



UNIVERSIDADE DO VALE DO TAQUARI

CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

ESTUDO E PROJETO DE AMPLIFICADOR DE ÁUDIO CLASSE D

Samuel Diehl

Lajeado, 21 de junho de 2021

Samuel Diehl

ESTUDO E PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO CLASSE D

Projeto de Monografia apresentado na disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso, do curso de Engenharia de Controle e Automação, da Universidade do Vale do Taquari - Univates, como parte da exigência para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Me. Anderson Antônio Giacomolli

Lajeado, 21 de junho de 2021

RESUMO

A demanda crescente de energia devido ao crescimento e desenvolvimento mundial, associada às limitações das fontes disponíveis, além do crescimento na demanda por dispositivos portáteis, leva a necessidade de sistemas cada vez mais eficientes. Os sistemas de reprodução de áudio nestes dispositivos é um ponto crucial para a experiência do usuário e é responsável por boa parte do consumo energético do aparelho. Amplificadores de áudio de classe D possuem uma eficiência teórica de 100% ao realizar a modulação do sinal de áudio, os tornando ideais para aplicações na demanda atual. A fim de levar o conceito de eficiência energética para amplificadores de alta potência, propõe-se realizar o projeto de um amplificador de áudio em classe D com baixa dissipação térmica em caixas acústicas de grande potência, mantendo a fidelidade e atendendo as especificações mínimas pré-definidas. Com os estudos dos circuitos e topologias, foi construído um protótipo e realizado os testes e medições em bancada, mostrando um funcionamento de acordo com o esperado, gerando uma potência de 483,6 WRMS com uma eficiência de 81,2%.

Palavras-chave: Modulação. PWM. Realimentação. Filtro Butterworth.

ABSTRACT

The growing demand for energy due to global growth and development, associated with the limitations of available sources, in addition to the growth in demand for portable devices, leads to the need for ever more efficient systems. The audio reproduction systems on these devices is a crucial point for the user experience and is responsible for much of the device's energy consumption. Class D audio amplifiers have a theoretical efficiency of 100% when modulating the audio signal, making them ideal for today's demanding applications. In order to take the concept of energy efficiency to high-power amplifiers, it is proposed to carry out the project of a class D audio amplifier with low thermal dissipation in high-power loudspeakers, maintaining fidelity and meeting the minimum pre-specified specifications. defined. With the studies of circuits and topologies, a prototype was built and tests and measurements carried out on a bench, showing that it worked as expected, generating a power of 483.6 WRMS with an efficiency of 81.2%.

Keywords: Modulation. PWM. Feedback. Butterworth filter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Topologia básica de um amplificador classe AB.....	12
Figura 2 - Topologia básica de um amplificador em classe D.	13
Figura 3 - Slew rate de uma saída com um sinal de entrada quadrado.	15
Figura 4 - Modulação por largura de pulso de um sinal senoidal.	16
Figura 5 - Composição de um modulador sigma-delta.....	17
Figura 6 - Sistema genérico com realimentação negativa.....	17
Figura 7 - Amplificador integrador.	19
Figura 8 – Curva de resposta de um amplificador integrador de 1ª ordem.	19
Figura 9 - Comparador não inversor.	20
Figura 10 - Comparador inversor.	21
Figura 11 - Simbologia de um transistor MOSFET.....	21
Figura 12 - Regiões de operação do transistor MOSFET.	22
Figura 13 - Capacitâncias parasitas de um transistor MOSFET.....	22
Figura 14 - Estágio de potência em meia ponte.	24
Figura 15 - Estágio de potência em ponte completa.	25
Figura 16 - Curva de resposta de um filtro passa-baixa de 1ª ordem.	27
Figura 17 - Circuito de um filtro RC de 1ª ordem.....	27
Figura 18 - Comparação da curva de resposta do filtro Butterworth com Chebyshev.	28
Figura 19 - Circuito do filtro Butterworth.	28
Figura 20 - Atenuação de um filtro Butterworth conforme a ordem.	29
Figura 21 - Exemplo de rede zobel conectada em paralelo com a carga.....	30
Figura 22 - Diagrama de blocos do funcionamento do circuito.....	31
Figura 23 - Circuito de potência e driver de acionamento.	34
Figura 24 - circuito gerador de triangular usado.....	37
Figura 25 - Circuito comparador de sinais.....	38
Figura 26 - Circuito gerador de tempo morto.....	39
Figura 27 - Multímetros utilizados nos teste. Em A) Minipa ET 988 e B) Minipa ET2042E.	41
Figura 28 – Osciloscópio Keysight DSO1072B utilizado para medição e verificação das formas de onda.....	42
Figura 29 – Gerador de funções Agilent 33210A.	42
Figura 30 – Medição do resistor construído para os testes.	42
Figura 31 - Esquema elétrico do circuito de modulação e pré-amplificação.	43

Figura 32 – Tensão de saída do gerador de sinal triangular.	44
Figura 33 – Sinal de saída da etapa integradora.....	44
Figura 34 – Sinais do circuito pré-amplificador. Canal 1: Sinal de entrada; Canal 2: Sinal de saída.....	45
Figura 35 – Sinal de modulação do circuito comparador.	45
Figura 36 – Tempo morto entre os sinais de comando dos <i>mosfets</i>	46
Figura 37 - Esquema elétrico do estágio de saída.	47
Figura 38 – Sinais de entrada para o driver de acionamento de mosfet.	47
Figura 39 – Sinais de acionamento do <i>gate</i> dos <i>mosfets</i> . Canal 1: Pino 8 do IR2110S; Canal 2: Pino 1 do IR2110S.	48
Figura 40 – Sinal de potência de saída da meia ponte de <i>mosfets</i>	48
Figura 41 – Forma de onda de entrada e saída do filtro passa baixa de 4ª ordem. ...	49
Figura 42 – Portadora atenuada no sinal de saída do amplificador.	49
Figura 43 – Esquema elétrico das fontes de alimentação do protótipo.	50
Figura 44 – FFT do sinal de saída do amplificador.	51
Figura 45 – Resposta em frequência do amplificador.	52
Figura 46 – Teste da velocidade de transição do amplificador.	53
Figura 47 – Diagrama de bode adquirido do amplificador.	54
Figura 48 – Teste do amplificador sob máxima potência.	55
Figura 49 – Layout do circuito para confecção de placa desenvolvido em face dupla.	56
Figura 50 - Aspecto final da placa com montagem do circuito.	57

SUMÁRIO

ABSTRACT.....	4
1 INTRODUÇÃO	9
1.1. Justificativa	10
1.2. Objetivo geral	11
1.3. Objetivos específicos	11
2 REVISÃO TEÓRICA.....	12
2.1 Amplificação de áudio	12
2.1.1 Classe AB	12
2.1.2 Classe D.....	13
2.2 <i>THD (Total Harmonic Distortion)</i>	14
2.3 Fator de amortecimento	14
2.4 Resposta em frequência.....	14
2.5 <i>Slew Rate</i>	15
2.6 Modulação	15
2.6.1 <i>Pulse Width Modulation (PWM)</i>	15
2.6.2 Modulação delta sigma.....	16
2.7 Realimentação (<i>Feedback</i>)	17
2.8 Amplificador Operacional (AOP).....	18
2.8.1 Integrador	18
2.8.2 Comparador.....	20
2.9 <i>MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)</i>	21
2.10 Topologia Meia ponte	23
2.11 Ponte completa	24
2.12 Filtro passa baixa.....	25
2.12.1 Filtro RC	26
2.12.2 Filtro LC.....	27

2.13 Rede Zobel.....	29
3 PROJETO.....	31
3.1. Definição do funcionamento do sistema	31
3.2. Estágio de potência	32
3.3. Filtro de saída.....	35
3.4. Gerador de onda triangular	37
3.5. Circuito comparador	38
3.6. Gerador de tempo morto	38
3.7. Integrador de entrada	39
3.8. Pré-amplificador de entrada.....	40
3.9 Metodologia de testes	40
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES	41
4.1 Circuito de pré-amplificação, modulação e controle	43
4.1.1 Gerador de onda triangular.....	43
4.1.2 Integrador	44
4.1.3 Pré-amplificador.....	45
4.1.4 Comparador.....	45
4.1.5 Gerador de tempo morto	46
4.2 Estágio de saída.....	46
4.2.1 Driver de mosfet.....	47
4.2.2 Mosfets de potência.....	48
4.2.3 Filtro de saída.....	49
4.3 Fontes de alimentação.....	50
4.4 Testes de resposta do amplificador	51
4.4.1 Sensibilidade do amplificador	51
4.4.2 Análise de Fourier (FFT) e THD	51
4.4.3 Resposta em frequência.....	52
4.4.4 Slew rate	53
4.4.5 Ganho e fase do sinal	53
4.4.6 Eficiência	55
4.5 Layout da placa de circuito impresso	55
5 CONCLUSÃO.....	58
REFERÊNCIAS.....	60
ANEXOS	61

1 INTRODUÇÃO

Um amplificador de áudio de alta qualidade é considerado um sistema “transparente”, ou seja, sua saída é a cópia perfeita do sinal aplicado na entrada, sem nenhuma modificação. Qualquer diferença entre entrada e saída, além da potência, é considerada uma distorção (SLONE, 1999).

Os amplificadores conhecidos como lineares, que englobam as classes de amplificação A, B, AB e suas variações, foram os primeiros a serem desenvolvidos. São capazes de amplificar sinais elétricos com altíssima fidelidade, principalmente por serem completamente analógicos, além de terem passado por diversas melhorias ao longo dos anos. Por outro lado, a eficiência energética desses circuitos é um ponto que é insuficiente, sendo a melhor delas entre 60 e 70% (SELF, 2002).

Nas décadas passadas, amplificadores de áudio eram utilizados basicamente em sistemas de rádio e grandes sistemas de som para eventos. Com o passar dos anos, os sistemas de áudio foram adicionados nos mais variados dispositivos, como reprodutores de música, notebooks, telefones, etc. Dessa maneira, fez-se necessária a diminuição do tamanho e aumento da eficiência, já que muitas das aplicações tornaram-se portáteis (RUMSEY; MCCORMICK, 2009).

Os amplificadores de áudio de classe D possuem uma eficiência teórica de 100% e prática entre 80 e 90%. Esse nível de eficiência é obtido através da modulação do sinal de áudio, ou seja, as chaves de saída são ligadas e desligadas em uma frequência ultrassônica, sendo assim, a carga é conectada alternadamente a cada barramento de alimentação. Quando a tensão de entrada varia no tempo, a tensão média de saída varia com ela, sendo a média feita por um filtro de saída ou

diretamente pela carga. As frequências de chaveamento usadas variam de 50 kHz a 1 MHz. Uma frequência mais alta torna o filtro de saída mais simples e menor, mas tende a aumentar as perdas no circuito de saída e a distorção do sinal (SELF, 2009).

Segundo CORDELL (2011), os amplificadores classe D desde sempre sofrem com problemas de elevada distorção. As imperfeições no processo de chaveamento são os principais contribuintes de distorção nessa topologia de amplificação. Além disso, a linearidade do sinal da portadora, a quantização da largura do pulso, o tempo morto do sinal e os componentes parasitas do circuito são alguns dos problemas que levam à distorção. Enquanto em classes como AB a realimentação do sinal é feita na saída, a realimentação da classe D comumente é realizada antes do filtro, impossibilitando a correção de problemas adicionados por ele, como o baixo fator de amortecimento.

Embora o princípio de operação para amplificadores classe D seja bastante simples, o desafio está nos detalhes. Existem muitas fontes potenciais de imperfeição e muitos desafios de projeto associados à classe D. A realimentação negativa deve ser aplicada à maioria dos amplificadores de classe D para que um desempenho aceitável possa ser alcançado (CORDELL, 2011).

Uma vez que a estabilidade e as características de ruído do sistema de malha fechada são muito melhores do que o sistema de malha aberta, a implementação do amplificador de potência de áudio de classe D em malha fechada, com um sistema de realimentação, torna-se imprescindível (ZHANGMING et. al. 2009).

1.1. Justificativa

Amplificação de sinais, principalmente de áudio, é uma das mais comuns e utilizadas no dia a dia da sociedade. O crescimento e desenvolvimento mundial acarreta numa demanda crescente de energia e, devido às limitações das fontes disponíveis, a necessidade de sistemas cada vez mais eficientes se torna notável.

Uma vez que a eficiência é obtida, também é necessário garantir que o dispositivo opere dentro das especificações mínimas para sua aplicação. Sendo assim, a fidelidade do amplificador é um ponto relevante que deve ser observado durante o projeto e desenvolvimento.

Partindo disso, pretende-se realizar o projeto de um amplificador de áudio em classe D para que o sistema possa operar com baixa dissipação térmica em caixas acústicas de grande potência. A escolha da classe D está relacionada principalmente à eficiência energética, apesar de não ser a topologia mais fiel. A baixa distorção harmônica do sinal de saída torna-se um desafio a ser cumprido, atendendo as especificações mínimas pré-definidas.

1.2. Objetivo geral

É objetivo principal deste trabalho projetar um amplificador de áudio operando em classe D de 500 W RMS para uma carga de $2\ \Omega$, com resposta em frequência de 20 Hz a 20 kHz.

1.3. Objetivos específicos

- I. Realizar a revisão bibliográfica da classe de amplificação, técnicas de modulação, filtro de saída e técnicas de realimentação;
- II. Determinar a topologia de circuito;
- III. Realizar o projeto dentro dos parâmetros pré-definidos;
- IV. Projetar uma placa de circuito impresso única para todo o amplificador;
- V. Testar potência e eficiência energética para comprovar a teoria;
- VI. Realizar ensaios de fidelidade do áudio.

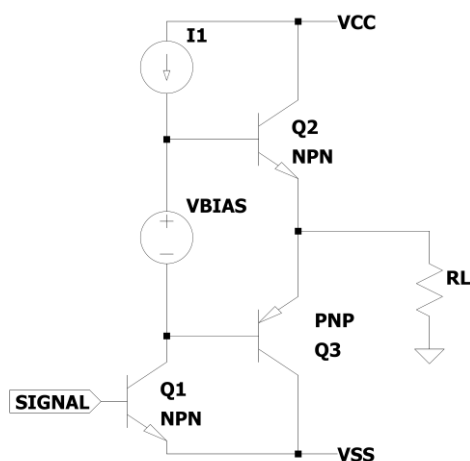
2 REVISÃO TEÓRICA

2.1 Amplificação de áudio

2.1.1 Classe AB

É uma combinação das classes A e B. Se um estágio amplificador for polarizado para Classe-B e sua polarização for aumentada, ele entrará em AB. Para níveis de potência abaixo de um determinado nível, ambos os dispositivos de saída conduzem e a operação é Classe A. Em níveis mais altos, um dispositivo será completamente desligado enquanto o outro fornece mais corrente, e a distorção aumenta neste ponto quando a ação AB começa. Cada dispositivo conduzirá entre 50% e 100% do tempo, dependendo do grau de polarização e do nível de saída. Um exemplo da topologia pode ser visto na Figura 1 (SELF, 2009).

Figura 1 - Topologia básica de um amplificador classe AB.



Fonte: Autor (2020).

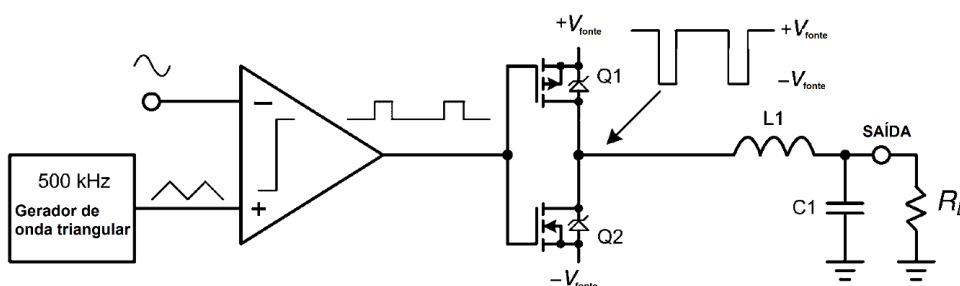
2.1.2 Classe D

O amplificador classe D funciona com um princípio totalmente diferente das classes lineares, como AB. O estágio de saída em um amplificador classe D é composto de chaves que estão ligadas ou desligadas. As chaves aplicam a alimentação positiva à saída por um breve período e, em seguida, conectam a alimentação negativa à saída por outro próximo breve período. O processo é então repetido indefinidamente. Isso resulta em uma onda quadrada na saída.

Se esses dois intervalos forem iguais, a saída será nula. Se o primeiro for maior do que o segundo, a saída terá um valor médio positivo. Um filtro passa-baixa extrai o valor médio para acionar o alto-falante. A frequência de corte do filtro geralmente fica na faixa de 30 a 60 kHz. Este processo é conhecido como modulação por largura de pulso (PWM).

Esses intervalos de comutação se alternam em alta frequência, geralmente na faixa de 200 a 500 kHz. Assim, o valor médio da onda quadrada impulsiona a carga. Como as chaves estão ligadas ou desligadas, eles dissipam pouca energia. Praticamente toda a energia de entrada dos barramentos de alimentação é transferida para a carga, portanto a eficiência é muito alta e a dissipação de energia é muito baixa, sendo comum valores de 85% a 95% é comum. Um exemplo de classe D pode ser visto na Figura 2 (CORDELL, 2011).

Figura 2 - Topologia básica de um amplificador em classe D.



Fonte: Do autor, adaptado de CORDELL (2011).

2.2 THD (Total Harmonic Distortion)

A distorção harmônica total é considerada como a combinação das várias frequências harmônicas individuais geradas pelo sistema, seguindo a seguinte equação (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013):

$$\%THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_{N-1}^2 + V_N^2}}{V_1} * 100$$

2.3 Fator de amortecimento

O fator de amortecimento é conhecido como a relação entre a impedância de carga e a impedância de saída de um amplificador de potência:

$$FA = \frac{Z_{carga}}{Z_{saída}}$$

Amplificadores de potência ideais são consideradas fontes de tensão perfeitas, com impedância de saída zero. Dessa maneira, o fator de amortecimento seria infinito e qualquer carga conectada receberia a mesma resposta. Por isso é desejável que um amplificador tenha o maior fator de amortecimento possível, para que sua resposta seja a mesma com diferentes cargas e não sofra com problemas de ressonância com alto-falantes (SLONE, 1999).

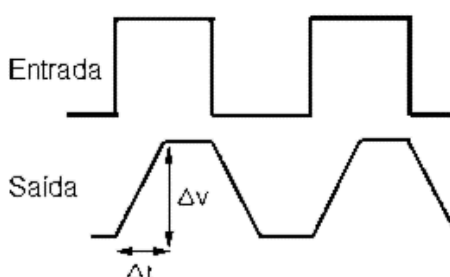
2.4 Resposta em frequência

Corresponde a largura de banda em que o amplificador é capaz de responder plenamente, ou seja, a faixa de frequências que são reproduzidas com a mesma amplitude. Em amplificadores de áudio, são utilizados os limites da audição humana como base para os limites de frequência. O início se dá aos 20 Hz, em -3 dB da amplitude máxima e se estende até 20 kHz, onde o sinal está a -3 dB da resposta plana (SLONE, 1999).

2.5 Slew Rate

É a máxima taxa de mudança de tensão que um amplificador pode atingir, da forma como ilustrado na Figura 3. Frequentemente, é expresso em volts por microssegundo. A taxa de variação em um amplificador é geralmente limitada pela capacidade de um circuito específico de carregar uma capacitância a uma determinada taxa (CORDELL, 2011).

Figura 3 - Slew rate de uma saída com um sinal de entrada quadrado.



Fonte: Autor (2020).

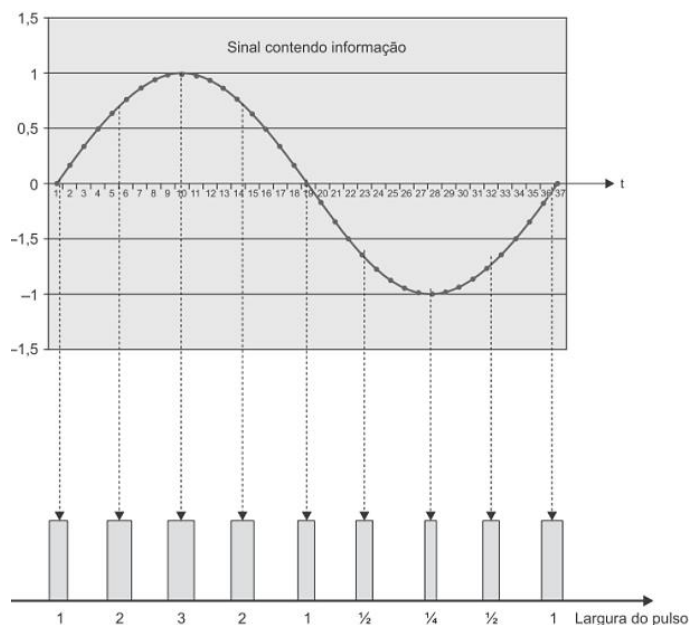
2.6 Modulação

A modulação corresponde ao processo de utilizar um sinal para modificar outro sinal de mais alta frequência, conhecido como portadora, geralmente senoidal. A informação do sinal de interesse pode ser modulada na portadora via amplitude, fase ou frequência (FRENZEL; LOUIS, 2013).

2.6.1 Pulse Width Modulation (PWM)

Conhecida como modulação por largura de pulso ou duração de pulso, ela é obtida através da variação da largura de pulsos de frequência e amplitude fixas, baseada na amplitude do sinal que contém a informação. Ou seja, à medida que a amplitude do sinal aumenta, a largura do pulso cresce proporcionalmente, conforme visto na Figura 4 (NETO, 2015).

Figura 4 - Modulação por largura de pulso de um sinal senoidal.



Fonte: NETO, 2015.

2.6.2 Modulação delta sigma

O modulador sigma-delta ($\Sigma\Delta$) é um meio alternativo de modulação, cujo valor médio corresponde à amplitude do sinal. O feedback negativo é intrínseco ao seu funcionamento. Esses moduladores também são chamados de moduladores delta sigma (CORDELL, 2011).

O modulador $\Sigma\Delta$ compreende um circuito somador, um integrador, um comparador e um flip-flop tipo D, como visto na Figura 5. A saída do flip-flop é o sinal modulado. Assim como acontece com o PWM, o valor médio do sinal de saída modulado representa a saída analógica.

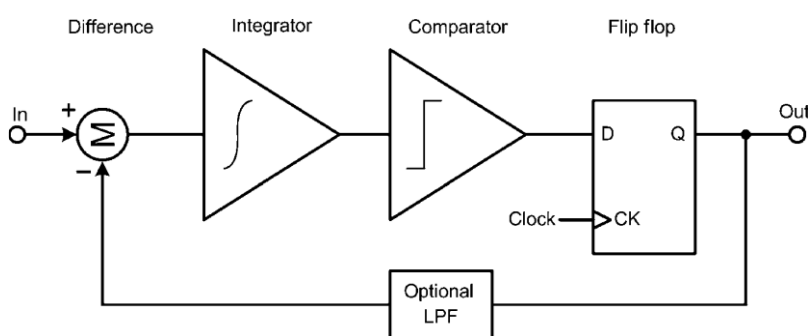
O sinal de saída modulado é realimentado no somador, onde o sinal de entrada é comparado ao valor médio do sinal de realimentação. Se o sinal de entrada for maior do que o valor médio do sinal de realimentação, a saída do integrador se moverá em uma direção positiva, eventualmente cruzando o limiar do comparador e fazendo com que sua saída fique alta (CORDELL, 2011).

Na próxima transição positiva do *clock*, o flip-flop do tipo D terá um *clock* alto e a saída será alta para este período de bit. Nas bordas positivas subsequentes do *clock*, a saída continuará em nível alto até que a saída realimentada alcance a entrada mais

positiva e realmente a ultrapasse. Nesse ponto, a saída do integrador cairá a um valor suficiente para ficar abaixo do limite do comparador e fazer com que o flip-flop tenha um *clock* baixo na próxima transição positiva.

Todo esse processo se repete indefinidamente, com o loop $\Sigma\Delta$ sempre buscando manter pequena a diferença entre a entrada e a saída reconstruída. Se o sinal de entrada estiver em zero, a saída do modulador alternará entre os níveis alto e baixo na taxa de *clock* (CORDELL, 2011).

Figura 5 - Composição de um modulador sigma-delta.

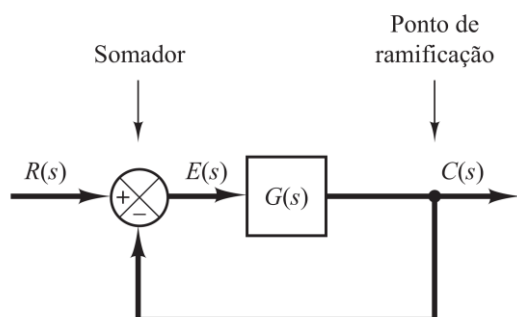


Fonte: CORDELL, 2011.

2.7 Realimentação (*Feedback*)

Segundo OGATA (2010), a realimentação é uma operação que ocorre num sistema, onde na presença de distúrbios, tende a diminuir a diferença entre a saída e uma entrada de referência e age baseado nesse erro. Uma das técnicas de realimentação mais comuns é a realimentação negativa, mostrada na Figura 6.

Figura 6 - Sistema genérico com realimentação negativa.



Fonte: OGATA, 2010.

Quando o sinal de realimentação do circuito tiver polaridade oposta ao sinal de entrada, haverá uma realimentação negativa, como visto na Figura 6. O sinal de entrada $R(S)$ é somado com a saída $C(S)$ invertida. Dessa forma é gerado um sinal de erro $E(S)$ que é aplicado a planta $G(S)$. Essa técnica oferece várias melhorias, dentre as quais maior impedância de entrada, ganho de tensão mais estável, resposta em frequência melhorada, menor impedância de saída, ruído reduzido e operação mais linear. (BOYLESTAD & NASHELSKY, 2013)

2.8 Amplificador Operacional (AOP)

Segundo PERTENCE JÚNIOR (2015), o amplificador operacional é um amplificador CC multistágio, com entrada diferencial e características muito próximas de um amplificador ideal, que seriam:

- Resistência de entrada infinita;
- Resistência de saída nula;
- Ganho de tensão infinito;
- Resposta em frequência infinita;
- Insensível à temperatura.

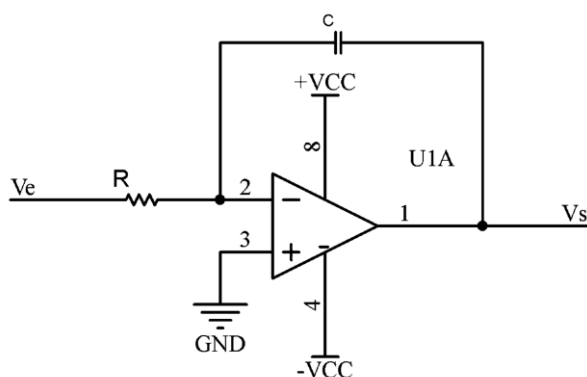
Dessa forma, os amplificadores operacionais podem trabalhar em diversas topologias, como amplificadores inversores, somadores, integradores, diferenciadores etc.

2.8.1 Integrador

Como o próprio nome indica, o integrador é um circuito que realiza a integração do sinal de entrada (PERTENCE JÚNIOR, 2015). A topologia básica pode ser vista na Figura 7 e a equação de saída do circuito é:

$$V_s = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_e dt$$

Figura 7 - Amplificador integrador.



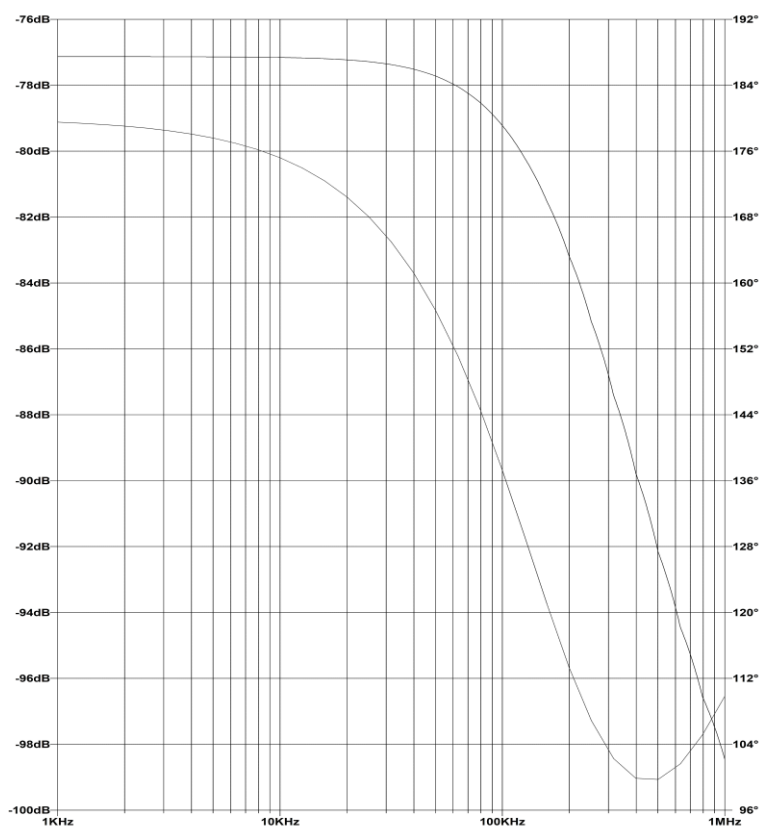
Fonte: do Autor.

Para uma V_e senoidal, o ganho do circuito é expresso por:

$$A_{vf} = \frac{1}{2\pi fRC}$$

Neste caso, o ganho é inversamente proporcional a frequência, tendo uma atenuação de 20dB/década, como visto na Figura 8.

Figura 8 – Curva de resposta de um amplificador integrador de 1ª ordem.



Fonte: Autor (2020).

A frequência de corte do integrador é dada pela seguinte equação:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

E a amplitude de pico do sinal de saída é dado por:

$$V_{PS} = \frac{V_{PE}T}{4R_1C}$$

Onde: V_{PE} = Tensão de pico de entrada;

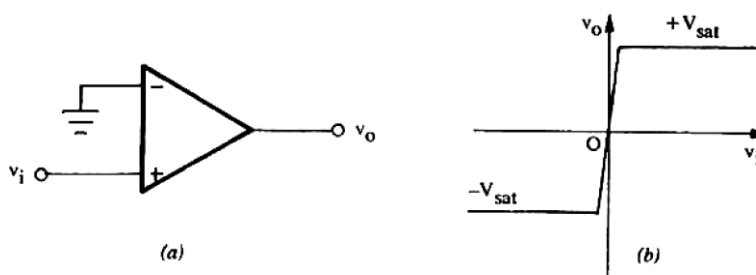
T = Período do sinal de entrada.

2.8.2 Comparador

Segundo PERTENCE JÚNIOR (2015), comparadores são circuitos com AOP com a finalidade de comparar dois sinais, indicando através da saturação de sua saída qual dos sinais é maior que o outro.

Existem dois tipos de comparadores: o comparador não inversor e o comparador inversor. No primeiro deles, mostrado na Figura 9, o sinal de referência é aplicado na entrada inversora e o sinal a ser comparado é aplicado na entrada não inversora. Quando este se torna maior que a referência, a saída a saturação positiva, devido ao alto ganho do AOP em malha aberta que amplifica a diferença entre as entradas.

Figura 9 - Comparador não inversor.

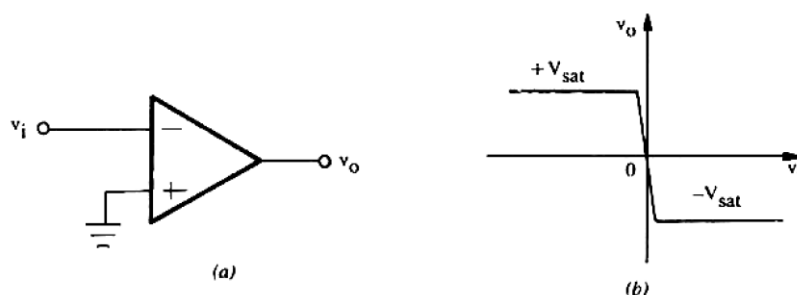


Fonte: PERTENCE JÚNIOR (2015).

No segundo caso, como mostrado na Figura 10, ocorre o contrário, pois as entradas estão conectadas inversamente. O sinal de referência é conectado a entrada

não inversora e o sinal a ser comparado a entrada inversora. Quando esse se torna maior que a referência, o AOP amplifica essa diferença e leva a saída a saturação negativa.

Figura 10 - Comparador inversor.

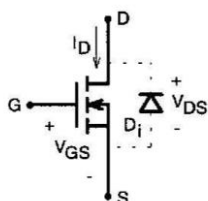


Fonte: PERTENCE JÚNIOR (2015).

2.9 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

De acordo com BARBI (2001), o transistor MOSFET pode ser utilizado como chave em circuitos eletrônicos, que apresenta vantagens para sua utilização, sobretudo a alta frequência com que podem operar e a alta impedância de entrada que apresenta em seu terminal de *gate*. A simbologia e terminações típicas são apresentadas na Figura 11, onde D – *drain*, S – *source* e G – *gate*.

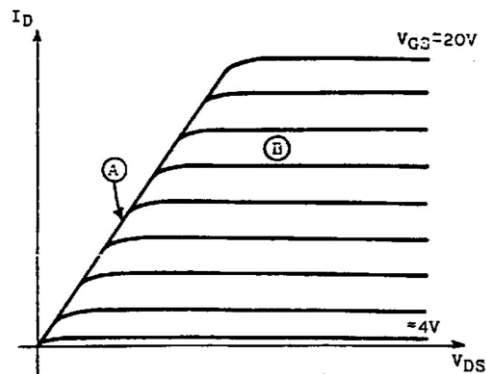
Figura 11 - Simbologia de um transistor MOSFET.



Fonte: BARBI (2001).

Conforme visto na Figura 12, o MOSFET pode trabalhar em duas regiões distintas. A (A) representa a região de resistência constante e a (B) representa a região de corrente constante (BARBI, 2001).

Figura 12 - Regiões de operação do transistor MOSFET.



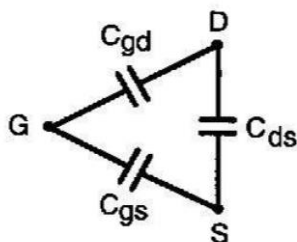
Fonte: BARBI (2001).

Quando operando em regime permanente, o transistor é caracterizado pelos parâmetros de:

- $R_{DS(on)}$, equivalente a resistência quando está saturado;
- I_D , a corrente de *drain*;
- I_{Dm} , a máxima corrente pulsada de *drain*;
- V_{GS} , a máxima tensão que pode ser aplicada entre *gate* e *source*;
- $V_{GS(th)}$, a tensão de *gate* para iniciar a condução;
- $V_{dc(on)}$, a tensão entre *drain* e *source* com o *MOSFET* saturado.

Quando um *MOSFET* opera comutando altas frequências, surgem componentes parasitas no dispositivo, conhecidas como características dinâmicas. Como pode ser visto na Figura 13, o *MOSFET* apresenta três capacitâncias parasitas em seu corpo.

Figura 13 - Capacitâncias parasitas de um transistor MOSFET.



Fonte: BARBI (2001).

A soma das capacitâncias C_{gd} e C_{gs} corresponde a capacitância de entrada C_{iss} . A soma das capacitâncias C_{gs} e C_{ds} corresponde a capacitância de saída C_{oss} . E por último, C_{gd} corresponde a capacitância de transferência C_{rss} . Os valores dessas capacitâncias variam conforme a tensão *drain* para *source*. A capacitância C_{iss} é muito utilizada em circuitos *drivers*, pois o tempo de carga e descarga delas dirá a velocidade com que será possível acionar o transistor (BARBI, 2001).

A corrente necessária para carregar o *gate* do *MOSFET* é dada por:

$$I_G = C_{ISS} \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

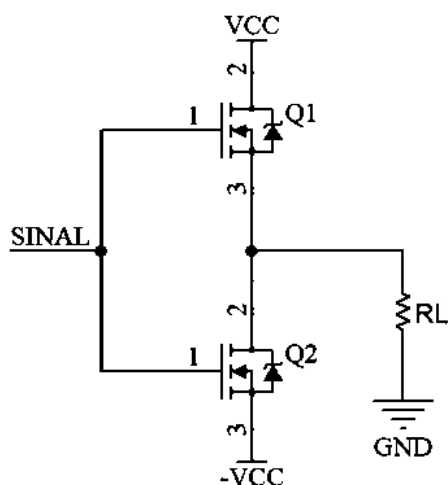
Onde Δt pode corresponder aos tempos de subida t_r ou de descida t_f do sinal de acionamento. Esses tempos podem ser encontrados por:

$$t_r = t_f = 2,2R_G C_{ISS}$$

2.10 Topologia Meia ponte

A topologia de meia ponte (Figura 14) utiliza duas chaves para realizar o acionamento da carga, pois a tensão de alimentação é simétrica, havendo um ponto de tensão nula entre elas e a carga. Quando a chave S1 é fechada, a tensão na carga é +VCC. Quando S2 é fechada, a tensão na carga é -VCC. Dessa forma é possível utilizar um sinal modulado por pulsos nas chaves para produzir uma saída senoidal de potência. A tensão na chave aberta é o dobro da tensão na carga, ou seja, $2 \cdot VCC$. Para utilizar esse circuito é necessário que haja um tempo morto entre os acionamentos, para evitar um curto-circuito na fonte e sobrecarga nas chaves (HART, 2012).

Figura 14 - Estágio de potência em meia ponte.



Fonte: Autor (2020).

2.11 Ponte completa

A topologia em ponte completa (Figura 15) utiliza quatro chaves para gerar uma corrente alternada a partir de uma fonte de alimentação de corrente contínua. É possível ter na saída tensão de $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ e zero, conforme as chaves são acionadas, como descrito na Tabela 1 (HART, 2012).

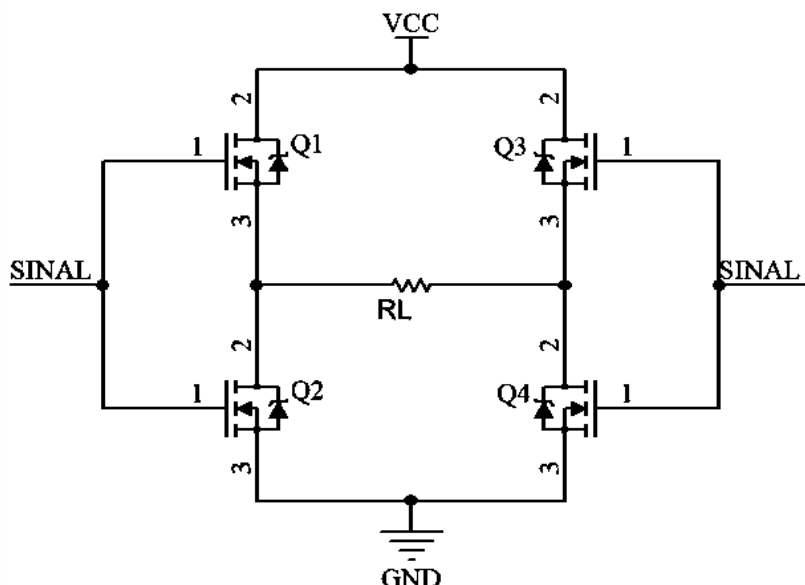
Tabela 1 - Possíveis acionamentos para um estágio em ponte completa.

Chaves fechadas	Tensão na saída
S1 e S2	$+V_{cc}$
S3 e S4	$-V_{cc}$
S1 e S3	0
S2 e S4	0

Assim como na topologia em meia ponte, as chaves ligadas em série não podem ser acionadas no mesmo instante por ocasionar curto-circuito na fonte, devendo ser utilizado um tempo morto entre os acionamentos (HART, 2012).

A tensão sobre as chaves é a mesma da fonte de alimentação.

Figura 15 - Estágio de potência em ponte completa.



Fonte: Autor (2020).

2.12 Filtro passa baixa

Um filtro é um circuito seletivo em frequência. O projeto é feito para permitir e/ou bloquear a passagem de frequências conforme a aplicação. O filtro passa baixa permite apenas a passagem de frequências abaixo da frequência de corte, atenuando as frequências superiores a ele. Existem várias formas de filtros passa baixas, utilizando diferentes componentes, como resistores e capacitores ou indutores e capacitores, cada qual com suas vantagens e diferenças (FRENZEL; LOUIS, 2013).

De acordo com FRENZEL e LOUIS (2013), a caracterização dos filtros é descrita por vários termos, sendo os principais os descritos a seguir.

Passa faixa: é a faixa de frequências que o filtro permite passar.

Banda de corte: é a faixa de frequência fora da banda de passagem, na qual está tendo atenuação.

Atenuação: é o quanto as frequências não desejadas são reduzidas. Geralmente dado em dB.

Perda de inserção: é a perda introduzida pelo filtro nos sinais de interesse ou banda de passagem. É característico de filtros passivos.

Ondulação: é a variação da amplitude com a frequência na banda de passagem.

Fator de forma: é a relação de largura de banda e de corte num filtro passa-faixa. Ele fornece uma noção da seletividade do filtro. Quanto menor o fator de forma, maior a seletividade.

Polo: é uma frequência na qual há uma alta impedância no circuito. Em filtros passa baixa e passa alta, o número de polos é a quantidade de elementos reativos no circuito.

Zero: é o ponto em que determinada frequência possui uma impedância zero no circuito.

Atraso de envoltória: é o tempo necessário para determinada forma de onda passar por um filtro.

Decaimento: é conhecido também como taxa de atenuação. Indica a taxa de variação da amplitude com a frequência. Quanto maior velocidade do decaimento, maior a taxa de atenuação e a seletividade do filtro.

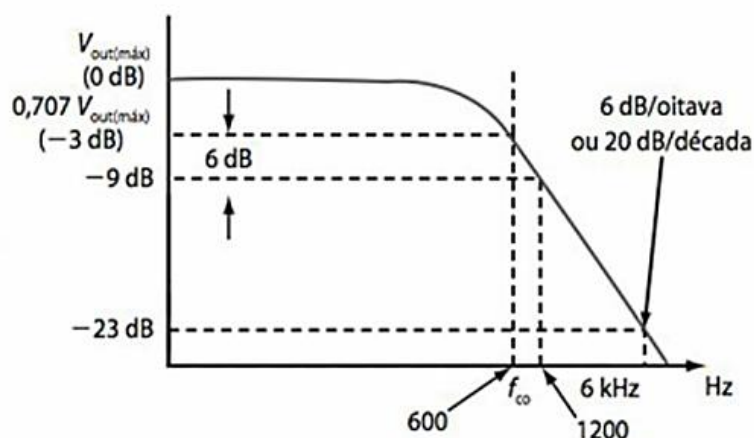
2.12.1 Filtro RC

Os filtros RC utilizam resistores e capacitores para obter a resposta desejada, podendo ser visto como um divisor de tensão dependente da frequência. O filtro passa baixa atenua apenas altas frequências, sendo a curva de resposta desse filtro a mostrada na Figura 16, com uma atenuação de 20 dB/dec (FRENZEL; LOUIS, 2013). A frequência de corte é dada pela seguinte equação:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

A frequência de corte se dá quando a reatância capacitiva se iguala a resistência e pode ser definida como quando o sinal de saída está a -3dB do sinal de entrada, ou seja, 70,7% do sinal de entrada está saindo, explica FRENZEL e LOUIS (2013).

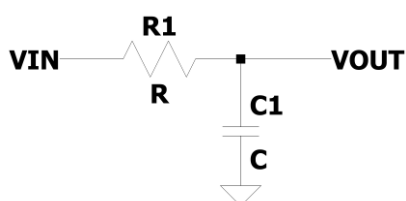
Figura 16 - Curva de resposta de um filtro passa-baixa de 1ª ordem.



Fonte: FRENZEL; LOUIS (2013).

O filtro passa-baixa RC mais simples é o mostrado na Figura 17, em que ele apresenta a forma de um divisor de tensão simples, onde um dos componentes, no caso o capacitor, é sensível a frequência. Quando aplicada uma frequência muito baixa, o capacitor apresenta uma reatância alta em relação a resistência, permitindo a passagem do sinal para a saída. Já quando aplicada uma frequência elevada, o capacitor apresenta uma baixa reatância comparado ao resistor, desviando o sinal para o terra.

Figura 17 - Circuito de um filtro RC de 1ª ordem.



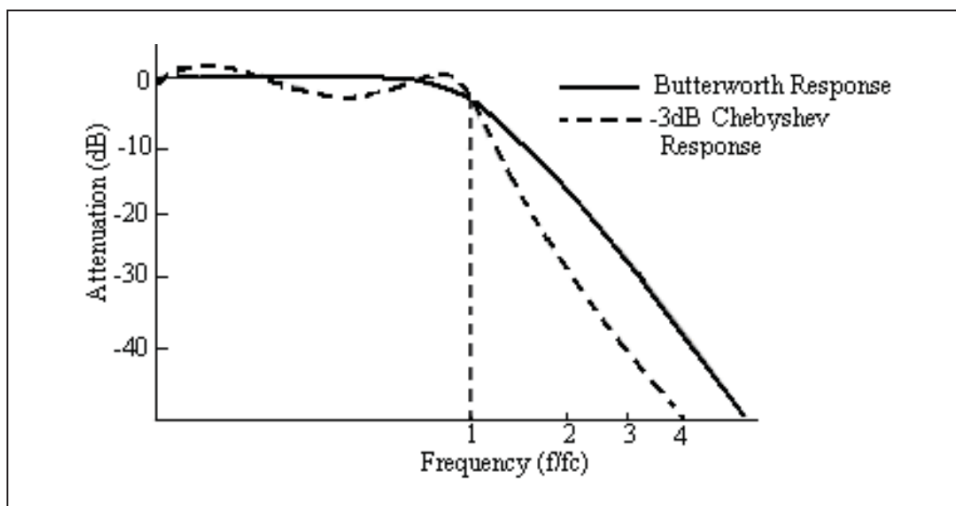
Fonte: Autor (2020).

2.12.2 Filtro LC

Filtros RC são utilizados frequentemente em circuitos de baixa frequência, como o espectro de áudio, devido à baixa atenuação e grande inclinação até a frequência de corte. Para frequências elevadas que necessitam de uma alta taxa de atenuação, são utilizados filtros LC (FRENZEL; LOUIS, 2013).

De acordo com CORDELL (2011), o filtro LC passa-baixa mais comum utilizado em amplificadores classe D é o filtro Butterworth, que possui a curva de resposta conforme a Figura 18.

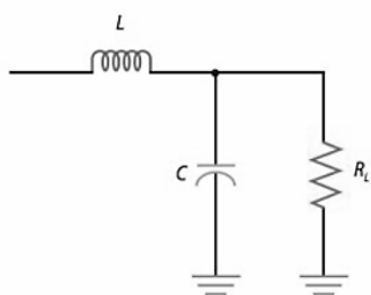
Figura 18 - Comparação da curva de resposta do filtro Butterworth com Chebyshev.



Fonte: FRENZEL; LOUIS, 2013.

O filtro Butterworth é um filtro com uma resposta plana na banda de passagem e com atenuação melhor que a do filtro RC. O circuito do filtro é mostrado na figura 19, sendo um dos mais simples.

Figura 19 - Circuito do filtro Butterworth.



Fonte: FRENZEL; LOUIS (2013).

A frequência de corte é definida por:

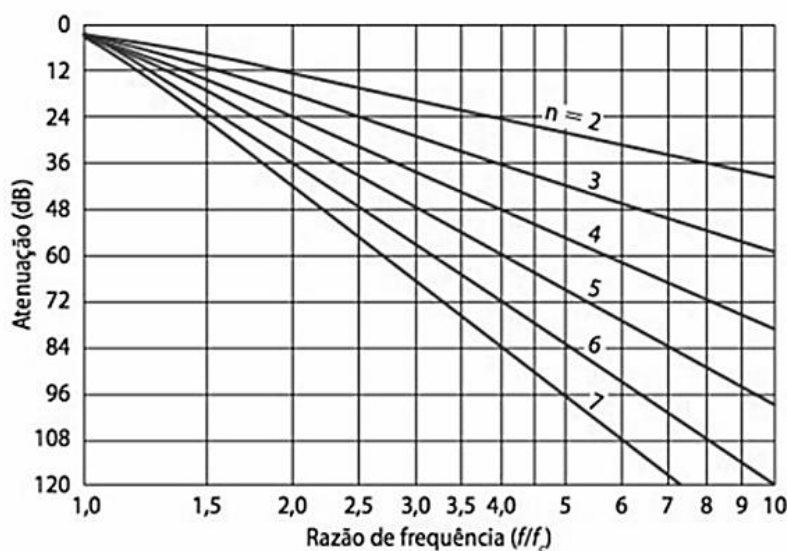
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

E o fator de qualidade por:

$$Q = \frac{R}{2\pi f_0 L}$$

Segundo WILLIAMS E TAYLOR (2006), para um filtro LC ser considerado do tipo Butterworth, o fator de qualidade deve ser igual a 0,707. O filtro na sua forma mais simples, de 2ª ordem, pode ser cascadeado de forma a aumentar sua ordem e proporcionar uma maior taxa de atenuação, conforme mostrado na Figura 20.

Figura 20 - Atenuação de um filtro Butterworth conforme a ordem.



Fonte: FRENZEL; LOUIS (2013).

Para um filtro de n-ordem, Butterworth elaborou gráfico e tabelas normalizadas que facilitam o dimensionamento do filtro, sendo necessário apenas obter os valores dos componentes pela relação de frequências e impedância (WILLIAMS E TAYLOR, 2006). Essa tabela pode ser visualizada no Apêndice A.

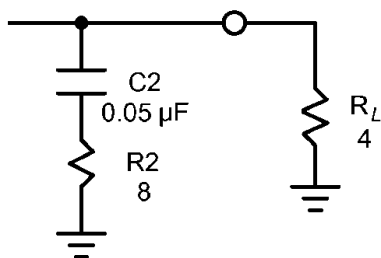
2.13 Rede Zobel

De acordo com SELF (2009), a função da rede Zobel (às vezes também chamada de célula de Boucherot) raramente é discutida, mas costuma-se dizer que evita que uma reatância muito indutiva apareça à saída do amplificador devido a uma bobina de alto-falante, podendo causar instabilidade de HF.

Todos os amplificadores de potência incluem uma rede Zobel em seus arranjos para estabilidade. Esta rede simples (Figura 21) compreende um resistor e um capacitor em série da saída do amplificador até o aterramento. O resistor se aproxima

da impedância de carga esperada e geralmente está entre 4,7 e 10 Ω . O capacitor é geralmente de 100 nF, porém pode variar, pois procura-se manter a frequência de corte da rede em valores em torno de 50 kHz (SELF, 2009).

Figura 21 - Exemplo de rede zobel conectada em paralelo com a carga.



Fonte: Adaptado de CORDELL (2011).

3 PROJETO

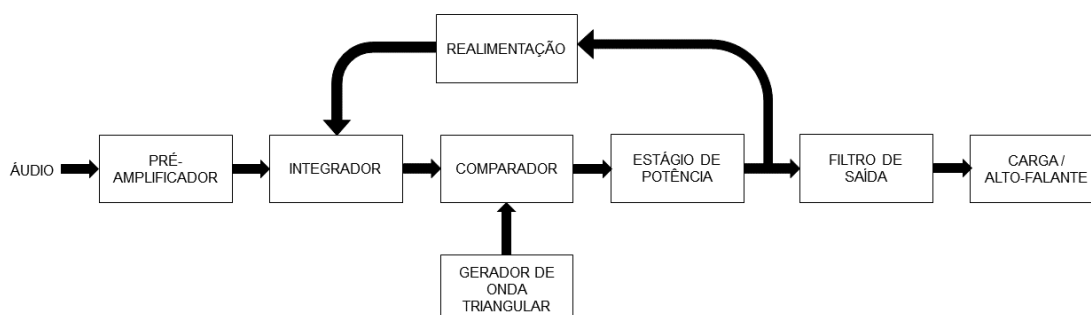
Um bom amplificador deve reproduzir o sinal injetado da forma mais fiel possível. O desempenho do amplificador se deve em grande parte a um projeto bem elaborado, que leva em conta o maior número de detalhes.

O projeto do amplificador aqui proposto irá partir dos objetivos pré-definidos e assim será obtida a topologia final necessária baseando-se na bibliografia consultada e revisada no capítulo anterior. Ele contará com o projeto dos circuitos de modulação, potência, controle e a elaboração de uma placa de circuito impresso após validação de protótipo em *protoboard*.

3.1. Definição do funcionamento do sistema

Será projetado um amplificador em classe D que, devido a simplicidade e consolidação do circuito, utilizará a técnica de modulação *PWM* onde o sinal de áudio é comparado com uma onda triangular simétrica de frequência fixa. Desta forma, o sistema a ser construído deve funcionar conforme o diagrama da Figura 22.

Figura 22 - Diagrama de blocos do funcionamento do circuito.



Fonte: Autor (2020).

Analisando a Figura 22, o circuito funcionará discretizando o sinal de áudio após passar por uma etapa de condicionamento, onde será aplicada também a realimentação da saída para controle do sistema. O sinal modulado será aplicado a um estágio de potência que dará ganho de tensão e corrente ao sinal. Esse estágio será composto por transistores *mosfet* e *drivers* para seu acionamento. Para reconstituição do sinal será utilizado um filtro passa baixa, bloqueando a passagem da frequência da portadora para a carga. Assim, o amplificador terá seu comportamento definido pelos diversos blocos do circuito.

O dimensionamento dos blocos de circuito será elaborado conforme as seções a seguir, iniciando pelo estágio de potência.

3.2. Estágio de potência

O estágio de potência da Figura 23 será responsável por dar potência ao sinal modulado. Para fornecer uma potência de 500 WRMS a uma carga de 2Ω , é necessário ter uma tensão RMS de:

$$V_{RMS} = \sqrt{P \cdot R} = 31,62 \text{ V}$$

A tensão de pico necessária será então:

$$V_{PP} = \sqrt{2} \cdot V_{RMS} = 44,72 \text{ V}$$

Determinando um índice de modulação de amplitude máximo de 0,85 e considerando um fator de compensação de perdas de 10%, a tensão de alimentação necessária ao estágio de potência será:

$$V_{CC} = \frac{V_{PP}}{MA} + 10\% = 57,87 \text{ V}$$

A corrente mínima necessária para a fonte de alimentação é determinada por:

$$I_{CC} = \frac{P}{V_{CC}} = 8,64 \text{ A}$$

Conforme calculado, o amplificador precisará de uma fonte de alimentação simétrica de $\pm 58 \text{ V}$, devido a topologia meia ponte, com capacidade de corrente de 8,64 A.

As chaves de saída Q1, Q2, Q3 e Q4 serão transistores *MOSFET* e devem suportar uma tensão de no mínimo $2 \times V_{CC}$ com capacidade mínima de conduzir 8,64 A médios. Foi escolhido o *MOSFET* IRFB4332, por haver disponibilidade em laboratório e se encaixar nas especificações mínimas pré-definidas. De acordo com a folha de dados do fabricante, esse *MOSFET* possui uma tensão máxima de V_{DS} de 250 V e suporta uma corrente de dreno de 42 A, além do diodo intrínseco possuir características de alta velocidade, com tempo de recuperação reversa (T_{rr}) de 190 ns e carga de recuperação reversa (Q_{rr}) de 820 nC.

Para o acionamento das chaves, será utilizado o circuito integrado dedicado IR2110S da fabricante Infineon Technologies. Ele suporta uma tensão diferencial de até 500 V entre o barramento de alimentação das chaves e a alimentação do integrado. A corrente de saída dos pinos de acionamento de *gate* do *MOSFET* é de até 2,5 A. Dessa forma, os resistores de *gate* serão determinados:

$$\Delta t = \frac{\Delta V_G}{I_G} \cdot C_{ISS} = \frac{12}{2} \cdot 3,4 \cdot 10^{-9} = 20,4 \text{ ns}$$

$$t_f = t_r = 20,4 \text{ ns}$$

$$R_1 = R_3 \geq \frac{t_f}{2,2 \cdot C_{ISS}} = 2,7 \Omega$$

Para garantir que o *gate* se mantenha descarregado, será utilizado um resistor de 10 k Ω entre *gate* e *source* do *mosfet*, garantindo um caminho para descarregar as capacitâncias de *gate* caso o acionamento falhe.

O acionamento do *MOSFET* que comuta a tensão positiva para a carga necessita de uma tensão 12V superior a tensão de *source*, que se torna VPWR quando ligado. Para realizar esse acionamento, o circuito integrado utiliza a topologia de *bootstrap*, carregando e descarregando um capacitor (C8) em série com o pino de *gate*. De acordo com o fabricante¹, o valor mínimo do capacitor de *bootstrap* C8 é calculado através de:

¹ Application Note AN-978. Disponível em:
https://www.infineon.com/dgdl/InfineonHV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3_016c47de609d140a

3.3. Filtro de saída

O filtro de saída é responsável por fazer a reconstrução do sinal para posterior excitação do transdutor. Nesse caso, o filtro utilizado será um passa-baixas do tipo butterworth. A ordem do filtro dependerá da atenuação necessária na frequência indesejada. Sendo assim, a atenuação na banda de passagem até a frequência de corte definida de 100 kHz é de 0 dB e na frequência de amostragem de 200 kHz será de 30 dB. Com isso, obtém-se um fator de inclinação, dado por:

$$A_s = \frac{f_a}{f_0} = \frac{200 \text{ k}}{100 \text{ k}} = 2$$

Para um filtro com atenuação de 3 dB na frequência de corte, considera-se a frequência de 1 rad/s e, para a frequência que se deseja atenuar 2 rad/s, devido ao fator de inclinação. Analisando o Anexo A, o filtro deverá ser no mínimo de terceira ordem. Para determinar corretamente a ordem do amplificador, é necessário saber a relação entre a impedância de saída dos *MOSFETs* (R_s) e da carga do amplificador (R_L), correspondente a impedância de entrada e saída do filtro. Os *MOSFETs* utilizados possuem uma resistência R_{ds} de 0,029 Ω e a carga de 2 Ω , sendo assim, a relação de impedâncias é de 1:69.

Para relações de impedância de entrada menores que de saída, o filtro deve ser de ordem par e fornecer uma atenuação de no mínimo 30 dB. Analisando o gráfico do Anexo B, o filtro de quarta ordem atenderá as especificações e dará uma atenuação de aproximadamente 48 dB.

Para encontrar os valores dos componentes, é necessário encontrar o fator de escala de frequência, dado por:

$$FSF = \frac{\omega_{f_0}}{\omega_{f_{ref}}} = \frac{628.318,53}{1} = 628318,53$$

Para o dimensionamento também é necessário utilizar um fator de escala de impedância, escolhido utilizando o valor da impedância de carga, definida como 2 Ω no projeto. Utilizando as especificações, deve-se escolher um circuito normalizado do Anexo B que possua uma relação entre a impedância da fonte e da carga de até 69

vezes. O circuito normalizado da última linha do conjunto de quarta ordem do Anexo B correspondente a uma relação infinita fornece os valores normalizados de:

$$L1 = 1,5307 \text{ H} \quad C2 = 1,5772 \text{ F} \quad L3 = 1.0824 \text{ H} \quad C4 = 0,3827 \text{ F}$$

Aplicando os fatores de escala para a frequência de interesse, obtém-se:

$$Z=2$$

$$L' = \frac{L*Z}{FSF}$$

$$C' = \frac{C}{FSF*Z}$$

$$L_1' = 4,87 \text{ uH} \quad C_2' = 1254 \text{ nF} \quad L_3' = 3,45 \text{ uH} \quad C_4' = 304 \text{ nF}$$

Devido aos valores de capacitores e indutores comercializados, os valores dos componentes do filtro serão:

$$L_1' = 5 \text{ uH} \quad C_2' = 1.2 \text{ uF} \quad L_3' = 3.5 \text{ uH} \quad C_4' = 330 \text{ nF}$$

Para determinação da corrente do indutor, faz-se necessário atender os requisitos de que a corrente DC dos indutores do filtro deve ser maior ou igual à corrente de pico que circulará por ele. Além disso, a mudança na indutância devido a corrente não deve ser superior a 10% e o material do núcleo pode afetar a distorção harmônica do amplificador e deve ter perdas de histerese muito baixas. Dessa maneira, o indutor deve ser capaz de suportar no mínimo:

$$I_{L_{MIN}} = \frac{44,72}{2} = 22,36 \text{ A}$$

O capacitor deve ser de filme multicamadas de poliéster, polipropileno ou policarbonato, pois possuem uma resposta plana em altas frequências.

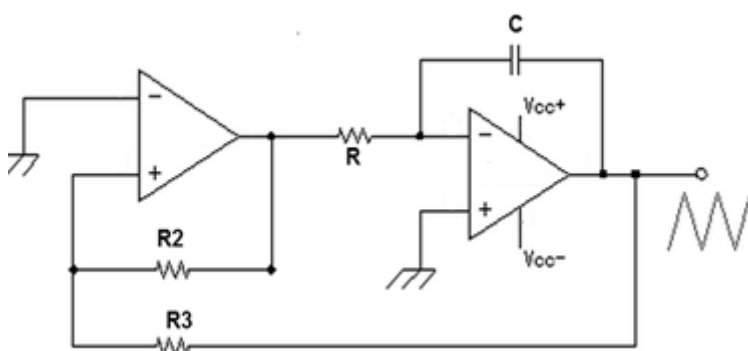
3.4. Gerador de onda triangular

Segundo o teorema da amostragem de Nyquist-Shannon, um sinal de frequência f precisa que a amostragem ocorra no mínimo a $2f$, por isso, será utilizado um sinal de frequência 10 vezes maior que a frequência máxima a ser reproduzida, conforme recomendações da bibliografia.

$$f_s = 10 \cdot 20000 = 200 \text{ kHz}$$

Uma topologia estável e com sinal simétrico é mostrada na Figura 24. Esse circuito é baseado em um comparador com histerese e um integrador, no qual a saída do integrador realimenta o comparador, com uma fase superior a 180° . Isso torna o circuito oscilante a uma frequência determinada pelo integrador e resistores de polarização.

Figura 24 - circuito gerador de triangular usado.



Fonte: Autor (2020).

Para o projeto, é determinado arbitrariamente que a frequência de amostragem tenha uma amplitude de 12 V. O amplificador operacional utilizado para o comparador e o integrador será o LM318 pela sua alta velocidade, com alto produto ganho-frequência e *slew rate*, além de haver disponibilidade em laboratório. Sendo assim, definindo $R2 = 47 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ pF}$, o valor dos resistores $R1$ e $R3$ será:

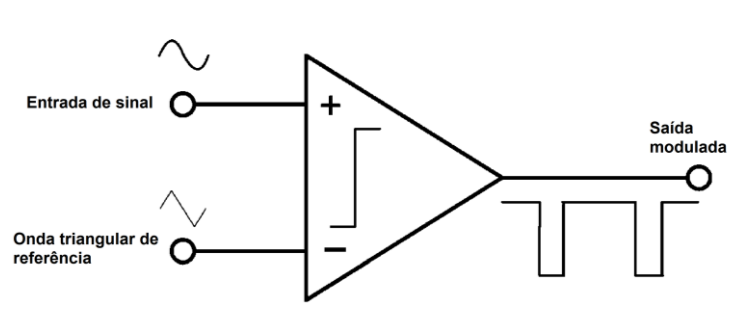
$$R2 = \frac{R3}{V_{\text{ramp}}} \cdot V_{\text{sat}} = \frac{10 \text{ k}}{7,5} \cdot 24 = 32 \text{ k}\Omega$$

$$R = \frac{R2}{R3 \cdot 4 \cdot f_o \cdot C} = \frac{32 \text{ k}}{10 \text{ k} \cdot 4 \cdot 200 \text{ k} \cdot 100 \text{ p}} = 40 \text{ k}\Omega$$

3.5. Circuito comparador

A conversão do sinal contínuo num sinal discreto é realizada via comparador, comparando os sinais da portadora triangular com o sinal de interesse. O circuito utilizado é o da Figura 24, utilizando o amplificador operacional do LM318.

Figura 25 - Circuito comparador de sinais.



Fonte: Autor, adaptado de CORDELL (2011).

3.6. Gerador de tempo morto

O gerador de tempo morto é um circuito responsável por evitar que as chaves de saída sejam acionadas durante o mesmo instante, adicionando um atraso entre os acionamentos. O circuito, que pode ser visto na Figura 25, é baseado em inversores *schmitt trigger* com um filtro RC. Para ser funcional, o circuito precisa atender a condição $\tau < T$.

Determinando o valor do resistor como 5 k Ω e o capacitor como 22 pF, obtém-se uma constante de tempo de:

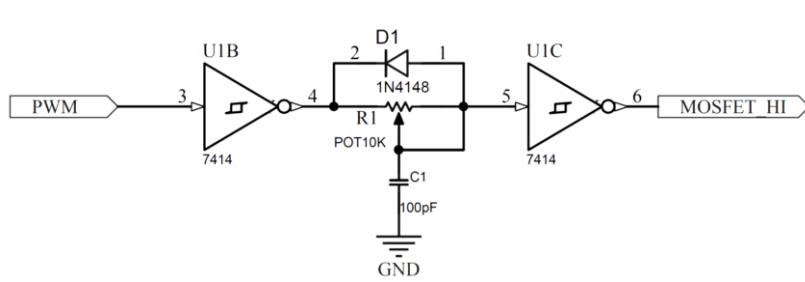
$$\tau = 5 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-12} = 110 \text{ ns}$$

O período do sinal da portadora é de:

$$T = \frac{1}{200000} = 5 \text{ us}$$

Com isso, verifica-se que a condição é respeitada. O resistor R1 será variável para permitir o ajuste do tempo morto.

Figura 26 - Circuito gerador de tempo morto.



Fonte: Autor (2020).

3.7. Integrador de entrada

O integrador de entrada é responsável pela determinação do polo de baixa frequência do amplificador. É através dele que será realizado o controle de estabilidade do amplificador, utilizando os sinais de entrada e de realimentação.

A frequência de corte definida no integrador de entrada será a frequência de corte do filtro de saída, que corresponde a 100 kHz e a impedância de entrada será de 10 kΩ. Sendo assim, o capacitor de integração C_M será:

$$C_M = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ k} \cdot 100 \text{ k}} = 159 \text{ pF}$$

Dessa forma, a 100 kHz o integrador de entrada proporcionará uma atenuação de 3 dB, com uma taxa de atenuação de 20 dB por década, reduzindo o sinal da portadora de 200 kHz.

O sinal de saída do amplificador, antes do filtro passa-baixas, será o sinal de realimentação, pelo fato do sinal não possuir a defasagem que o filtro passa baixas acrescentaria ao sinal de áudio. Portanto, para o amplificador fornecer uma potência de 500 W RMS, é necessário que haja um ganho de:

$$A_v = \frac{V_{O_{RMS}}}{V_{I_{RMS}}} = \frac{31,62}{1} = 31,62$$

Determinando um ganho de 1,5 vezes para o pré-amplificador, o amplificador deverá ter um ganho de 21 vezes. Possuindo uma impedância de entrada de 10 kΩ, o resistor de realimentação deverá ter o valor de:

$$R_F = R_{IN} \cdot A_V = 10 \text{ k} \cdot 21 = 210 \text{ k}\Omega$$

Comercialmente, o resistor utilizado para realimentação deverá ser de 220 k Ω , gerando um ganho de 22 vezes.

3.8. Pré-amplificador de entrada.

O circuito pré-amplificador de entrada fornecerá um ganho ao sinal de áudio e permitirá que o amplificador trabalhe com um ganho mais baixo e consequentemente uma maior estabilidade. Será utilizado um amplificador operacional LM318 na topologia de amplificador inversor, com um ganho de 1,5 vezes. Determinando a impedância de entrada como 10 k Ω , o resistor de realimentação deverá ter o valor de:

$$R_F = R_{IN} \cdot A_V = 10 \text{ k} \cdot 1,5 = 15 \text{ k}\Omega.$$

3.9 Metodologia de testes

Após o dimensionamento dos componentes, será realizada a simulação do projeto em software dedicado e após será realizado o projeto da placa de circuito impresso. Os ensaios do amplificador após a montagem da placa de circuito impresso serão realizados utilizando gerador de funções e osciloscópio, verificando o funcionamento dos estágios e do amplificador finalizado utilizando carga resistiva. Os valores encontrados em simulação serão comparados com os valores práticos, buscando atingir os objetivos propostos.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Com o objetivo de validar o protótipo desenvolvido ao longo do trabalho, serão apresentados neste capítulo os resultados de projeto e experimentais obtidos no protótipo, construído nas especificações pré-definidas. Estes testes foram validados no laboratório da empresa Visatech Eletrônica. Para medição das formas de onda e das grandezas envolvidas, foram utilizados dois multímetros Minipa, nos modelos ET-988 e ET2042E, exibidos nas Figuras 27A e 27B respectivamente, um osciloscópio Keysight DSO1072B representado na Figura 28 e um gerador de funções Agilent 33210A ilustrado na Figura 29.

Figura 27 - Multímetros utilizados nos teste. Em A) Minipa ET 988 e B) Minipa ET2042E.



Fonte: Autor (2021).

Figura 28 – Osciloscópio Keysight DSO1072B utilizado para medição e verificação das formas de onda.



Fonte: Autor (2021).

Figura 29 – Gerador de funções Agilent 33210A.



Fonte: Autor (2021).

Como carga para a saída do protótipo, foi utilizado um resistor construído com resistência de chuveiro elétrico, possibilitando a dissipação de altas potências mantendo-o submerso em água. A aparência e aferição de sua resistência estão dispostos na Figura 30.

Figura 30 – Medição do resistor construído para os testes.



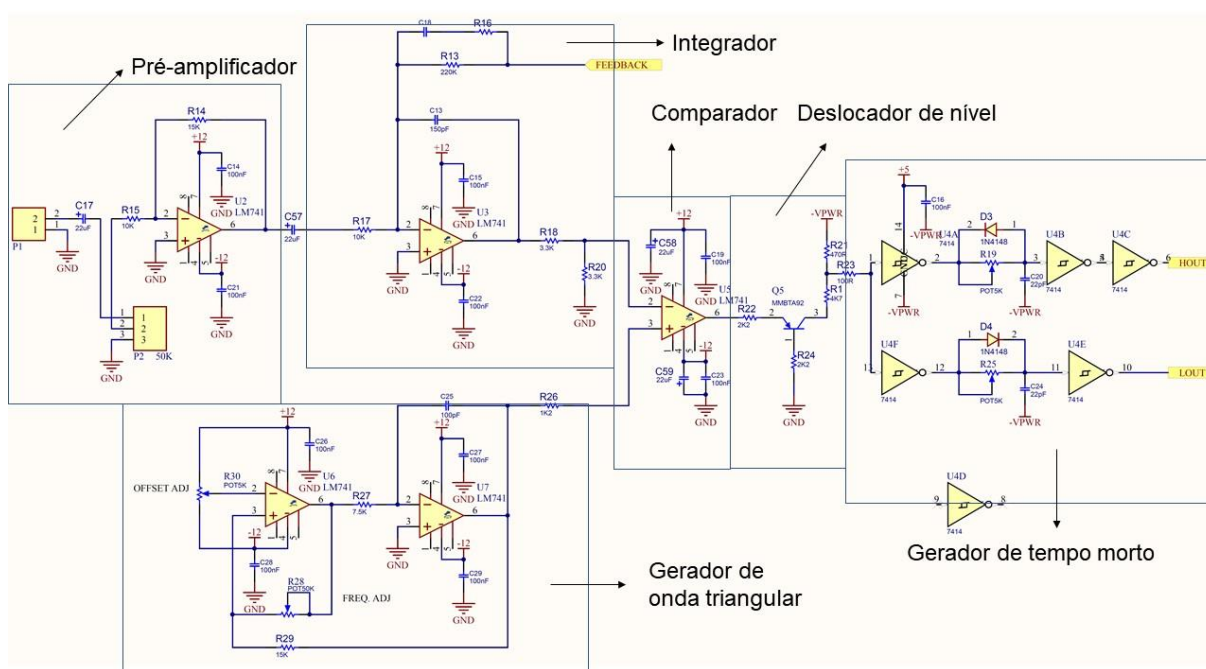
Fonte: Autor (2021).

As formas de onda utilizadas nos resultados foram todas obtidas via osciloscópio e os valores de tensão e corrente através dos multímetros.

4.1 Circuito de pré-amplificação, modulação e controle

O esquema elétrico dos circuitos de baixa potência, que englobam a pré-amplificação, modulação e controle, está disposto na Figura 31. Pode-se observar que o pino de realimentação está conectado em outra parte do esquema, ficando apenas o indicador da conexão. Os capacitores C18 e R16 foram acrescentados ao esquema elétrico para possibilidade de compensações ao circuito.

Figura 31 - Esquema elétrico do circuito de modulação e pré-amplificação.



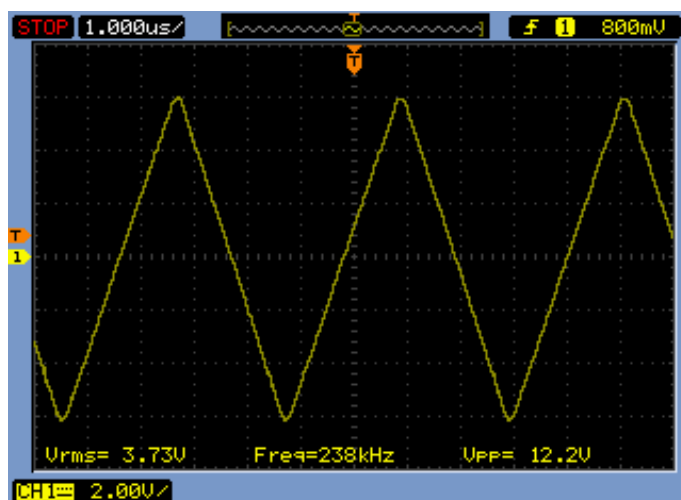
Fonte: Autor (2021).

O funcionamento dos circuitos e seus respectivos sinais envolvidos estão dispostos nas subseções seguintes.

4.1.1 Gerador de onda triangular

A forma de onda encontrada na saída do circuito gerador de sinal triangular é apresentada na Figura 32.

Figura 32 – Tensão de saída do gerador de sinal triangular.



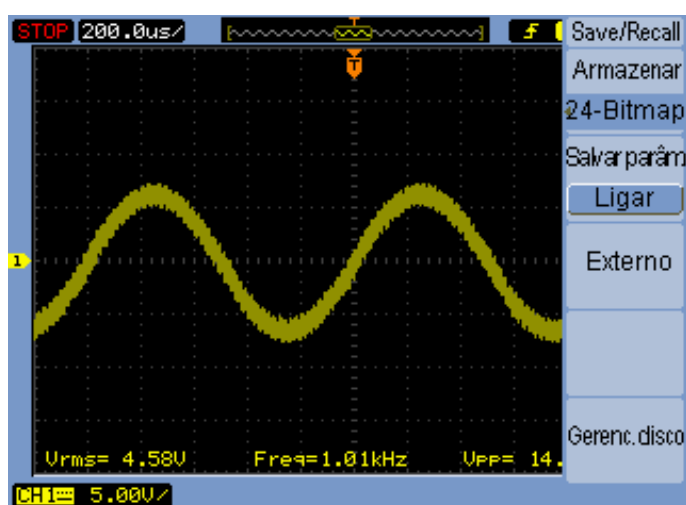
Fonte: Autor (2021).

A frequência de oscilação obtida foi de 238 kHz, apresenta ser estável, com sinal linear triangular e fiel ao esperado. Observa-se que as especificações determinadas em projeto estão atendidas, como frequência, que não necessita estar exatamente em 200 kHz, e amplitude.

4.1.2 Integrador

A Figura 33 apresenta o sinal de saída do integrador, composto pelo somatório dos sinais de saída do pré-amplificador e de realimentação da etapa de potência.

Figura 33 – Sinal de saída da etapa integradora.



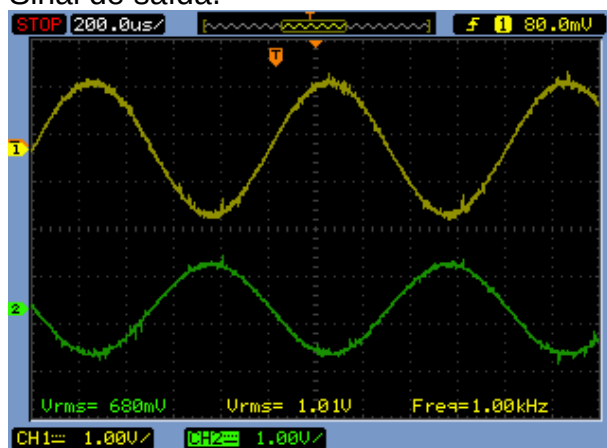
Fonte: Autor (2021).

O sinal está conforme esperado, com a sobreposição da portadora atenuada pelo integrador ao sinal de áudio injetado no circuito.

4.1.3 Pré-amplificador

Na figura 34 observa-se os sinais de entrada e saída do circuito pré-amplificador de entrada.

Figura 34 – Sinais do circuito pré-amplificador. Canal 1: Sinal de entrada; Canal 2: Sinal de saída.



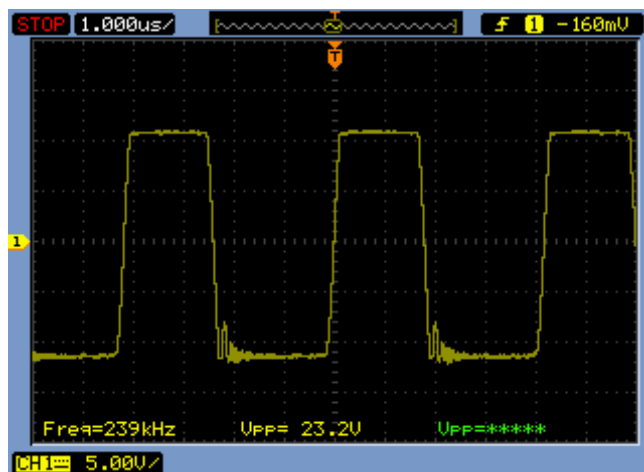
Fonte: Autor (2021).

Constata-se um ganho de aproximadamente 1.48 vezes do sinal injetado, confirmando o ganho dimensionado no capítulo de projeto e inversão de fase.

4.1.4 Comparador

O circuito comparador gera o sinal apresentado na Figura 35, com uma largura de pulso variável de acordo com a amplitude de áudio injetado. O comportamento está de acordo com o esperado, com índice de modulação máximo de 0,8, limitado pela amplitude da portadora.

Figura 35 – Sinal de modulação do circuito comparador.

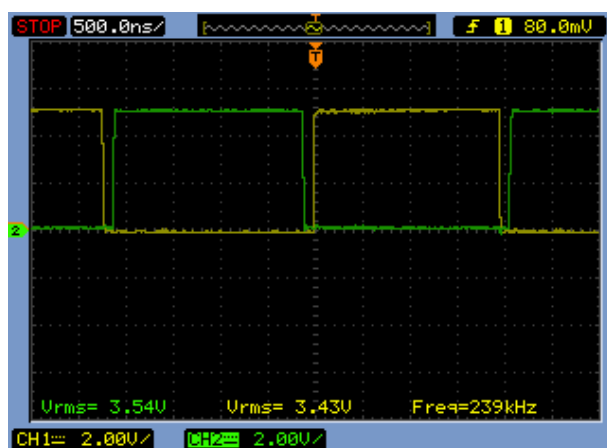


Fonte: Autor (2021).

4.1.5 Gerador de tempo morto

O circuito gerador de tempo morto foi dimensionado para possibilitar o ajuste do tempo em que ambos os transistores do estágio de saída ficam desligados. Os sinais de saída complementares são apresentados na Figura 36, confirmando o funcionamento do circuito em manter um intervalo entre acionamentos, como destacado, evitando correntes de *crosstalk* ao custo de deteriorar a fidelidade.

Figura 36 – Tempo morto entre os sinais de comando dos *mosfets*.



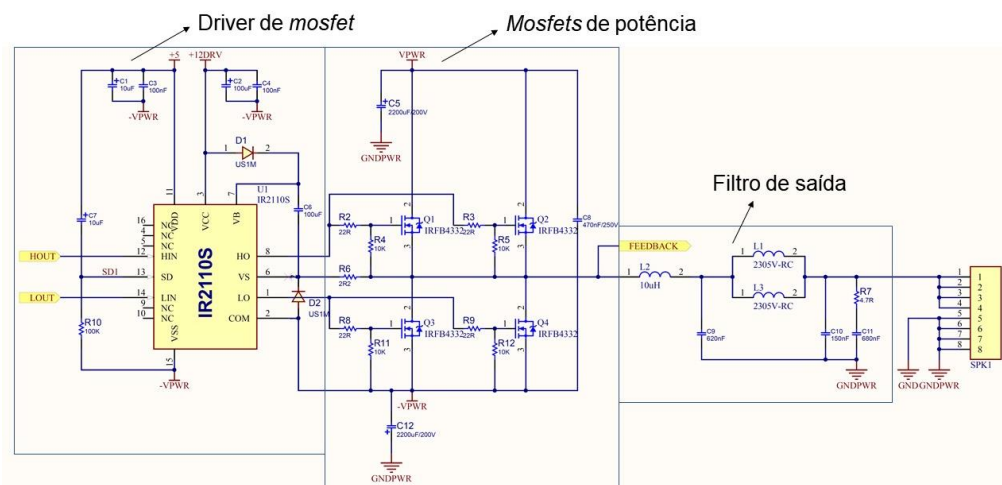
Fonte: Autor (2021).

O melhor compromisso entre eficiência e qualidade foi obtido com o tempo morto de 100 ns entre os acionamentos. O ideal é que esse tempo seja inferior a 50 ns, mas devido as limitações de velocidade de chaveamento e altas capacitâncias de *gate*, foi necessário utilizar um valor maior.

4.2 Estágio de saída

A Figura 37 apresenta o esquema elétrico do estágio de saída, composto pelo *driver* dos *mosfets*, os *mosfets* em meia ponte e o filtro de saída. As medições e os sinais de funcionamento dessa etapa de potência estão descritos nas subseções seguintes.

Figura 37 - Esquema elétrico do estágio de saída.

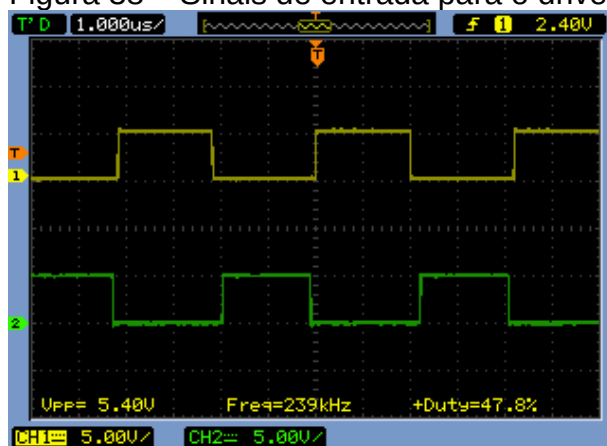


Fonte: Autor (2021).

4.2.1 Driver de mosfet

As formas de onda do estágio driver estão representadas nas Figuras 38 e 39, sendo os sinais de entrada do *driver* de *mosfet* e os sinais de acionamento do *gate* dos *mosfets*, respectivamente. Vale ressaltar que o sinal de *gate* dos *mosfets* do lado alto, presente no pino 8 do IR2110S e no canal 1 do osciloscópio na Figura 39, está deslocado a VPWR+12V, comprovando o funcionamento do circuito de bootstrap e consequentemente do driver.

Figura 38 – Sinais de entrada para o driver de acionamento de mosfet.

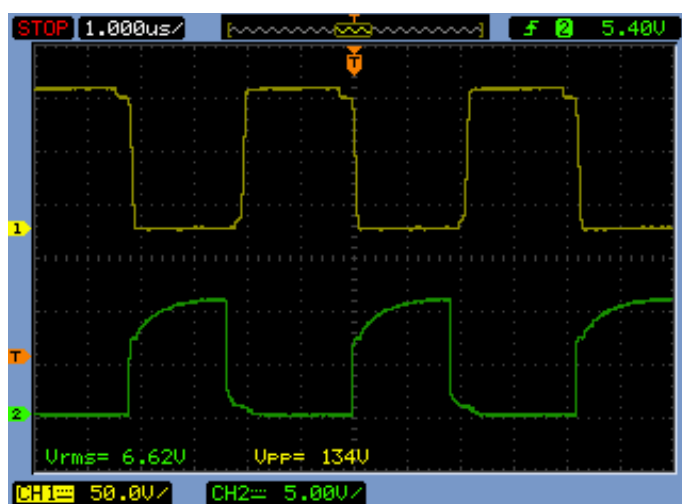


Fonte: Autor (2021).

Pode-se verificar uma curva logarítmica crescente ao acionar os *gates*, como visto no canal 2 do osciloscópio na Figura 39, no pino 1 do IR2110S. Isso demonstra o alto pico de corrente necessário para a carga das capacitâncias intrínsecas do

mosfet, mostrando a necessidade de um driver com maior capacidade de corrente de acionamento para diminuir os tempos de subida.

Figura 39 – Sinais de acionamento do *gate* dos *mosfets*. Canal 1: Pino 8 do IR2110S; Canal 2: Pino 1 do IR2110S.

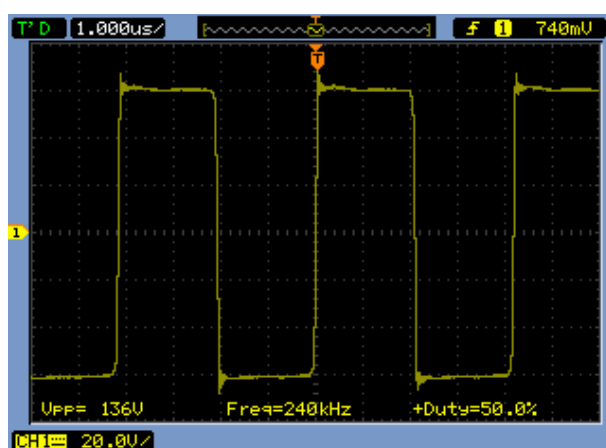


Fonte: Autor (2021).

4.2.2 Mosfets de potência

Os sinais de acionamento das chaves semicondutoras de saída podem ser vistos na Figura 39 e o sinal resultante de alta potência na Figura 40. Pode-se observar um sinal quadrado, sem muita oscilação nas transições, mostrando o bom desempenho do estágio de saída.

Figura 40 – Sinal de potência de saída da meia ponte de *mosfets*.



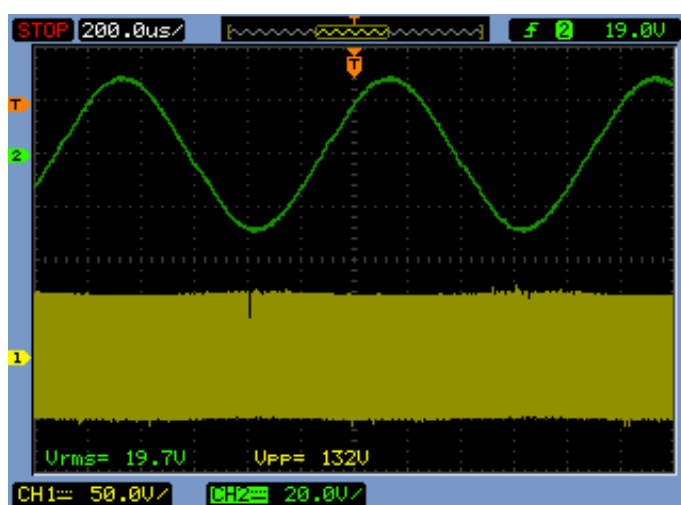
Fonte: Autor (2021).

Além do mais, para realizar a dissipação de calor dos transistores de potência, foram utilizados dois dissipadores de calor de processador provenientes de computadores de sucata, mantendo a temperatura dos componentes dentro dos valores especificados na folha de dados sob plena carga.

4.2.3 Filtro de saída

Os sinais de entrada e saída do filtro são mostrados na Figura 41, vistos no canal 1 e 2 do osciloscópio, respectivamente. Percebe-se a atenuação da portadora, recompondo na saída o sinal senoidal injetado na entrada do amplificador. A atenuação apresentada pelo filtro é de aproximadamente 30 dB, dentro do dimensionado em projeto.

Figura 41 – Forma de onda de entrada e saída do filtro passa baixa de 4ª ordem.



Fonte: Autor (2021).

Aplicando uma aproximação ao sinal de saída, como na Figura 42, é possível verificar a presença da portadora atenuada, mas ainda com amplitude para ser propagada como ruído através dos cabos.

Figura 42 – Portadora atenuada no sinal de saída do amplificador.

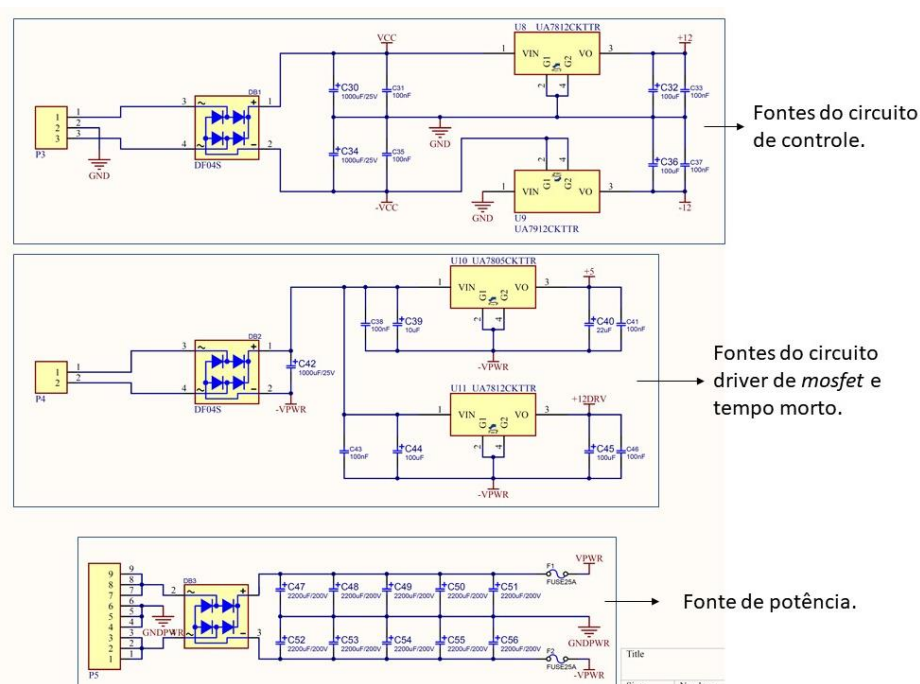


Fonte: Autor (2021).

4.3 Fontes de alimentação

Na Figura 43 estão dispostos os esquemas das fontes de alimentação do protótipo. Os circuitos de controle e *driver* foram alimentados com fontes de alimentação estabilizadas por circuitos integrados dedicados. Já a alimentação de potência do circuito de saída é baseada na topologia básica de retificação em onda completa e filtro capacitivo, sem estabilização.

Figura 43 – Esquema elétrico das fontes de alimentação do protótipo.



Fonte: Autor (2021).

Na Tabela 2 estão dispostas as medições de tensão das fontes de alimentação na placa de circuito impresso durante funcionamento. Verifica-se o correto funcionamento pelo fato de os valores estarem dentro do que foi especificado em projeto.

Tabela 2 – Tensões de alimentação medidas.

FONTES MEDIDAS	VALORES MEDIDOS
Fonte do circuito de controle 12 v	11,90 v
Fonte do circuito de controle -12 v	- 11,93 v
Fonte do circuito de driver de mosfet e tempo morto 12 v	11,93 v
Fonte do circuito de driver de mosfet e tempo morto 5 v	5 v
Fonte de potência +- 58 v	+ - 58.3 v

Fonte: Autor (2021).

4.4 Testes de resposta do amplificador

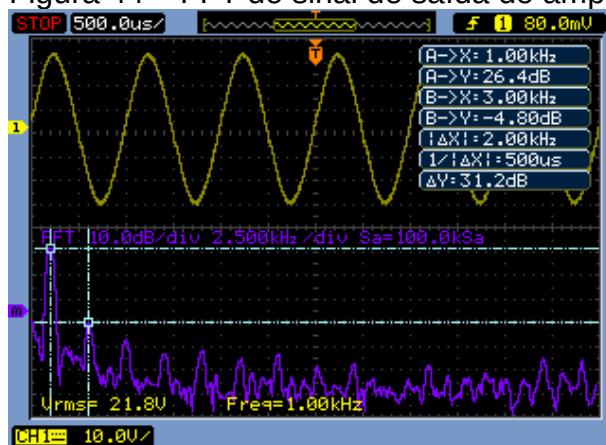
4.4.1 Sensibilidade do amplificador

Com a tensão de saída no limiar da saturação, o amplificador tem em sua entrada um valor de 976 mV rms, ou seja, é necessário injetar cerca de 1 V rms para produzir a máxima potência de saída.

4.4.2 Análise de Fourier (FFT) e THD

Com base nos dados obtidos pela função de FFT do osciloscópio, visto na Figura 44, apresenta-se a Tabela 2, em que estão dispostos os valores das maiores harmônicas encontradas no teste de fidelidade, utilizando meia potência de saída e um sinal senoidal de 1 kHz na entrada.

Figura 44 – FFT do sinal de saída do amplificador.



Fonte: Autor (2021).

Tabela 3 – Amplitude das harmônicas mais fortes.

<i>Ordem</i>	<i>Frequência</i>	<i>Magnitude</i>
1 ^a	1 kHz	26,4 dB
3 ^a	3 kHz	-4,8 dB
5 ^a	5 kHz	-14,4 dB
7 ^a	7 kHz	-18,4 dB
9 ^a	9 kHz	-16,8 dB
11 ^a	11 kHz	-20 dB
12 ^a	12 kHz	-18,4 dB

Fonte: Autor (2021).

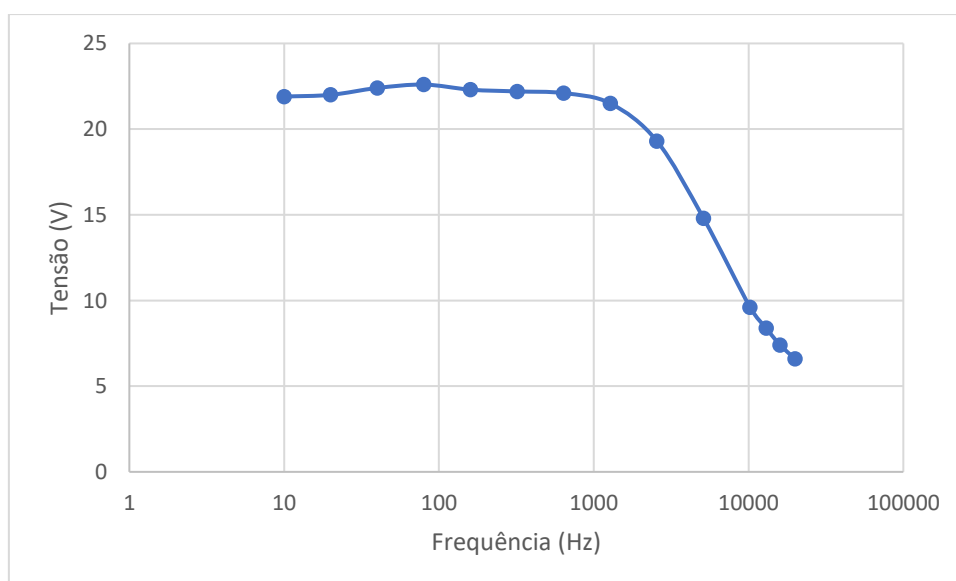
Sendo as harmônicas da tabela aquelas com maior amplitude, o valor de distorção harmônica total obtido foi de 3,57%.

Observando a ordem dos harmônicos, é possível concluir que há uma distorção simétrica no sinal de saída pela prevalência dos harmônicos de ordem ímpar. A fonte dessa distorção pode ser o circuito de modulação ou até mesmo o circuito de geração de tempo morto, que prejudica a qualidade do sinal ao garantir correta operação dos *mosfets* de saída.

4.4.3 Resposta em frequência

Variando-se a frequência do sinal de entrada via gerador de funções, foi levantado o gráfico de resposta em frequência da Figura 45. Observa-se uma resposta plana em frequências inferiores a 2 kHz e um decaimento a partir dela, tendo a frequência de corte superior em aproximadamente 8 kHz.

Figura 45 – Resposta em frequência do amplificador.



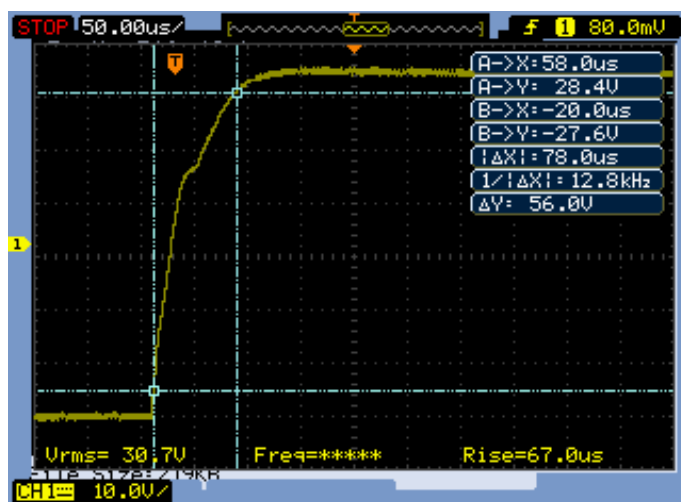
Fonte: Autor (2021).

4.4.4 Slew rate

Na Figura 46 é exibido a medição do tempo de subida de um sinal quadrado de 1 kHz na saída do amplificador. O teste foi realizado com a carga de 2 Ω e com uma tensão de 31 Vrms. Foram utilizados os pontos de tensão a 10% e a 90% da tensão máxima de saída. Dessa maneira, foi obtido um Δt de 78 μs e um ΔV de 56V resultando em:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{56 \text{ V}}{78 \mu s} = 0,718 \text{ V}/\mu s$$

Figura 46 – Teste da velocidade de transição do amplificador.



Fonte: Autor (2021).

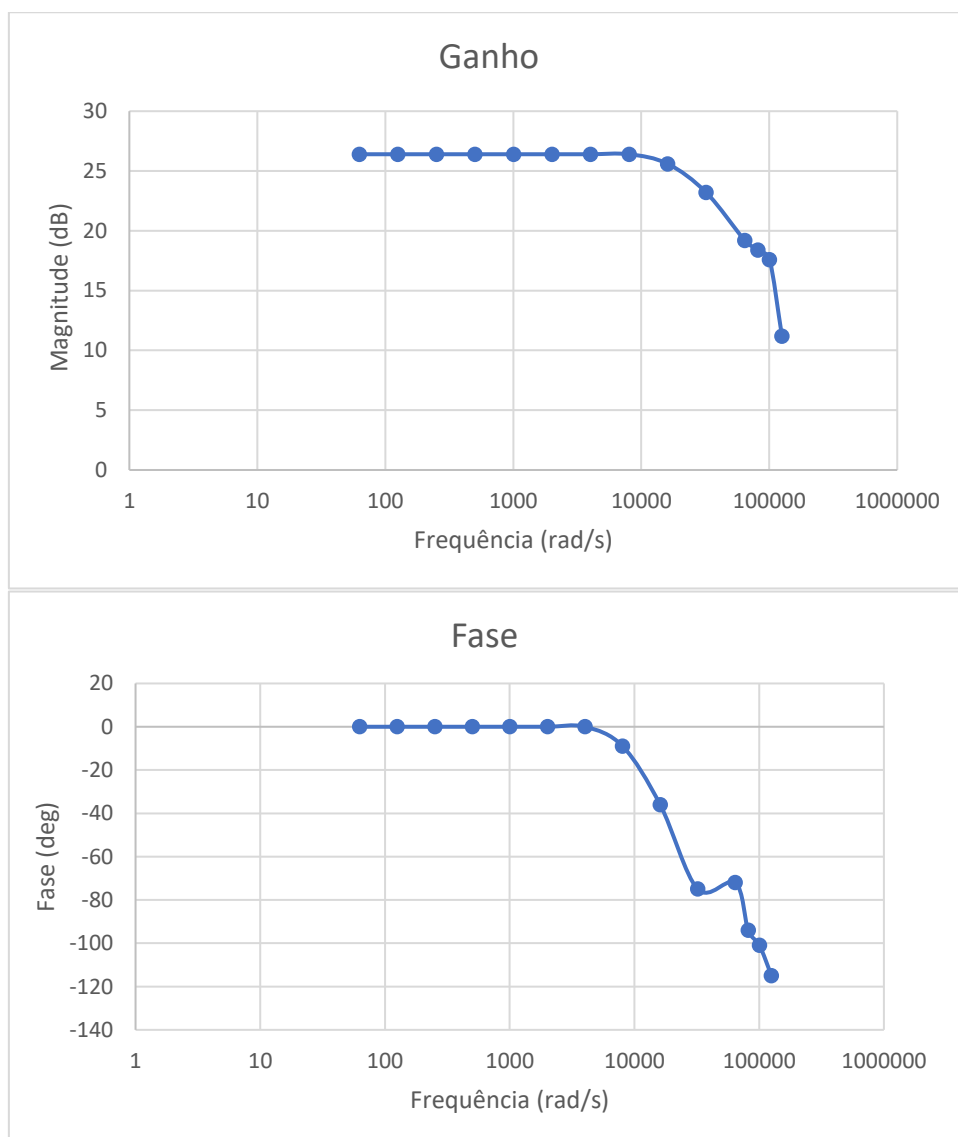
Com um slew rate de 0,718 V/ μs , o amplificador se apresenta de baixa velocidade, não sendo capaz de responder bem a programas musicais de grande faixa dinâmica. Amplificadores da mesma faixa de potência comerciais apresentam slew rate partindo de 15 V/ μs .

4.4.5 Ganho e fase do sinal

Na Figura 47 é exibido o diagrama de bode do amplificador, com o ganho e fase do sinal. Os dados foram levantados utilizando meia potência de saída. Percebe-se que no ponto de frequência de corte superior, o amplificador apresentou aproximadamente 50° de defasagem do sinal, seguindo aumentando até a maior frequência do teste. Nesse ponto, tem-se uma defasagem de 115°, porém com baixo ganho. Isso garante a estabilidade do amplificador, todavia com pobre resposta em frequências sonoras agudas.

O ganho esperado do amplificador era para ser mantido até a frequência de 20 kHz, onde próximo a ele estaria alocado o polo, seguindo com forte atenuação conforme o aumento da frequência. Acredita-se que variações do capacitor integrador do estágio de entrada, somado as tolerâncias da montagem do filtro de saída, sejam os pontos causadores da discrepância. O ideal seria aumentar a margem de fase em altas frequências, para manter uma elevada realimentação, garantindo o ganho e estabilidade em toda faixa audível.

Figura 47 – Diagrama de bode adquirido do amplificador.

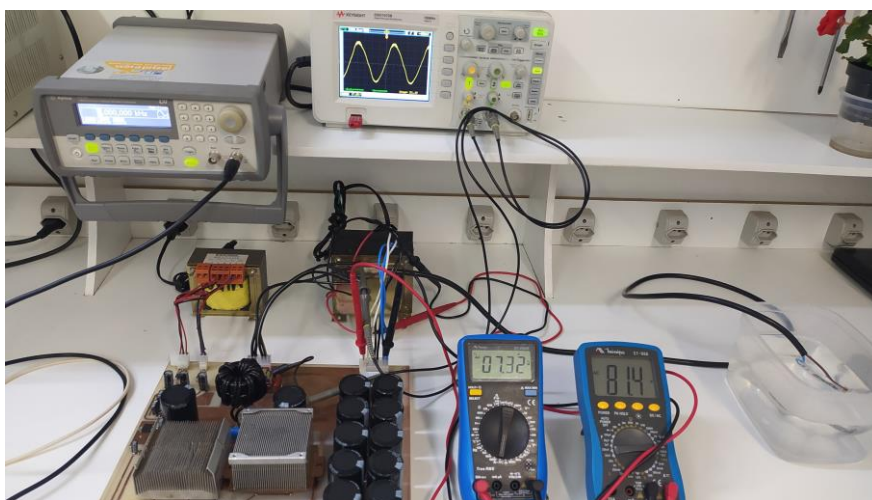


Fonte: Autor (2021).

4.4.6 Eficiência

Sob máxima potência, no limiar da saturação da saída, como visto na Figura 48, o amplificador apresentou um consumo de 595,84W, gerando sobre a carga uma potência de 483,6 WRMS. A partir desses dados, obteve-se a eficiência energética de 81,2%.

Figura 48 – Teste do amplificador sob máxima potência.



Fonte: Autor (2021).

Esse valor obtido está atrelado principalmente aos transistores escolhidos e a velocidade com que são acionados. Se o transistor for de alta velocidade, com baixos valores de C_{iss} , Q_{rr} e R_{DSon} , haverá redução da potência dissipada sobre eles e consequentemente aumento da eficiência.

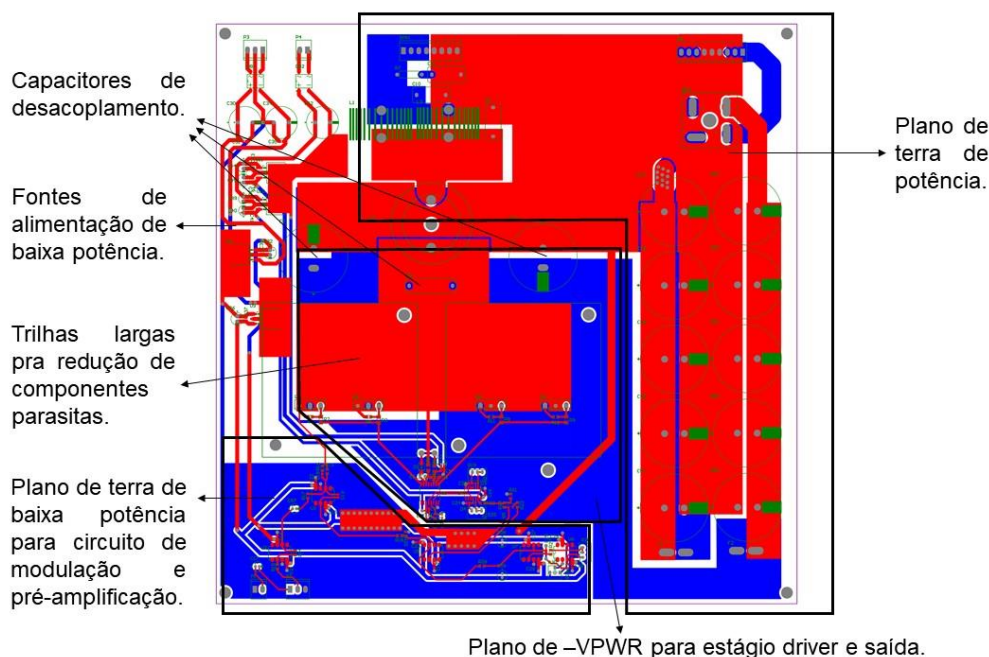
4.5 Layout da placa de circuito impresso

A disposição dos componentes e circuitos na placa de circuito é de considerável importância para o correto funcionamento do projeto. Elevados níveis de corrente e tensão, somados a sinais de rico conteúdo harmônico envolvidos nesse projeto facilmente provocam interferências e mal funcionamento em circuitos de baixa potência e alta impedância.

Na Figura 49 pode ser visualizado o layout completo da placa do amplificador e na Figura 50 o aspecto final da placa já montada em funcionamento. A placa foi dividida em 3 planos de potência, facilitando a circulação de corrente aos sinais de referência dos estágios. Na etapa de baixa potência, onde concentra-se os circuitos

de pré-amplificação e modulação foi utilizado um plano de terra, referenciado nas fontes de alimentação do respectivo circuito. Na etapa de mosfets e driver, foi utilizado um plano referenciado a tensão $-V_{pwr}$ da fonte de potência, o qual é a referência para esta etapa do circuito. Já na etapa de filtragem de saída, onde ocorre a reconstituição do sinal, foi utilizado o plano de terra da fonte de potência do amplificador, possibilitando um caminho de baixa impedância para as correntes do filtro de saída e carga.

Figura 49 – Layout do circuito para confecção de placa desenvolvido em face dupla.



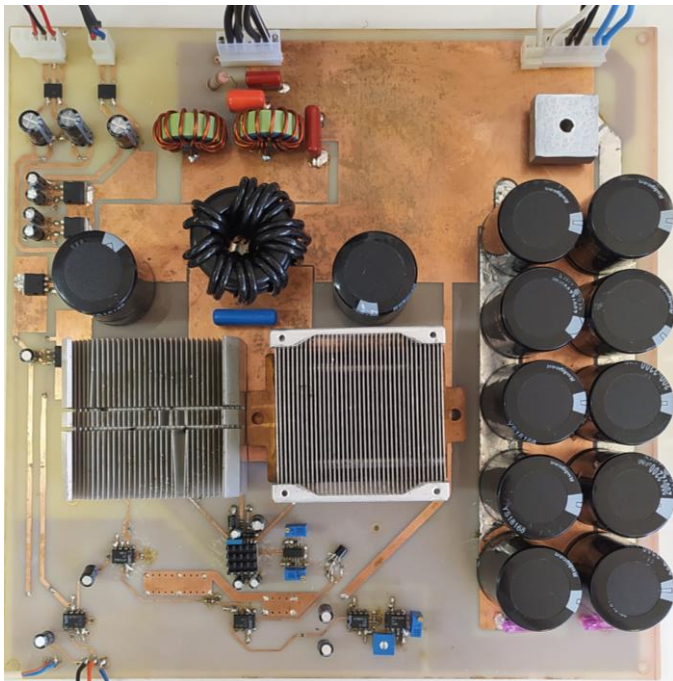
Fonte: Autor (2021).

O layout das trilhas foi alocado de forma com que os altos fluxos de corrente não interferissem em outros circuitos, evitando loops de corrente e geração de interferência eletromagnética. Além disso, próximo aos mosfets de saída, onde ocorre a circulação de correntes de alta frequência e potência, foram posicionados capacitores o mais próximo possível, para prover um caminho de baixa impedância para esses sinais, garantindo uma boa alimentação ao estágio.

A trilha de saída do estágio de meia ponte, que interliga os *mosfets* e o filtro, foi dimensionada com o menor comprimento possível e grande largura, para inserir a menor indutância em série com esse circuito. As indutâncias criadas entre as ligações de dreno e *source* dos *mosfets* causam oscilações de alta frequência e amplitude ao serem atravessadas por altas correntes. Elas podem levar a queima tanto dos *mosfets*

de potência quanto do circuito *driver*, ao propiciar a circulação de correntes negativas nos pinos do circuito integrado.

Figura 50 - Aspecto final da placa com montagem do circuito.



Fonte: Autor (2021).

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o projeto de um amplificador de áudio em classe D, utilizando componentes discretos. A partir dos resultados discutidos no capítulo anterior, os objetivos do trabalho foram parcialmente alcançados, considerando a teoria de funcionamento revisada e os estudos necessários.

O estágio de potência de saída foi o mais desafiador, diante dos níveis corrente e tensão controlados, somado as componentes parasitas dos transistores. Por esse motivo, foi mantida uma frequência de amostragem de 200 kHz, para garantir uma margem segura de operação do *driver* e das chaves disponíveis para o projeto. Outro ponto de extrema importância para a correta operação e controle do circuito foi o estágio de deslocamento de nível do sinal, primeiramente projetado com acoplamento capacitivo e posteriormente substituído por um estágio transistorizado, que não poderia gerar elevados atrasos e adições de tempo ao sinal modulado.

Diante do correto dimensionamento, a fidelidade do amplificador elevou, chegando ao nível de 3,57%, como mensurado, aceitável para amplificadores da mesma classe de operação. Observou-se que o filtro de saída possui grande responsabilidade na frequência máxima de reprodução do amplificador e *slew rate*, ficando combinado com o circuito integrador.

Outro ponto crucial ao funcionamento do protótipo foi o layout da PCI, que inicialmente foi desenhado com foco maior na etapa de baixa potência, ficando o circuito de potência com trilhas longas e *loops* de corrente. Após instabilidades de controle e a queima de *mosfets* e circuitos integrados *driver*, foi verificada a presença de fortes oscilações de alta frequência (*ringing*) indesejáveis nos sinais da etapa de saída. Com o estudo do circuito e redesenho do layout, foi possível obter o correto

funcionamento de todo o protótipo, eliminando todas as oscilações presentes na primeira versão de placa.

Como propostas para alterações futuras está o redimensionamento do filtro de saída para melhorar as respostas nas frequências superiores a 8 kHz, além de adicionar um compensador de avanço de fase, adicionar proteções de sobrecorrente e sobretensão, adicionar indicadores de nível de sinal e elaborar um gabinete para o acondicionamento do projeto.

REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**: projetos de fontes chaveadas. Florianópolis: I. Barbi, 2001.
- BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.
- CORDELL, Bob. **Designing Audio Power Amplifiers**. 1. ed. Nova York: McGraw-Hill, 2011.
- FRENZEL JR.; LOUIS E.. **Fundamentos de Comunicação Eletrônica: Modulação, Demodulação e Recepção**. 3. ed. Porto Alegre: AMGH editora, 2013.
- HART, Daniel W.. **Eletrônica de Potência**: análise e projeto de circuitos. 1. ed. Porto Alegre: AMGH Editora, 2012.
- PERTENCE JÚNIOR, Antônio. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. 8. ed. Porto Alegre: Bookman Editora, 2015.
- RUMSEY, Francis; MCCORMICK, Tim. **Sound and Recording**. [S.l.: s.n.], 2009
- SELF, Douglas. **Audio Power Amplifier Design Handbook**. 3. ed. Oxford: Newnes, 2002.
- SELF, Douglas. **Audio Power Amplifier Design Handbook**. 5. ed. Oxford: Elsevier, 2009.
- SLONE, G. Randy. **High-Power Audio Amplifier Construction Manual**. Estados Unidos da América: McGraw-Hill, 1999.
- SOARES NETO, Vicente. **Sistemas de comunicação**: serviços, modulação e meios de transmissão. 1. ed. São Paulo: Érica, 2015.
- WILLIAMS, Arthur B.; TAYLOR, Fred J.. **Electronic Filter Design Handbook**. 4. ed. Nova York: McGraw-Hill, 2006.
- ZHANGMING, Zhu; LIANXI, Liu; YINTANG, Yang; HAN, Lei. **A high efficiency PWM CMOS class-D audio power amplifier**. Disponível em: <[https://iopscience-iop.ez316.periodicos.capes.gov.br/article/10.1088/1674-4926/30/2/025001](https://iopscience.iop.ez316.periodicos.capes.gov.br/article/10.1088/1674-4926/30/2/025001)>. Acesso em: 3 out. 2020.

ANEXOS

Anexo A – Características de atenuação para filtros Butterworth.

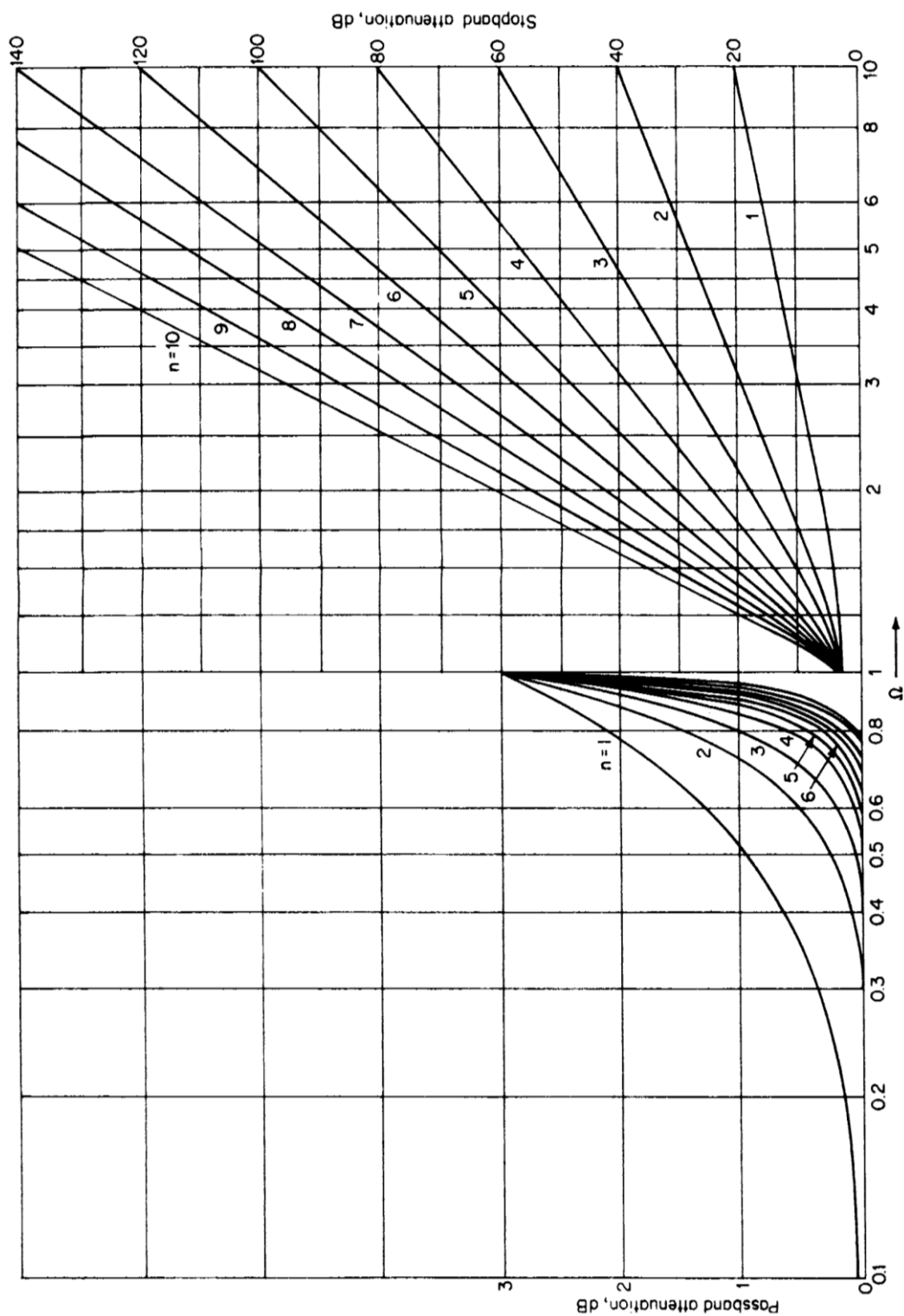
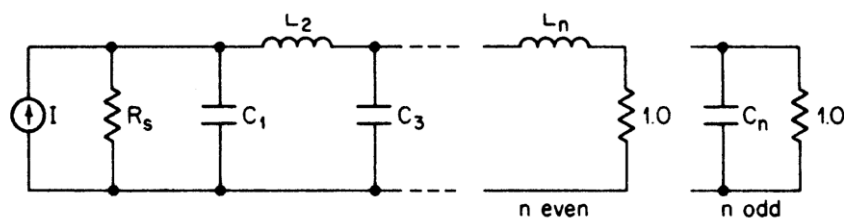


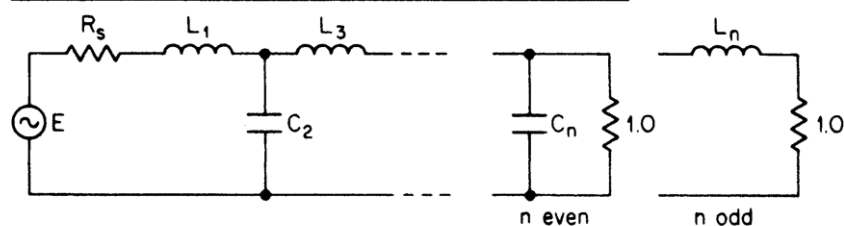
FIGURE 2-34 Attenuation characteristics for Butterworth filters. (From A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis* [New York: John Wiley and Sons, 1967.] By permission of the publishers.)

Anexo B – Componentes normalizados para filtros Butterworth.



n	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.0000	1.4142	1.4142		
	1.1111	1.0353	1.8352		
	1.2500	0.8485	2.1213		
	1.4286	0.6971	2.4387		
	1.6667	0.5657	2.8284		
	2.0000	0.4483	3.3461		
	2.5000	0.3419	4.0951		
	3.3333	0.2447	5.3126		
	5.0000	0.1557	7.7067		
	10.0000	0.0743	14.8138		
3	Inf.	1.4142	0.7071		
	1.0000	1.0000	2.0000	1.0000	
	0.9000	0.8082	1.6332	1.5994	
	0.8000	0.8442	1.3840	1.9259	
	0.7000	0.9152	1.1652	2.2774	
	0.6000	1.0225	0.9650	2.7024	
	0.5000	1.1811	0.7789	3.2612	
	0.4000	1.4254	0.6042	4.0642	
	0.3000	1.8380	0.4396	5.3634	
	0.2000	2.6687	0.2842	7.9102	
4	0.1000	5.1672	0.1377	15.4554	
	Inf.	1.5000	1.3333	0.5000	
	1.0000	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654
	1.1111	0.4657	1.5924	1.7439	1.4690
	1.2500	0.3882	1.6946	1.5110	1.8109
	1.4286	0.3251	1.8618	1.2913	2.1752
	1.6667	0.2690	2.1029	1.0824	2.6131
	2.0000	0.2175	2.4524	0.8826	3.1868
	2.5000	0.1692	2.9858	0.6911	4.0094
	3.3333	0.1237	3.8826	0.5072	5.3381
	5.0000	0.0804	5.6835	0.3307	7.9397
	10.0000	0.0392	11.0942	0.1616	15.6421
	Inf.	1.5307	1.5772	1.0824	0.3827

n	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4
-----	---------	-------	-------	-------	-------



* Reprinted from A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley and Sons, New York, 1967.