

PROJETO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA CLASSE AB PARA APLICAÇÕES EM ÁUDIO: simulação, dimensionamento e resposta em frequência

Diego Andre Gil¹ e Renato Kazuo Miyamoto²

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento completo de um amplificador de áudio classe AB com potência de saída de 100 W RMS em carga de 2 ohms. O projeto englobou todas as etapas fundamentais, incluindo o dimensionamento da fonte de alimentação, o cálculo detalhado do estágio de saída com transistores complementares Darlington (TIP142 e TIP147), a análise da dissipação térmica e o dimensionamento do dissipador de calor. Também foram abordadas as características da rede Zobel para estabilidade em altas frequências, o ajuste preciso da corrente de bias visando minimizar a distorção por cruzamento e a configuração do estágio amplificador de tensão (VAS) com compensação de Miller. O estudo incluiu ainda a modelagem do par diferencial de entrada e o cálculo da realimentação negativa (NFB), determinando o ganho de malha fechado adequado para sinais de entrada de baixa amplitude, típicos de dispositivos móveis. O projeto seguiu rigorosamente critérios térmicos, elétricos e de estabilidade, fundamentado nas obras de autores consagrados como Cordell (2011), Self (2013), Sedra e Smith (2014), e Horowitz e Hill (2015). Os cálculos teóricos foram validados por simulações computacionais e testes práticos, assegurando a fidelidade dos resultados.

Palavras-chave: amplificador classe AB; potência de áudio; transistores darlington; realimentação negativa; estabilidade térmica.

DESIGN AND PERFORMANCE ANALYSIS OF A CLASS AB POWER AMPLIFIER FOR AUDIO APPLICATIONS: simulation, sizing, and frequency response

ABSTRACT

This study presents the complete development of a class AB audio power amplifier with an output power of 100 W RMS into a 2-ohm load. The project covered all fundamental stages, including the sizing of the power supply, detailed calculation of the output stage using complementary Darlington transistors (TIP142 and TIP147), thermal dissipation analysis, and the design of the heat sink. The characteristics of the Zobel network were also addressed to ensure high-frequency stability, along with the precise adjustment of the bias current to minimize crossover distortion and the configuration of the voltage amplification stage (VAS) with Miller compensation. The

¹ Estudante de Engenharia Elétrica. E-mail: diego.gil00491103@sesinenaipr.org.br

² Doutorado em Engenharia Elétrica. E-mail: renato.miyamoto@sistefiepr.org.br

study further included the modeling of the differential input pair and the calculation of the negative feedback (NFB), determining the appropriate closed-loop gain for low-amplitude input signals typically found in mobile devices. The project strictly followed thermal, electrical, and stability criteria, based on the works of renowned authors such as Cordell (2011), Self (2013), Sedra and Smith (2014), and Horowitz and Hill (2015). The theoretical calculations were validated through computational simulations and practical testing, ensuring the reliability of the results.

Key words: audio amplifier; class AB; power output stage; negative feedback; thermal dissipation.

1. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento da tecnologia de amplificação de áudio começou no início do século XX, mais precisamente em 1906, com a criação do tríodo por Lee De Forest. Esse componente, ao possibilitar a amplificação de sinais elétricos, representou um marco fundamental no surgimento da eletrônica aplicada ao áudio. A partir desse avanço, tornou-se viável captar, processar e reproduzir sons com níveis de potência antes inatingíveis. Inicialmente, as aplicações dos amplificadores estavam restritas a setores como a telefonia e a radiodifusão, mas com o passar das décadas, eles passaram a desempenhar funções essenciais também na indústria musical, no cinema, nos meios de comunicação em massa e até na configuração de novas formas culturais (Everist, 2002 apud Forest, 1907).

O progresso tecnológico desses dispositivos acompanhou as transformações trazidas pelas revoluções industriais e pelo avanço da eletrônica ao longo do século XX. De acordo com Sedra e Smith (2014), os primeiros amplificadores eram baseados em válvulas termiônicas, com grande destaque entre as décadas de 1930 e 1950. Já nos anos 1960, a introdução dos transistores bipolares trouxe melhorias significativas, possibilitando a miniaturização dos equipamentos e aumentando sua eficiência energética. Nas décadas seguintes, o surgimento dos circuitos integrados e a popularização dos amplificadores em classe D ampliaram ainda mais as possibilidades de aplicação, oferecendo soluções com maior relação entre potência e qualidade sonora, conforme descrevem Self (2013) e Cordell (2011).

Além de seu impacto técnico, a evolução dos amplificadores de áudio teve influência direta em diversos setores econômicos. Horowitz e Hill (2015) apontam que segmentos como a indústria fonográfica, o cinema, o mercado automotivo, os dispositivos móveis e, mais recentemente, as plataformas de streaming foram impulsionadas por essa tecnologia, evidenciando o papel da amplificação de áudio no desenvolvimento econômico e social.

Mesmo com o crescimento de soluções digitais e de amplificadores baseados em modulação por comutação, os modelos analógicos de classe AB continuam presentes em várias aplicações. Conforme observa Cordell (2011), a classe AB é amplamente utilizada em caixas de som amplificadas, sistemas automotivos e equipamentos de áudio profissional. Além disso, essa topologia segue sendo uma escolha comum em ambientes acadêmicos, por seu valor didático e pela simplicidade de implementação.

Dentro desse contexto, o presente trabalho tem como proposta realizar o projeto, dimensionamento, simulação e validação prática de um amplificador de áudio classe AB. O circuito será capaz de fornecer até 100 W RMS em uma carga de $2\ \Omega$, adotando uma topologia clássica, composta por um par diferencial de entrada, estágio de ganho de tensão, multiplicador de VBE e uma etapa de saída configurada com transistores *Darlington*.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O processo de desenvolvimento de amplificadores de áudio é baseado em diversos conceitos teóricos pertencentes ao campo da eletrônica analógica. Esses conhecimentos são necessários para compreender o funcionamento de cada parte do circuito e para garantir o desempenho adequado em termos de ganho, fidelidade e estabilidade.

Segundo Cordell (2011), a estrutura de um amplificador de áudio costuma ser dividida em blocos funcionais, sendo que cada um deles desempenha uma função específica dentro do sistema de amplificação. Essa organização modular facilita a

análise, o dimensionamento dos componentes e a previsão do comportamento dinâmico do circuito.

Além da amplificação propriamente dita, o projeto deve considerar aspectos relacionados à resposta em frequência, à estabilidade frente a variações de carga e alimentação e ao controle da distorção harmônica total (THD), conforme destacam Self (2013) e Sedra e Smith (2014). Outro fator importante é a implementação de mecanismos que garantam a integridade do sinal de áudio, evitando oscilações, saturações indesejadas ou perdas de linearidade.

Ao longo desta seção, serão apresentados os principais blocos presentes no amplificador desenvolvido neste trabalho, juntamente com uma análise de seu papel na reprodução sonora de alta qualidade.

2.1 Blocos Funcionais de um Amplificador de Áudio

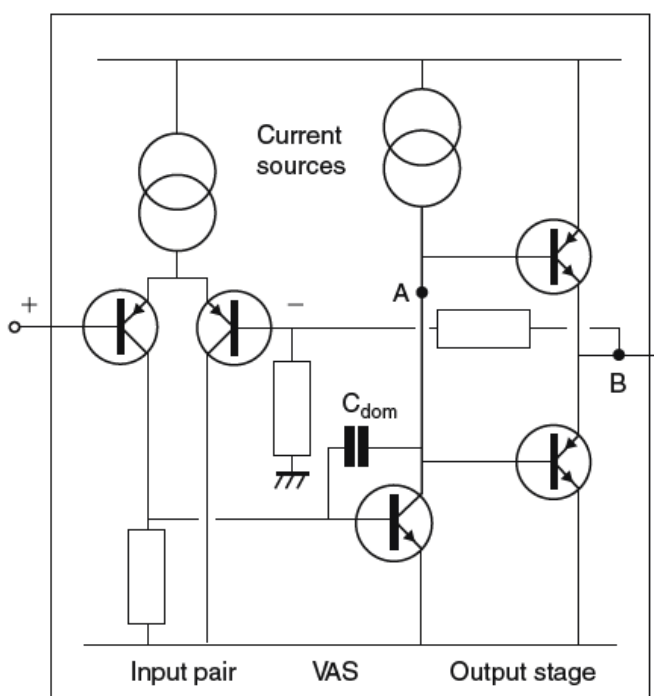
O projeto de um amplificador de áudio geralmente adota uma estrutura dividida em blocos funcionais, onde cada etapa cumpre uma função específica dentro do circuito. Essa abordagem modular facilita tanto a análise quanto o dimensionamento de componentes, permitindo que o projetista otimize cada estágio de acordo com as exigências de ganho, estabilidade e largura de banda. Sedra e Smith (2014) destacam que essa divisão por blocos é fundamental para organizar os requisitos técnicos de forma clara e eficiente.

Conforme descrito por Cordell (2011), os blocos mais comuns encontrados em amplificadores de potência incluem o amplificador diferencial de entrada, o estágio de amplificação de tensão (VAS), o multiplicador de VBE, o estágio de saída de potência e os circuitos auxiliares, como fontes de corrente e espelhos de corrente. A interação coordenada entre esses blocos garante que o sinal de áudio seja amplificado com fidelidade e eficiência.

Self (2013) ressalta que compreender a função de cada um desses blocos é essencial para atingir um equilíbrio adequado entre desempenho, linearidade e custo de implementação. Essa visão permite que o projeto atenda às especificações de ganho e resposta em frequência, além de assegurar a estabilidade térmica e dinâmica do sistema.

De maneira geral, a maioria dos amplificadores pode ser representada como uma sequência de três estágios principais conectados em cascata, conforme ilustra a Figura 1. Nesse arranjo, o sinal de saída de cada estágio serve como entrada para o estágio seguinte. Todo esse conjunto é regulado por uma malha de realimentação negativa global, que controla o ganho total e corrige não linearidades acumuladas ao longo da cadeia de amplificação (Cordell, 2011).

Figura 1 - Estrutura amplificador 3 estágios



Fonte: Self (2013)

O primeiro estágio é o amplificador diferencial, responsável por converter a diferença de tensão entre os terminais de entrada em uma corrente proporcional. O segundo estágio, conhecido como Amplificador de Tensão ou *Voltage Amplification Stage* (VAS), tem a função de transformar a corrente recebida em um sinal de tensão amplificado, fornecendo o maior ganho de tensão do sistema. Por fim, o terceiro estágio corresponde ao amplificador de corrente, também chamado de estágio de saída em classe AB, cuja principal tarefa é fornecer a corrente necessária para acionar a carga, geralmente um alto-falante.

Ainda de acordo com Self (2013), cada um desses estágios apresenta características dinâmicas próprias. O diferencial funciona como um bloco de

transcondutância (entrada de tensão, saída de corrente), o VAS atua como um estágio de transimpedância (entrada de corrente, saída de tensão), e o estágio de saída opera como um amplificador de corrente (entrada de tensão, saída de corrente). Essa configuração garante que o amplificador entregue o ganho total necessário, com capacidade de entregar potência à carga com baixa distorção e alta estabilidade.

2.2 Amplificador Diferencial

O amplificador diferencial é uma das etapas mais importantes em um projeto de amplificador de áudio, sendo responsável por amplificar a diferença de potencial entre dois sinais de entrada, enquanto rejeita componentes comuns a ambos. De acordo com Sedra e Smith (2014), essa configuração é essencial para implementar a realimentação negativa e minimizar o offset de saída.

Para garantir uma boa rejeição em modo comum e manter a simetria do circuito, é fundamental que a corrente se distribua de forma equilibrada entre os dois transistores que compõem o par diferencial. Cordell (2011) destaca que o correto balanceamento de corrente entre os dispositivos reduz a distorção de modo comum e melhora a linearidade. Uma prática comum para alcançar esse equilíbrio é a utilização de uma fonte de corrente na cauda do diferencial, o que, segundo Self (2013), aumenta o ganho de tensão e melhora a estabilidade do circuito.

Ainda segundo Self (2013), problemas como distorções harmônicas elevadas e instabilidades térmicas podem ocorrer quando o estágio diferencial não é devidamente dimensionado. Malvino (2017 apud Self, 2013) também chama a atenção para o fato de que erros de projeto nessa etapa podem resultar em desempenho insatisfatório em termos de linearidade e resposta em frequência.

No contexto de áudio profissional, o nível de sinal aplicado à entrada de amplificadores costuma ser de aproximadamente 0 dBu, o que corresponde a 775 mV RMS. No circuito em estudo, ilustrado na Figura 2, o amplificador diferencial é formado pelos transistores Q1 e Q3. O sinal de entrada é aplicado à base de Q1, enquanto a realimentação negativa leva uma fração do sinal de saída até a base de Q2, criando a configuração típica de controle de erro descrita por Self (2013).

O funcionamento do par diferencial baseia-se na subtração dos sinais presentes nas bases de Q1 e Q2. Essa diferença gera variações nas correntes de

coletor de ambos os transistores, sendo a tensão resultante nos coletores uma resposta à diferença de entrada. A queda de tensão sobre os resistores de coletor (R_3 e R_4) é proporcional às correntes geradas, permitindo a conversão da diferença de tensão de entrada em uma saída de corrente, característica fundamental desse tipo de estágio.

As tensões nos coletores podem ser determinadas por meio da aplicação da Lei de Ohm, utilizando a corrente nos resistores de coletor como variável. O ganho diferencial (G) do estágio pode ser expresso como a razão entre a diferença das tensões de coletor e a diferença de tensão nas bases dos transistores.

Segundo Cordell (2011), esse tipo de configuração é classificado como um estágio de transcondutância, pois converte uma diferença de tensão de entrada em uma corrente de saída. A transcondutância (gm) é uma grandeza que expressa a sensibilidade do transistor em converter variações de tensão em variações de corrente, sendo definida pela razão entre a corrente de coletor (I_C) e a tensão térmica (V_T), como mostra a equação (1):

$$gm = \frac{I_C}{V_T} \quad (1)$$

onde V_T é tipicamente 26 mV para temperaturas próximas a 25°C, valor comum em dispositivos semicondutores. A saída do amplificador diferencial é diretamente conectada ao estágio seguinte, o Amplificador de Tensão (VAS), que recebe um sinal de corrente e converte em uma tensão de maior amplitude, como descrito anteriormente.

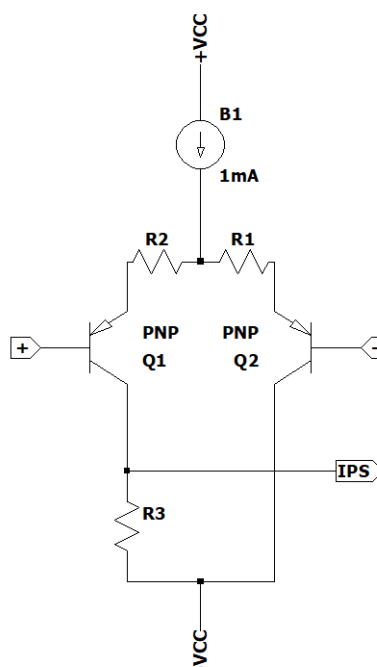
De acordo com Self (2013), o desempenho dessa etapa de entrada influencia diretamente o comportamento de todo o amplificador, especialmente em termos de distorção e estabilidade em altas frequências. Isso ocorre porque a transcondutância do diferencial afeta diretamente o ganho de malha aberta nas frequências mais elevadas, exercendo forte influência sobre a margem de fase e o comportamento transitório do circuito.

Além disso, é recomendável que os dois transistores do par diferencial sejam montados fisicamente próximos e acoplados termicamente, para reduzir os efeitos de variações térmicas que possam impactar o ganho de corrente (β) de cada dispositivo.

Cordell (2011) e Self (2013) enfatizam que tal cuidado ajuda a melhorar a rejeição em modo comum (CMRR) e facilita o ajuste de offset na saída do amplificador.

Uma técnica adicional para melhorar o desempenho térmico e linearizar a operação consiste em adicionar resistores de baixo valor nos emissores dos transistores do par diferencial, geralmente entre 47Ω e 150Ω . Esses resistores promovem uma melhor linearização da transcondutância e auxiliam no controle do offset de saída, que na prática costuma ser mantido abaixo de 50 mV, conforme recomendado por Cordell (2011) e ilustrado na Figura 2.

Figura 2 - Modelo Par Diferencial degenerado



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

2.3 Fonte de Corrente

A fonte de corrente utilizada nos projetos contribui para garantir o funcionamento adequado do estágio diferencial. Sua principal função é fornecer uma corrente estável e praticamente independente das variações na tensão de alimentação. Segundo Sedra e Smith (2014), essa característica contribui para uma maior linearidade no par diferencial, mantendo a operação dos transistores dentro de uma faixa ideal de trabalho.

Cordell (2011) destaca que a adoção de uma fonte de corrente bem dimensionada não apenas melhora a rejeição de sinais em modo comum, como também proporciona um aumento significativo no ganho de tensão do amplificador como um todo. Essa melhoria ocorre porque uma corrente mais estável permite um desempenho mais previsível e linear do estágio de entrada.

Além disso, conforme observado por Self (2013), a presença de uma fonte de corrente ajuda a minimizar os efeitos negativos de oscilações e flutuações na tensão da fonte de alimentação. Isso se reflete diretamente na estabilidade térmica e na redução de variações indesejadas ao longo da operação do circuito. De acordo com Cordell (2011), em amplificadores que utilizam um par diferencial na entrada, como é o caso deste projeto, a constância da corrente nos coletores dos transistores é um fator crítico. Quedas nessa corrente podem resultar em redução da transcondutância (gm), o que compromete o ganho e a linearidade do estágio de entrada.

O modelo de fonte de corrente adotado no projeto, representado na Figura 3, é um exemplo clássico de circuito com referência de tensão baseada em diodos de silício, como descrito por Sedra e Smith (2014) e por Self (2013). Nesse arranjo, o resistor R8 determina a corrente que flui pelos diodos D1 e D2, estabelecendo uma tensão de referência de aproximadamente 1,4V, resultado da soma das quedas de tensão dos dois diodos. Essa tensão de referência, quando descontada a queda V_{BE} do transistor Q10, aparece sobre o resistor R12, localizado no emissor desse transistor. A corrente final da fonte, que polariza o par diferencial, é determinada justamente pela tensão sobre R12. A relação matemática que descreve o funcionamento da fonte de corrente pode ser expressa conforme equação (2):

$$I_{CQ} = \frac{V_{D1} + V_{D2} - V_{BE}}{R_E} \quad (2)$$

Onde:

I_{CQ} é a corrente de cauda do diferencial;

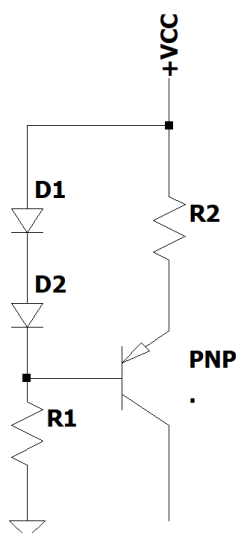
$V_{D1} + V_{D2}$ é a tensão de referência gerada pelos diodos;

V_{BE} é a tensão base-emissor do transistor de corrente;

R_E é a resistência de emissor.

O uso desta topologia, além de simples e eficiente, proporciona ao circuito uma boa imunidade a variações de temperatura e de tensão de alimentação, favorecendo o desempenho global do amplificador.

Figura 3 - Modelo fonte de corrente utilizando diodos



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

2.4 Estágio amplificador de tensão (VAS)

O estágio de amplificação de tensão, comumente denominado como VAS (*Voltage Amplification Stage*), representa uma das partes mais sensíveis e determinantes no desempenho de um amplificador de potência. Esse bloco é o responsável por fornecer praticamente todo o ganho de tensão necessário para o circuito, além de realizar a excursão de sinal em amplitude de pico a pico (V_{pp}), preparando o sinal para o estágio de saída, que fornecerá a corrente final à carga (Cordell, 2011).

Além de sua função amplificadora, o VAS abriga o polo dominante do sistema, que tem papel fundamental na estabilidade do amplificador em altas frequências. De acordo com Cordell (2011), o controle deste polo é feito com base nos princípios da estabilidade de Nyquist, sendo essencial para evitar oscilações indesejadas quando o circuito opera com realimentação negativa.

Antes de entender em detalhes o funcionamento do VAS, é importante reconhecer como o ganho de tensão interage com a resposta em frequência de todo

o sistema, especialmente em configurações de malha fechada. Segundo Ogata (2012), sistemas de controle realimentados utilizam parte do sinal de saída, reinjetando-o na entrada para criar uma comparação dinâmica entre o sinal original e o sinal de retorno, o que permite ao sistema corrigir automaticamente erros, variações internas e perturbações externas.

No contexto dos amplificadores de áudio, a realimentação negativa contribui significativamente para a redução da distorção e a estabilidade frente a variações de carga. Conforme descrito por Cordell (2011), a compensação de frequência é realizada principalmente por meio do capacitor de *Miller* (C_{dom}), que introduz o polo dominante ao circuito. À medida que a frequência se aproxima da faixa de corte definida por esse capacitor, o ganho de malha aberta é reduzido localmente, evitando problemas de instabilidade.

De maneira geral, o valor do C_{dom} é escolhido de acordo com os requisitos de potência de saída e com a tensão de pico no coletor do transistor do VAS, sendo típicos valores entre 10 pF e 300 pF, como citado por Slone (1999). Self (2013) ressalta que, para garantir uma boa linearidade e baixa distorção, o VAS é frequentemente implementado com um transistor operando em configuração de emissor comum, com corrente de repouso controlada por uma fonte de corrente constante. Essa configuração, além de proporcionar um ganho elevado, favorece a estabilidade térmica e a redução de distorções em altas frequências.

A corrente de coletor fornecida pelo par diferencial é aplicada diretamente na base do transistor do VAS, que converte essa corrente em um sinal de tensão de amplitude significativamente maior. Essa tensão será responsável por excitar o estágio de saída, que opera como amplificador de corrente. De acordo com Self (2013), o ganho local do VAS em malha aberta deve ser suficientemente alto para que a realimentação global seja eficiente em linearizar todo o sistema.

Em baixas frequências, a distorção gerada pelo VAS tende a ser insignificante, pois o feedback global atua fortemente. Já em frequências mais elevadas, a linearização local promovida pelo capacitor de Miller assume maior relevância (Cordell, 2011).

Slone (1999) destaca que o dimensionamento da corrente de repouso do VAS deve levar em conta a impedância de entrada do estágio sucessor, podendo variar

tipicamente entre 6 mA e 10 mA, conforme a topologia adotada e a presença ou não de buffers de corrente.

Em termos de ganho de tensão em altas frequências (HF), Cordell (2011) explica que o ganho de malha aberta é diretamente proporcional à transcondutância (gm) e inversamente proporcional ao produto entre a frequência angular e o capacitor dominante:

$$HF = \frac{gm}{\omega \times C_{dom}} \quad (3)$$

Já o ganho de baixas frequências (LF) depende da transcondutância, do ganho de corrente contínua (β) do transistor do VAS e da resistência de carga de coletor (R_c):

$$LF = gm \times \beta \times R_c \quad (4)$$

Segundo Duncan (1996), uma das formas mais eficazes de garantir a linearidade do VAS é o uso de uma fonte de corrente constante no coletor, o que reduz os efeitos de variações de tensão de alimentação sobre o desempenho do estágio. Além disso, a escolha de transistores com alto ganho β e boa resposta em frequência contribui para melhorar a estabilidade e reduzir a distorção harmônica total.

Por fim, a topologia single-ended em classe A, adotada neste projeto, oferece uma combinação equilibrada entre ganho de tensão, linearidade e simplicidade construtiva, sendo uma escolha amplamente recomendada por Self (2013) e Cordell (2011) para amplificadores de médio e alto desempenho.

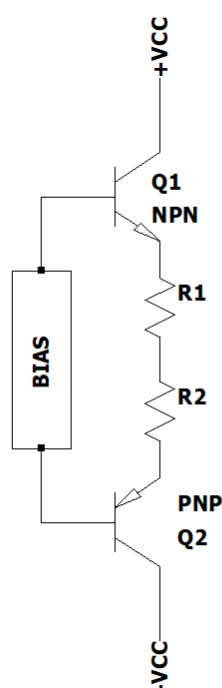
2.5 Estágio de Saída em Push-Pull

O estágio de saída, também conhecido como estágio de ganho de corrente, é responsável por definir a classe de operação do amplificador de potência como um todo. De acordo com Bortoni (2007), a classificação em classe AB decorre da combinação de uma entrada diferencial, um VAS operando em classe A e uma etapa de saída configurada em classe AB.

A principal função dessa etapa é fornecer o ganho de corrente necessário para que o sinal de alta tensão proveniente do VAS possa ser aplicado a cargas de baixa impedância, como alto-falantes. Conforme observado por Cordell (2011), o sinal entregue pelo VAS possui alta amplitude de tensão, mas com corrente muito baixa, tipicamente na ordem de miliampères. Cabe ao estágio de saída amplificar essa corrente, mantendo um ganho de tensão unitário.

Self (2013) aponta que o estágio de saída é a principal fonte de dissipação térmica em um amplificador de potência, sendo diretamente responsável por grande parte das perdas energéticas. Amplificadores lineares em classe A, B, AB, G ou H apresentam eficiências que variam entre 55% e 90%, dependendo da topologia e das condições de operação. Essa característica os torna propensos à geração de calor significativo, exigindo soluções adequadas de gerenciamento térmico, como dissipadores de calor e, em alguns casos, ventilação forçada. A Figura 4 ilustra o modelo de estágio *Push-Pull*.

Figura 4 - Modelo estágio *Push-Pull*



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

A estabilidade térmica deste estágio é um fator crítico para a confiabilidade do sistema. Conforme Cordell (2011), o controle da corrente de polarização de repouso (bias) é feito através do circuito multiplicador de VBE, que ajusta a tensão de polarização conforme a temperatura. Uma estratégia comum é posicionar o transistor do multiplicador de VBE próximo aos transistores de saída, permitindo que a compensação térmica ocorra de forma eficaz.

O funcionamento da configuração push-pull em classe AB, segundo Self (2013), baseia-se na condução alternada de dois transistores complementares, cada

um responsável por um semiciclo do sinal de áudio. Cordell (2011) complementa que, quando adequadamente polarizada, essa topologia reduz a distorção de cruzamento e melhora a eficiência global.

O valor da corrente de bias é essencial para o desempenho do amplificador. Sedra e Smith (2014) explicam que uma polarização muito baixa pode aumentar a distorção de cruzamento, enquanto valores excessivamente altos resultam em maior dissipação térmica. Malvino (2017) recomenda que a corrente de *bias* seja ajustada entre 1% e 5% da corrente de saturação dos transistores de saída.

Para um ajuste preciso da corrente de repouso, Horowitz e Hill (2015) sugerem o uso do multiplicador de VBE, cuja tensão pode ser ajustada de forma controlada. A relação entre a tensão de polarização e a corrente de *bias* pode ser expressa pela seguinte equação:

$$I_{bias} = \frac{V_{BE_{MULT}} - V_{BE_{TOTAL}}}{2 \times R_E} \quad (5)$$

Onde:

I_{bias} é a corrente de repouso por ramo;

$V_{BE_{MULT}}$ é a tensão fornecida pelo multiplicador de V_{BE} ;

$V_{BE_{TOTAL}}$ são o total de quedas de tensão BE e EB do estágio de saída;

R_E corresponde ao valor dos resistores de emissor.

Cordell (2011) reforça a importância da compensação térmica como um mecanismo essencial para prevenir a ocorrência de *runaway* térmico, fenômeno em que o aumento de temperatura leva ao aumento descontrolado da corrente de saída.

Em termos práticos, Self (2013) recomenda que, para amplificadores de médio porte, a corrente de *bias* por ramo fique entre 50 mA e 150 mA, balanceando linearidade e segurança térmica. Para garantir o equilíbrio de corrente entre os transistores NPN e PNP, é comum a inserção de resistores de emissor (R_E) em cada dispositivo. Self (2013) destaca que esses resistores, além de contribuírem para a estabilidade térmica, ajudam a minimizar as diferenças de ganho entre os dispositivos complementares.

A dissipação térmica nos transistores de saída é diretamente proporcional ao produto entre a tensão coletor-emissor (V_{ce}) e a corrente de coletor (I_c). Cordell (2011) explica que, durante o funcionamento próximo a um terço da potência máxima,

a dissipação tende a atingir o pico. Acima desse ponto, a dissipação diminui devido à redução da tensão sobre os transistores em condução.

Slone (1999) observa que a adição de múltiplos pares de transistores de saída, operando em paralelo, não aumenta diretamente a potência de saída, mas melhora a confiabilidade ao distribuir a carga térmica e elétrica entre os dispositivos. Para garantir a partilha uniforme de corrente, a inclusão de resistores nas bases e emissores de cada transistor é uma prática recomendada. A potência de saída do amplificador pode ser determinada pela relação clássica para cargas resistivas, conforme descrito por Sedra e Smith (2014):

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} \quad (6)$$

onde V_{RMS} é a tensão eficaz na carga e R_L é a impedância do alto-falante. A corrente de pico nos transistores de saída é dada por:

$$I_{pico} = \frac{V_{pico}}{R_L} \quad (7)$$

Segundo Self (2013), a dissipação térmica média por transistor pode ser estimada por:

$$P_{diss} \cong \frac{(V_{cc} - V_{RMS}) \times I_{RMS}}{2} \quad (8)$$

Para os resistores de emissor, a potência dissipada é calculada por:

$$P = I^2 \times R_e \quad (9)$$

Conforme Horowitz e Hill (2015), é aconselhável adicionar pelo menos 30% de margem de segurança térmica ao dimensionamento dos resistores. O dimensionamento do dissipador de calor também segue critérios estabelecidos em literatura técnica. Sedra e Smith (2014) recomendam que a resistência térmica total entre a junção e o ambiente seja suficiente para manter a temperatura dos transistores abaixo do limite máximo especificado pelo fabricante. Self (2013) sugere a seguinte expressão para calcular a resistência térmica necessária:

$$\theta_{total} = \frac{T_{max} - T_{amb}}{P_{diss}} \quad (10)$$

Cordell (2011) lembra que, nesse cálculo, devem ser considerados os fatores de resistência térmica entre junção e encapsulamento, entre encapsulamento e dissipador (incluindo a pasta térmica), e entre o dissipador e o ambiente.

Por fim, a impedância de entrada dessa etapa, segundo Sedra e Smith (2014), é determinada pelo ganho de corrente (β) dos transistores *Darlington* multiplicado pela resistência de emissor. Horowitz e Hill (2015) ressaltam que essa alta impedância de entrada facilita o acoplamento com o estágio driver. Já a impedância de saída, como afirmam Cordell (2011) e Self (2013), é predominantemente influenciada pelos resistores de emissor, sendo desejável que ela permaneça baixa para garantir um fator de amortecimento elevado e melhor controle sobre a carga.

3. METODOLOGIA

O desenvolvimento deste trabalho seguiu uma abordagem metodológica estruturada, envolvendo diferentes etapas de pesquisa com ênfase na aplicação prática dos conceitos teóricos de eletrônica analógica. O estudo adotou uma combinação de procedimentos quantitativos, voltados para medições e simulações, e análises qualitativas, para interpretação dos dados obtidos durante os testes experimentais. Além disso, a fundamentação teórica foi construída a partir de revisão bibliográfica em obras reconhecidas na área de amplificadores de potência.

3.1 Classificação da Pesquisa

De acordo com a tipologia proposta por Gil (2010), a pesquisa realizada se classifica, quanto aos fins, como uma pesquisa aplicada, pois teve como objetivo a construção de um dispositivo eletrônico funcional — um amplificador de potência em classe AB destinado a aplicações de áudio. O foco principal foi a solução de um problema concreto de engenharia, com a criação de um artefato que atende requisitos específicos de desempenho.

Quanto aos meios utilizados, a pesquisa caracteriza-se como experimental. Segundo Marconi e Lakatos (2008), esse tipo de pesquisa envolve a manipulação controlada de variáveis, com o objetivo de analisar seus efeitos sobre um fenômeno de interesse. No contexto deste projeto, foram realizados ajustes nos parâmetros do circuito, como níveis de polarização e configurações de realimentação, para avaliar o impacto no ganho, resposta em frequência, distorção e potência de saída.

Além da pesquisa experimental, também foi conduzida uma etapa de levantamento bibliográfico. Foram consultadas fontes como livros, artigos científicos e manuais técnicos, com o intuito de obter embasamento teórico suficiente para o dimensionamento, a simulação e a análise do desempenho do circuito.

3.2 Unidade de análise

A unidade de análise deste estudo corresponde ao circuito eletrônico do amplificador de potência de áudio projetado. O equipamento foi dimensionado para fornecer até 100 W RMS em uma carga de $2\ \Omega$, utilizando uma topologia de três estágios com realimentação negativa global.

Todas as etapas de desenvolvimento, incluindo os cálculos teóricos, simulações e medições práticas, foram realizadas nas dependências do Laboratório de Eletrônica da UniSENAI PR – Campus Londrina, durante o período de maio a julho de 2025. O ambiente laboratorial proporcionou os recursos necessários para a execução de testes com controle adequado de variáveis como tensão de alimentação, sinal de entrada e carga de saída.

3.3 Coleta de Dados

O processo de coleta de dados deste projeto foi dividido em três etapas principais: pesquisa bibliográfica, simulação computacional e testes experimentais em bancada. Cada uma dessas fases teve como objetivo validar as decisões de projeto e comparar os resultados teóricos com os obtidos na prática.

3.3.1 Pesquisa Bibliográfica

A primeira etapa consistiu em um levantamento bibliográfico detalhado, focado nas principais topologias de amplificadores de potência em classe AB com configuração single-ended, bem como nas características individuais de cada bloco funcional do circuito. Foram consultadas fontes especializadas, incluindo obras de autores como Self (2013), Cordell (2011), Sedra e Smith (2014) e Horowitz e Hill (2015). Essa revisão teórica foi fundamental para estabelecer os critérios de dimensionamento dos componentes, além de orientar as estratégias de polarização, compensação de frequência e definição da realimentação negativa.

3.3.2 Simulação Computacional

Com base nas informações obtidas na etapa teórica, procedeu-se à modelagem do circuito utilizando o *software LTspice XVII*, ferramenta amplamente utilizada no meio acadêmico e profissional para análise de circuitos eletrônicos. Segundo Cordell (2011), o uso de simulações prévias é essencial para prever o comportamento dinâmico do sistema e minimizar erros de projeto.

Durante essa fase, foram realizadas diferentes análises, entre as quais se destacam:

- Análise de ponto de operação (DC): para ajuste da corrente de polarização dos transistores e verificação da tensão de offset na saída;
- Análise de resposta em frequência (AC Sweep): com o objetivo de determinar a largura de banda útil do amplificador e identificar os limites de ganho em função da frequência;
- Análise transitória (*Transient Analysis*): aplicada para avaliar o desempenho do circuito frente a sinais senoidais de áudio, analisando linearidade e eventuais distorções.

Os modelos dos componentes ativos, como transistores bipolares e diodos, foram ajustados com base em informações extraídas dos respectivos *datasheets* e de parâmetros encontrados na literatura técnica.

3.3.3 Montagem em Protoboard e Testes Experimentais

Após a validação dos resultados de simulação, foi realizada a montagem física do circuito em *protoboard*, utilizando componentes discretos de acordo com os valores calculados previamente. Essa etapa permitiu verificar, em condições reais, o funcionamento do amplificador. As medições experimentais foram feitas com o auxílio de equipamentos de laboratório, incluindo:

- Osciloscópio digital Hantek 4104C com gerador de funções integrado: utilizado tanto para gerar sinais de entrada senoidais, quanto para visualizar as formas de onda na saída do amplificador;
- Fonte de bancada BK Precision 9193: responsável por fornecer a tensão contínua ajustável necessária à alimentação do circuito durante os testes;

- Multímetro digital Minipa ET-1002: empregado para realizar medições de tensão DC, corrente e resistência, além de testar a continuidade elétrica.

Durante os ensaios, foram monitorados parâmetros como:

- Tensão de *offset* em repouso;
- Corrente de polarização nos transistores de saída;
- Resposta em frequência: observada por meio da variação controlada da frequência e da amplitude do sinal de entrada;
- Forma de onda de saída: avaliando possíveis distorções e a integridade do sinal sob diferentes condições de carga.

3.4 Análise dos dados

A etapa de análise dos resultados consistiu em uma comparação detalhada entre os valores teóricos calculados, os dados obtidos nas simulações e os resultados práticos verificados em bancada. A avaliação quantitativa foi conduzida com base nos parâmetros de desempenho definidos na fase de projeto, considerando aspectos como ganho, largura de banda e distorção.

De forma complementar, foi realizada uma análise qualitativa, envolvendo a observação de fenômenos como distorção de cruzamento, variações de *offset* e comportamento da estabilidade térmica do sistema. Essa abordagem seguiu as orientações metodológicas de Self (2013) e Cordell (2011), que recomendam o cruzamento de diferentes fontes de dados para uma avaliação mais robusta de circuitos de potência em áudio.

4. APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

A presente seção aborda de maneira detalhada os resultados alcançados nas fases de dimensionamento, simulação computacional e validação prática do amplificador de potência em classe AB desenvolvido neste projeto. Para assegurar a consistência entre os modelos teóricos, os dados simulados e as medições

laboratoriais, uma sequência de cálculos técnicos foi rigorosamente conduzida.

4.1 Cálculo da fonte de alimentação

Para a alimentação do amplificador de potência em classe AB desenvolvido neste projeto, optou-se pela utilização de uma fonte linear tradicional, operando na frequência de 50 Hz ou 60 Hz, conectada diretamente à rede elétrica convencional de 110/220 Vca. Esse tipo de fonte, apesar de sua maior dimensão física em comparação com fontes chaveadas, é reconhecida por sua elevada confiabilidade e por apresentar níveis reduzidos de ruído elétrico (Self, 2013).

Após a etapa de transformação da tensão alternada, a saída do transformador passa por um circuito de retificação em ponte completa de diodos. Em seguida, a tensão é filtrada através de um conjunto de capacitores eletrolíticos, com o objetivo de elevar a tensão média de saída e minimizar o *ripple* residual (Cordell, 2011). Tal configuração garante que a tensão de corrente contínua resultante seja a mais estável possível.

Para o correto dimensionamento do transformador, é essencial considerar a eficiência do estágio de saída do amplificador, além de adicionar uma margem de segurança de 20% para compensar as perdas por aquecimento e a eficiência do próprio transformador. A equação empregada para o cálculo da potência do transformador P_{TRAFO} , tendo como base a potência RMS da carga P_{RMS} , é expressa por:

$$P_{TRAFO} = P_{RMS} + \left(\frac{0,4 \times P_{RMS}}{0,6} \right) \times 1,2 \quad (11)$$

Substituindo os valores específicos do projeto:

$$P_{TRAFO} = 100 + \left(\frac{0,4 \times 100}{0,6} \right) \times 1,2 \therefore P_{TRAFO} = 200 \text{ VA} \quad (12)$$

Portanto, recomenda-se a utilização de um transformador com capacidade mínima de 200 VA, a fim de evitar saturação térmica e elétrica durante o funcionamento em plena carga.

A topologia adotada contempla um transformador com enrolamentos secundários de 24 + 24 Vac, utilizando o *center tap* como referência de terra (GND). O processo de retificação é realizado com uma ponte de diodos de onda completa, e

a filtragem subsequente é feita por capacitores eletrolíticos, com o auxílio de capacitores de poliéster para melhor resposta em altas frequências.

A tensão de saída da fonte de alimentação em corrente contínua pode ser calculada a partir da tensão alternada do secundário do transformador (VAC_{TRAFO}), considerando também a queda típica de tensão de 0,7 V por diodo de silício da ponte retificadora. A equação utilizada é:

$$V_{FONTE} = (VAC_{TRAFO} \times \sqrt{2}) - 0,7 \quad (13)$$

Substituindo os valores:

$$V_{FONTE} = (24 \times \sqrt{2}) - 0,7 \therefore V_{FONTE} \approx 33 \text{ V} \quad (14)$$

Essa tensão será disponibilizada de forma simétrica, resultando em $\pm 33 \text{ Vcc}$ em relação ao GND, perfazendo um total de 66 V pico a pico entre os trilhos positivo e negativo.

Para garantir uma ondulação aceitável na tensão de saída (Vripple), foi adotado um critério de variação de 2% em relação à tensão total de 66 V, o que corresponde a um máximo de 1,32 Vp. Essa condição parte do pressuposto de que a rede elétrica e o transformador não apresentem quedas de tensão significativas.

Com base na potência total do transformador (200 VA), a corrente contínua média (I_{CC}) que será fornecida ao amplificador pode ser estimada pela relação:

$$I_{CC} = \frac{200 \text{ V.A}}{66 \text{ V}} = 3,03 \text{ A} \quad (15)$$

Utilizando essa corrente, é possível calcular a capacitância mínima necessária para o banco de capacitores, a fim de manter o *ripple* dentro da especificação estabelecida. A fórmula aplicada considera a frequência da rede elétrica (60 Hz) e a tensão de *ripple* máxima permitida (1,32 V):

$$C = \frac{I_{CC}}{2 \times f \times V_{RIPPLE}} = \frac{3,03}{2 \times 60 \times 1,32} \therefore C = 19130 \text{ } \mu\text{F} \quad (16)$$

Dessa forma, recomenda-se a utilização de um banco de capacitores com capacitância mínima de 19.130 μF , garantindo uma tensão de saída mais estável e adequada ao funcionamento do amplificador.

4.2 Par diferencial

Para a etapa de entrada do amplificador em desenvolvimento, foi adotada a utilização de um par diferencial composto por transistores PNP do modelo BC556B, selecionados por apresentarem um ganho de corrente (β) típico de 200. Ambos os transistores foram criteriosamente casados em laboratório para assegurar características de ganho semelhantes, o que é fundamental para garantir uma boa rejeição de sinal em modo comum, como descrito por Sedra e Smith (2014).

A linearidade e a simetria do par diferencial foram aprimoradas por meio da inclusão de resistores de degeneração de emissor com valor de 470 Ω , seguindo práticas recomendadas na literatura especializada (Self, 2013).

A alimentação dessa etapa é realizada através de uma fonte de corrente constante, ajustada para fornecer 1 mA, valor este considerado adequado para o regime de operação proposto. Essa corrente é gerada pelo transistor Q10, cujo ponto de polarização é definido no mesmo circuito que alimenta o transistor Q9, responsável pela fonte de corrente do estágio VAS. O resistor R11 foi calculado para estabelecer a corrente de referência da fonte de corrente, segundo a equação:

$$R_{11} = \frac{2V_D - V_{EB}}{I_{R11}} = \frac{1,4V - 0,7}{1mA} \therefore R_{11} = 700 \Omega \quad (17)$$

Na prática, optou-se por utilizar o valor comercial mais próximo inferior, garantindo uma corrente mínima de 1 mA, portanto foi adotado 680 Ω . A transcondutância máxima (gm) de cada transistor do par pode ser calculada considerando uma divisão simétrica da corrente total:

$$gm = \frac{\frac{1mA}{2}}{26mV} = 0,019 S \quad (18)$$

Considerando a temperatura de operação de 25 °C, e assumindo uma tensão térmica (V_T) de 26 mV, a resistência dinâmica de emissor (re') para cada transistor é obtida pela expressão:

$$re' = \frac{V_T}{I_e} = \frac{26mV}{1mA/2} = 52\Omega \quad (19)$$

Com esses dados, foi possível estimar a impedância de entrada diferencial (R_d) para o par, levando em conta o β típico de 200, os resistores de emissor e a resistência dinâmica calculada:

$$\begin{aligned} R_d &= 2 \times (\beta + 1) \times (re' + R_{deg}) \\ R_d &= 2 \times (200 + 1) \times (52 + 470) \end{aligned} \quad (20)$$

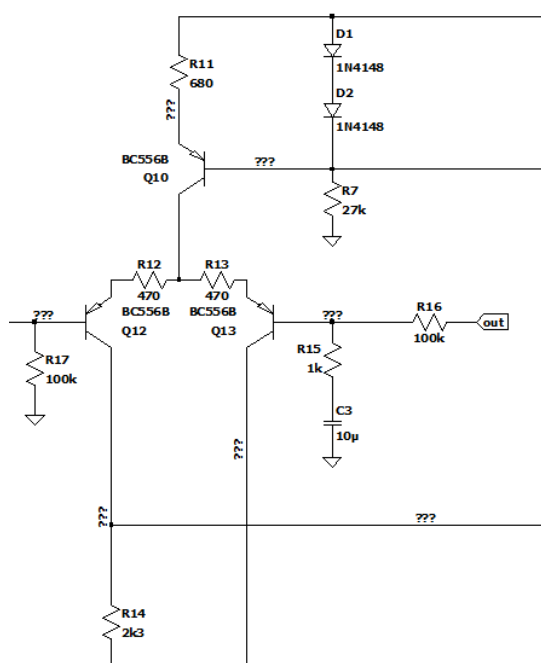
$$R_d = 210,89 \text{ k}\Omega$$

Por fim, considerando o resistor R17, de 100 k Ω , a impedância de entrada total do amplificador (R_{in}) foi determinada aplicando a fórmula de associação em paralelo:

$$R_{in} = \frac{R_{17} \times R_d}{R_{17} + R_d} = \frac{100 \text{ k}\Omega \times 210,89 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 210,89 \text{ k}\Omega} \quad (21)$$

A Figura 5 apresenta o esquema simplificado da entrada do amplificador, evidenciando o par diferencial e o circuito de realimentação negativa.

Figura 5 - Entrada com par diferencial e NFB



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

4.3 Realimentação Negativa (NFB)

O cálculo do ganho de malha fechada do amplificador foi fundamentado nas condições de entrada e saída necessárias para entregar 100 W RMS sobre uma carga de 2 Ω . Uma característica crítica considerada foi a baixa amplitude dos sinais típicos de entrada provenientes de equipamentos portáteis, como smartphones e players de áudio.

De acordo com Cordell (2011), esses dispositivos geralmente fornecem sinais de nível reduzido, com valores na faixa de 100 mV RMS a 500 mV RMS, podendo chegar a 1 V RMS em condições de volume máximo. Self (2013) complementa que

tais valores são substancialmente inferiores ao padrão de linha profissional, o qual gira em torno de 1 V RMS. Já Horowitz e Hill (2015) associam essa limitação às restrições das tensões de alimentação internas, normalmente entre 3,7 V e 4,2 V, devidos ao uso de baterias.

Diante desse cenário, para garantir que o amplificador atinja a potência nominal de saída mesmo com sinais de entrada típicos de 200 mV RMS, tornou-se necessário projetar um ganho de tensão compatível. Partindo desses pressupostos, o ganho mínimo (G) para a realimentação foi calculado com base na seguinte relação:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{14,14V_{RMS}}{0,2V_{RMS}} = 70,7 \text{ V/V} \quad (22)$$

O ganho é estabelecido através da escolha apropriada dos resistores R15 e R16, responsáveis por definir a razão da realimentação no estágio diferencial de entrada, como ilustrado na Figura 5.

Mantendo a simetria entre as impedâncias vistas pelas bases dos transistores do par diferencial e visando reduzir o offset de saída, o resistor R16 foi dimensionado com 100 k Ω , igualando-se ao valor de R17, já presente na entrada não inversora. Para determinar R15, utilizou-se a equação clássica de ganho de malha fechada para amplificadores com realimentação resistiva:

$$G = \frac{R_{15} + R_{16}}{R_{15}} \quad (23)$$

Rearranjando:

$$R_{15} = \frac{R_{16}}{G - 1} \approx \frac{100k\Omega}{70,7} \approx 1414 \Omega \quad (24)$$

Optou-se por utilizar um valor comercial de 1 k Ω , resultando num ganho um pouco superior ao mínimo calculado, totalizando aproximadamente 101 V/V, o que oferece margem para eventuais variações no sinal de entrada. O ganho total em decibéis foi calculado como:

$$G_{dB} = 20 \times \log\left(\frac{101}{0,2}\right) \approx 54 \text{ dB} \quad (25)$$

Por fim, visando garantir a resposta em baixas frequências sem prejuízo à qualidade de áudio, a frequência de corte inferior de -3 dB foi fixada em 10 Hz. A capacitância mínima de C3, necessária para esse propósito, foi calculada como:

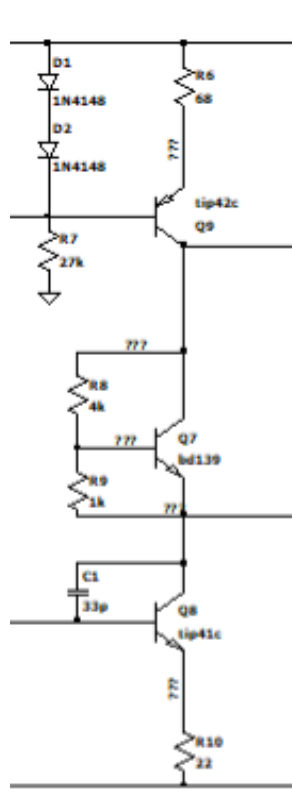
$$C = \frac{1}{2\pi \times 10\text{Hz} \times R_{15}} = \frac{1}{2\pi \times 10\text{Hz} \times 1k\Omega} = 15,91 \mu\text{F} \quad (26)$$

Esse valor atende à faixa de áudio desejada, preservando a linearidade do sistema.

4.4 Amplificador de tensão VAS

O circuito ilustrado na Figura 6 representa o projeto do estágio amplificador de tensão, também conhecido como VAS (*Voltage Amplification Stage*), o qual desempenha um papel crucial na definição do ganho de tensão total do amplificador. Esse estágio foi projetado com foco na estabilidade em frequência, sendo utilizada a técnica de compensação de Miller, através do capacitor C1, o qual estabelece o polo dominante do sistema.

Figura 6 - VAS



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

Para garantir uma largura de banda adequada, a frequência de corte do polo dominante foi fixada em 80 kHz, valor suficiente para assegurar a resposta em áudio sem comprometer a margem de fase, conforme abordagem teórica encontrada em Cordell (2011).

A tensão de pico no coletor do transistor que compõe o VAS (E_p) foi determinada considerando a tensão necessária para excitar plenamente o estágio de saída. Inicialmente, calculou-se a tensão sobre a carga ($E_{p_{carga}}$), com base na potência desejada de 100 W RMS sobre 2 Ω , utilizando a expressão:

$$E_{p_{carga}} = \sqrt{2\Omega \times 100W_{RMS}} \times \sqrt{2} = 20 \text{ V} \quad (27)$$

Como o projeto emprega um estágio de saída *Darlington*, é necessário acrescentar a queda de tensão resultante de quatro junções base-emissor ($4 \times 0,7V$), totalizando:

$$E_p = 20 + 2,8 = 22,8 \text{ Vp} \quad (28)$$

Para a escolha do capacitor de compensação (C_{dom}), aplicou-se a equação clássica para definição de polo dominante em amplificadores com realimentação:

$$C_{dom} = \frac{0,0005A}{2\pi \times 100kHz \times 22,8Vp} = 34,9 \text{ pF} \quad (29)$$

Optou-se por um valor comercial de 33 pF, atendendo com segurança ao critério de estabilidade. A corrente de polarização do transistor do VAS (Q8) foi estabelecida a partir de uma fonte de corrente constante, composta pelos componentes Q9, D1, D2, R6 e R7. O dimensionamento desses componentes foi conduzido visando uma corrente de referência de 1 mA para os diodos, e 10 mA de corrente total para o VAS. As equações que regem esse cálculo são:

$$R_7 = \frac{V_{CC} - 2V_D}{I_D} = \frac{33 - 1,4}{1mA} = 31600 \Omega \quad (30)$$

$$R_6 = \frac{2V_D - V_{EB}}{I_{R6}} = \frac{1,4V - 0,7}{10mA} \therefore R_6 = 70 \Omega \quad (31)$$

Para efeitos de montagem prática, os valores comerciais mais próximos e inferiores foram adotados, visando garantir as correntes estabelecidas, sendo 27 k Ω para R7 e 68 Ω para R6.

Uma característica importante do VAS é sua operação em classe A, o que implica que a maior dissipação de potência ocorre justamente em condição de repouso, ou seja, sem a presença de sinal de entrada. Com isso, a potência máxima dissipada pelo transistor Q8 foi calculada por:

$$P_{Q8} = V_{ce} \times I_c = 33V \times 10mA = 0,33 \text{ W} \quad (32)$$

Considerando que o transistor Q9 também atua como fonte de corrente e estará sujeito a condições semelhantes de dissipação, recomenda-se que ambos os dispositivos sejam fixados a pequenos dissipadores de calor individuais, de forma a garantir a estabilidade térmica do sistema.

4.5 Corrente de Bias

Para minimizar a ocorrência de distorção por cruzamento no estágio de saída, a corrente de polarização (bias) deve ser dimensionada de modo a representar entre 1% e 5% da corrente de saturação máxima prevista para o circuito, conforme recomendado por Cordell (2011) e Self (2013). A corrente de saturação $I_{c(sat)}$ pode ser determinada com base na tensão de alimentação e na carga, aplicando-se a seguinte relação:

$$I_{c(sat)} = \frac{V_{CEQ}}{R_L} \quad (33)$$

Considerando que a tensão de alimentação V_{CEQ} é de aproximadamente 33 V e a impedância da carga R_L é de 2 Ω , obtém-se:

$$I_{c(sat)} = \frac{33}{2} \therefore I_{c(sat)} = 16,5 \text{ A} \quad (34)$$

Com base nesse valor, e visando uma configuração segura e eficiente, optou-se por estabelecer a corrente de repouso I_{bias} em 1% da corrente de saturação, resultando em:

$$I_{bias} = 0,01 \times 16,5 = 0,16 \text{ A} \quad (35)$$

Esse valor corresponde a 160 mA de corrente quiescente no coletor dos transistores de saída. Para garantir tal corrente de repouso, é necessário ajustar a tensão do multiplicador de V_{BE} , levando-se em conta as quedas de tensão típicas dos transistores de saída (aproximadamente 2,8 V no total para a configuração *Darlington* com dois pares complementares) e a presença dos resistores de emissor R_E com valor de 0,33 Ω . A equação que define a tensão de polarização requerida é expressa por:

$$I_{bias} = \frac{V_{BE_{MULT}} - V_{BE_{TOTAL}}}{2 \times R_E} \quad (36)$$

Isolando o $V_{BE_{MULT}}$:

$$V_{BE_{MULT}} = (I_{bias} \times 2 \times R_E) + V_{BE_{TOTAL}} \quad (37)$$

Substituindo os valores obtidos:

$$\begin{aligned} V_{BE_{MULT}} &= (0,16 \times 2 \times R_E) + 2,8 \\ V_{BE_{MULT}} &\approx 2,9 \text{ V} \end{aligned} \quad (38)$$

Portanto, o ajuste final no circuito multiplicador de tensão deverá estabelecer aproximadamente 2,89 V entre os terminais de saída, garantindo assim o ponto de polarização desejado para os transistores de saída em repouso.

4.6 Cálculo do Estágio de Saída

O estágio de saída representa uma das partes mais críticas no desempenho de um amplificador de áudio, sendo o responsável por fornecer a corrente necessária à carga (alto-falante), assegurando a reprodução fiel do sinal amplificado, com baixos níveis de distorção e elevada eficiência. De acordo com Cordell (2011), uma das configurações mais utilizadas para esta finalidade é a topologia push-pull complementar, na qual transistores NPN e PNP operam de maneira alternada, conduzindo os semiciclos positivos e negativos do sinal de áudio.

Neste projeto, a escolha recaiu sobre a utilização de pares complementares de transistores Darlington, especificamente os modelos TIP142 e TIP147. Conforme destacado por Self (2013), a configuração Darlington oferece um ganho de corrente bastante elevado, resultado do acoplamento interno de dois transistores bipolares de junção, o que faz com que o ganho total de corrente β_{total} seja, de forma aproximada, o produto dos ganhos individuais dos dispositivos, ou seja, $\beta_{total} \approx \beta_1 \times \beta_2$. Essa característica eleva significativamente a impedância de entrada do estágio de saída, reduzindo, consequentemente, a solicitação de corrente sobre o estágio driver, fato particularmente benéfico em amplificadores de médio e alto porte.

Além da vantagem em termos de ganho de corrente, a utilização de transistores *Darlington* também contribui para a simplificação do circuito de polarização térmica, além de facilitar a montagem, visto que os dispositivos já vêm encapsulados com duas junções internas previamente casadas em características elétricas e térmicas (SEDRA; SMITH, 2014).

Entretanto, Cordell (2011) adverte que os transistores *Darlington* apresentam algumas limitações intrínsecas. Entre elas, destacam-se a maior tensão de saturação $V_{CE_{sat}}$ e a elevação na queda de tensão V_{BE} , o que demanda ajustes específicos no circuito de bias, especialmente no multiplicador de V_{BE} , a fim de assegurar uma corrente de repouso apropriada. Self (2013) acrescenta que a resposta em alta frequência tende a ser inferior quando comparada a estágios de saída compostos por transistores simples, devido ao aumento da capacitância interna.

Apesar dessas limitações, a escolha da configuração *Darlington* se mostrou adequada ao propósito deste projeto, que prioriza robustez, capacidade elevada de condução de corrente e facilidade de implementação, características valorizadas em aplicações como sonorização ambiente, sistemas automotivos e amplificadores domésticos de alta potência (HOROWITZ; HILL, 2015).

Quanto à linearidade, a combinação da topologia *Darlington* com o uso de realimentação negativa global proporciona uma significativa redução das distorções harmônicas e de intermodulação, principalmente em regimes de potência baixa e média, conforme destaca Self (2013).

Para definir a quantidade de pares de transistores de saída necessários, foi adotado o critério empírico sugerido por Cordell (2011), que consiste em dividir a potência de saída nominal W_{RMS} por 75 e arredondar o resultado para o inteiro superior. Essa abordagem garante segurança térmica adequada, especialmente para transistores projetados para suportar temperaturas de junção de até 150°C:

$$N_P = \frac{W_{RMS}}{75} \quad (39)$$

Substituindo os valores:

$$N_P = \frac{100}{75} \therefore N_P = 1,33 = 2 \text{ pares} \quad (40)$$

O objetivo deste amplificador é entregar uma potência de 100 W RMS sobre uma carga de 2 Ω . Para tanto, é necessário calcular a tensão eficaz (V_{RMS}) que deve ser aplicada à carga, utilizando a seguinte relação:

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} \quad (41)$$

Onde P_{RMS} é a potência desejada e R_L é a impedância da carga. Assim, resolvendo tem-se:

$$V_{RMS} = \sqrt{P_{RMS} \times R_L} = \sqrt{100 \times 2} = 14,14 V_{RMS} \quad (42)$$

A partir desse valor, pode-se determinar a tensão de pico V_{pico} .

$$V_{pico} = V_{RMS} \times \sqrt{2} \approx 20 V \quad (43)$$

Dessa forma, o estágio de saída projetado deverá fornecer aproximadamente 20 V de pico sobre a carga de 2 Ω para atender à potência especificada.

4.7 Cálculo da Corrente Máxima na Saída

A determinação da corrente de pico que circulará pela carga é um passo essencial no dimensionamento do estágio de saída de um amplificador de áudio de potência. Considerando a tensão de pico previamente calculada para o projeto, a corrente máxima instantânea I_{pico} pode ser obtida através da aplicação da Lei de Ohm:

$$I_{pico} = \frac{V_{pico}}{R_L} = \frac{20}{2} = 10 A \quad (44)$$

Onde:

V_{pico} é a tensão de pico na carga (20 V);

R_L é a impedância da carga (2 Ω);

Substituindo os valores:

$$I_{pico} = \frac{20}{2} = 10 A \quad (45)$$

Portanto, o circuito de saída deverá ser capaz de conduzir correntes de até 10 amperes de pico, para garantir o fornecimento adequado da potência de saída especificada.

Além disso, como previamente apresentado, a fonte de alimentação projetada possui uma tensão simétrica de $\pm 33 V_{cc}$, resultando em um valor de 66 Vpp (volts pico a pico) disponível para o estágio de saída. Com base nisso, é possível calcular a potência máxima teórica que a fonte pode fornecer a uma carga de 2 Ω , utilizando a seguinte expressão:

$$P_{FONTE_{MAX}} = \frac{V_{PP}^2}{8 \times R_L} = \frac{66^2}{8 \times 2} \therefore P_{FONTE_{MAX}} = 272,25 \text{ W} \quad (46)$$

Onde:

V_{PP} é a tensão total pico a pico da fonte (66 V);

R_L é a impedância da carga (2 Ω);

Substituindo os dados:

$$P_{FONTE_{MAX}} = \frac{66^2}{8 \times 2} = 272,25 \text{ W} \quad (47)$$

Este valor representa a potência máxima teórica que a fonte de alimentação poderá fornecer ao estágio de saída, considerando a impedância de carga utilizada. Tal margem garante que o sistema opere com folga térmica e elétrica em relação à potência nominal de 100 W RMS definida como meta do projeto.

4.8 Potência Dissipada nos Transistores de Saída

A análise térmica dos transistores de saída é um aspecto essencial para garantir a confiabilidade e a durabilidade do amplificador. No presente projeto, adotou-se uma configuração de operação em classe AB, alimentada por uma tensão simétrica de aproximadamente ± 33 V. Nessa condição, é possível estimar a potência média dissipada por cada conjunto de transistores do estágio de saída. Para realizar esse cálculo, utiliza-se a expressão apresentada a seguir, a qual é amplamente empregada na literatura especializada para estimativas térmicas em amplificadores classe AB (Cordell, 2011):

$$P_D = \frac{V_{CC} \times I_{RMS}}{\pi} - \frac{P_{OUT}}{2} \quad (48)$$

Onde:

V_{CC} representa a tensão de alimentação de um dos trilhos, sendo 33 V;

I_{RMS} é a corrente eficaz na carga, calculada a partir da corrente de pico por:

$$I_{RMS} = \frac{I_{pico}}{\sqrt{2}} = 7,07 \text{ A} \quad (49)$$

P_{OUT} corresponde à potência de saída desejada, de 100 W RMS.

Substituindo os valores:

$$P_D \cong \frac{33 \times 7,07}{\pi} - \frac{100}{2} \cong 24,26 \text{ W} \quad (50)$$

Este resultado refere-se à potência média dissipada por cada ramo do circuito *push-pull*, considerando que o sistema é composto por dois ramos (positivo e negativo). Como cada ramo conta com dois transistores de saída, a dissipação média por dispositivo (TIP142 ou TIP147) será aproximadamente metade do valor calculado:

$$P_{D(TRANSISTOR)} = \frac{24,26 \text{ W}}{2} \approx 12,13 \text{ W} \quad (51)$$

Esse valor indica que, durante operação em potência máxima, cada transistor de saída deverá dissipar cerca de 12,13 W, o que reforça a necessidade de um adequado dimensionamento térmico, tanto em termos de dissipador quanto de gerenciamento térmico geral do projeto.

4.9 Potência Dissipada nos Resistores de Emissor (Re)

Para garantir o equilíbrio das correntes entre os transistores de saída e minimizar os efeitos decorrentes de variações de ganho de corrente β entre os dispositivos, optou-se por implementar resistores de emissor com valor de $0,33 \Omega$ em cada um dos transistores de saída. Essa abordagem também proporciona uma forma de compensação térmica passiva, importante em estágios de potência onde as diferenças de β podem comprometer a simetria do sinal. Considerando que o projeto utiliza dois pares complementares de transistores, é possível calcular a dissipação de potência em cada resistor de emissor, assumindo a condição de operação em potência máxima de saída.

Sabendo que para atingir 100 W RMS sobre uma carga de 2Ω , a tensão eficaz aplicada à carga será de aproximadamente 14,14 V RMS, resultando em uma corrente também eficaz de cerca de 7,07 A RMS. No entanto, como o *circuito push-pull* opera com condução alternada por ramo (meia onda), a corrente RMS de cada lado da etapa de saída equivale à metade da corrente de pico da carga, que é de 10 A, conforme já determinado anteriormente. Portanto, a corrente eficaz em cada ramo pode ser calculada por:

$$I_{\text{ramo}} = \frac{I_{\text{pico}}}{2} = \frac{10}{2} = 5 \text{ A}_{\text{RMS}} \quad (52)$$

Levando em conta que existem dois transistores por ramo, a corrente que circula por cada resistor de emissor I_{EQ} será:

$$I_{EQ} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ A} \quad (53)$$

Com esse valor, a potência dissipada em cada resistor P_{MAXRE} pode ser determinada pela seguinte expressão:

$$P_{MAXRE} = R_E \times I_{EQ}^2 = 0,33 \times 2,5^2 \therefore P_{MAXRE} = 2,06 \text{ W} \quad (54)$$

De acordo com as recomendações encontradas em Cordell (2011) e Self (2013), é aconselhável adotar resistores com pelo menos o dobro da potência dissipada prevista, assegurando maior margem de segurança térmica, confiabilidade em regime contínuo e resistência a sobrecargas transitórias ocasionais. Assim, para este projeto, recomenda-se o uso de resistores com capacidade mínima de 4 W, preferencialmente com especificações adequadas para operação em altas temperaturas.

4.10 Dimensionamento Térmico do Dissipador

O correto dimensionamento térmico do dissipador de calor é essencial para garantir a integridade e a confiabilidade dos transistores de saída utilizados no projeto, especialmente considerando o regime de dissipação contínua associado ao funcionamento em classe AB. Conforme especificado no datasheet dos transistores TIP142 e TIP147, a dissipação média por dispositivo em operação de pico será aproximadamente 12,13 W.

Para a realização do cálculo térmico, adota-se o seguinte critério de análise: a temperatura máxima permissível da junção T_{JMAX} dos transistores é de 150 °C, enquanto a temperatura ambiente máxima esperada para o sistema T_{MAXAMB} foi fixada em 40 °C, refletindo uma condição típica de operação em ambientes com ventilação limitada. A diferença entre essas temperaturas estabelece o orçamento térmico disponível para o sistema de dissipação:

$$\Delta T_{total} = T_{JMAX} - T_{AMB} = 150^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C} = 110^\circ\text{C} \quad (55)$$

Além disso, é necessário considerar as resistências térmicas intrínsecas ao caminho do calor, desde a junção até o dissipador. Conforme os dados do fabricante, a resistência térmica da junção até o encapsulamento $R_{\theta JC}$ é de aproximadamente $1,5^{\circ}\text{C/W}$, e a resistência entre o encapsulamento e o dissipador $R_{\theta CD}$, considerando o uso de pasta térmica, é de cerca de $0,5^{\circ}\text{C/W}$.

Com esses parâmetros, a resistência térmica máxima aceitável para o dissipador pode ser calculada por:

$$\Delta T_{total} = P_D \times (R_{\theta JC} + R_{\theta CD} + R_{\theta D}) \quad (56)$$

Isolando $R_{\theta D}$, tem-se:

$$R_{\theta D} = \frac{\Delta T_{total}}{P_D} - R_{\theta JC} - R_{\theta CD} \quad (57)$$

Substituindo os valores para a dissipação de um único transistor:

$$R_{\theta D} = \frac{110^{\circ}\text{C}}{12,13\text{W}} - 1,5^{\circ}\text{C/W} - 0,5^{\circ}\text{C/W} \quad (58)$$

$$R_{\theta D} = 7,06^{\circ}\text{C/W} \quad (59)$$

Entretanto, como o projeto conta com quatro transistores de saída, a dissipação total a ser considerada pelo dissipador será:

$$P_{TOTAL} = 4 \times 12,13\text{W} = 48,52\text{W} \quad (60)$$

Recalculando a resistência térmica global do dissipador para esta potência total:

$$R_{\theta D} = \frac{110^{\circ}\text{C}}{48,52} - 1,5^{\circ}\text{C/W} - 0,5^{\circ}\text{C/W} \quad (61)$$

$$R_{\theta D} = 0,27^{\circ}\text{C/W} \quad (62)$$

Dessa forma, o dissipador adotado deverá apresentar uma resistência térmica igual ou inferior a $0,27^{\circ}\text{C/W}$, de modo a assegurar a adequada dissipação de calor e evitar o sobreaquecimento dos dispositivos. Tal requisito implica, na prática, o uso de dissipadores de grandes dimensões ou a adoção de soluções com ventilação forçada, como o uso de coolers.

4.11 Impedância de Entrada do Estágio de Saída

O cálculo da impedância de entrada Z_{IN} do estágio de saída é de grande relevância para assegurar a correta transferência de sinal entre o estágio driver e os transistores de potência. Segundo Sedra e Smith (2014), uma das características da configuração *Darlington* em *push-pull* é a elevada impedância de entrada resultante, consequência direta do alto ganho de corrente β proporcionado por essa topologia.

A impedância de entrada de um par *Darlington* pode ser estimada de forma aproximada utilizando a relação:

$$Z_{in} \approx \beta \times (R_e + R_L) \quad (63)$$

Onde:

β representa o ganho de corrente total do par *Darlington*, considerado próximo de 1000 para os dispositivos utilizados;

R_E corresponde ao valor dos resistores de emissor, igual a $0,33 \Omega$ no presente projeto;

R_L é a impedância da carga, fixada em 2Ω .

Substituindo os valores:

$$Z_{in} \approx 1000 \times (0,33 + 2) \therefore Z_{in out} \approx 2330 \Omega \quad (64)$$

Esse valor está plenamente compatível com as características de impedância exigidas pelo estágio anterior, garantindo a adequada polarização e resposta dinâmica do circuito.

4.12 Impedância de Saída do Estágio de Saída

A determinação da impedância de saída Z_{out} é fundamental para avaliar o desempenho dinâmico do amplificador, especialmente no que diz respeito ao controle do fator de amortecimento sobre a carga. Segundo Self (2013), a impedância de saída em amplificadores classe AB com configuração *push-pull Darlington* é majoritariamente influenciada pelos resistores de emissor R_E e pela resistência dinâmica interna dos transistores de saída em operação.

De forma simplificada, a impedância de saída pode ser aproximada pelo valor dos resistores de emissor, desconsiderando efeitos de segunda ordem:

$$Z_{out} \approx R_e = 0,33 \Omega \quad (65)$$

Uma baixa impedância de saída, como a obtida neste projeto, é altamente desejável, pois proporciona um melhor *damping factor*, permitindo um controle mais rígido sobre os movimentos do cone do alto-falante, principalmente em cargas de baixa impedância como os 2 Ω especificados neste caso.

4.13 Rede Zobel

Nos amplificadores operando em classe AB, é prática comum a inclusão de uma rede de compensação de alta frequência, conhecida como filtro Zobel, conectada em paralelo com a carga (alto-falante). Essa rede desempenha um papel crucial na supressão de oscilações indesejadas em altas frequências, que podem surgir devido à interação entre a impedância complexa da carga e a realimentação do amplificador.

De acordo com a literatura técnica, como apresentado por Self (2013), o filtro Zobel atua como um circuito RC passa-altas, com sua faixa de atuação tipicamente compreendida entre 100 kHz e 500 kHz, de modo a não interferir na faixa audível do sinal.

No presente projeto, a frequência de atuação para a atenuação de -3 dB foi escolhida como 160 kHz, garantindo assim uma margem de segurança adequada em relação ao espectro de áudio. Utilizando como referência um capacitor de 100 nF, valor amplamente utilizado para esta aplicação, o resistor da rede pode ser calculado conforme a expressão:

$$R_{Zobel} = \frac{1}{2 \times \pi \times 160 \text{ kHz} \times 100 \text{ nF}} \quad (66)$$

Resolvendo:

$$R_{Zobel} = 9,94 \, \Omega \quad (67)$$

Optou-se por adotar o valor comercial mais próximo, 10 Ω , garantindo facilidade na implementação prática. Para determinar a potência de dissipação que o resistor do filtro Zobel deverá suportar, considerou-se a frequência de 20 kHz, que corresponde ao limite superior da faixa audível. O cálculo da reatância capacitiva X_c nessa frequência é dado por:

$$X_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 20 \text{ kHz} \times 100 \text{ nF}} = -79,57j \quad (68)$$

Com base nisso, a corrente máxima no ramo RC pode ser estimada considerando uma tensão de saída de 14,14 V RMS (condição próxima da máxima potência na carga):

$$|I_{zobel}| = \frac{14,14}{-79,57j + 10\Omega} = 0,176 \text{ A} \quad (69)$$

A partir dessa corrente, a potência dissipada no resistor $P_{DR_{ZOBEL}}$ é calculada como:

$$P_{DR_{ZOBEL}} = 10\Omega \times 0,176^2 \text{ A} \therefore P_{DR_{ZOBEL}} = 0,3 \text{ W} \quad (70)$$

Considerando os fatores de segurança e as recomendações de Cordell (2011), o resistor foi especificado com uma potência nominal de 1 W, assegurando maior robustez térmica, menor aquecimento em regime contínuo e maior tolerância a sobrecargas transitórias.

4.14 Resultados LTSpice

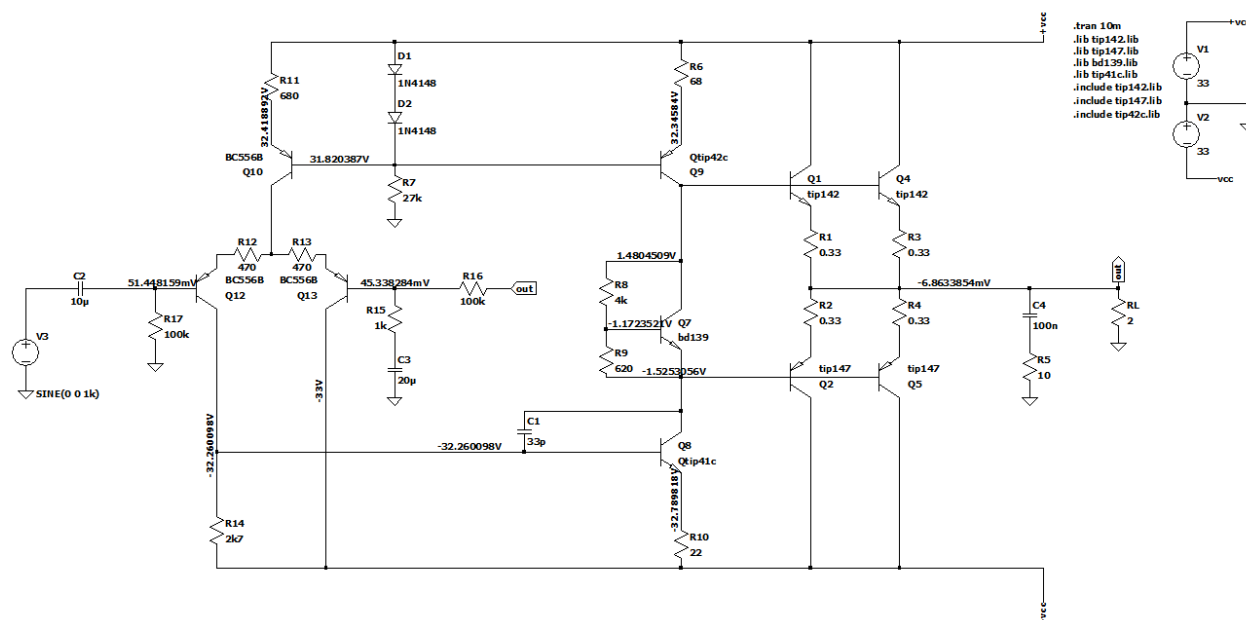
A etapa de análise dos resultados é fundamental para validar a coerência entre os métodos teórico, computacional e experimental empregados no desenvolvimento do amplificador de áudio classe AB. Nesta seção, serão comparados os valores obtidos por meio dos cálculos analíticos baseados na teoria dos circuitos e nos conceitos apresentados na fundamentação teórica com os resultados das simulações realizadas no software LTSpice, bem como com as medições obtidas durante a montagem prática em protoboard.

A comparação entre esses três enfoques – teórico, simulado e experimental – permite avaliar a precisão do projeto e identificar possíveis divergências decorrentes de aproximações adotadas nos cálculos, limitações do modelo de simulação ou variações inerentes aos componentes eletrônicos utilizados na montagem física. Além disso, essa análise detalhada possibilita verificar a resposta em frequência, o comportamento da tensão de saída, a estabilidade térmica e o desempenho dinâmico do amplificador, assegurando que o circuito final atenda aos requisitos de potência, linearidade e estabilidade previamente estabelecidos.

Com o circuito calculado seguindo o referencial teórico, foi possível realizar a sua simulação utilizando o software LTSpice e comparar os resultados, na Figura 7, é

possível verificar a simulação do circuito com as referências de tensões em vários nós do circuito, desta forma foi possível comparar os resultados da análise DC realizada pelo simulador com os resultados obtidos teoricamente.

Figura 7 - Circuito completo com as tensões nodais simuladas no LTspice

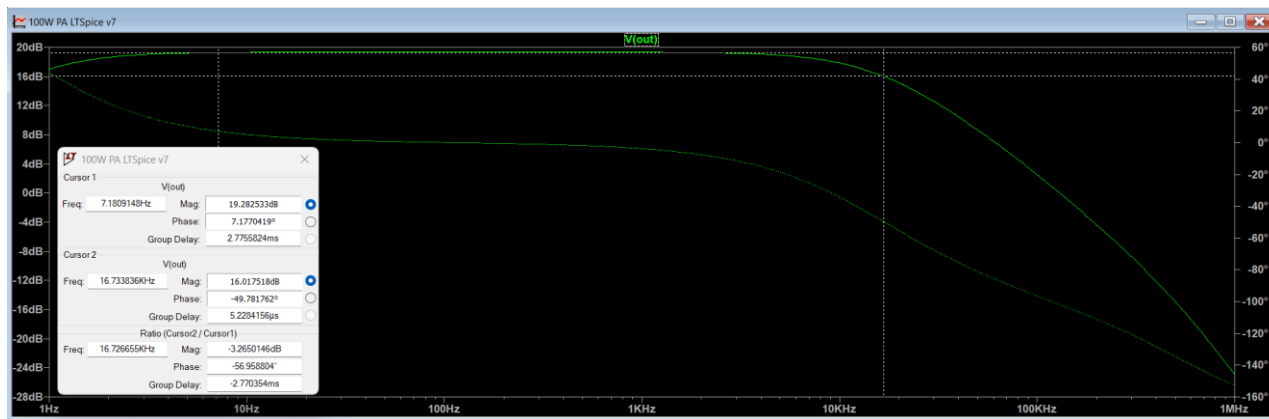


Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

A simulação da resposta em frequência do amplificador foi realizada utilizando a análise em pequena-sinal (AC Sweep) no ambiente LTspice e demonstrado na Figura 8. O objetivo foi determinar a largura de banda do sistema, com especial atenção à

sua banda passante, definida como o intervalo de frequências compreendido entre os pontos onde o ganho apresenta uma atenuação de -3 dB em relação ao valor máximo.

Figura 8 - Gráfico de Bode



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

Os resultados mostraram que o amplificador apresenta uma resposta plana desde 0 Hz até aproximadamente 16,7 kHz, caracterizando uma banda passante que atende a requisitos básicos para aplicações de áudio de médio alcance. A partir desta frequência, observou-se uma queda progressiva no ganho, indicando a presença de uma limitação superior de frequência, imposta principalmente pelos polos dominantes associados ao estágio de ganho de tensão (VAS) e ao próprio efeito de Miller, conforme discutido por Cordell (2011) e Self (2013).

É importante destacar que a frequência de 16,7 kHz representa o ponto onde a resposta de magnitude caiu 3 dB em relação ao ganho nominal. Esta faixa superior ainda é suficiente para cobrir a maior parte do espectro audível humano, que geralmente se estende até cerca de 20 kHz, segundo literatura especializada (Self, 2013; Cordell, 2011). No entanto, para aplicações de alta fidelidade (Hi-Fi), recomenda-se que a largura de banda ultrapasse a faixa de 20 kHz, garantindo uma reprodução mais precisa das altas frequências e minimizando a distorção de fase na região de áudio.

A limitação observada pode estar associada a diversos fatores de projeto, como a escolha de transistores com ganho limitado em altas frequências, a capacitância de Miller no estágio de ganho de tensão, ou até a presença de componentes de

compensação (capacitores de Miller) com valores elevados, projetados para garantir a estabilidade do sistema em detrimento de uma maior largura de banda.

De acordo com Cordell (2011), a compensação dominante em amplificadores de áudio visa garantir a margem de fase adequada para evitar oscilações, mesmo que isso resulte em uma ligeira restrição da resposta em altas frequências. Além disso, Self (2013) destaca que uma resposta até cerca de 20 kHz já é considerada suficiente para amplificadores de uso doméstico padrão, desde que o comportamento da fase permaneça controlado dentro da faixa audível.

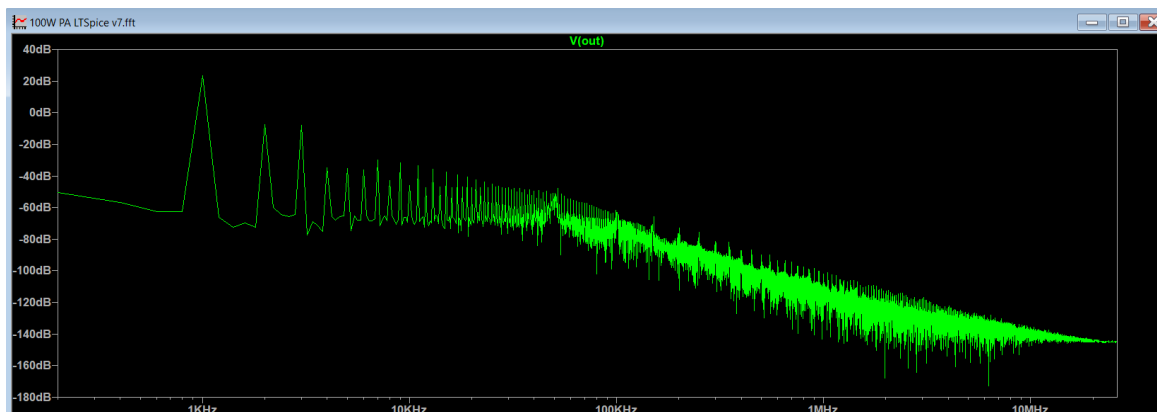
Por fim, observa-se que, embora o limite superior de 16,7 kHz represente uma pequena redução em relação ao ideal para aplicações Hi-Fi, o desempenho obtido é aceitável para sistemas de sonorização geral, rádio, ou aplicações didáticas. Caso o projeto tivesse como objetivo um sistema de alta fidelidade, seria recomendada uma reavaliação do estágio de compensação e, possivelmente, a utilização de transistores com frequência de transição (f_T) mais elevada.

A análise de distorção harmônica total (THD do inglês *Total Harmonic Distortion*) foi realizada utilizando a ferramenta de Transformada Rápida de Fourier (FFT do inglês *Fast Fourier Transform*) do LTspice visualizado na Figura 9, considerando um sinal de excitação senoidal de 1 kHz. A partir dos níveis de tensão obtidos para os principais harmônicos, o valor calculado de THD foi de aproximadamente 3,36%.

Este valor está dentro de um patamar esperado para amplificadores de classe AB simples, sem topologias de realimentação de correção de erro ou estágios de linearização avançada. De acordo com Cordell (2011), níveis de THD abaixo de 1% são desejáveis para aplicações de alta fidelidade (Hi-Fi), mas valores até 3% são frequentemente aceitos em aplicações de sonorização geral, especialmente quando o circuito ainda não passou por ajustes finos de bias, compensação e realimentação.

Observa-se que os maiores contribuintes para a distorção total foram o segundo e o terceiro harmônicos, fenômeno típico de amplificadores de classe AB mal ajustados ou com corrente de bias insuficiente, o que provoca *crossover distortion*, como discutido por Self (2013).

Figura 9 - FFT com saída em plena carga



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

Para calcular o THD (*Total Harmonic Distorsion*) com base nos dados da FFT, primeiramente, deve-se converter os valores em dB para Volts, utilizando a equação:

$$V = 10^{\frac{db}{20}} \quad (71)$$

Para facilitar o processo, os dados foram inseridos em uma tabela do Exel e realizado o cálculo no *software*, o resultado pode ser visualizado na Tabela 1. Com os dados convertido de dB para Volts aplique na equação:

$$THD(\%) = \left(\frac{\sqrt{V_2^2 + V_2^2 + V_2^2 + V_2^2 + V_2^2 + V_2^2 + V_2^2 + V_2^2 + V_2^2}}{V_1} \right) \times 100 \quad (72)$$

Substituindo os valores:

$$THD(\%) = \left(\frac{\sqrt{0,368^2 + 0,295^2 + 0,0127^2 + 0,0149^2 + 0,011^2 + 0,028^2 + 0,0052^2 + 0,0178^2 + 0,00357^2}}{14,07} \right) \times 100 \quad (73)$$

$$THD(\%) = \left(\frac{0,043}{14,07} \right) \times 100 = 3,36\% \quad (74)$$

A análise da entrega de potência foi realizada com base na simulação transiente do circuito amplificador no ambiente LTspice, utilizando como carga um resistor de 2 Ω , representando o alto-falante ilustrado na Figura 10. O sinal de entrada aplicado foi uma senoide de 1 kHz, com amplitude suficiente para levar o amplificador próximo ao seu regime de saturação, simulando condições de máxima excursão de saída.

Tabela 1 - Dados da FFT convertidos em Volts

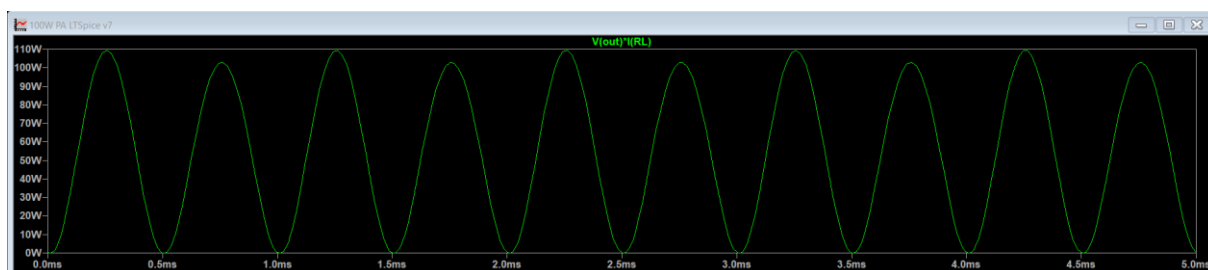
Harmônico	dB	V
-----------	----	---

Fundamental	22,98	14,07 V
2º	-8,63	0,368 V
3º	-10,68	0,295 V
4º	-37,88	0,0127 V
5º	-36,58	0,0149 V
6º	-39,22	0,011 V
7º	-30,98	0,028 V
8º	-45,72	0,0052 V
9º	-35,04	0,0178 V
10º	-48,96	0,00357 V

Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

Os resultados obtidos mostraram que a potência instantânea dissipada na carga apresentou um valor de pico aproximado de 220 W durante o semiciclo positivo e cerca de 200 W durante o semiciclo negativo. Essa assimetria entre os dois semiciclos pode ser atribuída a pequenas diferenças no ganho e na saturação dos ramos positivo e negativo do estágio de saída, um fenômeno relativamente comum em amplificadores de classe AB com transistores complementares, como apontado por Cordell (2011) e Self (2013).

Figura 10 - Potência entregue a carga



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

Segundo Cordell (2011), essa diferença pode ser explicada por fatores como a variação de ganho entre os transistores NPN e PNP utilizados no estágio de saída, diferenças na tensão de saturação $V_{CE_{SAT}}$ e características não lineares próprias dos dispositivos. Além disso, desbalanceamentos na corrente de repouso (bias) ou nos valores de resistores de emissor R_E podem amplificar essas discrepâncias.

Ainda segundo Self (2013), pequenas assimetrias de potência entre os semiciclos são toleráveis e, geralmente, não perceptíveis na reprodução sonora, desde que o desbalanceamento seja inferior a 10%. No presente caso, a diferença observada entre os picos positivo e negativo está em torno de 9%, o que pode ser

considerado aceitável para amplificadores de potência com configuração de saída discreta.

Além disso, ao observar os valores de pico, nota-se que, mesmo com potências instantâneas superiores a 200 W, o valor de potência média entregue à carga, considerando um ciclo completo, permanece compatível com a potência nominal projetada de 100 W RMS. Isso é explicado pelo fato de a potência RMS representar a média eficaz sobre o tempo, enquanto os picos instantâneos podem ser bem mais altos devido à natureza senoidal do sinal e à baixa impedância da carga.

Essa análise evidencia a capacidade do amplificador em fornecer energia suficiente para atender às exigências de um alto-falante de 2 Ω , demonstrando sua robustez nas condições de carga especificadas no projeto.

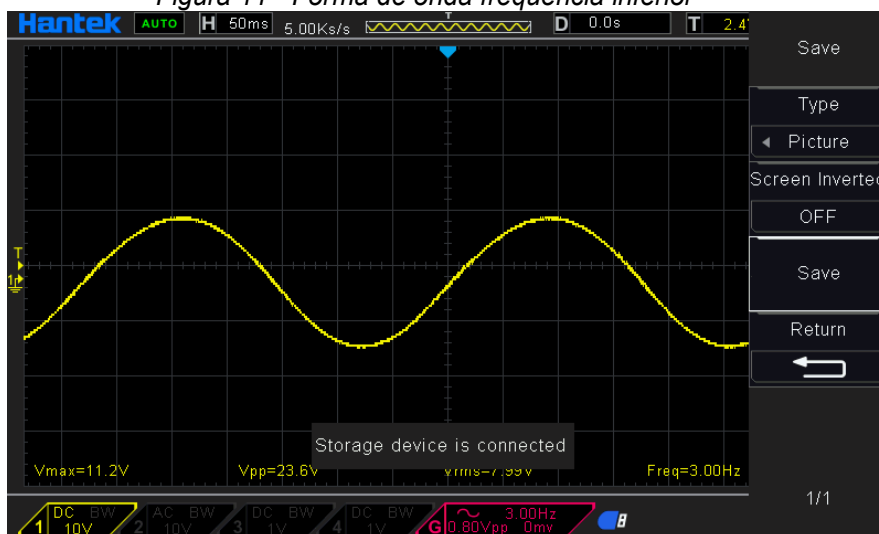
4.15 Resultados Experimentais

Após a fase de simulações e cálculos teóricos, foi realizada a validação prática do projeto através da montagem do amplificador em protoboard. Os testes foram conduzidos com o auxílio de um osciloscópio digital e de um multímetro de bancada, com o objetivo de verificar a resposta em frequência, o ajuste da corrente de polarização (bias) e o nível de offset na saída.

O primeiro ensaio consistiu na análise da resposta em frequência do amplificador. Para tal, foi aplicado um sinal senoidal de amplitude constante e frequência variável na entrada do circuito. Monitorando-se a saída com o osciloscópio, identificou-se os pontos de -3 dB em relação à região de resposta plana.

A Figura 11 apresenta a forma de onda capturada na frequência de 3 Hz, onde observou-se uma atenuação de 3 dB em relação ao nível médio da banda passante, caracterizando a frequência de corte inferior do sistema. Este resultado está de acordo com as previsões da simulação LTspice, que indicava um ponto de -3 dB próximo de 10 Hz, porém, com variação aceitável considerando as limitações de montagem em protoboard e tolerâncias dos componentes passivos.

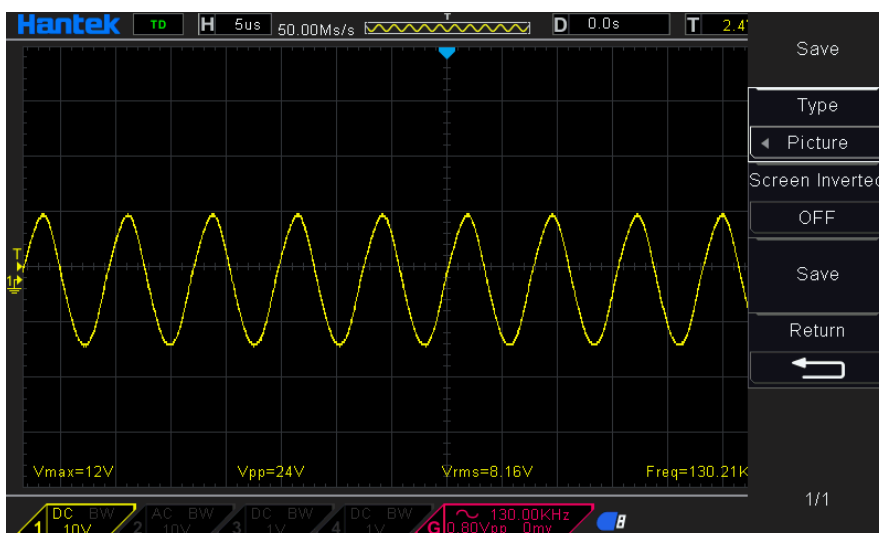
Figura 11 - Forma de onda frequência inferior



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

De forma similar, na frequência de 136 kHz, conforme mostra a Figura 12, registrou-se novamente uma queda de 3 dB, definindo assim a frequência de corte superior. Este valor confirma o comportamento esperado para um amplificador com compensação por Miller ajustada para largura de banda próxima de 100 kHz, conforme calculado na etapa de projeto.

Figura 4 - Forma de onda frequência superior



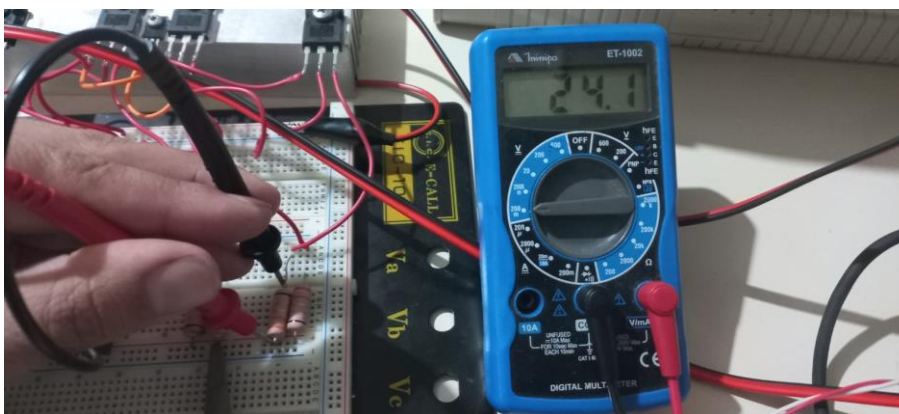
Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

4.16 Corrente de Bias – Medição nos Resistores de Emissor

Para validação da corrente de repouso do estágio de saída (bias), foi medida a queda de tensão nos resistores de emissor (R_e). O multímetro, conectado diretamente

aos terminais de um dos resistores de $0,33 \Omega$, indicou uma tensão de $24,1 \text{ mV}$, como mostrado na Figura 13.

Figura 13 - Queda de tensão do R_e



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

A partir desta medição, a corrente de bias pode ser determinada pela aplicação da Lei de Ohm:

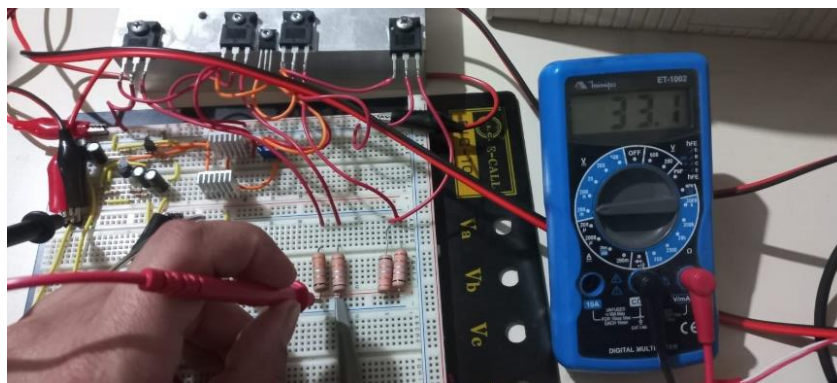
$$I_{bias} = \frac{V_{Re}}{R_e} = \frac{24,01}{0,33} \approx 73 \text{ mA} \quad (75)$$

Este valor experimental é coerente com o previsto durante o cálculo do ajuste do multiplicador de V_{BE} , que tinha como objetivo garantir uma corrente de repouso na faixa de 70 a 150 mA por ramo do *Push-pull*, visando minimizar a distorção por cruzamento em regime de pequenos sinais.

4.17 Offset de Saída em *standby*

Com o circuito em estado de repouso (sem sinal de entrada), foi medida a tensão DC presente nos terminais da saída do amplificador. A leitura obtida no multímetro, como mostrado na Figura 14, foi de $33,1 \text{ mV}$.

Figura 15 - Tensão de offset



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

Este nível de offset está dentro de uma faixa aceitável para aplicações de áudio, especialmente considerando a montagem em protoboard e a ausência de um sistema de ajuste fino para compensação de offset. A diferença entre o zero ideal e o valor medido pode ser atribuída a pequenas assimetrias no par diferencial e nas tolerâncias dos resistores de realimentação.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A comparação entre os resultados obtidos nas medições práticas, nas simulações realizadas no LTspice e nos cálculos teóricos revelou que o amplificador, de forma geral, apresentou desempenho satisfatório em relação aos parâmetros projetados. As frequências de corte inferior e superior mostraram-se bastante próximas dos valores previstos inicialmente, confirmando a efetividade do cálculo da resposta em frequência e da compensação Miller aplicada ao estágio VAS. A corrente de polarização medida permaneceu dentro da faixa de segurança projetada, enquanto o valor de offset na saída se manteve suficientemente baixo para não causar prejuízos perceptíveis na operação do circuito.

Durante os testes práticos com carga real, no entanto, foi constatada uma limitação de amplitude no semiciclo positivo da forma de onda de saída, caracterizada por um ceifamento na crista superior do sinal. Nas simulações, a tensão de pico de 20 V foi atingida conforme esperado, mas, na implementação física sobre protoboard,

essa excursão máxima não foi alcançada, evidenciando uma assimetria entre os dois semiciclos.

Essa discrepância pode ter sido causada por diversos fatores, como a queda de tensão adicional na fonte de alimentação sob carga elevada, perdas ôhmicas associadas aos contatos da protoboard ou ainda diferenças de ganho entre os transistores reais quando comparados aos parâmetros utilizados nos modelos SPICE.

Diante desse comportamento, fica evidenciada a necessidade de ajustes futuros no projeto, como a utilização de uma fonte de alimentação com maior capacidade de corrente e a migração para uma montagem em placa de circuito impresso, com o objetivo de reduzir perdas resistivas, melhorar o desempenho térmico dos transistores e garantir uma resposta mais simétrica em ambas as metades do ciclo do sinal de saída.

Ainda assim, os resultados obtidos até o momento indicam que o projeto é funcional e apresenta um comportamento geral condizente com os objetivos propostos, dentro das variações normalmente esperadas entre teoria, simulação e prática.

REFERÊNCIAS

- Cordell, B. **Designing Audio Power Amplifiers**. New Jersey: McGraw-Hill, 2011.
- Datasheet do BC556B – Nexperia.
- Datasheet do BD139 – ON Semiconductor.
- Datasheet do TIP142 e TIP147 – STMicroelectronics.
- Everist, Mark. **Music and Technology in the Twentieth Century**. Johns Hopkins University Press, 2002.
- Forest, Lee De. The Audion—A New Receiver for Wireless Telegraphy. **Electrical World and Engineer**, 1907.
- GIL, Antonio Carlos. **Como elaborar projetos de pesquisa**. 6. ed. São Paulo: Atlas, 2010.
- Horowitz, P.; Hill, W. **The Art of Electronics**. 3ª ed. Cambridge University Press, 2015.
- LTspice – Analog Devices, disponível em: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>
- Malvino, A. P. **Eletrônica: Volume 1** – Dispositivos e Circuitos. 8ª ed. AMGH, 2017.
- Malvino, A. P. **Eletrônica: Volume 2** – Dispositivos e Circuitos. 8ª ed. AMGH, 2017.
- MARCONI, Marina de Andrade; LAKATOS, Eva Maria. **Fundamentos de metodologia científica**. 8. ed. São Paulo: Atlas, 2008.
- Millman, J.; Halkias, C. **Dispositivos Eletrônicos e Circuitos**. McGraw-Hill, 2002.
- Sedra, A. S.; Smith, K. C. **Microelectronic Circuits**. 7ª ed. Oxford University Press, 2014.
- Self, D. **Audio Power Amplifier Design Handbook**. 5th ed. Oxford: Newnes, 2013.
- Slone G. R. **High power audio amplifier construction manual**. Editora: McGraw-Hill., USA, 1999. 476 p.