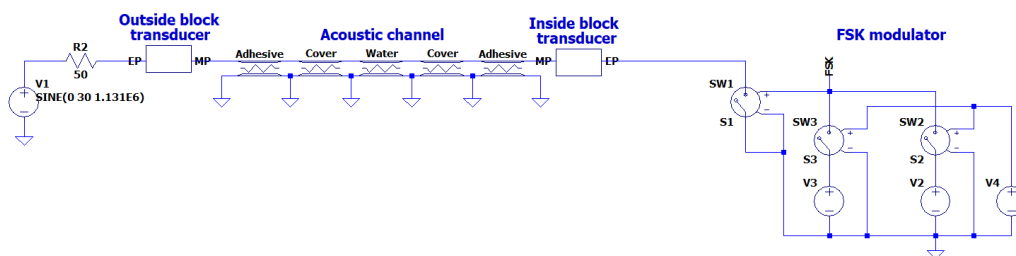


Figura 3.19 – Circuito de simulação FSK.

O resultado é apresentado na Figura 3.20, onde é possível notar que no instante de tempo de 200 μs os sinais enviados do lado *inside block* começam a chegar ao lado *outside block*. A curva em azul representa o sinal modulado em frequência utilizando 40 e 50 kHz, com um ciclo ativo de 50 %, ou seja, a cada meio período de 52,083 μs (período correspondente a cada bit em uma taxa de transmissão de 19200 bps). A Figura 3.21 apresenta um zoom da Figura 3.20 para que sejam mais facilmente observadas as duas frequências presentes, e sua correspondência nos terminais do transdutor do *outside block*. Na Figura 3.21, nota-se que entre aproximadamente 208 e 260 μs o sinal está oscilando a uma frequência de 50 kHz, onde existe a presença de um pulso de nível lógico um, e entre aproximadamente 260 e 312 μs oscilando a 40 kHz, onde existe a presença de dois pulsos de nível lógico zero.

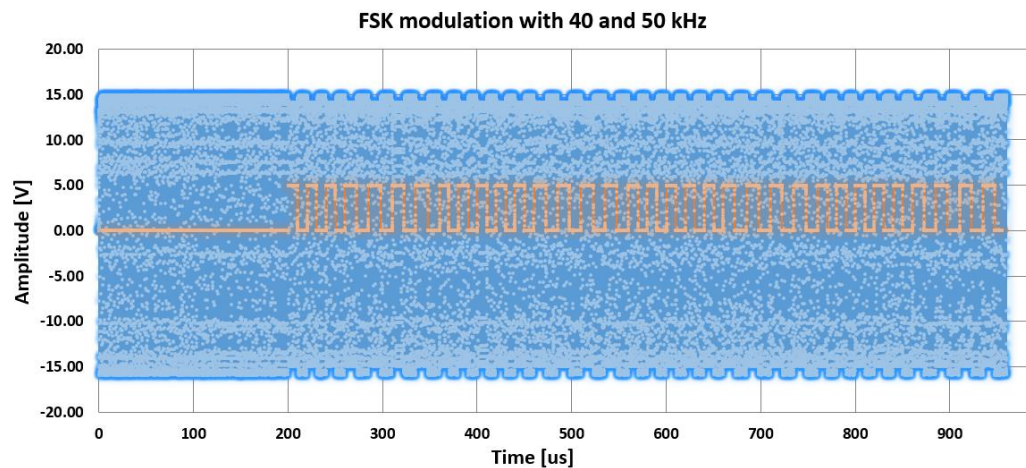


Figura 3.20 – Simulação FSK pelo canal acústico. Sinal FSK alterando entre 40 e 50 kHz em laranja e o sinal presente nos terminais do transdutor do outside block em azul.

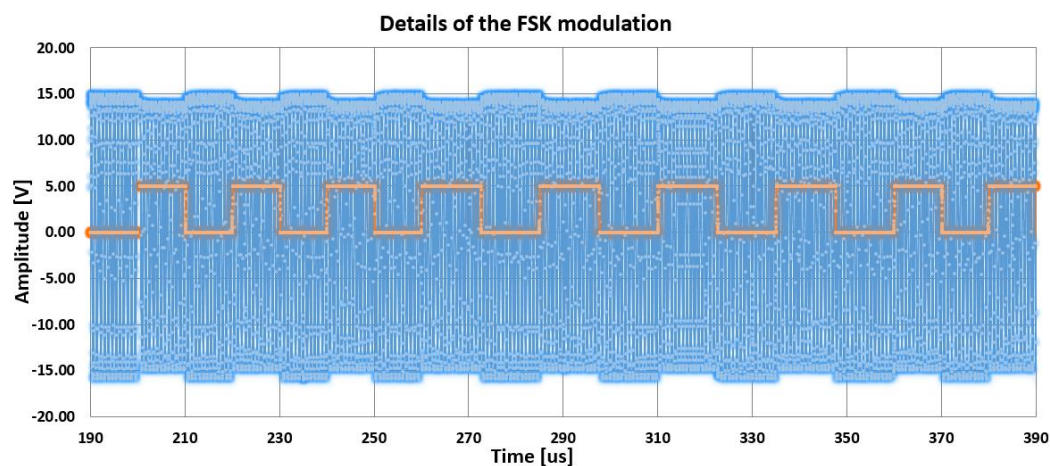


Figura 3.21 - Detalhes da modulação FSK. Sinal FSK alterando entre 40 e 50 kHz em laranja e o sinal presente nos terminais do transdutor do outside block em azul.

A análise numérica indica que é possível realizar o esquema proposto com as frequências obtidas nas simulações. As frequências selecionadas também apresentaram largura de banda suficiente para comportar o sinal de 19200 bps, uma vez que a largura de um bit digital nesta velocidade representa pouco mais de 2 ciclos @ 40kHz e pouco mais de 2,5 ciclos @ 50 kHz.

4

Concepção do sistema de transmissão através do canal acústico

Nesse capítulo é apresentado o desenvolvimento dos circuitos propostos para avaliação experimental. O sistema foi desenvolvido de forma que apenas uma placa de circuito impresso fosse fabricada, poupando os custos e simplificando o projeto como um todo. Inicialmente, é apresentado o princípio geral de funcionamento. Em seguida, cada subsistema é explicado: 4.1 – Sistema de decodificação FSK; 4.2 – Detalhamento do circuito eletrônico implementado; 4.3 – Inovador controle automático de ganho de entrada e 4.4 – Inovador controle automático de quantidade de portadora.

O diagrama apresentado na Figura 4.1 mostra, em forma de blocos, cada parte do sistema e como cada uma interage com a outra. As setas indicam em que direção o sinal transita. O canal acústico segue o mesmo diagrama apresentado anteriormente na seção 3.1 Modelagem .

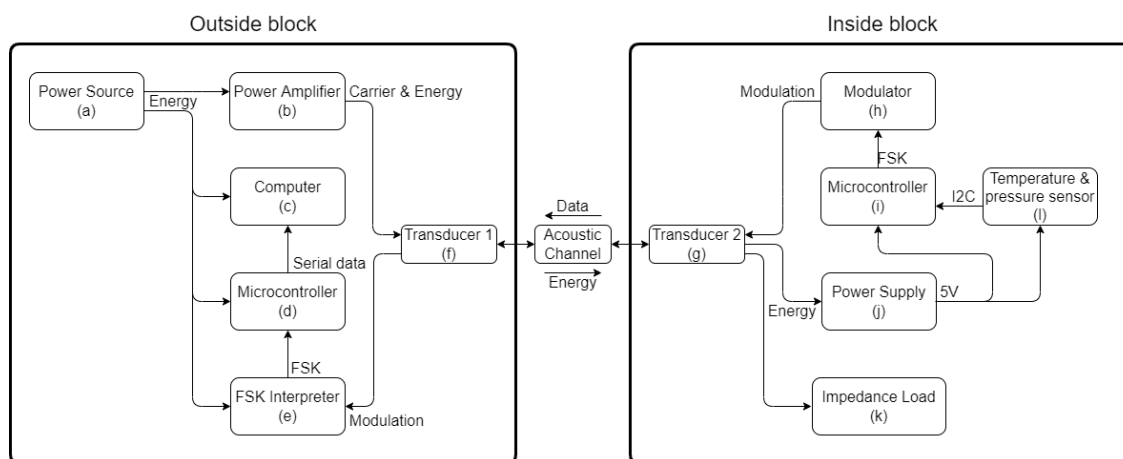


Figura 4.1 – Diagrama geral do sistema eletrônico.

O sistema pode ser dividido em duas partes. A primeira parte, denominada *outside block*, fornece energia para a segunda, tendo energia disponível de forma ativa. Por uma vez a segunda parte, chamada de *inside block*, funciona de forma passiva, sendo alimentada pela energia enviada pela primeira. Os dados adquiridos pelo sensor, por sua vez, transitam na direção oposta, indo do *inside block* para o *outside block*.

A parte *outside block* é composta por seis blocos, descritos a seguir, onde a letra indicadora refere-se a mesma marcação utilizada na Fig.4.1:

- Fonte de alimentação (a) – Responsável por suprir a necessidade de alimentação de todos os sistemas;
- Amplificador de potência (b) – Amplifica a portadora do sinal a ser transmitido para fins de comunicação e transferência de energia (utilizada pelo *inside block*), gerada pelo microcontrolador (d);
- Computador (c) – Recebe os dados na forma serial, e os representa em uma tela;
- Microcontrolador (d) – Responsável pela demodulação do sinal FSK transformando-o em um sinal serial, e por gerar o sinal de portadora para excitar o amplificador de potência (b);
- Interpretador FSK (e) – Responsável pela filtragem e extração do sinal transmitido pelo *inside block*;
- Transdutor ultrassônico (f) – Elemento que converte os sinais elétricos vindos do amplificador de potência (b) em ondas ultrassônicas;

Por sua vez, a parte do *inside block* é composta pelos seguintes blocos:

- Transdutor ultrassônico (g) – Converte as vibrações mecânicas em sinais elétricos;
- Modulador (h) – Responsável pela modulação dos sinais vindos do microcontrolador (i) e aplicação da modulação no transdutor ultrassônico (g);
- Microcontrolador (i) – Responsável por realizar a leitura dos dados do sensor de pressão e temperatura (l);
- Regulador de tensão (j) – Regula os níveis de tensão convertidos por (g) para níveis compatíveis com os do microcontrolador e do sensor de temperatura e pressão;
- Carga casadora de impedância (k) – Responsável por ajustar a carga conectada aos terminais de (g) de forma a casar a impedância do sistema e permitir uma melhor eficiência na transferência de energia;
- Sensor de temperatura e pressão (l) – Trata-se de um equipamento que converte as grandezas de pressão e temperatura em sinais elétricos digitais que são interpretados pelo microcontrolador.

O sistema tem seu funcionamento iniciado quando o amplificador de potência (b) entra em operação, alimentando o transdutor ultrassônico (f) do lado *outside block* com um sinal senoidal de alta frequência (próximo a 1 MHz). Esse sinal é convertido em ondas ultrassônicas, e atravessa o canal acústico, descrito na seção 3.1

Modelagem . Quando esse sinal atinge transdutor ultrassônico (g) do lado *inside block*, faz o mesmo vibrar mecanicamente. Essas vibrações são convertidas em um sinal elétrico, também senoidal e de mesma frequência. Na sequência esse sinal é retificado pela regulador de tensão (j) em um sinal contínuo em nível de tensão regulado, para alimentar o microcontrolador (i) e o transdutor de temperatura e pressão (l).

O microcontrolador (i), assim que alimentado, verifica se a tensão de alimentação está dentro de uma faixa pré-determinada (maior que 3 V, tensão mínima para funcionamento normal de todos os circuitos do *inside block*). Caso esteja, aciona o sensor de temperatura e pressão (l) e faz a leitura das grandezas medidas. O microcontrolador (i) então desabilita a alimentação do sensor de temperatura e pressão (l), de modo que o consumo médio de energia do *inside block* seja o menor possível. Apesar da quantidade de energia de todo o circuito do *inside block* seja pequena, esse procedimento deixa a eficiência média do sistema mais elevada. As informações de temperatura e pressão, obtidas pelo sensor de temperatura e pressão (l) são lidas por meio do protocolo I2C (Inter-integrated Circuit) [91, 92, 93, 94] pelo microcontrolador (i), que, por sua vez, as envia para o modulador (h) na forma de sinais elétricos, tal como explicado a seguir.

Os dados dos sensores, já codificados em FSK, a serem aplicados no transdutor ultrassônico (g), passam pelo modulador (h), que pode ser tratado de modo simplificado como uma chave que causa um curto-circuito nos terminais do transdutor ultrassônico (g). Tal curto-circuito aumenta a quantidade de energia refletida pela interface do transdutor com o meio, porque altera a impedância acústica do sistema, conforme detalhado na seção 2.6.1 Modulação da impedância acústica. As variações de consumo são feitas segundo o seguinte padrão: quando o *inside block* precisa transmitir um sinal de nível lógico “1”, faz-se a chave, dentro do modulador, fechar e abrir a uma frequência f_1 (50 kHz), por outro lado quando precisa transmitir nível lógico “0” faz-se essa

chave trocar de estado utilizando-se uma frequência f_2 (40 kHz). Quando o sistema não está transmitido nenhuma informação, a chave do modulador (h) permanece completamente aberta.

As variações de tensão no transdutor do *outside block* (f), causadas pela modulação da impedância acústica do transdutor do *inside block* (g), passam por uma série de módulos; tais como: filtros (seção 4.2.8 Subcircuito filtro externo (H)), amplificador de ganho programável (seção 4.2.4.1 Sistema de controle de ganho do outside block), detector de nível (seção 4.2.5 Subcircuito detector de nível (E)). Esses módulos, em conjunto, conseguem separar o sinal portador que está sendo aplicado ao transdutor ultrassônico (f), das variações de consumo (previamente convertidas em níveis de tensão alternada) causadas pelo *inside block*. Essas variações, são causadas pela informação transmitida pelo *inside block*, moduladas em frequência. Esses sinais sem portadora são formados por níveis de tensão alternada que acompanham as variações de tensão presentes no transdutor ultrassônico (f), causado pela ação do transdutor ultrassônico (g) e do modulador (h). Como mencionado anteriormente, os dados são, então, enviados ao interpretador FSK (e) e em seguida ao microcontrolador (d). Estes dois módulos decodificam e convertem os sinais para dados digitais seriais. Em seguida, os dados, já em forma serial, são enviados ao computador (c) para visualização em grandezas de engenharia.

A carga casadora de impedância (k) pode ser utilizada para otimizar a transferência de energia entre os dois blocos do sistema *inside* e *outside block*, casando a impedância de todo o circuito do *inside block* com a impedância do amplificador de potência contido no módulo amplificador de potência (b).

O sistema também é constituído por dois outros subcircuitos que apresentam duas técnicas inovadoras de controle. A primeira é apresentada na seção 4.3 Inovador controle automático de ganho, tratando-se de um controle automático de ganho, onde o sistema automaticamente através de um algoritmo aumenta ou reduz o ganho de um amplificado de ganho ajustável. A segunda, apresentada na seção 4.4 Inovador controle de portadora transmitida, permite um controle automático na quantidade de energia de portadora enviada ao lado passivo do sistema, possibilitando uma redução no consumo de energia, e consequentemente aumentando a eficiência de todo o sistema.

4.1

Decodificação de sinais FSK

Sinais de comunicação digital em FSK (apresentado na seção 2.3) são baseados no princípio da transmissão de duas frequências distintas, onde cada uma delas representa um valor, no caso de uma transmissão digital, uma frequência representaria um sinal lógico 1, e outra frequência o sinal lógico 0, proporcionando assim a transmissão desses dados digitais. O circuito apresentado é capaz de filtrar o sinal, refletido no transdutor do *inside block* para o *outside block*, separando-o da portadora. O sinal filtrado é aplicado a um de entrada do pino microcontrolador (d), onde um algoritmo capaz de medir a frequência deste sinal, executa a demodulação dos dados que serão enviados ao computador (c).

A Figura 4.2 apresenta o fluxograma do algoritmo capaz de mediar a frequência dos sinais FSK que chegam ao lado *outside block* do sistema. O sistema verifica continuamente se o pino de recepção FSK sofre alteração em seu estado. Em seguida, salva o *timestamp* atual e o subtrai do tempo que foi salvo no ciclo anterior na variável *old time*. Sempre que o sistema é iniciado, a variável *old time* é inicializada com zero. Em seguida, salva o *timestamp* atual na variável *old time* e verifica se o inverso desse tempo é correspondente a uma frequência de 40 ou de 50 kHz; caso a frequência seja de 50 kHz, o sistema trata como bit um e se a frequência for de 40 kHz, o sistema trata como bit zero.

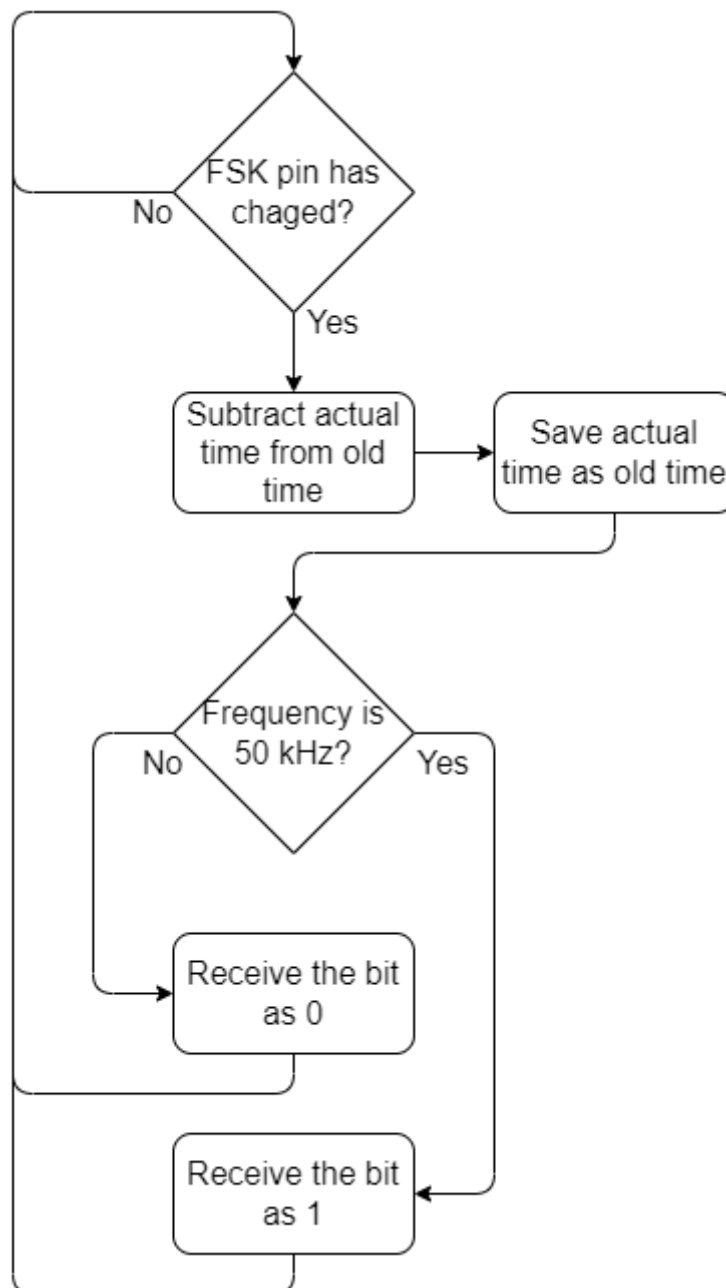


Figura 4.2 – Algoritmo de decodificação FSK.

4.2

Detalhamento dos circuitos eletrônicos do inside e outside blocks

De forma a tornar o sistema mais flexível, foi desenvolvido um único módulo capaz de cumprir as funções tanto de modulador como de demodulador. Para isso, cada módulo carrega em si a possibilidade de receber ou de transmitir sinais. Essa decisão também pode tornar viável a comunicação bidirecional, que não é abordada neste trabalho. Assim, apenas um projeto eletrônico foi feito, onde

apenas os componentes das respectivas funcionalidades precisam ser montados nas placas.

A Figura 4.3 mostra o diagrama geral dos subcircuitos do *inside block*. O circuito *inside block* opera recebendo energia pelo condicionador de energia (A), depois de estabilizada e regulada, a mesma é utilizada para alimentar o microcontrolador (F-1). Assim que alimentado, o microcontrolador aciona a alimentação do sensor de temperatura e pressão (I), através do gerenciador de energia (C). O sensor de temperatura e pressão (I) envia os dados ao microcontrolador (F-1) por meio de um protocolo de comunicação I2C. Periodicamente (a cada 500 ms), o microcontrolador (F-1) envia os dados recebidos do sensor de temperatura e pressão e o valor atual da sua tensão de alimentação ao modulador (B), que aplica o sinal modulado em frequência no transdutor do *inside block* (g).

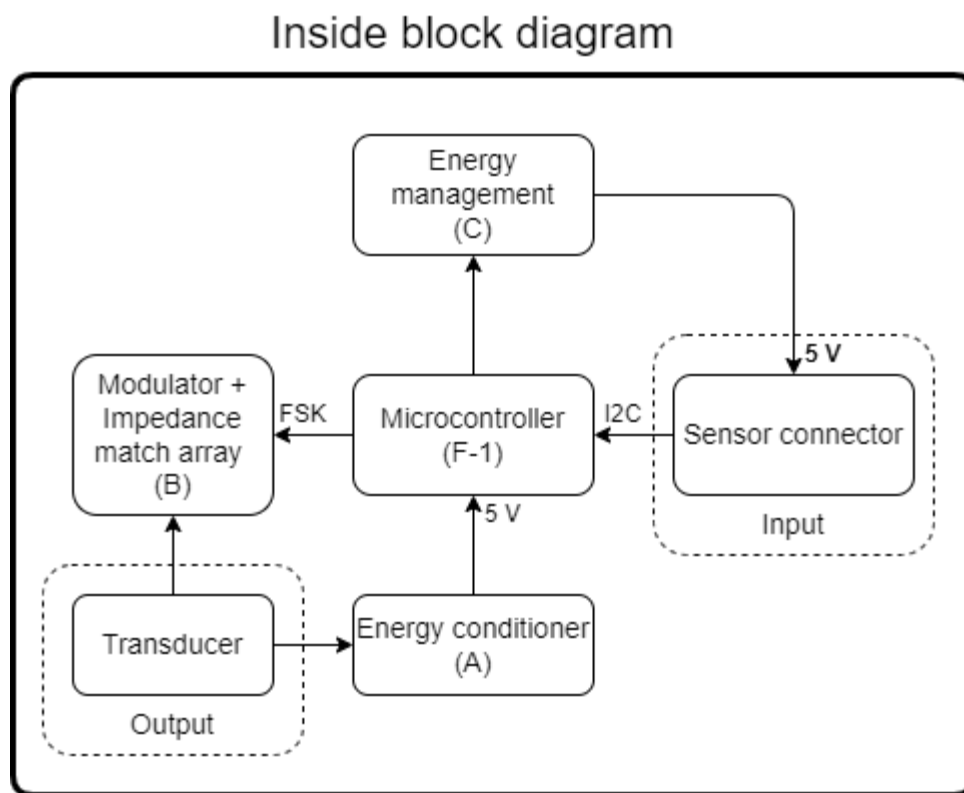


Figura 4.3 – Diagrama da placa no modo *inside block*.

A Figura 4.4 mostra o diagrama geral dos subcircuitos do *inside block*. O circuito *outside block* tem seu funcionamento iniciado, quando o microcontrolador (F-2) é alimentado pelo condicionador de energia (A). A partir deste instante o microcontrolador (F-2) inicia o processo de geração do sinal de portadora, a qual é

enviada ao amplificador de potência (G) (baseado no nível de tensão presente no circuito *inside block*, enviado junto com os valores de pressão e temperatura). Esse sinal é então aplicado ao transdutor do *outside block* (f). Simultaneamente, o microcontrolador (F-2) atua quando necessário no subcircuito PGA + extrator de nível AC (D), controlando o ganho do amplificador de ganho programável deste subcircuito. O sinal enviado pelo *inside block* é recebido pelo transdutor do *outside block* (f) é aplicado a um filtro passa banda (H), que extrai a portadora presente no sinal. O sinal sem a presença da portadora é enviado ao PGA + extrator de nível AC (D), que amplifica e separa a parte AC do sinal. Este sinal composto apenas de variações AC de tensão é aplicado ao detector de nível (E), que transforma o sinal em uma onda quadrada, a qual é então inserida no microcontrolador (F-2).

Outside block diagram

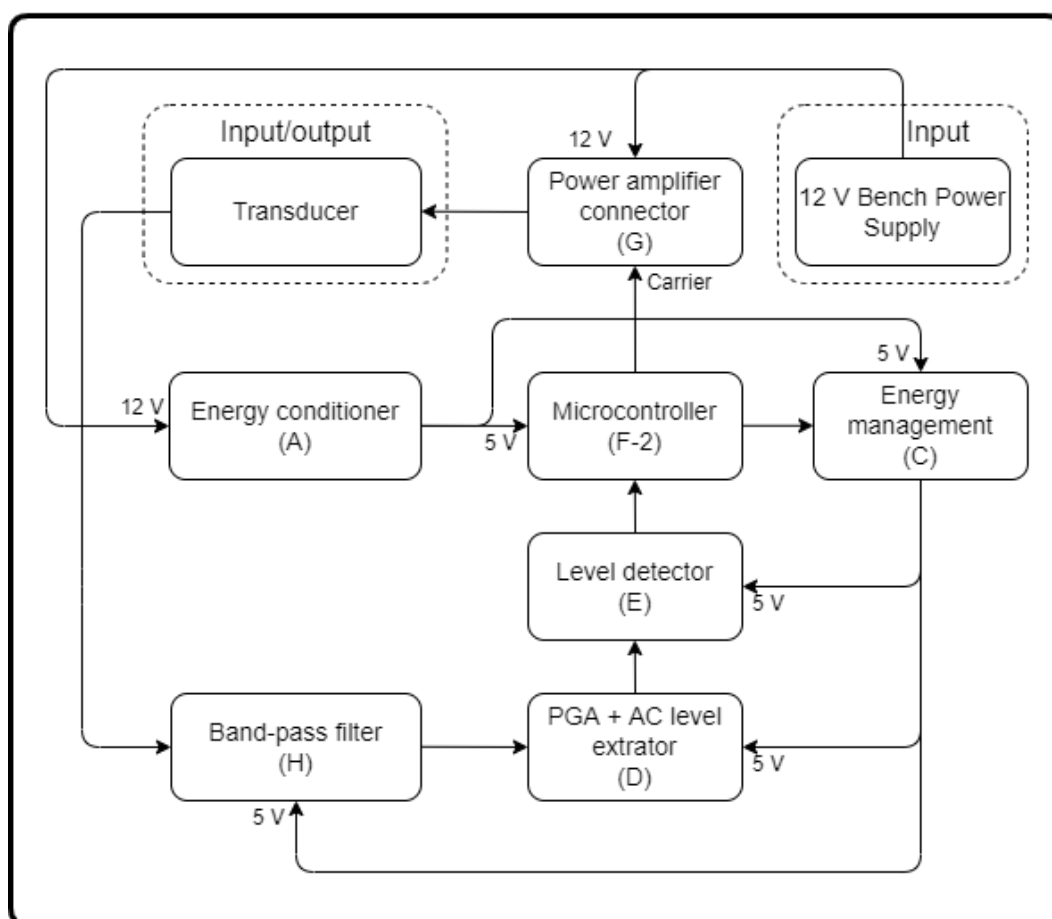


Figura 4.4 – Diagrama da placa no modo *outside block*.

4.2.1

Subcircuito de condicionamento de energia (A)

O projeto conta com duas opções de condicionamento da energia a ser entregue ao microcontrolador (i). Uma é um regulador linear e a outra, um regulador chaveado; sendo que somente uma deve ser utilizada por vez. Durante os experimentos foi utilizado apenas o regulador chaveado, por sua capacidade, a saber, de operar com níveis de tensão menores que o regulador linear. O sistema foi desenvolvido neste sentido visando flexibilidade. O sinal elétrico fornecido pelo transdutor do *inside block* (g) é composto pela mesma frequência do sinal da portadora enviado pelo *outside block* e possui baixa amplitude. Consequentemente, faz-se necessário aumentar a amplitude do mesmo e, em seguida, converte-lo para um nível DC estabilizado e regulado.

O circuito apresentado na Figura 4.5 é responsável por retificar e dobrar a amplitude do sinal recebido pelo transdutor do *inside block*. Esse é composto por dois diodos ultrarrápidos (STTH1L06A) [95] (D2 e D3), devido a frequência do sinal (cerca de 1 MHz) [2, 3, 4 e 5], e dois capacitores cerâmicos multicamadas (C2 e C3), ideais para altas frequências [6 e 7]. O sinal precisa ser retificado para DC porque a forma de onda presente nos terminais do transdutor do *inside block* está na forma alternada (AC), na frequência da portadora enviada pelo *outside block*. A Figura 4.6 representa os diodos na forma de chaves e as setas indicam a direção do fluxo de corrente. Note que no semiciclo negativo da onda o diodo D3 fica polarizado diretamente. Como o mesmo está em série com o capacitor C1, esse se carrega com uma tensão V_{c1} , de acordo com a Equação (4-1), onde V_p é a tensão de pico da portadora, e V_{d1} é a queda de tensão no diodo quando em condução. Por sua vez D2 fica inversamente polarizado e não conduz. Durante o semiciclo positivo, D3 passa a estar em corte, não conduzindo, e D2 fica diretamente polarizado e em série com a tensão V_{c1} armazenada em C1 e com a tensão fornecida pelo transdutor. Desse modo, força-se a circulação de corrente que é armazenada em C2 e C3, os quais ficam então carregados com a tensão V_{c2-3} , definida pela Equação (4-2); onde V_{in} é a tensão de entrada vinda do transdutor presente no pino “PZT_PIN1” e V_{d2} é a queda de tensão no diodo D2.

$$V_{c1} = V_p - V_{d3} \quad (4-1)$$

$$V_{C2-3} = V_{in} + (V_{C1} - V_{d2}) \quad (4-2)$$

O capacitor C3 atua como um capacitor tanque, armazenando uma grande quantidade de energia para ser utilizada durante o semiciclo negativo, onde não existe circulação de corrente do transdutor para o circuito eletrônico. Assim, a energia que circula durante o semiciclo positivo deve ser suficiente para suprir todo o circuito eletrônico que é alimentado por este regulador, e ainda suficiente para armazenar em C2 e C3 a energia necessária para suprir o circuito durante o semiciclo negativo.

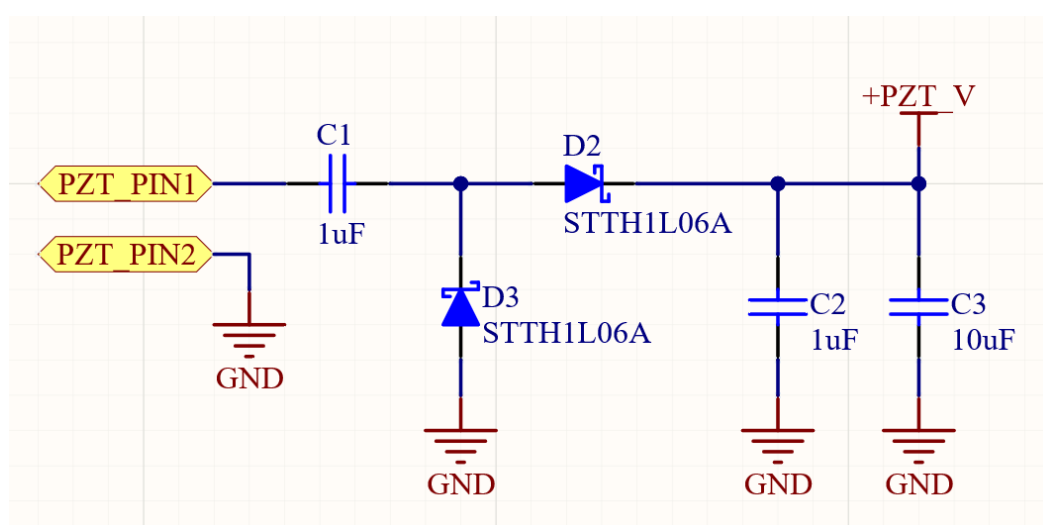


Figura 4.5 – Retificador e dobrador de tensão.

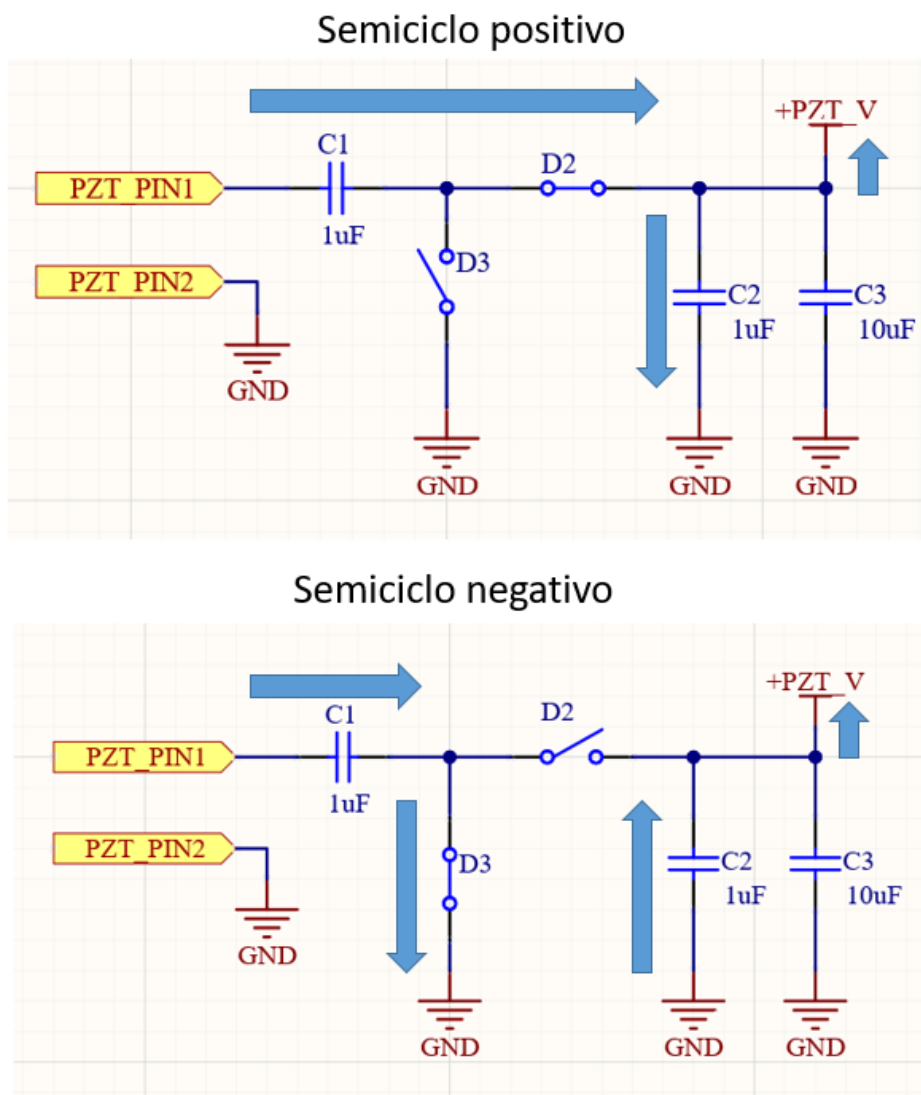


Figura 4.6 – Diagrama do dobrador de tensão.

A tensão armazenada em $C2$ e em $C3$ alimenta a etapa de regulação de tensão linear. Na Figura 4.7, é possível ver que o circuito é composto de três capacitores cerâmicos ($C4$, $C5$ e $C6$), um diodo de proteção, e um regulador de tensão integrado. O capacitor $C4$ filtra a alimentação que chega a $U1$. $C6$ é responsável por tornar a saída de $U1$ estável. $C5$ desacopla componentes espúrios de alta frequência que podem estar presentes na linha de alimentação. O diodo $D3$ provê uma proteção para o regulador $U1$; caso a tensão no pino 3 de $U1$ mais a queda de tensão desse mesmo diodo seja maior que a tensão no pino 2, $D3$ fica diretamente polarizado e conduz a corrente para a entrada do regulador, impedindo que ela circule por dentro de $U1$. Essa situação pode ocorrer caso alguma alimentação ainda esteja presente no paralelo de $C5$ com $C6$ ou em $CON1$. Como o circuito completo é composto por dois tipos de reguladores, que não podem atuar

simultaneamente, foi inserido um conector CON1, que possibilita que se possa optar por conectar ou não este regulador ao resto do circuito. Para que este circuito integrado (U1) possa operar adequadamente uma tensão mínima faz-se necessária sobre os terminais de C4. Esta tensão depende diretamente da tensão disponível nos terminais do transdutor do *inside block*. Como o regulador U1 necessita de uma tensão no seu pino de entrada pelo menos 950 mV maior que sua tensão de saída, segundo o manual [96] a tensão mínima na entrada de U1 passa a ser definida pela Equação (4-3)

$$V_{\min} \geq 950 \times 10^{-3} \text{ V} + V_{\text{out}} , \quad (4-3)$$

onde $V_{\text{out}} = 5 \text{ V}$ para o circuito apresentado [96].

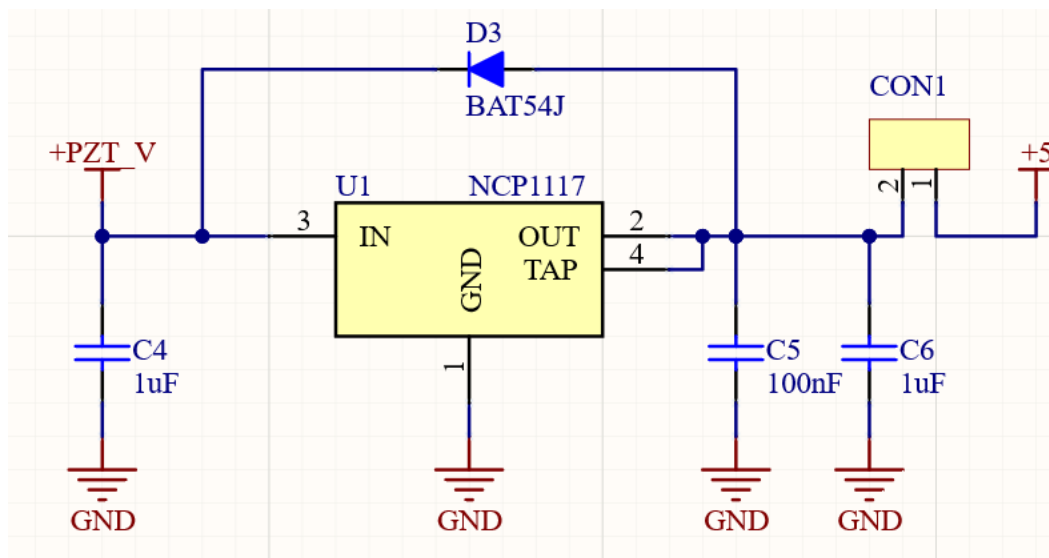


Figura 4.7 – Regulador linear para 5V.

A segunda opção de regulação de tensão é mais complexa, porém possibilita que possa operar com tensões de entrada mais baixas que o anterior, permitindo inclusive que a tensão de entrada seja menor que a tensão de saída [97]. Um conversor *Buck-Boost* [97, 98, 99], é capaz de prover em sua saída uma tensão maior, ou menor que a presente na entrada. Isso é possível porque o circuito trabalha com cinco chaves capazes de conectar um capacitor em três situações básicas: 1 - em paralelo com a entrada V_{in} , 2 - desconectando-se completamente da saída, 3 - em série com a tensão de entrada. É importante ressaltar que este circuito não introduziu ruído observável na comunicação ou na alimentação. Um diagrama de

blocos desta topologia de conversor é apresentado na Figura 4.8. Esse conversor foi escolhido por ser capaz de trabalhar com tensões de entrada de 2,7 V até 38 V [97], sendo compatível com os níveis de tensão presentes nos terminais do transdutor do *inside block* (cerca de 6 V). O circuito final implementado foi baseado na referência de aplicação do fabricante do controlador LTC3246 [97], cujo diagrama esquemático é apresentado na Figura 4.9.

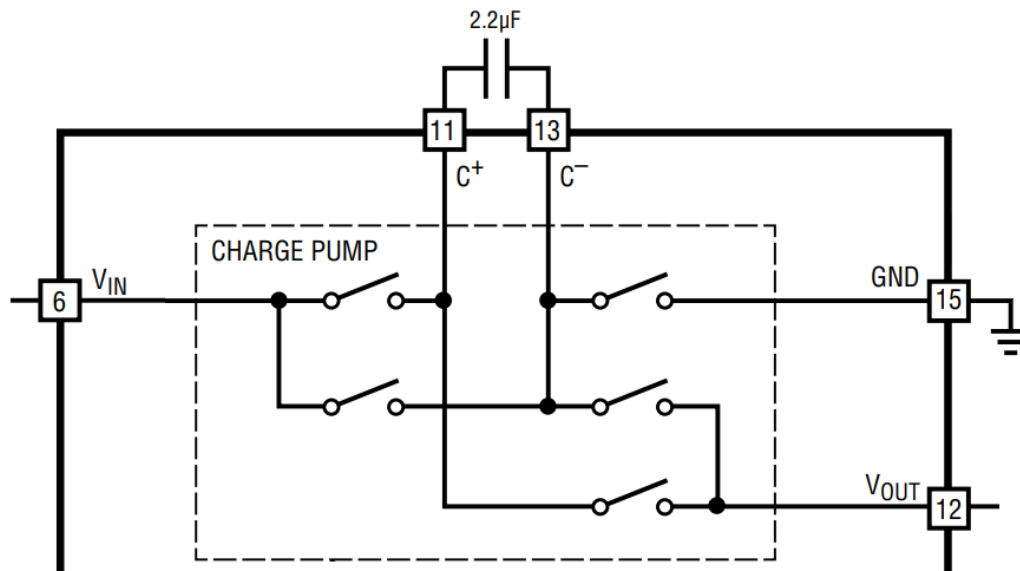


Figura 4.8 – Diagrama de blocos do conversor utilizado. Adaptado de [97].

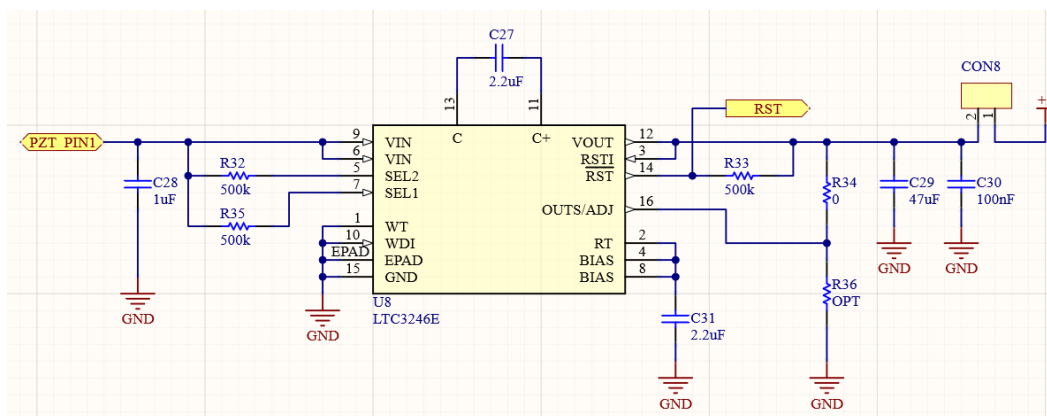


Figura 4.9 – Circuito da fonte *buck-boost*.

4.2.2

Alteração de impedância e modulação (B)

De modo a modular a impedância acústica do transdutor do *inside block*, causando uma variação do consumo de energia no lado *outside block*, é necessário que haja um aumento no consumo (redução da impedância) nos terminais do transdutor do *inside block*. Para isso foram inseridos no projeto os resistores R5 e R6, juntamente com Q5 (Si4946) [100], composto de dois transistores NMOS (nFET Metal Oxide Silicon) [101] contidos em um mesmo encapsulamento e conectados em paralelo. Os dois resistores são necessários para que a intensidade de modulação (magnitude da variação da amplitude da portadora presente no transdutor do *inside block*) possa ser ajustada, por meio do valor desses componentes. O transistor Q5 atua como uma chave, conectando ou não os resistores R5 e R6 em paralelo com o transdutor em função do nível de tensão aplicada em seu *gate*. O resistor R7, que teve seu valor selecionado de forma empírica, limita a corrente máxima que o *gate* do NMOS pode drenar. Isso porque, uma vez que o sinal que alimenta este pino é uma tensão alternada, as capacitâncias parasitas do *gate* do transistor passam ser significativas. O resistor R8 garante que Q5 retornará para o corte assim que a corrente em R7 for cortada; garantindo que Q5 só conduza quando for necessário. As resistências R1-R4 são cargas adicionais previstas, que podem ser inseridas manualmente, com objetivo de realizar o melhor casamento de impedância possível. Os valores apresentados no diagrama, da Figura 4.10, são ilustrativos e devem ser obtidos de forma empírica. O circuito amplificador descrito na seção 4.2.7 Subcircuito amplificador de potência (G), possui uma impedância de saída fixa em 50 Ω ; assim, o circuito do *inside block* deve realizar o casamento desta impedância juntamente com o circuito do *outside block*, para possibilitar a máxima

transferência de energia [102, 103, 104, 105]. O circuito descrito é apresentado na Figura 4.10.

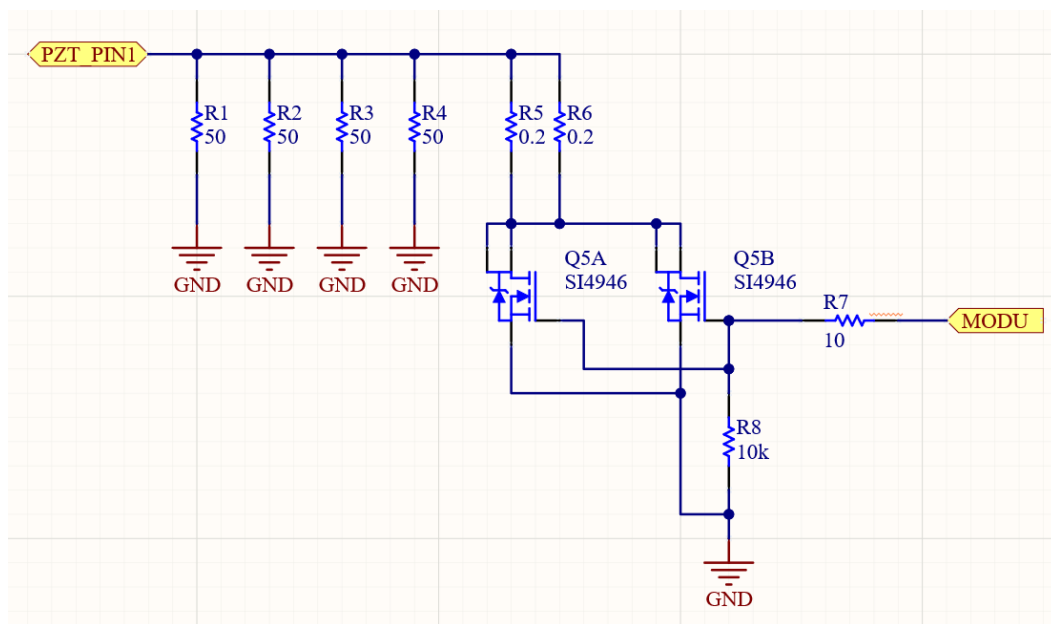


Figura 4.10 – Casador de impedância e modulador.

4.2.3 Subcircuito de gerenciamento de energia (C)

Para controlar o uso da energia no circuito *inside block*, foram implementadas duas chaves eletrônicas. Uma é responsável por controlar a energia fornecida aos sensores, através do circuito apresentado na Figura 4.11, e a outra é responsável por controlar a energia do circuito detector do FSK, com seu diagrama representado na Figura 4.12. Como ambos os circuitos têm seu funcionamento idêntico, apenas um deles é detalhado a seguir, e os números dos componentes equivalentes do outro circuito estão indicados dentro de parênteses.

A tensão de alimentação provida pelo regulador apresentado na seção 4.2.1 Subcircuito de condicionamento de energia (A), é primeiramente filtrada pelo capacitor C21 (C22). Em seguida, o resistor R20 (21) garante tensão suficiente no *gate* de Q1 (Q2) (Si2365EDS) [106], para que o mesmo fique em estado de corte, já que se trata de um MOSFET do tipo PMOS [101]. Neste momento, a tensão presente em EN_SENS (EN_DETEC) é zero. O transistor Q3 (Q4) (BSS138) [107] permanece em corte e não há fluxo de corrente por R22 (R23); Assim que a tensão em EN_SENSE (EN_DETEC) alcança nível suficiente para ativar o *gate* de Q3

(Q4), esse transistor entra em saturação conectando o resistor R22 (R23) ao terra. Com isso, forma-se um divisor de tensão entre R22 (R23) e R20 (R21), fazendo a tensão presente no *gate* de Q1 (Q2) reduzir a ponto desse transistor entrar em saturação, permitindo que a corrente flua entre seus terminais de dreno e fonte. O resistor R24 (R25) limita a corrente máxima que circula para o *gate* de Q3 (Q4), enquanto a capacitância característica do *gate* não é carregada.

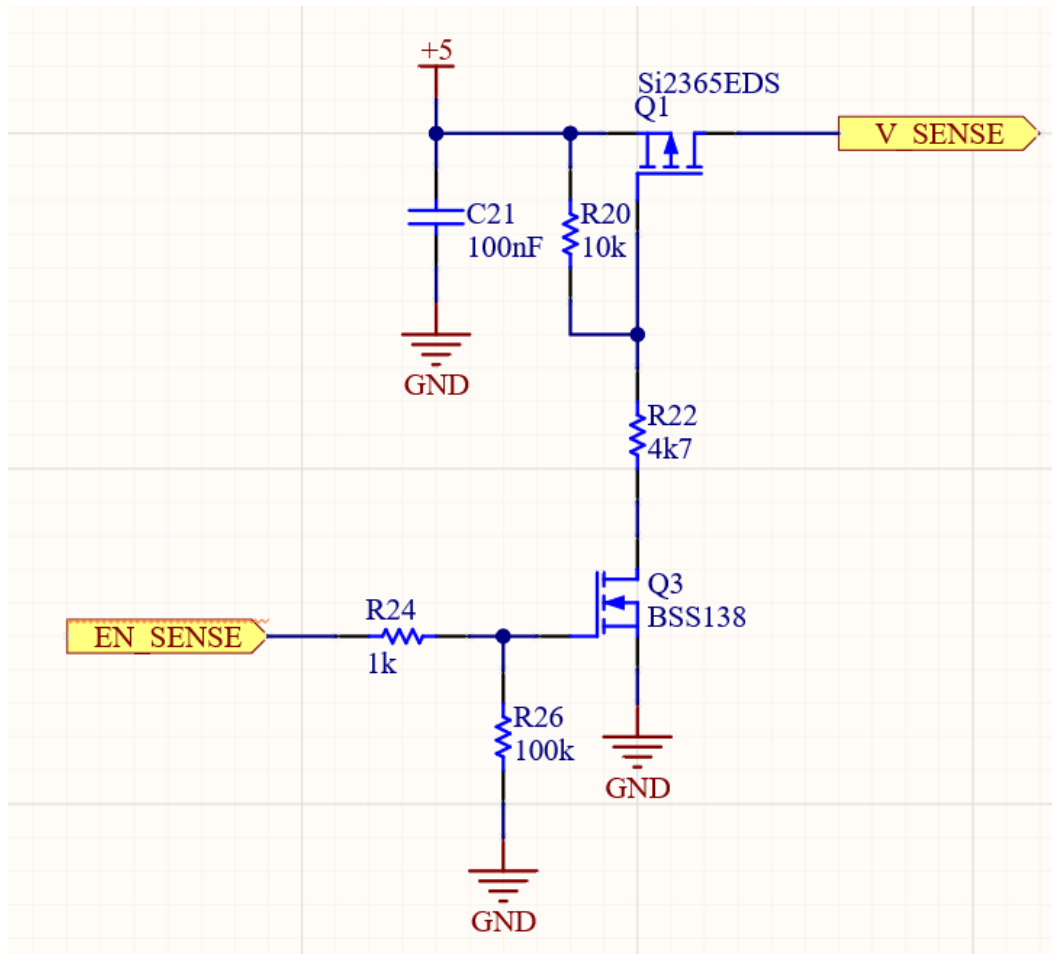


Figura 4.11 – Interruptor de energia do sensor.

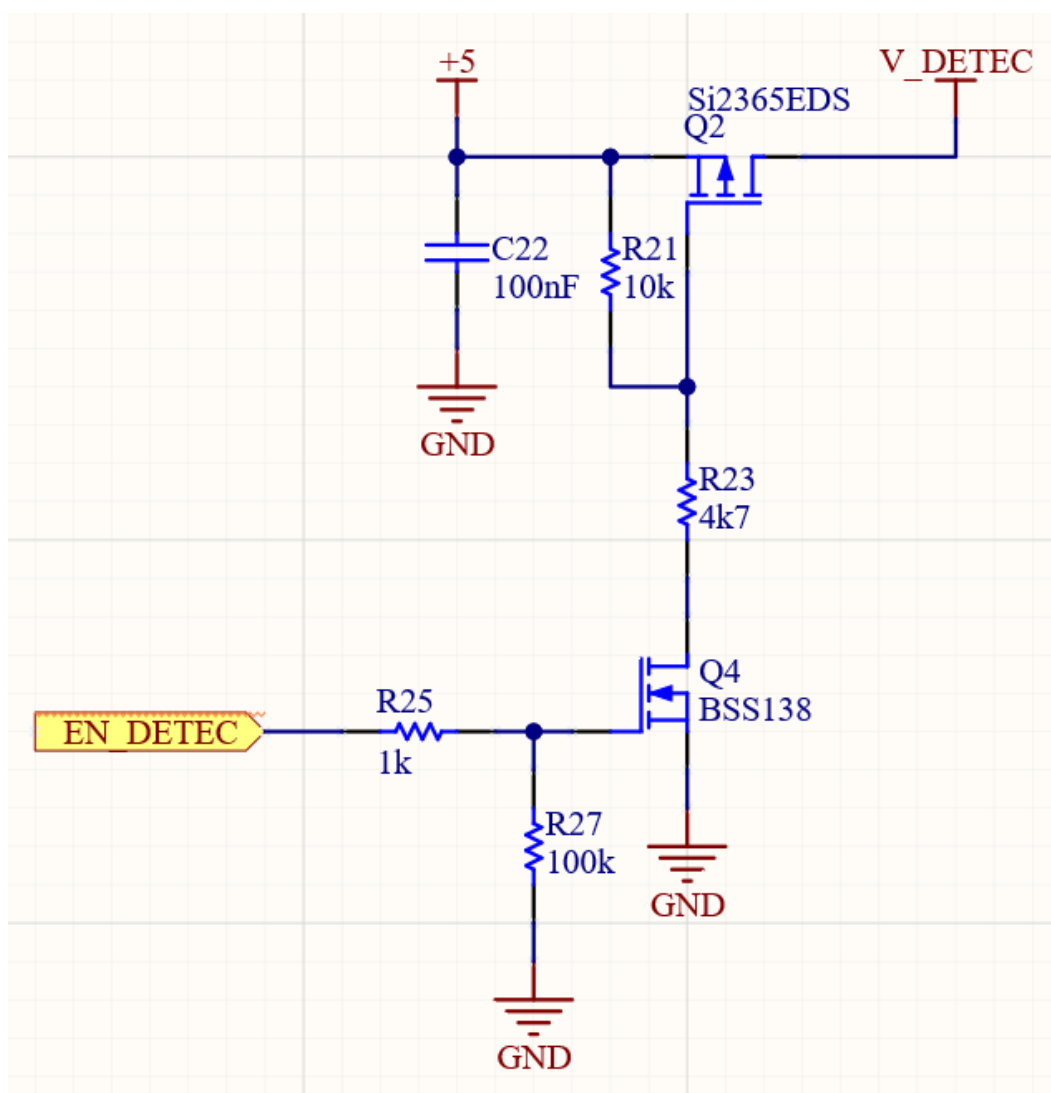


Figura 4.12 – Interruptor do sistema detector e condicionador de sinais.

4.2.4 Subcircuito condicionador de sinal (D)

O circuito extrator de nível AC e o condicionador de amplitude têm seu diagrama representado na Figura 4.13. O diodo D6 converte a forma de onda vinda do transdutor para um sinal sem níveis negativos. O capacitor C13 filtra a tensão retificada por D6, e garante um acúmulo de nível médio de tensão. O resistor R16 garante que o capacitor C13 fique carregado somente durante o tempo mínimo para a recepção dos sinais digitais, e o resistor R13 aumenta a impedância de saída deste subcircuito (formado por D6, R16 e C13). O capacitor C14 filtra os níveis de tensão alternada enquanto o capacitor C11 permite somente a passagem de componentes AC do sinal, removendo o *off-set* DC presente. Os dois resistores R12 e R17 criam um nível médio de 2,5V (metade da tensão de alimentação). Em outras palavras, coloca-se o sinal alternado sobre um *off-set* de 2,5V, para que esse possa ser aplicado à etapa do detector.

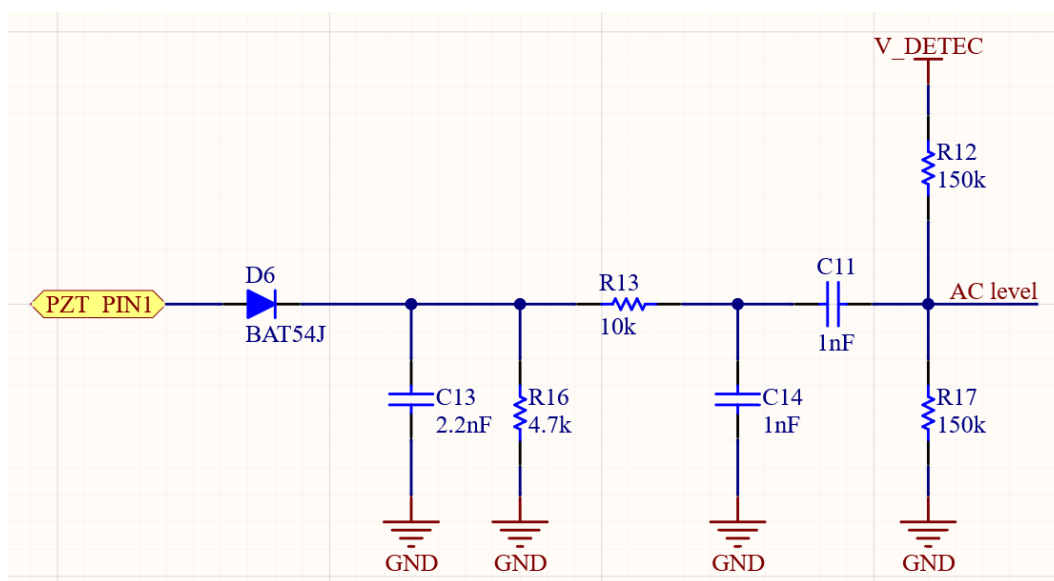


Figura 4.13 – Extrator de nível AC e condicionador de amplitude, onde: “PZT_PIN1” é a entrada e “AC level” a saída

4.2.4.1

Sistema de controle de ganho do outside block

Programmable gain amplifiers (PGAs) [108, 109, 110, 111] são circuitos amplamente utilizados em comunicações analógicas de banda base [46], permitindo o controle de sintonia de ganho bem como da faixa dinâmica, adaptando a variação da perda do canal de transmissão de dados [112]. Para garantir o correto funcionamento do PGA, o circuito da Figura 4.14 foi elaborado com o objetivo de gerar uma tensão de referência. O circuito integrado U6 (MCP1525) [113] é um *chip* dedicado a gerar uma tensão de 2,5 V estável e livre de ruídos. Para garantir essa imunidade a ruídos, também foram inseridos os capacitores C18 e C19, filtrando sua alimentação. O capacitor C20, por sua vez, filtra possíveis ruídos presentes na tensão de referência gerada. Como o circuito integrado U6 não tem capacidade de corrente significativa, e sua estabilidade pode ser afetada em função da corrente demandada em seu pino de saída [113], foi implementado um circuito seguidor de emissor composto pelo amplificador operacional U7 (MCP6021) [114], que além de aumentar a capacidade de fornecimento de corrente, sem alteração na amplitude do sinal, permite que o circuito passe a apresentar uma impedância mais baixa para o pino 2 do PGA baseado em U5 (MCP6S21) [111]. O capacitor C17 filtra a tensão de saída (V_{ref}) enquanto que C16 filtra a alimentação de U7.

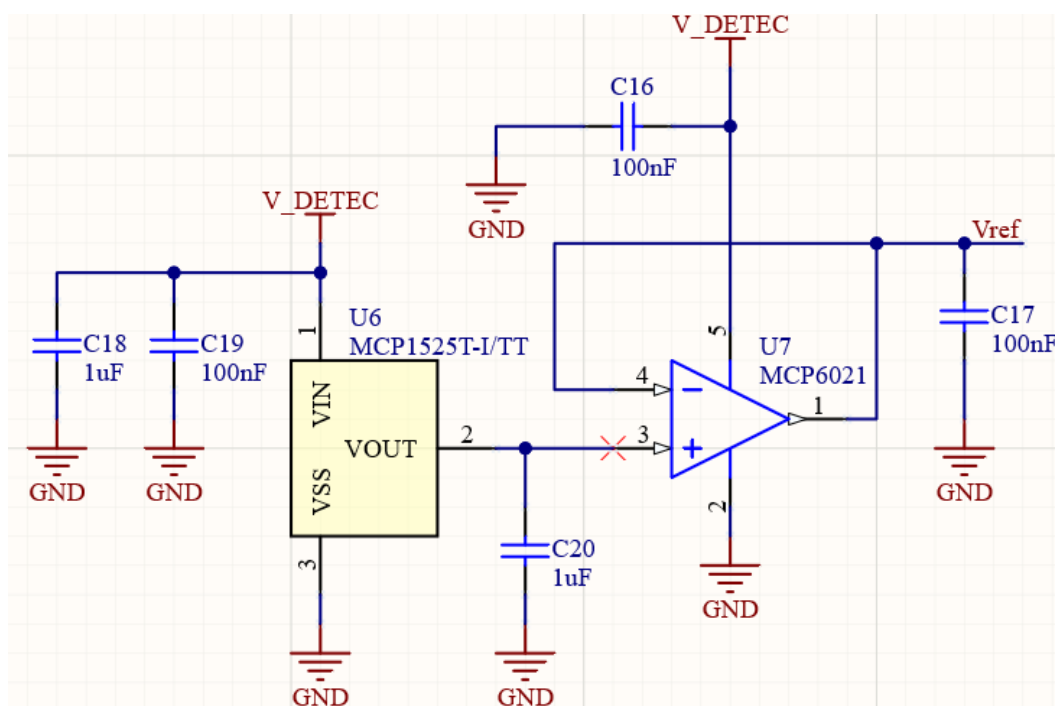


Figura 4.14 – Referência de tensão para o PGA, onde: “ V_{ref} ” é a saída para este circuito

Um circuito *PGA* foi implementado no projeto possibilitando a uma inovadora técnica de controle automático de ganho de entrada, o qual é apresentado na

4.3

Inovador controle automático de ganho. Para tornar sua utilização facultativa o resistor R10 foi colocado no circuito, e só deve estar presente caso U5 não esteja instalado. O diagrama esquemático desse subcircuito é apresentado na Figura 4.15. O resistor possui valor $0\ \Omega$, com o objetivo de se comportar como uma conexão direta entre o condicionador de nível e o detector. O capacitor C10 é responsável por fazer o desacoplamento de altas frequências presentes na linha de alimentação e filtrar ruídos. A comunicação com U5 é feita por meio do protocolo SPI (*Serial Peripheral Interface* – Interface de Periféricos Serial) [115, 116, 117, 118, 119], a qual é realizada por meio dos pinos 5, 6 e 7, os quais são conectados diretamente ao microcontrolador, onde, por sua vez, um algoritmo, descrito na seção 4.4 Inovador controle de portadora transmitida, se encarrega de ajustar automaticamente o ganho da amplificação do sinal. A entrada do sinal, pino 2, é conectada diretamente ao circuito condicionador de sinal e sua saída conectada ao circuito detector.

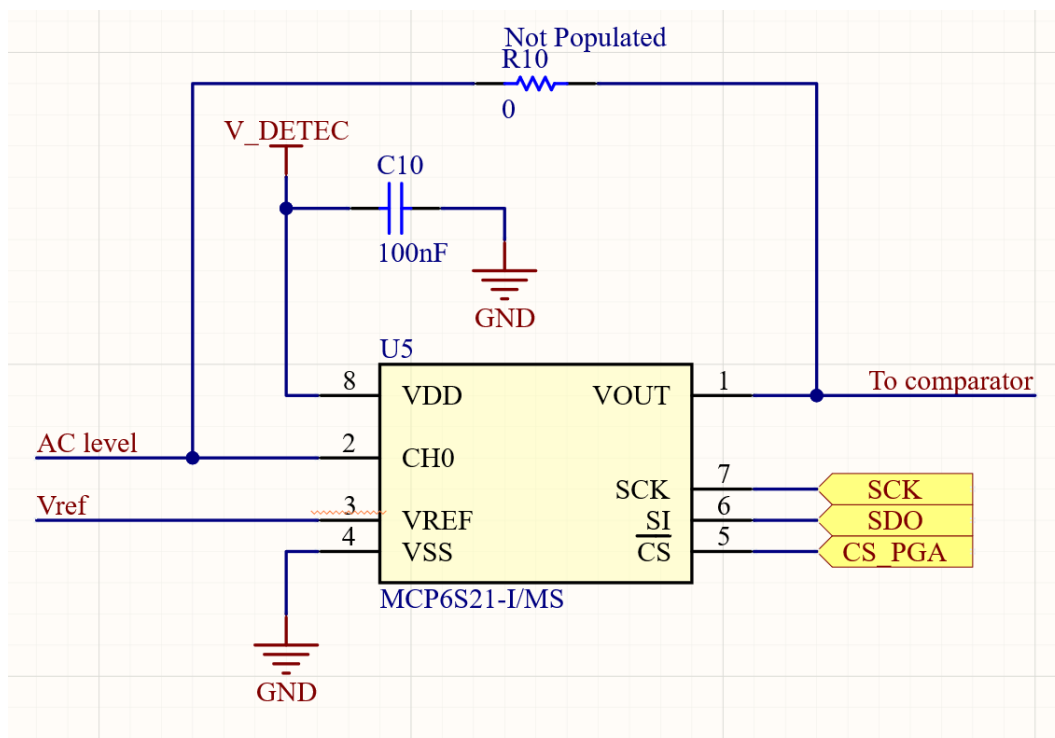


Figura 4.15 – Diagrama esquemático do PGA, onde: “V_{ref}” e “AC level” são as entradas e “To comparator” é a saída.

4.2.5

Subcircuito detector de nível (E)

O detector é responsável por converter o sinal ainda em forma senoidal da frequência modulada, para uma onda quadrada, que possa ser interpretada pelo microcontrolador. Na Figura 4.16 é apresentado o circuito implementado a partir de um comparador de tensão, tendo como referência em sua entrada inversora a metade da tensão de alimentação do próprio comparador, gerada por meio do ajuste dos resistores R11 e R14.

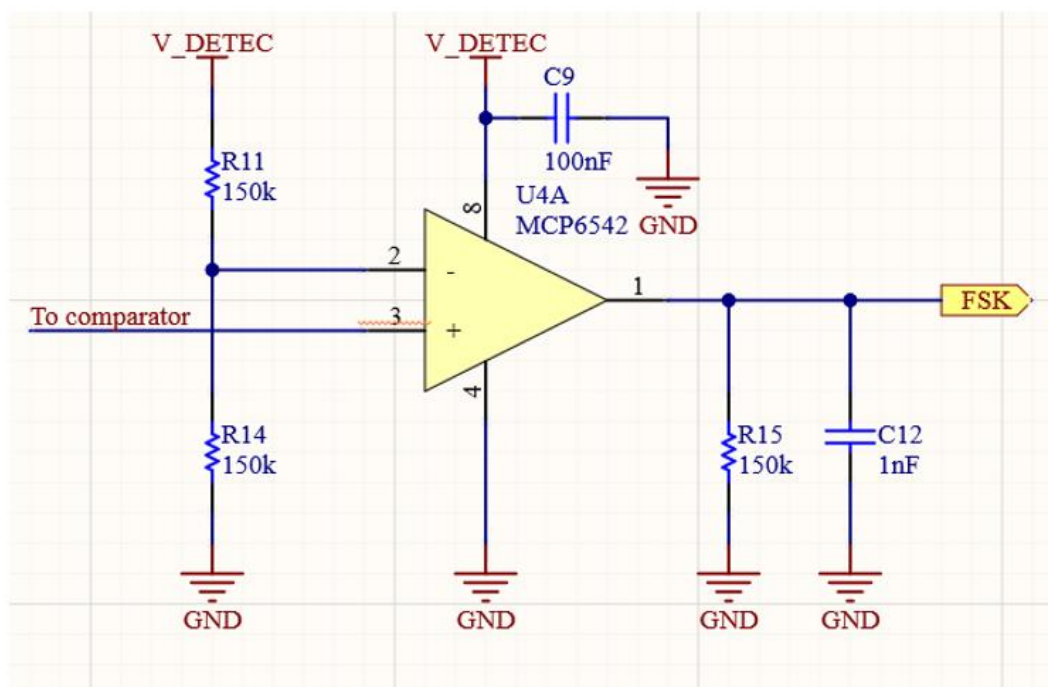


Figura 4.16 – Circuito detector, onde: “*To comparator*” é a entrada e o rótulo “*FSK*” é a saída.

Dessa forma, quando o sinal vindo do circuito de adequação do sinal (seção 4.2.4

Subcircuito condicionador de sinal (D)), aplicado a sua entrada não inversora, supera o valor da tensão de referência a saída desse comparador, satura positivamente, apresentando uma tensão próxima à tensão da alimentação do comparador (nível lógico “1”). Por outro lado, se esse sinal é menor que a tensão de referência, a saída do comparador assume um nível de tensão próximo de zero

(nível lógico “0”). Assim, o circuito tem seu comportamento regido pela Equação (4-4), onde V_{ref} é a tensão presente no pino 2 de U4.

$$y = \begin{cases} 0, x > V_{ref} \\ 1, x < V_{ref} \end{cases}, \quad (4-4)$$

onde x representa a entrada não inversora e y a saída do comparador de tensão. A tensão na saída do comparador não chega a ser idêntica à da alimentação do mesmo, devido às quedas de tensão nos transistores que compõem o estágio de saída dos circuitos comparadores de tensão [120].

Uma vez que o sinal vindo do PGA não apresenta uma curva característica de onda quadrada devido as capacitâncias presentes nos filtros e com alguma contribuição da portadora utilizada, foi implementado um detector de transição de nível. O circuito apresentado na Figura 4.16 compara a tensão que entra pelo terminal 3 de U4A, um circuito integrado comparador de tensão, com a tensão de referência gerada por R11 e R14, inserida no terminal 2 de U4A. Essa tensão é igual a metade da tensão de alimentação. O capacitor C9 faz a filtragem da alimentação de U4. O capacitor C12, garante um nível médio de tensão na saída de U4A, enquanto o resistor R15 funciona como uma carga, garantindo a estabilidade do sinal em sua saída. A parte não utilizada desse circuito integrado, U4B, teve seus terminais de entrada conectados ao terra, para garantir a estabilidade de seu funcionamento, está é uma boa prática quando partes de circuitos comparadores não são utilizados [121].

4.2.6

Subcircuito microcontrolador (F)

A parte mais importante do sistema é o microcontrolador (U3), a Figura 4.17 apresenta o circuito utilizado para fazê-lo funcionar corretamente. Os capacitores C7 e C8 realizam o desacoplamento da fonte de alimentação e filtram os ruídos gerados por U3 durante seu funcionamento [122]. O resistor R9 mantém o pino 1 de U3 em nível alto, para funcionamento normal [93].

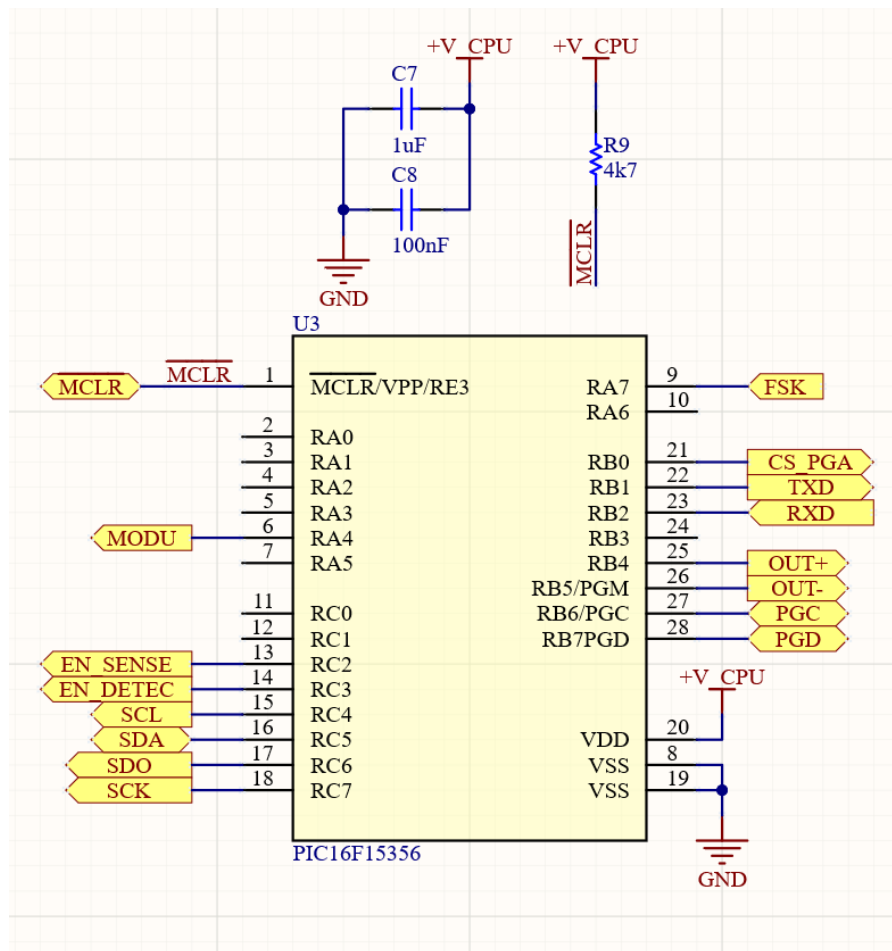


Figura 4.17 – Circuito microcontrolador.

Os pinos do microcontrolador utilizados no funcionamento do modem foram relacionados abaixo:

Pino 6 – Saída dos dados modulados em frequência (modo de operação *inside block*).

Pino 9 – Entrada para sinal FSK vindo do circuito detector (modo de operação *outside block*).

Pino 13 – Saída para acionamento do sensor (modo de operação *inside block*).

Pino 14 – Saída para acionar o circuito de recepção de dados (controle de ganho da seção 4.2.4

Subcircuito condicionador de sinal (D), detector de nível da seção 4.2.5

Subcircuito detector de nível (E), condicionador de sinal da seção 4.2.4

Subcircuito condicionador de sinal (D) e filtro passa-banda da seção 4.2.8

Subcircuito filtro externo (H) (modo de operação *outside block*).

Pino 15 e 16 – Fazem a comunicação I2C com o sensor de pressão e temperatura (modo de operação *inside block*).

Pino 17, 18 e 21 – Fazem a comunicação SPI com o circuito de controle de ganho da seção 4.2.4

Subcircuito condicionador de sinal (D) (modo de operação *outside block*).

Pinos 22 e 23 – Utilizados na comunicação serial com o computador (modo de operação *outside block*).

Pinos 25 e 26 – Saída do sinal de portadora utilizado para acionar o circuito amplificador (modo de operação *outside block*).

Pino 27 e 28 – Utilizados na gravação de firmware do microcontrolador [93].

4.2.6.1

Microcontrolador no modo *inside block* (F-1)

O microcontrolador do circuito *inside block* executa três algoritmos distintos, para atuar como a parte passiva do sistema, esses são:

- Verificação periódica da tensão de alimentação e armazenamento do valor da mesma para ser enviado na próxima transmissão.
- Modulação de uma nova mensagem sempre que uma nova aquisição de dados válidos do sensor for feita.
- Realização de leituras periódicas no sensor de temperatura e pressão.

4.2.6.2

Microcontrolador no modo *outside block* (F-2)

O firmware gravado no microcontrolador do *outside block* executa quatro algoritmos simultaneamente:

- Demodulação de sinais FSK.
- Envio dos dados do sensor para o computador sempre que receber e decodificar corretamente uma mensagem.
- Análise do sinal de entrada e controle automático de ganho do amplificador de sinal de entrada.
- Análise dos dados de tensão enviados pelo *inside block* e regulação da quantidade de energia do amplificador de potência (G).

4.2.7 Subcircuito amplificador de potência (G)

Para que seja possível excitar o transdutor do circuito *outside block*, foi desenvolvido um amplificador capaz de aumentar a tensão e a corrente dos sinais de portadora gerados pelo microcontrolador do *outside block* (F-2). O microcontrolador gera dois sinais de onda quadrada, defasados de 180°, na frequência de excitação do transdutor (cerca de 1,3 MHz). No acionamento com este ângulo de defasagem, cada transistor (Q1 e Q2) permite a circulação de corrente elétrica por metade do período do sinal de excitação, ou seja, sempre que Q1 estiver em conduzindo, Q2 estará em corte, bem como quando Q2 estiver conduzindo, Q1 estará cortado. Um diagrama do circuito utilizado como amplificador é apresentado na Figura 4.18.

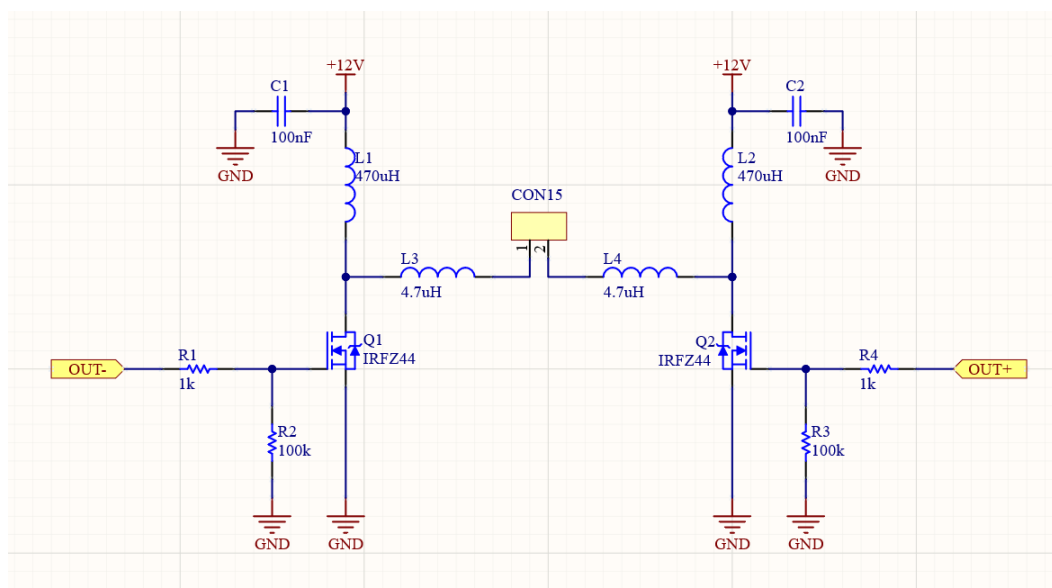


Figura 4.18 – Circuito eletrônico do amplificador de potência.

Os capacitores C1 e C2 são responsáveis por filtrar qualquer ruído produzido pelo restante do circuito assim como prover os picos de corrente, atenuando o ripple de corrente visto pela fonte de alimentação. O circuito tem seu funcionamento iniciado quando o MOSFET Q2 (IRFZ44) [123] conduz (tensão em OUT+ igual a 5 V) enquanto Q1 (IRFZ44) permanece em corte (tensão em OUT- igual a 0 V). A corrente da fonte de 12 V exibida na Figura 4.4 e que pode ser fornecida por uma fonte de alimentação de bancada, passa por L1 e por L3, em seguida pelo transdutor

conectado a CON15. Em seguida, passa por L4 e vai para a terra por meio de Q2. Simultaneamente, o indutor L2 fica conectado a fonte de 12 V através de Q2, e armazena energia na forma de campo magnético. No semiciclo seguinte, o transistor Q2 fica em corte (tensão em OUT+ igual a 0 V) e Q1 passa a conduzir, neste momento a tensão da fonte de 12 V fica conectada em série com a energia armazenada em L2, a corrente então atravessa o indutor L4 e passa pelo transdutor conectado a CON15. Em seguida, passa por L3 e vai para a terra por Q1. Neste momento, o indutor L1 armazena energia na forma de campo magnético por meio de Q1. No próximo semiciclo, o circuito volta a condução anterior, porém nesse, o indutor L1 possui energia armazenada e fica em série com a fonte de 12 V; isso faz com que a tensão de saída em CON15 seja maior que os originais de 12 V. Depois da etapa de inicialização o circuito permanece em regime permanente carregando um indutor por vez (L1 ou L2) e elevando a tensão de saída para mais de 12 V. Uma captura da forma de onda da tensão de saída disponível nos terminais de CON15 pode ser vista na Figura 4.19, obtida utilizando um osciloscópio DSO1072B fabricado pela Agilent Technologies®.

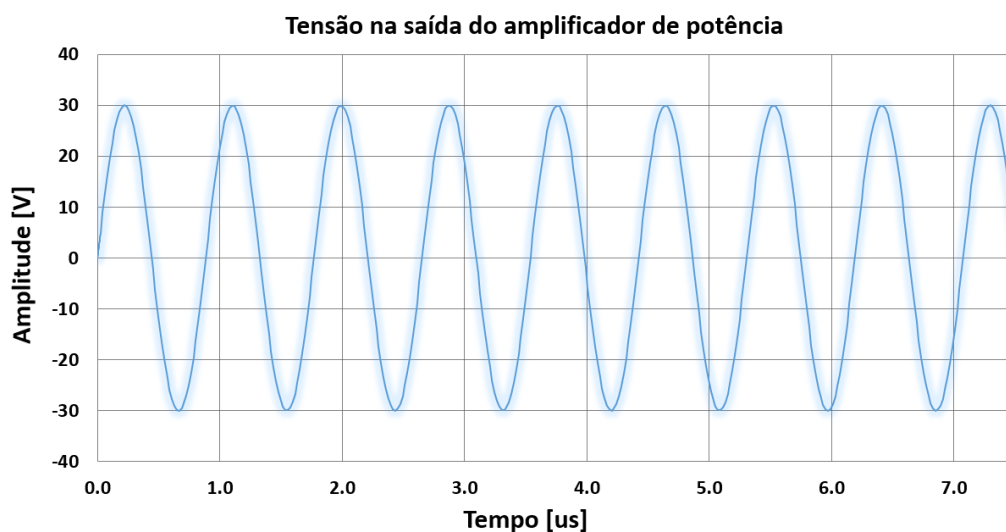


Figura 4.19 – Forma de onda na saída do amplificador de potência.

Os resistores R2 e R3 garantem que os transistores Q1 e Q2 permaneçam em corte caso o sinal em OUT+ ou em OUT- flutue e também forçam esses MOSFETs ao corte quando o sinal presente em OUT+ ou em OUT- for 0 V. Os resistores R1 e R4 limitam a corrente que circula pelos gates de Q1 e Q2, uma vez que a capacitância parasita do gate passa a ser significativa na frequência de operação do

circuito. As tensões OUT+ e OUT-, que regem o funcionamento deste circuito, são fornecidas pelo microcontrolador do *outside block* (d).

4.2.8

Subcircuito filtro externo (H)

A fim de aumentar a relação sinal ruído no lado *outside block*, foi necessário incluir um filtro adicional, em relação ao apresentado na seção 4.2.4 Subcircuito condicionador de sinal (D) entre o transdutor do *outside block* (f) e o subcircuito condicionador de sinal (D), mostrado na seção 4.2.4 Subcircuito condicionador de sinal (D). Para tal, foi projetado um filtro passa banda com implementação do tipo *multiple feedback Butterworth*, utilizando a ferramenta Analog Filter Wizard da Analog Devices® [124], segundo os parâmetros abaixo:

- Tipo: Passa-banda.
- Ganho na banda de passagem (desejado): 40 dB.
- Largura máxima da banda de passagem: 25 kHz.
- Frequência central: 45 kHz.
- Início da banda de rejeição: 100 kHz.
- Ganho máximo na frequência de corte: -40 dB.
- Ordem do filtro: 8 (4 estágios).

A frequência central foi escolhida em 45 kHz, porque as duas frequências que são utilizadas na transferência dos dados são 40 e 50 kHz, apresentadas na seção 3.3.1

Busca pela maior largura de banda do canal. A frequência de corte foi selecionada de modo a garantir alguma imunidade ao sistema, sem a necessidade de se utilizar amplificadores operacionais com produto ganho banda passante (GBW) elevado.

O sistema da Analog Devices® gerou a resposta em frequência da Figura 4.20, para o circuito da Figura 4.21. Como o amplificador sugerido não estava disponível para aquisição no momento em que este projeto foi realizado, o mesmo foi substituído por um semelhante, o ADA4891-2 fabricado pela Analog Devices®. Assim o novo modelo de amplificador foi inserido na ferramenta de modo a se ajustar os valores dos demais componentes.

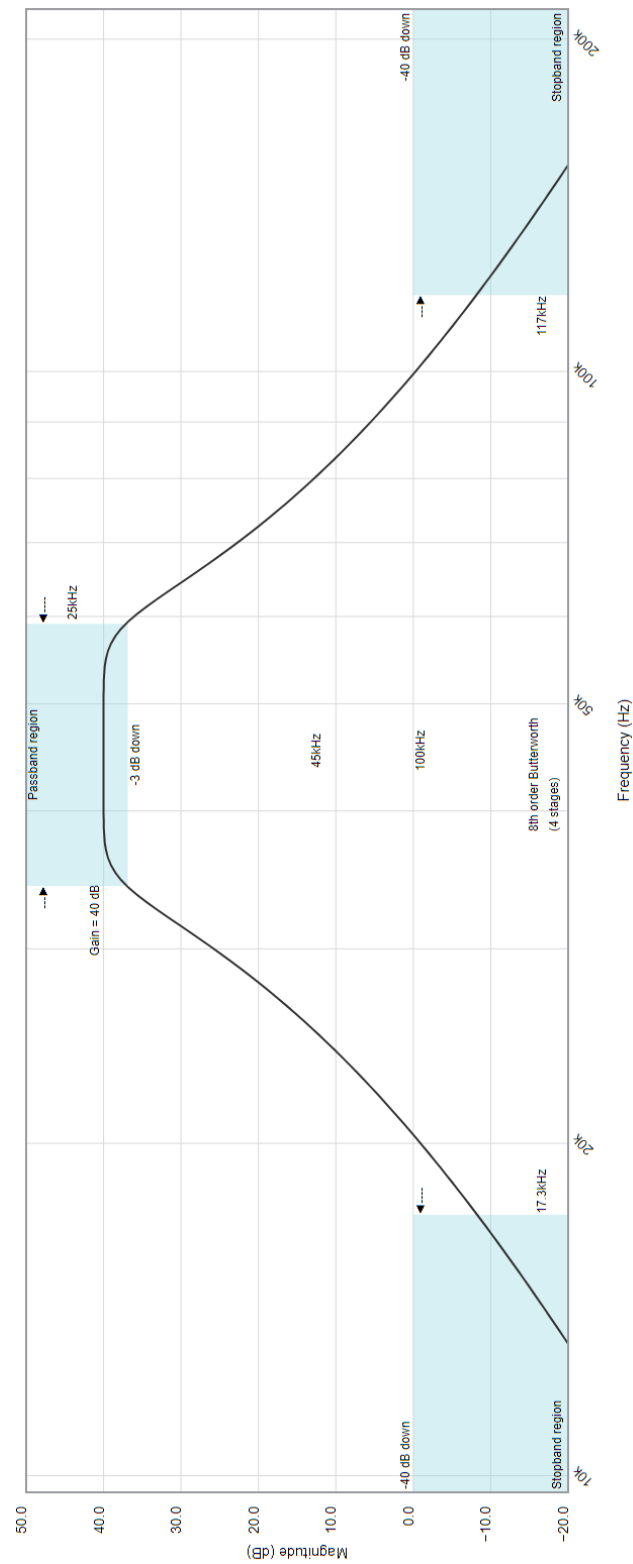


Figura 4.20 – Resposta em frequência do filtro calculado pelo Analog Filter Wizard.
Adaptado de [124].

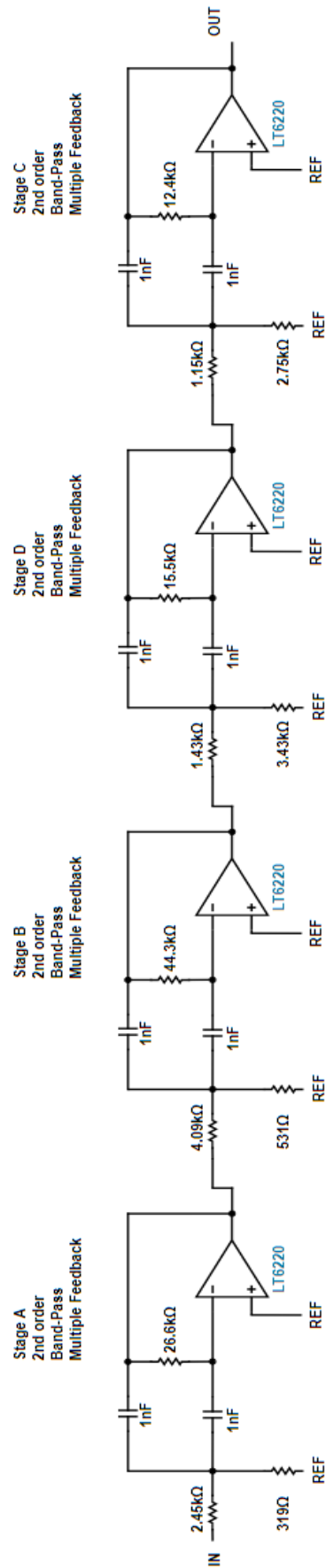


Figura 4.21 – Circuito gerado pelo Analog Filter Wizard. Adaptado de [124].

O amplificador operacional indicado em [124], a saber, LT6220, fabricado pela Linear Technology, tem como parâmetros principais, segundo o *datasheet* [125], GBW de 60 MHz, ruído de tensão típico de $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. O substituto, a saber, ADA4891-2, tem GBW de apenas 25 MHz e $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Tal diferença de GBW faz com que o amplificador seja menos eficiente em amplificar as frequências desejadas proporcionalmente ao quão estreita seja a banda do filtro [101].

Foi então realizado o projeto do filtro utilizando os componentes disponíveis e uma placa de circuito impresso foi fabricada, para que os testes pudessem ser realizados em conjunto com os demais circuitos desenvolvidos, apresentados anteriormente, e seu diagrama esquemático é apresentado na Figura 4.22. A resposta gerada pelo Analog Filter Wizard® [124], para o filtro implementado com os amplificadores ADA4891-2 é apresentada na Figura 4.23.

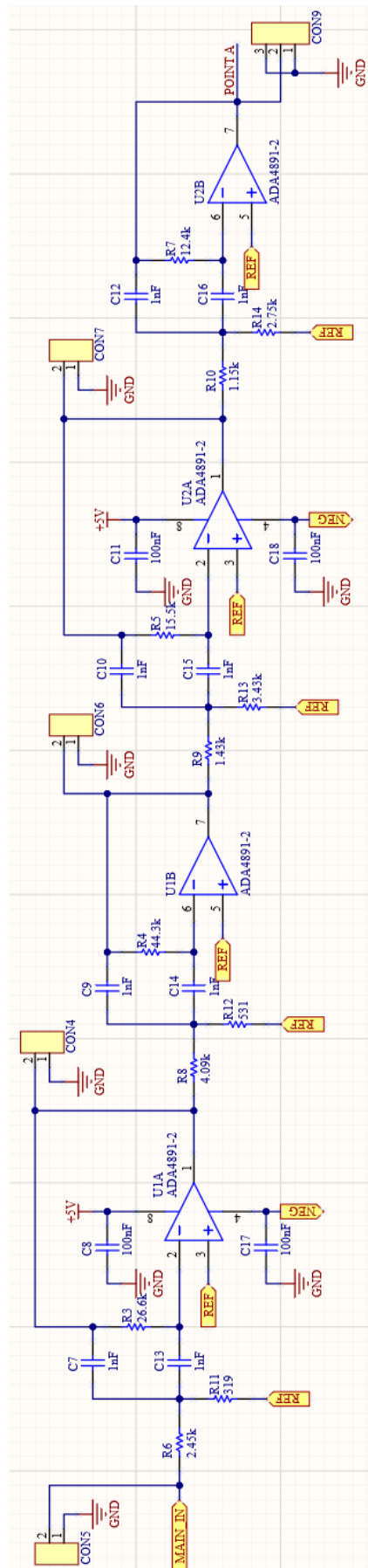


Figura 4.22 – Filtro passa banda calculado pelo Analog Filter Wizard implementado [124].

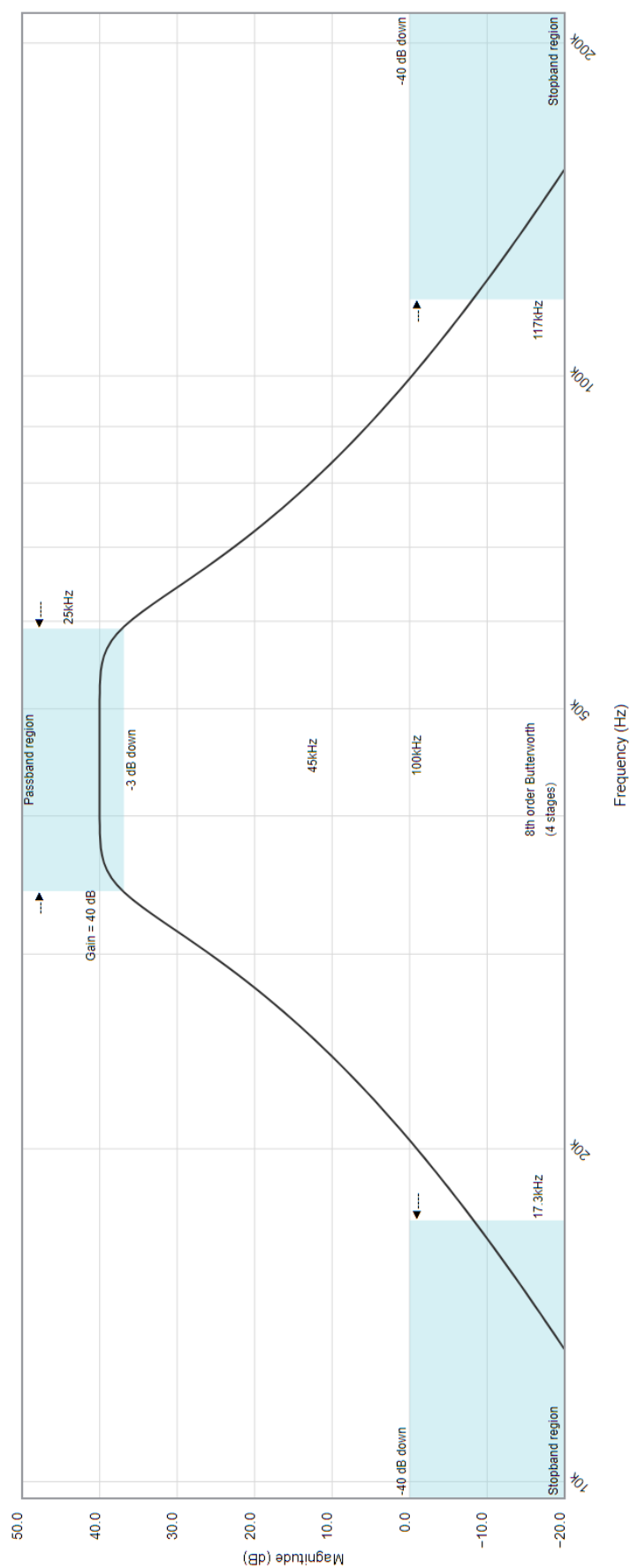


Figura 4.23 – Resposta do filtro para ADA4891-2. Adaptado de [124].

O circuito do filtro foi também simulado utilizando o LTSpice® através do circuito apresentado na Figura 4.24. Como pode ser observado na Figura 4.25 foi possível identificar, pela curva azul, que com o amplificador operacional disponível para a implementação do filtro o circuito atingiu o ganho e demais características especificadas no projeto. Além disso, observa-se que a resposta em frequência é coerente com o projeto pelo Analog Filter Wizard®, apresentado na Figura 4.20. Nesta mesma figura também são apresentadas sinal na saída do primeiro estágio, curva laranja, o sinal na saída do segundo estágio, a curva em cinza, e o sinal na saída do terceiro estágio, curva em amarelo.

O circuito final foi projetado utilizando o software Altium® [119]. Uma placa de circuito impresso foi desenvolvida e fabricada para que os experimentos pudessem ser realizados. Depois de montado, o circuito do novo filtro foi inserido no sistema entre o transdutor do *outside block* (f) e o interpretador FSK (e), de acordo com o diagrama apresentado na Figura 4.26.

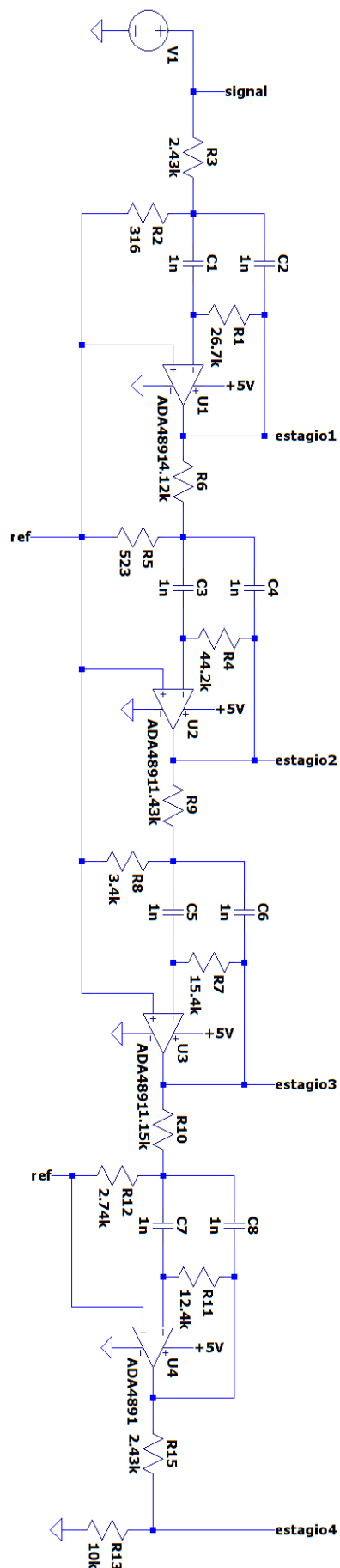


Figura 4.24 - Circuito simulado utilizando LTspice®.

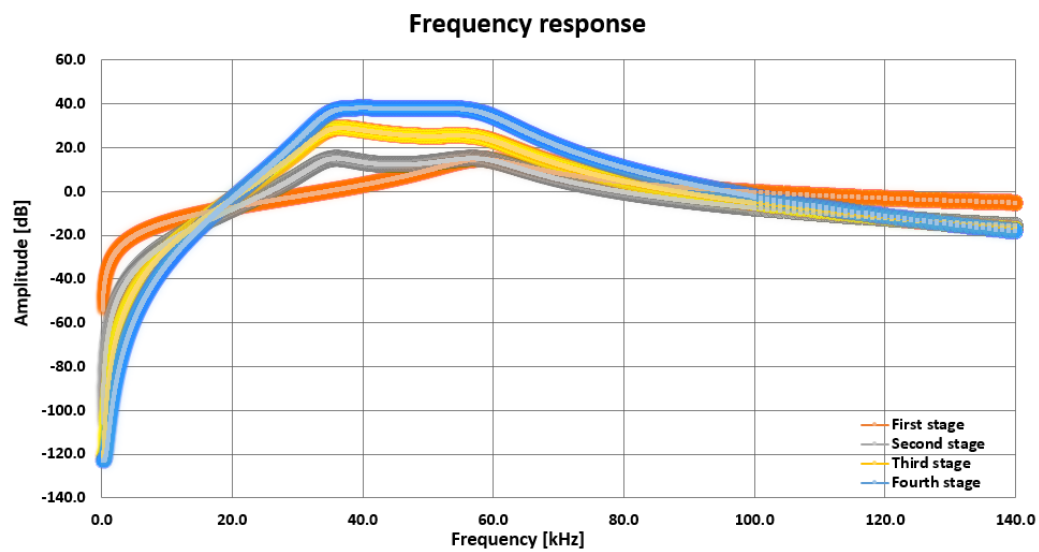


Figura 4.25 – Resposta em frequência do filtro simulado pelo LTspice®.

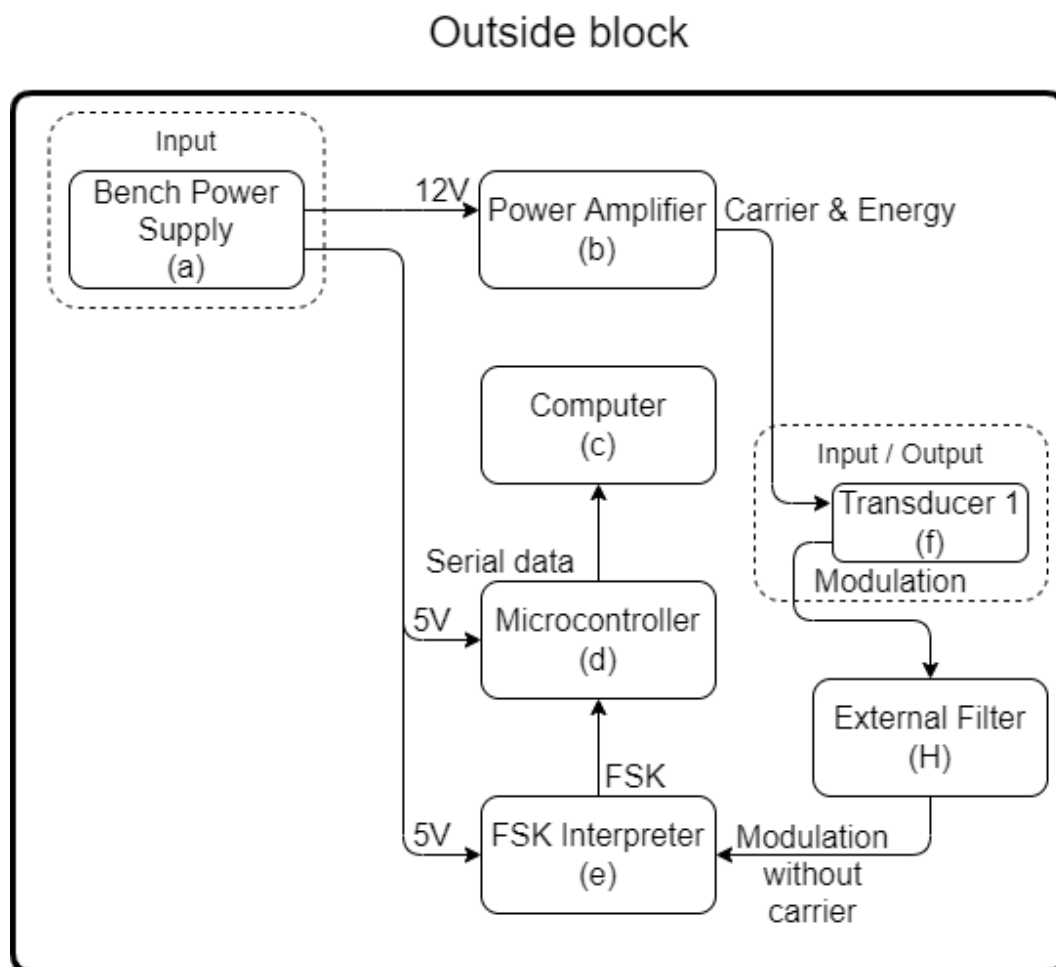


Figura 4.26 – Conexão do filtro externo ao sistema.

4.2.9 Reprojeto do filtro principal do *outside block*

Durante os testes iniciais o filtro originalmente projetado (mostrado na Figura 4.13) se demonstrou ineficiente em separar o sinal da portadora dos dados transmitidos. Assim, o mesmo foi testado no LTspice e precisou de ajustes. O capacitor C2 teve seu valor reduzido de 1 nF para 68 pF, possibilitando a redução da atenuação do filtro nas frequências de interesse (as frequências utilizadas na modulação FSK: 40 e 50 kHz, apresentadas na seção 3.3.1 Busca pela maior largura de banda do canal). Mesmo assim, o circuito do *outside block* permaneceu sem detectar os dados. Desse modo, um novo filtro para o circuito detector da placa *outside block* foi projetado, cujo diagrama é exibido na Figura 4.27. Este mesmo circuito substitui o filtro explicado na seção 4.2.4 Subcircuito condicionador de sinal (D). Com o novo filtro passivo, foi possível atingir uma taxa de transferência de dados de 19200 bps na placa plana de aço com 15 mm. A resposta em frequência do novo filtro é representada na Figura 4.28.

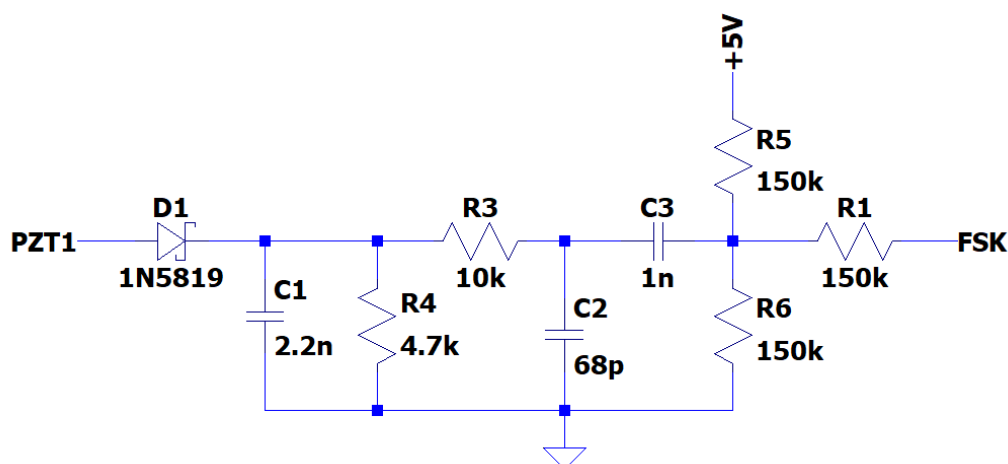


Figura 4.27 – Novo filtro da placa *outside block*.

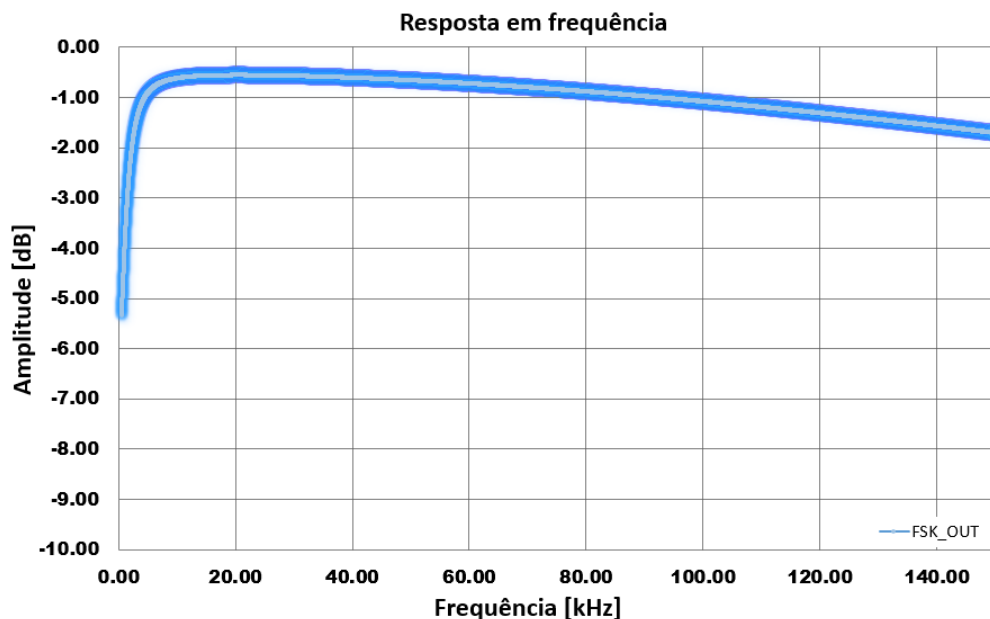


Figura 4.28 – Resposta em frequência do novo filtro da *outside block*. Curva em azul apresenta a resposta em frequência medida entre os pontos PZT1 e FSK do circuito apresentado na Figura 4.27.

4.3 Inovador controle automático de ganho

O controle automático de ganho está entre uma das inovações deste trabalho, apresentado uma nova técnica de controle digital do ganho, por meio da análise do sinal recebido em função do tempo. Foi elaborado um algoritmo capaz de determinar se o sinal está saturado ou se está demasiadamente atenuado em função do estado atual do pino de recepção de dados modulados. Uma vez que as mensagens são periódicas, o sistema possui um contador que é zerado toda vez que o sinal de entrada do demodulador comuta entre nível alto e baixo. Se o sinal ficar estático em nível alto por um intervalo de tempo maior que a duração de um bit, o algoritmo detecta que houve saturação, e o microcontrolador do *outside block* (F-2) reduz o ganho de amplificação do PGA. Por outro lado, caso o sinal fique travado em nível lógico baixo, o algoritmo detecta que há muita perda no canal, e o mesmo não está com amplitude suficiente para fazer o detector de nível considera-lo como um valor válido, de modo que o microcontrolador do *outside block* (F-2) atua no intuito de incrementa o ganho do PGA.

O grande diferencial da nova técnica apresentada é não necessitar de *hardware* adicional ao projeto final, uma vez que toda a parte de detecção é feita utilizando somente o algoritmo que é executado pelo microcontrolador. Dispensa-

se, assim\, uma possível adição de módulo de processamento baseado em eletrônica analógica, a qual pode envolver tolerância de componentes e/ou sensibilidade do projeto eletrônico a ruídos, como forma de medir a intensidade do sinal de entrada e ajustar o ganho necessário para que o circuito possa detectar e demodular os dados transmitidos [126, 127, 128, 129].

A Figura 4.29 ilustra o fluxograma do algoritmo que realiza o controle automático de ganho. Para realizar essa tarefa, o algoritmo foi dividido em três tarefas que são executadas simultaneamente. A primeira (*Task 1*) verifica constantemente se alguma mensagem nova está para ser recebida e em caso positivo limpa o *flag* que indica um *timeout* de recepção. A segunda (*Task 2*) verifica periodicamente se um *timeout* ocorreu e, em caso verdadeiro, incrementa a *flag* de *gain problem*, sinalizando um problema na recepção dos dados. A terceira (*Task 3*) verifica constantemente o estado da *flag gain problem* e caso essa *flag* indique que houve um problema na recepção dos dados, o estado do pino de recepção é verificado. Essa verificação se dá da seguinte maneira, caso se o pino de recepção da modulação FSK, descrito na seção 4.2.6 Subcircuito microcontrolador (F), esteja em nível alto (tensão de 5 V), o indica uma saturação do PGA de modo que, o sistema decrementa o ganho do PGA, caso este pino esteja em nível baixo (tensão de 0 V), isso indica uma possível perda excessiva do canal, de modo que o sistema incrementa o ganho do PGA.

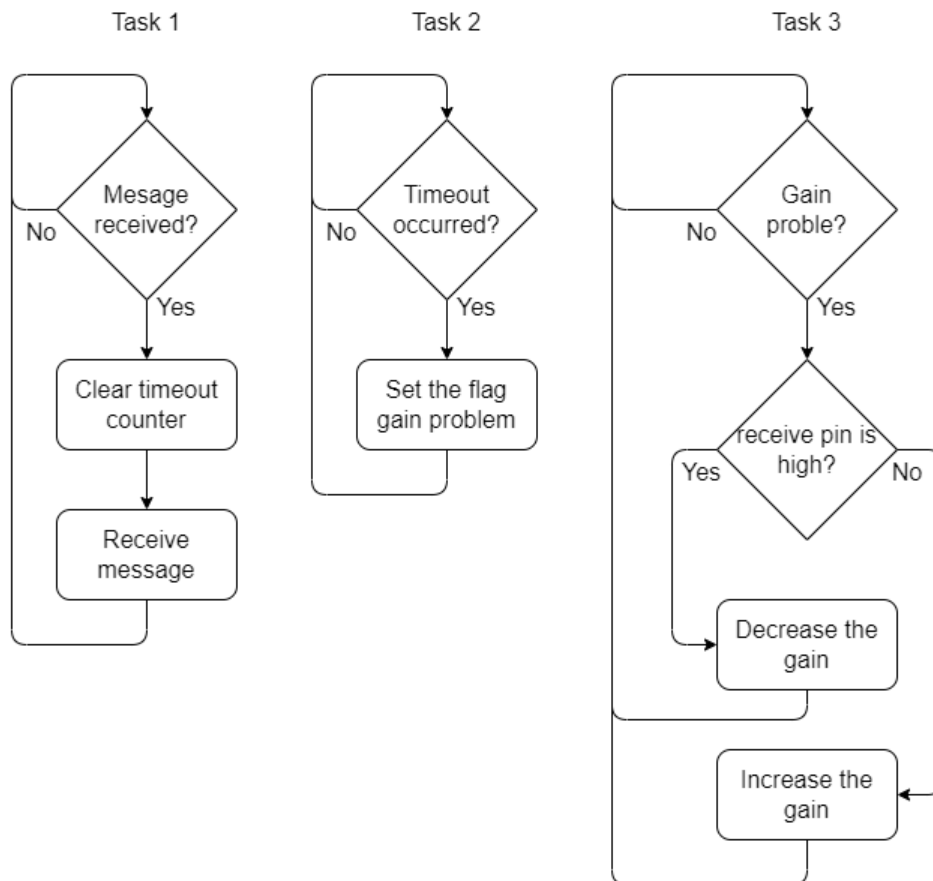


Figura 4.29 – Tarefas do algoritmo de controle de ganho automático.

4.4 Inovador controle de portadora transmitida

Com o objetivo de reduzir o consumo de energia total do sistema, foi implementado um algoritmo capaz de regular automaticamente a amplitude do sinal de portadora que é enviado do lado ativo do sistema (*outside block*) para o lado passivo (*inside block*). Diferentemente de outros sistemas que enviam portadora com amplitude fixa, transmitindo energia que não será aproveitada [47, 56, 130], ou sistemas que controlam a portadora mas não a utilizam como fonte de energia para alimentar circuitos [131, 132], no sistema aqui proposto um algoritmo calcula a quantidade de portadora que será enviada ao transdutor do *outside block* em função do nível de tensão que está sendo entregue ao circuito *inside block*.

A cada nova mensagem, o microcontrolador do *inside block* (F-1) envia, no pacote de dados transmitidos, o valor da sua tensão de alimentação. Com isso, se essa tensão estiver menor que o esperado (5 V, conforme a seção 4.2.1 Subcircuito de condicionamento de energia (A)), o microcontrolador do *outside block* (F-2) aumenta a amplitude do sinal de portadora do amplificador de potência

(G), detalhado na seção 4.2.7 Subcircuito amplificador de potência (G) e, conseqüentemente, para o transdutor do *outside block*. Dessa forma o circuito opera sempre com o mínimo de energia possível, para manter o nível de tensão de alimentação do circuito *inside block* estável e dentro dos limites estabelecidos. Um fluxograma do algoritmo é apresentado na Figura 4.30.

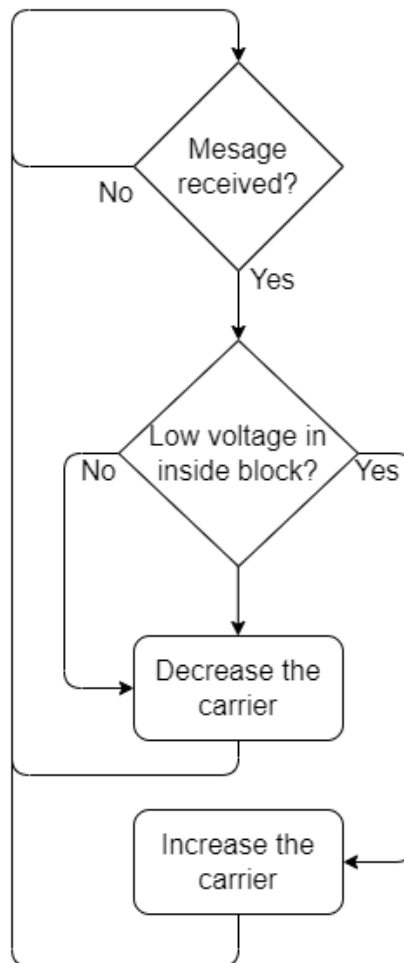


Figura 4.30 – Algoritmo do controle automático de portadora.

5 Avaliação experimental

Neste capítulo são apresentados o setup experimental e os experimentos realizados com o sistema descrito no capítulo anterior. Foram, realizados, ao todo, três testes em sistemas diferentes, cada um descrito em uma seção do presente capítulo: 5.1 - Verificação do funcionamento das fontes de alimentação e os protocolos de codificação e decodificação dos dados; 5.2 - Verificação da capacidade do circuito em transmitir dados e energia em um sistema acústico mais elementar; 5.3 - Teste final do projeto, onde o sistema foi capaz de alimentar e comunicar através de um canal acústico de múltiplas camadas. Nesse setup final, o sistema foi ainda avaliado quanto aos dois controles automáticos aqui propostos: 5.3.1 – Teste do desempenho do sistema de controle automático ganho, onde o sistema passou a controlar automaticamente o ganho do PGA; e 5.3.2 – Teste do desempenho controle automático de portadora, onde o sistema passou a controlar a quantidade de portadora enviada ao circuito *inside block*. Observa-se que cada sistema acima é mais complexo que o anterior, no sentido que a atenuação do sinal passa a ser cada vez maior, uma vez que os sinais chegam a etapa de decodificação cada vez com menor magnitude. No primeiro sistema, mais simples, foi possível validar o funcionamento do firmware de decodificação. Nos seguintes, foi necessário lançar mão da parte de filtragem do circuito apresentado na seção 4.2.8 Subcircuito filtro externo (H). Os experimentos envolvendo um canal acústico, seção 5.2 Placa plana de aço e 5.3 Canal acústico com duas camadas metálicas separadas por uma camada de fluído, foram realizados no Laboratório de Sensoriamento por Fibras Ópticas da PUC-Rio, que disponibilizou a infraestrutura utilizada para a realização deste trabalho.

5.1 Linha alimentada por uma fonte com limitação de corrente

Inicialmente, a fim de validar os algoritmos de modulação e demodulação, foi desenvolvido o circuito da Figura 5.1. O mesmo foi (utilizado apenas durante esse primeiro teste a fim de fazer às vezes de um canal. Nesse, utiliza-se uma fonte de 12 V, com limitação eletrônica de corrente máxima fornecida em VBUS em

100 mA. Essa limitação é importante nesse teste porque, devido ao mecanismo de modulação adotado, o circuito do *inside block* é comutado para valores de baixa impedância, ou seja, seus terminais são praticamente colocados em curto-circuito durante a modulação do sinal. Isso ocorre, conectando uma resistência de baixo valor, R_{modu} , definida por:

$$R_{modu} = 0,1 \, \Omega + R_{DSon}, \quad (5-1)$$

onde R_{DSon} representa a resistência interna do transistor do circuito.

A técnica de modular o sinal de alimentação possibilita que apenas dois fios (linhas VBUS e GND, exibidas na Figura 5.1 possam transportar os dados e a energia necessária para alimentar os dois módulos (*inside* e *outside blocks*). A constante de $0,1 \, \Omega$ é o valor de resistência dos resistores R5 e R6 em paralelo, conectados ao circuito modulador do *inside block*, abordados na seção

4.2.2

Alteração de impedância e modulação (B) e ilustrados na Figura 4.10, de modo que a queda na tensão de *VBUS* não seja suficientemente alta para interromper o funcionamento dos circuitos do *inside* e *outside blocks*. Em contrapartida, a intensidade da modulação fica comprometida, pois a variação de tensão vista pelo circuito *outside block* (causada pelo *inside block*) é uma consequência da variação da impedância acústica do transdutor do *inside block*. Quanto menor a resistência R_{modu} , maior a variação da impedância do transdutor do *inside block*, e consequentemente maior a variação de tensão que pode ser detectada pelo *outside block*, detalhado na seção 2.6.1 Modulação da impedância acústica. Isso exige que o circuito de entrada do *outside block* tenha que ser sensível o suficiente, para detectar essa pequena variação na amplitude.

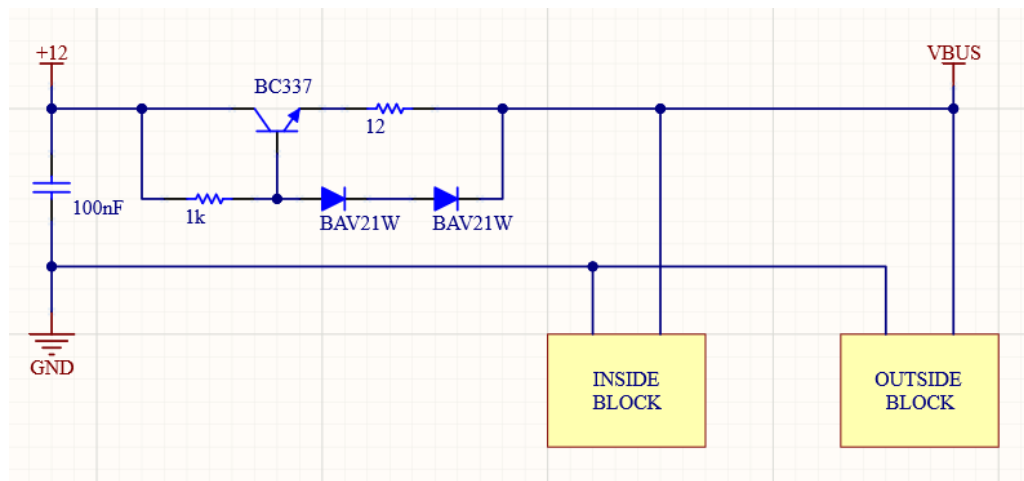


Figura 5.1 – Fonte limitadora de corrente.

Para esses testes nenhum dos resistores de casamento de impedância (R1 - R4 mencionados na seção

4.2.2

Alteração de impedância e modulação (B)) foi necessário, e o circuito conseguiu decodificar os dados sem dificuldade. Os dados de temperatura e pressão, coletados pelo sensor de temperatura e pressão (I), foram armazenados em um computador através de um *software* dedicado (Hercules SETUP utility) [133], capaz de ler dados vindos de uma porta serial [134, 135]. A Figura 5.2 exibe uma captura dessa etapa. Foi possível atingir uma taxa de transmissão de 19200 bps (bits por segundo).

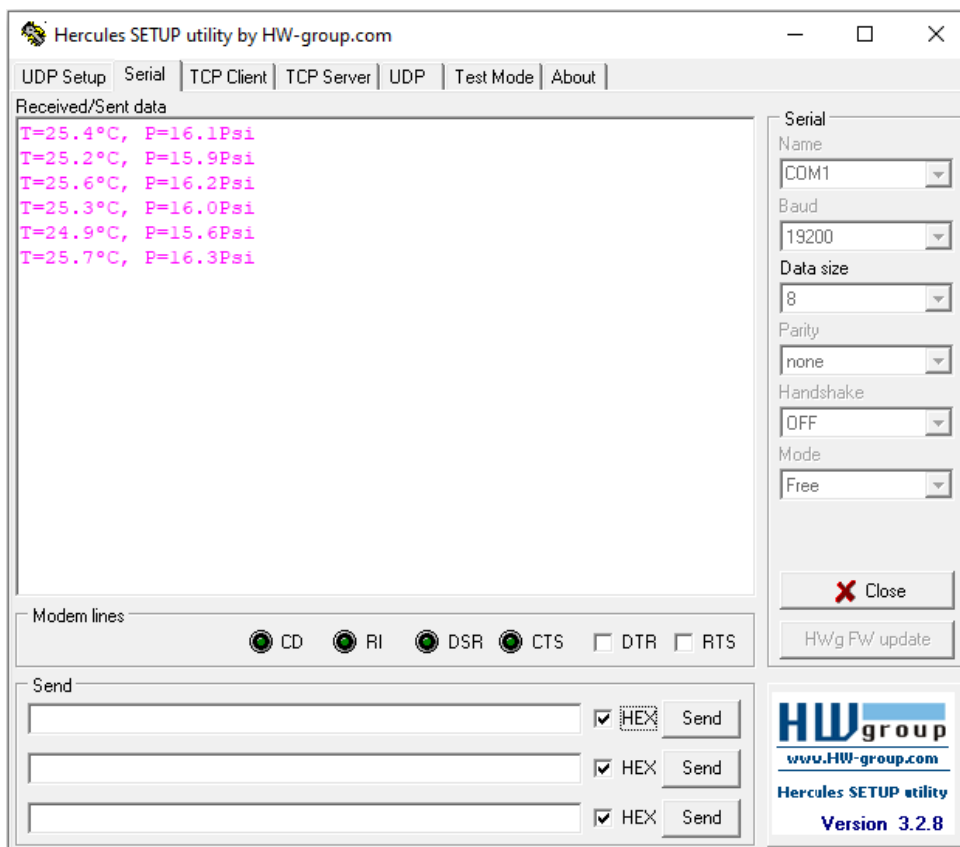


Figura 5.2 – Recepção serial de validação do sistema.

5.2

Placa plana de aço

O segundo teste foi realizado utilizando uma placa plana de aço de 15 mm de espessura como canal acústico. Dois transdutores piezoelétricos alinhados axialmente, de modo a proporcionar o melhor acoplamento possível, foram utilizados tendo ar como *backlayer*. A cerâmica piezoelétrica utilizada nesse experimento foi fabricada pela UltraCeram® [136], possui uma frequência nominal de ressonância de 1 MHz, 2 mm de espessura e perfil retangular. Um diagrama

ilustrando a composição de cada parte do canal acústico utilizado neste teste é apresentado na Figura 5.3.

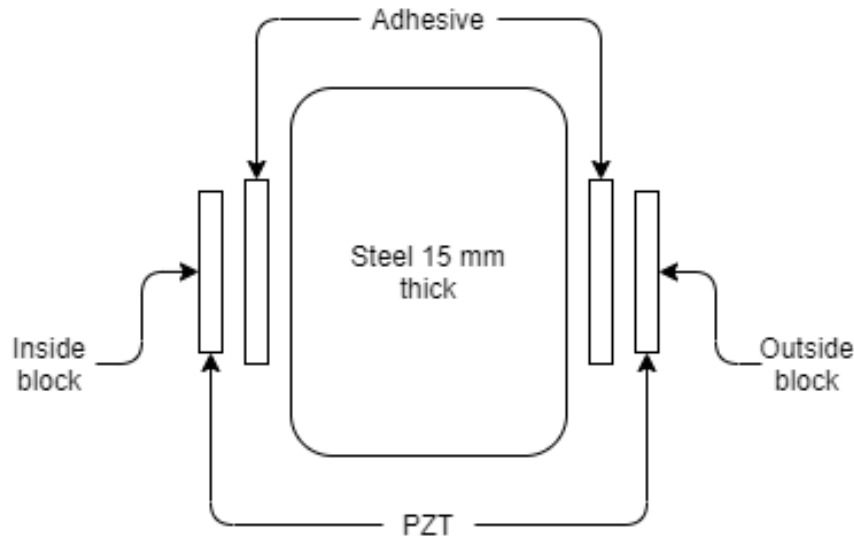


Figura 5.3 – Diagrama de montagem placa plana.

Inicialmente, foi feita uma análise da resposta em frequência do sistema, medindo o parâmetro S21 por meio de um VNA. O resultado obtido é mostrado na Figura 5.4, onde pode-se observar que em 1,13 MHz o sistema possui a menor perda de inserção, indicando que tal frequência deve ser utilizada para enviar o sinal de portadora através canal acústico.

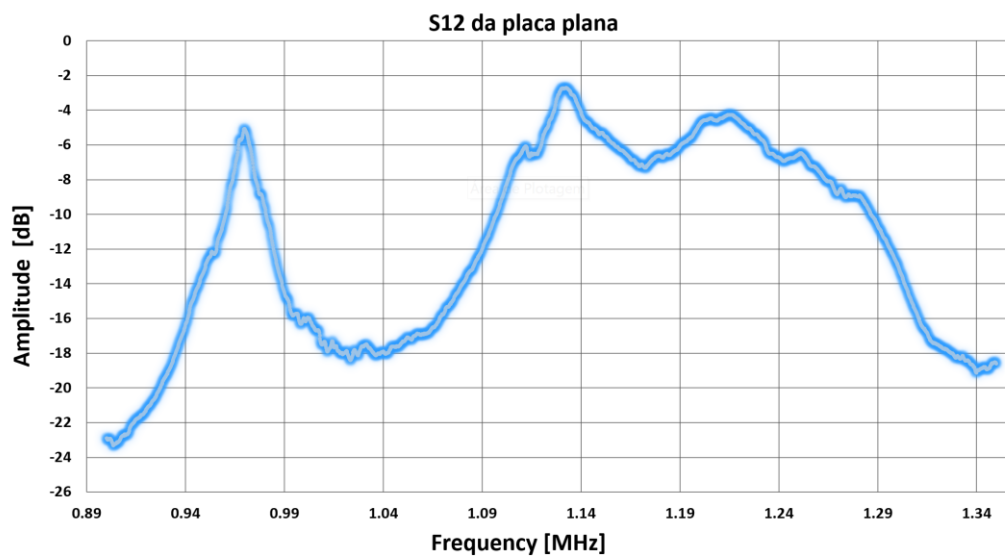


Figura 5.4 – Resposta em frequência S12 da placa plana de aço, obtido utilizando o analisador de rede E5063A.

O circuito *outside block* foi configurado para gerar duas formas de onda quadradas, com uma frequência próxima daquela de menor atenuação do canal acústico, defasadas de 180° entre si de modo a acionar o circuito amplificador de potência (b), conforme detalhado na seção 4.2.7 Subcircuito amplificador de potência (G). Neste caso, o microcontrolador do *outside block* (d) foi ajustado para gerar um sinal com 1,13 MHz e 2,5 V de amplitude. Estes sinais podem ser observados nas Figura 5.5 e Figura 5.6.

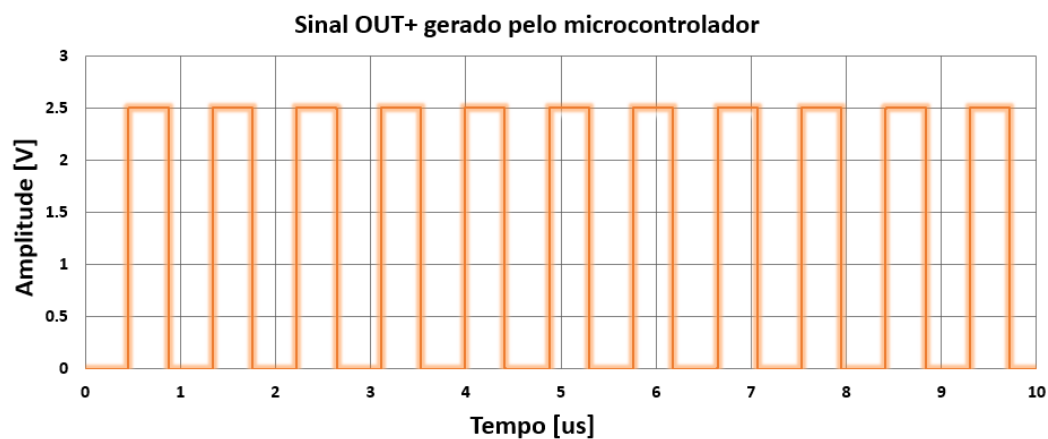


Figura 5.5 – Sinal OUT+ gerado pela placa *outside block* para excitar o amplificador de potência, medido com osciloscópio DSO1072B.

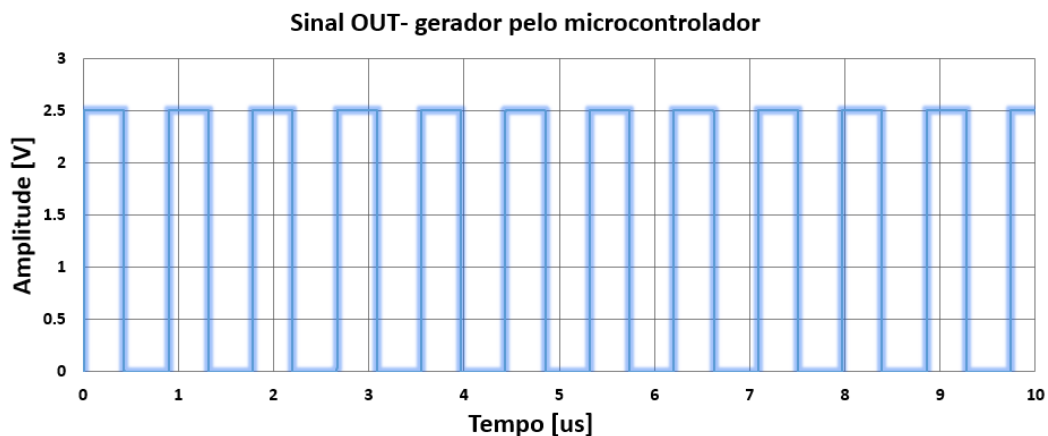


Figura 5.6 – Sinal OUT+ gerado pela placa *outside block* para excitar o amplificador de potência, medido com osciloscópio DSO1072B.

O circuito amplificador, apresentado na Figura 5.7 e previamente detalhado na seção 4.2.7 Subcircuito amplificador de potência (G), foi alimentado por uma fonte de bancada configurada para fornecer 12 V com limitação de corrente em 1 A, de modo a proteger o circuito no caso de alguma anomalia durante o teste. A tensão de 12 V

se mostrou, de maneira empírica, suficientemente alta para fornecer energia para o circuito *inside block*. O amplificador conecta-se ao transdutor posicionado em um dos lados da placa plana de aço, enquanto o transdutor do lado oposto foi conectado diretamente ao circuito *inside block*.

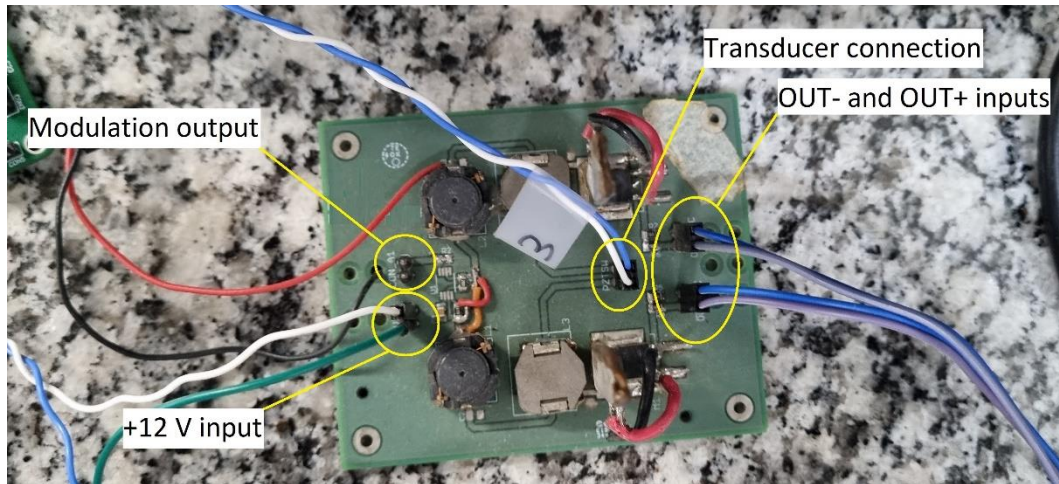


Figura 5.7 – Circuito amplificador de potência.

Depois do sistema estar montado, a fonte foi acionada e o circuito *inside block* iniciou a leitura do sensor de temperatura e pressão (I), realizando o envio periódico de pacotes de dados (a cada 500 ms). A Figura 5.8 ilustra o sistema completo montado em bancada, anteriormente apresentado no Capítulo 4, durante seu pleno funcionamento. Nessa figura estão evidenciadas as seguintes partes:

- Fonte de alimentação (a) – Alimenta o circuito *outside block* (c) e o amplificador de potência (b).
- Amplificador de potência (b) – Amplifica o sinal de portadora gerado pelo circuito *outside block* (c) o qual aciona o transdutor do *outside block* (f) fixado em um dos lados da placa plana de aço (d).
- Circuito *outside block* (c) – Recebe os dados vindos do canal acústico placa plana de aço (d), e envia-o para o computador (g).
- Canal acústico com placa plana de aço (d) – Formado por dois transdutores e uma placa plana de aço de 15 mm.
- Circuito *inside block* (e) – Realiza a leitura do sensor de pressão e temperatura (f), modula os dados em forma de um sinal FSK, e envia para o canal acústico formado pela placa plana de aço (d).

- Sensor de pressão e temperatura (f) – Lê as grandezas de pressão e temperatura.
- Computador (g) – Exibe os dados vindo do circuito *outside block* (c).

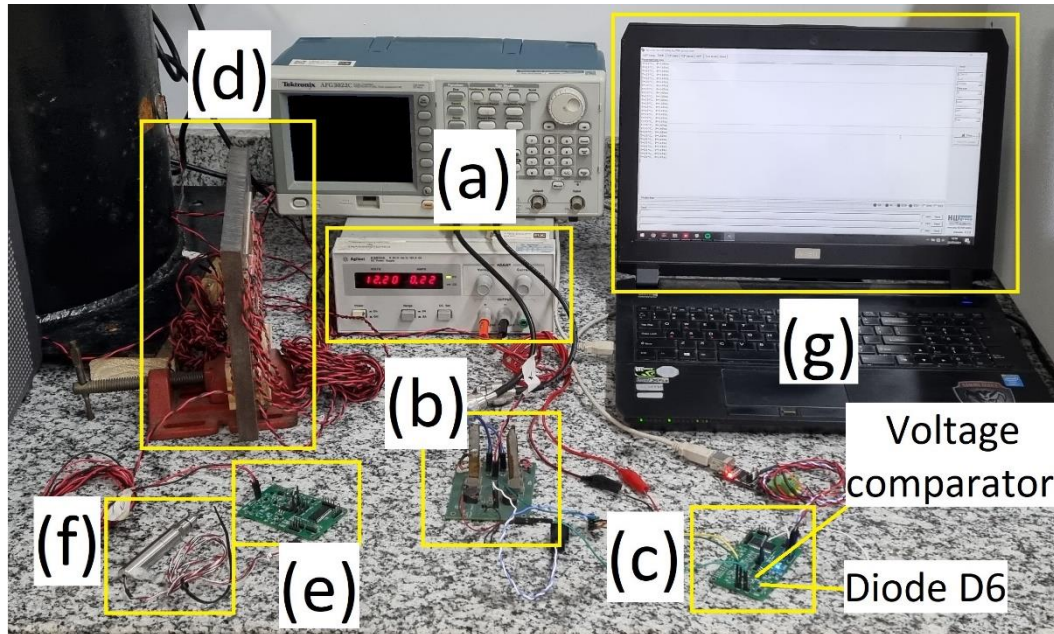


Figura 5.8 – Sistema montado com a placa plana de aço.

Durante os testes, foram realizadas capturas dos sinais em dois pontos de interesse do circuito, onde é possível visualizar o processamento analógico do sinal FSK. Esses pontos foram: no comparador de tensão apresentado anteriormente na Figura 4.16, e no diodo D6, cujo circuito foi apresentado anteriormente na Figura 4.13), localizados no circuito *outside block* (c), destacados na Figura 5.8. Na Figura 5.9, pode ser visto, na curva em azul, a forma de onda na entrada do *outside block*, logo após o diodo retificador D6, apresentado anteriormente na Figura 4.16. Por sua vez a curva em laranja, na Figura 5.9, representa o sinal de nível médio aplicado ao pino 3 de U4. Na Figura 5.9, foram destacados dois intervalos de tempo, marcados pelas elipses pretas, onde é possível notar os dois sinais das frequências da modulação FSK. Enquanto que na Figura 5.11, a curva em azul, representa o sinal no terminal de saída de U4 (pino 1). Nesse ponto do circuito o sinal já está sem portadora, e apresenta a forma de uma onda quadrada onde as frequências f_1 e f_2 (50 e 40 kHz, respectivamente, detalhadas na seção 3.3.1 Busca pela maior largura de banda do canal), estão representadas na forma do sinal alternada apresentado pela curva em azul (apresentado na Figura 5.9). O sinal em

laranja apresenta um pequeno ruído, porém não o suficiente para prejudicar a detecção do nível de tensão. Quando o nível de tensão do sinal em azul supera a amplitude do sinal em laranja, o comparador altera sua saída para o nível lógico alto (5 V), assim como quando o sinal em azul passa a ser inferior ao sinal em laranja, o comparador altera sua saída para nível lógico baixo (0 V). Uma captura da saída do filtro externo (H) do sistema é apresentada na Figura 5.10, onde é possível observar com clareza as duas frequências utilizadas na modulação. A Figura 5.11 destaca o sinal na saída do comparador, onde é possível observar que a mesma acompanha os níveis da curva em azul apresentada na Figura 5.9, indicando que o comparador está operando como esperado.

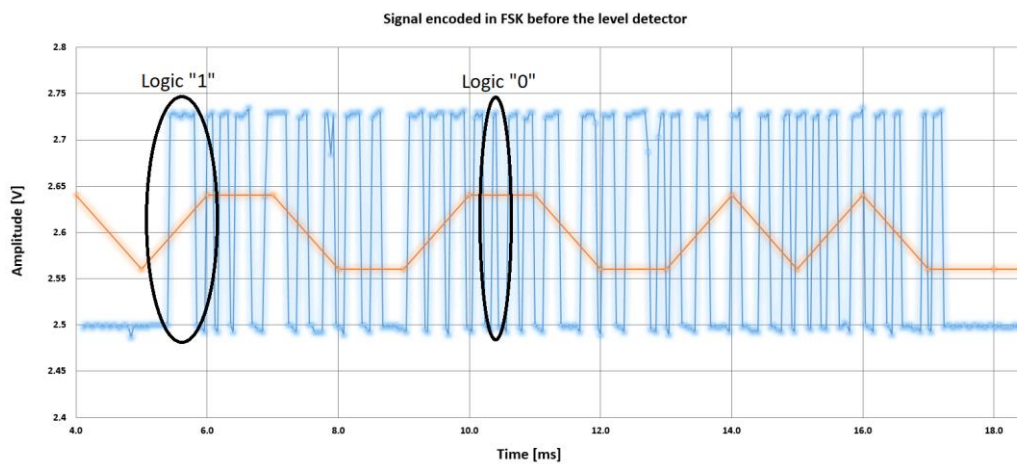


Figura 5.9 – Forma de onda na entrada da placa *outside block*, medido com o osciloscópio DSO1072B. Nível médio de tensão de comparação em laranja e dados digitais modulados em FSK em azul. As elipses pretas ilustram os pontos onde é possível ver a modulação digital do sinal modulado em FSK.

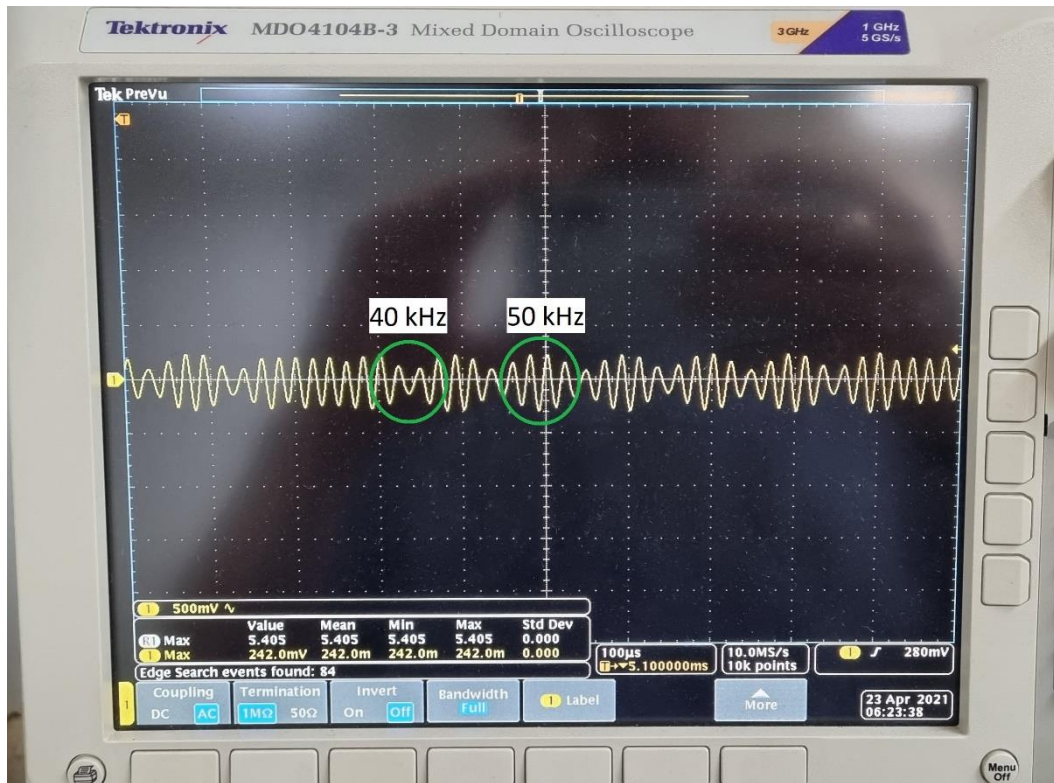


Figura 5.10 – Forma de onda na saída do filtro externo (H) , medido com o osciloscópio MDO4104B-3.

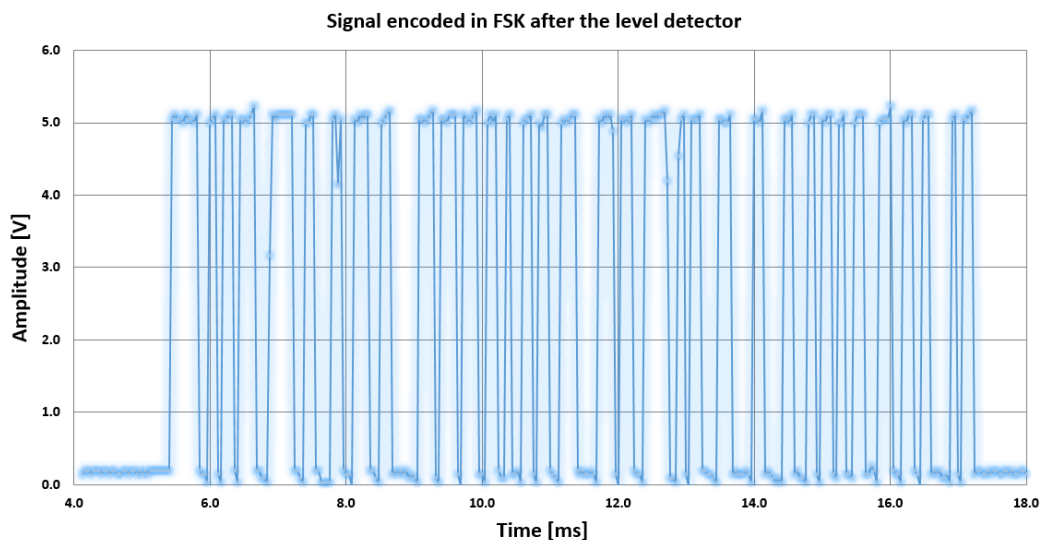


Figura 5.11 – Forma de onda na saída do comparador de tensão, medido com o osciloscópio DSO1072B.

No experimento, foi possível comprovar que o circuito é capaz de transmitir e receber dados e energia, transmitidos através do canal acústico formado pela placa plana de aço de 15 mm. Durante os testes realizados, a taxa máxima alcançada foi de 19200 bps, suficientemente rápida para realizar uma leitura de cada sensor sem que os dados fiquem defasados no tempo. O experimento foi capaz de manter esta

taxa de transferência estável por cerca de 2 h 30 min, com uma taxa de erro de 5 % dos dados transmitidos. Na Figura 5.12 é apresentado um caso onde o sistema não conseguiu realizar a decodificação correta do sinal. Os dados que foram corrompidos podem ter sua validade verificada pelo algoritmo, que processa a demodulação FSK. Um caso onde o sistema conseguiu decodificar os dados corretamente é apresentado como exemplo na Figura 5.13, tratando-se da mesma mensagem apresentada na Figura 5.12. Nota-se diferenças entre esses sinais nos seguintes instantes: 0,00634, 0,01178, 0,01376, 0,0160 e 0,0183 ms, marcados pelos círculos verdes, onde observa-se que os dados transmitidos foram corrompidos.

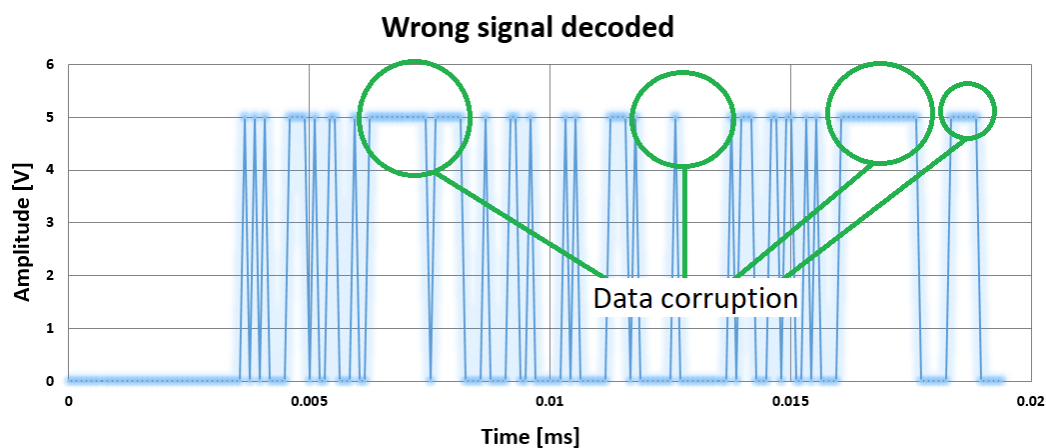


Figura 5.12 – Sinal que não pode ser decodificado, medido com osciloscópio DSO1072B. Círculos verdes ilustram instantes onde os dados foram corrompidos.

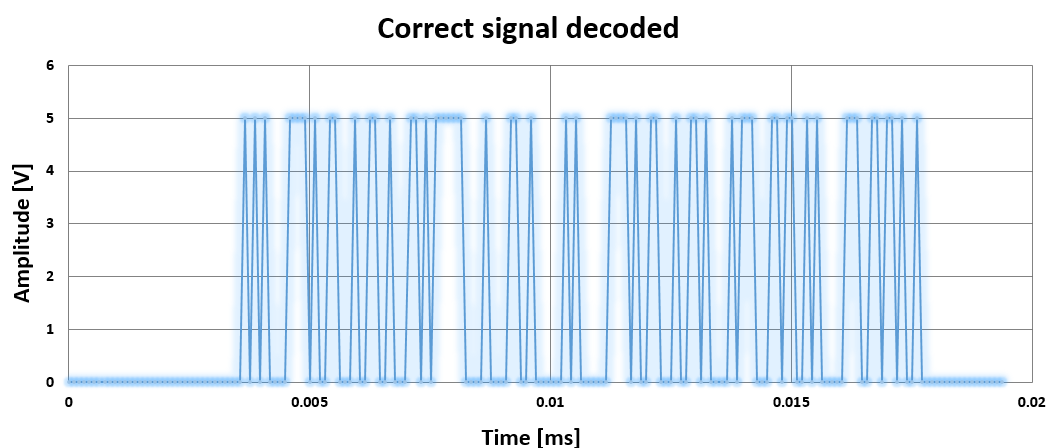


Figura 5.13 – Sinal decodificado corretamente, medido com osciloscópio DSO1072B.

5.3

Canal acústico com duas camadas metálicas separadas por uma camada de fluido

O terceiro experimento foi realizado utilizando a montagem apresentada na Figura 5.14. Trata-se de um banho térmico (LAUDA® Modelo Master EDITION X) com controle de temperatura, onde o fluido (composto de PARAFLU® e água destilada, em uma proporção de uma parte de PARAFLU® para cinco partes de água destilada, a fim de garantir a não oxidação dos componentes submersos) foi mantido a 25 °C, a fim de garantir a repetibilidade dos testes. Um diagrama ilustrando a composição de cada parte do canal acústico é apresentado na Figura 5.15.

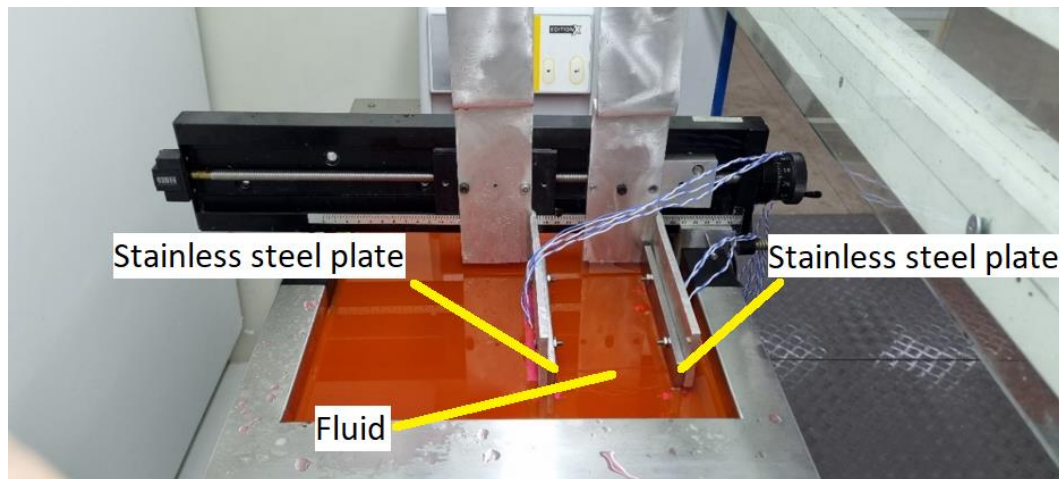


Figura 5.14 – Montagem do banho térmico

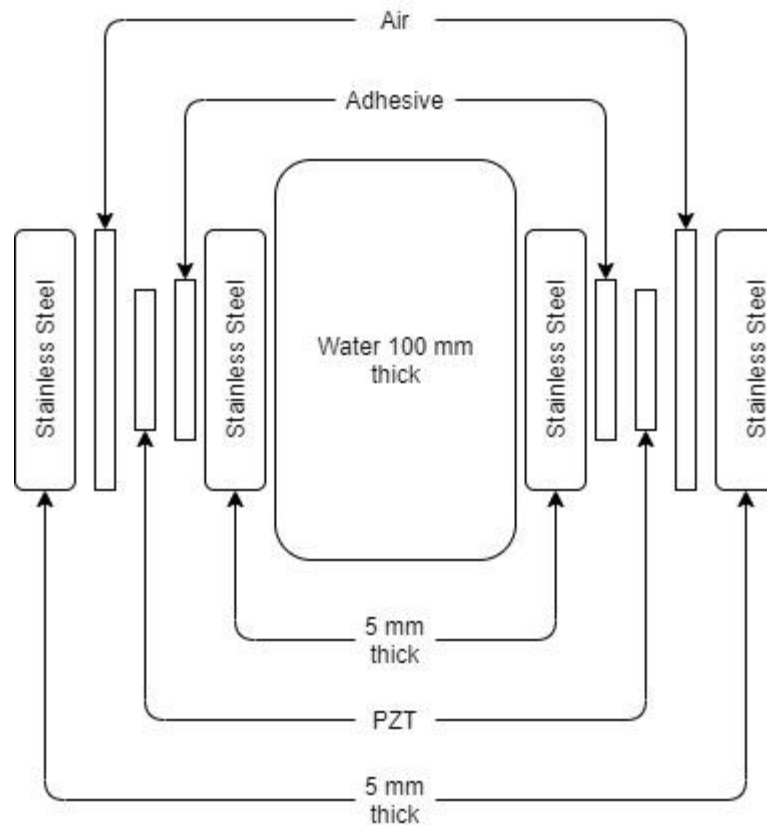


Figura 5.15 – Diagrama do sistema montado no banho térmico.

Devido à elevada perda de inserção do canal acústico, como pode ser observado na Figura 5.16, onde no melhor caso a perda chega a atingir -8,19 dB em 946,58 kHz, formado por duas camadas de aço inoxidável mais uma camada de água, o circuito não conseguiu realizar a transferência de dados. O sinal na entrada do comparador do *outside block* mostrou-se muito ruidoso como pode ser observado na Figura 5.17, onde na região destacada como ruído, é possível notar as reflexões que ocorrem no canal acústico durante a transmissão ultrassônica, além da presença do sinal da portadora. Dessa forma, não foi possível demodular os dados vindos do circuito *inside block* propagados pelo canal acústico.

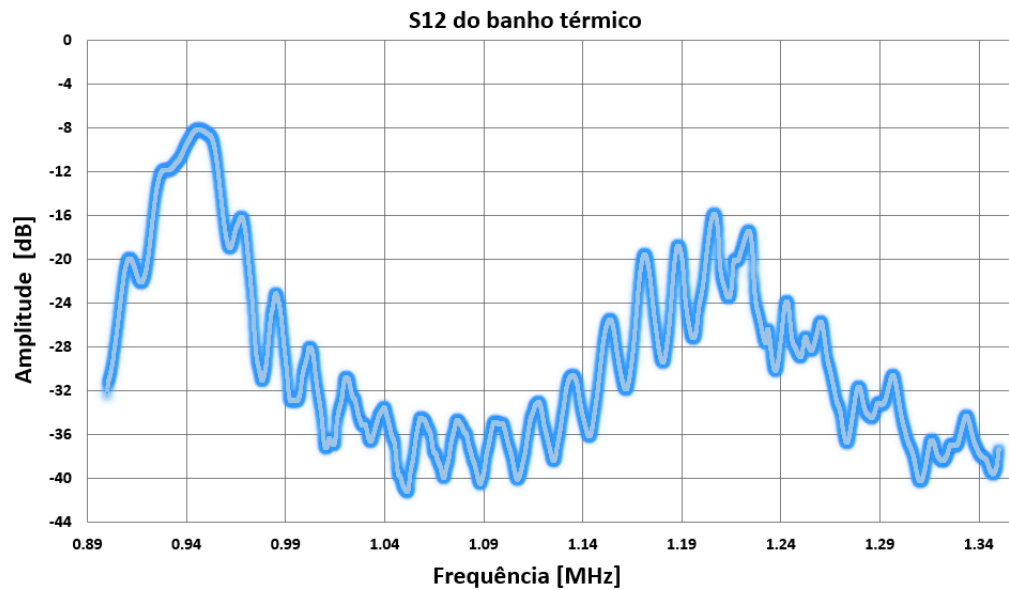


Figura 5.16 – Resposta em frequência para S12 do banho térmico, medido com o analisador de rede E5063A.

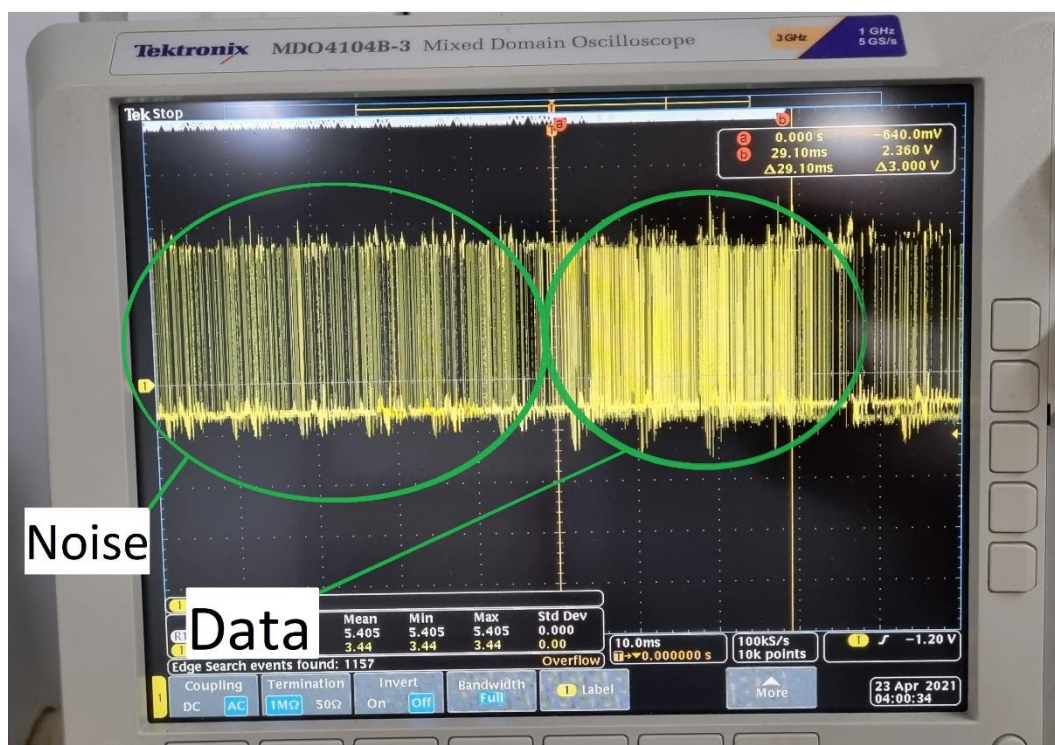


Figura 5.17 – Ruído na entrada do comparador do circuito outside block, com o canal acústico no banho térmico.

A fim de contornar a elevada perda de inserção intrínseca do canal acústico, o filtro para a entrada do *outside block* foi reprojeto a fim de elevar o ganho na faixa de frequência de interesse (40 e 50 kHz, frequências utilizadas na modulação FSK dos dados). O projeto desse filtro é apresentado na seção 3.3.1 Busca pela maior largura de banda do canal. O filtro também atuou atenuando os

sinais das frequências indesejadas (sinal da portadora utilizada na transmissão dos dados), a curva de sua resposta em frequência é apresentada na Figura 4.25, e uma explicação detalhada de seu funcionamento na seção 4.2.8 Subcircuito filtro externo (H). O sinal presente na saída do comparador do detector do *outside block* é apresentado na Figura 5.18, onde é possível notar a presença ainda considerável de ruído, presente na comunicação, mesmo depois de ter sido aplicado um filtro ativo especializado.

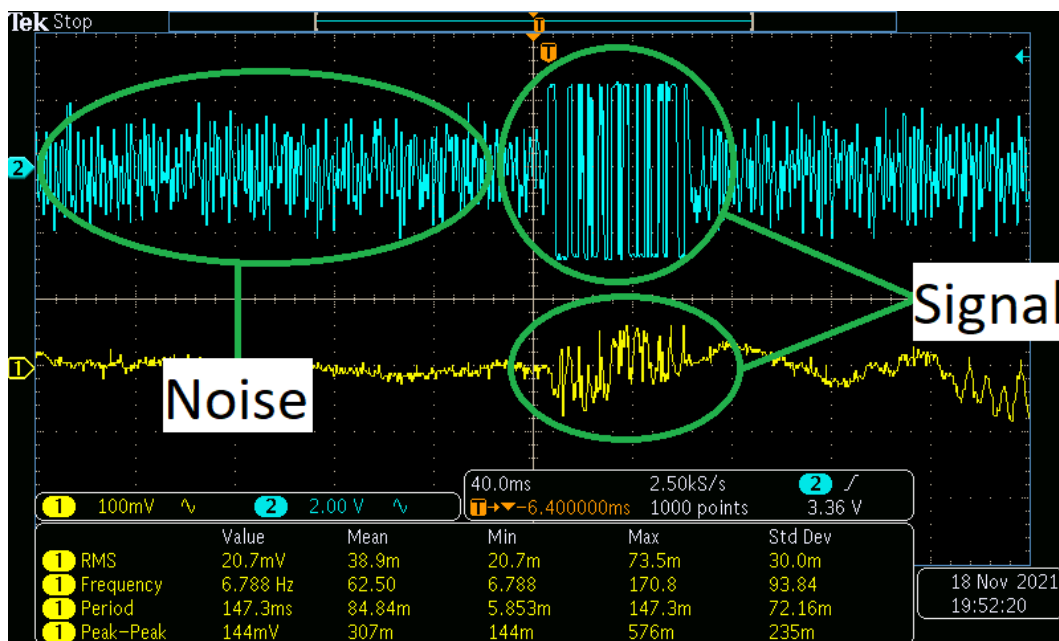


Figura 5.18 – Saída do comparador presente no *outside block* para o sistema no banho térmico, após a aplicação do novo filtro. Sinal na entrada do comparador de tensão em , e sinal na entrada do filtro externo, medido com osciloscópio MDO4104B-3.

A Figura 5.19 mostra o sistema completo em funcionamento, com os dados sendo recebidos pelo computador. Essa figura evidencia as seguintes partes:

- Fonte de alimentação (a) – Alimenta o circuito *outside block* (c) e o amplificador de potência (b).
- Amplificador de potência (b) – Amplifica o sinal de portadora gerado pelo circuito *outside block* (c), o qual aciona o transdutor do *outside block* (f).
- Circuito *outside block* (c) – Recebe os dados vindos do canal acústico formado pelo sistema inserido no banho térmico (d), e envia para o computador (g).

- Canal acústico banho térmico (d) – Formado por duas placas de aço de 5 mm e uma camada de 100 mm de água + PARAFLU®, em uma relação de 5:1.
- Circuito *inside block* (e) – Realiza a leitura do sensor de pressão e temperatura (f), modula os dados em forma de um sinal FSK, e envia para o canal acústico banho térmico (d).
- Sensor de pressão e temperatura (f) – Lê as grandezas de pressão e temperatura.
- Computador (g) – Exibe os dados vindos do circuito *outside block* (c).
- Circuito filtro externo (h) – Filtra o sinal vindo do transdutor *outside block* a ser aplicado ao circuito *outside block* (c).

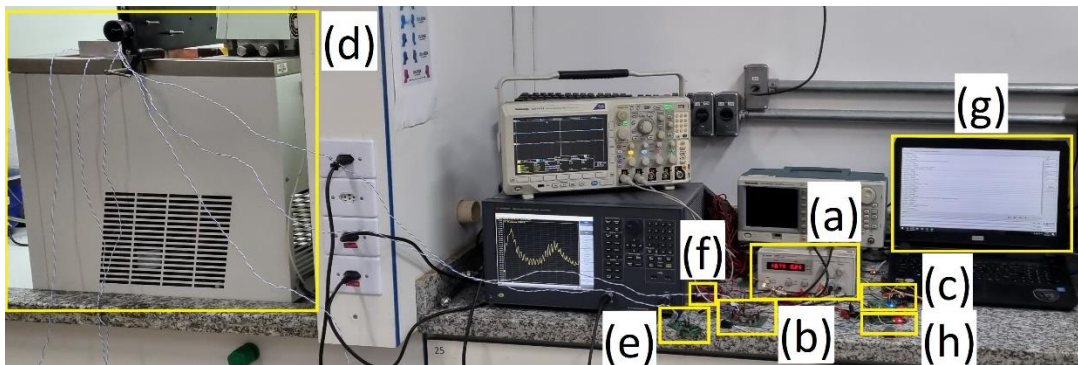


Figura 5.19 – Sistema completo em funcionamento, para o canal acústico formado pela combinação de camadas de múltiplos materiais.

Uma vez que o sinal passou a ser detectado, o sistema ficou estável, operando por 2 h e 30 min, apresentado erro de 12 % na recepção dos dados; os controles automáticos de ganho e de portadora (apresentados nas seções 4.3 Inovador controle automático de ganho e 4.4 Inovador controle de portadora transmitida, respectivamente), foram desativados durante esse teste.

5.3.1 Controle automático de ganho

Para demonstrar o funcionamento do sistema de controle de ganho automático de recepção, o circuito foi inicialmente ligado em sua configuração padrão onde o ganho do PGA (apresentado anteriormente na seção 4.2.4.1

Sistema de controle de ganho do *outside block*) é unitário. A montagem utilizada para este experimento foi a mesma apresentada na Figura 5.15. O algoritmo responsável detectou que o pino de recepção do sinal modulado em FSK estava travado em nível lógico zero como pode ser observado na Figura 5.20, onde a curva laranja representa o sinal (multiplicado por um fator de 10 vezes para melhor visualização) presente no pino 3 de U4, que é parte do circuito de recepção (apresentado anteriormente na Figura 5.15), e a curva azul representa o sinal no pino 1 de U4, ou seja, na saída do comparador. Assim, o microcontrolador (F-2) contido no *outside block* enviou comandos para o PGA, fazendo com que esse aumentasse seu ganho de amplificação, passando de unitário para 2 vezes (em 88,1 us), seguido de um novo aumento para 4 vezes (em 162,7 us). É possível observar também na Figura 5.20 que o sinal da saída do comparador só passou a acompanhar os níveis na entrada no momento que esses passaram a apresentar amplitude suficiente para serem detectados pelos circuitos internos do comparador.

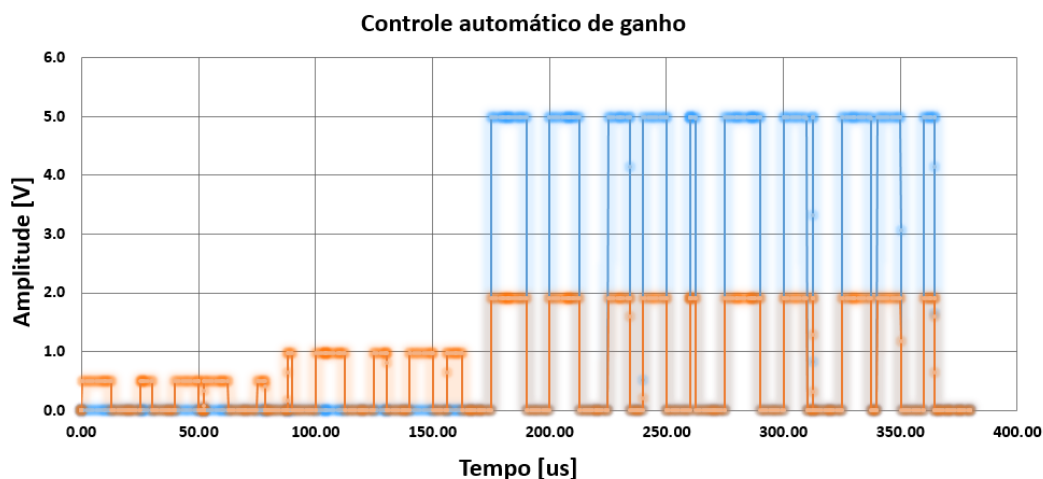


Figura 5.20 – Atuação do controle automático de ganho. Obtido utilizando osciloscópio DSO1072B. Sinal aplicado a entrada do comparador de tensão em laranja, e sinal na saída do comparador em azul.

Uma vez que o sinal passou a ser detectado, o sistema ficou estável e com o ganho fixo igual a quatro, operou por 2 h e 30 min, apresentado erro de 5 % na recepção dos dados. O controle automático de portadora estava desativado durante esse teste (apresentado na seção 4.4 Inovador controle de portadora transmitida).

5.3.2

Controle automático de portadora

O teste de verificação para o controle automático de portadora foi realizado partindo do circuito não energizado. Para esse teste foi utilizada a montagem no banho térmico com o canal acústico tendo as mesmas características apresentadas anteriormente na Figura 5.15. O sistema foi programado para iniciar seu funcionamento sempre fornecendo a menor amplitude de portadora, e aumentá-la conforme demanda do circuito *inside block*. A Figura 5.21 mostra o sinal sobre o transdutor do *outside block* (curva em azul) desde o primeiro instante após os circuitos terem sido energizados.

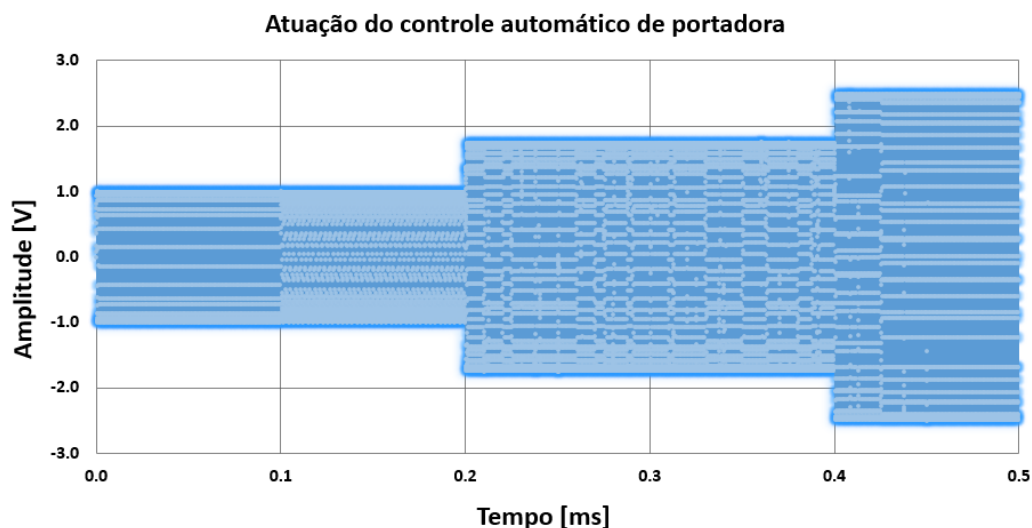


Figura 5.21 – Sistema aumentando gradativamente a quantidade de portadora enviada. Obtido utilizando osciloscópio DSO1072B.

Assim que o sistema foi energizado, o algoritmo aumentou gradativamente a amplitude da portadora enviada ao transdutor do *outside block*. A Figura 5.22 apresenta a última atuação do algoritmo (curva em amarelo), onde a amplitude fornecida pelo circuito amplificador de potência (G) ao transdutor do *outside block* atinge o nível de tensão suficiente para suprir as necessidades do circuito *inside block*. Também é possível observar na Figura 5.22 que os pulsos da modulação FSK aparecem após 0,2 ms, instante em que a quantidade de energia enviada ao *inside block* passa a ser suficiente para este último entrar em pleno funcionamento.

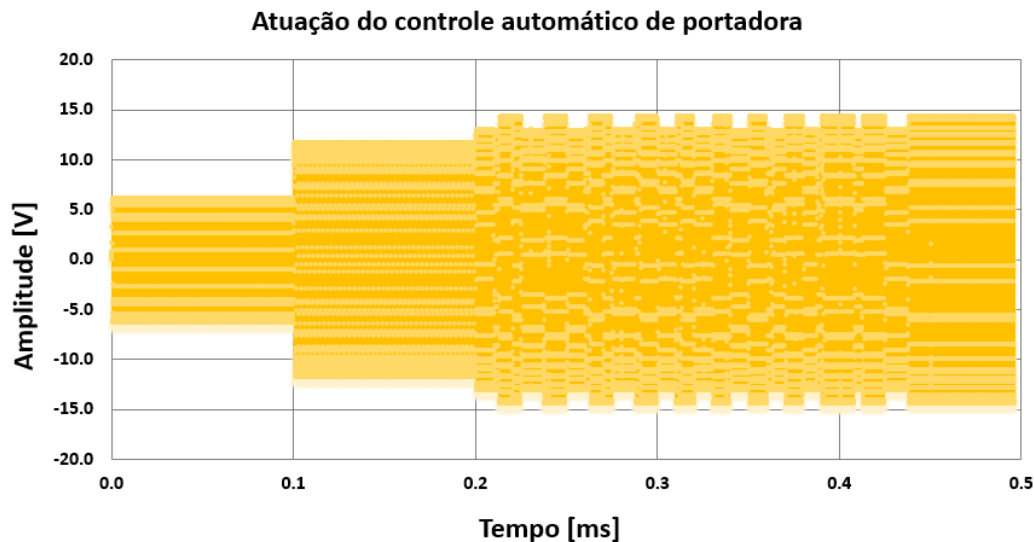


Figura 5.22 – Última atuação do controle automático de portadora. Obtido utilizando osciloscópio DSO1072B.

Depois da correção, o circuito operou por 2 h e 30 m, apresentando falha de 15 % na recepção dos dados. Apesar de ter havido um aumento de 5 % para 15 % na ocorrência de falhas na transmissão de dados, o circuito apresentou ganho significativo com a redução do consumo total de energia, passando de 2,6 W para 1,2 W, quando comparado ao próprio sistema sem nenhum dos dois controles ativados. O controle automático de ganho (apresentado na seção 4.3 Inovador controle automático de ganho) foi desativado durante esse teste.

5.4

Análise comparativa dos testes

Nessa seção é apresentada a análise comparativa em termos de taxa de erro na transferência de dados e consumo médio de energia apresentado pelo sistema em suas distintas configurações de operação. Os dados resumidos de cada teste são apresentados na Tabela 5.1, onde é possível verificar o desempenho em cada uma das situações em que o sistema foi ensaiado.

Tabela 5.1 – Comparativo entre os testes realizados

Montagem	Controle automático de portadora	Controle automático de ganho	Duração do teste	Taxa de erro na decodificação	Consumo médio do sistema
Placa plana	desativado	desativado	2 h 30 min	5 %	2,7 W
Banho térmico	desativado	desativado	2 h 30 min	12 %	2,6 W
Banho térmico	desativado	ativado	2 h 30 min	5 %	2,6 W
Banho térmico	ativado	desativado	2 h 30 min	15 %	1,2 W

É possível notar que os sistemas de controle automático de portadora e controle automático de ganho, representaram uma redução na taxa de erro da decodificação, que se traduz na taxa de erro da transferência de mensagens, bem como no consumo médio de energia. Quando o sistema opera com o controle automático de portadora, eventualmente o sistema reduz erroneamente o ganho, devido a falha de sincronização do *inside block* em relação ao *outside block*, assim é possível observar que a taxa de erro é ligeiramente menor quando esse sistema é desativado. A redução mais expressiva em termos de erro na transmissão de dados observados na Tabela 5.1, trata-se do teste onde o sistema de controle automático de ganho é ativado, fazendo com que o sistema passe a corrigir automaticamente a amplitude do sinal que é utilizado na interpretação dos dados transmitidos pelo circuito *inside block*.

Durante os testes o sistema no banho térmico apresentou uma taxa de erro de 12 %. É possível notar que quando o sistema de controle de ganho automático é ativado esse erro é reduzido para 5 %, representando uma melhora de 50 % na taxa de erro, sem que houvesse nenhuma alteração no consumo de energia, que se mantem em 2,6 W. No que diz respeito ao desempenho no controle do consumo médio de energia, uma vez que o sistema de controle automático de portadora foi ativado, houve uma redução de 2,6 W para 1,2 W no consumo total do sistema, representando uma redução de 53,15 %. No entanto, é possível notar que a taxa de erro passou de 12 % para 15 %, o que representa um aumento de 25 %. Assim, dependendo da aplicação, pode-se optar por obter a melhor eficiência de transferência de energia ou de transferência de dados.

6 Conclusão

Nesta dissertação investigou-se o uso de modulação de dados em frequência, para realizar transmissão de dados em um canal acústico composto por duas camadas metálicas separadas por uma camada de fluido. Também foram apresentadas duas inovadoras técnicas de controle em sistemas de transmissão acústica, sendo uma de controle automático de ganho, e uma de controle automático da portadora transmitida. Esses controles contribuíram para uma redução significativa de consumo energético, significando maior eficiência na transferência do sistema, ou para uma menor taxa de erro de transmissão de dados.

Inicialmente, simulações computacionais, utilizando a linguagem SPICE, foram realizadas a partir de um modelo construído, com base na analogia acusto-elétrica. Foi apresentado o modelo e suas características, como as curvas dos parâmetros S. O modelo foi então alimentado com as características reais do sistema a ser avaliado experimentalmente. As simulações comprovaram ser factível a transferência de dados através da modulação por impedância do transdutor. Foi observado que, devido à disponibilidade do canal acústico (uma vez que os dados são transmitidos em alta velocidade a cada 500 ms), o circuito *inside block* pode ter toda a energia demandada para seu funcionamento fornecida integralmente através do canal.

Em seguida, foi desenvolvido um circuito eletrônico capaz de receber e transmitir dados e energia entre os dois lados do sistema simultaneamente, a energia transferida foi capaz de alimentar um sensor de pressão e temperatura e um microcontrolador responsável, para transmitir os dados através do canal acústico a uma taxa de 19200 bps. O canal acústico utilizado composto por duas camadas de aço separadas por uma camada de fluido, transmitindo dados e energia simultaneamente. Cada camada de aço possui 5 mm de espessura e a camada de fluido 100 mm. A taxa de transmissão obtida representa um aumento de duas vezes em relação a trabalhos anteriores [18, 22, 41, 47]. O sistema desenvolvido apresentou uma taxa de erro na transferência dos dados de 5 %, ao utilizar o inovador de controle automático de ganho, representando uma melhora de mais de 50 % em relação a iteração com o controle desativado. Em outro teste, mostrando-se que o sistema foi capaz de operar com um consumo médio total de 1,2 W,

representando uma redução de 53,15 % no consumo, mantendo a mesma velocidade de transferência de dados, porém com um aumento na taxa de erro para 15 %, utilizando o sistema de controle automático de portadora. O consumo médio do *inside block* ficou em aproximadamente 66 mW, o que representa uma eficiência de 5,5 % na transferência de energia.

Os resultados aqui apresentados indicam que o sistema tem forte potencial para ser empregado em aplicações reais, tal como no monitoramento da cimentação de poços de petróleo, onde a parte denominada *inside block* do sistema fica inacessível após a estrutura do poço ser instalada.

6.1

Trabalhos futuros

Este trabalho proveu ferramentas para o desenvolvimento de modems de comunicação acústica, que operem de forma passiva, sem serem diretamente alimentados por uma fonte de energia. No entanto, pode-se sugerir continuações, tais como:

- Realizar testes com os sistemas de controle automático de ganho e controle automático de portadora simultaneamente no banho térmico, observando o consumo e a taxa de erro de transmissão.
- Realizar testes com os sistemas de controle automático de ganho e controle automático de portadora simultaneamente na placa plana de aço, observando o consumo e a taxa de erro de transmissão.
- Desenvolver um sistema de energy harvesting, para reduzir ainda mais o consumo de energia do circuito *inside block*.
- Desenvolver um sistema de controle dinâmico da frequência da portadora aplicada do lado *outside block*, de modo a obter a melhor transferência de energia.
- Aplicar o sistema para mais sensores do mesmo tipo aqui apresentado e sensores dedicados a medição de outras grandezas.
- Melhorar os circuitos de filtro e amplificação, de modo a obter uma maior taxa de transferência de dados.
- Avaliar a possibilidade de implementar uma modulação OOK/FSK, a qual poderia facilitar a decodificação e possivelmente dobrar a largura de banda atingida neste trabalho.

- Avaliar o funcionamento do sistema proposto em uma aplicação real.
- Simular o comportamento de um demodulador analógico em linguagem SPICE, ou utilizando o *software* Proteus [137], uma vez que esse último permite incluir os circuitos digitais na simulação. Com isso observar-se-á o comportamento de todo o sistema em uma mesma simulação computacional.
- Avaliar a possibilidade de comunicação bidirecional para o sistema desenvolvido.
- Avaliar a capacidade máxima de transferência de energia do canal acústico proposto.

Referências bibliográficas

- [1] I. Khajenasiri, A. Estebsari e M. Verhel, “A Review on Internet of Things Solutions for Intelligent Energy Control in Buildings for Smart City Applications,” *In Energy Procedia*, vol. Volume 111, n° ISSN 1876-6102, pp. 770-779, 2017.
- [2] J. D. Krauss, *Electromagnetics*, 4th Edition: McGraw-Hill, 1992.
- [3] R. Hertel, “Theory of the inverse Faraday effect in metals,” *Journal of magnetism and magnetic materials*, vol. n. 1, n° 303.1 (2006): L1-L4., 2006.
- [4] C. C. Robinson, “Electromagnetic theory of the Kerr and the Faraday effects for oblique incidence.,” *JOSA* 54.10, vol. 54, n° 10, pp. 1220-1224.
- [5] K. Wanuga, M. Bielinski, R. Primerano, M. Kam e K. R. Dandekar, “High-data-rate ultrasonic through-metal communication,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 59, n° 9, pp. 2051-2053, Sep. 2012.
- [6] J. D. Ashdown, K. R. Wilt, T. J. Lawry, G. J. Saulnier, D. A. Shoudy, H. A. Scarton e A. J. Gavens, “A full-duplex ultrasonic through-wall communication and power delivery system,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 60, n° 3, pp. 587-595, March 2013.
- [7] J. Sharma, T. Cuny, O. Ogunsanwo e O. Santos, “Low-Frequency Distributed Acoustic Sensing for Early Gas Detection in a Wellbore,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, n° 5, 2021.
- [8] S. Hussain, M. R. Islam, E. Shakshuki e M. S. Zaman, “Agent-based Petroleum Offshore Monitoring Using Sensor Networks,” *International Conference on Database and Expert Systems Applications*, n° 17, p. 5, 2006.
- [9] T. Jadhav, S. Waghmare, D. Tigulwad e A. Deshmukh, “Wireless Boiler Parameter Monitoring In Power Plant Using Android App,” *International Journal of Applied Engineering Research*, vol. 14, n° 13, pp. 142-145, 2019.
- [10] S. Gao, X. Dai, Y. Hang, Y. Guo e Q. Ji, “Airborne Wireless Sensor Networks for Airplane Monitoring System,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2018.

- [11] D. Graham, J. Neasham e B. Sharif, “High bit rate communication through metallic structures using electromagnetic acoustic transducers,” *OCEANS 2009-EUROPE, 2009. OCEANS '09*, pp. 1-66, 2009.
- [12] H. Pinto, A. Braga e P. Gouvêa, “Well Integrity Monitoring: Challenges and Perspectives,” *OTC 24515*, 2013.
- [13] H. Xu, L. Zhao, C. Ma, D. Ma, Y. Chen e W. Huang, “Research on the protection technology of drilling and completion fluid in the reservoir of Lunnan area of Tarim oilfield,” *Key Laboratory of Oil and Gas Drilling and Production Engineering, IEEE*, nº Petroleum Engineering of college, 2013.
- [14] T. Murphy, “Ultrasonic Digital Communication System for a Steel Wall Multi-path Channel: Methods and Results,” *Master's thesis*, vol. Rensselaer Polytechnic Institute, 2006.
- [15] G. J. Saulnier, H. A. Scarton, A. J. Gavens, D. A. Shoudy, T. L. Murphy, M. Wetzel, S. Bard, S. Roa-Prada e P. Das, “Through-wall communication of low-rate digital data using ultrasound,” *Ultrasonics Symposium*, vol. Oct. 2006, pp. 1385-1389, 2006.
- [16] M. Kluge, T. Becker, J. Schalk e T. Otterpohl, “Remote acoustic powering,” *Sensors*, vol. Oct. 2008, pp. 41-44, 2008.
- [17] D. Shoudy, G. Saulnier, H. Scarton, P. Das, S. Roa-Prada, J. Ashdown e A. Gavens, “An ultrasonic through-wall communication system with power,” *Ultrasonics Symposium*, Vols. %1 de %2IEEE, Oct. 2007, pp. 1848-1853, 2007.
- [18] V. L. Takahashi, “Wireless ultrasonic energy and data transmission through fluid and metallic layers,” *Master thesis*, 2019.
- [19] T. Lawry, K. Wilt, S. Roa-Prada, J. Ashdown, G. Saulnier, H. Scarton, P. Das e A. Gavens, “A high-temperature acoustic-electric system for power delivery and data communication through thick metallic barriers,” *Proc.SPIE2011*, 2011.
- [20] S. R. Prada, “Modeling, Design and Temperature Characterization of an Ultrasonic through-Wall Communication System,” *Rensselaer Polytechnic Institute, Ann Arbor*, p. Order No. 3504526, 2010.

- [21] R. Chase, "Microcontroller Based Handheld Acoustic Communication & Power Delivery through Metallic Barriers," *Power Delivery through Metallic Barriers: Niskayuna*, pp. NY, USA, 2013.
- [22] S. Indriyanto e I. Y. M. Edward, "Ultrasonic Underwater Acoustic Modem Using Frequency Shift Keying (FSK) Modulation," *4th International Conference on Wireless and Telematics (ICWT)*, n° 4, p. 4, 2018.
- [23] T. Hosman, M. Yearly, J. K. Antonio e B. Hobbs, "Multi-tone FSK for ultrasonic communication," *IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference Proceedings*, n° Austin, TX, pp. 1424-1429, 2010.
- [24] T. Lawry, G. Saulnier, J. Ashdown, K. Wilt, H. Scarton, S. Pascarelle e J. Pinezich, "Penetration-free system for transmission of data and power through solid metal barriers," *In Proceedings of the Military Communications Conference*, Vols. %1 de %2Baltimore, MD, USA, pp. 389-395, 2011.
- [25] D. J. Graham, J. A. Neasham e B. S. Sharif, "Investigation of Methods for Data Communication and Power Delivery Through Metals," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 10, pp. 4972-4980, 2011.
- [26] P. Smalser, *Power transfer of piezoelectric generated energy*, US Patent 5,703,474, 1997.
- [27] Y. Hu, X. Zhang, J. Yang e Q. Jiang, "Transmitting electric energy through a metal wall by acoustic waves using piezoelectric transducers," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. vol.50, n° n. 7, pp. 773-781, July 2003.
- [28] Z. t. Yang, S. h. Guo, Y. t. Hu e J. s. Yang, "Modeling of power transmission through an elastic wall by piezoelectric transducers and acoustic waves," *Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications, SPAWDA 2008. Symposium*, pp. 93-97, 2008.
- [29] S. Sherit, B. Doty, M. Badescu, X. Bao, Y. Bar-Cohen, J. Aldrich e Z. Chang, "Studies of acoustic-electric feed-throughs for power transmission through structures," *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2006.

- [30] R. Welle, "Ultrasonic data communication system," *US Patent 5,982,297*, Nov. 9 1999.
- [31] D. Connor, G. Cummings e M. Star, "Acoustic Transformer with Non-Piezoelectric Core," *U.S. Patent 5,594,705 A*, 1997.
- [32] G. Saulnier, H. A. Scarton, A. J. Gavens, D. A. Shoudy, T. L. Murphy, M. Wetzel e P. Das, "P1G-4 Through-Wall Communication of Low-Rate Digital Data Using Ultrasound.," *IEEE Ultrasonics Symposium.*, pp. 1385-1389, 2006.
- [33] D. Shoudy, G. Saulnier, H. Scarton, P. Das, S. Roa-Prada, J. Ashdown e A. Gavens, "P3f-5 an ultrasonic through-wall communication system with power harvesting," *Ultrasonics Symposium*, pp. 1848-1853, 2007.
- [34] M. Kluge, T. Becker, J. Schalk e Otterpohl, "Remote acoustic powering and data transmission for sensors inside of conductive envelopes," *In Proceedings of the 2008 IEEE Sensors*, pp. 41-44, 2008.
- [35] Y. Li, J. Cui, G. Li, L. Liu, Y. Zheng, J. Zang e C. Xue, "An Optimal Design Method for Improving the Efficiency of Ultrasonic Wireless Power Transmission during Communication," *MDPI Sensors Basel*, p. 16, 2022.
- [36] D. Graham, "Investigation of Methods for Data Communication and Power Delivery through Metals," *Ph.D. Thesis*, nº University of Newcastle upon Tyne, Newcastle upon Tyne, UK, 2012.
- [37] O. T. Ruschel, *Princípios da comunicação digital*, EDIPUCRS, 1996.
- [38] S. Sherrit, B. Doty, M. Badescu, X. Bao, Y. Bar-Cohen, J. Aldrich e Z. Chang, "Studies of acoustic-electric feed-throughs for power transmission through structures," 2006.
- [39] P. Smalser, "Power transfer of piezoelectric generated energy," *US Patent 5,703,474.*, Dec. 30 1997.
- [40] G. Kennedy e B. Davis, *Electronic Communication Systems*, McGraw-Hill International, 1992.
- [41] Texas Instruments, "FSK Modulation and Demodulation With the MSP430 Microcontroller," p. 34, 1998.
- [42] J. Proakis, M. Salehi e G. Bauch, "Contemporary Communication Systems Using MATLAB," *Nelson Education: Toronto*, 2012.

- [43] O. Shaul e S. Doron, “Simultaneous backward data transmission and power harvesting in an ultrasonic transcutaneous energy transfer link employing acoustically dependent electric impedance modulation,” *School of Electrical Engineering, Tel-Aviv University, Tel-Aviv 69978, Israel*, p. 9 pp, 2014.
- [44] A. Heifetz, D. Shribak, X. Huang, B. Wang, J. Saniie, L. Fellow, J. Young, S. Bakhtiari e R. B. Vilim, “Transmission of Images With Ultrasonic Elastic Shear Waves on a Metallic Pipe Using Amplitude Shift Keying Protocol,” *IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL*, vol. Vol. 67, n° NO. 6, p. pp 9, 2020.
- [45] T. Yokoyama e H. Kubota, “Acoustic noise characteristics in position sensorless control for IPMSM based on EEMF and voltage injection synchronized with PWM carrier,” *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 604-609, 2015.
- [46] Y. Zhang, L. Liu, D. Sun, X. Liu, H. Cui e Z. Li, “Closed loop bi-directional broadband Doppler compensation and channel equalization for single carrier high-speed underwater acoustic communication,” *OCEANS*, 2015.
- [47] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. Hoboken, NJ: J. Wiley, 2005.
- [48] N. R. Franzen e R. A. Speciale, “A New Procedure for System Calibration and Error Removal in Automated S-Parameter Measurements,” *5th European Microwave Conference*, pp. 69-73, 1975.
- [49] Z. Pi e F. Khan, “An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, n° 6, p. 101–107, 2011.
- [50] “Measurement Parameters/S-Parameters,” [Online]. Available: http://www.av.it.pt/Medidas/Masurement_Parameters/S-Parameters.htm. [Acesso em 12 2021].
- [51] V. L. Takahashi, A. C. Kubrusly, A. M. B. Braga, S. M. M. Quintero, S. W. O. Figueiredo e A. B. Domingues, “Ultrasonic Power and Data Transfer through Multiple Curved Layers Applied to Pipe Instrumentation,” *Sensors*, vol. 19, n° 4074, p. 14, 2019.
- [52] S. Raghu, *Combinatorial Modulation and Coherent Demodulation of Bi-orthogonal M-ary Frequency Shift Keying*, Ohio, 2015.

- [53] S. Benedetto e E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications*, Springer, 1999.
- [54] J. B. Anderson, *Digital Transmission Engineering*, IEEE Press, 2005.
- [55] J. G. Proakis e M. Saleh, *Fundamentals of Communication Systems*, Pearson Higher, 2013.
- [56] F. A. Alder, Symbol assignment and performance of simplex signaling in high dimensional trellis coded modulation.
- [57] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, Pearson Education Limited, 2014.
- [58] D. O. A. S.-R. I. C. S. F. H.-R. D. TRANSMISSION, *ÁLVARO MARTÍN PRIETO*, Catalunya, 2017.
- [59] W. C. Lindsey e M. K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Courier Corporation, 1973.
- [60] N. Cheeke e J. David, *Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves*, Londres: CRC Press, 2002.
- [61] B. Christian, F.-K. Chang e Y. Fujino, *Enciclopedia of Structural Health Monitoring*, New York: John Wiley and Sons, 2012.
- [62] L. W. Schmerr, *Fundamentals of ultrasonic nondestructive evaluation*, Springer, 2016.
- [63] L. Arise, “Seismic waves and earth’s interior: P waves, S waves, L waves,” [Online]. Available: <https://lotusarise.com/seismic-waves-and-earths-interior/>. [Acesso em Fevereiro 2022].
- [64] Olympus Corporation, [Online]. Available: <https://www.olympus-ims.com/pt/applications-and-solutions/introductory-ultrasonics/introduction-flaw-detectio>. [Acesso em Fevereiro 2022].
- [65] L. E. Kinsler, F. A. R. C. A. B e J. V. Sanders, “Fundamentals of acoustics,” *Fundamentals of Acoustics, 4th Edition*, by Lawrence E. Kinsler, Austin R. Frey, Alan B. Crippens, James V. Sanders, p. 560, 1999.
- [66] L. W. Nagel e D. O. Pederson, “SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis),” *Memorandum No. ERL-M382*, 1973.
- [67] W. P. Mason, “Electromechanical transducers and wave filters,” 1948.

- [68] L. W. Nagel e D. O. Pederson, “SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis),” *Memorandum No. ERL-M382*, n° University of California, Berkeley, 1999.
- [69] C. Warwick, “Everything you always wanted to know about SPICE* (*But were afraid to ask),” *EMC Journal Nutwood UK Limited*, p. 27–29, 2009.
- [70] R. Krimholtz, D. Leedom e G. Matthaei, “New equivalent circuits for elementary piezoelectric transducers,” *Electronics Letters*, vol. 6, p. 398, 1970.
- [71] M. Redwood, “Transient performance of a piezoelectric transducer,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 33, p. 527, 1961.
- [72] W. M. Leach, “Controlled-Source Analogous Circuits and SPICE Models for Piezoelectric Transducers,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 41, n° 1, pp. 60-66, 1994.
- [73] J. v. Deventer, T. Lofqvist e J. Delsing, “PSpice simulation of ultrasonic systems,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 47, n° 4, p. 1014–1024, 2000.
- [74] A. Püttmer, P. Hauptmann, R. Lucklum, O. Krause e B. Henning, “SPICE model for lossy piezoceramic transducers,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 44, n° 1, pp. 60-66, 1997.
- [75] S. F. Hailu, “Power line communication based real time train tracking system for Addis Ababa light rail transit,” *Addis Ababa Institute of Technology*, p. 102, 2015.
- [76] B. A. Auld, *Acoustic fields and waves in solids*, Рипол Классик, 1973.
- [77] S. C. Chapra e R. P. Canale, *Métodos Numéricos para Engenharia*, McGraw Hill Brasil, ISBN 8-580-55011-4, 2011.
- [78] P. GmbH, “Piezo Actuators & Piezo Components from PI Ceramic,” Piezo Ceramic Technology, [Online]. Available: <https://www.piceramic.com/en/>. [Acesso em 12 2021].
- [79] H. Seki, A. Granato e R. Truell, “Diffraction Effects in the Ultrasonic Field' of a Piston Source and Their Importance in the Accurate Measurement of Attenuation,” *J. Acoust. Soc. Am*, vol. 28, n° 2, p. 230, 1956.

- [80] R. Bass, “Diffraction Effects in the Ultrasonic Field of a Piston Source,” *J.Acoust. Soc. Am.*, vol. 30, n° 7, p. 602, 1958.
- [81] Analog Devices, “ltspice simulator,” [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>.
- [82] S. Sherit e B. K. Mukherjee, “Characterization of Piezoelectric Materials for Transducers,” *Dielectric and Ferroelectric Reviews*, pp. 175-244, 2012.
- [83] Huntsman Corporation, Huntsman Corporation, 12 2021. [Online]. Available: <http://www.huntsman.com/corporate/a/Home>.
- [84] D. R. Lide, CRC Handbook of Chemistry and Physics. Section 14, Geophysics, Astronomy and Acoustics; Speed of Sound in Various Media, Boca Raton, Florida: CRC Press, 2003.
- [85] A. Ivannikov, A. Kozhevnikov e S. Tumkovskiy, “Methods of slew rate verification of operational amplifier macro model,” *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*., 2016.
- [86] “I2C Bus,” I2C Bus, [Online]. Available: <https://www.i2c-bus.org/specification/>. [Acesso em 10 2021].
- [87] NXP, “<https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN10216.pdf>,” NXP. [Online]. [Acesso em 10 2021].
- [88] I. Ali, S. H. Cho, D. G. Kim, M. R. U. Rehman e K. Lee, “A design of ultra low power I2C synchronous slave controller with interface voltage level independency in 180 nm CMOS technology,” *International SoC Design Conference (ISOCC)*, pp. 262-263, 2017.
- [89] P. Bagdalkar e L. Ali, “Interfacing of light sensor with FPGA using I2C bus,” *6th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS)*, pp. 843-846, 2020.
- [90] STMicroelectronics, “Turbo 2 ultrafast high voltage rectifier STTH1L06,” [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stth1l06.pdf>.
- [91] ONSEMI, “NCP1117 1.0 A Low-Dropout Positive Fixed and Adjustable Voltage Regulators,” 2021. [Online]. Available: onsemi.com/pdf/datasheet/ncp1117-d.pdf. [Acesso em 10 2021].

- [92] Linear Technology, “Wide VIN Range Buck-Boost Charge Pump with Watchdog Timer,” Linear Technology, 2016. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3246fa.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [93] Vishay Siliconix, “Si4946BEY Dual N-Channel 60-V (D-S) 175 °C MOSFET,” Vishay Siliconix, 2009. [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/73411/si4946be.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [94] H. Paul e H. Winfield, *The Art of Electronics*, Cambridge University Press, 2017.
- [95] M. N. Abdallah, T. K. Sarkar e M. Salazar-Palma, “Maximum power transfer versus efficiency,” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 183-184, 2016.
- [96] C. Desoer, “The maximum power transfer theorem for n-ports,” *IEEE Transactions on Circuit Theory*, vol. 20, nº 03, pp. 328-330, 1973.
- [97] J. C. McLaughlin e K. L. Kaiser, ““Deglorifying” the Maximum Power Transfer Theorem and Factors in Impedance Selection,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 50, nº 3, pp. 251-255, 2007.
- [98] M. Machnoor e G. Lazzi, “Wireless Power Transfer: Types of Reflected Impedances and Maximum Power Transfer Theorem,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, nº 10, pp. 1709-1713, 2020.
- [99] Vishay Siliconix, “Si2365EDS P-Channel 20 V (D-S) MOSFET,” Vishay Siliconix, 2013. [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/63199/si2365eds.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [100] ONSEMI, “BSS138 N-Channel Logic Level,” ONSEMI, 2021. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/bss138-d.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [101] M. Iremenko, “New analog and interface microcircuits from Microchip,” [Online]. Available: http://www.chipnews.ru/html.cgi/arhiv/03_05/7.htm. [Acesso em 10 2021].
- [102] X. Zha e Y. Yin, “The design rail-to-rail operational amplifier used in PGA,” *IEEE 9th International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification (ASID)*, pp. 61-65, 2015.

- [103] C.-P. Wu e H.-W. Tsao, “A 110-MHz 84-dB CMOS programmable gain amplifier with integrated RSSI function,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, n° 6, pp. 1249-1258, 2005.
- [104] Microchip Technology Inc., “Single-Ended, Rail-to-Rail I/O, Low Gain PGA,” Microchip Technology Inc., 2012. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21117b.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [105] C.-C. Hsu e J.-T. Wu, “A Highly Linear 125-MHz CMOS Switched-Resistor Programmable-Gain Amplifier,” *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 38, n° 10, pp. 1663-1670, 2003.
- [106] Microchip Technology Inc, “2.5V and 4.096V Voltage References,” Microchip Technology Inc, 2012. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21653c.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [107] Microchip Technology Inc, “Rail-to-Rail Input/Output, 10 MHz Op Amps,” Microchip Technology Inc, 2017. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/20001685e.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [108] W. Hongmin, j. Zhu, N. Xuwei e L. Dandan, “Design of PIC microcontroller-based high-capacity multi-channel data acquisition module,” *Proceedings of 2012 International Conference on Measurement, Information and Control*, pp. 685-688, 2012.
- [109] L. Cai, J. Quan, M. Ye, H. Quan e S. Quan, “Design of Single Fuel Cell Voltage Acquisition System Based on LTC6803-3s and PIC Microcontroller,” *34rd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC)*, pp. 95-99, 2019.
- [110] R. Das, A. Mandsorwale, P. P. Antony, R. G. H. Warriar e B. M. Kumar, “Angular measurement using MEMS digital gyroscope with PIC and LabVIEW interface for space applications,” *International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)*, pp. 1744-1747, 2013.

- [111] Microchip Technology Inc, “28-Pin Full-Featured, Low Pin Count Microcontrollers with XLP,” Microchip Technology Inc, [Online]. Available:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/PIC16F18455-56-Data-Sheet-DS40002038B.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [112] B.V. NXP, “SYSTEM MANAGEMENT I2C, I3C AND SPI SELECTOR GUIDE,” NXP B.V., [Online]. Available:
<https://www.nxp.com/docs/en/product-selector-guide/I2CSELECTORBROC.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [113] H., Andreas; Texas Instruments, “Application of Rail-to-Rail Operational Amplifiers,” *Mixed Signal Products*, nº SLOA039A, p. 16pp, December 1999.
- [114] B. Trump, “The Signal,” Texas Instruments, 2017. [Online]. Available:
<https://www.ti.com/lit/eb/slyt701/slyt701.pdf>. [Acesso em 10 2021].
- [115] Microchip Technology Inc., “PIC16(L)F15356/75/76/85/86 Full-Featured 28/40/44/48-Pin Microcontrollers,” 2016. [Online]. Available:
<https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/PIC16LF15356-75-76-85-86-Data%20Sheet-40001866B.pdf>.
- [116] Vishay Siliconix, “IRFZ44,” [Online]. Available:
<https://www.vishay.com/docs/91291/91291.pdf>.
- [117] Analog Devices, “Filter Wizar,” Analog Devices, [Online]. Available:
<https://tools.analog.com/en/filterwizard/>. [Acesso em 10 2021].
- [118] A. Devices, “Datasheet LT6220,” 2021. [Online]. Available:
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/622012fc.pdf>. [Acesso em 02/ 10/ 2021].
- [119] A. Designer. [Online]. Available: <https://www.altium.com/>.
- [120] Z. Xiao, D. Jin e N. Ge., “GLRT for Packet Detection With Practical Analog AGC,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, nº 4, p. 1749–1758, 2014.
- [121] X. Dai, J. Nie, B. Li, Z. Lu e G. Ou, “Performance of GNSS receivers with AGC in noise pulse interference,” *5th International Conference on Computer Science and Network Technology (ICCSNT)*, pp. 735-740, 2016.

- [122] H. Hwang e G. Y. Park, “Automatic gain control for ASM channel in maritime communication,” *International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, pp. 1267-1271, 2015.
- [123] A. R. Ximenes e J. W. Swart, “Analog automatic gain control (AGC) CMOS WLAN direct conversion receiver (DCR),” *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, pp. 185-190, 2011.
- [124] J. Liu, C. Feng, X. Suo e A. Yun, “Street Lamp Control System Based on Power Carrier Wave,” *International Symposium on Intelligent Information Technology Application Workshops*, pp. 184-188, 2008.
- [125] J. Wiart, C. Dale, A. V. Bosisio e A. L. Cornec, “Analysis of the Influence of the Power Control and Discontinuous Transmission on RF Exposure with GSM Mobile Phones,” *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, vol. 42, nº 4, pp. 376-385, 2000.
- [126] HW-group, “Hercules SETUP utility,” [Online]. Available: <https://www.hw-group.com/software/hercules-setup-utility>. [Acesso em 10 2021].
- [127] R. A. Hirakawa, “Interfaces Seriais,” 2005. [Online]. Available: http://sites.poli.usp.br/d/pcs2529/index_arquivos/serial.pdf. [Acesso em 10 2021].
- [128] J. Axelson, Serial port complete, Lakeview Research, 2000.
- [129] U. Comunicação, “Ultraceram.com.br,” UltraCeram, 2021. [Online]. Available: <http://ultraceram.com.br/>. [Acesso em 02/ 10/ 2021].
- [130] Labsis. [Online]. Available: <https://www.labsis.com.br/index.php/produtos/proteus>. [Acesso em 04 2022].
- [131] S. Chakraborty, K. Wilt, G. Saulnier, H. Scarton e P. Das, “Estimating channel capacity and power transfer efficiency of a multi-layer acoustic-electric channel,” *Proc. SPIE 2013*, vol. 8753, 2013.
- [132] H. Kawanabe, T. Katane, H. Saotome, O. Saito e K. Kobayashi, “Power and information transmission to implanted medical device using ultrasonic,” *J. Appl. Phys.* 40, 2001.

- [133] R. Guo, Z. Liang e A. Q. Huang, “A Family of Multimodes Charge Pump based DC–DC Converter With High Efficiency over Wide Input and Output Range,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº 11, pp. 4788-4798, 2012.
- [134] L. E. Kinsler, *Fundamentals of Acoustics*, 4, 2009.
- [135] P. Heitkamper, “Optimization of an acoustic echo canceller combined with adaptive gain control,” *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing.*, pp. 3047-3050, 1995.
- [136] P. Heitkamper e M. Walker, “Adaptive gain control for speech quality improvement and echo suppression,” *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 455-458, 1993.
- [137] O. Imoru, A. Jassal, H. Polinder, E. Nieuwkoop, J. Tsado e A. A. Jimoh, “An Inductive Power Transfer through metal object,” *1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, vol. Tainan, pp. 246-251, 2013.
- [138] Fitzgerald e Kingsley, *Máquinas elétricas*, Porto Alegre: Mc Graw Hill Education, 2014.
- [139] H. Zangl, A. Fuchs, T. Bretterkieber, M. Moser e G. Holler, “An Investigation on Wireless Communication and Power Supply Through Metal Tank Walls,” *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, nº Victoria, BC, pp. 1452-1457, 2008.
- [140] H. Zangl, A. Fuchs, T. Bretterkieber, M. J. Moser e G. Holler, “Wireless Communication and Power Supply Strategy for Sensor Applications Within Closed Metal Walls,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, nº 6, pp. 1686-1692, 2010.
- [141] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, Nova York: John Wiley and Sons, 2012.
- [142] A. H. Quazi e L. K. William, “Underwater acoustic communication,” *Communications Magazine*, nº 20, pp. 24-30, 1982.
- [143] A. Carovac, F. Smajlovic e D. Junuzovic, “Application of Ultrasound in Medicine,” *Acta Informatica Medica*, vol. 19, nº 3, pp. 168-171, 2011.

- [144] P. V e G. Lj., “Dijagnostika bolesnika gornjega abdomena ultrazvukom,” *U: Dijagnostika i diferencijalna dijagnostika u gastroenterologiji i hepatologiji*, pp. 329-370, 1981.
- [145] S. Arra, L. J., J. Heikkila e J. Vanhala, “Ultrasonic Power and Data Link for Wireless Implantable Applications.,” *2nd International Symposium on Wireless Pervasive Computing*, 2007.
- [146] R. Santos, J. Orozco, M. Micheletto, S. Ochoa, R. Meseguer, P. Millan e C. Molina, “Real-Time Communication Support for Underwater Acoustic Sensor Networks,” *Sensors*, vol. 17, nº 1629, 2017.
- [147] B. Pranitha e L. Anjaneyulu, “Review of research trends in underwater communications — A technical survey,” *International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, nº Melmaruvathur, pp. 1443-1447, 2016.
- [148] F. J. Cañete, J. López-Fernández, C. García-Corrales, A. Sánchez, E. Robles, F. J. Rodrigo e J. F. Paris, “Measurement and Modeling of Narrowband Channels for Ultrasonic Underwater Communication,” *Sensors*, vol. 16, nº 2, p. 256, 2016.
- [149] T. Lawry, “A High Performance System for Wireless Transmission of Power and Data Through Solid Metal Enclosures,” *Rensselaer Polytechnic Institute: Troy*, nº NY, USA, 2011.
- [150] S. Chakraborty, K. Wilt, G. Saulnier, H. Scarton e P. Das, “Estimating channel capacity and power transfer efficiency of a multi-layer acoustic-electric channel.,” *Proc. SPIE 2013*, p. 8753.
- [151] C. Liu, A. P. Hu e N. K. C. Nair, “Coupling study of a rotary Capacitive Power Transfer system,” *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1-6, 2009.
- [152] L. Ngo, M. Kluge, J. Sabater, J. Schalk, H. Seidel e U. Schmid, “LongTerm Performance of Ultrasonic T ransducers Used for Energy and Data Transmission,” *Proceedings of the 2008 2nd European Conference Exhibition on Integration Issues of Miniaturized Systems*, pp. 1-6, 2008.
- [153] M. Kluge, J. Sabater, J. Schalk, L. Ngo, H. Seidel e U. Schmid, “Wireless Sensing of Physical Parameters Inside Hermetically Enclosed Conductive

- Envelopes,” *Proceedings of the ASME 2007 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, p. 353–359, 2007.
- [154] K. Wilt, T. Lawry, H. A. Scarton, S. Roa-Prada, G. Saulnier, J. Ashdown, P. Das e J. Pinezich, “Mechanical Design Implications on Power Transfer through Thick Metallic Barriers Using Piezoelectric Transducers,” *In Proceedings of the ASME 2010 International Mechanical Engineering Congress & Exposition*, pp. 173-182, 2010.
- [155] K. Wilt, H. Scarton, S. Roa-Prada, G. Saulnier, J. Ashdown, T. J. Lawry, P. Das e A. Gavens, “Finite Element Modeling And Simulation of A Two-T ransducer Through-Wall Ultrasonic Communication System,” *Proceedings of the ASME 2009 International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, p. 579–589, 2009.
- [156] K. Wilt, T. Lawry, H. A. Scarton, S. Roa-Prada, G. Saulnier, J. Ashdown, P. Das e J. Pinezich, “Mechanical Design Implications on Power Transfer through Thick Metallic Barriers Using Piezoelectric Transducers,” *In Proceedings of the ASME 2010 International Mechanical Engineering Congress & Exposition,,* pp. 173-182, 2010.
- [157] T. Lawry, K. Wilt, H. Scarton e G. Saulnier, “Analytical modeling of a sandwiched plate piezoelectric transformer-based acoustic-electric transmission channel,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, p. 2476–2486, 2012.
- [158] T. Lawry, K. Wilt, S. Roa-Prada, J. Ashdown, G. Saulnier, H. Scarton, P. K. Das e J. D. Pinezich, “Electrical optimization of power delivery through thick steel barriers using piezoelectric transducers,” *Proc. SPIE 2010*, p. 7683, 2010.
- [159] T. Lawry, K. Wilt, S. Roa-Prada, J. Ashdown, G. Saulnier, H. Scarton, P. K. Das e A. Gavens, “A high-temperature acoustic-electric system for power delivery and data communication through thick metallic barriers,” *Proc. SPIE 2011*, p. 8035, 2011.
- [160] T. Lawry, G. Saulnier, J. Ashdown, K. R. Wilt, H. Scarton, S. Pascarelle e J. Pinezich, “Penetration-free system for transmission of data and power

- through solid metal barriers,” *Proceedings of the Military Communications Conference*, pp. 389-395, 2011.
- [161] T. Lawry, “A High Performance System for Wireless Transmission of Power and Data Through Solid Metal Enclosures,” *Rensselaer Polytechnic Institute: Troy*, 2011.
 - [162] T. Lawry, G. Saulnier, K. Wilt, J. Ashdown e H. Scarton, “Adaptive System for Efficient Transmission of Power and Data Through Acoustic Media,” *Patent 9,054, 826 B2*, 2012.
 - [163] E. Hobart, G. Allsup, D. Hosom e T. Baldassarre, “Acoustic modem unit,” *Proceedings of the OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition, Providence*, p. 769–772, 2000.
 - [164] R. Payton, “System for Acoustically Passing Electrical Signals through a Hull,” *U. S. Patent 6, 625,084 B1*, 2013.
 - [165] T. Murphy, “ Ultrasonic Digital Communication System for a Steel Wall Multipath Channel: Methods and Results,” *Rensselaer Polytechnic Institute: Niskayuna*, 2006.
 - [166] G. Saulnier, H. Scarton, A. Gavens, D. Shoudy, T. Murphy, M. Wetzel, S. Bard, S. Roa-Prada e P. Das, “Through-Wall Communication of LowRate Digital Data Using Ultrasound,” *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*,, p. 1385–1389, 2006.
 - [167] T. Hosman, M. Yeary e J. K. Antonio, “Design and Characterization of an MFSK-Based Transmitter/Receiver for Ultrasonic Communication Through Metallic Structures,” *IEEE Trans. Instrum. Meas*, p. 3767–3774, 2011.
 - [168] Y. Hu, X. Zhang, J. Yang e Q. Jiang, “Transmitting electric energy through a metal wall by acoustic waves using piezoelectric transducers,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 50, pp. 773-781, 2003.
 - [169] Z. Yang, S. Guo e J. Yang, “Transmitting electric energy through a closed elastic wall by acoustic waves and piezoelectric transducers,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, pp. 1380-1386, 2008.
 - [170] S. Moss, M. Konak, C. Phoumsavanh, K. Tsoi e I. Powlesland, “Acoustic Electric Feedthrough Demonstrator Mk-I,” *Air Vehicles Division: Canberra, Australia*, p. 24, 2009.

- [171] S. Moss, J. Skippen, M. Konak e I. Powlesland, “Footprint Reduction for the Acoustic Electric Feedthrough Technique,” *Air Vehicles Division, Defence Science and Technology Organization*, nº Commonwealth of Australia: Canberra, Australia, 2010.
- [172] S. Moss, C. Phoumsavanh, M. Konak, K. Tsoi, N. Rajic, S. Galea, I. Powlesland e P. McMahon, “Design of the acoustic electric feedthrough demonstrator mk-II,” *Rev. J. Inst. Mater. Eng. Aust*, nº 33, pp. 187-200.
- [173] S. Sherrit, M. Badescu, X. Bao, Y. Bar-Cohen e Z. Chang, “Efficient electromechanical network model for wireless acoustic-electric feed-throughs.,” *Proc. SPIE*, vol. 5758, pp. 362-372, 2005.
- [174] Z. Tong, P. Cao, P. Xu, D. Lv, D. Lu, J. He e Z. Hong, “A Charge-Pump-Based SIMO Buck-Boost DC-DC Converter with Three Operation Modes,” *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2021.
- [175] K. Martin e A. S. Sedra, “Optimum Design of Active Filters Using the Generalized Immittance Converter,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 24, nº 9, pp. 495-503, 1977.
- [176] W. K. Chen, *The Circuits and Filters Handbook*, pp 396-397: CRC Press, 2003.
- [177] Y. Dong, C. C. Boon, K. Yang, A. Zhou e X. Ding, “A Cross-Coupled Pair Regeneration Based dB-linear Programable Gain Amplifier With THD Enhancement,” *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, p. 5, 2021.
- [178] C. Liu, A. P. Hu e N.-K. C. Nair, “Coupling study of a rotary Capacitive Power Transfer system,” *IEEE International Conference on Industrial Technology*, nº Gippsland, pp. 1-6, 2009.
- [179] S. Arra, J. Leskinen, J. Heikkila e J. Vanhala, “Ultrasonic Power and Data Link for Wireless Implantable Applications,” *2007 2nd International Symposium on Wireless Pervasive Computing*, nº San Juan, 2007.
- [180] B. A. Bullen, F. Quaade, E. Olessen e S. A. Lund, “Ultrasonic reflections used for measuring subcutaneous fat in humans,” *Human Biology*, vol. 37, nº 4, pp. 375-384, 1965.

- [181] M. G. L. Roes, M. A. M. Hendrix e J. L. Duarte, “The effect of reflections on the performance of an acoustic energy transfer system,” *Energy Conversion Congress and Exposition ECCE*, p. pp. 388–393, 2012.
- [182] R. A. Booth, B. A. Goddard e A. Paton, “Measurement of fat thickness in man: a comparison of ultrasound, Harpenden calipers and electrical conductivity,” *British Journal of Nutrition*, vol. 20, nº 4, pp. 719-725, 1966.
- [183] M. A. Gutierrez-Estevez, U. Krueger, K. A. Krueger, K. Manolakis e J. V., “Acoustic channel model for adaptive downhole communication over deep drill strings,” *IEEE International Conference on Acousticss, Speech and Signal Processing, Vancouver*, pp. 4883-4887, 2013.
- [184] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, Second Edition.
- [185] J. D. Ashdown et, “A full-duplex ultrasonic through-wall communication and power delivery system,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 60, nº 3, pp. 587-595, March 2013.