

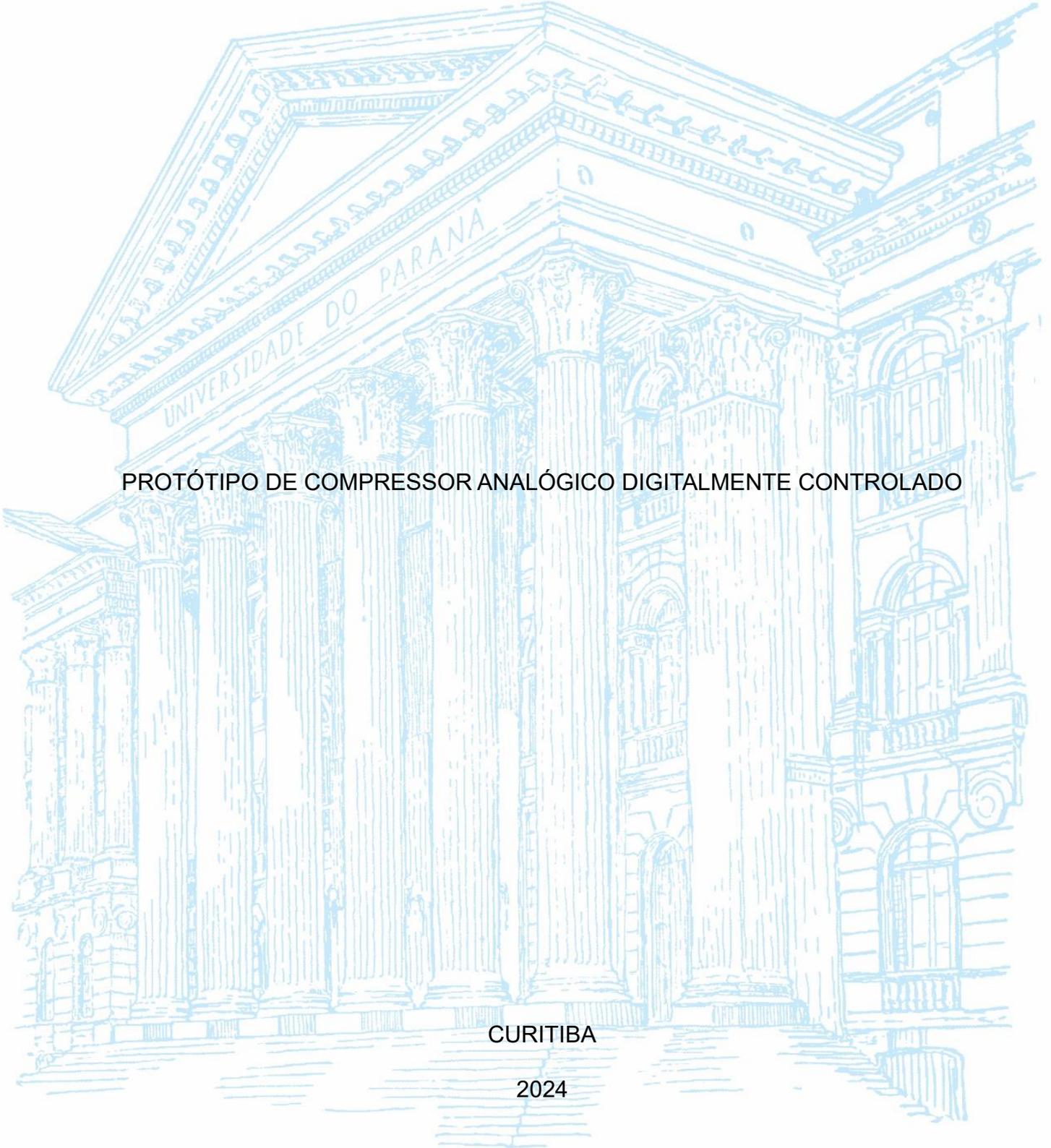
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

GABRIEL FRANCISCO NASCIMENTO CALDAS

PROTÓTIPO DE COMPRESSOR ANALÓGICO DIGITALMENTE CONTROLADO

CURITIBA

2024



GABRIEL FRANCISCO NASCIMENTO CALDAS

PROTÓTIPO DE COMPRESSOR ANALÓGICO DIGITALMENTE CONTROLADO

Relatório final do TCC II apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica, no Setor de Tecnologia, na Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à aprovação na disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso II do curso de graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica/Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Márlcio José do Couto Bonfim

CURITIBA

2024

RESUMO

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento de um compressor analógico digitalmente controlado. A abordagem adotada foi predominantemente qualitativa, explorando, descrevendo e avaliando o desempenho do protótipo construído. O circuito analógico foi implementado com componentes de baixo custo, utilizando o NE5532 como amplificador operacional e o AD633 como multiplicador analógico para controle de ganho. O controle digital foi realizado pelo microcontrolador ESP32. O esquemático foi projetado e simulado no LTSpice, e o layout da placa de circuito impresso (PCI) foi desenvolvido no EasyEDA, com foco em minimizar interferências. A PCI foi fabricada mecanicamente por fresagem com ferramentas disponíveis no laboratório do departamento de engenharia elétrica. O *software*, implementado na Arduino IDE, permitiu o controle dos parâmetros de compressão: tempo de ataque, tempo de liberação, razão e limiar; enquanto o ganho de compensação foi realizado de forma analógica. Testes e medições confirmaram uma relação sinal-ruído (SNR) de +72 dB e um distorção harmônica total (THD) de 0,16% na condição de máxima saída, com resposta plana de 20 Hz a 20 kHz. O compressor demonstrou tempos de ataque e liberação de até 10 ms, ganho de compensação até +15 dB e possibilidade de atuar como limitador devido a capacidade de se obter altas razões de compressão. Estudos futuros podem explorar a limitação da largura de banda para reduzir ainda mais o ruído.

Palavras-chave: compressão de áudio; eletrônica analógica; multiplicador analógico; processamento digital de sinais; sistemas analógicos controlados digitalmente.

ABSTRACT

This study presents the development of a digitally-controlled analog audio compressor. The adopted approach was predominantly qualitative, exploring, describing, and evaluating the performance of the constructed prototype. The analog circuit was implemented using low-cost components, with the NE5532 operational amplifier and the AD633 analog multiplier for gain control. Digital control was achieved with the ESP32 microcontroller. The circuit schematic was designed and simulated using LTSpice, and the printed circuit board (PCB) layout was developed in EasyEDA, focusing on minimizing interference. The PCB was mechanically fabricated through milling using tools available in the electrical engineering laboratory. The software, implemented in Arduino IDE, allowed control of the compression parameters: attack time, release time, ratio, and threshold; while gain compensation was performed analogically. Tests and measurements confirmed a signal-to-noise ratio (SNR) of +72 dB and a total harmonic distortion (THD) of 0.16% under maximum output conditions, with a flat frequency response from 20 Hz to 20 kHz. The compressor demonstrated attack and release times as low as 10 ms, gain compensation up to +15 dB, and the ability to act as a limiter due to its high compression ratios. Future studies may explore bandwidth limitation to further reduce noise.

Keywords: audio compression; analog electronics; analog multiplier; digital signal processing; digitally-controlled analog systems

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	7
1.1	OBJETIVOS	8
1.2	JUSTIFICATIVA.....	9
1.2.1	Potencial mercadológico do projeto.....	9
1.2.2	Resultados fundamentais a serem atingidos	10
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	11
2.1	DINÂMICA	11
2.2	CONCEITO DE COMPRESSOR.....	11
2.2.1	Comparações entre compressores e limitadores	12
2.3	PARÂMETROS DE COMPRESSÃO E ARTEFATOS	13
2.3.1	Constantes de tempo.....	13
2.3.1.1	Ataque	13
2.3.1.2	Liberação.....	14
2.3.2	Limiar.....	15
2.3.3	Razão	15
2.3.4	Ganho de compensação.....	16
2.4	TIPOS DE COMPRESSORES	16
2.4.1	Topologia	16
2.4.2	Elementos de controle de ganho	18
2.5	ESPECIFICAÇÕES TÍPICAS DE UM COMPRESSOR.....	20
2.6	AMPLIFICADORES OPERACIONAIS PARA ÁUDIO	22
2.6.1	Principais circuitos integrados empregados	27

2.7	MICROCONTROLADORES PARA ÁUDIO.....	28
2.8	TESTES E MEDIÇÕES	29
2.8.1	Resposta em frequência e importância do seno.....	30
2.8.2	Ruído.....	31
2.8.2.1	Relação sinal-ruído.....	31
2.8.3	Distorção	32
2.8.3.1	Distorção harmônica e THD	32
2.9	TESTES PARA COMPANSORES	33
2.9.1	Testes únicos para compansores	34
2.9.1.1	Linearidade entrada/saída.....	34
2.9.1.2	Características da dinâmica no tempo.....	35
3	METODOLOGIA DE DESENVOLVIMENTO	36
3.1	DESENVOLVIMENTO DA PARTE ANALÓGICA	36
3.2	PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR.....	38
3.3	MEDIÇÕES	40
4	RECURSOS NECESSÁRIOS	41
5	RESULTADOS	42
5.1	DIAGRAMA DE BLOCOS.....	42
5.2	ESQUEMÁTICO	44
5.2.1	Estágio de entrada.....	44
5.2.2	Estágio de controle de ganho via DAC	45
5.2.3	Estágio de detecção	46
5.2.4	Estágio de saída	47
5.3	PCI.....	48

5.4	ALGORITMO	52
5.5	MEDIÇÕES	55
5.5.1	Resposta em frequência.....	56
5.5.2	THD e SNR.....	57
5.5.3	Linearidade entrada/saída	59
5.5.4	Dinâmica.....	61
5.5.5	Teste com sinal de rádio	62
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	63
6.1	RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	63
	REFERÊNCIAS	65

1 INTRODUÇÃO

A compressão de áudio analógica é uma ferramenta fundamental na engenharia de som, essencial para moldar a dinâmica da música e da fala, possibilitando controle técnico e aprimoramento artístico. A técnica visa regular a faixa dinâmica (amplitude), destacando elementos mais silenciosos na mixagem.

O diferencial dos compressores analógicos reside no uso de circuitos analógicos, que possibilitam coloração única e texturas ricas. Com controles como limiar, razão, ataque e liberação, os compressores analógicos proporcionam uma maior qualidade musical e efeitos praticamente sem atrasos, sendo escolhidos por músicos, produtores e engenheiros por sua interface tátil e resposta imediata aos ajustes.

A compressão está no grupo dos processamentos que alteram a faixa dinâmica de um sinal, ou seja, diminuem ou aumentam a diferença entre picos e vales presentes. No caso do compressor, como o próprio nome sugere, comprimir um sinal é reduzir sua faixa dinâmica.

De amplo uso no áudio, porém não exatamente restrito a ele, os compressores são utilizados nas várias fases da produção e gravação. Não raramente, encontram-se diversos compressores, de diferentes tipos, ao longo da cadeia (ou, do fluxo) que um sinal em determinado canal percorre em um estúdio.

Há várias razões para comprimir um sinal, dentre elas:

- a) adequar a faixa dinâmica de um sinal à faixa do equipamento;
- b) aumentar o valor eficaz (RMS) do sinal, e, portanto, o volume percebido;
- c) evitar ceifamento (*clipping*) do sinal por sobrecarga do circuito, em outras palavras, proteger o estágio no qual o sinal será inserido;
- d) aproveitar ao máximo a faixa dinâmica sem passar dos limites pico-a-pico de tensão em transmissores AM/FM, por exemplo;
- e) aumentar inteligibilidade de sinais de voz;
- f) razões subjetivas, estéticas, presentes na produção e gravação de áudio, como:

- remover sons consonantais que produzem transitórios indesejados em uma linha vocal (*de-essing*);
- fazer com que o áudio soe mais “uniforme”, atenuando diferenças na dinâmica que porventura possam existir entre diferentes fontes de áudio.

Das razões citadas acima, uma em especial chama atenção: o aumento do volume percebido. O uso dos compressores com a função de aumentar o volume do áudio é um fenômeno que começou ao final da década de 80, como uma estratégia da indústria fonográfica para chamar a atenção dos consumidores. De lá para cá, o nível RMS das faixas sonoras de álbuns de relevância comercial subiu cerca de +4 dB (DERUTY; TARDIEU, 2010). O fenômeno é conhecido como “*loudness war*”.

Com tudo isso em mente, o presente trabalho trata do projeto de um compressor analógico, focado em processar sinais de áudio, controlado digitalmente através de um microcontrolador.

1.1 OBJETIVOS

- Objetivo Geral

Desenvolver protótipo de compressor analógico digitalmente controlado.

- Objetivos Específicos

- Projetar estágios analógicos com elementos adequados de baixo custo e alta disponibilidade;
- Utilizar microcontrolador de baixo custo para o controle digital;
- Definir leiaute da PCI considerando aspectos de compatibilidade eletromagnética (EMC);
- Implementar código que manipule parâmetros de compressão;
- Realizar testes e medições que validem o funcionamento do protótipo.

1.2 JUSTIFICATIVA

Esta seção secundária à introdução visa de forma sucinta mostrar a relevância e o porquê da escolha do tema, além de destacar as metas pretendidas.

1.2.1 Potencial mercadológico do projeto

Apesar do desenvolvimento das técnicas de processamento digital e da disponibilidade maior de recursos computacionais robustos, é fato que os equipamentos analógicos de áudio ainda hoje são utilizados. O maior exemplo disso talvez sejam os equipamentos valvulados: embora a válvula já tenha sido substituída pela eletrônica de estado sólido há um bom tempo, esses equipamentos ainda são usados por conta do seu timbre, geralmente adjetivado como “quente”.

Por outro lado, as técnicas de processamento digital de sinais (PDS) facilitam a implementação de diversas aplicações. Como exercício, basta comparar o custo e o tempo que se levaria para implementar um atraso de um segundo analogicamente com a forma de se fazer isso no domínio digital. Contudo, há diversas razões que explicam o porquê do processamento analógico não desaparecer. Algumas delas são:

- a) é inviável conectar um conversor analógico-digital (ADC) diretamente na saída de transdutores de baixo valor de saída, como por exemplo as cápsulas magnéticas presentes nos microfones e captadores de instrumentos musicais, tornando necessário o uso de pré-amplificadores analógicos de qualidade;
- b) a latência dos processos digitais pode causar problema quando o sinal trafega por diversos caminhos dentro do sistema;
- c) dependendo da circunstância, é mais econômico e conveniente usar um circuito analógico simples e de qualidade. Por exemplo, supondo que se quer ajustar o timbre de um sinal em nível de linha, é mais simples utilizar um equalizador analógico de qualidade do que ter o trabalho de converter para digital, realizar cálculos simples e voltar para o domínio analógico, tendo que supervisionar todo o processo com um microcontrolador;

- d) os emuladores digitais (*plug-ins*) não conseguem mimetizar todas as nuances sonoras dos equipamentos analógicos, porque estes variam sua resposta conforme a temperatura, uso, tempo, entre outros fatores.

Existem produtos analógicos digitalmente controlados que buscam conciliar essas características com a flexibilidade do processamento digital—como é o caso do compressor *Schwerkraftmaschine* feito pela Tegeler Audio Manufaktur. Esses equipamentos mantêm o sinal analógico ao longo do ramo principal do circuito, enquanto que os ramos secundários se encarregam de digitalizar esse sinal e controla-lo com base nas suas características. O presente projeto busca fazer isso, mantendo o sinal analógico desde a entrada até a saída, atendendo a um público que preza pela conveniência do digital sem abrir mão das características do analógico.

1.2.2 Resultados fundamentais a serem atingidos

O protótipo deve ser configurável, sendo capaz de executar as parametrizações mais comuns aos compressores analógicos, sendo elas:

- a) **tempo de ataque**: intervalo de tempo que o compressor leva para reduzir o ganho conforme a lei de controle, logo após o sinal exceder o limiar;
- b) **tempo de liberação** (*release/decay/recovery time*): intervalo de tempo que o compressor leva para restaurar o ganho, logo após o sinal excursionar abaixo do limiar;
- c) **limiar** (*threshold*): ponto a partir do qual, para um determinado nível da entrada, a saída passa a ser comprimida;
- d) **razão** (*ratio*): razão de compressão. Por exemplo, uma razão “2:1” significa que, passado o limiar, para cada aumento de +2 dB na entrada, a saída aumentará somente +1 dB;
- e) **ganho de compensação** (*make-up gain*): quando se fala em compressão, na grande maioria das vezes, esse parâmetro está sendo considerado implicitamente. É natural que ao comprimir o sinal ele tenha uma perda de volume, por isso os compressores vêm com um controle (geralmente intitulado “*output*”) para compensar isso com uma amplificação na saída.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esta seção faz uma recapitulação de conceitos chave e contribuições mais importantes ligadas ao trabalho e ao assunto com base no levantamento bibliográfico realizado.

2.1 DINÂMICA

Segundo Reese, Gross L. S. e Gross B. (2009, p. 149, tradução nossa), “quando mencionamos alcance dinâmico em um contexto de produção de áudio, estamos nos referindo ao alcance dos volumes de som com que o equipamento pode lidar”. Portanto, dinâmica pode ser entendida como a diferença entre os picos e vales de um determinado sinal. Como exemplo, a faixa dinâmica do ouvido humano fica em torno de +100 dB SPL, o que significa que podemos ouvir desde o craquelar de uma folha seca próxima ao ouvido até uma britadeira a 1 m de distância—já tendo passado do limiar de dano auditivo (+80 dB SPL) permanente e caminhando para a dor.

Os limites que determinam a dinâmica de um equipamento são dados por dois fatores:

- a) nível de ruído: sinal não pode ser tão baixo a ponto de estar contaminado por ruído ao ser processado;
- b) ceifamento: sinal não pode ser tão alto a ponto de ocorrer ceifamentos na forma de onda, levando a distorções elevadas (SELF, 2024).

2.2 CONCEITO DE COMPRESSOR

A ideia mais geral de um compressor é a de um dispositivo cujo trabalho consiste na redução da faixa dinâmica dos sinais por ele processados. Apesar das definições dadas na literatura sobre o assunto desaguarem nessa ideia, cada autor

dá sua definição focalizando certas funções nas quais a redução de dinâmica está presente conforme a aplicação.

Do ponto de vista de sistemas de rádio frequência, Sabin e Schoenike (1998, p. 22, tradução nossa) definem um compressor de volume como “um amplificador controlado por ganho que realiza médias de curto prazo do envelope do sinal de saída e ajusta o ganho numa tentativa de manter o nível constante”. Ainda segundo os mesmos autores, como consequência da saída com volume constante, ocorre uma redução da relação entre potência de pico e potência média, P_{pico}/\bar{P} , compensando as diferenças no nível de fala dos locutores e tornando a saída invariante à distância entre o falante e o microfone. Essas características contribuem para um aumento na inteligibilidade de transmissões de rádio.

Numa outra perspectiva, este trabalho se concentra em compressores como dispositivos para aumento de volume—função mais utilizada atualmente no âmbito do áudio. Quer-se com isso tornar implícito que se está considerando um ganho de compensação na saída toda vez que o termo “compressor” é utilizado neste texto.

Outro ponto importante que deve ficar claro para o leitor é que o termo “compressão” aqui utilizado se refere à compressão de nível. Isso deve ficar claro porque, conforme Elliott (2005, não paginado, tradução nossa) explica, “o termo compressão tem vários significados em áudio—há compressão de dados com perdas (e.g. MP3), compressão de dados sem perdas (e.g. um arquivo wave comprimido usando um programa para compactação) e compressão e/ou limitação de nível”.

2.2.1 Comparações entre compressores e limitadores

Por conta da razão de entrada e saída mais agressiva que o compressor, limitadores são utilizados como circuitos de proteção. Especificamente em rádio difusão, o amplificador de potência do transmissor é um equipamento grande e muito caro, por isso são utilizados limitadores na entrada desses amplificadores. Porém, não só em rádio difusão os limitadores são utilizados. Usam-se limitadores para evitar distorções por sobrecarga de circuitos (TC ELECTRONIC, 2001). Dessa forma, distorções em limitadores são mais toleradas que em compressores.

Ainda assim, limitadores são utilizados com propósitos estéticos. O propósito principal tanto dos compressores quanto dos limitadores continua sendo aumentar volume, haja vista que os limitadores são os grandes responsáveis pela guerra de volume vista hoje na indústria fonográfica.

2.3 PARÂMETROS DE COMPRESSÃO E ARTEFATOS

Nesta seção, são apresentados os principais parâmetros de um compressor e os artefatos que eles trazem para o resultado final, quando aplicável. Além disso, é importante salientar que “artefato” é entendido aqui como “material sônico acidental, desejado ou não, resultante do processamento”.

2.3.1 Constantes de tempo

Não basta simplesmente reduzir o volume do sinal controlado instantaneamente utilizando circuitos ceifadores (e.g. *clippers* feitos com diodos), porque desse jeito o som final soará horrível. Por isso, usam-se constantes de tempo para ajustar melhor a forma com que a redução de volume ocorre (BALLOU, 2015). Essas constantes de tempo são definidas via circuitos RC nos compressores analógicos.

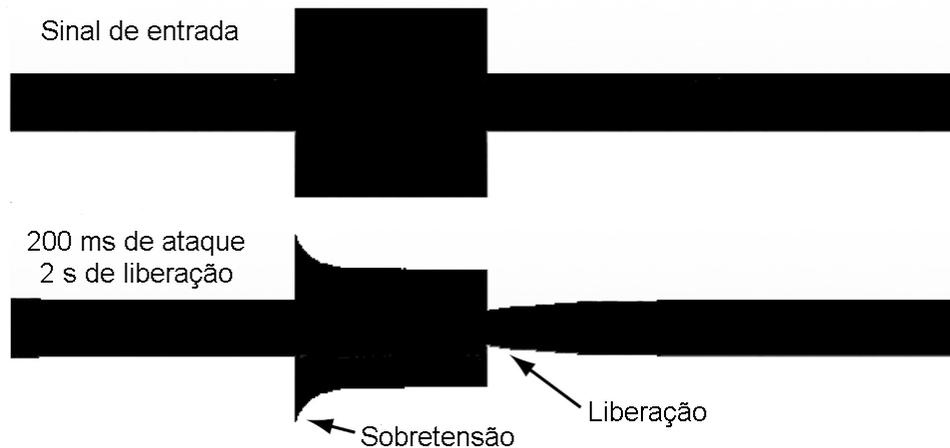
2.3.1.1 Ataque

“Uma vez que o sinal cruzou o limiar, o tempo de ataque é o montante de tempo necessário para que o ganho do sinal decresça na quantidade especificada pela razão de controle.” (TC ELECTRONIC, 2001, p. 9, tradução nossa).

Um ataque muito curto acaba retirando muita informação do sinal controlado, uma vez que o áudio tem inerentemente caráter transitório, podendo ser aproximado por uma exponencial negativa. Sobre isso, com base no GRÁFICO 1, Kadis afirma:

Sobretensão é o resultado da configuração do tempo de ataque, onde a amplitude aumentada da entrada não é reduzida ainda pelo circuito (ver figura abaixo). Isto comumente retém o caráter do som presente que identifica o tipo do instrumento ou fonte: uma quantidade surpreendente do caráter distintivo do som de um instrumento está contida no transiente inicial, então permitir algum tempo para o ataque é geralmente necessário. (KADIS, 2018, não paginado, tradução nossa).

GRÁFICO 1 – SOBRETENSÃO E LIBERAÇÃO NO TEMPO



FONTE: Adaptado de Kadis (2018).

Por outro lado, um tempo de ataque muito longo, apesar de distorcer menos o sinal, permite um excesso de sobretensões na saída. Portanto, há um compromisso na hora de configurar esse parâmetro. Tipicamente, o ataque é da ordem de mili ou microssegundos (BALLOU, 2015).

2.3.1.2 Liberação

“O tempo de liberação é o tempo que leva para o sinal retornar ao seu nível inicial (antes da redução de ganho) após ele excursionar abaixo do ponto de limiar.” (TC ELECTRONIC, 2001, p. 9, tradução nossa).

Da mesma forma que um ataque rápido gera distorção pela queda abrupta no ganho, um tempo de liberação curto também gera distorção pelo aumento súbito no ganho do sistema (BALLOU, 2015).

Vale ressaltar que, como a maioria dos sinais de áudio tendem a permanecer (se repetir) —diferentemente dos transitórios—, a liberação atua como uma memória do tamanho do sinal que o compressor está tendo que lidar em um dado momento. A consequência disso é que quanto maior a liberação, menor o trabalho realizado pelo ataque, reduzindo possíveis distorções por conta do tempo de ataque. Porém, uma liberação muito demorada pode “engolir” alguns transientes subsequentes, “amassando” a informação ali presente. Tipicamente, o *release* é da ordem de milissegundos ou segundos (BALLOU, 2015).

2.3.2 Limiar

“O limiar é talvez o controle mais crítico de qualquer compressor. Ele dita o nível no qual o compressor começa a trabalhar. Abaixo do limiar, o volume de um sinal não muda; acima dele, o sinal é reduzido.” (TC ELECTRONIC, 2001, p. 8, tradução nossa).

A consequência do limiar no som depende mais da forma com que o nível de sinal de controle é obtido—se RMS ou pico. Compressores que usam o valor eficaz do sinal para o controlar são mais indicados quando o objetivo é aumentar o volume geral aparente do áudio, enquanto a detecção de pico faz mais sentido em limitadores (TC ELECTRONIC, 2001). Por simplicidade, detecta-se pico no protótipo em questão.

2.3.3 Razão

“A razão de compressão dita o quanto de volume é reduzido, baseado no quanto o áudio está mais alto em comparação com o limite. Uma razão de 1:1 não faz nada, independentemente do volume do áudio. Mas se a razão for 2:1, o volume é reduzido pela metade em relação ao excesso.” (WINER, 2018, não p., tradução nossa).

A compressão de nível com foco no áudio é utilizada ostensivamente, mais de uma vez, durante todo o processo de produção e gravação de áudio. Por conta disso,

a razão utilizada é geralmente sutil, sendo comuns razões do tipo 2:1 ou 4:1. Isso é feito dessa forma para evitar que o som seja excessivamente “amassado” pela compressão de razão alta (KADIS, 2018).

2.3.4 Ganho de compensação

Quando se fala de compressão, observa-se que implicitamente se está falando de ganho de compensação, mesmo porque o objetivo final é aumentar o volume. Por isso, Ballou (2015, p. 895, tradução nossa) explica que, “Para corrigir a perda de ganho acima do limiar, algum ganho é aplicado para compensar e trazer o sinal de volta a níveis utilizáveis. Isto é comumente chamado de ganho de compensação ou ganho de construção”. No compressor proposto, este é o único parâmetro não controlado via microcontrolador, sendo implementado analogicamente.

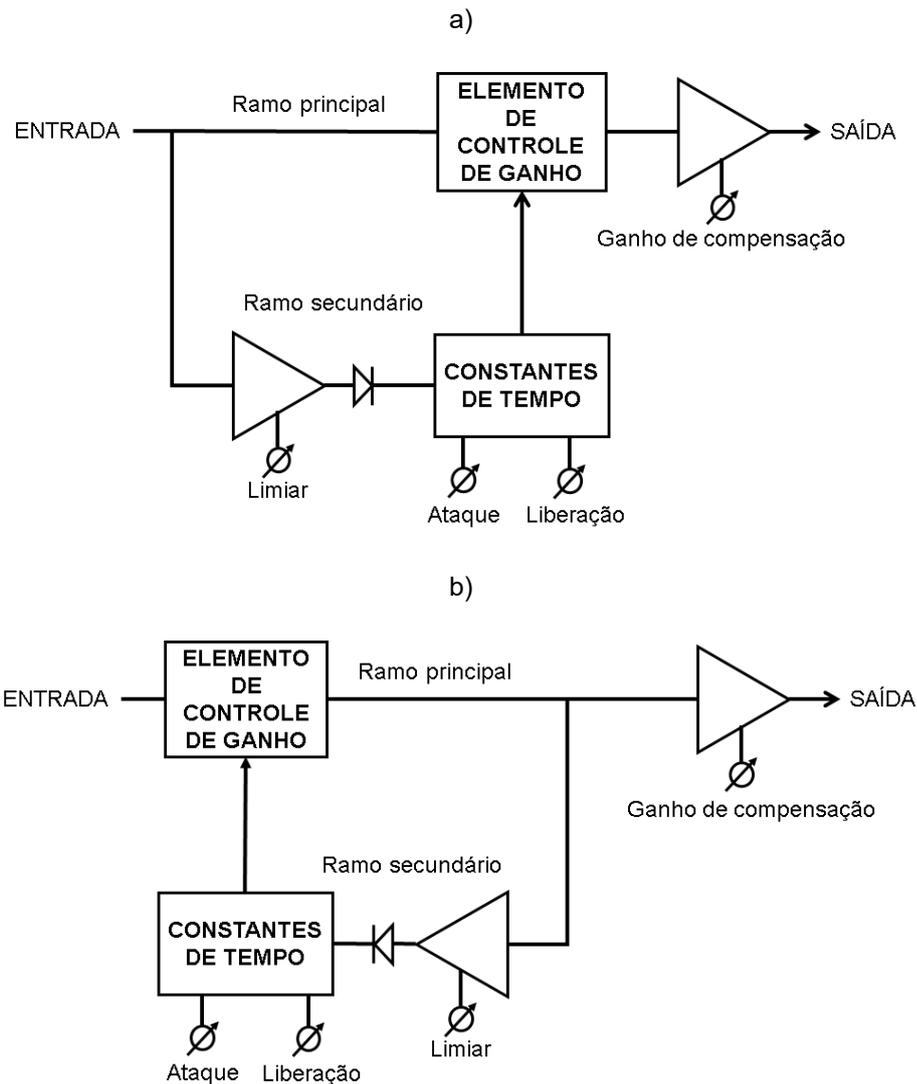
2.4 TIPOS DE COMPRESSORES

Nesta parte, são discutidas as arquiteturas utilizadas mais comuns assim como a circuitaria e os componentes para variação do ganho do sinal a ser comprimido.

2.4.1 Topologia

Basicamente, a bibliografia divide os compressores em duas categorias: topologia com alimentação direta (*feedforward*) e topologia com realimentação (*feedback*). A FIGURA 1 apresenta um diagrama de blocos para cada uma das formas, respectivamente.

FIGURA 1 – DIAGRAMAS DE BLOCO DAS TOPOLOGIAS



FONTE: Adaptado de Self (2024).

Para os dois casos, o sinal passa por um retificador (representado pelo diodo na figura) com característica tipicamente de ataque rápido e liberação longa. Além disso, à realimentação é dado o nome de ramo secundário (*sidechain*), reforçando que o sinal propriamente dito não passa por ela (SELF, 2024).

O trabalho que um compressor *feedback* tem que fazer é mais simples que o do *feedforward* porque o *feedback* mede o sinal já comprimido, restando saber o quanto a saída está acima do limiar para então reduzir o ganho. Na alimentação direta, como o sinal é amostrado antes de passar pelo amplificador com controle de ganho, os circuitos de detecção (medida do volume do sinal) devem estar calibrados, em sintonia com os circuitos de ganho, para produzir a redução correta (KADIS, 2018).

A topologia escolhida para este projeto é com alimentação direta. O principal motivo da escolha é a tentativa de se obter uma lei de controle com resposta linear em escala logarítmica, possuindo alta previsibilidade quanto ao nível da saída. Um compressor com realimentação tem muita dificuldade de replicar esse tipo de resposta porque, conforme ele vai comprimindo o sinal, a redução necessária de ganho vai diminuindo, já que ele obtém a informação de volume desse mesmo sinal que está sendo comprimido. Desse modo, em escala dilog, compressores *feedback* tem lei de controle semelhante a uma função logarítmica em escala linear. Isso torna o controle digital do ganho com o objetivo de ter reduções consistentes com a razão utilizada muito mais complexo. É por esses motivos que, na prática, os projetos modernos de compressores são em grande maioria *feedforward*, encontrando-se topologias do tipo *feedback* mais em projetos antigos—como o LA-2A e o 1176.

2.4.2 Elementos de controle de ganho

Não há dúvidas de que o elemento de controle de ganho é o coração de todo compressor. Sabendo disso, vários tipos de componentes e técnicas já foram testados tanto nos compressores analógicos quanto nos digitais. Vale salientar também que o termo Amplificador/Atenuador Controlado por Tensão (VCA) geralmente é usado para designar o elemento de controle de ganho, porém, neste relatório, os VCAs serão tratados como um dentre os vários elementos de controle de ganho.

O quadro a seguir traz um apanhado dos elementos já utilizados para controle de ganho.

QUADRO 1 – TECNOLOGIAS DE CONTROLE DE NÍVEL

TECNOLOGIA	DISTORÇÃO	CONTAMINAÇÃO DO SINAL DE CONTROLE NO RAMO PRINCIPAL	VELOCIDADE
VCA "verdadeiro"	baixa	baixa*	rápido
Multiplicadores Analógicos	baixa/média*	baixa*	rápido
Transistores discretos	média/alta	baixa*	rápido
Amplificadores de transcondutância	alta	baixa/média	rápido
diodo emissor de luz (LED) + resistor dependente de luz (LDR)	baixa	nula	lento/médio
JFET	alta	nula/média#	rápido**
Diodos	alta	alta*	rápido**
Modulação por largura de pulso (PWM)	baixa	nula	rápido
Digital	Depende da implementação e do processador digital de sinais (DPS)		
Válvula (Vari-mu)	baixa/média*	baixa/média	médio**

FONTE: Adaptado de Elliott (2005).

LEGENDA: * comumente ajustável usando trimpots; # depende da velocidade e da topologia do circuito; ** velocidade depende da implementação e da topologia.

Vê-se, pela quantidade de tecnologias utilizadas, a dificuldade de se obter um elemento com controle de ganho variável pela tensão. Poder-se-ia usar um diodo, variando sua resistência conforme a corrente circulante; no entanto, o sinal de controle se misturaria com o sinal de áudio, e a linearidade seria precária. Tecnologias ópticas podem ser usadas para eliminar esse problema de contaminação do sinal de controle no ramo principal (*feedthrough*); porém, a desvantagem se dá na velocidade baixa do circuito de controle. Para resolver a linearidade, sistemas chaveados já foram testados; toda via a desvantagem se encontra no alcance de controle e no ruído introduzido pelo chaveamento (SELF, 2024).

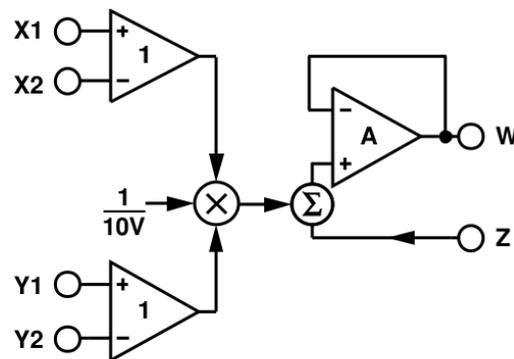
Hoje, considera-se que o que há de melhor são os VCAs, assim diz Self (2024, p. 739, tradução nossa): “Amplificadores controlados por tensão (VCAs) são a aproximação mais próxima do elemento de controle de ganho ideal. O primeiro VCA apareceu em 1971, criado pela DBX Inc. Eles eram inicialmente muito caros, então outros métodos de controle de ganho persistiram por algum tempo.”

Multiplicadores analógicos também são VCAs (por isso o termo VCA “verdadeiro” no QUADRO 1), ou melhor, VCAs podem ser entendidos como multiplicadores otimizados para áudio (ELLIOTT, 2005).

Tendo isso em mente, foi escolhido um multiplicador analógico de quatro quadrantes (é necessário ter quatro quadrantes para áudio, uma vez que os sinais de

entrada e saída podem ser tanto negativos quanto positivos), mais precisamente o AD633, como elemento de controle do projeto. A razão de escolha se deu principalmente pela facilidade de uso, disponibilidade, preço e controle muito linear. Elliott (2005, não paginado, tradução nossa) afirma que “Apesar de extremamente capaz e possível de ter uma performance muito boa, o AD633 é mais caro que muitos VCAs ‘verdadeiros’.” O ponto de desvantagem do multiplicador é realmente o ruído maior—da ordem de $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$. A seguir, a imagem do diagrama de blocos funcional do multiplicador.

FIGURA 2 – DIAGRAMA DE BLOCOS FUNCIONAL DO AD633



FONTE: Analog Devices (2015).

2.5 ESPECIFICAÇÕES TÍPICAS DE UM COMPRESSOR

Elliott (2005) dá as características típicas encontradas em compressores do mercado como mostra a TABELA 1.

TABELA 1 – CARACTERÍSTICAS TÍPICAMENTE OFERECIDAS NOS COMPRESSORES À VENDA

Característica	Valor típico encontrado
Nível máximo de entrada	10 V RMS (+22 dBu)
Faixa dinâmica	+118 dB
SNR	> +100 dB
Folga (<i>Headroom</i>)	+18 dB, distorção < 0,05% em +4 dBu, com +6 dB de compressão
Distorção	< 0,05% em +4 dBu, com +6 dB de compressão
Limiar	-40 dBu a +20 dBu
Ataque	0,1 ms a 200 ms
Liberção	50 ms a 3 s
Razão	1:1 a 100:1 com joelho de compressão selecionável (abrupto ou suave)

FONTE: Adaptada de Elliott (2005).

Elliott (2005) faz ainda algumas ressalvas quanto a esses valores:

- a) o nível máximo de entrada é o limite para que não ocorra ceifamento na onda de entrada;
- b) esse valor de faixa dinâmica é um pouco enganoso. Ela é medida com base na máxima entrada e no ruído de fundo. Na prática, um ruído de fundo de -50 dBu já é aceitável, o que mudaria o valor da faixa dinâmica da tabela para cerca de +80 dB;
- c) como o nível da saída não é dado, não é possível dizer em que patamar se encontra o ruído de fundo com base na SNR;
- d) folga é a diferença entre a máxima saída sem distorção e o nível de saída típico;
- e) as distorções dadas em equipamentos de áudio devem ser consideradas com muita prudência, porque nem sempre os valores dados são para o “pior caso” em termos de frequência, amplitude e ganho.

Uma outra tentativa de estabelecer bases de comparação para o trabalho de conclusão é utilizar dados típicos de um VCA como mostra a tabela seguinte.

TABELA 2 – ESPECIFICAÇÕES TÍPICAS DE VCAS

Característica	Valor típico encontrado
Linearidade de ganho máxima	2% em +80 dB
Alcance máximo de ganho	+80 dB
Dependência da temperatura	0,33% / °C (mudança na exatidão da função de transferência)
Distorção	0,05% THD+N
SNR	+94 dB ref 0 dBV

FONTE: Adaptada de Rane *et al.* (2005).

2.6 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS PARA ÁUDIO

Self (2024) elenca sete propriedades importantes dos amplificadores operacionais que devem ser levadas em consideração no processo de escolha do circuito integrado (CI): ruído, velocidade de resposta (*slew rate*), alcance de modo comum, tensão de deslocamento (*offset*) da entrada, corrente de polarização, custo e distorção.

Com relação ao ruído, a diferença principal consiste na tecnologia presente na entrada dos amplificadores operacionais. Há aqueles que utilizam junções de transistores de efeito de campo (JFET), e aqueles com entrada consistindo em transistores bipolares de junção (BJTs). Os CIs com entrada JFET têm corrente de ruído menor que os BJT, mas os BJT têm tensão de ruído menor que os JFET. Além disso, apesar dos amplificadores com entrada JFET mais modernos terem um ruído de tensão próximo dos amplificadores BJT, o custo dos JFET é no geral maior. Por fim, amplificadores operacionais com circuitos de cancelamento de polarização acabam não ajudando na questão do ruído, pelo contrário, pioram a situação (SELF, 2024). A seguir, um ranqueamento com base na densidade de tensão de ruído de alguns produtos.

TABELA 3 – AMPLIFICADORES OPERACIONAIS RANQUEADOS PELA DENSIDADE DE TENSÃO DE RUÍDO (TÍPICA)

Amp op	Tensão equivalente de ruído da entrada (nV/√Hz)	Corrente equivalente de ruído na entrada (pA/√Hz)	Tipo de entrada	Cancelamento de polarização?
LM741	20	?	BJT	Não
TL072	18	0,01	FET	Não
OPA604	11	0,004	FET	Não
NJM4556	8	?	BJT	Não
OPA2134	8	0,003	FET	Não
OP275	6	1,5	BJT+FET	Não
OPA627	5,2	0,0025	FET	Não
5532A	5	0,7	BJT	Não
LM833	4,5	0,7	BJT	Não
MC33078	4,5	0,5	BJT	Não
OPA828	4	*	JFET	Não
OPA2156	4	0,019	JFET	Não
OPA1671	4	0,0047	FET	Não
NJM8068	3,5	?	BJT	Não
5534A	3,5	0,4	BJT	Não
OP270	3,2	0,6	BJT	Não
NJM4580	3	?	BJT	Não
OP27	3	0,4	BJT	Sim
OPA1622	2,8	0,8	BJT	?
LM4562	2,7	1,6	BJT	Não
LME49720	2,7	1,6	BJT	Não
AD8656	2,7	*	JFET	?
AD797	0,9	2	BJT	Não
LT1028	0,85	1	BJT	Sim

FONTE: Adaptado de Self (2024).

LEGENDA: * Especificação não dada pela folha de dados do fabricante. Presumidamente desprezível; ? Não especificado.

Outro aspecto importante destacado por Self (2024) é o *slew rate*. O conceito e seu impacto na performance de um amplificador podem ser explicados como se segue.

A velocidade máxima, ou taxa de variação, na saída de um amplificador é chamada de *slew rate*. Isto é diferente da resposta em frequência, porque um amp. passa a limitar por conta do *slew rate* apenas quando tenta produzir saídas com grandes tensões. Em baixos níveis [de tensão] ele pode ser perfeitamente plano até 50 kHz, mas em níveis altos outros fatores como as capacitâncias parasitas dos condutores limitam o quão rápido a tensão de

saída pode variar. A limitação por *slew rate* muda a inclinação da curva de uma senoide para uma inclinação reta similar à uma onda triangular, e essa mudança na forma de onda adiciona distorção. (WINER, 2018, não p., tradução nossa).

O cálculo necessário para determinar o *slew rate* mínimo que um amplificador deve ter depende da frequência máxima que se deseja reproduzir na saída e da tensão de saída máxima que o dispositivo consegue entregar sem saturar.

$$\text{Slew Rate} = 2\pi f_{\text{máx}} V_{\text{pico}} 10^{-6} \left[\frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \right] \quad (1)$$

Fazendo este cálculo conforme a equação (1), para uma frequência máxima de 20 kHz (áudio de alta fidelidade) e uma tensão de pico de 15 V (lembrando que o AD633 tem alimentação de ± 15 V), encontra-se um valor de aproximadamente 2 V/ μ s. Caso a alimentação seja, por exemplo, única em cinco volts, o SR mínimo cai para cerca de 0,6 V/ μ s. A TABELA 4 mostra o *slew rate* de alguns amplificadores operacionais.

TABELA 4 – AMPLIFICADORES OPERACIONAIS RANQUEADOS POR SLEW RATE (TÍPICO)

Amp op	Velocidade de resposta (V/ μ s)
LM741	0,5
OP270	2,4
OP27	2,8
NJM4556	3
OPA1671	5
NJM4580	5
NJM8068	6,8
MC33078	7
LM833	7
5532A	9
OPA1622	10
AD8656	10
LT1028	11
TL072	13
5534A	13
OPA2134	20
LM4562	20
AD797	20
LME49720	20
OP275	22
OPA604	25
OPA2156	40
OPA627	55
OPA828	150

FONTE: Adaptado de Self (2024).

O alcance de modo comum define os limites de amplitude que os sinais de entrada podem ter para que o amplificador operacional continue considerando a entrada como diferencial. A grande maioria tem um bom alcance de entrada, cobrindo boa parte do intervalo entre as tensões de polarização, o que leva a alcances de dezenas de volts. Assim, acaba não sendo um fator tão importante, especialmente para o trabalho presente, que propõe um circuito mono.

Outro fator a se considerar é o *offset* de entrada, que pode ser descrito como a diferença de tensão entre as entradas do amplificador operacional necessária para zerar a saída. Geralmente, o *offset* gira em torno de alguns milivolts. Além disso, muitas vezes, é necessário utilizar capacitores para bloquear essa tensão de corrente contínua (CC), com intuito de não deixar ela passar para as chaves e potenciômetros do sistema, caso contrário, ao mudar o estado de uma chave, ela produzirá “cliques” no som; e, ao mover o cursor de um potenciômetro, ele produzirá um “craquelar” semelhante ao de uma folha seca ao ser esmagada.

O quinto fator mais importante segundo Self (2024) é a corrente de polarização. Ela adentra as bases dos transistores, vindo da alimentação positiva (no caso dos NPN), e é tipicamente alta nos BJTs. O problema maior ocorre quando ela circula por valores de resistência altos, porque essas tensões acabam gerando *offsets* significativos no circuito. A estratégia para contornar esse problema é tentar fazer com que as impedâncias de entrada das portas do amplificador operacional sejam iguais.

O custo do amplificador é também algo a ser levado em consideração, dado que a ideia é realizar um projeto de baixo custo. A tabela a seguir ranqueia 24 amplificadores operacionais com encapsulamento *Small-Outline Transistor* (SOT), mais especificamente SOT-8, com base nos preços por CI.

TABELA 5 – AMPLIFICADORES OPERACIONAIS RANQUEADOS POR PREÇO (EM LIBRAS ESTERLINAS) COM DADOS DE SETEMBRO DE 2019 A JULHO DE 2022, CONSIDERANDO DIFERENTES QUANTIDADES DE COMPRA

Dispositivo	Formato	1x	10x	100x	2500x
NJM4580	Dual			£0,13	£0,10
MC33078	Dual	£0,47	£0,40	£0,28	£0,17
TL072	Dual	£0,48	£0,41	£0,26	£0,19
NJM8068	Dual	£0,49	£0,43	£0,33	£0,19
TL052	Dual	£0,52	£0,42	£0,27	£0,19
NE5534	Singular	£0,70	£0,59	£0,45	£0,28
NE5532	Dual	£0,70	£0,58	£0,37	£0,27
LM833	Dual	£0,71	£0,61	£0,46	£0,29
NE5532A	Dual	£0,78	£0,66	£0,51	£0,32
NE5534A	Singular	£0,78	£0,66	£0,51	£0,32
OPA1671	Singular	£1,09	£0,93	£0,71	£0,44
LM4562	Dual	£1,30	£1,11	£0,96	£0,96
LME49720	Dual	£2,12	£1,80	£1,44	£0,96
OPA604	Singular	£2,35	£2,11	£1,73	£1,18
AD8656	Dual	£2,83	£2,53	£2,07	£1,46
OPA2156	Dual	£2,86	£2,58	£2,10	£1,44
OP27	Singular	£3,19	£2,85	£2,57	£1,70
OPA2134	Dual	£3,49	£3,14	£2,57	£1,75
OP275	Dual	£3,57	£3,19	£2,87	£1,16
OP270	Dual	£5,87	£5,29	£4,44	£3,39
OPA828	Singular	£6,18	£5,58	£4,62	£3,38
LT1028	Singular	£8,32	£5,81	£5,13	£4,80
AD797	Singular	£8,92	£8,09	£6,59	£5,52
OPA627	Singular	£20,33	£18,76	£16,02	£14,54

FONTE: Adaptado de Self (2024).

A última propriedade mais importante na escolha de um amplificador operacional, segundo Self (2024), é a distorção, sendo ela subdividida em distorção interna, por *slew rate*, de carga, térmica e de modo comum. Os próximos parágrafos citam indiretamente o texto de Self (2024).

A distorção interna é uma espécie de “distorção intrínseca” do CI da qual não é possível se livrar, podendo ser confundida como distorção por capacitância muito alta na carga ou por ausência de desacoplamento adequado—a última é bastante presente no NE5532 que, apesar de ser um amplificador com baixa distorção intrínseca, pode ter alta distorção se capacitores de desacoplamento adequados não forem utilizados.

Quando uma carga é muito pesada para um amplificador operacional, ou seja, uma impedância de saída é muito pequena, requerendo correntes elevadas para a alimentar, distorções podem ocorrer no sinal, dado que as altas correntes tornam as

assimetrias na construção do circuito mais significativas. A distorção de *crossover* é um exemplo deste tipo de distorção. Contudo, deve haver um compromisso: a carga não pode ser tão alta a ponto de ser necessário mais amplificadores operacionais no projeto e/ou aumentar o ruído térmico existente através de um aumento na corrente circulante.

A distorção térmica se dá pelos ciclos de liberação de calor nos transistores de saída, fazendo com que suas propriedades também se alterem ciclicamente. Muito embora, seja um fenômeno a ser considerado mais a fundo em pré-amplificadores do que em amplificadores operacionais.

O último tipo de distorção é a de modo comum: quando entradas muito altas aparecem em ambas entradas do CI. Não será discutido em detalhes, uma vez que o compressor proposto é projetado visando operar com tensão de linha em -10 dBV (aproximadamente 0,5 V pico).

Self (2024) apresenta dados de distorção para a frequência de 1 kHz de um NE5532 na configuração não inversora (realimentação série) com resistências de 2,2 k Ω e 1 k Ω (ganho de 3,2), alimentação de ± 18 V e diferentes cargas (TABELA 6). Configuração semelhante à usada nos amplificadores do compressor proposto, como será visto.

TABELA 6 – DISTORÇÃO DO NE5532 EM CONFIGURAÇÃO DE REALIMENTAÇÃO SÉRIE

Carga	Distorção Harmônica Total (THD) em 1 kHz
Em aberto	0,00030%
3 k Ω	0,00036%
2 k Ω	0,00040%
1 k Ω	0,00052%
500 Ω	0,00072%

FONTE: Adaptado de Self (2024).

2.6.1 Principais circuitos integrados empregados

O NE5532 (ou simplesmente 5532) segue sendo um CI muito popular para áudio, embora alternativas melhores já existam há algum tempo, sendo encontrado em inúmeras mesas de mixagem e pré-amplificadores. Apesar da baixa distorção com

cargas de até 600 Ω e da tensão de ruído de entrada equivalente de 5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, o que torna esse CI ainda muito popular é o seu baixo custo, fazendo-se necessário ter um bom motivo para escolher outro dispositivo. Contudo, podem ser citados como pontos fracos do 5532, a distorção de modo comum e as altas correntes de polarização das entradas dos BJTs. Algumas alternativas ao 5532 consistem nos amplificadores operacionais NE5534, LM4562, OPA2134, NJM4580 e NJM8068 (SELF, 2024).

Há poucas alternativas para amplificadores operacionais que operem em alimentação única de cinco volts com performance parecida com aqueles de alimentação dupla. Segundo Self (2024), o único amplificador operacional de alimentação única que consegue competir com os de alimentação simétrica no desempenho (no áudio) é o AD8397.

Dito isso, escolheu-se o NE5532 como amplificador operacional para os estágios do circuito do projeto.

2.7 MICROCONTROLADORES PARA ÁUDIO

Conforme Smith (1997), para que seja possível processar digitalmente áudio em alta qualidade, é necessário ter pelo menos uma taxa de amostragem de 44,1 kHz e 16 bits de resolução.

Se tratando de microcontroladores, é mais caro utilizar um com 16 bits nativos do que usar um outro com ADC externo. Isto ocorre pela complexidade necessária na fabricação de microcontroladores com 16 bits de resolução no ADC, o que eleva o custo do chip.

Portanto, há dois possíveis caminhos para se tomar no projeto: utilizar um microcontrolador barato com resolução de até 12 bits, o que é tipicamente encontrado no mercado, ou usar um microcontrolador com ADC externo apropriado para processamento de áudio.

Neste trabalho, optou-se por utilizar o microcontrolador ESP32 com seu ADC de 12 bits nativos. A escolha se deu não somente pela simplicidade, mas, também, pelo fato de que o microcontrolador não lê o sinal propriamente dito: o que entrará no

ADC será a envoltória do sinal original retificado, como será explicado melhor nos capítulos seguintes. O microcontrolador atua no ramo secundário e não no ramo principal do circuito.

2.8 TESTES E MEDIÇÕES

É claro que, conforme explica Hood *et al.* (2009), o fim último de um equipamento de áudio é prover sons que serão escutados por um ouvinte. No entanto, ele afirma que:

Apesar de mais de um século de experiência na transmissão e recepção de sinais audíveis, as relações entre as formas de onda elétricas nas quais os padrões sonoros são transformados e o som de fato escutado pelo ouvinte ainda não são totalmente entendidas. (HOOD *et al.*, 2009, p.871, tradução nossa).

Ainda segundo Hood *et al.* (2009), a situação fica ainda mais complicada quando se leva em consideração a variação da percepção de pessoa para pessoa, uma vez que essa característica não pode ser desconsiderada. De fato, a psicoacústica condiciona a interpretação sobre aquilo que se mede. Por exemplo, ao se medir distorção, Temme ([199?]) enfatiza alguns fenômenos psicoacústicos que devem ser levados em consideração, tais como:

- a) audibilidade menor dos graves e agudos em comparação com os médios para uma mesma amplitude, conforme mostram as curvas isofônicas de Fletcher-Munson;
- b) audibilidade da distorção é função da duração sonora: uma porcentagem maior de distorção é passada despercebida quando o som é mais curto;
- c) mascaramento: mudança no limiar de percepção de um tom na presença de outro.

Toda via, há um certo consenso quanto aos defeitos na forma de onda elétrica que, para os interesses da boa qualidade de som, o projetista deveria evitar ou minimizar, sendo os principais: distorção tanto em regime permanente quanto em

transitório, intrusão de sinais indesejados e atrasos temporais em certas partes com relação a outras (HOOD *et al.*, 2009).

Ballou (2015) divide os procedimentos de medida dos sistemas sonoros em testes acústicos e testes elétricos; o último envolve principalmente medidas de tensão e impedância, enquanto que o primeiro deve considerar a complexidade do espaço 3D. Uma das propostas deste trabalho é, estando com o protótipo em mãos, realizar alguns testes elétricos na tentativa de avaliar o desempenho do equipamento e, se possível, compará-lo a outros semelhantes.

Quanto aos instrumentos, a maioria das medidas podem ser feitas com um voltímetro de corrente alternada (CA), incorporando alguns filtros a ele para algumas dessas medidas. Analisadores de espectro e osciloscópios podem ser necessários para medidas avançadas, sendo os últimos usados para detectar distorções grossas, visíveis, no sinal desejado (METZLER, 2005). Acrescentando aos instrumentos, Hood *et al.* (2009) fala da necessidade de se ter um gerador de sinal que seja capaz de gerar senoides e ondas quadradas, enquanto que Ballou (2015) cita o medidor de impedância como um dos instrumentos essenciais.

2.8.1 Resposta em frequência e importância do seno

Winer (2018) e Hood *et al.* (2009) recomendam usar senoides com frequência variável para avaliar a largura de banda de um equipamento de áudio. Dependendo do que está sendo testado, Winer (2018) afirma ainda que se pode escolher medir em apenas algumas frequências, como 20 Hz, 1 kHz e 20 kHz, a fim de mostrar que o dispositivo se encontra “*flat*” em frequência.

A maioria dos testes são feitos comparando as respostas do equipamento a determinados estímulos (impulsos, ruídos, senos, ondas quadradas e outros). A senoide, por ser um impulso em frequência, é o mais utilizado. Como explicado anteriormente, varrer uma senoide ajuda a determinar a resposta em frequência, mas é também possível combinar múltiplos senos para se obter medidas mais avançadas. Por fim, usam-se também sinais aleatórios, como música e fala, em entradas de teste (METZLER, 2005).

2.8.2 Ruído

Quando o sinal de estímulo posto na entrada do dispositivo for um ruído, é fundamental limitar a banda dele. Isso é feito devido o ruído ser um tipo de sinal espalhado em frequência, teoricamente cobrindo todas as frequências possíveis. Desse modo, usam-se filtros passa-banda ou um conjunto de passa-altas e passa-baixas separados. Geralmente, a banda considerada vai de 20 Hz a 20 kHz (ou 22 Hz-22 kHz, conforme a norma UIT-R 468), mas há casos em que se prefere medir com uma banda diferente, como por exemplo de 400 Hz a 20 kHz, a fim eliminar a interferência do 60/50 Hz da rede elétrica e suas respectivas harmônicas (METZLER, 2005).

Junto ao filtro que limita a largura de banda do ruído, são também usados filtros sofométricos. Esses filtros sofométricos (ou filtros de ponderação) correlacionam a medida com a percepção do ouvido humano. Há muitos tipos de filtro de ponderação, e a escolha de cada um deles deve levar em conta a aplicação do equipamento (METZLER, 2005).

A maioria do ruído medido na saída tem origem na entrada do aparelho, passando posteriormente por estágios de amplificação no meio do caminho. Por conta disso, a impedância de entrada é um fator determinante na medida realizada. Contudo, muitas vezes não se sabe qual a impedância de saída do dispositivo anterior a ser conectado na entrada do equipamento sendo medido. Sabendo disso, ao se realizar uma medição dessa, deve-se utilizar uma aproximação da impedância de saída do equipamento anterior ou curto-circuitar a entrada (“*back termination*”) (METZLER, 2005).

2.8.2.1 Relação sinal-ruído

Relação sinal-ruído, ou *signal-to-noise ratio*, é resultado do cálculo de duas outras medidas: o ruído e o sinal. O “sinal” presente no cálculo da SNR é tipicamente medido com uma senoide de 1 kHz na condição de nível máximo da saída ou operação normal circuito (METZLER, 2005).

2.8.3 Distorção

Segundo Temme ([199?], p. 2, tradução nossa), “Distorção ocorre sempre que a função de transferência entrada/saída altera a forma de onda do sinal, descontando ruído, interferência e amplificação ou atenuação.” Ele divide a distorção em dois tipos: linear e não linear.

A distorção linear não altera o conteúdo de frequência do sinal de entrada, no entanto a amplitude e fase da função de transferência dependem do tempo e da frequência do sinal de entrada. O melhor exemplo de um equipamento de áudio que distorce linearmente o sinal seria um equalizador ideal (TEMME, [199?]).

Já na distorção não linear, o conteúdo de frequência do sinal de entrada, a energia presente nele, se dispersa para mais de uma frequência na saída. Os produtos de distorção geralmente têm relação fixa quanto à frequência de excitação (fundamental). Além disso, a distorção não linear é comumente dependente do nível do sinal, como por exemplo nos circuitos ceifadores (TEMME, [199?]). Este é o tipo de distorção a qual o trabalho dá atenção.

2.8.3.1 Distorção harmônica e THD

Outro conceito importante é a distorção harmônica total, que é definida pela equação a seguir.

$$\%THD = \frac{100 \sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}}{\sqrt{H_1^2 + H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}} \quad (2)$$

onde:

H_N = resposta harmonica do N-ésimo harmônico

H_1 = resposta fundamental

Da equação (2), vê-se que a THD é a porcentagem da soma da potência de todas as harmônicas pela soma de todas as harmônicas incluindo a fundamental

(TEMME, [199?]). Pode-se também incluir a potência do ruído junto as componentes harmônicas, medindo assim o THD junto com o ruído (THD+N). Conforme Metzler (2005, p. 23, tradução nossa) explica, “A técnica THD+N é de longe a mais utilizada, e a maioria dos analisadores de distorção comerciais medem de acordo com essa técnica.”

A distorção harmônica é medida através de um estímulo senoidal único na entrada do dispositivo sob teste. Além disso, explica Winer (2018), pode-se medir a distorção para apenas o 1 kHz, dependendo do tipo de dispositivo sob teste.

2.9 TESTES PARA COMPANSORES

Compansores (*companders*) é o termo utilizado para designar os equipamentos cuja função é alterar a faixa dinâmica do sinal de áudio. Esta seção discute os testes e medições, focando nas ferramentas, técnicas e variações necessárias para esse tipo específico de equipamento, alvo deste trabalho.

Os compansores podem ser testados tanto estaticamente, quanto dinamicamente (enquanto as constantes de tempo se ajustam conforme o sinal de controle). Os testes corriqueiros, já discutidos neste relatório, são feitos estaticamente. As características intrínsecas do dispositivo podem afetar algumas das medidas, como, por exemplo, a medida de resposta em frequência: as medidas abaixo e acima do limiar não são necessariamente iguais (METZLER, 2005).

Também se deve estar atento às medidas que envolvem ruído em compansores, como a SNR. Ao medir o “sinal” da relação sinal-ruído, acaba-se selecionando uma saída com amplitude alta, além do limiar de compressão, isso acaba por reduzir o ganho do dispositivo. No entanto, ao medir o “ruído” da SNR, o nível de sinal se encontra abaixo do limiar, restaurando o ganho do compressor. Sendo assim, resulta que a SNR medida é menor que o esperado.

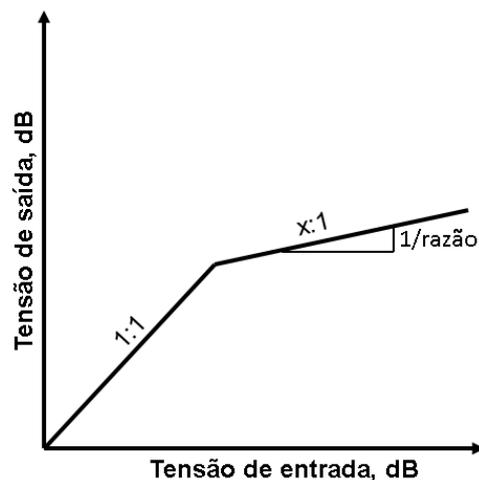
2.9.1 Teste únicos para compansores

Alguns outros testes são desejáveis de serem feitos, por conta das características únicas de funcionamento dos compansores. Os principais são o teste de linearidade entrada/saída e as medidas da característica da dinâmica tanto no tempo quanto em frequência (METZLER, 2005).

2.9.1.1 Linearidade entrada/saída

Este teste consiste em simplesmente variar o nível do sinal de entrada, considerando uma faixa dinâmica grande—suficiente para encontrar os pontos de não linearidade—para uma dada frequência fixa, e anotar os valores medidos na saída do dispositivo sob teste na forma de um gráfico. É importante deixar o compansor estabilizar antes de realizar as medidas. (METZLER, 2005).

GRÁFICO 2 – EXEMPLO DE RESULTADO DE UM TESTE DE LINEARIDADE PARA UM COMPRESSOR



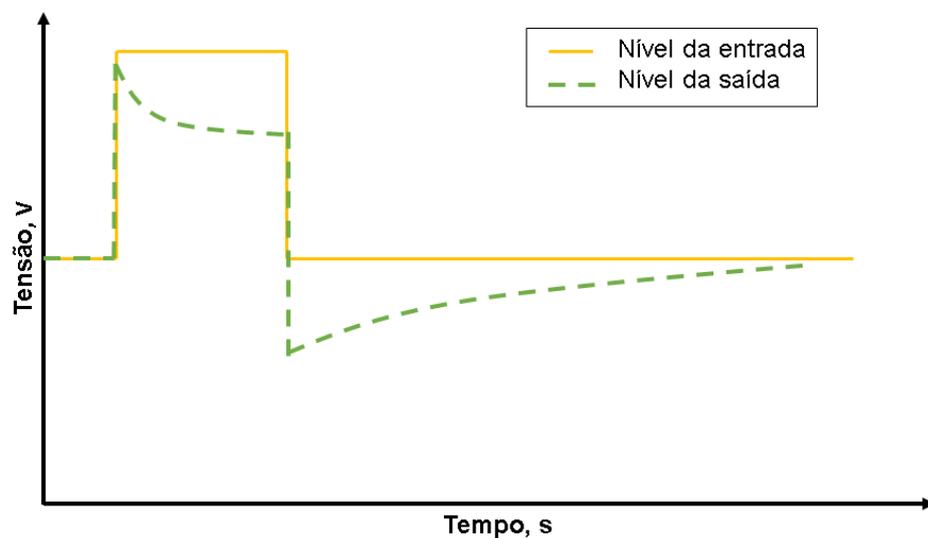
FONTE: O autor (2024).

2.9.1.2 Características da dinâmica no tempo

Tanto para o tempo quanto para a frequência, usa-se um seno com amplitude abaixo do limiar em regime permanente, mas que durante certo intervalo de tempo passa a ter amplitude maior que o limiar. Esse intervalo de tempo deve ser longo o suficiente para dar tempo de se observar a ação do ataque na onda, assim como o tempo restante deve acomodar toda a dinâmica de liberação. O gráfico a seguir ajuda a ilustrar. Veja que é mais interessante mostrar o envelope do surto gerado em termos de visualização do que ocorre (METZLER, 2005).

Segundo Metzler (2005, p. 101, tradução nossa), “Os elementos chave a serem determinados na análise no tempo são a duração e amplitude das sobre-elevações, a quantidade de redução de ganho durante o surto e a duração e forma da restauração de ganho seguindo o surto.”

GRÁFICO 3 – EXEMPLO DE RESULTADO DE UM TESTE DE DINÂMICA NO TEMPO PARA UM COMPRESSOR



FONTE: Modificado de Metzler (2005).

3 METODOLOGIA DE DESENVOLVIMENTO

Esta seção faz um apanhado e uma descrição de todos os procedimentos, métodos, técnicas, materiais e formas de organização e análise dos dados que serão empregados ao longo do projeto. O trabalho em questão tem caráter predominantemente qualitativo, visando explorar, descrever, explicar e avaliar a aplicação proposta. Basicamente, a empreitada foi dividida em 3 etapas a serem executadas ao longo do ano de 2024: desenvolvimento da parte analógica, programação do microcontrolador e medições.

3.1 DESENVOLVIMENTO DA PARTE ANALÓGICA

O desenvolvimento da parte analógica pode ser dividido nos cinco passos relacionados a seguir:

- 1º passo:** escolha dos componentes com base na bibliografia, nos requisitos de projeto e na disponibilidade de compra;
- 2º passo:** cálculos e definição do esquemático;
- 3º passo:** simulações do esquemático com o LTspice;
- 4º passo:** definição do leiaute da PCI através do EasyEDA;
- 5º passo:** fresagem e teste da PCI.

Os componentes que serão utilizados podem não ser encontrados no mercado nacional, sendo necessário importa-los da China, como é o caso do AD633.

Quanto aos cálculos, estes serão simples, como projetar filtros de primeira ordem e o ganho de amplificadores operacionais em configurações típicas. A topologia usará como base as referências reunidas.

O esquemático será projetado utilizando um programa de simulação com ênfase em circuitos integrados (SPICE), no caso o LTspice. Esse *software* de propósito geral foi originalmente produzido pela Linear Technology para projetos internos de

produtos analógicos de alta performance. O programa é gratuito, sem limitações, além de não ser restrito aos componentes do fabricante, sendo possível importar modelos de terceiros (LTSPICE, 2024). Pretende-se com isso, além de tentar prever o resultado dos testes e medições, ganhar maior intuição do funcionamento do circuito.

Feito o esquemático, o leiaute é desenhado utilizando o *software* EasyEDA. Trata-se de um programa para automação de desenho eletrônico (EDA). Ele é desenvolvido pela LSCS, que por sua vez é uma distribuidora global de componentes eletrônicos. Há uma versão gratuita, a “Std Edition”, e a versão paga, a “Pro Edition”. Para maioria dos trabalhos não profissionais, como este, a versão gratuita é mais que suficiente, sendo bastante simples, mas, ao mesmo tempo, contendo os recursos necessários para confeccionar uma PCI. No entanto, o aspecto mais interessante do *software* é que ele possui uma biblioteca que busca de maneira *online* uma infinidade de componentes, já integrando o símbolo do esquemático, o *footprint* e o modelo 3D. Além disso, é possível ainda pedir para fabricar a placa na China e importa-la já com todos os componentes soldados. O EasyEDA tem tanto uma versão de *desktop* quanto uma *web* (LSCS, 2024).

Com o leiaute pronto, basta exportar os arquivos de fabricação no EasyEDA, e, então, fresar a PCI. Contudo, antes de fresar, é necessário converter esses arquivos para os formatos entendidos pela fresadora (CNC): os arquivos com extensão *.nc*. Resumidamente, o EasyEDA exporta arquivos do tipo Gerber (extensões *.GTL* e/ou *.GBT*) e do tipo Excellon (extensão *.DRL*). O primeiro arquivo tem as informações das trilhas, já o segundo especifica os furos contidos no projeto da placa.

O procedimento para passar do leiaute para a PCI fresada envolve o uso de dois aplicativos: o FlatCAM e o Candle. Ambos são código aberto.

“FlatCAM é um programa para preparar tarefas para uma CNC, com intuito de fabricar PCIs em uma fresadora. Dentre outras coisas, ele pode pegar um arquivo Gerber gerado pelo seu programa de projeto auxiliado por computador (CAD) favorito, e produzir o Código G para isolamento de trilhas.” (CARAM, 2024, n. p., tradução nossa). O Código G gerado por ele se encontra nos arquivos com extensão *.nc*. Com esses arquivos em mãos, faz-se necessário usar o Candle para de fato corroer a PCI mecanicamente.

Candle é um programa disponibilizado pelo usuário Denvi em seu GitHub e que consiste em uma aplicação de controlador GRBL com visualizador de Código G escrito em Qt. Conforme Denvi (2024, n. p., tradução nossa), suas principais funções são:

- a) controle de CNCs baseadas em GRBL via comandos do console, botões e teclado numérico;
- b) monitorar estado da fresadora;
- c) carregar, editar, salvar e enviar arquivos de Código G para a CNC;
- d) visualizar arquivos de Código G.

GRBL é o *firmware* de código aberto encontrado nos microcontroladores que comandam CNCs. É esse código que interpreta o que está contido no Código G e efetivamente dá os comandos que movimentam o mandril.

Pretende-se utilizar a fresadora do Laboratório de Magnetismo, Medidas e Instrumentação (LAMMI) presente no Departamento de Engenharia Elétrica da UFPR (DELT), adaptando o leiaute às brocas e fresas disponíveis no LAMMI. A escolha de confeccionar a PCI no LAMMI se deve ao cronograma curto do projeto e aos preços praticados pelas empresas que fazem um serviço mais profissional. Após fresagem, os componentes são soldados na placa, e, por fim, realizam-se os testes no que tange integridade das trilhas, do sinal e dos componentes.

3.2 PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

A implementação do *firmware* se dará através de um ambiente de desenvolvimento integrado (IDE), utilizando a linguagem de programação C. Mais especificamente, será utilizada a linguagem do ambiente de desenvolvimento do Arduino, o Arduino IDE, que se trata de uma modificação do C++. O *firmware* criado com auxílio da Interface de Programação de Aplicações (API) disponibilizada pela Espressif para programação de seus microcontroladores através do Arduino IDE é então carregado via USB para o ESP32. Em suma, quer-se implementar o seguinte algoritmo com auxílio de técnicas de PDS:

- I. inicializar sistema, configurando direção dos pinos do microcontrolador bem como dando valores iniciais aos parâmetros a cargo do ESP32, resumindo: definir estado inicial do compressor;
- II. ler os parâmetros dados pelo usuário (limiar, liberação, ataque e razão):
 - caso o usuário tenha entrado novos valores, atualizar os parâmetros;
 - caso o usuário não tenha entrado novos valores, manter os parâmetros anteriores;
- III. ler o valor que se encontra no ADC.
- IV. comparar o valor do ADC com o limiar configurado:
 - se o sinal exceder o limiar, calcular o ganho de compressão com base na razão e ir para o passo V;
 - se o sinal estiver abaixo do limiar, ir para o passo VI;
- V. aplicar ataque:
 - enquanto sinal estiver acima do limiar, ajustar ganho do AD633 gradualmente, conforme o ataque através do DAC;
- VI. aplicar liberação:
 - enquanto sinal estiver abaixo do limiar, restaurar ganho do AD633 gradualmente através do DAC;
- VII. continuar iterando conforme comportamento da entrada, sempre retornando a II a cada nova iteração.

As técnicas de PDS consistem basicamente em filtragem digital, sendo o intuito principal emular a resposta exponencial que um compressor analógico típico teria por conta dos circuitos RC.

3.3 MEDIÇÕES

Na seção 3.1, consta que uma das etapas do desenvolvimento da parte analógica são as simulações no LTspice. Contudo, faz-se necessário mensurar na prática, porque o simulador e os modelos utilizados por ele são bastante simplificados, especialmente em relação às medidas de distorção.

Sendo assim, esta etapa do experimento consistirá em levar o protótipo ao(s) laboratório(s) disponíveis no DELT e utilizar os equipamentos necessários para avaliar o desempenho da placa, comparando os dados medidos com os simulados. Os dados gerados pelos instrumentos podem ser salvos em um *pendrive*, e, posteriormente, gráficos e tabelas são construídos com auxílio do programa QtiPlot.

4 RECURSOS NECESSÁRIOS

Abaixo segue uma estimativa do custo para montar o circuito sugerido, levando em consideração só a PCI e seus componentes, desconsiderando mão de obra, instrumentação para teste, ferramentas para solda, entre outros. Supõe-se que o leitor tem acesso àquilo desconsiderado, para fins de simplificação.

TABELA 7 – LISTA DE MATERIAIS E CUSTO ASSOCIADO, CONSIDERANDO APENAS A PCI

LISTA DE MATERIAIS			
Material	Descrição	Qtde.	Preço
NE5532 SMD	Amplificador operacional para áudio	3	R\$ 8,70
AD633 SMD	Multiplicador analógico	1	R\$ 8,36
Potenciômetro 5k	Logarítmico	2	R\$ 8,00
Jack J2	Stereo para PCI	2	R\$ 3,88
1N4148 SMD	Diodo de rápido chaveamento	2	R\$ 0,20
1N5817 SMD	Diodo Schottky	2	R\$ 0,16
Barra de pinos fêmea	180° com 19 pinos	2	R\$ 1,81
Barra de pinos macho	180° com pelo menos 11 pinos	1	R\$ 0,41
ESP32-WROOM-32 DevKit C	Microcontrolador de entrada feito pela Espressif	1	R\$ 58,30
Placa de fenolite	10x10 cm	1	R\$ 5,00
Resistor SMD	0 (2512)	10	R\$ 0,67
	47 (0603)	1	R\$ 0,10
	100 (0603)	1	R\$ 0,10
	1k (0805)	3	R\$ 0,20
	2k2 (0603)	1	R\$ 0,10
	4k7 (0603)	2	R\$ 0,20
	10k (0805)	2	R\$ 0,40
	47k (0603)	1	R\$ 0,20
Capacitor SMD	220p, (0603)	1	R\$ 0,06
	100n, (0603)	8	R\$ 0,63
	1u, (0603)	1	R\$ 0,09
	10u, (0603)	8	R\$ 0,75
	22u, (0603)	2	R\$ 0,19
TOTAL			R\$ 98,51

FONTE: O autor (2024).

Com exceção dos potenciômetros, dos conectores e do microcontrolador, tanto os componentes ativos quanto os passivos são dispositivos de montagem superficial (SMDs). O código que define o tamanho desses componentes é dado entre parênteses na tabela acima. Essa tecnologia foi escolhida pela menor presença de elementos parasitas, sendo o estado da arte na fabricação de componentes.

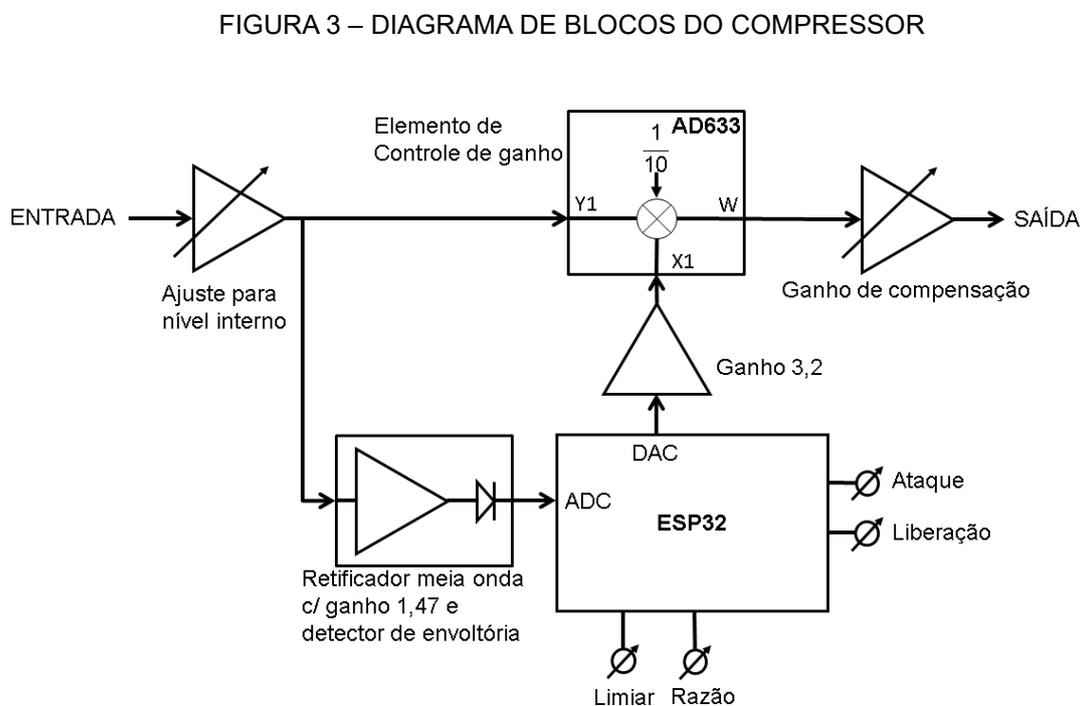
5 RESULTADOS

Esta seção apresenta, analisa, interpreta e discute os resultados obtidos.

5.1 DIAGRAMA DE BLOCOS

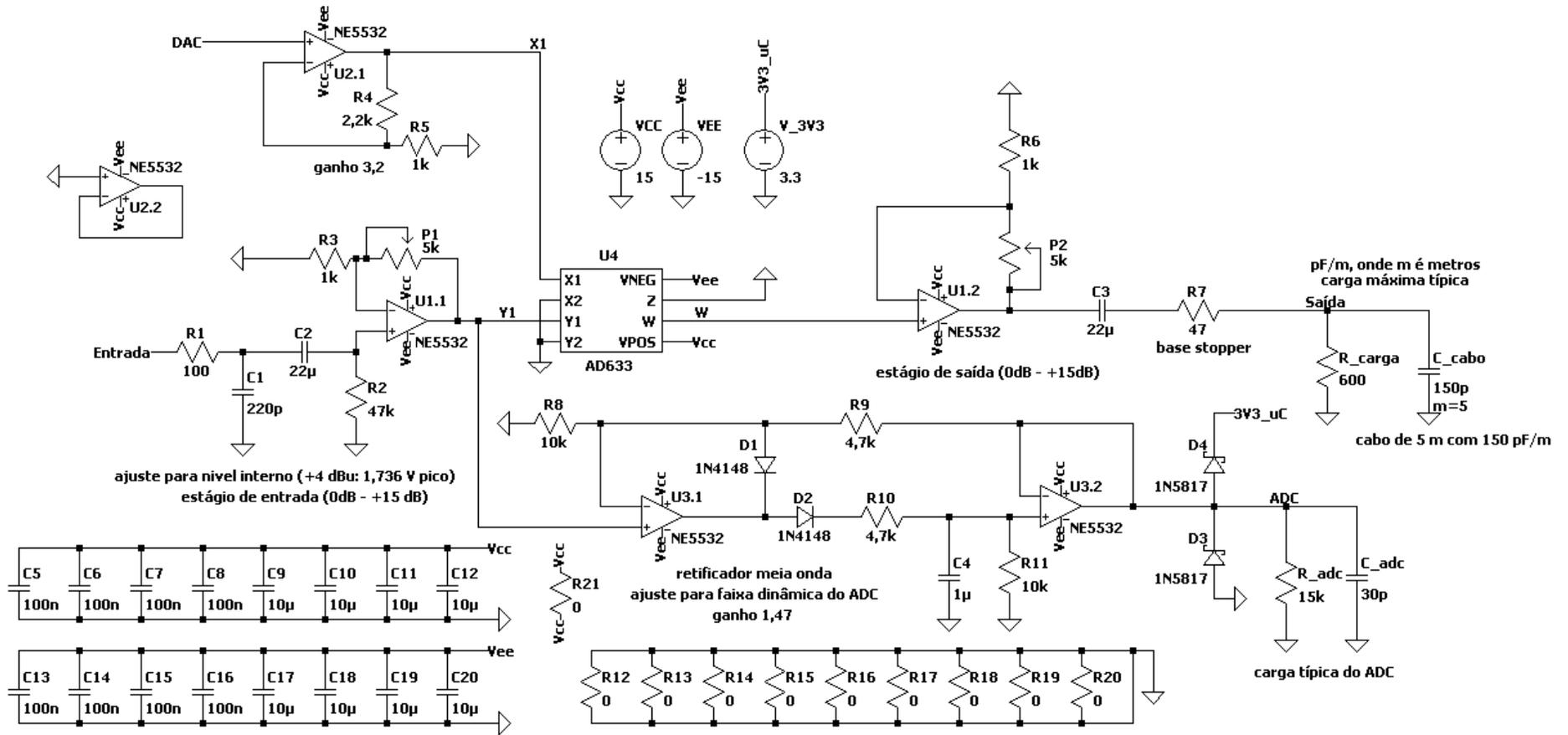
A FIGURA 3 mostra o fluxo de sinal dentro do compressor e evidencia sua estrutura quanto aos subcircuitos que o formam.

Foram utilizadas somente as entradas Y1 e X1 do multiplicador analógico. As entradas Y2, X2 e Z foram aterradas. Sendo assim, a operação que o multiplicador realiza pode ser simplificada como $\frac{X_1 Y_1}{10}$. O resultado da operação é passado para a saída W.



FONTE: O autor (2024).

FIGURA 4 – ESQUEMÁTICO DO COMPRESSOR NO LTSPICE



FONTE: O autor (2024).

5.2 ESQUEMÁTICO

A FIGURA 4 apresenta o esquemático do circuito de compressão feito no LTspice. Esse esquemático foi usado como base para as simulações realizadas.

A carga que o compressor atende foi modelada considerando o “pior caso”. A impedância típica de “pior caso” tem resistência de 600Ω , valor este que, por motivos históricos, vem sendo usado como referência de carga máxima no projeto de equipamentos de áudio. Além disso, a impedância simulada considera um cabo de 5 m conectando o compressor ao próximo equipamento, com capacitância de 150 pF/m (na prática, esse valor se encontra entre 50-150 pF/m).

O ADC foi modelado no esquemático como um circuito RC paralelo. Os valores são típicos para ADCs no geral. A impedância de entrada geralmente é da ordem de dezenas de quiloohms (SELF,2024) e a capacitância geralmente fica em dezenas de picofarads.

O nó “DAC” corresponde ao pino GPIO26 do ESP32, o nó “ADC” corresponde ao pino GPIO35, e o nó “3V3_uC” está conectado no pino 3V3 do microcontrolador.

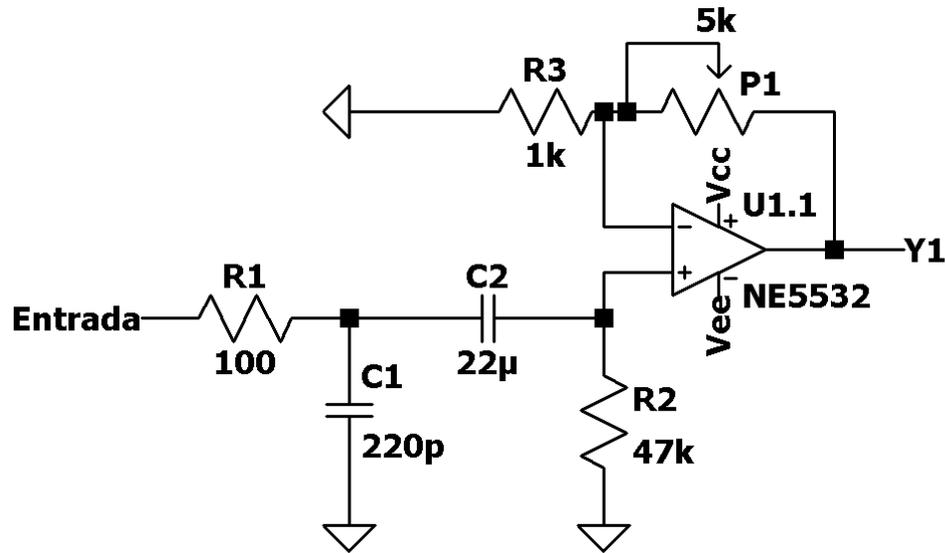
Por fim, os capacitores de desacoplamento C5-20 e os resistores de conexão (*jumpers*) R12-21 também foram adicionados.

5.2.1 Estágio de entrada

O estágio inicial do compressor é mostrado na FIGURA 5.

R1 e C1 formam um filtro de rádio frequência (RF) que tem por objetivo evitar que sinais de RF sejam demodulados pelos parasitas dos amplificadores operacionais seguintes, visto que, uma vez que isso ocorrer, não há como filtrar o sinal de áudio desejado do indesejado.

FIGURA 5 – ESTÁGIO DE ENTRADA



FONTE: O autor (2024).

O filtro passa-altas formado por R2 e C2 serve para bloquear alguma tensão CC que porventura chegue ao equipamento pela entrada, e, por isso, C2 deve ser bipolar. R2 deve ser alto para manter a impedância de entrada do compressor alta, mas não deve gerar *offset* e ruído significativos. Além disso, ele é necessário para polarizar o amplificador operacional.

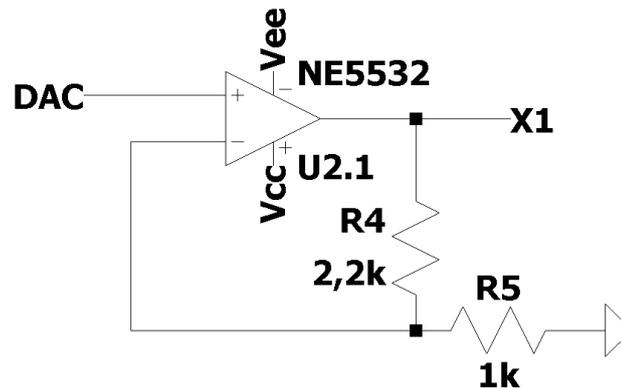
U1.1 aumenta o sinal de entrada para o nível interno projetado, no caso +4 dBu (1,736 V pico), com base em um potenciômetro logarítmico, gerando um controle linear, em decibéis, do volume; enquanto que R3 e P1 limitam o ganho sem carregar o amplificador. Ao final, a saída de U1.1 entra na porta Y1 do AD633. Isso porque, segundo a folha de dados do componente, as portas Y são mais lineares que as portas X.

5.2.2 Estágio de controle de ganho via DAC

A maneira mais simples de gerar uma tensão continuamente variável usando o ESP32 é por meio de um dos seus dois canais conversores digital-analógico (DAC) de oito bits disponíveis. Considerando o nó “DAC” como a saída de um desses canais do DAC, os resistores R4 e R5 presentes na realimentação negativa série de U2.1

geram um ganho de 3,2. Esse ganho amplifica o alcance do sinal que sai do DAC, originalmente indo de 0 a 3,3 V, que passa a ir de 0 a 10 V aproximadamente, fazendo com que o sinal de controle do AD663 gere atenuações no sinal controlado de 0 dB até $-\infty$ dB (FIGURA 6).

FIGURA 6 – ESTÁGIO DE CONTROLE DE GANHO VIA DAC



FONTE: O autor (2024).

5.2.3 Estágio de detecção

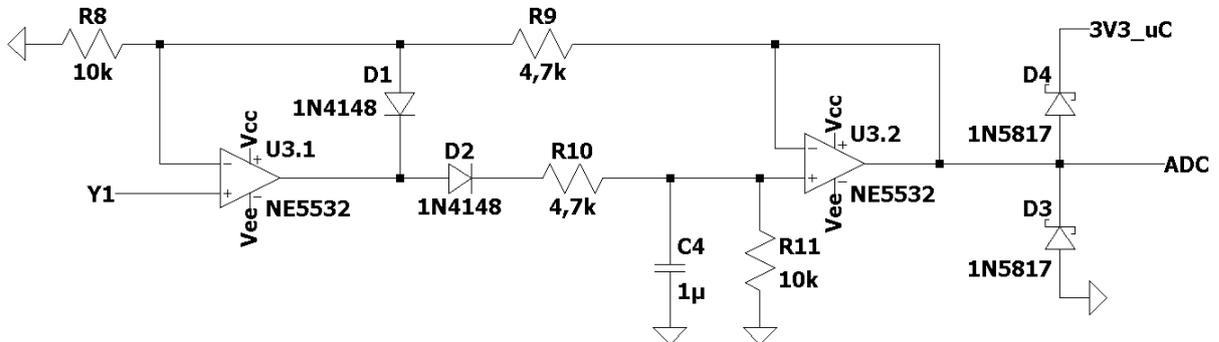
A detecção é basicamente composta por um estágio de retificação de meia onda com ganho e que contém um circuito que adquire a envoltória do sinal que está entrando no multiplicador. Mais especificamente, trata-se de um retificador de precisão, ou seja, ele passa a retificar o sinal já a partir de qualquer valor maior que zero (idealmente), sem que seja necessário o sinal superar a queda de tensão direta do diodo (tipicamente 0,7 V). Isso é fundamental dadas as amplitudes dos sinais de áudio.

Quando o sinal na entrada do retificador (sinal de saída do multiplicador na porta W) é positivo, D2 está “ligado” e D1 está “desligado”, fazendo com que U3.1 amplifique o sinal conforme a expressão dada por $\frac{R_9}{R_8} + 1$, que resulta em um ganho de 1,47. Esse ganho foi estipulado na tentativa de aproveitar ao máximo a faixa dinâmica ótima do ADC do microcontrolador, sabendo que o sinal se encontrará em +4 dBu, porém sem passar dos limites de tensão; é um compromisso já que não é possível

saber ao certo o nível dos transientes presentes no sinal. Por outro lado, quando o sinal da entrada é negativo, D2 está “desligado” e D1 está “ligado”, reduzindo o ganho de U3.1 a zero. U3.2 serve como seguidor de tensão (*buffer*), uma vez que circuitos retificadores desse tipo são bastante sensíveis às impedâncias vistas de entrada e saída. Vale também ressaltar que o diodo 1N4148 foi escolhido por ser um componente de baixo custo, popular, facilmente encontrado no mercado (FIGURA 7).

O valor detectado pelo circuito é o pico da onda retificada. O compressor processa o volume em dBV com a referência sendo 1 V pico e não 1 V eficaz. Escolheu-se fazer desse modo para enfatizar que, neste projeto, o valor de pico é como se fosse o valor RMS verdadeiro, a fim de simplificar tanto o *hardware* quanto o *software*. Sendo assim, para evitar confusões, a grafia dBV é utilizada somente quando a referência considerada é 1 V eficaz, e a grafia dBV_{pico} é reservada para a referência de 1 V pico.

FIGURA 7 – ESTÁGIO DE DETECÇÃO

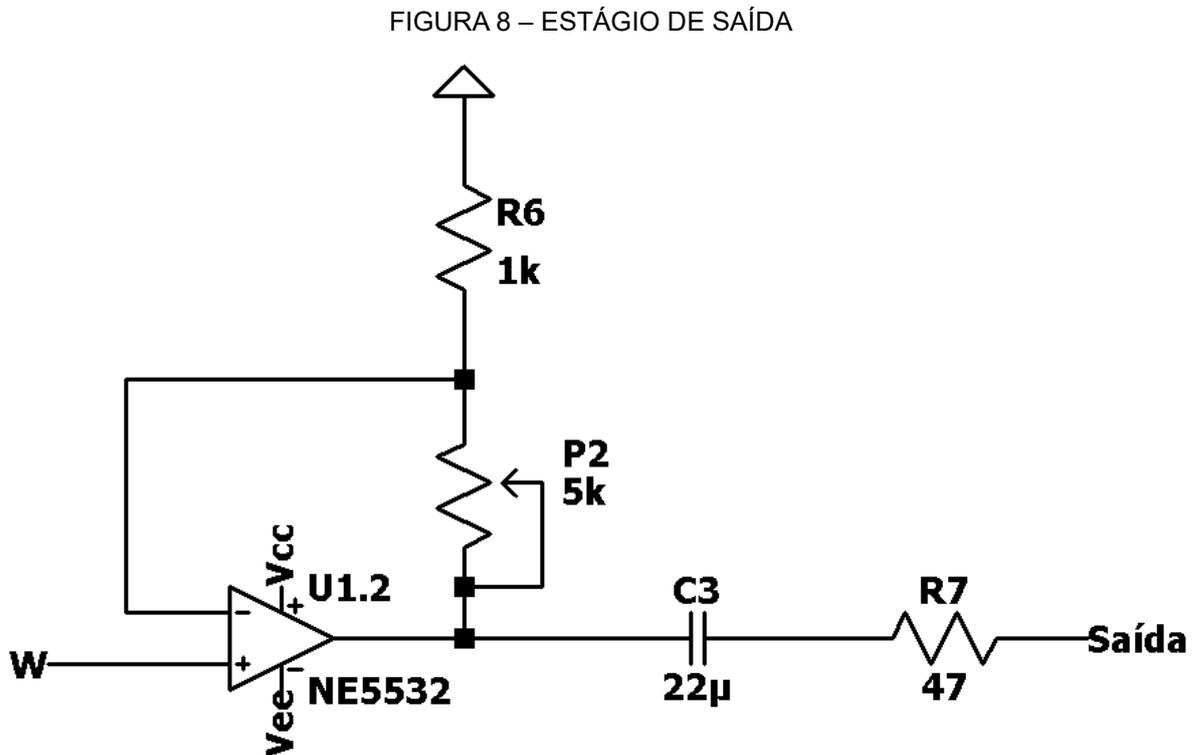


FONTE: O autor (2024).

5.2.4 Estágio de Saída

O estágio de saída implementa o ganho de compensação necessário após a compressão do sinal. Isto é feito por meio de U1.2 que, junto com um potenciômetro logarítmico de 5 kΩ, varia o ganho de sinal de aproximadamente 0 dB até cerca de +15 dB, da mesma forma como foi feito no estágio de entrada. Após o amplificador U1.2, C3, capacitor bipolar, forma com a carga um filtro passa-altas, que tem por objetivo bloquear sinais de tensão CC do compressor, evitando que se propaguem

para o equipamento seguinte. Além disso, o resistor R7 foi utilizado numa tentativa de reduzir possíveis oscilações do sinal nos transitórios por conta das capacitâncias e indutâncias parasitas presentes nos cabos (FIGURA 8).



FONTE: O autor (2024).

5.3 PCI

O leiaute da PCI foi projetado através do EasyEDA, e as vistas 2D dos planos superior e inferior do leiaute projetado são mostradas na FIGURA 9 e na FIGURA 10, respectivamente. A placa é retangular de tamanho 70x85 mm, 1,6 mm de espessura e face simples.

Utilizou-se as seguintes regras de projeto:

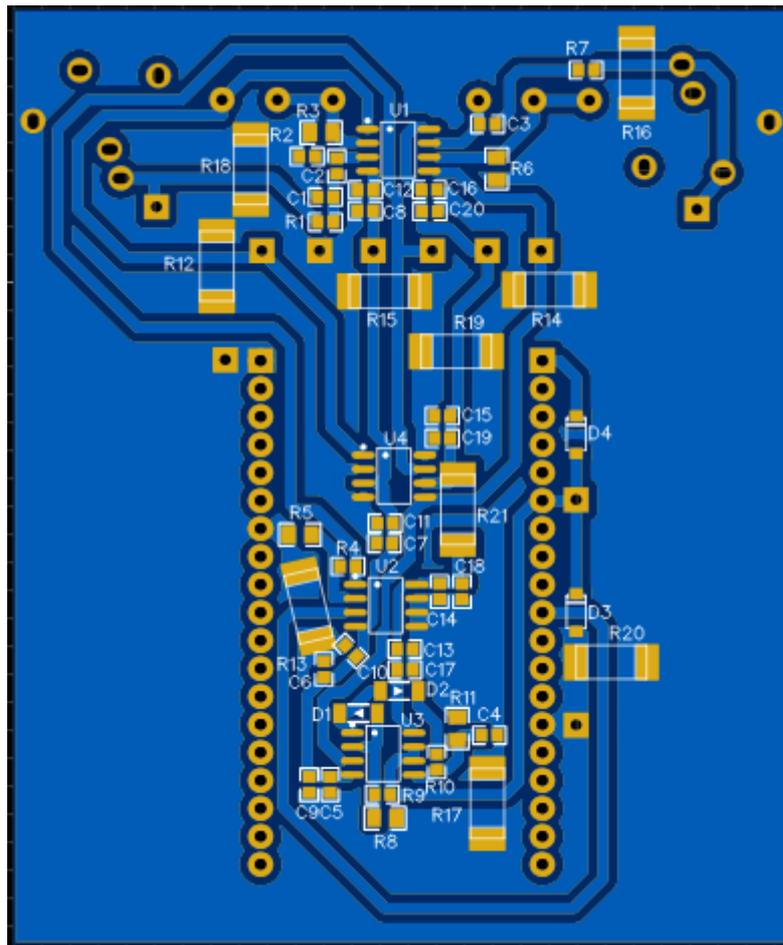
- a) largura de trilha mínima de 0,7 mm;
- b) afastamento mínimo de 0,3 mm;
- c) diâmetro mínimo do anel de cobre da via de 2,2 mm;

- d) diâmetro mínimo do furo da via de 1 mm;
- e) afastamento entre plano terra e trilhas de 0,8 mm, sem alívio térmico.

Foram previstos oito pontos de teste na PCI, sendo eles:

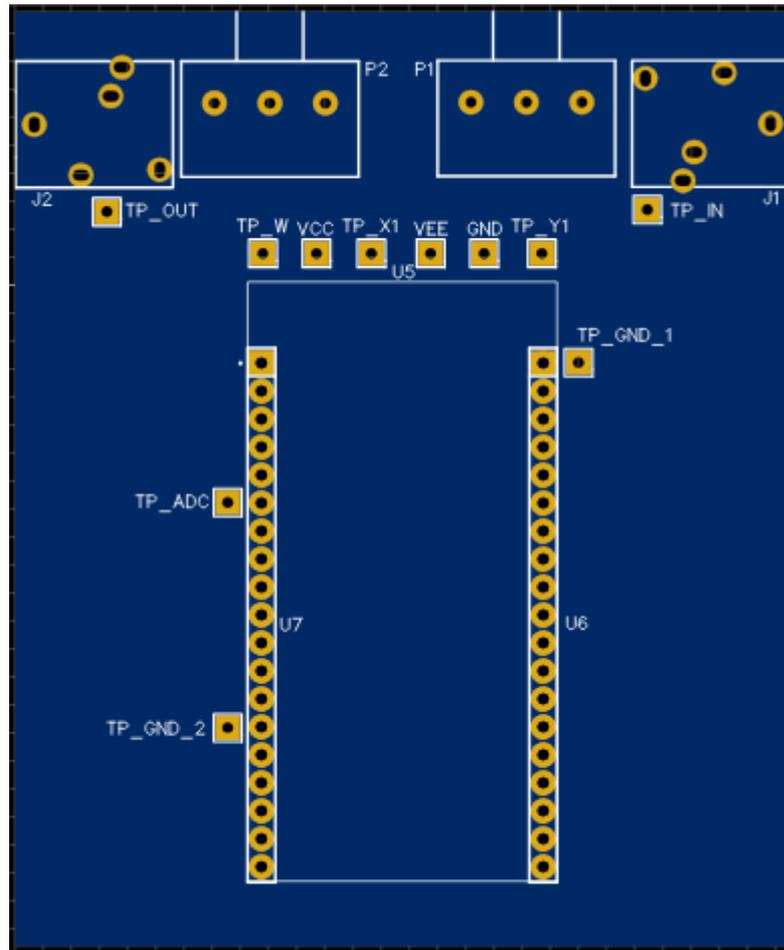
- a) TP_IN: sinal na entrada do compressor;
- b) TP_Y1: sinal no pino Y1 do AD633;
- c) TP_X1: sinal no pino X1 do AD633;
- d) TP_W: sinal no pino W do AD633;
- e) TP_ADC: sinal no pino do ADC do ESP32;
- f) TP_OUT: sinal na saída do compressor;
- g) TP_GND_1 e TP_GND_2: pinos extras para terra do circuito.

FIGURA 9 – VISUALIZAÇÃO 2D DO PLANO SUPERIOR DO LEIAUTE



FONTE: O autor (2024).

FIGURA 10 – VISUALIZAÇÃO 2D DO PLANO INFERIOR DO LEIAUTE

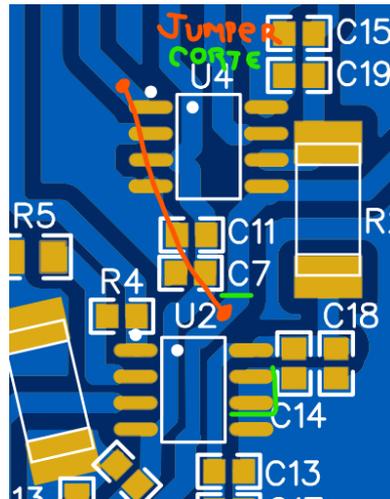


FONTE: O autor (2024).

Foi necessário fazer duas modificações na PCI já fresada: mudar a topologia de realimentação para alimentação direta e configurar corretamente o amplificador operacional que não está sendo utilizado no CI U2 (FIGURA 11). Isto foi feito para que não fosse necessário fresar uma nova placa. Infelizmente, acabou sendo necessário introduzir um *jumper*, o que aumenta a susceptibilidade do circuito a ondas eletromagnéticas indesejadas.

Quanto ao corte em “L” que isola a entrada inversora e a saída do amplificador U2.2 na FIGURA 11, fez-se isso porque possivelmente esse amplificador não utilizado estava sobreaquecendo por estar mal configurado. Mullins *et al.* (2018) por meio de nota técnica da Texas Instruments afirma que a maneira correta de conectar um amplificador não utilizado em um CI com alimentação simétrica é como seguidor de tensão.

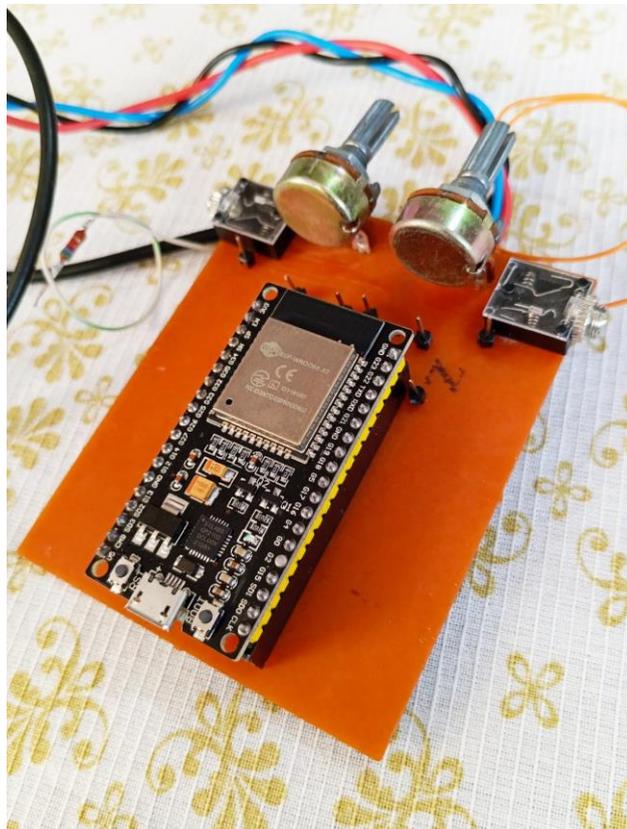
FIGURA 11 – MODIFICAÇÕES PÓS-FRESAGEM



FONTE: O autor (2024).

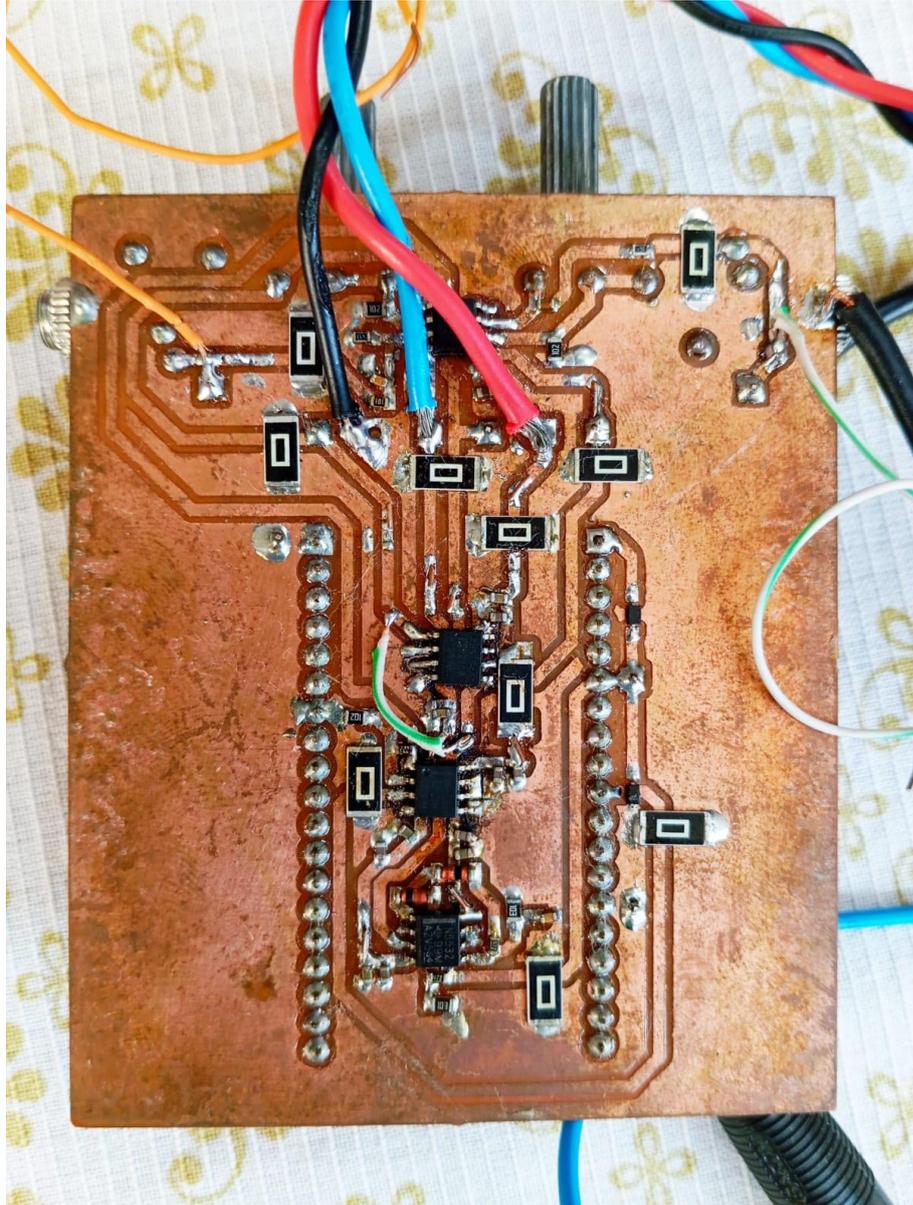
A versão final da placa consta na FIGURA 12 e na FIGURA 13, ainda com alguns fios soldados que facilitaram as medições.

FIGURA 12 – VISTA SUPERIOR DA PCI



FONTE: O autor (2024).

FIGURA 13 – VISTA INFERIOR DA PCI



FONTE: O autor (2024).

5.4 ALGORITMO

O código do microcontrolador começa definindo a forma de comunicação da serial, a resolução e atenuação do ADC e o valor inicial do DAC. Após isso, o laço é iniciado com a leitura da serial para checar se o usuário entrou um novo valor para algum parâmetro de compressão. Caso o usuário tenha mudado algum parâmetro, os parâmetros são atualizados e impressos no monitor serial. A tensão presente no ADC

é comparada com o limiar corrente: se ela estiver acima do limiar, o ataque é aplicado; do contrário, o processo de liberação inicia (FLUXOGRAMA 1).

O filtro digital com resposta ao impulso infinita (IIR) usado é de primeira ordem, sendo a equação de diferenças dada por:

$$y[i]=y[i-1]+\alpha*(x[i]-y[i-1]) \quad (3)$$

onde:

y = saída do sistema

x = entrada do sistema

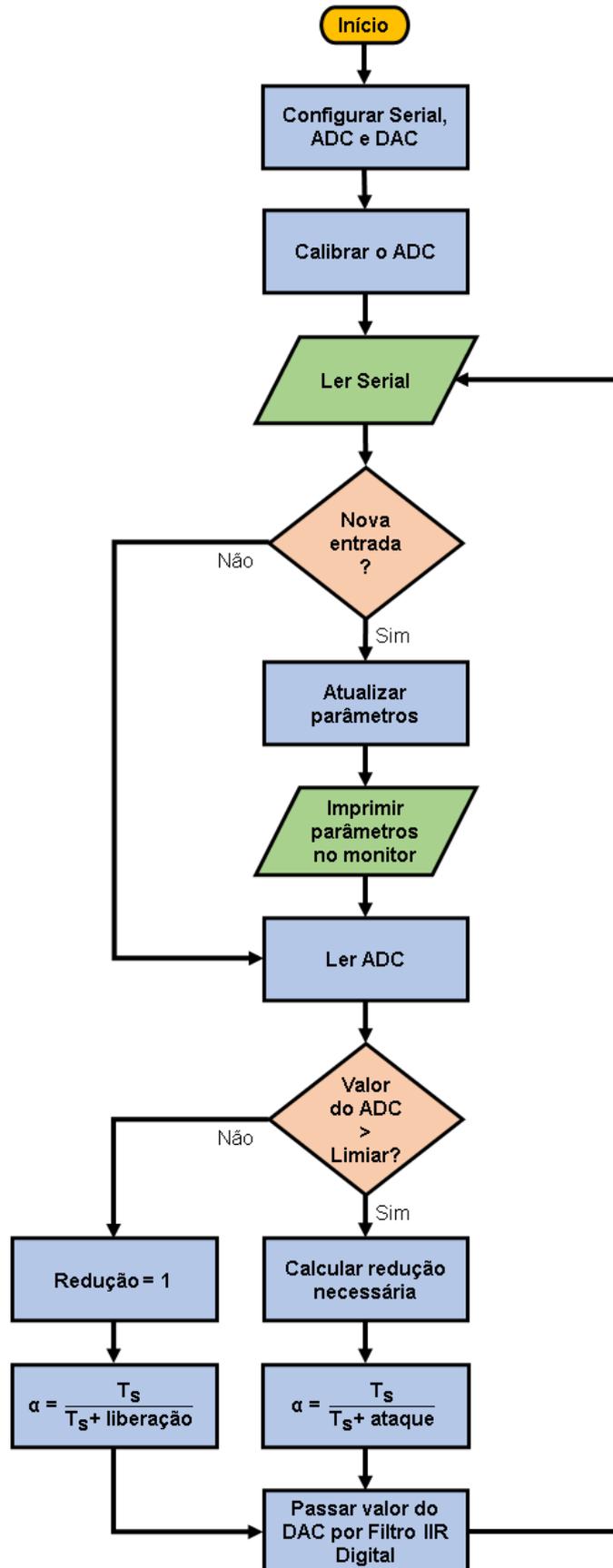
α = fator de suavização

Esse filtro é obtido a partir da discretização da resposta de um filtro RC.

O fator de suavização depende do tempo de amostragem, T_s , e do valor da constante de tempo RC, tal que:

$$\alpha = \frac{T_s}{RC+T_s} \quad (4)$$

FLUXOGRAMA 1 – ALGORITMO DO COMPRESSOR



FONTE: O autor (2024).

5.5 MEDIÇÕES

Esta seção apresenta dados relativos às medidas realizadas comparados às simulações. O gerador de função Agilent 33220A, o osciloscópio Keysight MSO-X 3024A, o analisador de rede vetorial (VNA) HP 3577A e a fonte de alimentação externa Instrutherm FA-3030 foram os instrumentos usados. A seguir uma breve descrição das características de cada instrumento mais relevantes para as medidas realizadas.

O Agilent 33220A é um gerador de função capaz de gerar sinais de 1 μ Hz até 20 MHz, com amplitude indo de 20 mVpp até 20 Vpp para cargas de alta impedância. O THD do instrumento é de 0,04% entre 0 e 20 kHz. O nível de ruído não é especificado na folha de dados.

O Keysight MSO-X 3024A é um osciloscópio de sinais mistos com 4 canais, banda passante de 200 MHz e taxa de amostragem de 4 GSa/s. O instrumento vem por padrão com memória de máxima de 2 Mpts, podendo aumentar até 4 Mpts. A base de tempo pode ir de 2 ns/div até 50 s/div.

O VNA 3577A feito pela HP é capaz de varrer em frequência desde 5 Hz até 200 MHz com 0,001 Hz de resolução. Quanto a varredura de amplitude, esta vai de -59 dBV_{pico} até +5 dBV_{pico}, ou seja, de cerca de 1 mV pico até 1,78 V pico com resolução de 0,05 dB, sendo a impedância de saída da fonte do VNA 50 Ω . O receptor opera na mesma faixa de frequência da fonte e pode ser configurado como 50 Ω ou 1 M Ω com atenuação de 0 ou +20 dB. Quando configurado como 50 Ω , +20 dB de atenuação e resolução de largura de banda (RBW) de 10 Hz, o ruído de fundo do equipamento é de -110 dBV_{pico} entre 100 Hz e 30 kHz.

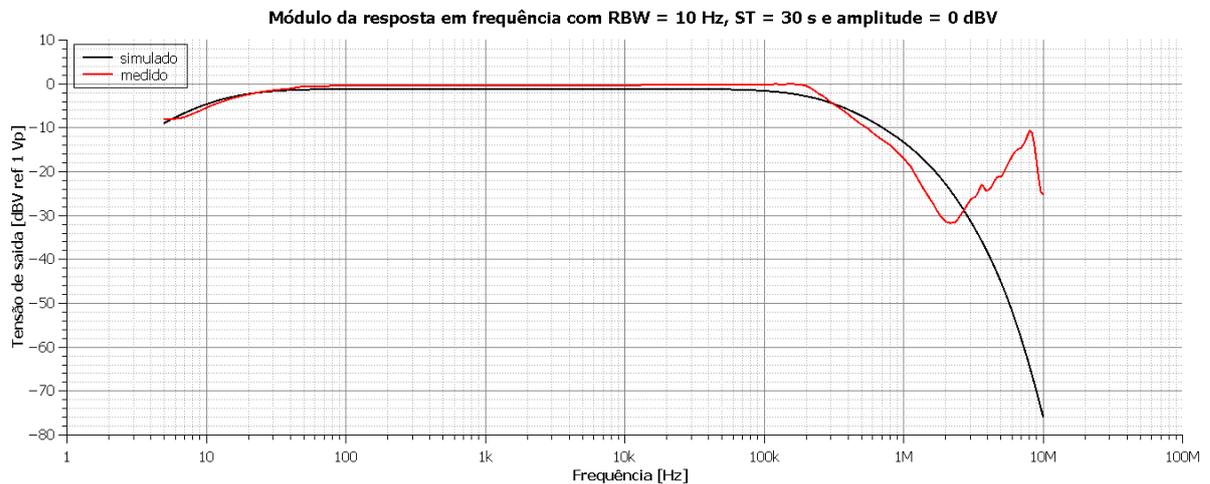
A fonte externa utilizada tem duas saídas de tensão e corrente que podem ser continuamente ajustadas, indo de 0 até 32 V e 3 A, e uma saída fixa em 5 V e 3 A. As saídas podem ser conectadas em série, gerando tensões simétricas. A precisão de indicação de tensão é de $\pm 1\%$ e de corrente é de $\pm 2\%$, ambas com erro fixo de ± 2 dígitos no mostrador. Por fim, a regulação de tensão é menor que 0,01% + 2 mV para tensão constante, e o ruído é de -63 dBV_{pico}.

5.5.1 Resposta em frequência

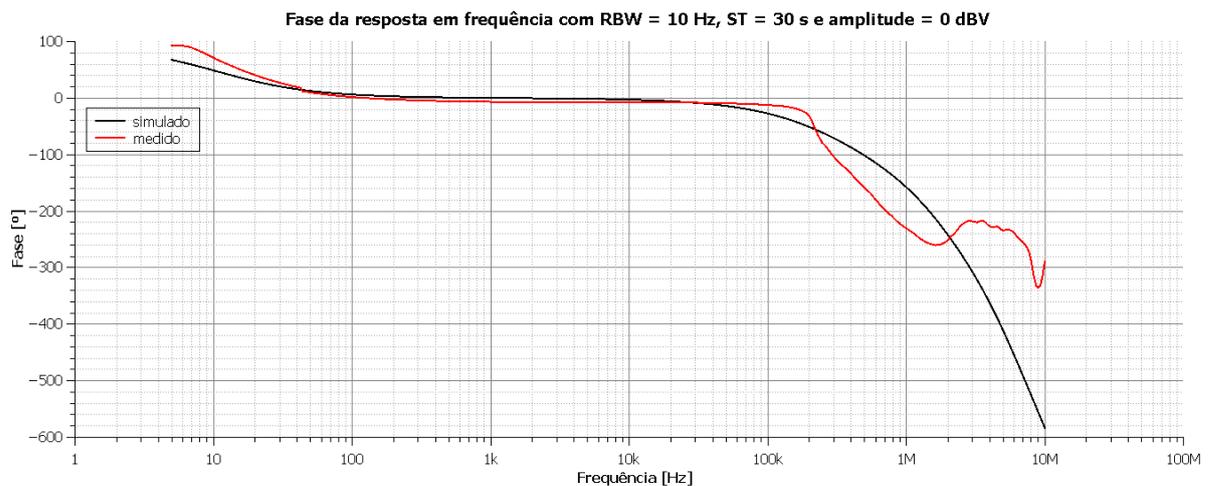
O GRÁFICO 4 mostra a comparação da resposta em frequência medida no VNA com a simulada. Fica claro que o circuito tem resposta plana na banda que interessa, ou seja, de 20 Hz a 20 kHz. Além disso, o circuito permanece com resposta quase linear até atingir a frequência de corte do filtro passa-baixas formado por R1 e C1—algo próximo a 280 kHz (GRÁFICO 4a).

GRÁFICO 4 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

a)



b)



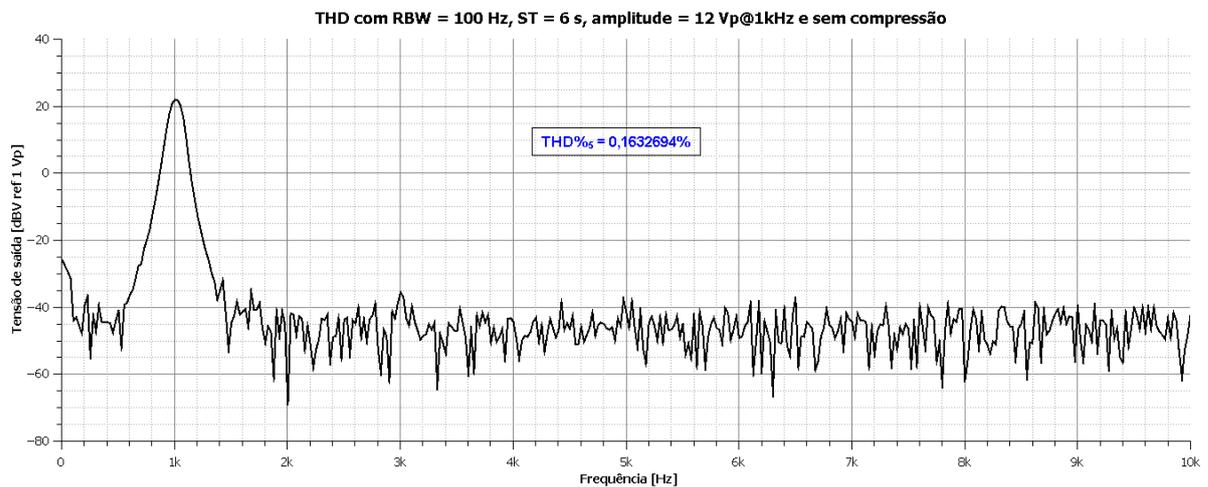
FONTE: O autor (2024).

LEGENDA: RBW, sigla de *resolution bandwidth*, é largura do filtro passa-banda centrado na frequência intermediária (IF) do VNA, e ST, *sweep time*, é o tempo de varredura. As amplitudes são todas em dBV_{pico} .

5.5.2 THD e SNR

A distorção harmônica total e a relação sinal-ruído foram ambas medidas para a condição de máxima saída do compressor, algo próximo de 12 V pico, prestes a saturar. Além disso, a medida foi realizada fora da condição de compressão, para não subestimar os dados. Por fim, sabendo que o ruído e a distorção dos instrumentos utilizados são muito menores que os do circuito, pode-se estimar com boa razoabilidade o ruído a partir do seguinte gráfico para o THD.

GRÁFICO 5 – THD MEDIDO



FONTE: O autor (2024).

Olhando o gráfico acima, o THD medido até a 5ª harmônica do 1 kHz é de aproximadamente 0,16% e o ruído pode ser estimado como -50 dBV_{pico}. Simulando o THD e o ruído no LTspice para as mesmas condições da medida, encontram-se cerca de 0,15% de THD e -72 dBV_{pico} de ruído. O ruído simulado é aproximadamente constante com 240 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ em uma banda de cerca de 1 MHz.

Ainda conforme o GRÁFICO 5, pode-se estimar a tensão máxima de saída como +22 dBV_{pico}. De maneira semelhante, o valor do sinal máximo na simulação ficou em torno de +21 dBV_{pico}.

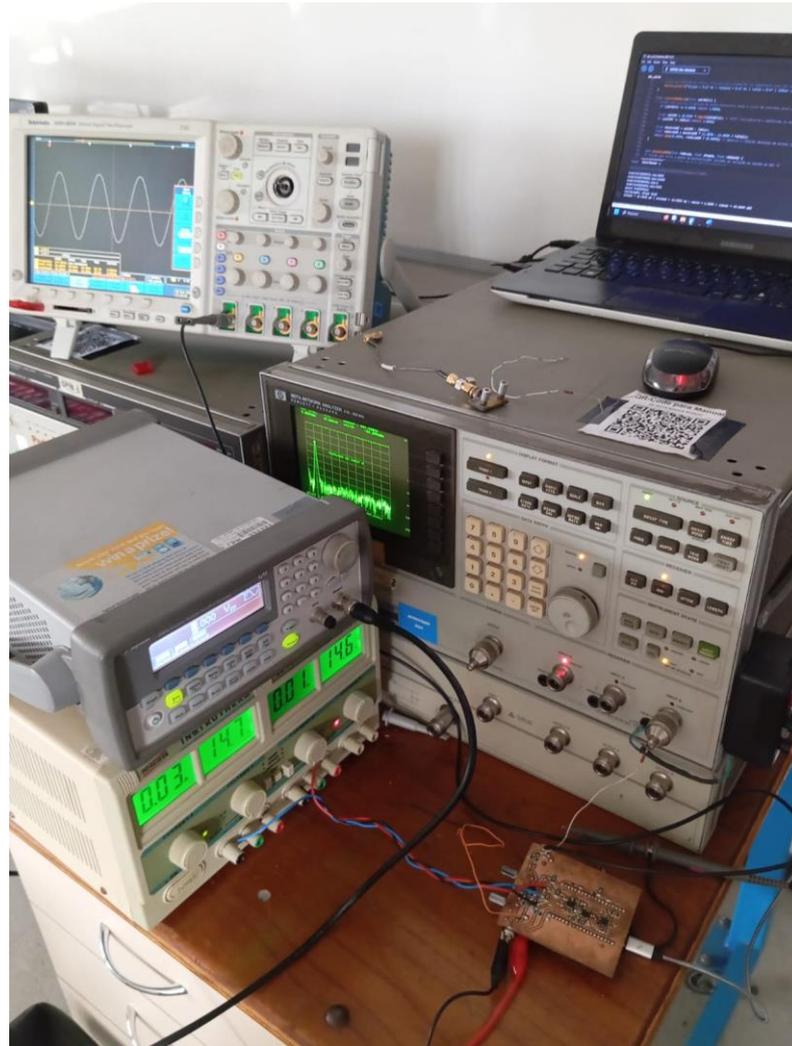
Sabendo disso, a TABELA 8 resume os valores obtidos para distorção e SNR.

TABELA 8 – VALORES MEDIDOS E SIMULADOS PARA THD E SNR

	MEDIDO	SIMULADO
THD	0,16%	0,15%
SNR	+72 dB	+93 dB

FONTE: O autor (2024).

FIGURA 14 – CONFIGURAÇÃO UTILIZADA PARA MEDIR O THD



FONTE: O autor (2024).

Deve-se chamar a atenção, com auxílio da FIGURA 14, que alguns fios tiveram que ser soldados provisoriamente na placa para facilitar as medições. Mais especificamente, um resistor de 5,6 k Ω foi posto em série na saída do compressor durante as medições utilizando o VNA, formando assim um atenuador de potência de cerca de -41 dB com o 50 Ω do receptor. Isso foi feito para não saturar, e nem danificar,

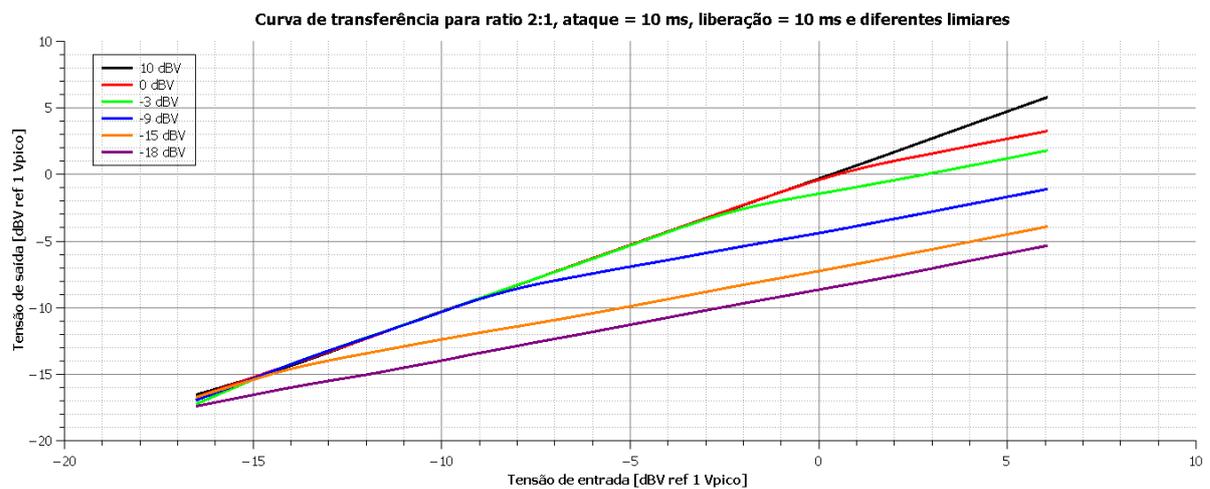
a entrada do VNA cuja potência de saturação (*overload*) é de 0 dBm para a configuração utilizada, 50 Ω com +20 dB no atenuador interno.

5.5.3 Linearidade entrada/saída

O GRÁFICO 6 mostra várias curvas de transferência para diferentes limiares de tensão. Quando apenas o limiar muda, as retas são todas quase paralelas, mudando apenas o ponto onde a mudança da inclinação ocorre. Este é o ponto da tensão de limiar.

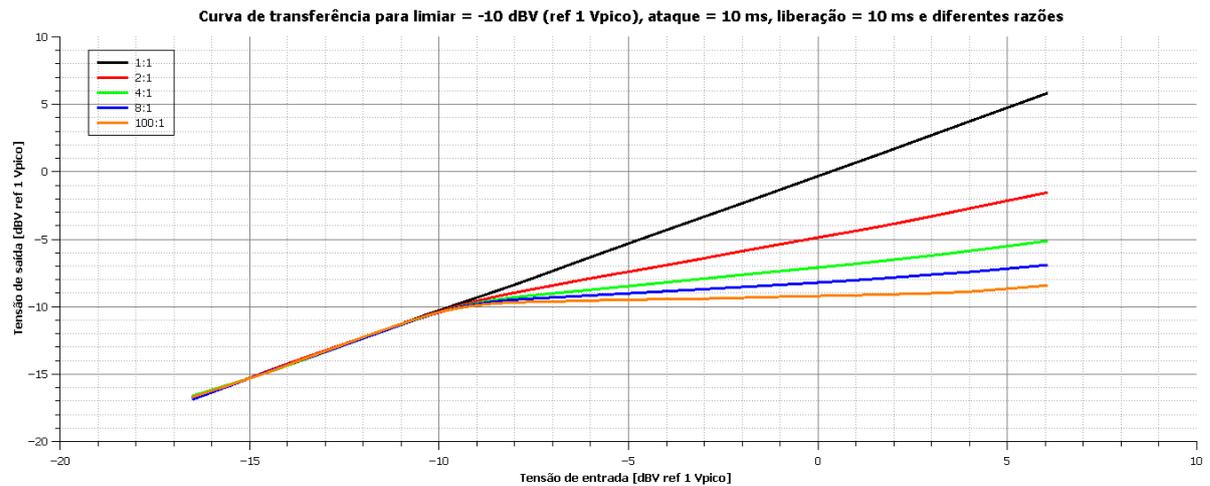
Por outro lado, quando somente a razão de compressão varia, mantendo os outros parâmetros constantes, várias inclinações são obtidas em torno do mesmo ponto de limiar (GRÁFICO 7).

GRÁFICO 6 – CURVA DE TRANSFERÊNCIA MEDIDA COM LIMIAR VARIANTE



FONTE: O autor (2024).

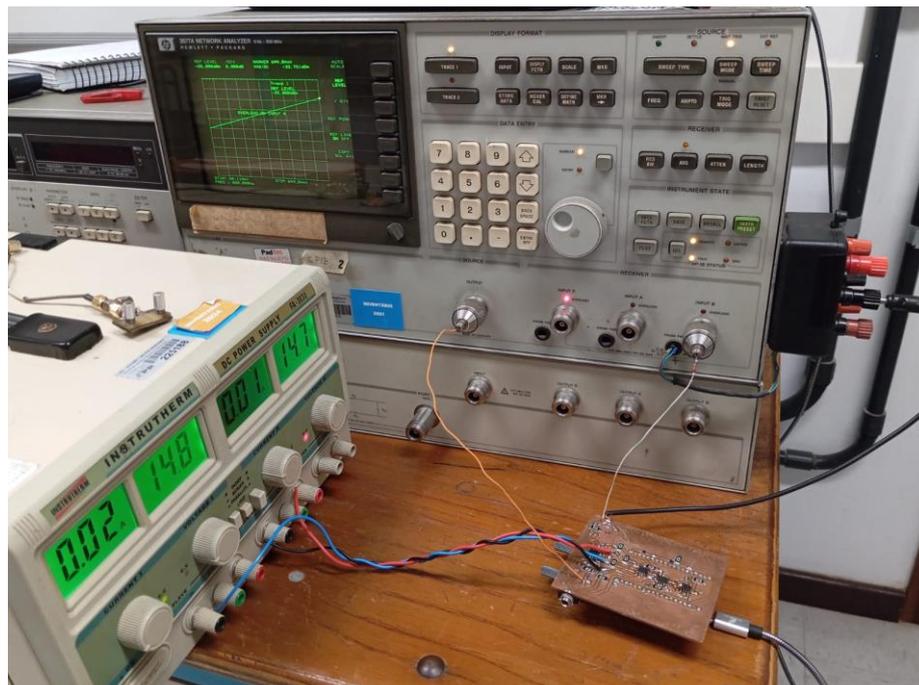
GRÁFICO 7 – CURVA DE TRANSFERÊNCIA MEDIDA COM RAZÃO VARIANTE



FONTE: O autor (2024).

Como discutido na revisão bibliográfica, para fazer esse teste é necessário que cada medida em frequência leve um certo tempo para estabilizar o compressor. Por isso, escolheu-se um tempo de passo de 100 ms para constantes de tempo de 10 ms.

FIGURA 15 – CONFIGURAÇÃO USADA PARA TESTES DE LINEARIDADE

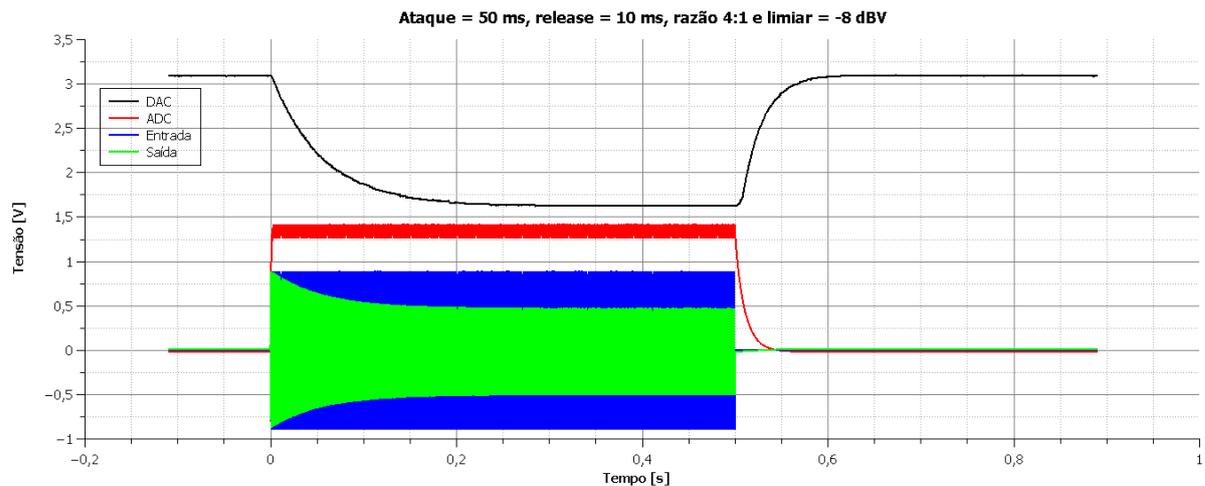


FONTE: O autor (2024).

5.5.4 Dinâmica

Para avaliar o comportamento do compressor no tempo, gerou-se um sinal composto por rajadas de senoides em 1 kHz e 1 V pico. O período entre os disparos é de 1 s e o número de ciclos de senoides é de 500.

GRÁFICO 8 – AVALIAÇÃO DA DINÂMICA DO COMPRESSOR



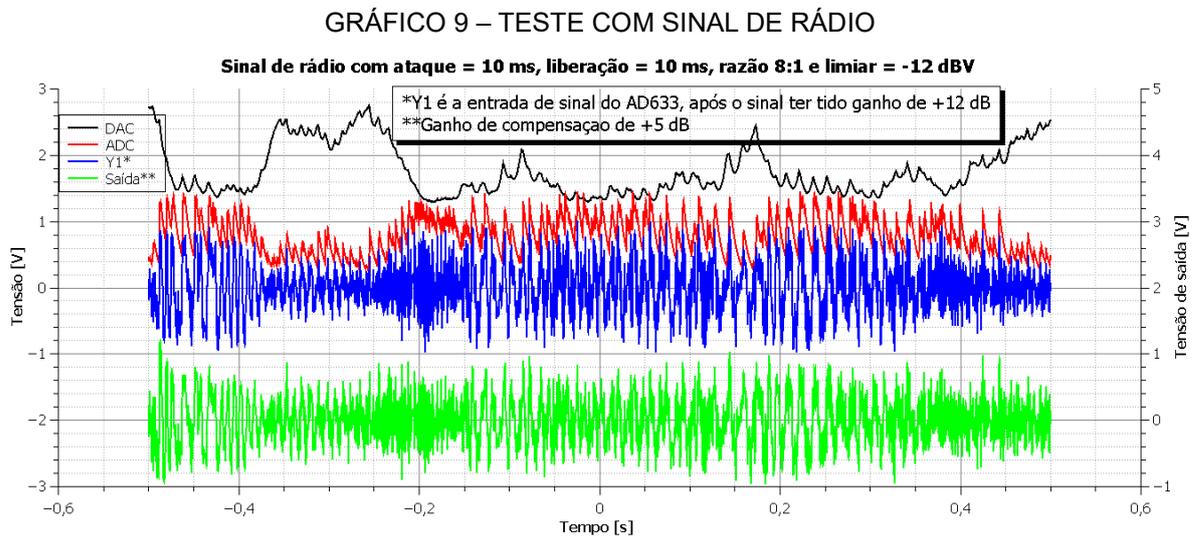
FONTE: O autor (2024).

Do GRÁFICO 8, o ataque de fato variou o quão rápido o sinal de saída atingiu o nível estipulado pela lei de controle, e viu-se que a tensão no ADC é sempre constante. Isso foi fundamental para que ao final do ataque se obtivesse o nível de tensão esperado, visto que é com base na tensão do ADC que se calcula a quantidade de compressão a ser aplicada.

O valor mínimo das constantes de tempo é de 10 ms, pois, como o tempo de amostragem do circuito é de 0,07 ms, aproximadamente, para que a filtragem aconteça de maneira correta, a constante de tempo deve ser maior que esse tempo. Um valor prático é definir a constante mínima como pelo menos dez vezes o tempo de amostragem do filtro, por isso 10 ms.

5.5.5 Teste com sinal de rádio

O último teste para validar o funcionamento do compressor foi feito colocando-se um sinal áudio proveniente de uma web rádio na entrada do equipamento. Para fazer isso, o autor baixou um aplicativo de rádio no celular e conectou a saída de fone de ouvido do celular à entrada do compressor por meio de um cabo p2 macho-macho. Então, elevou-se o sinal da entrada para cerca de 1 V pico-a-pico dando um ganho de +12 dB no potenciômetro da entrada. Para compensar a compressão, o ganho de compensação foi de +5 dB.



FONTE: O autor (2024).

Facilitando a visualização do efeito de compressor, foi configurada uma razão de 8:1 e um limiar bem abaixo de 1 V. Vê-se que, apesar do sinal da entrada e da saída estarem em cerca de 1 V pico-a-pico, o sinal da saída preenche mais essa faixa de tensão. Isso fica claro no trecho entre -0,4 e -0,2 segundos onde o nível de tensão da saída é maior (GRÁFICO 9).

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi possível fazer um protótipo de compressor analógico digitalmente controlado cujas características estão resumidas na tabela abaixo.

TABELA 9 – CARACTERÍSTICAS DO COMPRESSOR PROJETADO

Característica	Valor
SNR	+72 dB @ 1 kHz com saída em nível máximo
THD	0,16% @ 1 kHz com saída em nível máximo
Limiar	-15 dBV até $+\infty$, ref 1 V pico
Ataque	10 ms até $+\infty$ ms
Liberção	10 ms até $+\infty$ ms
Razão	1:1 até $+\infty$:1
Ganho de compensação	0 até +15 dB

FONTE: O autor (2024).

O alcance dos parâmetros é próximo do que é oferecido tipicamente nos compressores do mercado, e o compressor pode também atuar como limitador na prática (TABELA 1). Além disso, considerando as limitações dos componentes da placa, os valores de distorção e SNR são adequados para a aplicação proposta, de modo que o ruído é menor 1 milésimo da amplitude da saída e a distorção é próxima dos equipamentos de alta qualidade (geralmente $< 0,1\%$).

A simplicidade, a escolha dos componentes e o leiaute foram determinantes para confecção de uma PCI com preço menor que R\$ 100,00 e que possui as especificações dadas na tabela anterior.

6.1 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O autor deixa as seguintes sugestões de trabalhos futuros:

- a) transformar circuito de mono para estéreo;
- b) fazer versão totalmente ou parcialmente balanceada do circuito;
- c) desenvolver um “processador de dinâmica universal”;

d) adequar a resposta em frequência à faixa do ouvido humano.

Fazer uma versão estéreo desse compressor é viável, uma vez que os conectores utilizados na entrada e na saída do compressor são estéreo e o ESP32 tem mais de um canal ADC bem como DAC.

Pode-se também utilizar sinais puramente diferenciais, a fim de reduzir a susceptibilidade do circuito ao ruído externo. No geral, equipamentos de áudio mais profissionais recebem sinais balanceados, vindos de cabos XLR. Alguns mantêm os sinais balanceados em todo circuito, enquanto que outros processam de maneira não balanceada, subtraindo o ruído presente no terra compartilhado pelo sinal em fase (*hot*) e o sinal em contrafase (*cold*).

Uma terceira alternativa consiste em acrescentar ao código implementado as funções de porta de ruído (*noise gating*) e expansor, resultando no efeito inverso da compressão/limitação: aumento da faixa dinâmica. Dessa forma, teria-se “um processador de dinâmica universal”, capaz de realizar as quatro operações sobre a faixa dinâmica: compressão, limitação, expansão e *noise gating*.

Finalmente, pode-se diminuir ainda mais o ruído de fundo do compressor limitando a sua banda passante. Como o protótipo tem uma banda próxima de 1 MHz, acaba que o ruído tem mais banda para se propagar do que o necessário. Apesar dessa banda maior manter a fase em 0° na faixa de 20 Hz a 20 kHz, é mais adequado diminuir a frequência de corte dos filtros passa-baixas, sacrificando a resposta em fase em prol de um ruído menor. Isso se justifica por conta do ouvido humano ser muito mais um “analisador de espectro” do que um “osciloscópio”, percebendo mais o conteúdo harmônico de um sinal e a direção da fonte (estereofonia) do que a fase.

REFERÊNCIAS

ANALOG DEVICES. **AD633**. Norwood, 2015. Folha de dados. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad633.pdf>. Acesso em: 27 jun. 2024.

BALLOU, G. (ed.). **Handbook for Sound Engineers**. 5. ed. New York: Focal Press, 2015.

CARAM, J. P. **FlatCAM 8.5**. Juan Pablo Caram, 2016. 1 Programa de Computador.

DENVI. **Candle 1.1**. Disponível em: <https://github.com/Denvi/Candle>. Acesso em: 22 set. 2024.

DERUTY, E.; TARDIEU, D. About Dynamic Processing in Mainstream Music. **Journal of the Audio Engineering Society**, New York, v. 62, n. 1/2, p. 42-55, jan./feb. 2014.

ELLIOTT, R. **Compression in Audio Recordings**, 2005. Disponível em: <https://sound-au.com/compression.htm>. Acesso em: 25 jun. 2024.

HOOD, J. L. *et al.* **Audio Engineering: know it all**. Oxford: Elsevier Inc.: Newnes, 2009.

KADIS, J. **Dynamic Range Processing and Digital Effects**, 2018. Disponível em: https://ccrma.stanford.edu/courses/192b/192b_Lecture_1_18.pdf. Acesso em: 03 fev. 2024.

LTSPICE. **LTspice 24.0.9**. Analog Devices, Inc., 2024. 1 Programa de Computador.

METZLER, B. **Audio Measurement Handbook**. 2. ed. Beaverton: Audio Precision, Inc., 2005.

MULLINS, E. *et al.* **How to Properly Configure Unused Operational Amplifiers**. Dallas, 2018. Disponível em: [https://www.ti.com/lit/ab/sboa204a/sboa204a.pdf?ts=1730271825766&ref_url=https%](https://www.ti.com/lit/ab/sboa204a/sboa204a.pdf?ts=1730271825766&ref_url=https%2F%2Fwww.ti.com%2Fproduct%2Fopa204a)

[253A%252F%252Fwww.bing.com%252F](https://www.bing.com/). Acesso em: 06 dez. 2024. Nota técnica da Texas Instruments.

RANE. *et al.* **Dynamic Processors -- Technology & Applications**, set. 2005. Disponível em: https://www.ranecommercial.com/kb_article.php?article=2129. Acesso em: 03 fev. 2024.

REESE, D. E.; GROSS, L. S.; GROSS, B. **Audio production worktext: concepts, techniques, and equipment**. 6. ed. Burlington: Focal Press, 2009.

SABIN, W. E. (ed.); SCHOENIKE, O. (ed.). **HF Radio Systems & Circuits**. 2. ed. rev. Tucker: Noble, 1998.

SELF, D. **Small signal audio design**. 4. ed. New York: Routledge, 2024.

SMITH, S. W. Audio Processing. *In*: SMITH, S.W. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**, 1997. p.351-372. Disponível em: <http://www.dspguide.com/pdfbook.htm>. Acesso em: 03 fev. 2024.

TC ELECTRONIC. **COMPRESSION APPLICATIONS**. Dinamarca, 2001. Guia de uso. Disponível em: https://mediadl.musictribe.com/download/software/tcelectronic/droney_massey_2001_compres.pdf. Acesso em: 09 ago. 2024.

TEMME, S. **Audio Distortion Measurements**. Nærum: Brüel & Kjær, [199?]. Nota de aplicação. Disponível em: <https://www.bksv.com/media/doc/bo0385.pdf>. Acesso em: 02 ago. 2024.

TEXAS INSTRUMENTS. **NE5532x, SA5532 Dual Low-Noise Operational Amplifiers**, 2015. Folha de dados. Disponível em: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne5532a.pdf?ts=1720272604878&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Acesso em: 06 jul. 2024.

WINER, E. **The Audio Expert: Everything You Need to Know About Audio**. 2. ed. New York: Routledge, 2018.