

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MATHEUS TAUFFER DE PAULA

**ANÁLISE E PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA
CLASSE G PARA AUDIOFREQUÊNCIAS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**PONTA GROSSA
2021**

MATHEUS TAUFFER DE PAULA

**ANÁLISE E PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA CLASSE G PARA
AUDIOFREQUÊNCIAS**

Analysis and project of a class G amplifier for audio frequencies

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica, da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná.
Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Jr.

PONTA GROSSA

2021



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

MATHEUS TAUFFER DE PAULA

**ANÁLISE E PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA CLASSE G PARA
AUDIOFREQUÊNCIAS**

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica, da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 19 de agosto de 2021.

Hugo Valadares Siqueira
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Virgínia Helena Varotto Baroncini
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Eloi Agostini Junior
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

PONTA GROSSA

2021

AGRADECIMENTOS

A minha família, pelos momentos de ausência. Em especial, ao meu pai por todo o incentivo e suporte no que se refere ao estudo e educação.

Aos meus amigos, pelos bons momentos passados na universidade.

Ao meu orientador Prof. Dr. Eloi Agostini Junior, pela dedicação e conhecimento fornecido para o desenvolvimento desse trabalho.

A UTFPR, pela concessão de espaço físico e por me proporcionar a experiência de estudar em uma instituição de qualidade.

Aos professores, que se dedicam diariamente a ensinar, quais contribuíram para a construção do meu conhecimento e, conseqüentemente, impactaram sobre esse trabalho.

E por fim, a todos que de forma indireta tenham contribuído para a realização desse trabalho.

O que sabemos é uma gota, o que ignoramos é um oceano (NEWTON, Isaac).

RESUMO

PAULA, Matheus Tauffer de. **Análise e projeto de um amplificador de potência classe G para audiofrequências**. 2021. 94 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2021.

O presente trabalho objetiva apresentar a análise e o projeto de um amplificador de potência cujo estágio de saída possui uma operação classe G. Parte fundamental da análise refere-se ao rendimento do estágio de saída tanto para sinais senoidais como para amostras de músicas, evidenciando a influência do fator de crista dos sinais no rendimento do estágio. O projeto apresentado é de um amplificador de 250 W operando em malha fechada destinado à amplificação de sinais pertencentes ao espectro da audiofrequência. Os resultados obtidos a partir de uma amostra de 85 músicas demonstram que é possível obter rendimentos elevados mesmo para sinais com elevado fator de crista.

Palavras-chave: Amplificador de potência. Áudio. Classe G. Fator de crista. Sinais.

ABSTRACT

PAULA, Matheus Tauffer de. **Analysis and project of a class G amplifier for audio frequencies**. 2021. 94 p. Final Coursework (Bachelor's Degree in Electrical Engineering) – Federal University of Technology – Paraná. Ponta Grossa, 2021.

This work aims to present the analysis and project of a power amplifier whose output stage has a class G operation. Fundamental part of the analysis refers to the efficiency of the output stage both for sinusoidal and music signals, evidencing the influence of crest factor of signals on the stage efficiency. The presented design consists of 250 W amplifier operating in closed loop intended for amplification of signals belonging to the audiofrequency spectrum. The results obtained from a sample of 85 musics demonstrate that is possible to achieve high efficiency even for high crest factor signals.

Keywords: Power amplifier. Audio. Class G. Crest factor. Signals.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Corrente de coletor para operação classe A.	18
Figura 2 – Circuito para exemplificação da operação classe A.	19
Figura 3 – Corrente de coletor para operação classe B.	20
Figura 4 – Circuito para exemplificação da operação classe B.	20
Figura 5 – Corrente de coletor para operação classe AB.	21
Figura 6 – Circuito para exemplificação da operação classe AB.	21
Figura 7 – Corrente de coletor para operação classe C.	22
Figura 8 – Circuito para exemplificação da operação classe D.	23
Figura 9 – Circuito para exemplificação da operação classe G (modo série). . .	24
Figura 10 – Circuito para exemplificação da operação classe G (modo <i>shunt</i>). .	25
Figura 11 – Curvas de rendimento para um amplificador classe G.	26
Figura 12 – Circuito para exemplificação da operação classe H.	27
Figura 13 – Diagrama de blocos conversional de um amplificador realimentado. .	28
Figura 14 – Exemplo do módulo do ganho de malha aberta versus frequência .	29
Figura 15 – Arquitetura típica de três estágios de amplificadores de potência. . .	30
Figura 16 – Diagrama de blocos para o amplificador de potência.	32
Figura 17 – Estágio de saída classe G.	34
Figura 18 – Ângulo de transição.	38
Figura 19 – Curvas de rendimento para sinais senoidais desprezando a tensão de saturação dos transistores.	41
Figura 20 – Curvas de rendimento para sinais senoidais considerando um valor não nulo da tensão de saturação dos transistores.	41
Figura 21 – Perfil do rendimento médio para sinais com distribuição normal. . .	43
Figura 22 – Circuito do VAS.	46
Figura 23 – Modelo de pequenos sinais para a análise CA do VAS.	46
Figura 24 – Circuito do IPS.	48
Figura 25 – Circuito espelho de corrente com degeneração de emissor.	49
Figura 26 – Modelo de pequenos sinais do amplificador diferencial.	50
Figura 27 – Rede de realimentação do amplificador de potência.	52
Figura 28 – Filtro passa-faixa de entrada.	53
Figura 29 – Implementação das fontes de corrente I_1 e I_2	54
Figura 30 – Diagrama esquemático completo do amplificador.	75
Figura 31 – Curvas de rendimento em função de α para o canal 1.	77
Figura 32 – Curvas de rendimento em função de α para o canal 2.	78
Figura 33 – Esquemático para simulação do circuito no OrCAD.	79
Figura 34 – Rendimento teórico e simulado para sinais senoidais.	80
Figura 35 – Formas de onda da tensão de saída real (traço contínuo preto) e ideal (traço interrompido azul) para 10 % da potência nominal de saída (25 W).	81
Figura 36 – Formas de onda da tensão de saída real (traço contínuo preto) e ideal (traço interrompido azul) para 50 % da potência nominal de saída (125 W).	82

Figura 37 – Formas de onda da tensão de saída real (traço contínuo preto) e ideal (traço interrompido azul) para 100 % da potência nominal de saída (250 W).	82
Figura 38 – <i>Offset</i> da tensão de saída.	83
Figura 39 – Formas de ondas de corrente nos diodos D_1 e D_2 e nos transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4	84
Figura 40 – Zoom nas formas de ondas de corrente em D_1 , Q_1 e Q_3 no instante em que ocorre a comutação.	85
Figura 41 – Formas de ondas de tensão no coletor dos transistores Q_1 e Q_2	85
Figura 42 – Magnitude do diagrama de bode teórico e simulado.	86
Figura 43 – Fase do diagrama de bode teórico e simulado.	86
Figura 44 – Foto do protótipo construído.	87
Gráfico 1 – Perfil de dissipação de potência em Q_1 e Q_2	67
Gráfico 2 – Perfil de dissipação de potência em Q_3 e Q_4	68

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Rendimento máximo para distribuição normal para diversos fatores de crista	42
Tabela 2 – Especificações de projeto para o amplificador classe G.	55
Tabela 3 – Fator de crista para cada elemento da amostra.	93

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

SIGLAS

IPS	Input Stage
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
OPS	Output Stage
PDF	Probability Density Function
VAS	Voltage Amplifier Stage

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
2	REVISÃO DA LITERATURA	16
2.1	AMPLIFICADOR	16
2.2	REQUISITOS DE DESEMPENHO DE UM AMPLIFICADOR	16
2.2.1	Potência nominal de saída	16
2.2.2	Reposta em frequência	16
2.2.3	<i>Slew Rate</i>	17
2.3	CLASSES DE OPERAÇÃO	17
2.3.1	Classe A	18
2.3.2	Classe B	19
2.3.3	Classe AB	20
2.3.4	Classe C	22
2.3.5	Classe D	22
2.3.6	Classe G	23
2.3.7	Classe H	26
2.4	REALIMENTAÇÃO	27
2.4.1	Realimentação negativa em amplificadores	27
2.4.2	Compensação de frequência em amplificadores realimentados	29
2.5	ARQUITETURA DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA	30
2.6	SINAIS DE ÁUDIO	31
2.6.1	Fator de crista	31
3	ANÁLISE DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM OPERAÇÃO CLASSE G	32
3.1	REPRESENTAÇÃO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA EM DIAGRAMA DE BLOCOS	32
3.2	ANÁLISE DO ESTÁGIO DE SAÍDA (OPS)	33
3.2.1	Rendimento para sinais senoidais	36
3.2.2	Rendimento para sinais de música	41
3.2.3	Esforços nos componentes do OPS	43
3.3	ANÁLISE DO ESTÁGIO DE GANHO (VAS)	45
3.4	ANÁLISE DO ESTÁGIO DIFERENCIAL DE ENTRADA (IPS)	47
3.5	ANÁLISE DA REDE DE REALIMENTAÇÃO	52
3.6	ANÁLISE DO FILTRO DE ENTRADA	52
3.7	ANÁLISE DAS FONTES DE CORRENTE	53
4	PROJETO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM OPERAÇÃO CLASSE G	55
4.1	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	55
4.2	SELEÇÃO DE α	55
4.3	CÁLCULO DAS TENSÕES DOS TRILHO	56
4.4	PROJETO DA FONTE DE CORRENTE I_1	57
4.5	PROJETO DO VAS	60
4.6	PROJETO DA FONTE DE CORRENTE I_2	62
4.7	PROJETO DO IPS	63
4.8	PROJETO DO ESTÁGIO DE SAÍDA (OPS)	64

4.9	PROJETO DA REDE DE REALIMENTAÇÃO	70
4.10	PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA	72
4.11	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO COMPLETO DO AMPLIFICADOR	75
5	RESULTADOS E DISCUSSÃO	77
5.1	VALIDAÇÃO DA METODOLOGIA PARA A SELEÇÃO DE α	77
5.2	ESQUEMÁTICO DE SIMULAÇÃO	78
5.3	CURVAS DE RENDIMENTO PARA SINAIS SENOIDAIS	79
5.4	FORMAS DE ONDAS SIMULADAS	80
5.5	DIAGRAMA DE BODE	86
5.6	PROTÓTIPO EXPERIMENTAL	87
6	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS	88
	REFERÊNCIAS	90
	APÊNDICES	92
	APÊNDICE A – FATORES DE CRISTA	93

1 INTRODUÇÃO

Um importante marco para a criação dos primeiros amplificadores foi o surgimento das válvulas tríodos, em 1906, possibilitando a utilização desses dispositivos para amplificação eletrônica de áudio. Entretanto, a massificação dos amplificadores só ocorreu a partir do ano de 1915, quando eram utilizados quase que exclusivamente para a amplificação de voz, e posteriormente, de música. Outro marco importante no desenvolvimento dos amplificadores foi a anunciação da operação do primeiro transistor, em 1948, por uma equipe da Bell Labs liderada por William Shockley, e alguns anos depois, em 1954, surgiu o primeiro amplificador transistorizado de uso doméstico (DUNCAN, 1997).

Foram diversos eventos que contribuíram e permitiram que a evolução dos amplificadores acontecesse, em especial, o progresso da eletrônica de estado sólido, que proporcionou uma liberdade de desenvolvimento superior nesse processo evolutivo (SELF, 2006). A necessidade crescente de sistemas de áudio de potência superior aos existentes e, recentemente, a grande demanda de sistemas alimentados a partir de baterias, conduziu ao estudo de novas estruturas de amplificadores, assim como, de novas técnicas para o aperfeiçoamento das estruturas já existentes. Os esforços envolvidos são dominados por tentativas de elevar o rendimento e reduzir a distorção inerente ao processo de amplificação.

Segundo Self (2006), os amplificadores de potência para áudio possuem uma importância econômica considerável, haja vista que são fabricados centenas de milhares todos os anos (SELF, 2006). Esse fato é uma das justificativas para o enorme esforço aplicado no estudo do tema de amplificadores.

Sendo uma das formas de caracterizar um amplificador, a sua classe de operação possui influência sobre alguns aspectos importantes, como: rendimento e taxa de distorção harmônica. As classes frequentemente encontradas na literatura que possuem aplicações em áudio são: A, B, AB, D, G e H (DUNCAN, 1997; SELF, 2006; CORDELL, 2010). Dentre essas alternativas citadas, a classe G se mostra como uma solução com características interessantes para a amplificação de sinais de áudio devido ao seu perfil de rendimento, e por isso, foi escolhida para a elaboração desse trabalho.

O objetivo desse trabalho é apresentar a análise e o projeto de um amplificador de potência com operação classe G para audiofrequências, assim como, realizar um estudo sobre amostras de sinais de áudio de 85 músicas com o propósito de verificar o comportamento do rendimento do amplificador sob condições de operação mais realistas, ao invés de simplesmente avaliar o rendimento em função de sinais senoidais, como geralmente é apresentado na literatura.

O trabalho está estruturado da seguinte forma: no capítulo 2 são apresentadas definições importantes para o escopo do trabalho, no capítulo 3 é realizada a análise do amplificador, no capítulo 4 é realizado o desenvolvimento do projeto, no capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos e as discussões e, por fim, no capítulo 6 é realizada a conclusão do trabalho.

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 AMPLIFICADOR

O amplificador é definido como um "elemento ativo que fornece um sinal de saída cuja energia é oriunda de uma fonte de alimentação e controlada por um sinal de entrada" (HEERDT, 1997, p. 6). Este equipamento "deve preservar a forma do sinal que está processando, modificando apenas o nível de tensão ou corrente a ele imposto. Qualquer mudança na forma de onda é considerado como sendo distorção, obviamente indesejável"(HEERDT, 1997, p. 6).

Segundo Duncan (1997), um amplificador de potência para áudio é a ponte entre alto-falantes e o resto do sistema de som. Eventualmente, os amplificadores de potência são combinados com estágios precedentes do sistema de som, por exemplo, com pré-amplificadores, cuja combinação resulta nos chamados amplificadores integrados.

2.2 REQUISITOS DE DESEMPENHO DE UM AMPLIFICADOR

2.2.1 Potência nominal de saída

A potência nominal de saída de um amplificador de potência refere-se à potência média máxima que pode ser fornecida continuamente pelo amplificador com uma excitação senoidal para uma impedância de carga específica. Para os fabricantes de amplificadores de áudio é uma prática comum especificar essa potência para impedâncias de carga de $4\ \Omega$ e/ou $8\ \Omega$ (CORDELL, 2010).

2.2.2 Reposta em frequência

Segundo Cordell (2010), a resposta em frequência de um amplificador de áudio deve se estender por toda a banda de frequências de áudio, entre 20 Hz e 20 kHz, com uma tolerância razoável.

É convencional especificar os extremos da resposta em frequência como sendo os pontos em que a resposta atinge o valor de -3 dB, a partir de uma refe-

rência na curva de ganho.

2.2.3 *Slew Rate*

Define-se *Slew-rate* (*SR*) de um amplificador como sendo a máxima taxa de variação da tensão de saída por unidade de tempo (PERTENCE JÚNIOR, 2003, p. 36).

Considerando um sinal senoidal com uma amplitude V_p , a frequência máxima desse sinal permissível para um amplificador com um dado *Slew rate* para que não haja distorção é dada pela Equação 1.

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi V_p} \quad (1)$$

2.3 CLASSES DE OPERAÇÃO

O estágio de saída de um amplificador é o estágio que processa a maior potência do circuito, pois opera com grande amplitude de sinais e deve ser capaz de fornecer correntes a cargas que geralmente possuem baixa impedância. Esse estágio é responsável por prover um acoplamento entre o estágio precedente e a carga sem queda no ganho global do amplificador (SEDRA; SMITH, 2007).

Os amplificadores podem ser desenvolvidos para operar de diversas formas, e o que caracteriza esses modos é a sua classe de operação. A escolha da classe do estágio de saída é um dos principais fatores que determinam o desempenho em relação ao rendimento, distorção harmônica e também o seu custo.

A classificação dos estágio de saída é realizada conforme a forma de onda da corrente que flui através no dispositivo de potência do estágio.

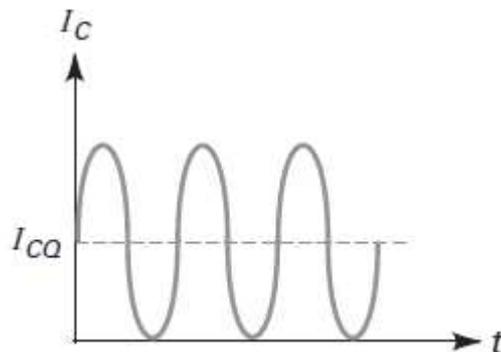
Essa seção visa apresentar as principais classes de operação existentes que possuem aplicações em áudio e as características e particularidades de cada uma. Como será mostrado, normalmente existe uma situação de *trade-off* entre o rendimento e a distorção do estágio de saída.

Para o desenvolvimento das subseções que serão apresentadas, supõe-se, para maior facilidade, que os dispositivos de saída são transistores bipolares de junção (TBJ).

2.3.1 Classe A

Na operação classe A existe a necessidade de uma elevada corrente de polarização pois a corrente nos dispositivos de saída deve fluir por todo o ciclo do sinal de entrada sem colocar o dispositivo em corte, ou seja, o ângulo de condução é 360° . Essa característica evita não linearidades que seriam existentes caso houvesse a necessidade de entrar em condução e bloquear continuamente e, como consequência disso, a *TDH* é reduzida, aumentando assim a performance no quesito fidelidade de reprodução do sinal da entrada. A Figura 1 mostra a corrente de coletor de um transistor e o ponto de polarização em um amplificador classe A.

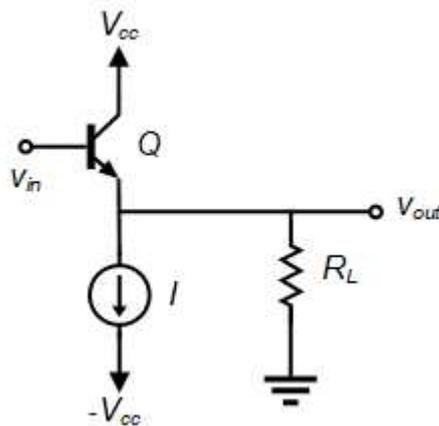
Figura 1 – Corrente de coletor para operação classe A.



Fonte: Malvino (2016).

Porém, o inconveniente dessa classe é o baixo rendimento devido à alta corrente de polarização e, por consequência, à alta dissipação de potência (mesmo sem a aplicação de sinal na entrada), resultando em um aumento no tamanho físico e na massa de amplificadores com essa operação, pois inevitavelmente os dispositivos de potência necessitam ser acoplados a grandes dissipadores de calor. Por esse motivo, a sua utilização acaba ficando restrita a audiófilos e aplicações de baixa potência. A Figura 2 mostra um exemplo de um estágio de saída com operação classe A.

Figura 2 – Circuito para exemplificação da operação classe A.



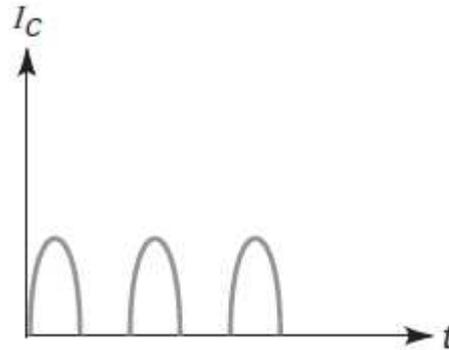
Fonte: Autoria própria.

2.3.2 Classe B

O estágio de saída classe B geralmente é constituído de um par complementar de transistores (que nunca entram em condução simultaneamente) e possui um arranjo simétrico. Nesse contexto, simétrico significa que um dos transistores conduz em um semiciclo do sinal de entrada enquanto o outro está em corte, e para o outro semiciclo do sinal de entrada a situação se inverte. Nessa situação, cada dispositivo de saída conduz durante 180° do ciclo do sinal de entrada.

Diferentemente da classe A, os estágios classe B possuem uma corrente de polarização nula, mantendo os dispositivos de saída em corte sem a presença de sinal na entrada. A inexistência dessa corrente de polarização oferece benefícios com relação ao rendimento do estágio. Porém, existe uma faixa morta em torno de zero, que para sinais de entrada situados dentro dessa faixa nenhum dos dispositivos de saída estará em condução, não havendo o fornecimento de energia à carga. O resultado é a chamada distorção de cruzamento (mais evidente para valores reduzidos de tensão de entrada), que para aplicações em áudio gera uma sensação desagradável. A Figura 3 apresenta a corrente de coletor dos transistores.

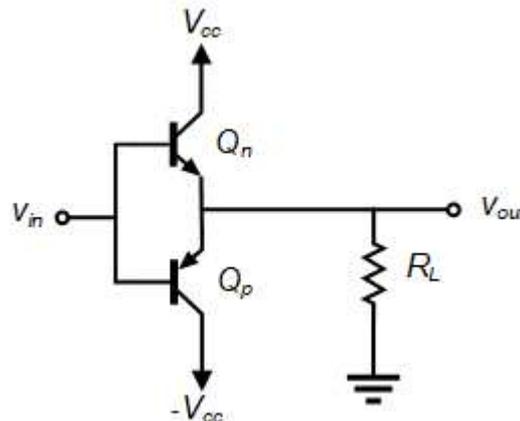
Figura 3 – Corrente de coletor para operação classe B.



Fonte: Malvino (2016).

Portanto, a classe B possui característica de rendimento melhor que a classe A, porém a *TDH* resultante nessa operação é elevada. Sendo assim, essa classe não é muito atrativa para os amplificadores de áudio pois resulta em um elevado desconforto auditivo. A implementação do estágio de saída com TBJs é mostrada na Figura 4.

Figura 4 – Circuito para exemplificação da operação classe B.



Fonte: Autoria própria.

2.3.3 Classe AB

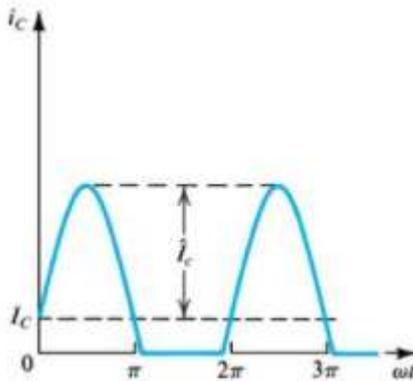
A classe AB é resultado de uma combinação da classe A e da classe B. Dessa forma, é possível aproximar-se das melhores características das duas classes, ou seja, uma TDH reduzida da classe A e um rendimento intermediário às classes A e B.

A operação baseia-se na existência de uma pequena corrente de polarização que mantém os dispositivos de saída ligeiramente em condução. Desse modo, é possível reduzir significativamente a distorção de cruzamento haja vista que não existe uma faixa morta em que os dispositivos estariam em corte como na classe B. Devido

a essa corrente de polarização o rendimento de um estágio com operação classe AB é menor do que um classe B.

Para a classe AB, o ângulo de condução está situado entre 180° e 360° . Dessa forma cada dispositivo de potência de saída conduz por mais que um semiciclo, sendo que na região próxima ao cruzamento por zero os dois dispositivos conduzem. Na prática os amplificadores classe AB são projetados com um ângulo ligeiramente maior que 180° . A Figura 5 ilustra essa questão.

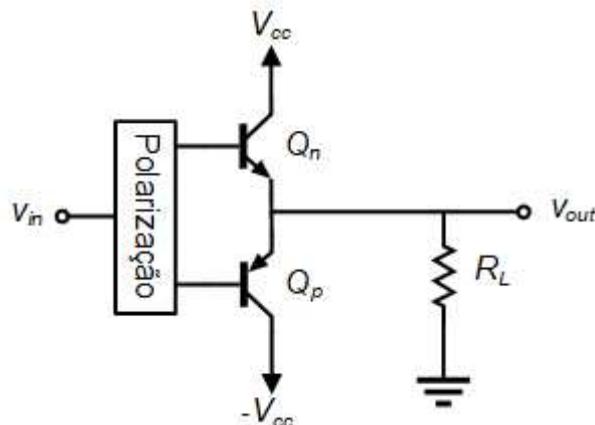
Figura 5 – Corrente de coletor para operação classe AB.



Fonte: Sedra e Smith (2010).

A classe AB é amplamente utilizada como estágio de saída pois existe um bom compromisso entre rendimento e TDH, o que resulta em um amplificador com uma boa qualidade sonora sem excessivas perdas de energia. A Figura 6 mostra um circuito conceitual para a exemplificação da operação classe AB.

Figura 6 – Circuito para exemplificação da operação classe AB.

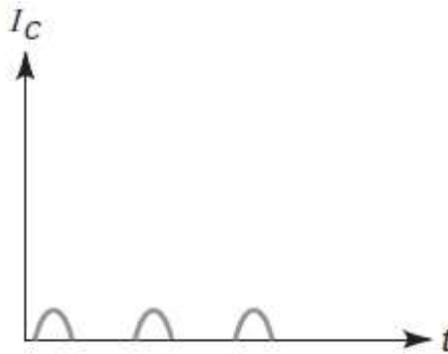


Fonte: Autoria própria.

2.3.4 Classe C

A operação classe C é caracterizada por uma corrente que flui pelo dispositivo de saída por uma fração de um semiciclo, portanto, a corrente flui por menos de 180° do ciclo do sinal de entrada. A Figura 7 mostra a corrente de coletor em um amplificador classe C.

Figura 7 – Corrente de coletor para operação classe C.



Fonte: Malvino (2016).

Essa classe não possui aplicações em amplificação de sinais de áudio, contudo é amplamente utilizada em amplificadores sintonizados de rádio frequência (utilizados em transmissores de telefones celulares, rádio e TV), que são projetados para possuir uma faixa estreita de frequências para as quais o sinal de entrada é amplificado.

2.3.5 Classe D

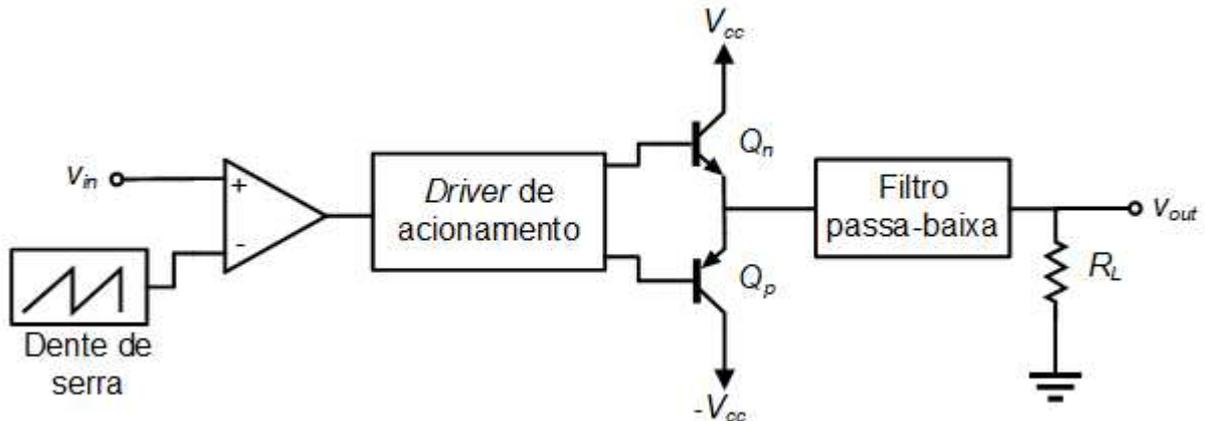
A classe D é caracterizada por um processo contínuo de comutação da saída entre os trilhos de alimentação em uma frequência muito mais elevada que a máxima frequência que se deseja amplificar. Devido a esse processo de comutação, os amplificadores que possuem uma operação classe D enquadram-se no grupo de amplificadores chaveados.

Nesse modo de operação os dispositivos de potência de saída são responsáveis por realizar a comutação, desse modo, esses dispositivos não operam na região de amplificação. Isso conduz a principal característica e maior vantagem da classe D, que é o seu elevadíssimo rendimento. O processo de modulação dos interruptores de saída é realizado por meio de uma modulação por largura de pulso.

A atratividade dessa classe de operação com relação à característica de ren-

dimento é alta, porém a implementação prática de um amplificador com esse operação incide em diversos desafios e desvantagens. A distorção introduzida por essa classe é elevada devido à comutação, e também existe a necessidade do uso de filtros entre o estágio de saída e a carga. A Figura 8 mostra um circuito conceitual da operação classe D.

Figura 8 – Circuito para exemplificação da operação classe D.



Fonte: Autoria própria.

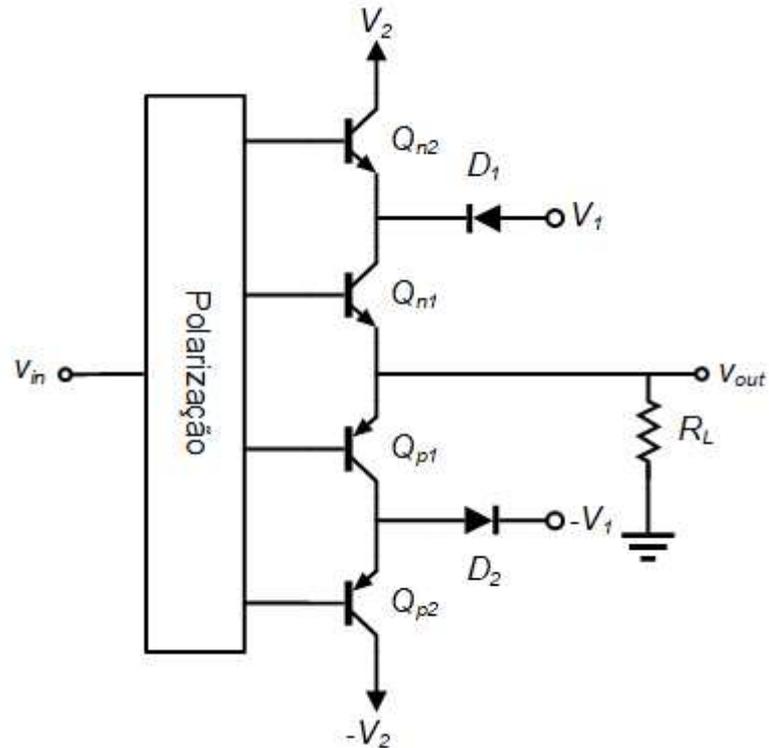
2.3.6 Classe G

A operação classe G baseia-se na existência de mais de um par de trilhos de alimentação simétricos por onde a corrente da carga pode fluir (Figura 9), ou seja, existem mais de uma fonte de alimentação que pode fornecer energia à carga. O que determina de qual trilho de alimentação a corrente será drenada é o nível do sinal de saída do estágio do amplificador. Isso ocorre de forma que para sinais de saída reduzidos o trilho de alimentação com valor reduzido de tensão fornece energia à carga, e para sinais de saída elevados o trilho com tensão mais elevada fornece essa energia.

Existe dois modos de implementação de um estágio classe G: o modo série e o *shunt*. No modo série os dispositivos de potência de saída são conectados em série formando um arranjo simétrico e, entre cada nó dessa conexão em série, é introduzida uma derivação para a conexão com o seu respectivo trilho de alimentação. Assim, a energia fornecida à carga será proveniente de algum dos pontos de derivação, que por sua vez é determinado pelo nível do sinal de saída. A Figura 9 representa conceitualmente a operação classe G no modo série com dois pares de trilhos omitindo-se

os detalhes de polarização.

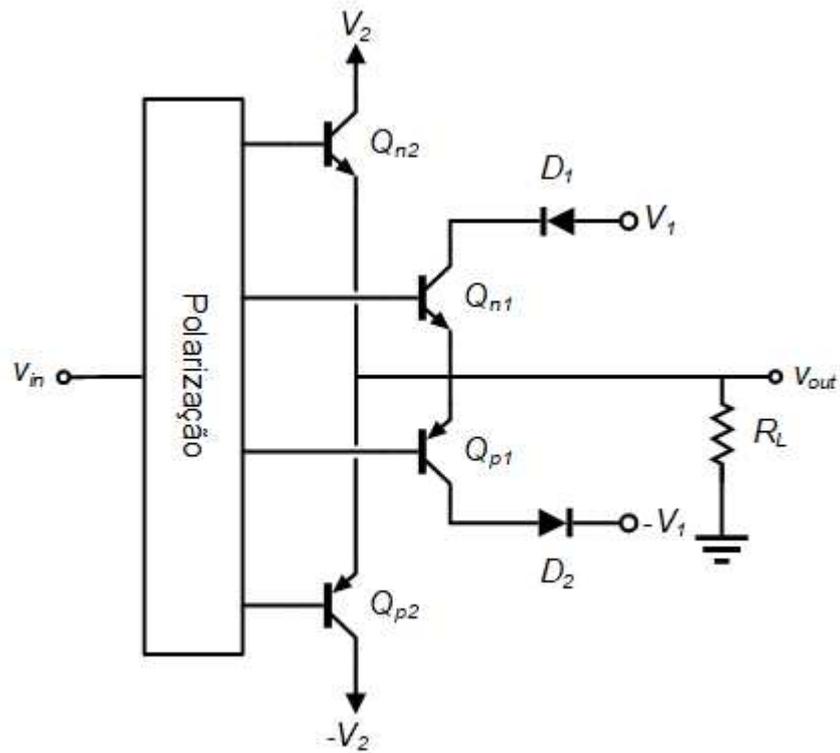
Figura 9 – Circuito para exemplificação da operação classe G (modo série).



Fonte: Autoria própria

Na operação no modo *shunt*, a conexão dos dispositivos de potência de saída também possui um arranjo simétrico e é realizada todas em um único nó (que é justamente o nó de saída do amplificador) assemelhando-se a uma conexão em paralelo. A Figura 10 ilustra o modo *shunt* com dois pares de trilhos omitindo-se os detalhes de polarização.

Figura 10 – Circuito para exemplificação da operação classe G (modo *shunt*).



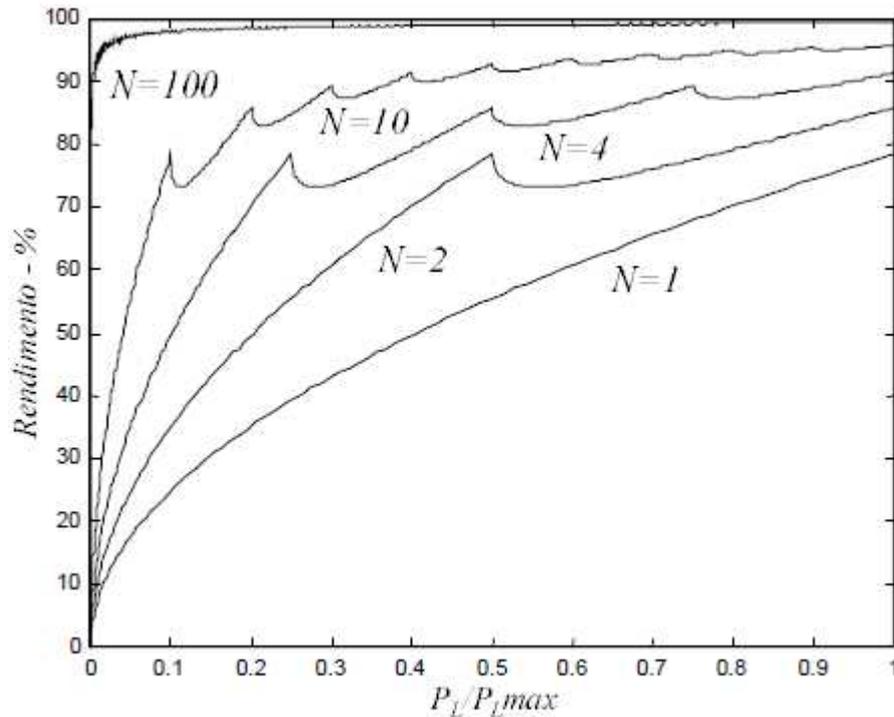
Fonte: Autoria própria

Devido às diferenças na distribuição de correntes nos dispositivos de potência da operação classe G, alguns destes podem possuir uma operação classe A, B ou AB de acordo com a polarização, e outros enquadram-se em uma operação que é efetivamente classe C devido ao ângulo de condução ser menor que 180° .

De forma genérica é possível a existência de vários trilhos de alimentação intermediários, porém um número muito grande torna inviável para uma operação no modo série devido ao acúmulo de quedas de tensão presentes nos dispositivos de potência, que resultará em uma elevada dissipação de potência.

A curva de rendimento para essa classe de operação é dependente da quantidade e do valor da tensão dos trilhos de alimentação escolhidos, e possui uma característica interessante para amplificação de sinais de áudio devido as particularidades dos mesmos. A Figura 11 apresenta curvas de rendimento de amplificadores classe G em que N é o número de trilhos de alimentação.

Figura 11 – Curvas de rendimento para um amplificador classe G.

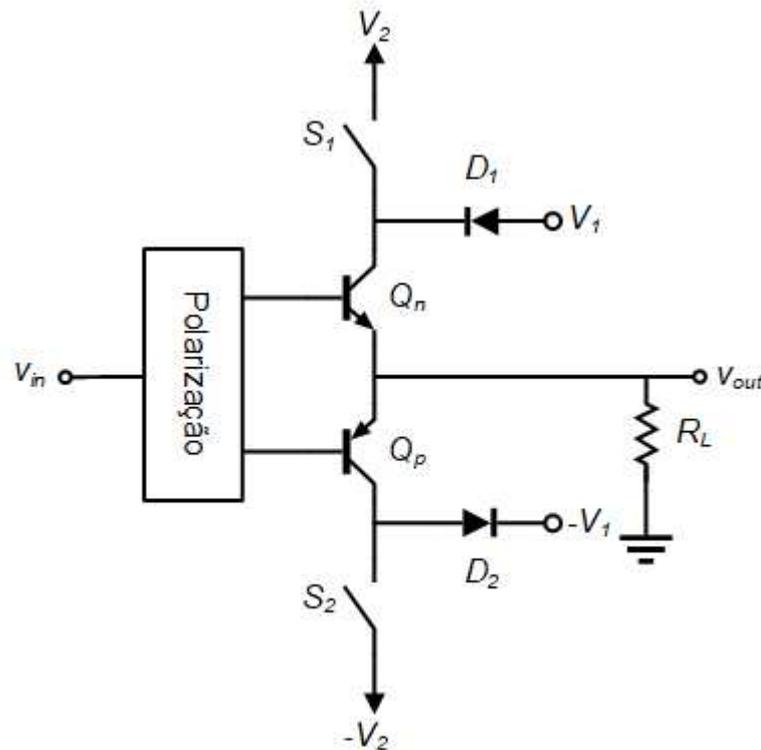


Fonte: Bortoni, Noceti e Seara (2001).

2.3.7 Classe H

Assim como na operação classe G, a classe H possui a característica de utilizar mais de um par trilhos de alimentação simétricos. O seu princípio de funcionamento baseia-se no monitoramento do sinal de tensão de saída e na comutação entre trilhos de alimentação de acordo com o valor da tensão presente na saída. Quando forem detectados sinais de elevada amplitude na saída a comutação é realizada de modo que o trilho de maior valor alimente o estágio, se a amplitude do sinal for de valor reduzido o trilho de menor valor fornecerá energia ao estágio. Os estágios classe H também podem possuir diversos pares de trilhos. A Figura 12 mostra um circuito simplificado para exemplificação da operação classe H com dois pares de trilhos.

Figura 12 – Circuito para exemplificação da operação classe H.



Fonte: Autoria própria

2.4 REALIMENTAÇÃO

Em sistemas de controle, a realimentação consiste em comparar a saída real do sistema com a saída desejada e fazer uma correção em conformidade (HOROWITZ; HILL, 2017, p. 116).

A realimentação pode ser positiva (regenerativa) ou negativa (degenerativa). Em amplificadores, a realimentação utilizada é exclusivamente negativa.

2.4.1 Realimentação negativa em amplificadores

Em circuitos amplificadores, a saída deve ser um múltiplo da entrada, de modo que, em um amplificador realimentado, a entrada é comparada com uma versão atenuada da saída (HOROWITZ; HILL, 2017, p. 116).

Dado que a realimentação em amplificadores é negativa, o sinal realimentado é subtraído do sinal de entrada, o que efetivamente se traduz em uma redução do ganho do amplificador, mas, em contrapartida, outras características são melhoradas.

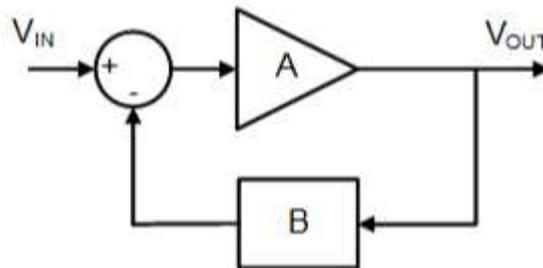
Os principais efeitos da realimentação negativa em amplificadores são apre-

sentados na lista a seguir.

- Dessensibilização de ganho do amplificador. Isto é, aumentar a previsibilidade do ganho, haja vista que é comum que esse fator varie com frequência, temperatura, amplitude, etc.
- Redução da distorção.
- Modificação das impedâncias de entrada e saída do amplificador.

A Figura 13 é uma representação em diagrama de blocos de um amplificador realimentado.

Figura 13 – Diagrama de blocos conversional de um amplificador realimentado.



Fonte: Autoria própria

A representação da Figura 13 é constituída de um bloco de ganho A (malha aberta) e um bloco de realimentação B . A relação entre V_{IN} e V_{OUT} é expressa pelo ganho de malha fechada T , que é determinado pela Equação 2.

$$T = \frac{A}{1 + AB} \quad (2)$$

No limite de ganho de malha aberta A tendendo ao infinito, o ganho de malha fechada é obtido aproximadamente pela Equação 3.

$$T = \frac{1}{B} \quad (3)$$

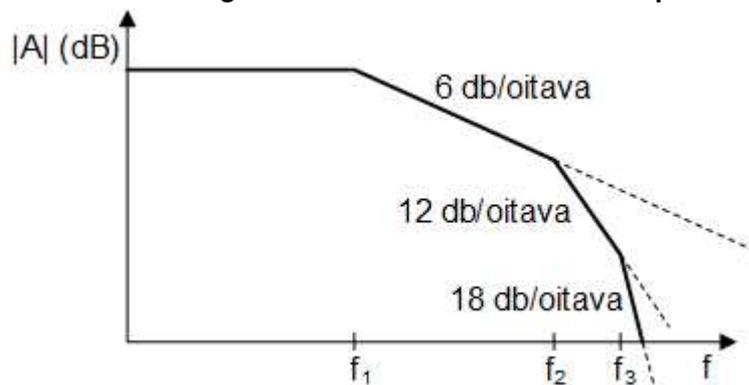
A interpretação desse resultado é que o ganho de malha fechada T é praticamente determinado apenas pela realimentação e independe do ganho de malha aberta A . Portanto, com a aplicação de realimentação negativa em um amplificador cujo ganho é deliberadamente elevado, isto é, muito maior do que é desejado, é possível construir um amplificador que possui um ganho muito bem definido, além de outras melhorias como já citado.

2.4.2 Compensação de frequência em amplificadores realimentados

Os efeitos benéficos da realimentação sobre os amplificadores foram apresentados na subseção 2.4.1. Entretanto, a combinação de ganho e realimentação cria a possibilidade de oscilação (HOROWITZ; HILL, 2017, p. 280).

Devido às capacitâncias (e efeito Miller) e limitação na largura de banda dos dispositivos ativos de um amplificador, o ganho de malha aberta A apresentado na subseção 2.4.1 é complexo, e portanto, apresenta deslocamentos de fase (HOROWITZ; HILL, 2017, p. 120). Esses deslocamentos de fase são atrasados haja vista que as causas do efeito inserem polos no ganho de malha aberta A . A figura 14 exemplifica genericamente o ganho de malha aberta de um amplificador.

Figura 14 – Exemplo do módulo do ganho de malha aberta versus frequência



Fonte: Autoria própria

Cada polo contribui com um decaimento de 6 dB/oitava e deslocamento de fase de -90° a partir da respectiva frequência do polo. Dessa forma, diversos polos resultam em um deslocamento de fase elevado e em alguma frequência a realimentação pode tornar-se positiva, criando a possibilidade de oscilação. A compensação em frequência é utilizada para prevenir a oscilação em amplificadores.

O critério de estabilidade para amplificadores realimentados é que o deslocamento de fase da função de transferência de laço aberto seja inferior a 180° em todas as frequências para os quais o ganho é superior a unidade.

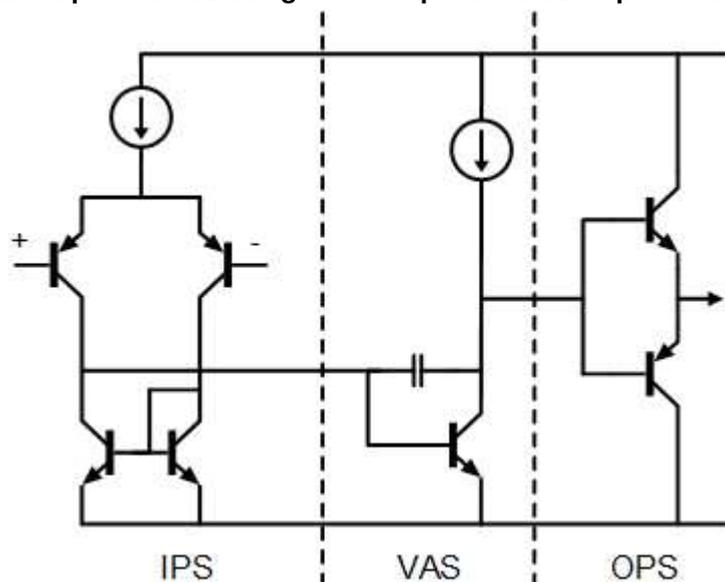
Existem diversos métodos para realizar a compensação em frequência, sendo a por polo dominante a mais utilizada em amplificadores. O método consiste em deslocar o primeiro polo que ocorre na frequência f_1 para uma frequência inferior, fazendo com que o início da atenuação de 6 dB/oitava ocorra em uma frequência reduzida.

Isso é realizado de modo que na frequência do segundo polo, o ganho de laço aberto esteja próximo da unidade, garantindo que o deslocamento de fase do ganho de laço aberto fique próximo de -90° ao longo da maior parcela da banda de passagem do amplificador.

2.5 ARQUITETURA DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

Segundo Self (2006) e Cordell (2010) a maioria dos amplificadores de potência de estado sólido possuem uma arquitetura de três estágios, sendo eles: estágio diferencial de entrada (IPS), de amplificação de tensão (VAS) e de saída (OPS). Essa arquitetura é mostrada na Figura 15.

Figura 15 – Arquitetura típica de três estágios de amplificadores de potência.



Fonte: Autoria própria

No lado esquerdo da Figura 15 é representado o IPS que é um estágio de transcondutância pois possui uma entrada diferencial em tensão e uma saída em corrente. Esse estágio possui a função de subtrair o sinal de realimentação (não mostrado na Figura 15) do sinal de entrada do amplificador, resultando em uma corrente de saída proporcional à tensão diferencial de entrada.

No centro da Figura 15 é mostrado o VAS que é um amplificador de transimpedância pois possui uma entrada em corrente e uma saída em tensão. Esse estágio é de extrema importância uma vez que não apenas provê a maior parcela de ganho do amplificador, como também é responsável por fornecer a excursão completa do sinal

de saída para o OPS e realiza a compensação em frequência.

O último estágio da arquitetura é o OPS que apesar de apresentar ganho de tensão unitário, é responsável pelo ganho de potência do amplificador. A energia dissipada por um amplificador é devido majoritariamente a esse estágio.

2.6 SINAIS DE ÁUDIO

Sinais de áudio são representações elétricas do som. Segundo Raab (1986) a amplitude dos sinais de música possui uma natureza aleatória que geralmente pode ser descrita por uma distribuição normal de probabilidades.

2.6.1 Fator de crista

O fator de crista de um sinal é definido como a razão entre o módulo do valor de pico e o valor eficaz desse sinal, como mostra a Equação 4.

$$CF = \frac{|x_{\text{pico}}|}{x_{\text{rms}}} \quad (4)$$

Geralmente esse valor é expresso em dB, resultando na Equação 5.

$$CF_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{|x_{\text{pico}}|}{x_{\text{rms}}} \quad (5)$$

Especificamente para os sinais de música o fator de crista é elevado. Isso significa que na maior parte do tempo a potência de saída do amplificador é muito menor do que a potência de pico para um sinal desse tipo. É bastante aceito que a faixa compreendida entre 10 dB e 30 dB cobre quase todos os casos (SELF, 2006).

Becker e Groeneweg (2006) apresentam um fator de crista 19,2 dB para uma amostra de 20 segundos de uma música clássica, e um fator 8,8 dB para uma amostra de 10 segundos de rock.

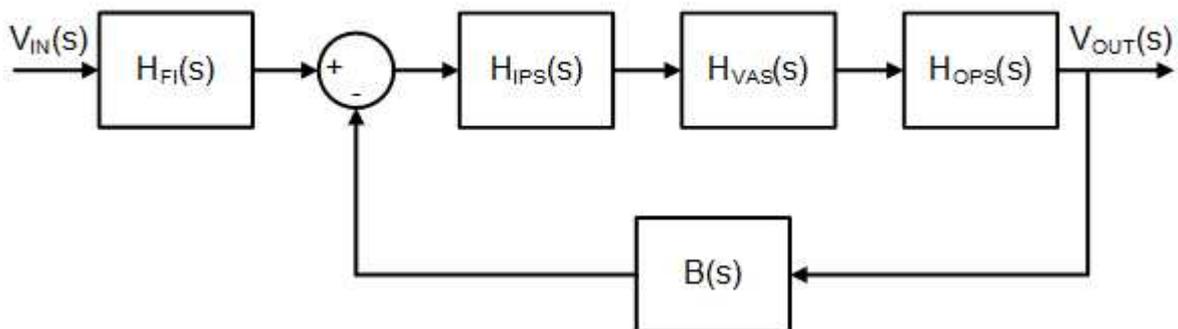
3 ANÁLISE DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM OPERAÇÃO CLASSE G

O presente capítulo objetiva apresentar a análise dos estágios do amplificador de potência (IPS, VAS e OPS), juntamente com a rede de realimentação e o filtro de entrada. São obtidas as funções de transferência de todos os segmentos do circuitos e apresentadas análises de rendimento para o OPS tanto para sinais senoidais quanto para uma função densidade de probabilidade (PDF).

3.1 REPRESENTAÇÃO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA EM DIAGRAMA DE BLOCOS

Um amplificador de potência genérico que utiliza a arquitetura de três estágios apresentada na seção 2.5 pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 16. Nesse diagrama também está incluso um filtro passa-faixa de entrada e a rede de realimentação.

Figura 16 – Diagrama de blocos para o amplificador de potência.



Fonte: Autoria própria.

A função de transferência do amplificador relaciona a Transformada de Laplace da saída (função de resposta) e a Transformada de Laplace da entrada (função de excitação) do amplificador. Portanto, para o diagrama de blocos da Figura 16, a função de transferência relaciona $V_{IN}(s)$ e $V_{OUT}(s)$, e essa relação é dada pela Expressão 6.

$$FT_{\text{amp}} = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} \quad (6)$$

O procedimento a seguir visa obter a expressão para a função de transferência do amplificador a partir do diagrama de blocos.

$$V_{OUT}(s) = H_{IPS}(s)H_{VAS}(s)H_{OPS}(s)[V_{IN}(s)H_{FI}(s) - B(s)V_{OUT}(s)] \quad (7)$$

$$V_{OUT}(s)[1 + H_{IPS}(s)H_{VAS}(s)H_{OPS}(s)B(s)] = H_{IPS}(s)H_{VAS}(s)H_{OPS}(s)V_{IN}(s)H_{FI}(s) \quad (8)$$

$$FT_{amp} = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = H_{FI}(s) \frac{H_{IPS}(s)H_{VAS}(s)H_{OPS}(s)}{1 + H_{IPS}(s)H_{VAS}(s)H_{OPS}(s)B(s)} \quad (9)$$

$$A(s) = H_{IPS}(s)H_{VAS}(s)H_{OPS}(s) \quad (10)$$

$$FT_{amp} = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = H_{FI}(s) \frac{A(s)}{1 + A(s)B(s)} \quad (11)$$

$$T(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)B(s)} \quad (12)$$

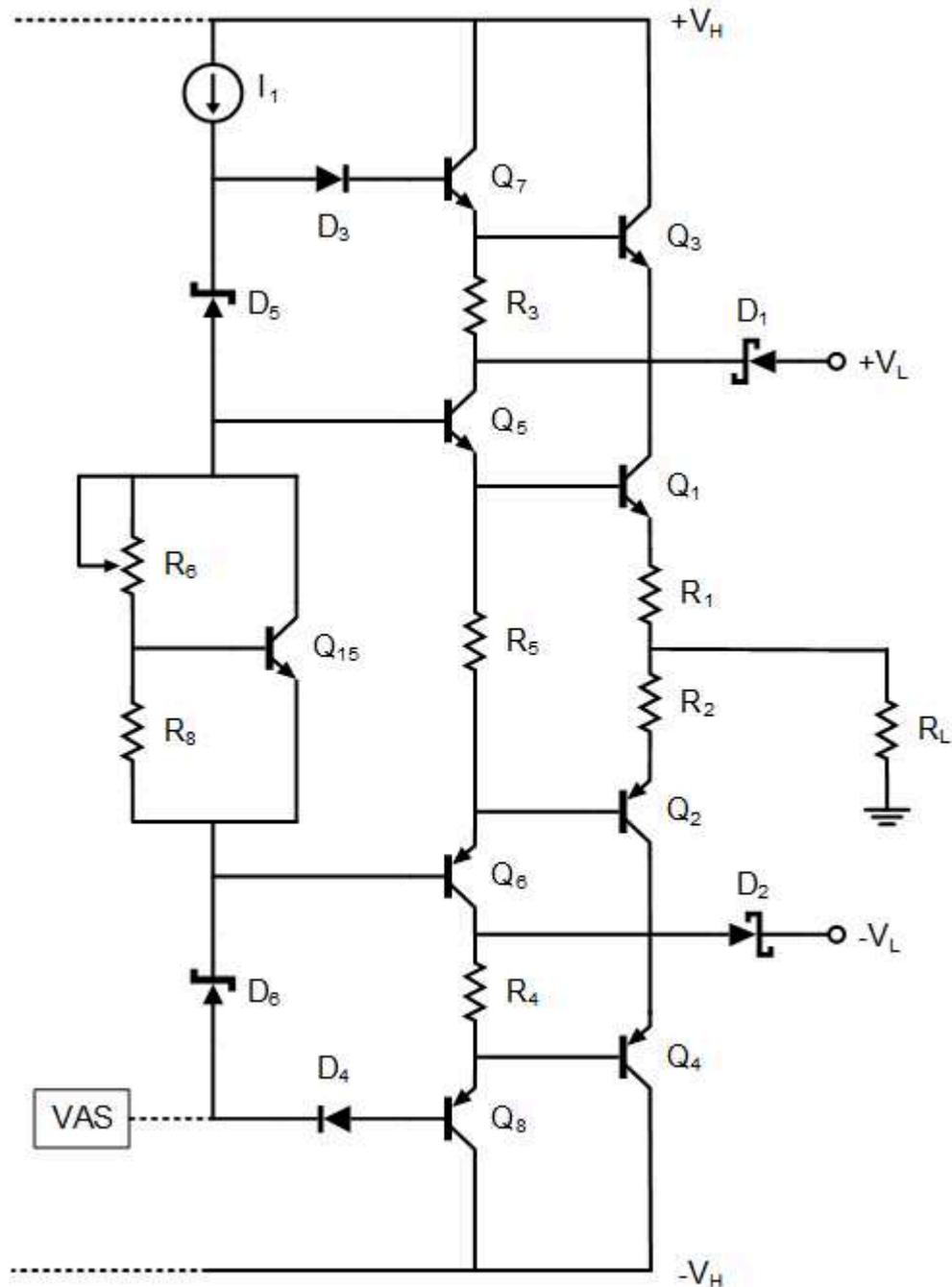
$$FT_{amp} = H_{FI}(s)G(s) \quad (13)$$

3.2 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE SAÍDA (OPS)

A presente seção possui o objetivo de apresentar uma descrição e a análise de rendimento para o estágio de saída (OPS) com operação classe G na configuração série e com dois trilhos simétricos de alimentação.

O circuito completo do OPS alimentando uma carga puramente resistiva é mostrado na Figura 17. Os transistores Q_1 e Q_2 são os dispositivos de potência internos do estágio de saída, Q_5 e Q_6 são seus respectivos *drivers* e R_5 é o resistor de emissor compartilhado entre Q_5 e Q_6 . Em contrapartida, os transistores Q_3 e Q_4 são os dispositivos de potência externos do estágio e Q_7 e Q_8 seus respectivos *drivers*.

Figura 17 – Estágio de saída classe G.



Fonte: Autoria própria.

Os transistores internos do *driver* (Q_5 e Q_6) nunca entram na região de corte, embora Q_1 e Q_2 possam entrar. E o resistor R_5 é o componente que assegura essa operação fornecendo um caminho para a corrente de emissor de Q_5 e Q_6 quando Q_1 ou Q_2 entrar na região de corte.

Os diodos de potência D_1 e D_2 são do tipo Schottky e possuem a ação de chaveamento sobre os trilhos de alimentação internos ($+V_L$ e $-V_L$) de acordo com a

tensão presente na saída no estágio.

A corrente de polarização do estágio de saída é fornecida pela fonte de corrente I_1 . O trimpot R_6 , o resistor R_8 e o transistor Q_{15} compõem um circuito denominado multiplicador de V_{be} . Esse arranjo possui a função de fornecer uma tensão com um valor múltiplo da tensão base-emissor de Q_{15} para polarizar os transistores de saída. A tensão de polarização (V_{Vbe}) é obtida entre coletor e emissor de Q_{15} e como citado essa tensão assume o valor da tensão V_{be} de Q_{15} multiplicada por um determinado fator, que está sobre o controle do projetista e é determinado pelos componentes R_6 e R_8 .

Assumindo que o ganho de corrente do transistor Q_{15} é elevado, então, a corrente de base do transistor pode ser considerada desprezível. E partindo da hipótese de que a junção base-emissor de Q_{15} está polarizada diretamente, a corrente que flui através de R_6 e R_8 é determinada pela Equação 14.

$$I_{R6-8} = \frac{0,7}{R_8} \quad (14)$$

A tensão V_{Vbe} é dada pela Equação 15.

$$V_{Vbe} = I_{R6-8}(R_6 + R_8) \quad (15)$$

Substituindo a Equação 14 na Equação 15, obtém-se a Equação 16 que permite determinar a tensão de polarização V_{Vbe} em função de R_6 e R_8 .

$$V_{Vbe} = 0,7 \left(1 + \frac{R_6}{R_8} \right) \quad (16)$$

Os diodos D_5 e D_6 também são necessários para a polarização do OPS, e possuem a função de garantir que Q_3 entre na região ativa antes que Q_1 entre na região de saturação, e da mesma forma para Q_4 e Q_2 . O que ocorre é um deslocamento do nível de tensão provenientes do estágio precedente (VAS). Os diodos D_3 e D_4 que embora não sejam essenciais para a operação do circuito, são importantes por uma necessidade prática de proteção das junções base-emissor de Q_7 e Q_8 do *driver* contra tensões reversas elevadas devido a excursão do sinal de saída.

Os resistores R_1 e R_2 são responsáveis por garantir a estabilidade térmica dos transistores de saída Q_1 e Q_2 , e evitar o fenômeno de deriva térmica nesses dispositivos. Esse fenômeno refere-se sobretudo a configurações de circuito em que a

dissipação de potência acarreta em um aumento de temperatura, que por sua vez, aumenta a potência que deve ser dissipada, e assim por diante, podendo levar a dissipação de potência a níveis acima dos nominais dos dispositivos.

Como apresentado na seção 2.5, o OPS possui um ganho de tensão unitário, e dessa forma, sua função de transferência é dada simplesmente pela expressão 17.

$$H_{OPS}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{i(ops)}(s)} = 1 \quad (17)$$

3.2.1 Rendimento para sinais senoidais

A abordagem tradicional para a análise de rendimento de estágios amplificadores é a utilização de sinais senoidais como entrada. Dessa forma, desconsiderando as distorções inerentes ao processo de amplificação, a saída também assumirá uma forma de onda senoidal. Portanto, a tensão sobre a carga pode ser expressa pela Equação 18.

$$v_o(\theta) = V_O \text{sen}(\theta) \quad (18)$$

O rendimento é calculado pela Equação 19, em que P_O é a potência média entregue à carga e P_S é a potência média total fornecida pelas fontes de alimentação.

$$\eta = \frac{P_O}{P_S} \quad (19)$$

Por simplicidade, a análise de rendimento do OPS é realizada considerando-se apenas os transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 da Figura 17 haja vista que eles são principais responsáveis pela dissipação de energia do estágio.

A potência média total das fontes é a soma das potências médias fornecidas por cada um dos trilhos de alimentação ($+V_L$, $-V_L$, $+V_H$ e $-V_H$). Com a aplicação de um sinal senoidal sem *offset* no estágio, as potências médias fornecida pelo trilhos internos ($+V_L$ e $-V_L$) são iguais, assim como as potências médias fornecida pelos trilhos externos ($+V_H$ e $-V_H$). Dessa forma, designando que P_1 e P_2 são as potências médias de cada um dos trilhos internos e externos, respectivamente, tem-se que a potência média total fornecida pela fonte é dada pela Equação 20.

$$P_S = 2P_1 + 2P_2 \quad (20)$$

A potência média é a média da potência instantânea em um período, e é obtida pela Equação 21.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad (21)$$

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T V_L i_{S1}(t)dt \quad (22)$$

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T V_H i_{S2}(t)dt \quad (23)$$

As Equações 22 e 23 podem ser reescritas em termos da média de $i_{S1}(t)$ e $i_{S2}(t)$, respectivamente. Obtém-se as Equações 24 e 25, em que, I_{S1} e I_{S2} são as médias das correntes $i_{S1}(t)$ e $i_{S2}(t)$, respectivamente.

$$P_1 = V_L I_{S1} \quad (24)$$

$$P_2 = V_H I_{S2} \quad (25)$$

As correntes médias I_{S1} e I_{S2} são calculadas pelas Equações 26 e 27, respectivamente.

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{S1}(t)dt \quad (26)$$

$$I_{S2} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{S2}(t)dt \quad (27)$$

Para facilitar é adequado uma mudança de variável, em que a integração não será realizada com relação a variável t e sim com relação a posição angular θ . Desse modo, tem-se as Equações 28 e 29.

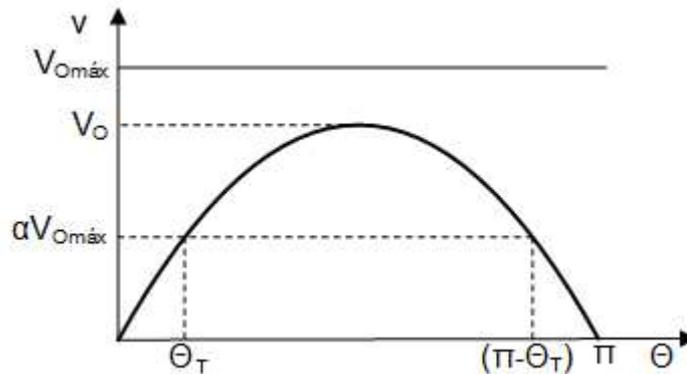
$$I_{S1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{S1}(\theta)d\theta \quad (28)$$

$$I_{S2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{S2}(\theta)d\theta \quad (29)$$

A Figura 18 mostra o semiciclo positivo de um sinal senoidal na saída do estágio. Essa Figura visa ilustrar o ângulo de transição (θ_T) que corresponde à entrada

dos transistores de potência externos em operação, e também à saída de operação desses transistores, que ocorre no ângulo $(\pi - \theta_T)$. Para o semiciclo negativo da tensão de saída a situação é análoga. O valor da tensão de saída em que ocorre as transições é definida como sendo $\alpha V_{O\text{máx}}$.

Figura 18 – Ângulo de transição.



Fonte: Autoria própria.

O trilho de alimentação interno fornece a corrente para o OPS para os intervalos de θ de 0 a θ_T e de $(\pi - \theta_T)$ a π . Então, para o cálculo de I_{S1} , tem-se 30.

$$I_{S1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_T} I_O \text{sen}(\theta) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta_T}^{\pi} I_O \text{sen}(\theta) d\theta \quad (30)$$

$$I_{S1} = \frac{I_O}{\pi} (1 - \cos(\theta_T)) \quad (31)$$

O trilho de alimentação externo fornece corrente ao OPS no intervalo de θ de θ_T a $(\pi - \theta_T)$. Então, para o cálculo de I_{S2} , tem-se 32.

$$I_{S2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_T}^{2\pi-\theta_T} I_O \text{sen}(\theta) d\theta \quad (32)$$

$$I_{S2} = \frac{I_O}{\pi} \cos(\theta_T) \quad (33)$$

Substituindo as Equações 31 e 33 nas Equações 24 e 25, e em seguida, substituindo as Equações 24 e 25 na Equação 20, obtém-se a Equação 34.

$$P_S = 2V_L \frac{I_O}{\pi} (1 - \cos(\theta_T)) + 2V_H \frac{I_O}{\pi} \cos(\theta_T) \quad (34)$$

A amplitude da corrente através da carga é calculada pela Lei de Ohm, conforme 35.

$$I_O = \frac{V_O}{R_L} \quad (35)$$

Substituindo a Equação 35 na Equação 34 e realizando as devidas simplificações, tem-se a Equação 36.

$$P_S = \frac{2 V_O}{\pi R_L} (V_L(1 - \cos(\theta_T)) + V_H \cos(\theta_T)) \quad (36)$$

A potência média entregue à carga (P_O) é calculada pela Equação 37.

$$P_O = \frac{1 V_O^2}{2 R_L} \quad (37)$$

Substituindo as Equações 36 e 37 na Equação 19 e realizando algumas simplificações, tem-se a expressão para o rendimento, dada pela Equação 38.

$$\eta = \frac{\pi}{4} V_O \frac{1}{(V_L(1 - \cos(\theta_T)) + V_H \cos(\theta_T))} \quad (38)$$

A tensão do trilho interno (V_L), desprezando a tensão direta sobre os diodos D_1 e D_2 é obtida pela Equação 39.

$$V_L = \alpha V_{O\text{máx}} + V_{CE\text{sat}} \quad (39)$$

Em que $0 \leq \alpha \leq 1$.

E a tensão do trilho externo é determinada pela Equação 40.

$$V_H = V_{O\text{máx}} + 2V_{CE\text{sat}} \quad (40)$$

Substituindo as Equações 39 e 40 na Equação 38 tem-se a Equação 41.

$$\eta = \frac{\pi}{4} V_O \frac{1}{(\alpha V_{O\text{máx}} + V_{CE\text{sat}})(1 - \cos(\theta_T)) + (V_{O\text{máx}} + 2V_{CE\text{sat}}) \cos(\theta_T)} \quad (41)$$

Rearranjando os termos da Equação 41, obtém-se a Equação 42.

$$\eta = \frac{\pi}{4} V_O \frac{1}{(\alpha V_{O\text{máx}} + V_{CE\text{sat}}) + (V_{O\text{máx}}(1 - \alpha) + V_{CE\text{sat}}) \cos(\theta_T)} \quad (42)$$

A transição entre o fornecimento de energia do trilho interno para o trilho externo de alimentação ocorre quando $v_o(\theta_T) + V_{CEsat}$ for igual a V_O . Desse modo, tem-se a Equação 43.

$$V_O = V_O \text{sen}(\theta_T) + V_{CEsat} \quad (43)$$

Isolando ângulo de transição θ_T em 43, obtém-se a Equação 44.

$$\theta_T = \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_O - V_{CEsat}}{V_O} \right) \quad (44)$$

A Equação 44 pode ser reescrita, resultando na Equação 45.

$$\theta_T = \text{sen}^{-1} \left(\frac{\alpha V_{Omáx}}{V_O} \right) \quad (45)$$

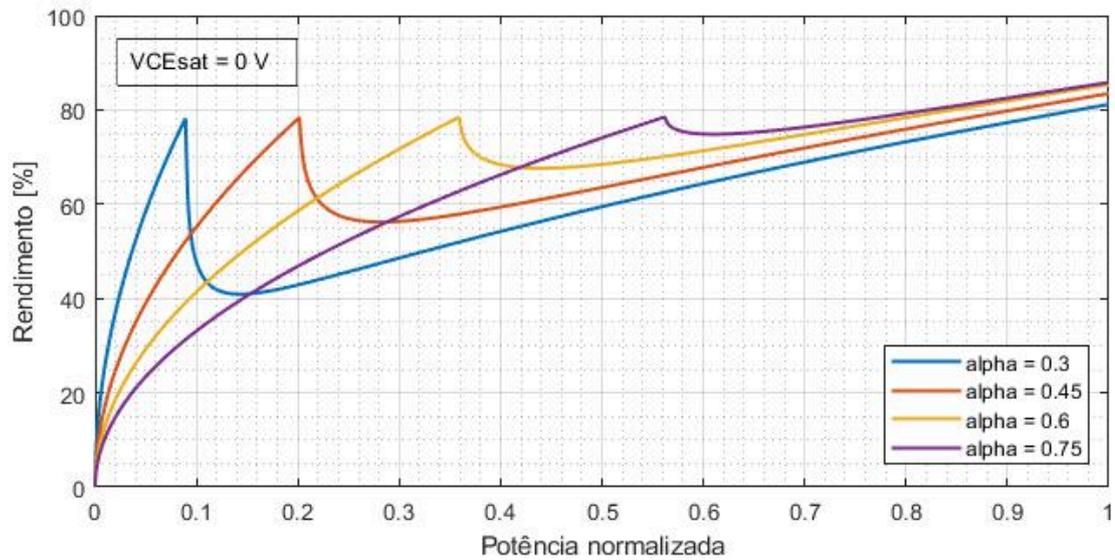
Essa expressão é válida para quando $\alpha < \frac{V_O}{V_{Omáx}} \leq 1$.

Na situação em que $0 \leq \frac{V_O}{V_{Omáx}} \leq \alpha$, o ângulo de transição valerá $\frac{\pi}{2}$. Desse modo, o ângulo de transição pode ser escrito como uma função definida por partes, expressa pela Equação 46.

$$\theta_T = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & , 0 \leq \frac{V_O}{V_{Omáx}} \leq \alpha \\ \text{sen}^{-1} \left(\frac{\alpha V_{Omáx}}{V_O} \right) & , \alpha < \frac{V_O}{V_{Omáx}} \leq 1 \end{cases} \quad (46)$$

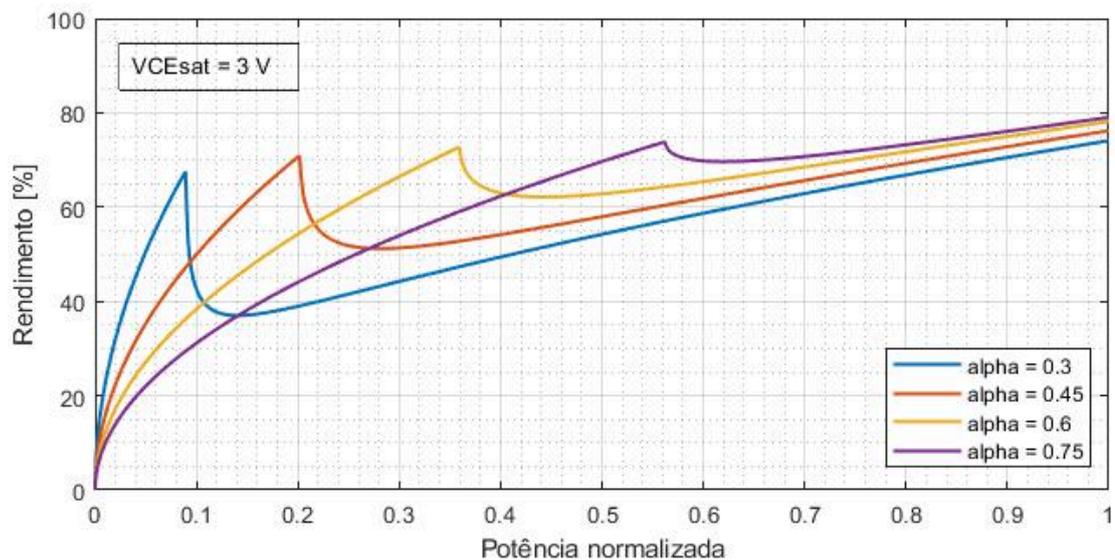
A Figura 19 apresenta quatro curvas de rendimento para valores distintos de α para o caso ideal em que $V_{CEsat} = 0$, e o caso não ideal é apresentado na Figura 20.

Figura 19 – Curvas de rendimento para sinais senoidais desprezando a tensão de saturação dos transistores.



Fonte: Autoria própria.

Figura 20 – Curvas de rendimento para sinais senoidais considerando um valor não nulo da tensão de saturação dos transistores.



Fonte: Autoria própria.

3.2.2 Rendimento para sinais de música

É extremamente frequente a utilização de sinais senoidais para a análise de rendimento de estágios amplificadores, porém, quando se trata de amplificadores de áudio essa abordagem não retrata de maneira realista o rendimento quando sinais de música estão presentes devido à características dos mesmos.

O desenvolvimento apresentado na subseção 3.2.1 evidenciou que a curva de rendimento para o OPS com operação classe G é dependente de α . Portanto, é de fundamental importância desenvolver uma forma de avaliar a dependência do rendimento com relação a α para sinais musicais também.

Como apresentado na seção 2.6 a proposta para tratar do problema descrito é utilizar uma descrição probabilística dos sinais devido à natureza aleatória dos sinal de música.

O trabalho de Raab (1986) sobre o rendimento médio de amplificadores de potência classe G aborda esse problema da dependência do rendimento com relação a α para diversas distribuições de probabilidades. É apresentada uma tabela com o rendimento máximo possível de um estágio classe G para diversos fatores de crista para algumas distribuições de probabilidades, e juntamente a isso é fornecido o valor de α para a obtenção do rendimento máximo para cada caso. Os resultados de interesse são os da distribuição normal, já que a amplitude dos sinais de música possuem uma distribuição de probabilidades que pode ser descrita de forma aproximada pela distribuição normal. A Tabela 1 apresenta os resultados retirados do trabalho original.

Tabela 1 – Rendimento máximo para distribuição normal para diversos fatores de crista

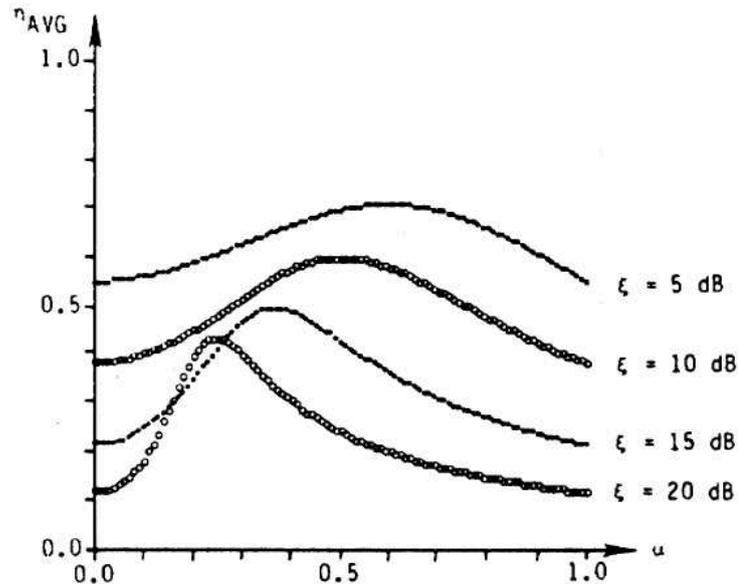
CF_{dB}	η_{AVG}	α
5	0,719	0,60
6	0,703	0,58
7	0,684	0,57
8	0,662	0,55
9	0,637	0,52
10	0,611	0,50
11	0,585	0,48
12	0,561	0,45
13	0,540	0,42
14	0,521	0,39
15	0,504	0,37
16	0,489	0,34
17	0,476	0,31
18	0,464	0,29
19	0,453	0,27
20	0,443	0,24

Fonte: Adaptado de Raab (1986).

Os resultados da Tabela 1 foram apresentados para uma situação em particular em que o amplificador está entregando a potência máxima possível à carga, ou seja, o sinal de saída possui sua máxima excursão. E também é considerado que os transistores e diodos do estágio são ideais.

A Figura 21 mostra o perfil de rendimento em função de α para 4 fatores de crista. Nota-se que para sinais com fatores de crista reduzidos, o rendimento médio não é muito influenciado pela escolha de α , mas para valores elevados de fatores de crista, a escolha de α torna-se mais crítica e pode melhorar significativamente o rendimento médio.

Figura 21 – Perfil do rendimento médio para sinais com distribuição normal.



Fonte: Raab (1986).

3.2.3 Esforços nos componentes do OPS

Para o dimensionamento do OPS é necessário conhecer as grandezas de interesse para o dimensionamento do dispositivo em questão. No caso de transistores deve-se determinar a tensão máxima, a corrente média e a corrente de máxima. Para diodos deve-se determinar a tensão reversa máxima, a corrente máxima e a corrente média. E por fim, para os resistores deve-se determinar apenas a potência média dissipada. A seguir, serão apresentadas as Equações de interesse obtidas a partir da análise.

Por simetria, as grandezas de interesse em Q_1 são iguais às de Q_2 , assim como as grandezas de Q_3 são iguais às de Q_4 . As Equações 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53 e 54 fornecem as grandezas de potência, tensão e corrente para os transistores Q_1 , Q_2 , Q_3

e Q₄.

$$P_{Q1} = P_{Q2} = \frac{V_O}{\pi R_L} \left[V_L (1 - \cos(\theta_T)) + V_L \left(\frac{\sin(2\theta_T) - \frac{\theta_T}{2}}{4} \right) + V_{CEsat1,2} \cos(\theta_T) \right] \quad (47)$$

$$V_{ceQ1}[max] = V_{ecQ2}[max] = V_L + V_{Omax} \quad (48)$$

$$I_{cQ1}[med] = I_{cQ2}[med] = \frac{V_O}{\pi R_L} \quad (49)$$

$$I_{cQ1}[max] = I_{cQ2}[max] = \frac{V_{Omax}}{R_L} \quad (50)$$

$$P_{Q3} = P_{Q4} = \frac{V_O}{\pi R_L} \left[(V_H - V_{CEsat3,4}) \cos(\theta_T) - V_O \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_T}{2} + \frac{\sin(2\theta_T)}{4} \right) \right] \quad (51)$$

$$V_{ceQ3}[max] = V_{ecQ4}[max] = V_H - V_L \quad (52)$$

$$I_{cQ3}[med] = I_{cQ4}[med] = \frac{V_O}{\pi R_L} \cos(\theta_T) \quad (53)$$

$$I_{cQ3}[max] = I_{cQ4}[max] = \frac{V_{Omax}}{R_L} \quad (54)$$

Para os transistores do *driver* (Q₅, Q₆, Q₇ e Q₈), as Equações são listadas abaixo.

$$V_{ceQ5}[max] = V_{ecQ6}[max] = V_L + V_{Omax} + 0,7 \quad (55)$$

$$I_{cQ5}[med] = I_{cQ6}[med] = \frac{V_O}{\pi(\beta_{1,2} + 1)R_L} + I_{R5} \quad (56)$$

$$I_{cQ5}[max] = I_{cQ6}[max] = \frac{V_O}{(\beta_{1,2} + 1)R_L} \quad (57)$$

$$V_{ceQ7}[max] = V_{ecQ8}[max] = V_H - V_L \quad (58)$$

$$I_{cQ7}[med] = I_{cQ8}[med] = \frac{V_O}{\pi(\beta_{3,4} + 1)R_L} \cos(\theta_T) \quad (59)$$

$$I_{cQ7}[max] = I_{cQ8}[max] = \frac{V_{Omax}}{(\beta_{3,4} + 1)R_L} \quad (60)$$

As Equações pertinentes aos diodos são apresentadas a seguir.

$$V_{D1}[max] = V_{D2}[max] = V_{Omax} + V_{cesat1,2} - V_L \quad (61)$$

$$I_{D1}[med] = I_{D2}[med] = \frac{V_O}{\pi R_L} (1 - \cos(\theta_T)) \quad (62)$$

$$I_{D1}[max] = I_{D2}[max] = \frac{V_L - V_{cesat1,2}}{R_L} \quad (63)$$

$$V_{D3}[max] = V_{D4}[max] = V_L + V_{Omax} - V_{Z-D5} - V_{vbe}[max] + 1,4 \quad (64)$$

$$I_{D3}[med] = I_{D4}[med] = \frac{V_O}{\pi(\beta_{3,4} + 1)(\beta_{7,8} + 1)R_L} \cos(\theta_T) \quad (65)$$

$$I_{D3}[max] = I_{D4}[max] = \frac{V_{Omax}}{(\beta_{3,4} + 1)(\beta_{7,8} + 1)R_L} \quad (66)$$

A potência dissipada nos resistores R_1 e R_2 é dada pela Equação 67.

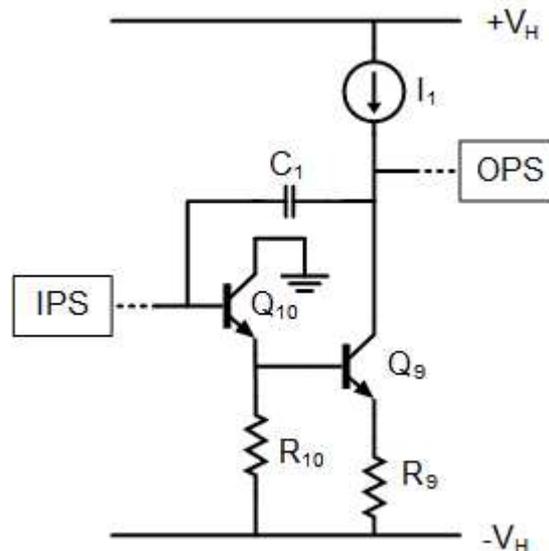
$$P_{R1,2} = \frac{1}{4} \left(\frac{V_{Omax}}{R_L} \right)^2 R_{1,2} \quad (67)$$

3.3 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE GANHO (VAS)

Esta seção é destinada a apresentação da análise dinâmica realizada para o estágio de ganho do amplificador (VAS). Dentre as diversas topologias existentes para o VAS, a escolhida é apresentada na Figura 22.

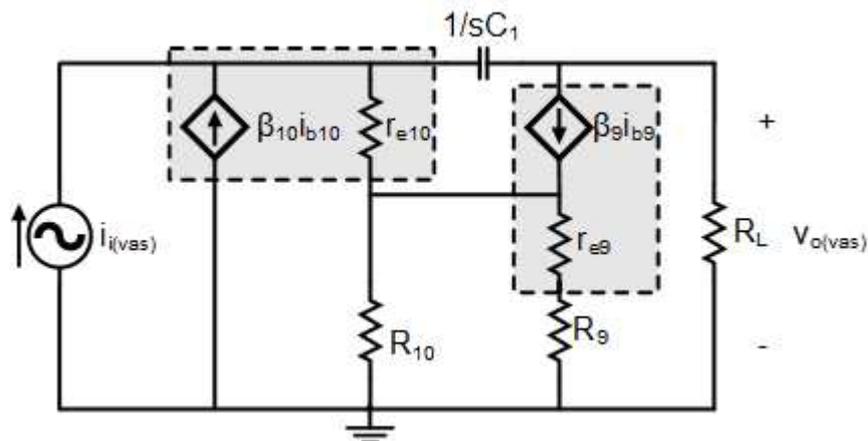
A análise do estágio baseia-se no modelo de pequenos sinais (modelo T) dos transistores. Com o modelo é possível realizar a construção de um circuito para a análise CA do estágio. Esse circuito é mostrado na Figura 23.

Figura 22 – Circuito do VAS.



Fonte: Autoria própria.

Figura 23 – Modelo de pequenos sinais para a análise CA do VAS.



Fonte: Autoria própria.

Para a obtenção do circuito da Figura 23 foram inseridos curtos-circuitos entre os terminais das fontes de tensão CC, os transistores Q_9 e Q_{10} foram substituídos pelos seus respectivos modelos de pequenos sinais, a corrente de entrada do estágio foi representada por uma fonte de corrente alternada ideal ($i_{i(vas)}$) e o estágio de saída (OPS) foi substituído por uma resistência equivalente (R_{ops}) que representa a carga do VAS.

Com o objetivo de obter a função de transferência do VAS foi aplicado a análise de malhas no circuito da Figura 23. Resolvendo o sistema linear resultante da análise de malhas e realizando algumas manipulações e simplificações obtém-se que a função de transferência tem uma forma dada por 68. E essa função de transferência

caracteriza as relações entre entrada (em corrente) e saída (em tensão) do VAS.

$$H_{VAS}(s) = \frac{v_{o(vas)}(s)}{i_{i(vas)}(s)} = \frac{b_0 s + b_1}{a_0 s + a_1} \quad (68)$$

Os coeficientes a_0 , a_1 , b_0 e b_1 são obtidos em função dos componentes do circuito e são dados pelas Equações 69, 70, 71 e 72.

$$a_0 = (((\beta_{10} + 1)(R_{ops} + R_9 + r_{e9})\beta_9 + (\beta_{10} + 1)(R_9 + r_{e9} + r_{e10}) + R_{ops})R_{10} \\ + ((\beta_{10} + 1)r_{e10} + R_{ops})(R_9 + r_{e9})(\beta_9 + 1))C_1 \quad (69)$$

$$a_1 = R_{10} + (\beta_9 + 1)(R_9 + r_{e9}) \quad (70)$$

$$b_0 = (\beta_{10} + 1)R_{ops}(((R_9 + r_{e9})\beta_9 + R_9 + r_{e9} + r_{e10})R_{10} + r_{10}(\beta_9 + 1)(R_9 + r_{e9}))C_1 \quad (71)$$

$$b_1 = -(\beta_{10} + 1)R_{ops}\beta_9 R_{10} \quad (72)$$

A resistência de carga refletida (R_{ops}) é determinada pela Equação 73. Nota-se que apesar da resistência de carga do amplificador ser constante, o estágio VAS opera com carga variável haja vista que o OPS apresenta um comportamento não linear.

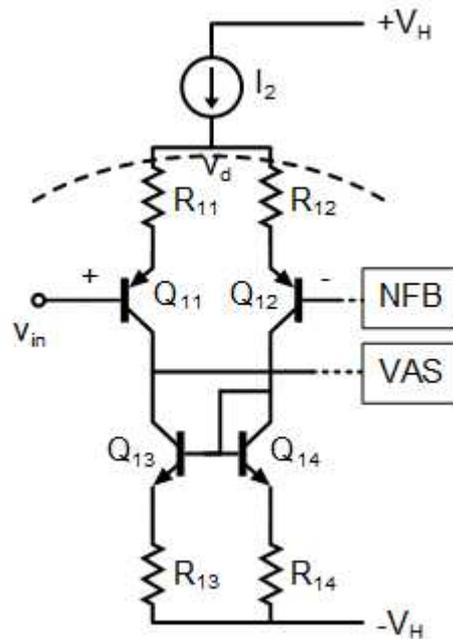
$$R_{ops} = \begin{cases} (\beta_{1,2} + 1)(\beta_{5,6} + 1)R_L & , 0 \leq \frac{V_O}{V_{Om\acute{a}x}} \leq \alpha \\ \frac{(\beta_{1,2}+1)(\beta_{3,4}+1)(\beta_{5,6}+1)(\beta_{7,8})}{(\beta_{1,2})(\beta_{5,6})+(\beta_{3,4})(\beta_{7,8})} R_L & , \alpha < \frac{V_O}{V_{Om\acute{a}x}} \leq 1 \end{cases} \quad (73)$$

Observa-se que todos os parâmetros (resistências, ganhos de corrente e capacitâncias) envolvidos nos cálculos de a_0 , a_1 , b_0 e b_1 são positivos, o que resulta em um zero que está localizado no semiplano positivo e um polo que está no semiplano negativo.

3.4 ANÁLISE DO ESTÁGIO DIFERENCIAL DE ENTRADA (IPS)

O circuito para o IPS é mostrado na Figura 24 e consiste na combinação de dois circuitos clássicos, sendo um deles um amplificador diferencial e o outro um espelho de corrente.

Figura 24 – Circuito do IPS.

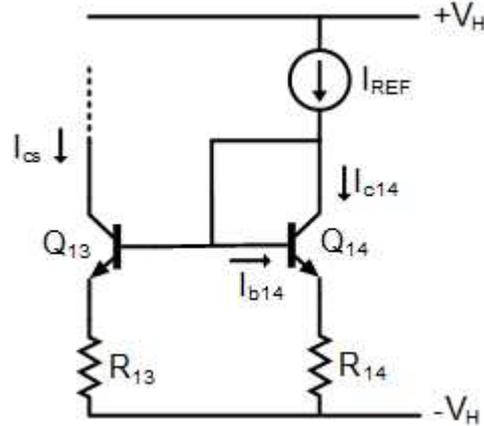


Fonte: Autoria própria.

Os componentes Q_{11} , Q_{12} , R_{11} e R_{12} constituem um amplificador diferencial de terminação simples com degeneração de emissor. Os transistores Q_{13} e Q_{14} juntamente com R_{13} e R_{14} constituem um espelho de corrente com degeneração de emissor que forma uma carga ativa na saída do amplificador diferencial. A polarização do estágio é realizada pela fonte corrente I_2 .

É conveniente realizar a análise do IPS mostrado na Figura 24 por segmentos do circuito. Primeiramente, será apresentada a análise do espelho de corrente. A Figura 25 mostra o espelho de corrente isoladamente sendo polarizado por uma fonte de corrente constante (I_{REF}).

Figura 25 – Circuito espelho de corrente com degeneração de emissor.



Fonte: Autoria própria.

Os circuitos espelhos de corrente possuem a função de espelhar um determinado valor de corrente (nesse caso I_{REF}) de um ponto do circuito em outro ponto. Se um determinado valor de corrente for fornecido para Q_{14} , esse mesmo valor de corrente deverá ser absorvido por Q_{13} em seu coletor. Para esse circuito é desejável o máximo grau de casamento entre os transistores e resistores que formam o espelho. Portanto, para a análise a seguir é considerado que os transistores Q_{13} e Q_{14} são exatamente iguais, assim como os resistores R_{13} e R_{14} .

A circulação de corrente em Q_{14} em decorrência da fonte de corrente I_{REF} estabelece uma tensão base-emissor sobre Q_{14} e uma tensão sobre o resistor R_{14} . Essas duas tensões são aplicadas sobre os terminais de base e emissor de Q_{13} e sobre o resistor R_{13} . Devido ao casamento entre os elementos as tensões de base-emissor de Q_{13} e Q_{14} são iguais, o que resulta em uma corrente no coletor de Q_{13} que é igual a I_{c14} . Com base no circuito e nas considerações apresentadas é possível escrever a Equação 74.

$$I_{REF} = I_c + \frac{2I_c}{\beta} \quad (74)$$

E como $I_c = I_{cs}$, encontra-se a razão de transferência de corrente do espelho de corrente a partir da Equação 75.

$$\frac{I_{cs}}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (75)$$

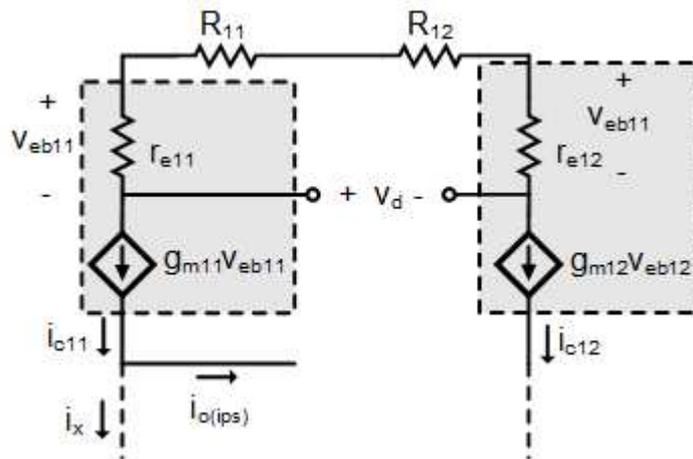
Observa-se pela Equação 75 que para valores elevados de β (que geralmente é o caso, haja vista que os valores típicos de β estão na ordem das dezenas e cen-

tenas), a razão de transferência é aproximadamente unitária, o que significa que I_{cs} possui um valor muito próximo de I_{REF} , comprovando assim o funcionamento do espelho de corrente.

A colocação dos resistores R_{13} e R_{14} no circuito da Figura 25 possui o propósito de compensar possíveis descasamentos entre os transistores Q_{13} e Q_{14} .

A análise do amplificador diferencial em conjunto com os resultados da análise do espelho de corrente permite obter a função de transferência para o IPS. Para analisar o amplificador diferencial utilizou-se novamente do modelo de pequenos sinais dos transistores. A Figura 26 mostra o modelo utilizado.

Figura 26 – Modelo de pequenos sinais do amplificador diferencial.



Fonte: Autoria própria.

Para o modelo apresentado a corrente de coletor de Q_{11} é obtida pela Equação 76.

$$i_{c11} = g_{m11}v_{eb11} \quad (76)$$

E, por inspeção, a tensão emissor-base de Q_{11} é obtida pela Equação 77.

$$v_{eb11} = -\frac{r_{e11}v_d}{(r_{e11} + r_{e12}) + (R_{11} + R_{12})} \quad (77)$$

$$i_{c11} = -\frac{g_{m11}r_{e11}v_d}{(r_{e11} + r_{e12}) + (R_{11} + R_{12})} \quad (78)$$

De forma análoga a corrente no coletor de Q_{14} pode ser obtida. O resultado é dado pela Equação 81.

$$i_{c12} = g_{m12}v_{eb12} \quad (79)$$

$$v_{eb12} = \frac{r_{e12}v_d}{(r_{e11} + r_{e12}) + (R_{11} + R_{12})} \quad (80)$$

$$i_{c12} = \frac{g_{m12}r_{e12}v_d}{(r_{e11} + r_{e12}) + (R_{11} + R_{12})} \quad (81)$$

A corrente de saída do estágio é obtida por meio da Equação 82.

$$i_{o(ips)} = i_{c1} - i_x \quad (82)$$

Baseando-se na operação do espelho de corrente sabe-se que a corrente i_x é um espelho de i_{c12} , ou seja, vale a Equação 83.

$$i_x = i_{c2} \quad (83)$$

E, portanto, obtém-se a expressão para a corrente de saída do IPS, dada pela Equação 85.

$$i_{o(ips)} = i_{c1} - i_{c2} \quad (84)$$

$$i_{o(ips)} = -\frac{g_{m11}r_{e11}v_d}{(r_{e11} + r_{e12}) + (R_{11} + R_{12})} - \frac{g_{m12}r_{e12}v_d}{(r_{e11} + r_{e12}) + (R_{11} + R_{12})} \quad (85)$$

A Função de Transferência do IPS é obtida através da razão entre a corrente de saída e a tensão diferencial de entrada. Assim, tem-se a Equação 86.

$$H_{IPS}(s) = \frac{i_{o(ips)}}{v_d} = -\frac{g_{m11}r_{e11} + g_{m12}r_{e12}}{(r_{e11} + r_{e12}) + (R_{11} + R_{12})} \quad (86)$$

Quando $g_{m11} = g_{m12}$, $r_{e11} = r_{e12}$ e $R_{e11} = R_{e12}$, tem-se a Equação 87.

$$H_{IPS}(s) = -\frac{g_{m11}r_{e11}}{r_{e11} + R_{11}} = -\frac{g_{m12}r_{e12}}{r_{e12} + R_{12}} \quad (87)$$

Os produtos $g_{m11}r_{e11}$ e $g_{m12}r_{e12}$ são iguais ao α de seus respectivos transistores, porém α é muito próximo da unidade. Logo, a Função de Transferência do IPS é dada pela Equação 88.

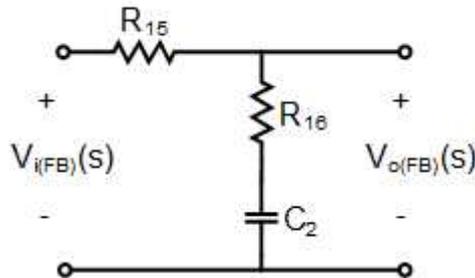
$$H_{IPS}(s) = -\frac{1}{r_{e11} + R_{11}} = -\frac{1}{r_{e12} + R_{12}} \quad (88)$$

H_{ips} também pode ser entendida como sendo a transcondutância (g_m) do IPS.

3.5 ANÁLISE DA REDE DE REALIMENTAÇÃO

Em um amplificador realimentado, a tensão de entrada do IPS é comparada com uma versão atenuada da saída obtida pela rede de realimentação (mostrada na Figura 27). O capacitor C_2 possui a função de reduzir o ganho global do amplificador para um valor próximo da unidade em CC, reduzindo o *offset* na saída do amplificador.

Figura 27 – Rede de realimentação do amplificador de potência.



Fonte: Autoria própria.

A função de transferência desse circuito é obtida por inspeção. O resultado é dado pela Expressão 89.

$$B(s) = \frac{V_{o(FB)}(s)}{V_{i(FB)}(s)} = \frac{R_{16} + \frac{1}{sC_2}}{R_{16} + R_{15} + \frac{1}{sC_2}} \quad (89)$$

Realizando algumas manipulações, obtém-se a Expressão 90.

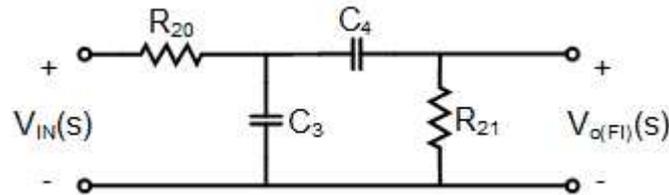
$$B(s) = \frac{sR_{16}C_2 + 1}{s(R_{16} + R_{15})C_2 + 1} \quad (90)$$

3.6 ANÁLISE DO FILTRO DE ENTRADA

A Figura 28 mostra o circuito de um filtro passa-faixa utilizado na entrada do amplificador. O circuito é composto por um filtro passa-baixa, formado por R_{20} e C_3 ,

em cascata com um filtro passa-alta, formado por R_{21} e C_4 . Além de compor o filtro, o resistor R_{21} também possui a função de prover um caminho para a corrente de polarização de base para o transistor Q_{11} do IPS.

Figura 28 – Filtro passa-faixa de entrada.



Fonte: Autoria própria.

No contexto de amplificadores, o filtro passa-baixa da entrada é referido como filtro ultrasônico, e o filtro passa-alta como filtro subsônico. De acordo com (SELF, 2009), o primeiro filtro é geralmente utilizado como proteção para o amplificador de potência e para os alto-falantes contra oscilações em alta frequência, e o segundo possui a função de proteger o alto-falante contra as baixas frequências que podem causar excursões excessivas do cone.

A função de transferência para esse filtro foi obtida por inspeção do circuito da Figura 28, aplicando sucessivamente a regra do divisor de tensão. O resultado é dado pela Expressão 91.

$$H_{FI}(s) = \frac{V_{O(FI)}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\left(\frac{(R_{21} + \frac{1}{sC_4})(\frac{1}{sC_3})}{(R_{21} + \frac{1}{sC_4}) + (\frac{1}{sC_3})} \right)}{\left(R_{20} + \frac{(R_{21} + \frac{1}{sC_4})(\frac{1}{sC_3})}{(R_{21} + \frac{1}{sC_4}) + (\frac{1}{sC_3})} \right)} \left(\frac{R_{21}}{R_{21} + \frac{1}{sC_4}} \right) \quad (91)$$

Após um processo de manipulação e simplificação, a função de transferência do filtro é dada pela Expressão 92.

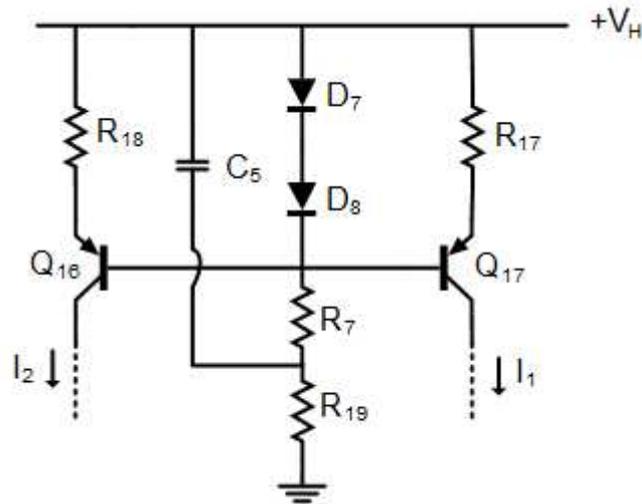
$$H_{FI}(s) = \frac{R_{21}C_4s}{(C_3C_4R_{20}R_{21})s^2 + ((R_{20} + R_{21})C_4 + C_3R_{20})s + 1} \quad (92)$$

3.7 ANÁLISE DAS FONTES DE CORRENTE

As fontes de corrente são necessárias para a polarização dos estágios do amplificador de potência. Uma das possíveis implementações para circuitos de fonte

de corrente é mostrado na Figura 29.

Figura 29 – Implementação das fontes de corrente I_1 e I_2 .



Fonte: Autoria própria.

O circuito da Figura 29 consiste em duas fontes de corrente. Cada um dos transistores (Q_{16} e Q_{17}) e seus respectivos resistores de emissor (R_{18} e R_{17}) formam o bloco construtivo básico de cada uma das fontes de corrente. Os diodos D_7 e D_8 são polarizados diretamente e, juntamente com os resistores R_7 e R_{19} , fornecem uma referência de tensão para a base dos transistores.

Assumindo a hipótese simplificativa de que as junções PN dos diodos e transistores são de silício, e a tensão direta de cada diodo é igual a tensão base-emissor de cada um dos transistores, as correntes I_1 e I_2 são determinadas aproximadamente pelas Equações 93 e 94.

$$I_1 = \frac{0,7}{R_{17}} \quad (93)$$

$$I_2 = \frac{0,7}{R_{18}} \quad (94)$$

4 PROJETO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM OPERAÇÃO CLASSE G

4.1 ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

As especificações para o projeto do amplificador de potência classe G são apresentadas na Tabela 2. A potência especificada é típica de sistemas para monitoramento som produzido pelos músicos durante ensaios e apresentações. O ganho escolhido é usual para amplificadores de potência para áudio, assim como o *Slew Rate* especificado é comum para sistemas com o nível de potência proposto. E a resposta em frequência é determinada a partir do espectro de frequências audíveis do ser humano.

Tabela 2 – Especificações de projeto para o amplificador classe G.

Especificação	Valor
Potência Nominal de Saída P_{nom} (@ $Z_L = 8 \Omega$)	250 W
Ganho	30 dB
<i>Slew Rate</i>	75 V/ μ s
Resposta em Frequência	20 Hz - 20 kHz

Fonte: Autoria própria.

4.2 SELEÇÃO DE α

A escolha de α será baseada nas informações fornecidas na subseção 3.2.2 e no Apêndice A. A metodologia adotada para a especificação de um valor para α consiste em determinar o valor médio do fator de crista para diversos sinais. Conhecendo o valor médio do fator de crista, realiza-se uma consulta na Tabela 1 da subseção 3.2.2 para descobrir o valor de α que resulta no máximo rendimento para esse fator de crista.

A amostra de sinais é composta de músicas, haja vista que devido à aplicação na qual esse amplificador está inserido esses são os sinais que tipicamente estarão presentes. Escolheu-se uma amostra de 85 músicas que, em sua maioria, são do gênero musical Rock. Vale ressaltar que o fator de crista possui uma relação com o gênero musical.

Para a realização do cálculo do fator de crista de cada elemento da amostra utilizou-se o *software* MATLAB®. Os arquivos no formato mp3 são lidos através da função *audioread(filename)*, que retorna uma matriz com os dados referentes aos dois

canais de áudio de cada arquivo. Dessa forma, os 85 elementos da amostra de sinais resultarão em 170 fatores de crista.

Após a realização dos cálculos obteve-se um valor médio dos fatores de crista igual a 14,3. Porém, como a Tabela 1 da subseção 3.2.2 apresenta apenas valores inteiros para o fator de crista, é necessário arredondar o valor obtido, resultando em um valor igual a 14. Com isso, especifica-se um α igual a 0,39 para obter o máximo rendimento médio.

$$\alpha = 0,39 \quad (95)$$

4.3 CÁLCULO DAS TENSÕES DOS TRILHO

Para determinar as tensões dos trilhos de alimentação (V_L e V_H) são utilizadas as Equações 39 e 40 da subseção 3.2.1 que, por comodidade, são reescritas na presente seção.

$$V_L = \alpha V_{Omáx} + V_{CEsat} \quad (96)$$

$$V_H = V_{Omáx} + 2V_{CEsat} \quad (97)$$

O valor da tensão de $V_{Omáx}$ é obtido em função da potência nominal de saída e é dada pela Equação 98.

$$V_{Omáx} = \sqrt{2Z_L P_{nom}} = 63,25V \quad (98)$$

A tensão de saturação dos transistores bipolares de potência depende do dispositivo escolhido, mas como ainda não foi realizada a seleção dos dispositivos será adotado um valor típico, que é na ordem de 3 V.

$$V_{CEsat} = 3V \quad (99)$$

Substituindo esses valores de $V_{Omáx}$, V_{CEsat} e α nas Equações 96 e 97, determina-se V_L e V_H .

$$V_L = 27,67V \quad (100)$$

$$V_H = 69,25V \quad (101)$$

A tensão V_L será arredondada, enquanto que em V_H será aplicado um fator de segurança para assegurar que seja possível obter a potência máxima na saída do amplificador, haja vista que para picos negativos da tensão de saída, o transistor Q_9 pode saturar e não permitir que a tensão de saída atinja seu valor máximo em potência nominal. Os novos valores serão designados por V_{L^*} e V_{H^*} .

$$V_{L^*} = 28V \quad (102)$$

$$V_{H^*} = 71V \quad (103)$$

4.4 PROJETO DA FONTE DE CORRENTE I_1

O projeto das fontes de corrente é iniciado com a determinação dos resistores R_7 e R_{19} , que possuem a função de polarizar diretamente os diodos D_7 e D_8 . Assumindo a hipótese simplificativa de que os ganhos de corrente dos transistores Q_{16} e Q_{17} são elevados, e desse modo as correntes de base são desprezíveis, especifica-se uma corrente para os diodos D_7 e D_8 suficiente para que a tensão sobre cada um atinja aproximadamente $0,7V$. Assim sendo, R_7 e R_{19} são obtidos através da Equação 104.

$$R_7 = R_{19} = \frac{V_H - 1,4}{2I_{D7-8}} \quad (104)$$

Escolhendo os diodos 1N4148 e especificando uma corrente de $10 mA$ para D_7 e D_8 .

$$R_7 = R_{19} = 3480 \Omega \quad (105)$$

Realizando a aproximação comercial, obtêm-se:

$$R_{7^*} = R_{19^*} = 3600 \Omega \quad (106)$$

$$I_{D7-8^*} = 9,67 mA \quad (107)$$

O capacitor C_5 não é crítico, sendo determinado de modo que satisfaça a relação a seguir.

$$C_5 \gg \frac{1}{R_{7,19} f_{os}} \quad (108)$$

Na Expressão 108, o termo f_{os} é a frequência da ondulação da tensão da fonte de alimentação, igual a 120 Hz .

$$C_5 \gg 2,31 \mu F \quad (109)$$

Adotando um valor aproximadamente 20 vezes maior, obtém-se o capacitor C_5 .

$$C_5 = 47 \mu F \quad (110)$$

Os papéis da fonte de corrente I_1 no circuito do amplificador são os seguintes: colocar os diodos Zener D_5 e D_6 para operarem na região de ruptura, fornecer corrente para a polarização do circuito multiplicador de V_{be} e para o VAS e suprir os picos de corrente na base dos transistores Q_5 e Q_7 .

Especificando uma corrente mínima para a polarizar o diodo D_5 e o multiplicador de V_{be} , deve-se calcular a corrente I_1 de modo a respeitar essas especificações.

$$I_{D5}[\text{min}] = 10 \text{ mA} \quad (111)$$

$$I_{V_{be}}[\text{min}] = 5 \text{ mA} \quad (112)$$

Os picos de corrente na base de Q_5 e Q_7 ocorrem quando a tensão instantânea na saída do OPS atinge seu pico e, portanto, fornece a máxima corrente para a carga. Essas correntes de base são determinadas, respectivamente, pelas Equações 113 e 114.

$$I_{b5}[\text{max}] = \frac{I_{O\text{max}}}{(\beta_5[\text{min}] + 1)(\beta_1[\text{min}] + 1)} \quad (113)$$

$$I_{b7}[\text{max}] = \frac{I_{O\text{max}}}{(\beta_7[\text{min}] + 1)(\beta_3[\text{min}] + 1)} \quad (114)$$

A corrente máxima de saída é determinada pela Equação 115.

$$I_{Omax} = \frac{V_{Omax}}{Z_L} = 7,906A \quad (115)$$

O ganho de corrente dos transistores de junção bipolar é um parâmetro que depende de diversos fatores como temperatura, corrente de coletor e tensão entre coletor e emissor. Assim sendo, para determinar $I_{b5}[max]$ e $I_{b7}[max]$ deve-se utilizar o valor de pior caso.

Os transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 , Q_6 , Q_7 e Q_8 são transistores de potência, e por isso podem possuir ganhos de corrente muito reduzidos. Para esse projeto considera-se que todos esses transistores possuem um ganho mínimo igual a 35.

Portanto, as correntes de base mínimas de Q_5 e Q_7 são dadas pela Equação 116.

$$I_{b5}[max] = I_{b7}[max] = \frac{7,906}{(35 + 1)(35 + 1)} = 6,1 mA \quad (116)$$

Para atender os requisitos mínimos de corrente em D_5 e no multiplicador de V_{be} , as Inequações 117 e 118 devem ser simultaneamente satisfeitas.

$$I_1 \geq I_{D5}[min] + I_{b7}[max] \quad (117)$$

$$I_1 \geq I_{Vbe}[min] + I_{b5}[max] + I_{b7}[max] \quad (118)$$

Desse modo, as duas inequações são satisfeitas quando $I_1 \geq 17,2 mA$.

$$I_1 \geq 17,2 mA \quad (119)$$

É realizada a substituição da Equação 93 na Inequação 119, e o resultado é expresso pela Inequação 120 e permite determinar o valor do resistor R_{17} .

$$R_{17} \leq \frac{0,7}{0,0172} \quad (120)$$

$$R_{17} \leq 40,7 \Omega \quad (121)$$

O valor comercial de resistor mais próximo é 39Ω .

$$R_{17*} = 39 \Omega \quad (122)$$

E a corrente I_{1*} para esse valor de resistência é dado pela Equação 123.

$$I_{1*} = \frac{0,7}{39} = 17,9 \text{ mA} \quad (123)$$

O transistor Q_{17} deve ser um transistor de alta tensão. Assim, optou-se pelo uso do transistor MJE350.

4.5 PROJETO DO VAS

A corrente quiescente no coletor do transistor Q_9 é igual a I_1 e, portanto, sua resistência intrínseca é dada pela Equação 124.

$$r_9 = \frac{\alpha_9 V_T}{I_1} \quad (124)$$

Tipicamente o valor de α para os transistores é muito próximo da unidade, dessa forma, a Equação 124 pode ser aproximada pela Equação 125.

$$r_9 = \frac{V_T}{I_1} = 1,4 \Omega \quad (125)$$

O emissor do transistor Q_9 é degenerado através do resistor R_9 para reduzir as não linearidades inerentes do VAS. Arbitrando um fator de degeneração de 7:1, determina-se o valor de R_9 por meio da Equação 126.

$$R_9 = 7r_9 = 9,8 \Omega \quad (126)$$

$$R_{9*} = 10 \Omega \quad (127)$$

A corrente através do resistor R_{10} é determinada aproximadamente pela Equação 128.

$$I_{10} = \frac{R_9 I_1 + 0,7}{R_{10}} \quad (128)$$

O transistor Q_9 possui uma capacitância C_{cb9} na junção coletor-base que, embora não tenha sido considerada no modelo deduzido para o VAS, deve ser levada em consideração no projeto, pois impõe limitações na taxa de variação de saída do VAS. O resistor R_{10} assume o papel de fornecer um caminho para a circulação da corrente em C_{cb9} quando ocorrem variações positivas na tensão de saída do VAS.

Optou-se pela utilização do transistor MJE340 para Q_9 .

Assumindo um valor de pior caso (máximo) para a C_{cb9} igual 10 pF , e arbitrando-se um taxa de variação com uma elevada margem de segurança igual a $200 \text{ V}/\mu\text{s}$, é possível determinar I_{10} através da Equação 129.

$$I_{10} = C_{cb9}SR = 2 \text{ mA} \quad (129)$$

A resistência intrínseca de Q_{10} é obtida pela Equação 130.

$$r_{10} = \frac{(\beta_9 + 1)V_T}{(\beta_9 + 1)I_{10} + I_9} \quad (130)$$

Para valores elevados de β_9 vale a aproximação dada pela Equação 131.

$$r_{10} = \frac{V_T}{I_{10}} = 12.5 \Omega \quad (131)$$

Isolando R_{10} na Equação 128, têm-se a Equação 132.

$$R_{10} = 439,5 \Omega \quad (132)$$

$$R_{10*} = 430 \Omega \quad (133)$$

Para Q_{10} optou-se pela utilização do transistor MPSA42.

A determinação do capacitor de compensação C_1 é realizada em função de uma frequência de cruzamento de ganho (f_{cg}), do ganho de malha fechada (T) e da transcondutância (g_m) do IPS. A Equação 134 explicita essa relação.

$$C_1 = \frac{g_m}{2\pi f_{cg}T} \quad (134)$$

Segundo (CORDELL, 2010), a especificação de f_{cg} trata-se uma *trade-off* entre distorção e estabilidade, para valores reduzidos de f_{cg} a distorção é elevada, e

para valores elevados de f_{cg} a estabilidade é comprometida, sendo que para a maioria dos amplificadores de potência para áudio f_{cg} está compreendida entre 200 kHz e 2 MHz .

Arbitrando uma frequência de cruzamento de ganho de 750 kHz e especificando uma transcondutância (g_m) igual a 10 mS , determina-se o capacitor C_1 .

$$C_1 = 68,5\text{ pF} \quad (135)$$

$$C_{1*} = 68\text{ pF} \quad (136)$$

$$f_{cg*} = 755004\text{ Hz} \quad (137)$$

4.6 PROJETO DA FONTE DE CORRENTE I_2

A corrente I_2 possui influência tanto no estágio de entrada (IPS) quanto no estágio intermediário (VAS). No IPS, I_2 influi sobre a resistência intrínseca de emissor dos transistores Q_{11} e Q_{12} e, portanto, atua no ganho. E no VAS, I_2 impõe a limitação de variação de tensão (*slew rate*) na saída do estágio, e conseqüentemente do amplificador.

Apesar de I_2 afetar a função de transferência do IPS, vale lembrar que o amplificador diferencial possui degeneração de emissor com resistores externos (R_{11} e R_{12}) e, desse modo, para um projeto adequado (resistências de degeneração muito maior do que as resistências intrínsecas) o ganho do IPS torna-se praticamente insensível às resistências intrínsecas e, portanto, a I_2 . Posto isso, a determinação de I_2 será realizada apenas em função do *slew rate* especificado para o projeto.

O capacitor C_1 necessita ser carregado ou descarregado à medida que a tensão de saída do VAS varia. Existe uma corrente finita para efetuar essas cargas e descargas, acarretando em uma taxa máxima de carga e descarga. O resultado disso é uma limitação na taxa de variação da tensão de saída (*slew rate*). Assumindo a hipótese simplificativa de que o único fator limitante para o *slew rate* (SR) seja devido à

corrente I_2 , o SR é dado pela Equação 138.

$$SR = \frac{I_2}{C_1} \quad (138)$$

$$I_2 = (75 \text{ V}/\mu\text{s})(68 \text{ pF}) = 5,10 \text{ mA} \quad (139)$$

Substituindo a Equação 139 na Equação 94, determina-se R_{18} através da Equação 140.

$$R_{18} = \frac{0,7}{I_2} = 137,3 \Omega \quad (140)$$

$$R_{18}^* = 130 \Omega \quad (141)$$

$$I_{2}^* = \frac{0,7}{R_{18}} = 5,38 \text{ mA} \quad (142)$$

Optou-se pela utilização do transistor MPSA92 para o Q_{16} .

4.7 PROJETO DO IPS

Os resistores R_{13} e R_{14} são escolhidos de modo que exista uma queda de tensão sobre eles suficiente para compensar possíveis diferenças entre a tensão base-emissor de Q_{13} e Q_{14} , devido a descasamentos que possam existir entre esses transistores. Essa compensação é importante para assegurar que as correntes I_{C13} e I_{C14} sejam o mais próximo possível entre si.

Arbitrando-se um valor conservador de tensão igual a 250 mV sobre R_{13} e R_{14} , e conhecendo a corrente quiescente que circula através deles, é possível determiná-los por meio da Equação 143.

$$R_{13} = R_{14} = \frac{0,5}{I_2} = 92,9 \Omega \quad (143)$$

$$R_{13}^* = R_{14}^* = 91 \Omega \quad (144)$$

A resistência de emissor de Q_{11} e Q_{12} depende da polarização cc e da tensão térmica (V_T), podendo seu valor ser determinado pela Equação 145.

$$r_{e11} = r_{e12} = \frac{2V_T}{I_2} \quad (145)$$

$$r_{e11} = r_{e12} = \frac{0,05}{I_2} = 9,3 \Omega \quad (146)$$

Os resistores de degeneração R_{11} e R_{12} são determinados pela Equação 147.

$$R_{11} = R_{12} = \frac{1}{g_m} - r_{e11,e12} = 91 \Omega \quad (147)$$

Para Q_{11} e Q_{12} optou-se pela utilização dos transistores MP5A92, e para Q_{13} e Q_{14} o transistor MP5A42.

4.8 PROJETO DO ESTÁGIO DE SAÍDA (OPS)

O projeto do OPS é iniciado pelo circuito multiplicador de V_{be} , que provê a tensão de polarização do estágio. Observando-se a Equação 16, nota-se que a tensão de polarização mínima ocorre quando o trimpot R_6 está ajustado para uma resistência nula, que resulta em um valor de tensão dado pela Equação 148.

$$V_{V_{be}[min]} = 0,7 V \quad (148)$$

Especificando um valor máximo para $V_{V_{be}}$ igual a soma das tensões nas junções dos transistores Q_1 , Q_2 , Q_5 e Q_6 quando estão na região ativa adicionado a 50% desse valor para permitir uma boa margem de ajuste, tem-se a Equação 149.

$$V_{V_{be}[max]} = 1,5(V_{beQ1} + V_{ebQ2} + V_{beQ5} + V_{ebQ6}) = 4,2 V \quad (149)$$

Assumindo que a corrente que circula em R_6 e R_8 deve ser igual a 10% da corrente que chega ao multiplicador de $V_{V_{be}}$ é possível determinar esses componentes. Para os cálculos a seguir é considerado que a corrente que polariza o multiplicador é igual a I_1 .

$$I_{R6-8} = 0,1I_1 = 1,79 mA \quad (150)$$

O resistor R_8 é determinado utilizando a Equação 14.

$$R_8 = \frac{0,7}{I_{R6-8}} = 391,1 \Omega \quad (151)$$

$$R_{8*} = 390 \Omega \quad (152)$$

Substituindo o valor de $V_{vbe[max]}$ e R_8 na Equação 16, determina-se R_6 .

$$R_6 = \left(\frac{V_{vbe[max]}}{0,7} - 1 \right) R_8 = 1950 \Omega \quad (153)$$

$$R_{6*} = 2000 \Omega \quad (154)$$

$$V_{vbe[max]}* = 4,29 V \quad (155)$$

Apesar de não ser necessária a utilização de um transistor de potência para Q_{15} , optou-se pela utilização do transistor MJE340 pois seu encapsulamento facilita a fixação em dissipador de calor.

Os diodos D_5 e D_6 são iguais e a tensão sobre eles quando estão na região de ruptura deve ser escolhida de modo que garantam que o transistor Q_3 comece a conduzir antes que Q_1 sature em um semiciclo positivo de tensão de saída e, de forma análoga para um semiciclo negativo, Q_4 inicie sua condução antes que Q_2 sature.

Se a tensão dos diodos D_5 e D_6 for excessivamente reduzida, o requisito supracitado não é atendido. Em contrapartida, se a tensão for excessivamente elevada, os transistores Q_3 e Q_4 começam a conduzir de forma antecipada, resultando em uma dissipação de potência desnecessária em Q_1 e Q_2 . Usualmente, a literatura recomenda o uso de diodos de 3,6 V para essa configuração de circuito de amplificador classe G. Desse modo, tem-se a Equação 156.

$$V_{D5-6} = 3,6 V \quad (156)$$

Optou-se pela utilização do diodo 1N5227 para D_5 e D_6 .

Os resistores R_1 e R_2 são determinados em função da tensão quiescente necessária para garantir a estabilidade térmica do estágio e da corrente quiescente desejada para a operação do amplificador. De um modo geral, quanto maior forem os

resistores R_1 e R_2 , mais difícil será a ocorrência de instabilidade térmica nos transistores de saída, porém a dissipação de potência também aumenta, reduzindo assim o rendimento do amplificador. Segundo a literatura aponta, alguns décimos de Volt sobre o conjunto série R_1 e R_2 já são capazes de estabilizar termicamente os transistores da saída.

Sendo assim, arbitra-se uma tensão quiescente igual a 35 mV sobre os dois resistores e especifica-se uma corrente quiescente igual a 120 mA .

$$V_q = 35\text{ mV} \quad (157)$$

$$I_q = 120\text{ mA} \quad (158)$$

Os resistores R_1 e R_2 podem ser determinados por meio da Equação 159.

$$R_1 = R_2 = \frac{V_q}{2I_q} = 146\text{ m}\Omega \quad (159)$$

$$R_{1*} = R_{2*} = 0,15\ \Omega \quad (160)$$

$$I_{q*} = 119,8\text{ mA} \quad (161)$$

O resistor R_5 é determinado a partir da especificação da corrente quiescente para o *driver*.

$$I_{qd} = 7\text{ mA} \quad (162)$$

Desprezando a tensão quiescente sobre os resistores R_1 e R_2 , o resistor R_5 pode ser determinado pela Equação 163

$$R_5 = \frac{1,4}{I_{qd}} = 200\ \Omega \quad (163)$$

Os resistores R_3 e R_4 são essenciais para que os pares Darlington Q_7 - Q_3 e Q_8 - Q_4 possam entrar na região de corte rapidamente, haja vista que sem esses resistores as configurações Q_7 - Q_3 e Q_8 - Q_4 tendem a agir como transistores lentos, pois Q_7 não pode levar Q_3 à região de corte rapidamente, e da mesma forma ocorre com Q_8 e Q_4 . Isso acontece porque para que ocorra a mudança da região de operação

é necessário injetar carga na junção, porém como essa corrente é negativa ela precisa de um caminho alternativo para circular. Os resistores possuem a função de prover esse caminho.

O valor de R_3 e R_4 é escolhido de forma que a corrente de fuga dos transistores Q_7 e Q_8 cause uma queda de tensão inferior a $0,7\text{ V}$ sobre os resistores, e de modo que não consumam uma corrente muito elevada se comparada à corrente de base de Q_3 e Q_4 . Geralmente, a corrente de fuga dos transistores está compreendida entre nanoampères a centenas de microampères, dependendo do transistor. Assumindo um valor conservador de pior caso para a corrente de fuga igual a $700\ \mu\text{A}$, tem-se a Inequação 164.

$$R_{3,4} < \frac{0,7}{700\ \mu\text{A}} \quad (164)$$

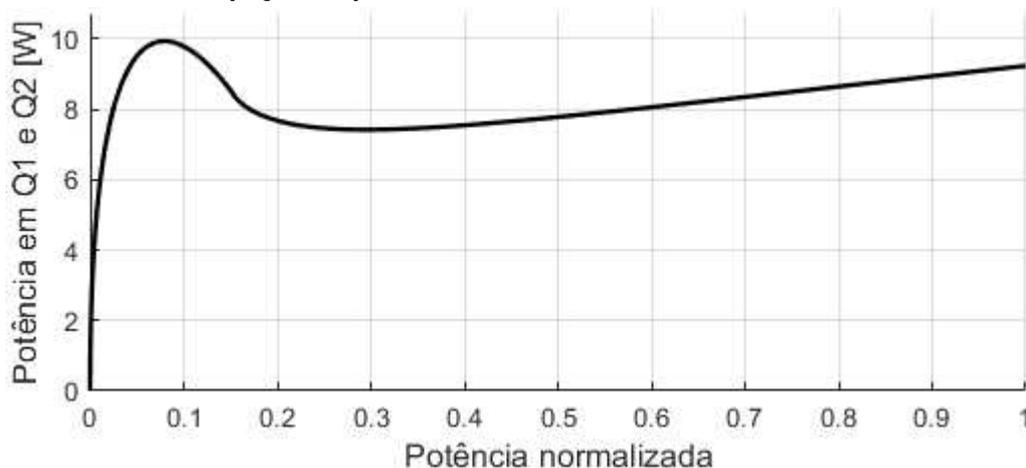
$$R_{3,4} < 1\ \text{k}\Omega \quad (165)$$

Arbitrando-se um valor de 10% desse limite superior, tem-se a Equação 166.

$$R_3 = R_4 = 100\ \Omega \quad (166)$$

O Gráfico 1 é o gráfico da potência dissipada nos transistores Q_1 e Q_2 dado em função da potência de saída normalizada.

Gráfico 1 – Perfil de dissipação de potência em Q_1 e Q_2 .



Fonte: Autoria própria.

Para as especificações e parâmetros considerados, o ponto de máxima dissipação ($9,9\text{ W}$) ocorre em uma potência de saída de $7,9\%$ da potência nominal. No

entanto, constatou-se que para valores mais elevados de V_{CEsat} o ponto de máximo global ocorre em potência nominal. Desse modo, é importante realizar a construção do gráfico para avaliar se o máximo ocorre em algum ponto intermediário ou se ocorre em potência nominal.

As Equações 167, 168 e 169 fornecem o pior caso para as grandezas de interesse para o dimensionamento de Q_1 e Q_2 .

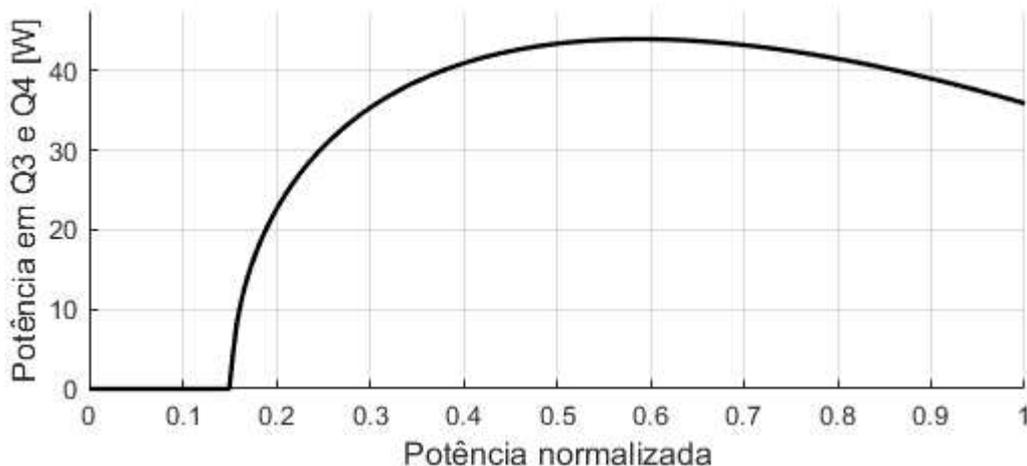
$$V_{ceQ1}[max] = V_{ecQ2}[max] = 91,25 V \quad (167)$$

$$I_{cQ1}[med] = I_{cQ2}[med] = 2,52 A \quad (168)$$

$$I_{cQ1}[max] = I_{cQ2}[max] = 7,91 A \quad (169)$$

O perfil de dissipação para os transistores Q_3 e Q_4 é mostrado no Gráfico 2.

Gráfico 2 – Perfil de dissipação de potência em Q_3 e Q_4 .



Fonte: Autoria própria.

Para Q_1 e Q_2 , a máxima dissipação em cada dispositivo é de 44 W e ocorre em 59% da potência nominal.

As Equações 170, 171 e 172 fornecem o pior caso para as grandezas de interesse para o dimensionamento de Q_3 e Q_4 .

$$V_{ceQ3}[max] = V_{ecQ4}[max] = 43 V \quad (170)$$

$$I_{cQ3}[med] = I_{cQ4}[med] = 2,31 A \quad (171)$$

$$I_{cQ3}[max] = I_{cQ4}[max] = 7,91 A \quad (172)$$

Escolheu-se o transistor 2SC3281 para Q₁ e Q₃, e seu complementar 2SA1302 para Q₂ e Q₄.

As Equações 173, 174 e 175 fornecem pior caso das grandezas de dimensionamento dos transistores Q₅ e Q₆.

$$V_{ceQ5}[max] = V_{ecQ6}[max] = 91,95 V \quad (173)$$

$$I_{cQ5}[med] = I_{cQ6}[med] = 76,9 mA \quad (174)$$

$$I_{cQ5}[max] = I_{cQ6}[max] = 219,6 mA \quad (175)$$

As Equações 176, 177 e 178 fornecem pior caso das grandezas de dimensionamento dos transistores Q₇ e Q₈.

$$V_{ceQ7}[max] = V_{ecQ8}[max] = 43 V \quad (176)$$

$$I_{cQ7}[med] = I_{cQ8}[med] = 64,4 mA \quad (177)$$

$$I_{cQ7}[max] = I_{cQ8}[max] = 219,6 mA \quad (178)$$

Escolheu-se o transistor MJE340 para Q₅ e Q₇, e o seu complementar MJE350 para Q₆ e Q₈.

Para o dimensionamento dos diodos D₁, D₂, D₃ e D₄, as Equações 179, 180, 181, 182, 183 e 184 fornecem o valor de pior caso de cada grandeza.

$$V_{D1}[max] = V_{D2}[max] = 38,25 V \quad (179)$$

$$I_{D1}[med] = I_{D2}[med] = 0,98 A \quad (180)$$

$$I_{D1}[max] = I_{D2}[max] = 3,13 A \quad (181)$$

Optou-se pelo diodo 1N6650 para D_1 e D_2 .

$$V_{D3}[max] = V_{D4}[max] = 84,8 V \quad (182)$$

$$I_{D3}[med] = I_{D4}[med] = 2,1 mA \quad (183)$$

$$I_{D3}[max] = I_{D4}[max] = 7,1 mA \quad (184)$$

Optou-se pelo diodo BAV21 para D_3 e D_4 .

4.9 PROJETO DA REDE DE REALIMENTAÇÃO

Como foi deduzido na seção 3.1, o ganho de malha fechada de um amplificador realimentado é dado pela Expressão 185.

$$T(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)B(s)} \quad (185)$$

Partindo do pressuposto de que $A(s)B(s) \gg 1$, o termo unitário pode ser desprezado e a expressão para o ganho de malha fechada é simplificada. O resultado é dado pela Expressão 186

$$T(s) = \frac{1}{B(s)} \quad (186)$$

De fato, essa é a razão pela busca por um elevadíssimo ganho de malha aberta ($A(s)$) em amplificadores com realimentação negativa, pois assim, a suposição de que $A(s)B(s) \gg 1$ é facilmente satisfeita, e o ganho de malha fechada é determinado praticamente apenas da rede de realimentação.

Observando a função de transferência $B(s)$ apresentada na seção 3.5, nota-se a existência de um polo e de um zero, e também que o polo ocorre em uma frequência inferior à frequência em que ocorre o zero. Assim, variando-se a frequência de 0 até ∞ , ocorre inicialmente um decaimento no módulo de $B(s)$ e em seguida o zero compensa esse decaimento, e a partir dessa frequência o módulo assume um valor praticamente constante.

Para frequências muito superiores a do zero, $B(s)$ quase não depende da frequência e seu módulo pode ser expresso pela Equação 187.

$$B = \frac{R_{16}}{R_{15} + R_{16}} \quad (187)$$

Partindo da especificação de ganho do amplificador ($30dB$), tem-se a Equação 188.

$$T = 10^{\left(\frac{30}{20}\right)} = 31,62 \quad (188)$$

Assim, B é dado pela Equação 189.

$$B = \frac{1}{T} = 0,03162 \quad (189)$$

É desejável que a queda de tensão nos resistores R_{15} e R_{21} devido à corrente de polarização de base dos transistores Q_{11} e Q_{12} seja reduzida. Arbitrando uma tensão máxima de $1V$ sobre esses resistores, determina-se o valor máximo de resistência através da Inequação 190.

$$\frac{R_{15}I_2}{2(\beta_{11,12} + 1)} \leq 1 \quad (190)$$

Assumindo que o ganho de corrente $\beta_{11,12}$ de Q_{11} e Q_{12} seja igual a 70, tem-se:

$$R_{15} \leq 30537,6 \Omega \quad (191)$$

$$R_{15} = 30 k\Omega \quad (192)$$

Substituindo a Equações 189 e 192 na Equação 187, obtém-se o valor de R_{16} .

$$R_{16} = 979,6 \Omega \quad (193)$$

$$R_{16}^* = 1 k\Omega \quad (194)$$

$$G^* = 31 = 29,82 dB \quad (195)$$

Deseja-se que o ganho de malha fechada para todas as frequências audíveis seja constante, o que impõe que o zero da função de transferência $B(s)$ esteja

localizado em uma frequência abaixo do limite inferior da resposta em frequência especificada. Arbitrando-se a frequência do zero como sendo igual a $1,5 \text{ Hz}$, tem-se a Equação 196 para C_2 .

$$C_2 = \frac{1}{3\pi R_{16}} = 106,1 \mu F \quad (196)$$

$$C_{2*} = 100 \mu F \quad (197)$$

4.10 PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA

A dedução da função de transferência do filtro passa faixa da entrada foi apresentada na seção 3.6, porém, visando simplificar a metodologia de projeto será assumido algumas hipóteses simplificativas e realizado o projeto do filtro por estágios.

Realizando a segmentação do filtro passa faixa em dois circuitos, um passa baixa (R_{20} e C_3), e outro passa alta (R_{21} e C_4), é admissível assumir que o filtro passa alta não exerce nenhum carregamento significativo na saída do estágio precedente (filtro passa baixa) e projetá-los de modo a satisfazer essa hipótese.

A vantagem obtida com essa simplificação é que o projeto do filtro para uma determinada resposta em frequência também pode ser segmentado, projetando isoladamente um filtro passa baixa e um filtro passa alta RC de primeira ordem simples, cujas as Funções de Transferência são dadas pelas Expressões 198 e 199, respectivamente.

$$H_{LP}(s) = \frac{1}{1 + R_{20}C_3s} \quad (198)$$

$$H_{HP}(s) = \frac{R_{21}C_4s}{1 + R_{21}C_4s} \quad (199)$$

As frequências de corte de cada filtro são dadas pelas Equações 200 e 201, respectivamente.

$$f_{cLP} = \frac{1}{2\pi R_{20}C_3} \quad (200)$$

$$f_{cHP} = \frac{1}{2\pi R_{21}C_4} \quad (201)$$

Para satisfazer a hipótese supracitada é necessário que a impedância de saída do filtro passa baixa seja muito menor do que a impedância de entrada do filtro passa alta ($Z_{\text{outLP}} \ll Z_{\text{inHP}}$). Como a impedância é dependente da frequência, buscase pelo valor de pior caso de cada impedância, ou seja, $Z_{\text{outLP}}[\text{max}]$ e $Z_{\text{inHP}}[\text{min}]$. Calculando as impedâncias de interesse, têm-se as Equações 202 e 203.

$$Z_{\text{outLP}}(s) = \frac{R_{20}}{R_{20}C_3s + 1} \quad (202)$$

$$Z_{\text{inHP}}(s) = \frac{R_{21}C_4s + 1}{sC_4} \quad (203)$$

Observa-se que o valor de pior caso para Z_{outLP} ocorre quando $s \rightarrow 0$, e para Z_{inHP} quando $s \rightarrow \infty$. As impedâncias de pior caso são dadas pela Equações 204 e 205.

$$Z_{\text{outLP}}[\text{max}] = R_{20} \quad (204)$$

$$Z_{\text{inHP}}[\text{min}] = R_{21} \quad (205)$$

A restrição dada por 206 precisa ser satisfeita.

$$Z_{\text{outLP}}[\text{max}] \ll Z_{\text{inHP}}[\text{min}] \quad (206)$$

$$R_{20} \ll R_{21} \quad (207)$$

É comum nos projetos que R_{21} seja igual R_{15} , e isso é feito para que as tensões nas duas estradas do amplificador diferencial devido à corrente de polarização de base de Q_{11} e Q_{12} sejam muito próximas, evitando *offset*. Portanto, tem-se a Equação 208.

$$R_{21} = R_{15} = 30 \text{ k}\Omega \quad (208)$$

Assumindo que $Z_{\text{outLP}}[\text{max}]$ deve ter um valor pelo menos trinta vezes menor que $Z_{\text{inHP}}[\text{min}]$, tem-se a Expressão 209.

$$R_{20} \leq \frac{R_{21}}{30} \quad (209)$$

$$R_{20} \leq 1 \text{ k}\Omega \quad (210)$$

$$R_{20} = 1 \text{ k}\Omega \quad (211)$$

Os valores dos capacitores C_3 e C_4 podem ser obtidos a partir da especificação da resposta em frequência do amplificador e das Equações 200 e 201. Para o cálculo desses capacitores será utilizado um valor de frequência de corte inferior, duas oitavas abaixo do que o especificado, e um valor de duas oitavas acima para frequência de corte superior, haja vista que as frequências de corte indicam o ponto em que ocorrem as atenuações de 3 dB no filtro. Assim, a resposta em frequência do filtro será estendida de modo a tornar o ganho entre as frequências de 20 Hz a 20 kHz mais plano.

$$f_{\text{cLP}} = 80 \text{ kHz} \quad (212)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_{20} f_{\text{cLP}}} = 1,99 \text{ nF} \quad (213)$$

$$C_{3*} = 2 \text{ nF} \quad (214)$$

$$f_{\text{cLP}*} = 79,6 \text{ kHz} \quad (215)$$

$$f_{\text{cHP}} = 5 \text{ Hz} \quad (216)$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi R_{21} f_{\text{cHP}}} = 1,06 \text{ }\mu\text{F} \quad (217)$$

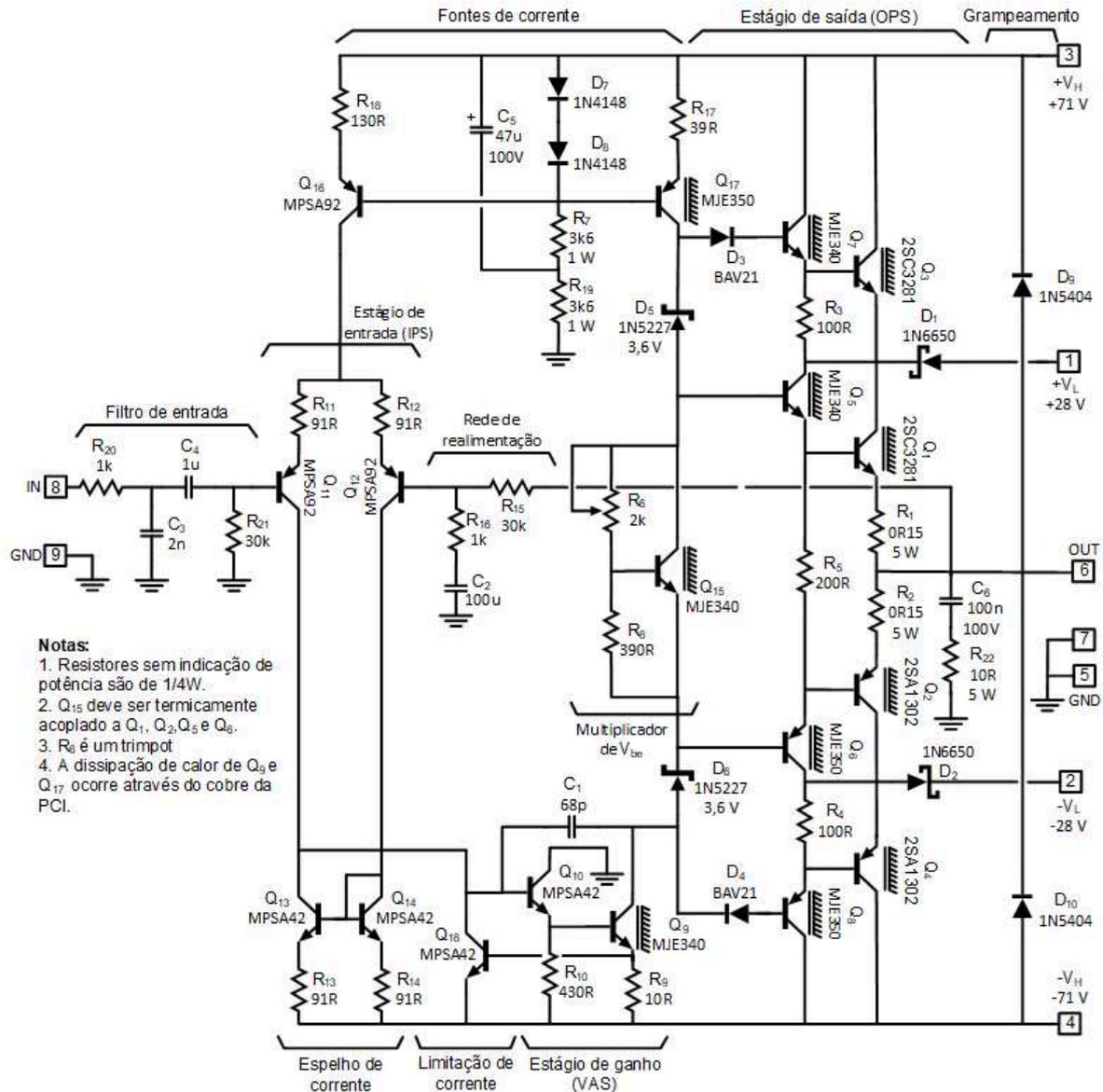
$$C_{4*} = 1 \text{ }\mu\text{F} \quad (218)$$

$$f_{\text{cHP}*} = 5,3 \text{ Hz} \quad (219)$$

4.11 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO COMPLETO DO AMPLIFICADOR

A Figura 30 apresenta o esquemático completo do circuito do amplificador. É notável a presença de alguns componentes adicionais que serão explicados a seguir.

Figura 30 – Diagrama esquemático completo do amplificador.



Fonte: Autoria própria.

Na prática, a carga conectada aos terminais de saída de um amplificador de áudio não é puramente resistiva como considerado anteriormente. A impedância de um alto-falante pode apresentar comportamentos indutivos em determinadas frequências, e mudanças abruptas de corrente podem resultar em elevadas tensões na saída no amplificador.

Uma solução para o problema supracitado é a inserção de diodos (D_9 e D_{10}) entre os trilho de alimentação externos e a saída do amplificador. Em um funcionamento normal os diodos ficam reversamente polarizados, porém, caso a tensão na saída do amplificador tente ultrapassar os limiares de aproximadamente $\pm V_H$ um dos diodos irá conduzir, e garantir que a tensão de saída não exceda $\pm V_H$. Para o nível de potência desse projeto, Slone (1999) recomenda o uso de diodos de no mínimo 3 A. Com base nisso, escolheu-se o diodo 1N5404.

O resistor R_{22} e o capacitor C_6 formam um rede Zobel. Esse circuito é utilizado em paralelo com a saída do amplificador de potência para evitar instabilidades devido ao comportamento indutivo apresentado pelos alto-falantes. Os valores típicos para esses componentes são apresentados no esquemático da Figura 30. Esses valores foram retirados de Self (2009). A especificação de potência para R_{22} deve ser realizada com o amplificador operando com a máxima excursão do sinal ($44.72V$ RMS) e de saída em na máxima frequência ($20kHz$), resultando em uma corrente eficaz de $0.558A$ através de R_{22} , e conseqüentemente, em uma dissipação de $3.11W$.

5 RESULTADOS E DISCUSSÃO

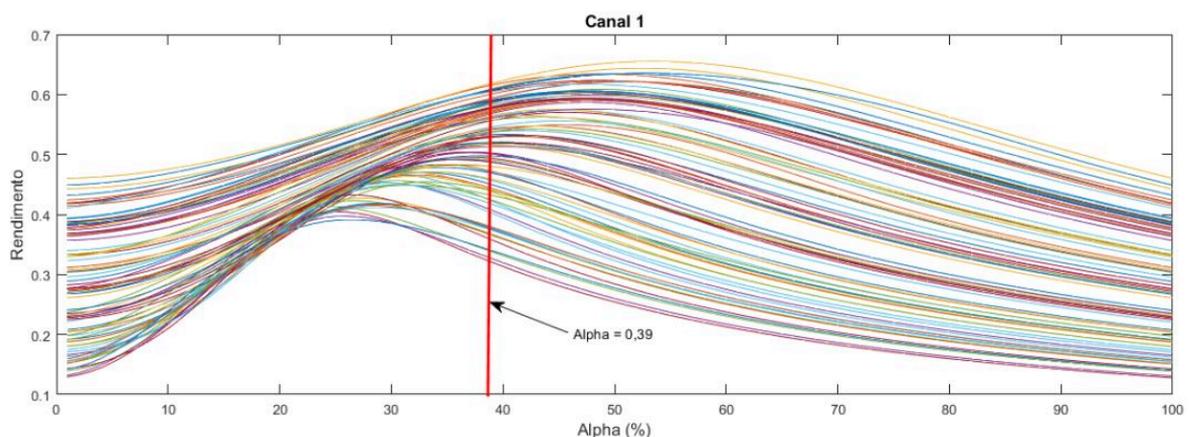
No presente capítulo serão apresentados resultados relevantes à operação do amplificador e a validação das análises e do projeto que foram desenvolvidos nos capítulos 3 e 4, respectivamente.

Inicialmente será mostrado algumas curvas de rendimento para a amostra de músicas estudadas, em seguida, os resultados que serão apresentados foram obtidos através do *software* de simulação OrCAD, em que são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente, além da curva de rendimento para sinais senoidais e os diagramas de bode teórico e simulado.

5.1 VALIDAÇÃO DA METODOLOGIA PARA A SELEÇÃO DE α

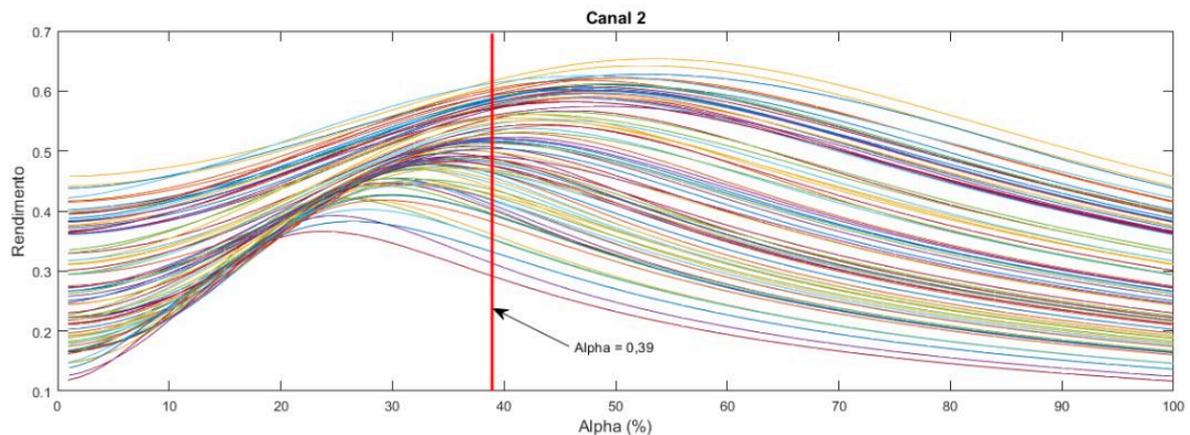
Objetivando a validação da metodologia adotada para selecionar um valor adequado para α , plotou-se as curvas de rendimento em função de α para os sinais de música cujo fator de crista foi calculado e apresentado no Apêndice A. Assim como anteriormente, assume-se que o amplificador está operando com a máxima excursão do sinal. Os resultados são apresentados nas Figuras 31 e 32, em que a linha vertical de cor vermelha indica o valor de α utilizado no projeto. Utilizou-se do *software* MATLAB® para a obtenção desses resultados.

Figura 31 – Curvas de rendimento em função de α para o canal 1.



Fonte: Autoria própria

Figura 32 – Curvas de rendimento em função de α para o canal 2.



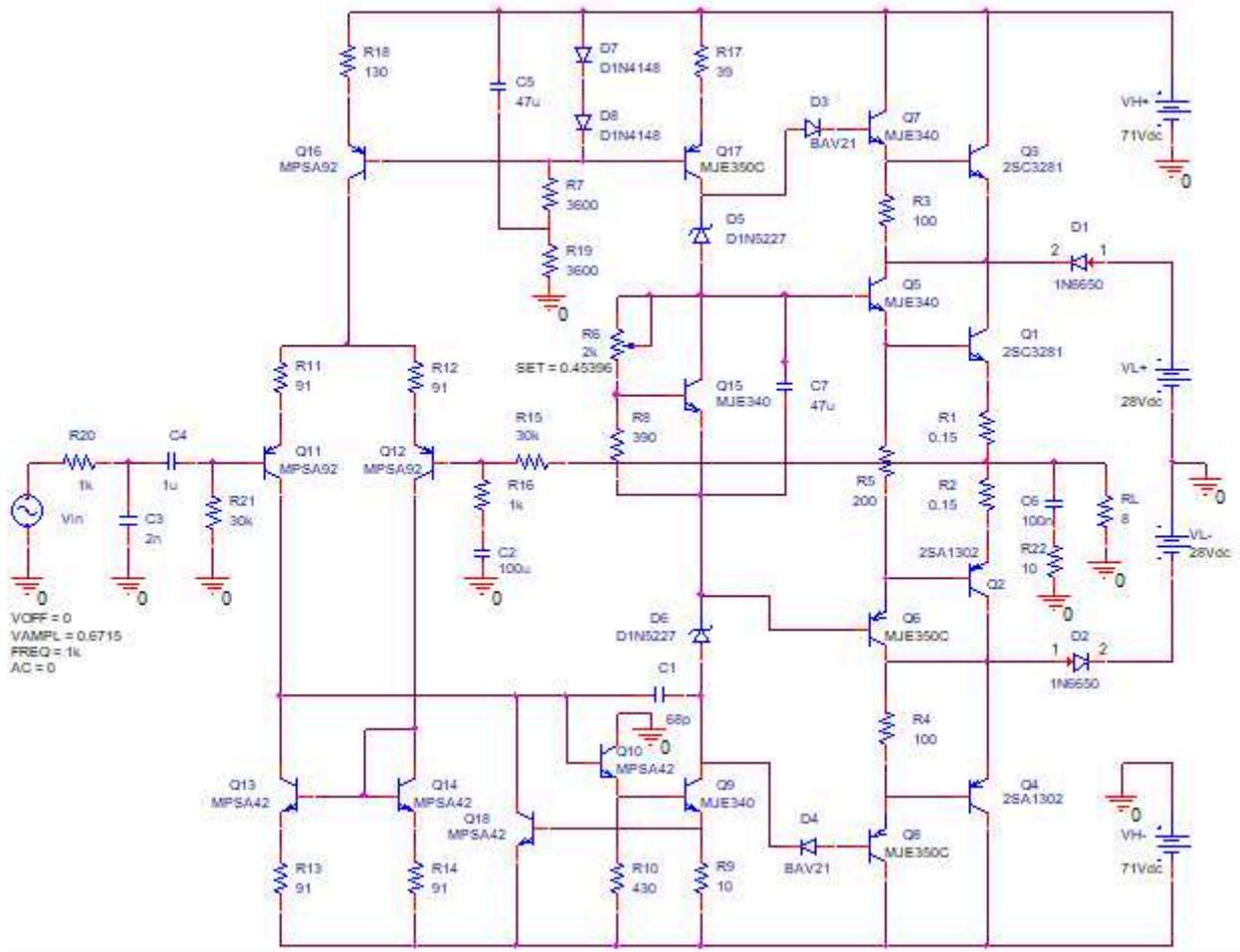
Fonte: Autoria própria

Os resultados apresentados nas Figuras 31 e 32 são interessantes pois permitem validar a semelhança entre os perfis de rendimento de sinais com distribuição normal e sinais de música. Em ambos os casos existe um valor de α que resulta em um ponto de rendimento máximo em cada uma das curvas. Para as amostras examinadas os valores mínimos e máximos de α para atingir o máximo rendimento são iguais a 24% e 53%, respectivamente.

5.2 ESQUEMÁTICO DE SIMULAÇÃO

A Figura 33 apresenta o esquemático completo para a simulação do circuito do amplificador no OrCAD.

Figura 33 – Esquemático para simulação do circuito no OrCAD.



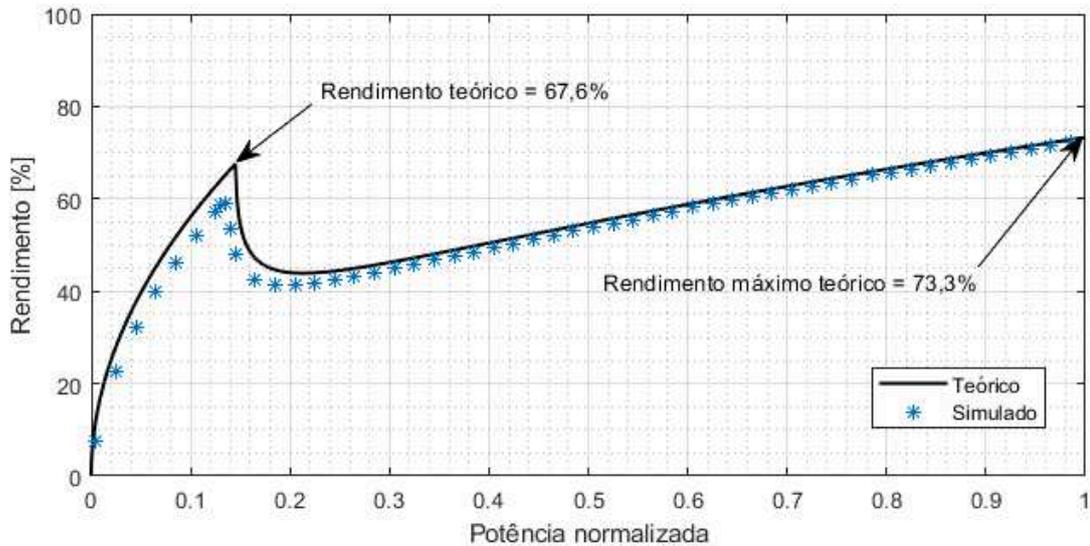
Fonte: Autoria própria

O valor referente a posição do cursor do trimpot de ajuste da corrente de polarização foi determinado através de incrementos até atingir a corrente especificada no projeto.

5.3 CURVAS DE RENDIMENTO PARA SINAIS SENOIDAIS

Objetivando validar a análise de rendimento apresentada na subseção 3.2.1, realizou-se a plotagem da curva de rendimento teórica e obteve-se alguns pontos de rendimento simulados a partir do OrCAD. Os resultados são apresentados na Figura 34.

Figura 34 – Rendimento teórico e simulado para sinais senoidais.

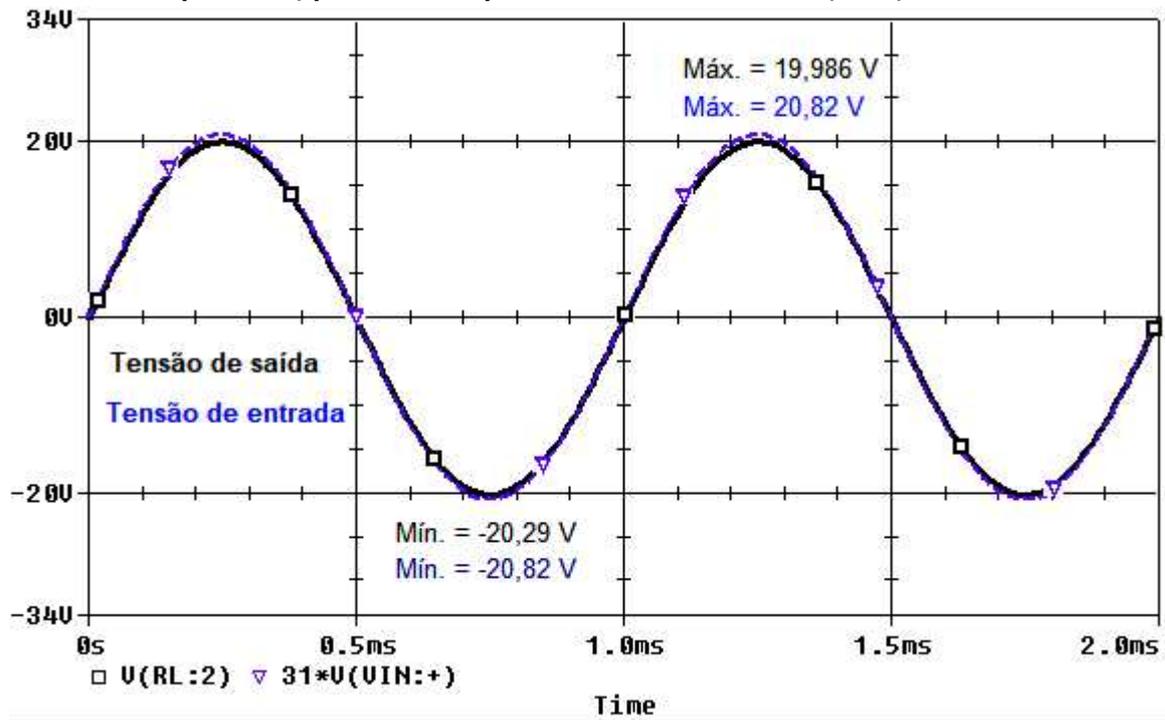


Fonte: Autoria própria

5.4 FORMAS DE ONDAS SIMULADAS

As Figuras 35, 36 e 37 apresentam as formas de ondas da tensão de saída e reflexos da tensão de entrada cuja amplitude é multiplicada pelo valor 31. O resultado dessa operação é a forma de onda da tensão de saída ideal em que o ganho é igual a 31. Os resultados apresentados nas Figuras 35, 36 e 37 foram obtidos para 3 níveis de potência de saída distintos, sendo: 10 %, 50 % e 100 % da potência nominal do amplificador, respectivamente. A frequência dos sinais aplicados na entrada é igual a 1 kHz haja vista que é um valor típico para ensaios de amplificadores.

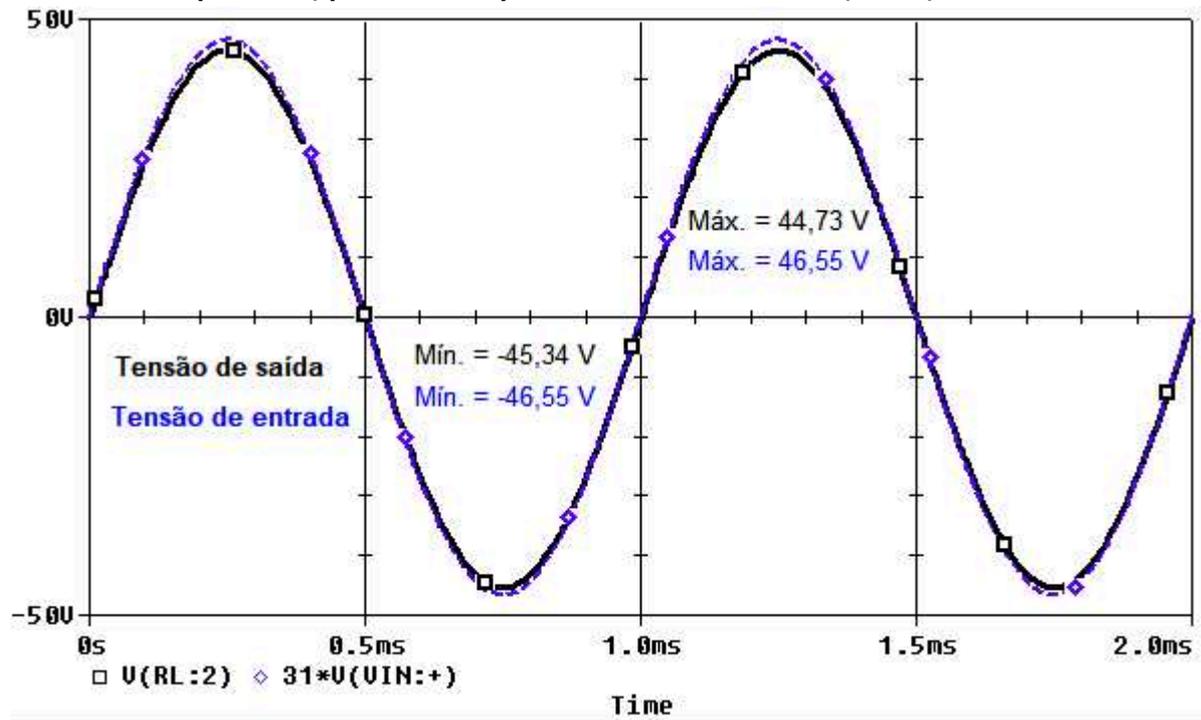
Figura 35 – Formas de onda da tensão de saída real (traço contínuo preto) e ideal (traço interrompido azul) para 10 % da potência nominal de saída (25 W).



Fonte: Autoria própria

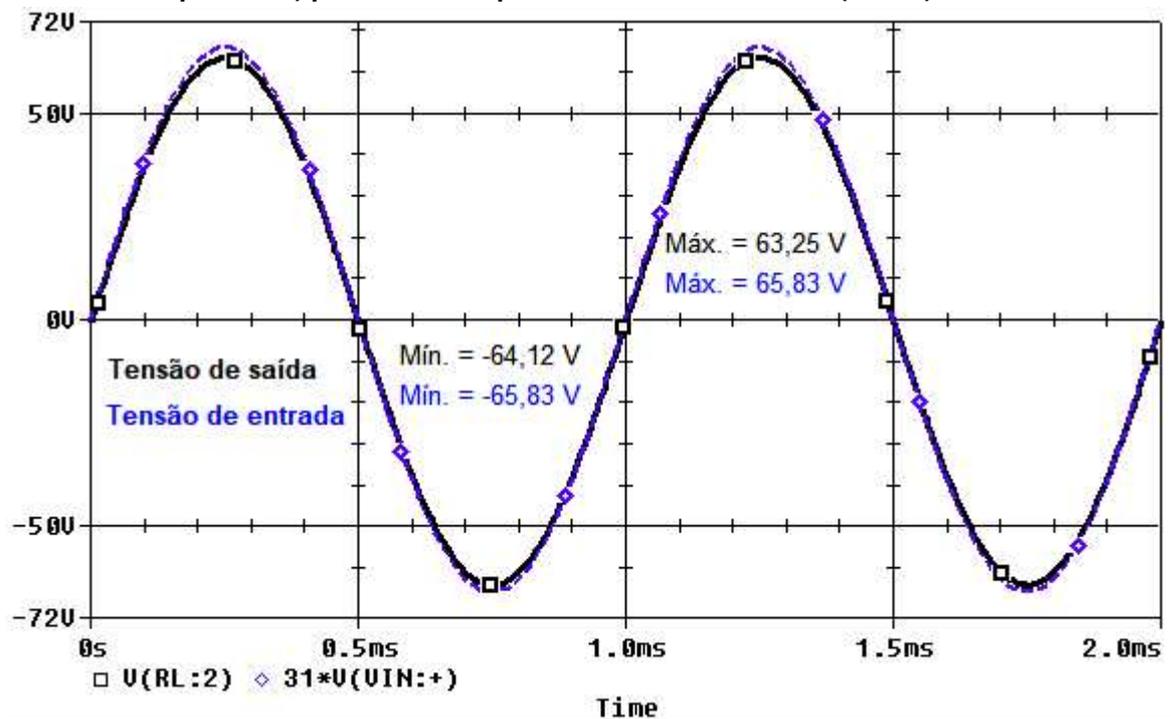
A partir da Figura 35 é possível concluir que para esse nível de potência o amplificador apresenta uma operação classe AB, haja vista que a tensão de saída não atinge o limiar de tensão que leva os transistores externos do OPS a conduzir. No caso das Figuras 36 e 37 o amplificador apresenta uma operação classe G.

Figura 36 – Formas de onda da tensão de saída real (traço contínuo preto) e ideal (traço interrompido azul) para 50 % da potência nominal de saída (125 W).



Fonte: Autoria própria

Figura 37 – Formas de onda da tensão de saída real (traço contínuo preto) e ideal (traço interrompido azul) para 100 % da potência nominal de saída (250 W).



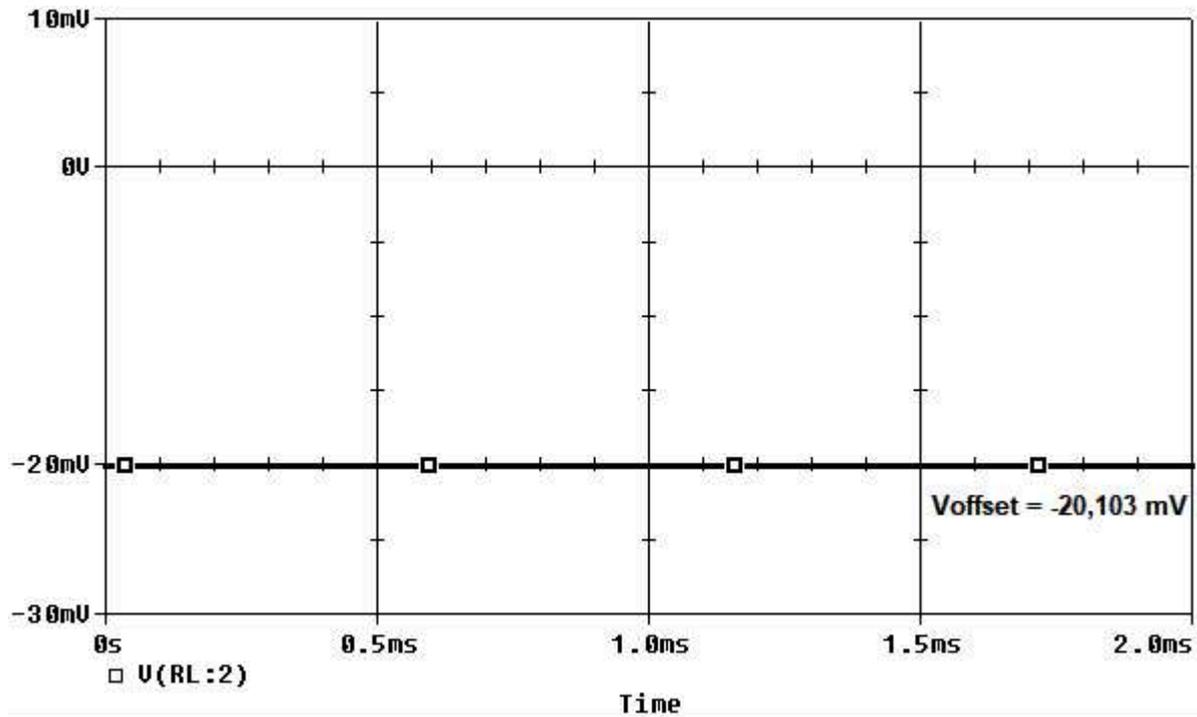
Fonte: Autoria própria

Analisando as formas de ondas apresentadas observa-se que os resultados

simulados se aproximaram bastante das formas de ondas ideais. Também é possível notar que a amplitude da tensão de saída é inferior ao ideal nas três figuras, e isso justifica-se devido à hipóteses simplificativas assumidas nas etapas de projeto, em especial no projeto do filtro de entrada em que desprezou-se o carregamento na saída de cada seção do filtro de entrada. Outra característica observada é que o módulo da tensão mínima é superior ao valor da tensão máxima para os três casos, evidenciando a existência de um *offset* negativo na tensão de saída.

A Figura 38 apresenta a tensão de saída do amplificador na situação em que é aplicada uma tensão de entrada com valor nulo. Observa-se um *offset* de valor negativo, como esperado, e com valor em módulo igual a 20,103 mV.

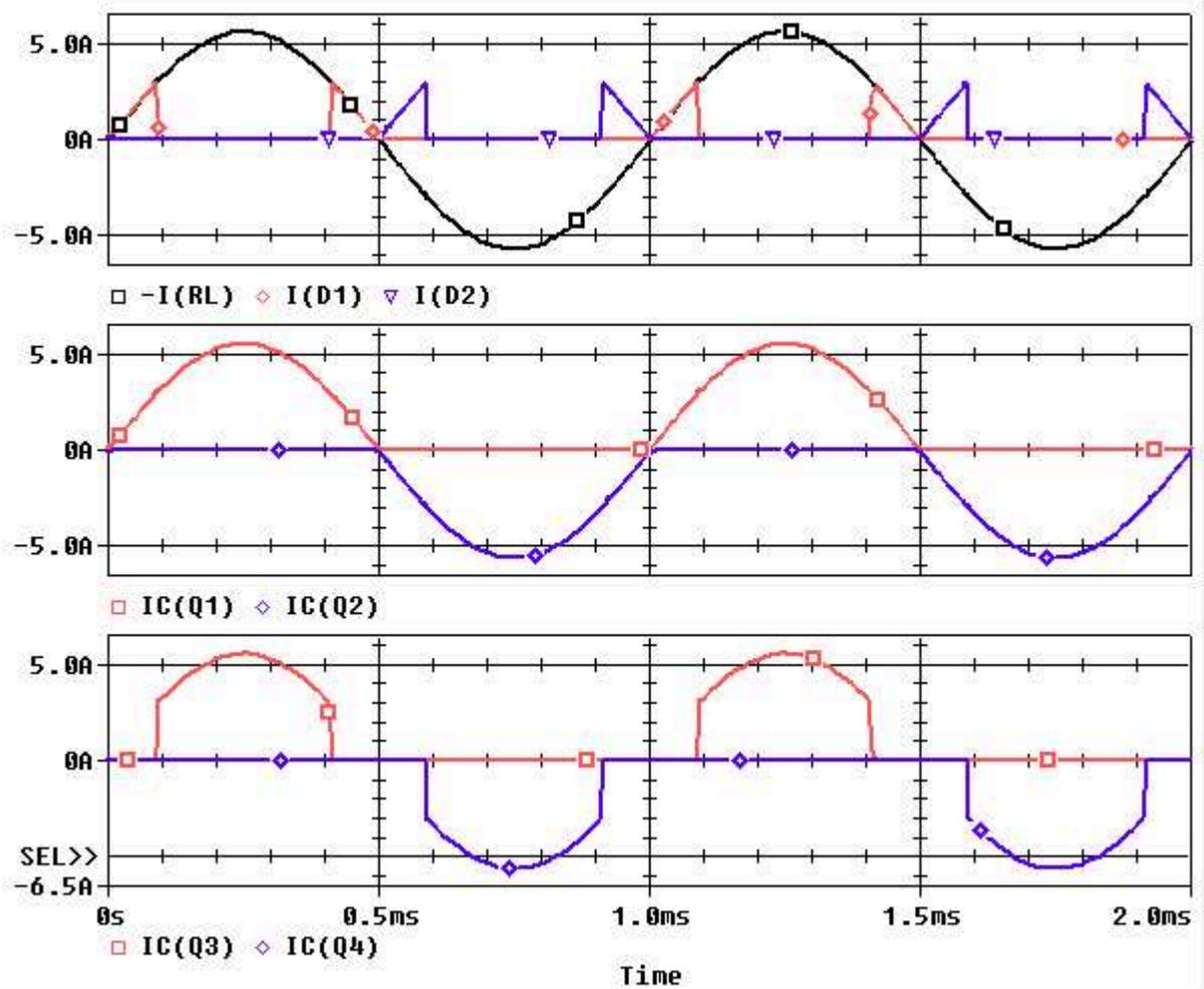
Figura 38 – Offset da tensão de saída.



Fonte: Autoria própria

As formas de ondas de corrente/tensão nos transistores e diodos do OPS são de extrema importância para o entendimento da operação classe G. Sendo assim, as Figuras 39, 40 e 41 apresentam as principais formas de onda de corrente e tensão pertinentes à esse estágio do amplificador. Esses resultados foram obtidos com a potência de saída igual a 50 % da potência nominal.

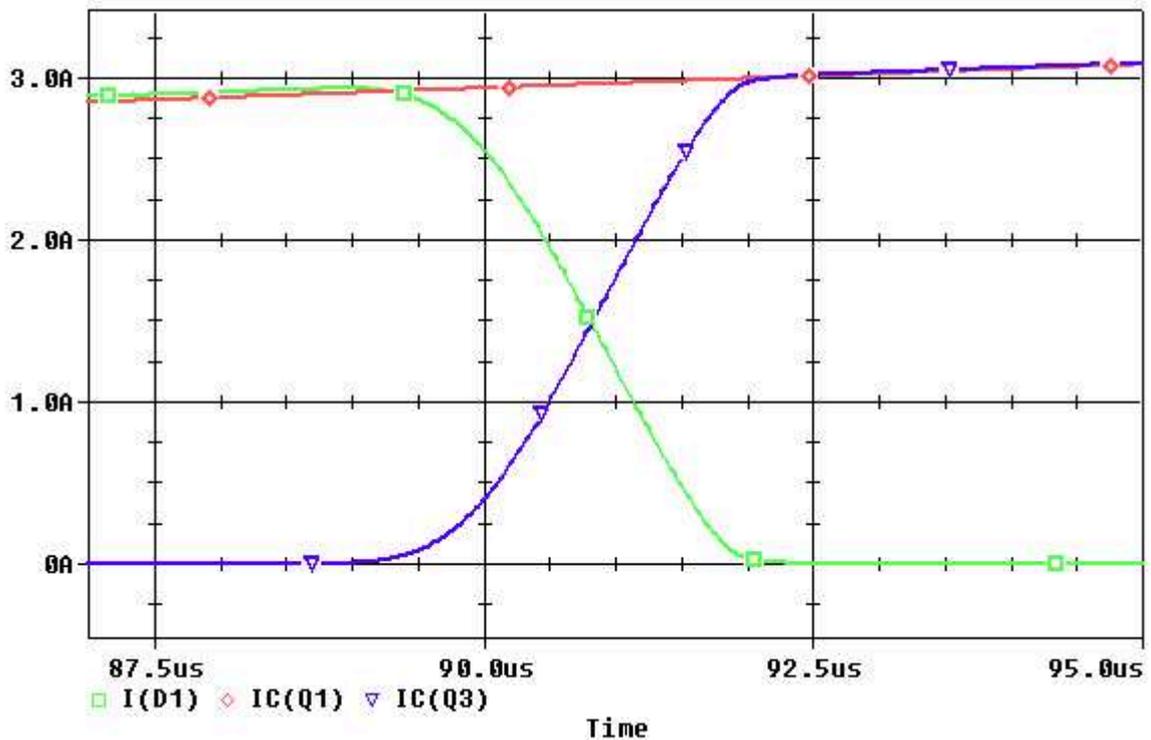
Figura 39 – Formas de ondas de corrente nos diodos D_1 e D_2 e nos transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 .



Fonte: Autoria própria

Na Figura 39 fica evidente a comutação existente entre D_1 e Q_3 , assim como para D_2 e Q_4 . A Figura 40 mostra as formas de onda da corrente apenas no intervalo de tempo em que ocorre a comutação entre D_1 e Q_3 .

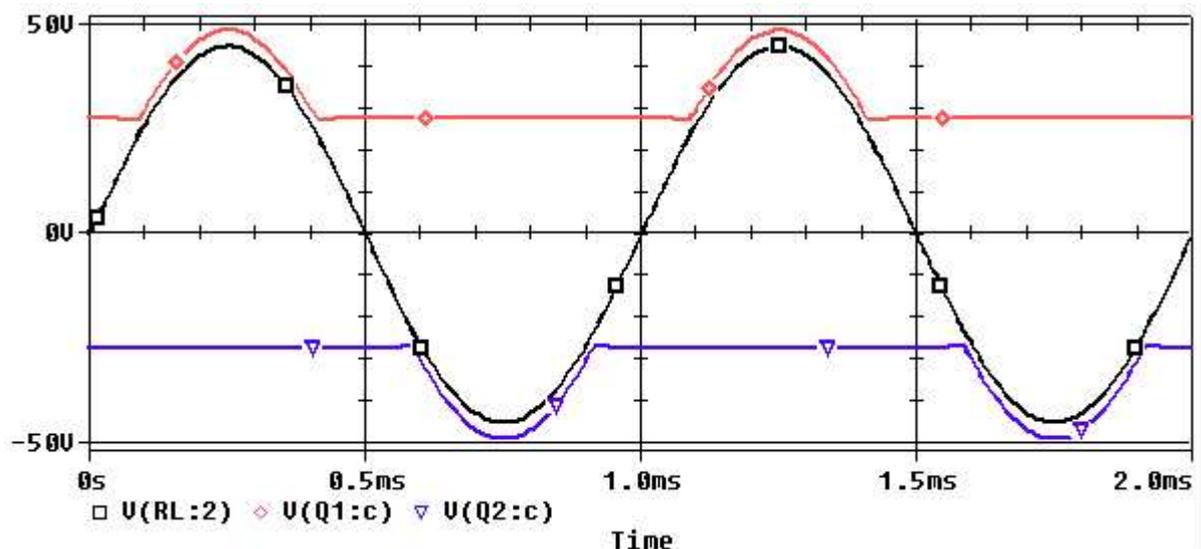
Figura 40 – Zoom nas formas de ondas de corrente em D_1 , Q_1 e Q_3 no instante em que ocorre a comutação.



Fonte: Autoria própria

Na Figura 41 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída e no coletor dos transistores Q_1 e Q_2 . Nota-se que para valores reduzidos da tensão de saída a tensão nos coletores são praticamente constantes, e alteram-se no instante de bloqueio de D_1 ou D_2 .

Figura 41 – Formas de ondas de tensão no coletor dos transistores Q_1 e Q_2 .



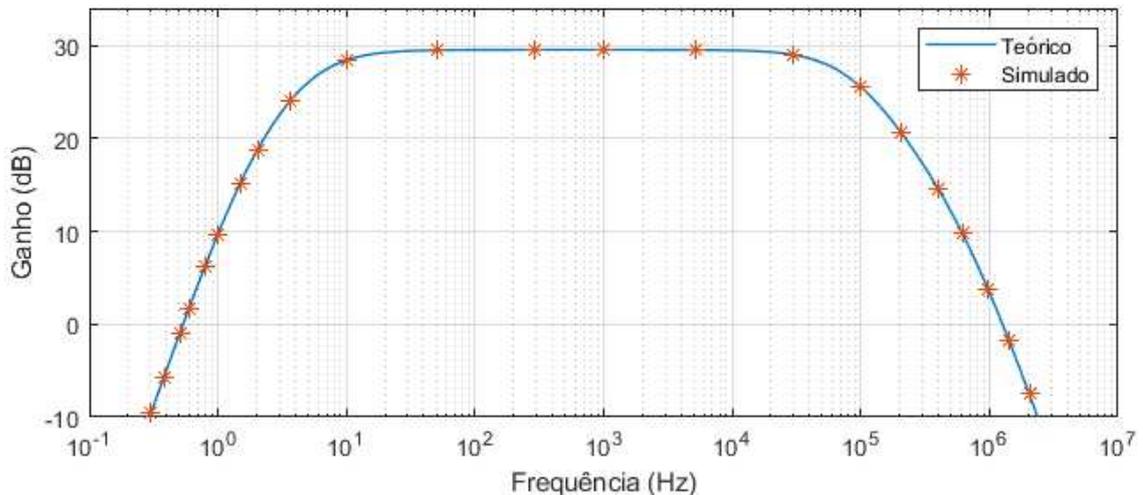
Fonte: Autoria própria

5.5 DIAGRAMA DE BODE

Com o objetivo de validar o modelo dinâmico resultante das análises realizadas no Capítulo 3, plotou-se o diagrama de bode teórico através do MATLAB® e realizou-se a captura alguns valores pontuais do diagrama de bode obtido através de simulação. As Figuras 42 e 43 apresentam os diagramas de magnitude e fase obtidos. A função de transferência resultante do amplificador é dada por 220.

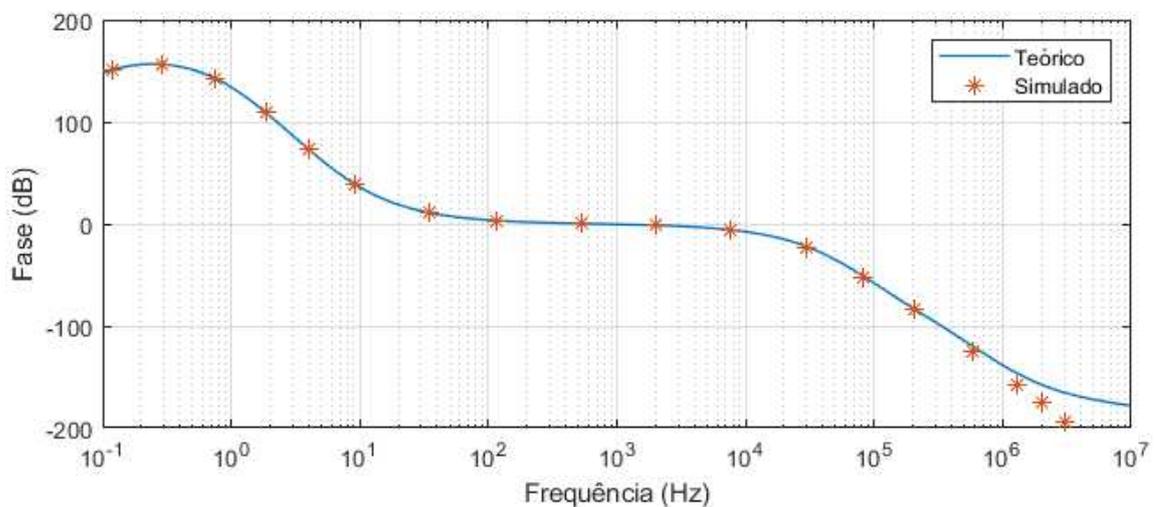
$$FT_{\text{amp}} = \frac{-4,716s^4 + 5,824 \cdot 10^9 s^3 + 5,658 \cdot 10^{11} s^2 + 1,819 \cdot 10^{11} s}{7,895 \cdot 10^{-5} s^5 + 416,6s^4 + 1,942 \cdot 10^8 s^3 + 2,7 \cdot 10^{10} s^2 + 8,57 \cdot 10^{11} s + 6,064 \cdot 10^{12}} \quad (220)$$

Figura 42 – Magnitude do diagrama de bode teórico e simulado.



Fonte: Autoria própria

Figura 43 – Fase do diagrama de bode teórico e simulado.



Fonte: Autoria própria

A concordância entre o resultado teórico e o simulado é notável, havendo desvios mais expressivos apenas na fase do diagrama, a partir de uma frequência extremamente elevada (em torno de 1 MHz) para aplicação em que esse amplificador está inserido. Tais desvios justificam-se pela existência de elementos parasitas dos componentes (tais como capacitâncias) que não foram considerados nas análises, porém, que a simulação é capaz de prever.

5.6 PROTÓTIPO EXPERIMENTAL

Foi realizada a construção de um protótipo em laboratório, porém, devido à pandemia da Covid-19 os resultados experimentais foram comprometidos. A Figura 44 mostra uma foto do protótipo montado.

Figura 44 – Foto do protótipo construído.



Fonte: Autoria própria

6 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

No início do presente trabalho foi apresentado um panorama geral das classes de operação existentes de amplificadores, com o objetivo principal de apresentar o princípio de funcionamento de cada classe e fundamentar a escolha da classe G no contexto da aplicação escolhida. Junto a esse levantamento teórico foram apresentadas definições importantes referentes a requisitos de desempenho, realimentação, sinais de áudio e arquitetura de amplificadores de potência.

Após a apresentação do diagrama de blocos do sistema (amplificador), realizou-se a análise teórica de cada estágio visando obtenção das funções de transferência de cada circuito. Para o OPS foram apresentadas análises de rendimento, para o VAS obteve-se o modelo dinâmico, haja vista que esse estágio possui um importante papel na compensação de frequências em amplificadores realimentados, enquanto que para o IPS desenvolveu-se apenas a análise de ganho.

A partir das análises foi possível iniciar o projeto do amplificador, justificando criteriosamente a escolha de cada componente constituinte do amplificador. A seleção do valor de α com base em uma amostra de sinais de músicas conduz a uma escolha mais assertiva quanto obtenção do melhor rendimento possível, quando se trata desse tipo de sinal. Com todos os componentes selecionados foi apresentado o diagrama esquemático completo do amplificador, contendo todos os estágios.

Os resultados apresentados validam as análises e o projeto do circuito, assim como, demonstram que é possível obter elevados rendimentos quando realizada a seleção adequada de α . E apesar de não ser possível a obtenção dos resultados experimentais em laboratório, foi realizada a montagem de um protótipo do amplificador.

Com base no estudo apresentado é possível concluir que os amplificadores de potência cujo estágio de saída opera como um amplificador classe G possuem um alto potencial para superar as demais classes do ponto de vista de rendimento energético, especialmente quando é realizada a aplicação de sinais com elevado fator de crista, como no caso de músicas.

E por fim, uma perspectiva de trabalhos futuros é o desenvolvimento das fontes de alimentação para o amplificador, assim como, realizar o controle dinâmico de α em função do fator de crista do sinal presente na entrada, de modo a atingir o ponto

ótimo de rendimento para um dado sinal.

REFERÊNCIAS

BECKER, R.; GROENEWEG, W. H. An Audio Amplifier Providing Up to 1 Watt on Standard Digital 90-nm CMOS. **Solid-State Circuits**, v. 41, n. 7, jul. 2006. Citado na página 31.

CORDELL, Bob. **Designing Audio Power Amplifiers**. New York: McGraw-Hill/TAB Electronics, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 16, 30 e 61.

DUNCAN, Ben. **High Performance Audio Power Amplifiers**. [S.l.]: Newnes, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 16.

HEERDT, Frank W. **Amplificadores chaveados para aplicações em áudio**. dez. 1997. 6 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, dez. 1997. Citado na página 16.

HOROWITZ, Paul; HILL, Winfield. **A arte da eletrônica: circuitos eletrônicos e microeletrônica**. Porto Alegre: Bookman, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 29.

PERTENCE JÚNIOR, Antonio. **Eletrônica analógica: amplificadores operacionais e filtros ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório**. Porto Alegre: Bookman, 2003. Citado na página 17.

RAAB, Frederick H. AVERAGE EFFICIENCY OF CLASS-G POWER AMPLIFIERS. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, CE-32, n. 2, p. 147–150, maio 1986. Citado 3 vezes nas páginas 31, 42 e 43.

SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. **Microeletrônica**. [S.l.]: Pearson, 2007. Citado na página 17.

SELF, Douglas. **Audio Power Amplifier Design Handbook**. Oxford: Newnes, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 14, 30 e 31.

_____. _____. Oxford: Focal Press, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 76.

SLONE, G. Randy. **High-Power Audio Amplifier Construction Manual**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1999. Citado na página 76.

APÊNDICES

APÊNDICE A – FATORES DE CRISTA

Tabela 3 – Fator de crista para cada elemento da amostra.

Nome da Música	Banda	CF1 [dB]	CF2 [dB]
A Nightmare To Remember	Dream Theater	9,85	10,29
Afterlife	Avenged Sevenfold	15,12	15,18
Always With Me Always With You	Joe Satriani	18,39	18,36
Apache	The Shadows	13,92	15,56
As I Am	Dream Theater	10,84	10,99
Até O Fim	Engenheiros Do Hawaii	10,66	10,65
Bad Asteroid	The Aristocrats	11,79	12,53
Bad To The Bone	George Thourgood	14,12	14,82
Be Yourself	Audioslave	12,49	13,01
Bitter Sweet Symphony	The Verve	13,43	12,86
Black	Pearl Jam	9,74	10,59
Black Dog	Led Zeppelin	13,64	14,37
Black Hole Sun	Soundgarden	12,67	13,61
Bleed It Out	Linkin Park	12,81	13,45
Blood Sugar Sex Magik	Red Hot Chili Peppers	19,28	18,40
Born To Be Wild	Steppenwolf	15,24	15,89
Caravan	—	16,38	16,75
Crazy Train	Ozzy Osbourne	10,76	10,97
Dani California	Red Hot Chili Peppers	9,87	10,46
Death Of Me	PVRIS	10,72	10,84
Don't Let Me Down (feat Daya)	The Chainsmokers	11,33	11,37
Erotomania	Dream Theater	13,44	14,60
Even Flow	Pearl Jam	10,34	10,14
Everlong	Foo Fighters	16,18	16,49
Farewell	Avantasia	11,23	11,30
Flying In A Blue Dream	Joe Satriani	17,24	17,24
Given Up	Linkin Park	12,36	12,58
Have You Ever Seen The Rain	Creedence Clearwater Revival	16,39	17,33
Holy Wars... The Punishment Due	Megadeth	11,56	11,10
I Believe In Miracles	Ramones	16,64	16,19
I'm Shipping Up To Boston	Dropkick Murphys	11,37	11,13
Iris	Goo Goo Dolls	15,78	16,28
It's My Life	Bon Jovi	13,41	13,41
Kashmir	Led Zeppelin	14,03	13,94
Layla	Eric Clapton	19,30	18,09
Linger	The Cranberries	14,05	14,33
Losing My Religion	R.E.M.	12,68	12,58
Make Believe	Angra	10,79	10,96
Money For Nothing	Dire Straits	16,55	16,77
More Than Words	Extreme	19,29	18,80
No Ceiling	Eddie Vedder	11,08	11,29
Nothing To Say	Angra	9,79	9,79
Nova Era	Angra	8,72	8,76
O Mundo É Um Moinho	Cazuza	19,43	20,31
One	Metallica	17,54	17,62
Ordinary World	Duran Duran	13,85	13,91
Orion	Metallica	13,35	13,41
Overture 1928	Dream Theater	11,67	11,79
Panic Attack	Dream Theater	11,08	10,76
Piano Bar	Engenheiros Do Hawaii	15,44	15,46
Proud Mary	Creedence Clearwater Revival	15,46	14,35

(continua)

Tabela 3 – Fator de crista para cada elemento da amostra.**(continuação)**

Nome da Música	Banda	CF1 [dB]	CF2 [dB]
Rainbow In The Dark	Dio	17,11	16,80
Rebirth	Angra	10,78	10,63
Ride Of The Valkyries	Richard Wagner	20,99	21,41
Sad But True	Metallica	14,97	15,95
Shepherd Of Fire	Avenged Sevenfold	16,18	15,65
Sitting, Waiting, Wishing	Jack Johnson	14,38	14,63
Snuff	Slipknot	11,11	10,78
Soothsayer	Buckethead	10,61	10,57
Strange Déjà Vu	Dream Theater	11,05	10,90
Sultans Of Swing	Dire Straits	18,89	19,36
Surfing With The Alien	Joe Satriani	18,25	18,16
Suzie Q	Creedence Clearwater Revival	21,08	22,26
Take The Time	Dream Theater	15,23	15,53
TakeFive	Dave Brubeck	17,60	18,77
Tears In Heaven	Eric Clapton	17,63	17,67
Temptation	Diana Krall	10,91	12,23
Tender Surrender	Steve Vai	15,11	14,75
The Advent Of Panurge	Gentle Giant	19,49	19,27
The Crush Of Love	Joe Satriani	20,15	19,72
The Enemy Inside	Dream Theater	9,11	9,13
The Unforgiven III	Metallica	9,09	9,40
The Way You Look Tonight	Frank Sinatra	19,69	17,81
The Ytse Jam	Dream Theater	17,54	16,57
Think Of Me With Kindness	Gentle Giant	20,63	21,07
Tom Sawyer	Rush	17,39	17,33
Tornado Of Souls	Megadeth	10,89	10,77
UpsideDown	Jack Johnson	14,30	15,45
What I've Done	Linkin Park	11,33	11,73
What's Wrong	PVRIS	9,97	10,00
Where Is My Mind	The Pixies	19,39	17,96
Whiplash	—	12,51	12,88
Whitewash	Buckethead	10,35	11,66
You Shook Me All Night Long	AC/DC	16,66	16,89
Zombie	The Cranberries	16,96	15,97

Fonte: Autoria própria.