

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Guilherme Weber Frantz

**CONVERSOR HÍBRIDO APLICADO A ÁUDIO:
ESTUDO COMPARATIVO COM AMPLIFICADORES
CLASSE D**

**Santa Maria, RS, Brasil
2019**

PPGEE/UFSM, RS

FRANTZ, Guilherme

Mestre

2019

Guilherme Weber Frantz

**CONVERSORES HÍBRIDOS APLICADOS A AUDIO: ESTUDO COMPARATIVO
COM AMPLIFICADORES CLASSE D**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. José Renes Pinheiro

**Santa Maria, RS, Brasil
2019**

Frantz, Guilherme Weber
CONVERSOR HÍBRIDO APLICADO A ÁUDIO: ESTUDO
COMPARATIVO COM AMPLIFICADORES CLASSE D / Guilherme Weber
Frantz.- 2019.
92 p.; 30 cm

Orientador: José Renes Pinheiro

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2019

1. Eletrônica de Potência 2. Áudio 3. Amplificador
Classe-D 4. Amplificador Linear 5. Amplificador Híbrido I.
Pinheiro, José Renes II. Título.

Guilherme Weber Frantz

**CONVERSORES HÍBRIDOS APLICADOS A AUDIO: ESTUDO COMPARATIVO
COM AMPLIFICADORES CLASSE D**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

APROVADO EM 13 DE SETEMBRO DE 2019

BANCA EXAMINADORA:

José Renes Pinheiro, Dr. Eng (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Fábio Ecke Bisogno, Dr. Eng (UFSM)

Maurício de Campos, Dr. Eng (UNIJUÍ)

Santa Maria, RS, Brasil
2019

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a meus pais: Viro Francisco Frantz e Iara Izabel Weber Frantz; e a meu irmão: Francisco Frantz.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, à minha companheira, Samira Dobler, a qual desempenhou todos os esforços a seu alcance para possibilitar que este trabalho fosse realizado.

À empresa Audio H, em especial para Rafael Librenz e Ademar Librenz, que disponibilizaram o uso do laboratório, além de equipamentos e componentes eletrônicos, criando todas as condições para auxiliar a realização desta pesquisa.

Ao meu professor orientador, José Renes Pinheiro, pelas diversas conversas durante o decorrer desta pesquisa, as quais expandiram meus horizontes de possibilidades e me fizeram seguir pelo caminho correto.

Aos colegas de pós-graduação que me acompanharam durante esta jornada, em especial ao amigo Sebastian Martins, o qual me concedeu estadia em Santa Maria quando necessário, além de inúmeras outras vezes em que não hesitou em me ajudar. Agradeço, também, ao colega Rodrigo Oliveira, pela agradável companhia durante o decorrer das disciplinas.

Aos meus colegas de trabalho: Arthur Staats, Pedro Pascoal e André Centeno os quais me auxiliaram no desenvolvimento e montagem dos circuitos utilizados neste trabalho.

À Maria Librenz, que tornou minhas estendidas noites de pesquisa mais aconchegantes com o carinho de um lanche e um chá.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

CONVERSORES HÍBRIDOS APLICADOS A AUDIO: ESTUDO COMPARATIVO COM AMPLIFICADORES CLASSE D

AUTOR: GUILHERME WEBER FRANTZ
ORIENTADOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

A convergência de conhecimentos relacionados à mecânica, eletrônica e música resultaram no desenvolvimento de uma série de dispositivos destinados ao áudio. Inicialmente, amplificadores de sinais foram desenvolvidos trabalhando em região linear. Devido às limitações de eficiência desta forma de amplificação, introduziu-se o conceito de amplificadores chaveados, com rendimento teórico de 100%. Porém, as altas frequências inerentes a seu funcionamento adicionam distorção, interferência e piora na resposta dinâmica. Visando unir as vantagens de ambas as formas de amplificação, surgiram os amplificadores híbridos. O seguinte trabalho objetiva propor uma topologia híbrida de amplificação de sinais de áudio, chamada Duplo Meia-Ponte + Classe AB. Para tal, é realizada a revisão bibliográfica das diferentes formas de amplificação, seguindo com o projeto de amplificador Classe-D e um amplificador Híbrido, comparando seus resultados de distorção e eficiência, visando comprovar a soma das vantagens das topologias. Ambos os circuitos são testados experimentalmente, resultando na validação dos projetos. O amplificador híbrido desempenhou 90% de eficiência: mais do que o limite teórico da amplificação linear (78,5%) e menos do que o desempenho do Classe-D projetado (96%). A distorção harmônica do circuito híbrido manteve-se menor do que o chaveado em função da potência de saída, atingindo valor mínimo de 0,05%. Conclui-se que o amplificador teve sucesso em somar as vantagens de ambas as topologias.

Palavras-Chave: Amplificador Classe-D, Amplificador Linear, Amplificador Híbrido, Eficiência, THD.

ABSTRACT

Master Course dissertation
Post-Graduation Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

AUDIO HYBRID CONVERTERS: COMPARATIVE STUDY WITH CLASS D AMPLIFIERS

AUTHOR: GUILHERME WEBER FRANTZ
ADVISOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

The convergence of knowledge related to mechanics, electronics and music has resulted in the development of a series of audio devices. Initially, signal amplifiers were developed working in linear region. Due to the efficiency limitations of this form of amplification, the concept of switched amplifiers with a theoretical efficiency of 100% was introduced. However, the high frequencies inherent in its operation add distortion, interference and worsening dynamic response. In order to unite the advantages of both forms of amplification, hybrid amplifiers emerged. The following work aims to propose a hybrid topology of audio signal amplification, called Double Half Bridge + Class AB. To this end, a literature review of the different forms of amplification is carried out, following the design of Class-D amplifier and a Hybrid amplifier, comparing their distortion and efficiency results, aiming to prove the sum of the advantages of the topologies. Both circuits are experimentally tested, resulting in design validation. The hybrid amplifier performed 90% efficiency: more than the theoretical limit of linear amplification (78.5%) and less than the designed Class-D performance (96%). The harmonic distortion of the hybrid circuit remained lower than the switching due to the output power, reaching a minimum value of 0.05%. It is concluded that the amplifier was successful in adding the advantages of both topologies.

Keywords: Class-D Amplifier, Linear Amplifier, Hybrid Amplifier, Efficiency, THD.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Simbologia representativa da válvula tríodo.....	21
Figura 2.2 - Transistor BJT. (a) Configuração base-comum. (b) Simbologia.....	22
Figura 2.3 - Exemplo de circuito chaveado.....	23
Figura 2.4 - Classe-D sintonizado. (a) chaveamento de corrente; (b) chaveamento de tensão.....	24
Figura 2.5 - Formas de onda de modulação: (a) Classe-AD; (b) Classe-BD.....	25
Figura 2.6 – Exemplo comparativo de resposta dinâmica: (a) circuito chaveado; (b) circuito linear; (c) comparativo da forma de onda de saída de (a) e (b) para um mesmo sinal de referência v_{ref}	26
Figura 2.7 - Banda passante de um amplificador de áudio.....	28
Figura 2.8 - Exemplo de sinal amplificação distorcida: (a) sinal de entrada vs. saída; (b) decomposição do sinal de saída; (c) espectro harmônico do sinal de saída.	29
Figura 2.9 - (a) Circuito equivalente do alto-falante; (b) Exemplo genérico do comportamento da curva de impedância de um alto-falante.	33
Figura 2.10 - Circuito equivalente para alto-falante em caixa tipo Refletor de Graves. Em destaque: contribuição da caixa para o circuito.....	34
Figura 2.11 – Filtro conectado à saída do amplificador. (a) rede Zobel; (b) circuito equivalente do alto-falante.....	36
Figura 2.12 - Curva de impedância do alto-falante: (a) curva corrigida pelo filtro; (b) curva sem filtro.....	36
Figura 2.13 - Amplificador Classe-A. (a) circuito ideal; (b) tensão em cima de T_1	37
Figura 2.14 - Amplificador Class-B. (a) circuito ideal; (b) forma de onda em v_o	39
Figura 2.15 - Amplificador Classe-AB. (a) circuito ideal; (b) condução do transistor T_1 ; (c) condução do transistor T_2 ;.....	40
Figura 2.16 - Característica da corrente de coletor de um transistor bipolar.....	42
Figura 2.17 - Arquitetura em três estágios. (a) entrada; (b) VAS; (c) saída.....	44
Figura 2.18 - Arquitetura genérica de um Classe-D em malha fechada.....	48
Figura 2.19 - Exemplo de circuito de modulação Sigma-Delta.....	48
Figura 2.20 - Diagrama de blocos da modulação Sigma-Delta.....	49
Figura 2.21 - Forma de onda da modulação Sigma-Delta.....	50
Figura 2.22 – Exemplo de variação da frequência em função do duty cycle para modulação sigma-delta auto-oscilante.....	50
Figura 2.23 - Possíveis realimentações em um amplificador Classe-D.....	51

Figura 2.24 - Compensador: (a) de primeira ordem; (b) de segunda ordem.	52
Figura 2.25 - Variação da resposta de frequência de um filtro de segunda ordem passivo. (a) filtro com impedância maior do que a projetada; (b) filtro com impedância certa.	54
Figura 2.26 - Amplificador Classe-D auto-oscilante.....	55
Figura 2.27 - Amplificador auto-oscilante com controle de carga.....	56
Figura 2.28 - Topologias do estágio de saída: (a) meia-ponte; (b) ponte completa.	57
Figura 2.29 - Resultado de simulação do amplificador Classe-D	61
Figura 2.30 - Forma de onda de saída do amplificador Classe-D experimental (1kHz).....	61
Figura 2.31 - Eficiência do amplificador Classe-D experimental	62
Figura 2.32 - Distorção do amplificador Classe-D meia-ponte para um sinal de 1kHz.....	62
Figura 3.1 - Configurações híbridas	63
Figura 3.2 - Circuito híbrido série	64
Figura 3.3 - Circuito híbrido paralelo	66
Figura 3.4 - Circuito híbrido envelope	67
Figura 4.1 – (a) Circuito de um amplificador linear; (b) Representação Simplificada.	69
Figura 4.2 - Amplificador híbrido proposto: duplo meia-ponte + Classe-AB	69
Figura 4.3 - Resultado do projeto do circuito híbrido. (a) formas de onda; (b) parcela de perdas de cada estágio.....	71
Figura 5.1 - Forma de onda de saída com amplificador em repouso (sem sinal na entrada) ...	72
Figura 5.2 - Forma de onda de saída para 50% da potência nominal (250W)	72
Figura 5.3 - Tensão de saída do amplificador híbrido para potência máxima.....	73
Figura 5.4 - THD do amplificador híbrido, em função da potência, para frequência de 1kHz.	73
Figura 5.5 - THD do amplificador híbrido com $\pm 9V$ de offset	74
Figura 5.6 - Variação da tensão de <i>offset</i> : $\pm 3V$ VS. $\pm 5V$ VS. $\pm 7V$	75
Figura 5.7 - Rendimento do amplificador híbrido em função da potência.....	75
Figura 5.8 - Comparativo da THD entre amplificador Híbrido e Classe-D	76
Figura 5.9 - Comparativo entre eficiências do amplificador Híbrido e Classe-D.....	77
Figura 0.1 - Filtro de saída de segunda ordem do amplificador Classe-D	89
Figura 0.2 - Resposta de frequência do modelo	90
Figura 0.3 - Resposta ao degrau do modelo	91
Figura 0.4 - Resposta em malha fechada.....	91
Figura 0.5 - Comparação do circuito com modelo matemático	92
Figura 0.6 - Simulação do modelo matemático proposto.....	92

Figura 0.1 – Módulo do amplificador de correção	93
Figura 0.2 – Módulo gerador de PWM	93
Figura 0.3 - Amplificador híbrido completo (incluindo os módulos)	

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Parâmetros de um alto-falante.....	32
Tabela 2.2 - Parâmetros Thiele-Small de um alto-falante.....	32
Tabela 2.3 - Resumo dos parâmetros de projeto do amplificador Classe-D	59
Tabela 2.4 - Características do MOSFET IRFP4227	59
Tabela 2.5 - Eficiência estimada do amplificador Classe-D meia-ponte	60
Tabela 2.6 - Resultados da simulação do amplificador Classe-D meia-ponte	61

SUMÁRIO

1. Introdução	18
1.1 Objetivos	20
1.1.1 Objetivo principal	20
1.1.2 Objetivos específicos	20
2. Revisão Bibliográfica.....	21
2.1 Contexto Histórico da Amplificação de Sinais	21
2.1.1 Circuitos lineares	21
2.1.2 Circuitos chaveados	23
2.1.3 Circuitos híbridos.....	26
2.2 Considerações Gerais	27
2.2.1 Resposta em frequência	27
2.2.2 Distorção.....	28
2.2.3 Fator de amortecimento	30
2.2.3.1 Considerações acerca da carga	31
2.2.3.2 Rede Zobel.....	35
3.2 Amplificadores lineares Aplicados a Áudio.....	37
3.2.1 Classe A	37
3.2.2 Classe B	38
3.2.3 Classe AB	40
3.2.4 Circuitos lineares de amplificação de potência	41
3.2.4.1 Considerações sobre transístores bipolares em região linear	41
3.2.4.1.1 Ganho.....	42
3.2.4.1.2 Transcondutância.....	43
3.2.4.1.3 Tensão base-emissor.....	43
3.2.4.2 Circuito amplificador de três estágios	44
3.3 Amplificadores Chaveados (Classe-D)	45
2.3.1 Amplificador Classe-D em malha fechada	47
2.3.2 Modulação Sigma-Delta	48
2.3.3 Modulação Por Largura de Pulso (PWM)	51
2.3.3.1 NFB _{pré-filtro}	51
2.3.3.2 NFB _{pós-filtro}	53
2.3.4 Modulação Auto-Oscilante.....	55
2.3.5 O Estágio de Potência.....	56
2.3.5.1 Topologias	57
2.3.5.2 Perdas no Estágio de Potência	58

2.3.6	Exemplo de Projeto de um Amplificador Classe-D	59
2.3.6.1	Análise de perdas	59
2.3.6.2	Resultados	60
3.	Circuitos Híbridos em Eletrônica de Potência.....	63
3.1	Topologias Híbridas	63
3.1.1	Configuração série	64
3.1.2	Configuração Paralela.....	65
3.1.3	Configuração envelope	66
4	Conversor híbrido aplicado à audio	68
4.1	Introdução.....	68
4.2	Topologia Proposta	68
4.2.1	Projeto.....	70
4.2.1.1	Perdas no estágio de potência	70
5	Resultados e Discussões.....	72
5.1	Amplificador Híbrido	72
5.2	Variação da Tensão V_{offset}	74
5.3	Comparação Entre Amplificador Híbrido e Classe-D	76
6	Conclusão	78
7	Referências Bibliográficas	80
Apêndice A		86
Modelagem Matemática do Amplificador Classe D.....		86
	Modelo em Espaço de Estados do amplificador Classe D	86
	Modelo da Modulação por Largura de Pulso	88
Apêndice B		89
Dimensionamento do Filtro de Saída e Validação do modelo.....		89
Apêndice C		93
Protótipo do Amplificador Híbrido		93

CAPÍTULO 1

1. INTRODUÇÃO

No último século, pode-se dar destaque ao aprimoramento da maneira como a sociedade emprega o uso de energia, fazendo-a útil em uma vasta gama de aplicações. Através da manipulação e transformação da energia potencial cinética, do calor ou diretamente da radiação solar, tem-se o uso da energia elétrica como um dos principais fatores que impulsionaram a evolução da sociedade, principalmente pelo maior domínio das técnicas para sua utilização, tornando-a de fácil conversão e emprego nas mais diversas áreas.

Tal facilidade está atrelada ao desenvolvimento da eletrônica de potência, a qual surgiu como uma ciência aplicada ao processamento da energia elétrica, transformando-a conforme a necessidade de utilização através de conversores estáticos. Deste modo, a disseminação de equipamentos eletroeletrônicos fez-se proeminente, trazendo desafios e oportunidades para otimização de como o ser humano interage com as mais diversas formas de trabalho. Tal advento não interfere somente em aspectos técnicos e intelectuais, mas tangencia aspectos culturais, os quais evoluem de maneira conjunta e confundem-se na forma de expressão da sociedade atual.

Das mais diversas formas de expressão humana, a música mostra-se como uma capaz de transmitir as particularidades culturais de um povo. Antropologicamente, este tipo de manifestação tem a qualidade de representar características temporais e evolutivas de determinados grupos, desde os primórdios das civilizações. Preponderantemente, a música assume aspecto artístico, porém os meios para sua criação e reprodução acompanham os aspectos evolutivos das tecnologias contemporâneas à mesma.

A convergência de conhecimentos relacionados à mecânica, eletrônica e música resultaram no desenvolvimento de uma série de dispositivos destinados ao áudio. Desde a captação dos sinais provenientes dos instrumentos até sua reprodução, circuitos eletrônicos extrapolaram as limitações acústicas de sistemas mecânicos, estendendo os limites de como a música pode ser produzida e reproduzida.

O consumo de música através de amplificadores de som é extremamente difundido e, corriqueiramente, nos deparamos com o uso de algum circuito responsável por amplificar áudio em nosso dia-a-dia. Eletronicamente, circuitos amplificadores de áudio são aqueles que têm a

capacidade de receber um sinal de entrada da ordem de poucos volts e o reproduzir com maior potência, dentro da banda de frequência audível.

A evolução da forma de entretenimento cria desafios no domínio da engenharia elétrica. Sistemas de som profissional, os quais apresentam estruturas sonoras capazes de movimentar eventos para milhares de pessoas, trabalham com amplificação de sinais a patamares que possibilitam a excitação de dezenas de transdutores alto-falantes. Este cenário converge tecnologias onde circuitos eletrônicos de alta potência e eficiência são desenvolvidos. Portanto, um padrão na amplificação de áudio é almejado: conciliar potência alta, peso baixo, maior eficiência, confiabilidade e qualidade a um custo reduzido por watt (SHAW, 2012).

Desde a concepção dos primeiros circuitos de amplificação de sinais elétricos, diversas topologias foram desenvolvidas com o intuito de melhorar sua eficiência e/ou qualidade. Historicamente, a amplificação de sinais com dispositivos trabalhando em região linear preponderou soberanamente pelas primeiras décadas desde o advento da eletrônica. Tais circuitos apresentam baixa taxa de distorção harmônica, porém possuem eficiência limitada, o que resulta em baixa densidade de potência devido a inclusão de mecanismos para dissipação de calor.

Em contrapartida aos circuitos lineares, propôs-se, no final da década de 1950, a utilização dos dispositivos de amplificação como chaves (trabalhando na região de corte ou saturação). Desta forma, o sinal de áudio é modulado através de uma portadora em alta frequência. Esta topologia possibilitou o aumento da eficiência dos circuitos de amplificação, porém o conteúdo harmônico do sinal amplificado é maior. Portanto, a inclusão de filtros é inerente ao seu funcionamento, os quais objetivam melhorar a qualidade do sinal e diminuir o nível de interferência eletromagnética.

Visando mitigar as deficiências de circuitos lineares e chaveados, propôs-se a combinação de ambos, resultando em circuitos híbridos: utilização de amplificador chaveado para suprir maior parte de potência e, conjuntamente, utilização de amplificador linear para a correção das distorções (YUNDT, 1986). Tais circuitos buscam unir as vantagens de ambas as formas de amplificação citadas até então, resultando em um circuito de com a eficiência de um amplificador chaveado e a baixa distorção de um amplificador linear. Esta abordagem traz novos desafios de desenvolvimento e projeto de circuitos, possibilitando a exploração de novas topologias de amplificação.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo principal

O desenvolvimento desta dissertação tem como objetivo a proposição de uma topologia híbrida de amplificação de sinais, pressupondo que a mesma deve ser projetada especificamente para operação ótima com sinais de áudio. Para tal aplicação, o amplificador deve apresentar alta eficiência (próxima a eficiência de amplificadores chaveados) e alta qualidade de sinal (melhor que amplificadores chaveados).

1.1.2 Objetivos específicos

Para atingir o objetivo principal, este trabalho busca percorrer uma série de objetivos específicos, dentre os quais:

- Revisão bibliográfica das formas de amplificação linear aplicadas à áudio;
- Revisão bibliográfica das formas de amplificação chaveada aplicadas à áudio;
- Análise das metodologias de projeto de um amplificador Classe-D;
- Investigação das perdas envolvidas em um amplificador Classe-D;
- Análise das metodologias de projeto de um amplificador híbrido;
- Investigação das perdas envolvidas no amplificador híbrido proposto.

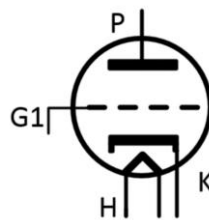
CAPÍTULO 2

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 CONTEXTO HISTÓRICO DA AMPLIFICAÇÃO DE SINAIS

2.1.1 Circuitos lineares

Figura 2.1 – Simbologia representativa da válvula tríodo



(USA, 1955)

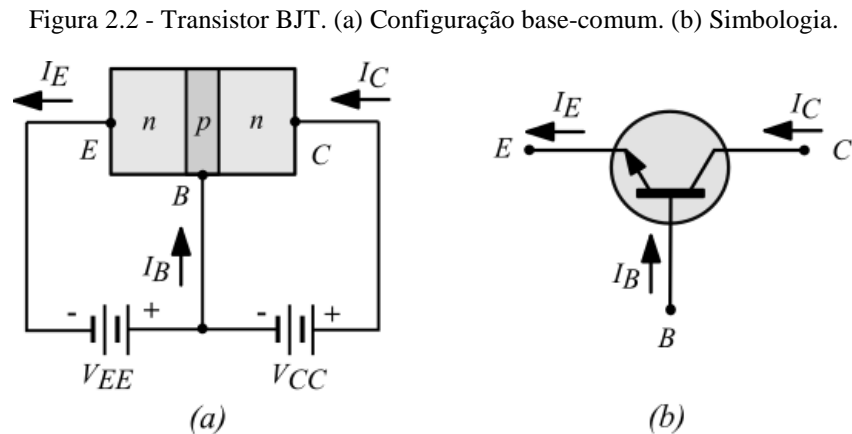
O dispositivo representado na Figura 2.1 teve sua construção possível devido a descoberta de Thomas Edison: o efeito Termiônico. Este efeito caracteriza-se pela transferência de elétrons, de uma superfície emissora à uma superfície coletora, através do vácuo. Para tal, os elétrons necessitam superar as forças de atração presentes na superfície onde se encontram. Os mesmos atingem tal nível de energia através do aumento da temperatura destas superfícies (pelo aquecimento do filamento H), ao ponto de ruptura de atração do elemento (RIDER, 1945).

Considerando este efeito (descoberto em 1880), em 1908 Le De Forest patenteou o dispositivo supracitado, onde uma grade ($G1$) fora incluída entre a placa P (ânodo) e o filamento K (cátodo). Percebeu-se que a corrente que fluía entre ânodo e cátodo assumia o comportamento da tensão aplicada na grade, porém com uma amplitude correspondente à tensão aplicada entre a placa e o filamento (USA, 1955).

Desde então, contínuos aperfeiçoamentos foram sendo implementados aos dispositivos amplificadores. Visando mitigar os efeitos causados por capacitâncias parasitas entre os eletrodos, o que limita seu uso em altas frequências, fora proposta a adição de uma segunda grade às válvulas, para blindagem, objetivando manter o potencial de atração entre elétrons constante. A mesma foi adicionada entre a grade de controle e o terminal ânodo, adicionando uma polarização mais positiva em relação ao cátodo, originando a válvula tetrodo. Porém, percebeu-se um efeito colateral: no início da condução da válvula houve distorção. Uma parte dos elétrons é atraída para esta grade de blindagem, reduzindo a eficiência do dispositivo.

Desta forma, foi necessária a inclusão de outra grade auxiliar, entre a blindagem e o anodo, impedindo a fuga dos elétrons. Originou-se, portanto, a válvula pênodo (USA, 1955).

Posteriormente, no final da década de 1940, um dispositivo semicondutor funcional foi construído com sucesso nos laboratórios Bell: o Transistor de Junção Bipolar (ou *Bipolar Junction Transistor – BJT*), representado na Figura 2.2 (BOYLESTAD & NASHELSKY, 1999).



Adaptado de: (BOYLESTAD & NASHELSKY, 1999)

Semelhante à válvula, o transistor também pode ser usado para a amplificação linear de sinais. Conforme Figura 2 (a), o nível de tensão V_{EE} pode manter o transistor polarizado em sua região ativa, resultando no funcionamento do mesmo como amplificador linear. O dispositivo supracitado trouxe uma série de melhorias em relação às antecessoras válvulas: menor; mais leve; não necessita aquecimento; mais robusto, etc.

Esforços foram empregados não somente no desenvolvimento de novos dispositivos. Nos primórdios das aplicações de amplificadores, durante a década de 1930, já mostrava-se empenho em melhorar a eficiência das topologias dos circuitos, conforme mostram os trabalhos de (NOTTINGHAM, 1941) e (NELSON, 1933). Tais pesquisas apresentam como trabalhar de maneira ótima com as classes de operação A e B. Estas classes diferem-se, principalmente, pela maneira como os dispositivos amplificadores são polarizados.

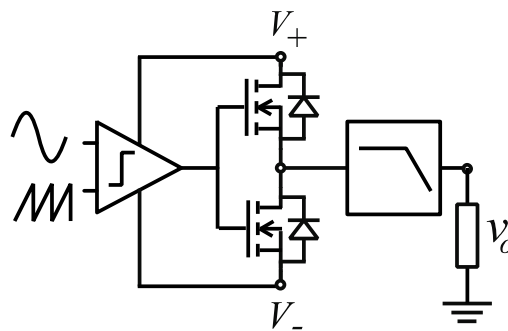
Apesar de amplificadores lineares apresentarem boa resposta dinâmica e baixa taxa de distorção harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion* – relação proveniente da medição de sinais indesejados adicionados pela amplificação ao sinal de saída), é inerente ao seu funcionamento o rendimento limitado. Isto deve-se ao fato de que, para controlar a tensão de saída, o dispositivo varia a queda de tensão em si, mesmo com circulação de corrente. O produto do encontro entre tensão e corrente resulta em potência dissipada. A otimização através do uso

de diferentes topologias de amplificação, por exemplo, trouxe eficiências de 50% para um amplificador Classe-A e 78,5% para um amplificador Classe-B (SELF, 2009).

2.1.2 Circuitos chaveados

Em contrapartida à utilização dos dispositivos em região linear, há outro conceito de amplificação: transístores trabalhando como chaves (região de corte e saturação). Deste modo, tem-se circulação de corrente quando a tensão em seus terminais é mínima e bloqueio da mesma quando a tensão em seus terminais é máxima. Portanto, não há tensão e corrente concomitantemente (o que resultaria em dissipação de potência). Considerando um dispositivo ideal (isto é, sem perdas), o rendimento de circuitos amplificadores chaveados (ou amplificadores Classe-D) é de 100% (SELF, 2009). Data da década de 1950 a proposta de amplificação de sinais através desta topologia, a qual já demonstrava eficiência prática acima de 90% (ETTINGER & COOPER, 1959). Conforme exemplifica Figura 2.3, o sinal pode ser modulado em alta frequência através de um comparador. Para a redução do conteúdo harmônico proveniente do chaveamento, é necessário a utilização de um filtro passa-baixas, sintonizado de acordo com os parâmetros do projeto.

Figura 2.3 - Exemplo de circuito chaveado



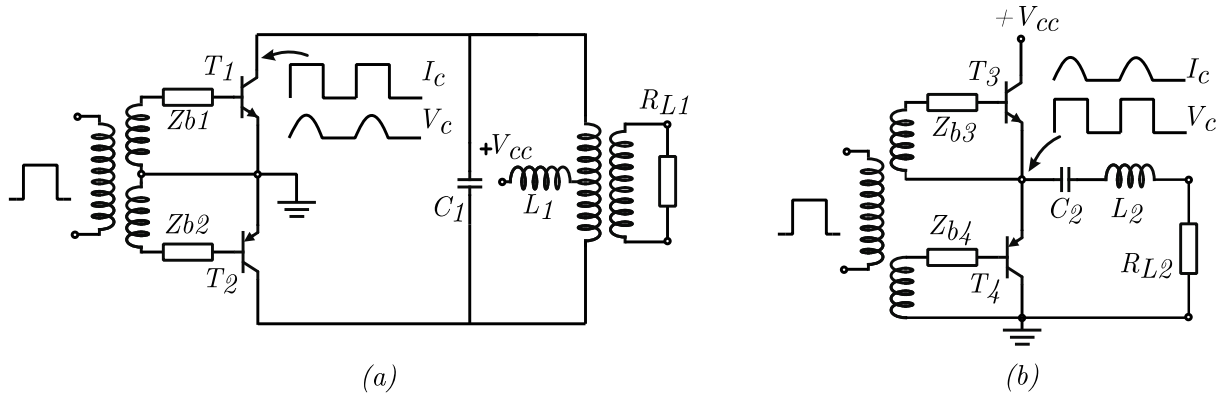
Fonte: Autor.

A promessa de alta eficiência tornou-se atrativa para a utilização desta topologia em inversores de frequência. A aplicação de circuitos chaveados em acionamento de máquinas e em fontes de potência CA, onde circuitos lineares eram preponderantes, poderia possibilitar a otimização do rendimento, não se delimitando ao teto fixado pelas classes A e B. Conjuntamente, em aplicações de rádio frequência (RF – *Radio Frequency*) houve o grande empenho na otimização dos sistemas chaveados. Amplificadores Classe-D sintonizados surgiram como uma alternativa à topologia de amplificação Classe-C (PAGE, et al., 1965).

Portanto, nos anos subsequentes, a utilização dos transistores bipolares para chaveamento foi sendo investigada. Os parâmetros responsáveis pelas perdas foram analisados

e modelados, a fim de maximizar o limiar do rendimento. Em (CHUDOBIAK & PAGE, 1969), as limitações de frequência e potência no uso de transístores em amplificação Classe-D sintonizada são estudadas. Os mecanismos das perdas são apurados em duas configurações principais: o amplificador chaveando corrente e o amplificador chaveando tensão, conforme Figura 2.4:

Figura 2.4 - Classe-D sintonizado. (a) chaveamento de corrente; (b) chaveamento de tensão.



Adaptado de: (CHUDOBIAK & PAGE, 1969)

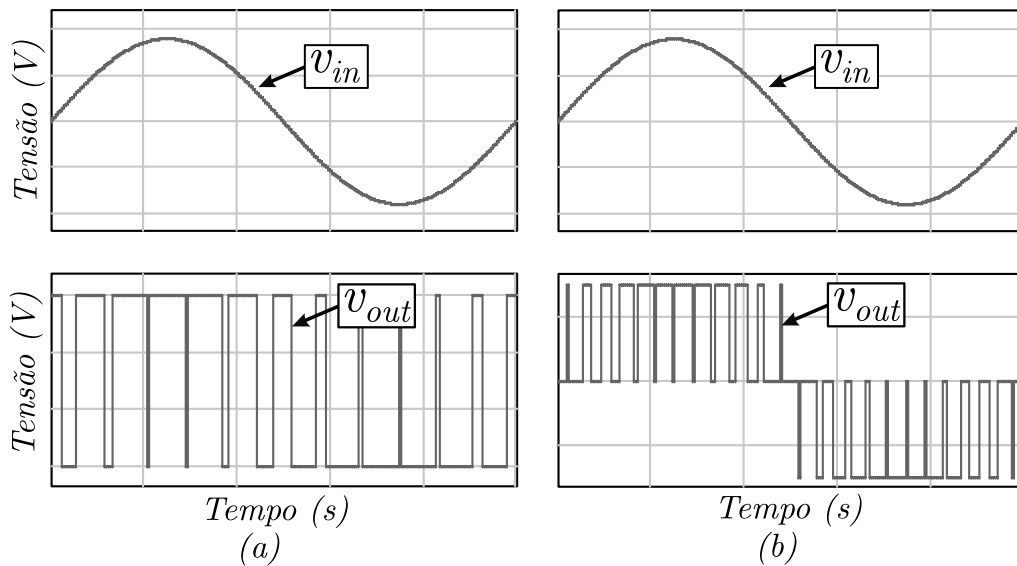
Detalhadamente, a pesquisa fez-se em torno de como as perdas se comportam em transístores saturados, em função da frequência, tipo de transistor utilizado e forma de onda aplicada. Percebeu-se que o circuito de chaveamento de corrente apresentou maior robustez para seu funcionamento em alta frequência, porém com uma relativa menor eficiência que o sistema de chaveamento por tensão. Independentemente, ambos os circuitos chaveados apresentaram maior eficiência para a mesma aplicação do que circuitos lineares. Valores de rendimento em torno de 90% puderam ser atingidos através de técnicas de controle da forma de onda aplicada ao circuito do *driver*.

Seguindo na avaliação da eficiência de circuitos chaveados, a abordagem apresentada pelo trabalho de (MARTIN, 1970) foca no balanço de potência de diferentes metodologias de modulação. Para tal, considera-se: potência utilizável de carga; potência de carga com corrente contínua; potência de carga com frequências de modulação indesejáveis; e dissipação do dispositivo.

O trabalho conclui que, basicamente, um circuito Classe-D de modulação dois níveis (onde um braço de chaveamento é responsável pela sintetização da tensão de saída, a qual assume valores de tensão positiva v_+ e negativa v_- da fonte) apresenta diagrama de balanço de potência similar ao de um amplificador Classe-A. Em paralela analogia, um amplificador Classe-D de modulação três níveis (capaz de sintetizar na saída os valores V_+ , V_- e $0V$) apresenta seu diagrama de balanço de potência semelhante à um amplificador Classe-B, onde

a eficiência é otimizada pelo fato de que cada braço de chaveamento opera por um semiciclo do sinal de referência. Deste modo, o trabalho conclui que amplificadores Classe-D têm o balanço de potência semelhante à amplificadores convencionais, trazendo, portanto, os conceitos de modulação Classe-AD e Classe-BD (nomenclaturas presentes na literatura desde então), onde suas formas de onda são ilustradas na Figura 2.5:

Figura 2.5 - Formas de onda de modulação: (a) Classe-AD; (b) Classe-BD



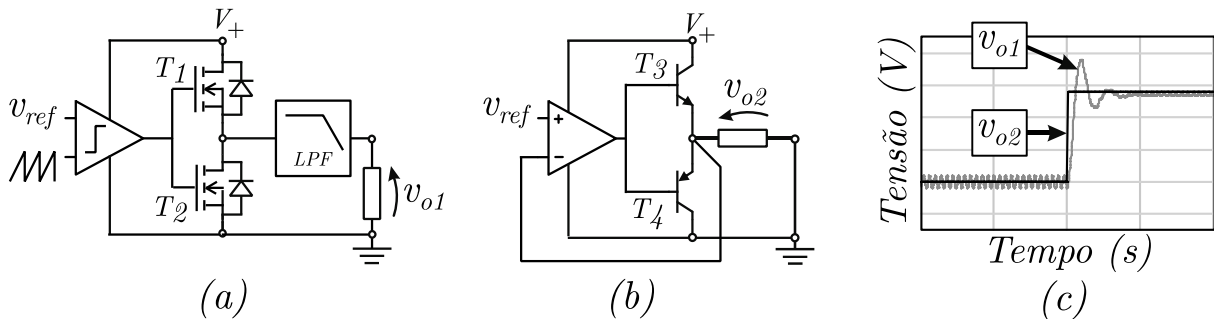
No final da década de 1970, os primeiros trabalhos considerando a utilização do então novo semiconductor à base de metal-óxido (MOS – *Metal Oxide Semiconductor*) em topologia Classe-D foram apresentados. Em (MURRAY & OLESZEK, 1979), o princípio fundamental do uso do supracitado dispositivo como chave foi investigado. O mesmo expôs de maneira sucinta como as principais características do dispositivo influenciam no desenvolver do projeto, ilustrando diversas possibilidades de excitação do estágio de saída. Como o MOSFET é acionado por tensão, o projeto do estágio de *driver* tem diferenças a serem levadas em consideração, tal como as perdas neste tipo de dispositivo. Além destas ponderações, a utilização de diodos em paralelo às chaves é abordada, a qual tem duas finalidades principais: limitar transientes indutivos e proporcionar um caminho para possíveis correntes que voltem para a fonte através do estágio de amplificação. Equitativamente ao chaveamento utilizando transístores bipolares, a resposta de frequência está diretamente atrelada ao filtro de saída, porém o conteúdo harmônico pode manifestar diferenças. Visando atenuar estas possíveis distorções presentes na saída, é apresentada metodologia de utilização de circuitos chaveados em malha fechada.

A suplantação dos transístores bipolares por transístores derivados da tecnologia MOS em aplicações chaveadas fez-se de maneira natural nos anos subsequentes. Não

surpreendentemente, o comportamento deste dispositivo manteve-se atrelado ao uso do mesmo para aplicações em alta frequência. A diminuição da corrente necessária no estágio de excitação, a maior tensão suportada pela característica construtiva e a baixa resistência em condução mostraram-se como atrativos explícitos para o desenvolvimento de projetos chaveados. Porém, mesmo com tais vantagens, algumas exigências não se faziam cumprir.

Considerando uma mesma situação de aplicação, circuitos lineares e chaveados têm diferentes resultados de saída para um mesmo sinal de referência, conforme exemplifica a Figura 2.6. Amplificadores chaveados apresentam uma resposta dinâmica diferente dos lineares, causada pelo filtro passa-baixas (LPF – *Low-pass filter*) de saída e atraso gerado no estágio de *driver*. Além do mais, o conteúdo harmônico (composto, majoritariamente, pela frequência de chaveamento do conversor) é maior, trazendo limitações em aplicações de alta fidelidade ou sensíveis a interferência eletromagnética (EMI – *Electromagnetic Interference*). Portanto, de modo genérico, surge uma situação de oposição: o projetista deve optar entre as características de alta eficiência e baixa linearidade do circuito chaveado, ou as características de baixa eficiência e alta linearidade do circuito trabalhando em região ativa.

Figura 2.6 – Exemplo comparativo de resposta dinâmica: (a) circuito chaveado; (b) circuito linear; (c) comparativo da forma de onda de saída de (a) e (b) para um mesmo sinal de referência v_{ref}



Fonte: Autor.

2.1.3 Circuitos híbridos

Considerando os desafios do cenário exposto e visando mitiga-los, na década de 1980 propôs-se uma alternativa capaz de unir as vantagens da amplificação chaveada (principalmente, alta eficiência) com as vantagens dos circuitos lineares (principalmente, alta qualidade): os circuitos híbridos (YUNDT, 1986). Trata-se de uma série de configurações que utilizam circuitos chaveados e lineares no estágio de potência, onde técnicas de arranjos topológicos e controle convergem para que, idealmente, somente as qualidades de ambos os circuitos sejam aproveitadas.

Tal apelo mostrou-se vantajoso para uma vasta gama de aplicações. Primariamente, qualquer sistema de amplificação que demanda cuidado especial em relação à qualidade do sinal pode ser beneficiado pelo uso destas técnicas. Neste âmbito, enquadra-se a amplificação de áudio, a qual utiliza a largura de banda do espectro audível humano (de 20Hz à 20kHz) numa complexa mistura de diversos sinais com diferentes amplitudes e dinâmicas.

2.2 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Como exposto anteriormente, pode-se dividir os circuitos de amplificação entre lineares, chaveados ou híbridos, onde a última classificação é composta pela combinação das primeiras. Sendo assim, resume-se que a amplificação de sinais é concebida por derivados de duas grandes categorias de circuito: lineares e chaveados.

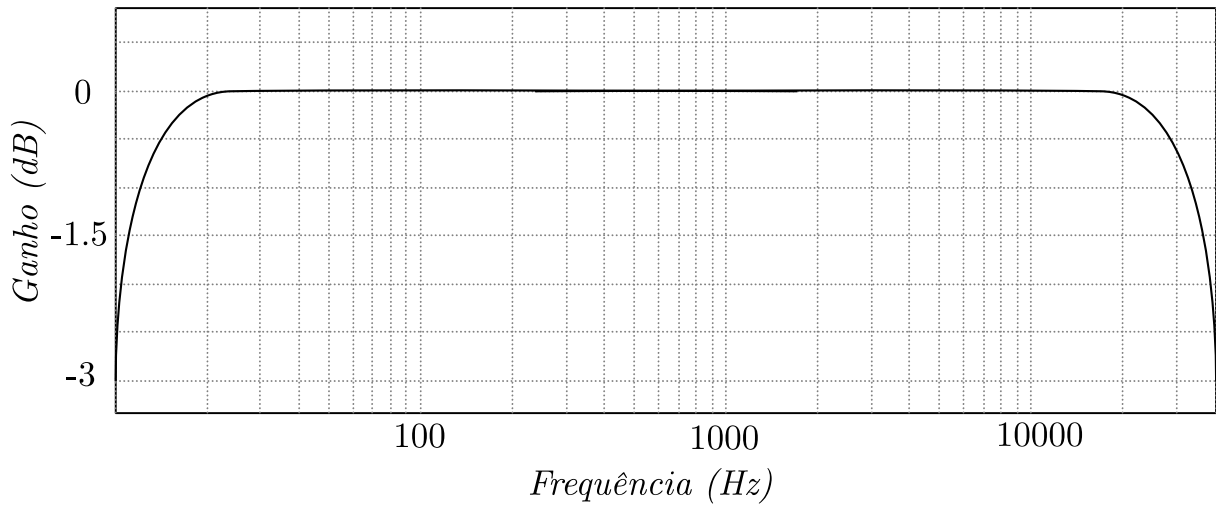
Independente da topologia escolhida, circuitos amplificadores têm o mesmo objetivo: entregar em sua saída um sinal proporcional à entrada, porém com maior ganho. O desenvolvimento de diferentes configurações de circuito visa a satisfação de parâmetros específicos de projeto, os quais podem variar conforme aplicação. Como exemplo, uma topologia de amplificação escolhida para utilização em sinais de RF pode não ser ideal para a utilização em uma fonte de potência CA (ACPS – *AC power source*).

Para aplicações de áudio, porém, almeja-se que os circuitos de amplificação apresentem uma série de parâmetros em comum, tais como: rendimento, distorção, resposta em frequência, etc. Tais parâmetros dizem respeito ao comportamento do áudio e à qualidade do amplificador, servindo como diretrizes para o desenvolvimento dos circuitos amplificadores. Portanto, têm-se como desafio a otimização de alguns preceitos referentes ao áudio, independente da configuração de amplificação escolhida, dos quais segue a análise no decorrer desta seção.

2.2.1 Resposta em frequência

Uma das principais características que diferem um amplificador aplicado à áudio dos demais amplificadores é a sua banda passante. A mesma deve assumir o espectro da audição humana, que abrange a faixa de 20Hz à 20kHz. Para ser capaz de reproduzir um sinal musical com fidelidade, tal resposta deve ser plana, ou seja, apresentar o mesmo ganho para as diferentes frequências, conforme Figura 2.7.

Figura 2.7 - Banda passante de um amplificador de áudio



Fonte: Autor.

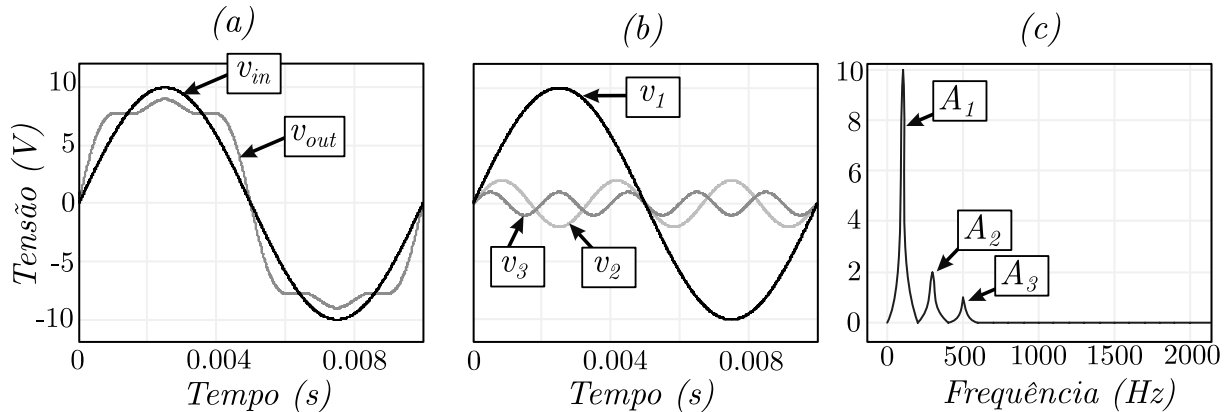
2.2.2 Distorção

Em um sistema ideal de amplificação, deseja-se que o sinal de saída mantenha todas as características de dinâmica e frequência do sinal de referência de entrada, porém com amplitude de tensão e/ou corrente aumentadas. Circuitos experimentais apontam imperfeições oriundas da amplificação, as quais derivam principalmente das não-idealidades dos dispositivos semicondutores. Desta forma, o sinal de saída do amplificador é acrescido de imperfeições, ou seja, o sinal de saída sofre distorção em relação à entrada.

A análise do nível de distorção pode variar conforme a frequência e o nível de tensão aplicado à determinado amplificador. Para um amplificador de áudio, pode-se optar por uma frequência que esteja em uma faixa mediana do espectro audível. Por convenção, utiliza-se um sinal de 1 kHz amplificado à potência nominal do circuito para a medição do nível de distorção. Tal frequência encontra-se em uma região de grande sensibilidade do ouvido humano, o que corrobora com sua escolha para a obtenção deste tipo de parâmetro (CORDELL, 2010).

Um sinal distorcido, muitas vezes, diz respeito à frequência fundamental utilizada como referência, acrescida de frequências harmônicas à mesma (frequências múltiplas inteiras do sinal fundamental). Segundo a análise proposta por Fourier, qualquer sinal variante no tempo pode ser decomposto por uma soma de sinais sinusoidais de diferentes amplitudes (FOLLAND, 1992). Portanto, considerando um amplificador não-ideal onde um sinal sinusoidal perfeito v_{in} é utilizado como referência de entrada e tem-se em sua saída um sinal sinusoidal v_{out} com distorções, pode-se decompor tal sinal em um somatório de diversas formas de onda, conforme Figura 2.8.

Figura 2.8 - Exemplo de sinal amplificação distorcida: (a) sinal de entrada vs. saída; (b) decomposição do sinal de saída; (c) espectro harmônico do sinal de saída.



Fonte: Autor.

No exemplo, percebe-se que o sinal de saída v_{out} apresenta aspecto diferente do sinal de entrada v_{in} . O mesmo, então, é separado em (b) pelas ondas sinusoidais v_1 , v_2 e v_3 , que o compõe, sendo suas respectivas amplitudes A_1 , A_2 e A_3 e suas frequências expostas em (c). Os sinais adicionados pelo amplificador à saída são frequências harmônicas, sendo que as mesmas podem ser mensuradas em um percentual relativo à frequência fundamental aplicada. O percentual de THD pode ser calculada através da equação 2.1

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n A_i^2}}{A_1} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

A Figura 2.8 apresenta um exemplo com a presença somente de duas frequências harmônicas, além da fundamental. Porém, conforme equação (2.1), pode-se calcular a taxa de distorção harmônica considerando o somatório de frequências de enésima ordem. Quanto maior a banda de harmônicos abrangida, mais preciso o parâmetro de THD.

Conforme supracitado, as fontes de distorções são diversas. Inclusive, algumas são inerentes ao funcionamento do circuito ou dos componentes. Segundo será analisado posteriormente neste trabalho, cada estágio presente em um amplificador é responsável por uma parcela de distorção. O trabalho apresentado por (SELF, 2009) aborda a origem das não-linearidades nos amplificadores e propõe maneiras para otimização da qualidade dos mesmos.

Para avaliar qualitativamente o desempenho de um amplificador, deve-se levar em consideração somente os valores mensurados experimentalmente, através de resultados numéricos. Tratando-se de áudio, o resultado final da amplificação diz respeito à excitação de um sentido humano (a audição), o qual traz análises muito subjetivas. Por exemplo: a menor taxa de variação de amplitude percebida pelo ser humano é em torno de 0,3dB para um sinal

sinusoidal puro. Para uma situação mais realista (mistura de frequências), esta variação varia de 0,5 a 1,0dB (BUUS, et al., 1997).

Além do mais, para mesmos valores numéricos de THD, é possível existir percepções diferentes da distorção, dependendo da origem da mesma. Para frequências harmônicas de baixa ordem, suas presenças são notáveis a partir de 1% de THD. Quando se trata de distorção de cruzamento (a qual terá seu comportamento analisado no decorrer deste trabalho), percebe-se o efeito da mesma a partir de 0,3% de THD. Valores de distorção menores são quase imperceptíveis à audição. Portanto, não há evidências que comprovem que um amplificador com 0,001% de THD tenha uma diferença auditiva perceptível em relação a um amplificador com, por exemplo, 0,005% (MOIR, 1981).

2.2.3 Fator de amortecimento

Amplificadores de áudio comportam-se como fontes de tensão. Idealmente, almeja-se que a impedância de saída tenda a ser zero (com exceção à alguns trabalhos que exploram o funcionamento do amplificador como fonte de corrente (MILLS & HAWKSFORD, 1989)) para que a transferência de potência para a carga seja máxima.

Sendo fisicamente impossível, qualquer amplificador experimental apresenta uma pequena impedância de saída, a qual pode interferir na qualidade do sinal entregue à carga. Portanto, o fator de amortecimento (DF – *damping factor*) de um amplificador é um parâmetro dado pela relação entre a impedância da carga R_{LOAD} e sua impedância de saída R_{OUT} :

$$DF = \frac{R_{LOAD}}{R_{OUT}} \quad (2.2)$$

O DF de um amplificador é adimensional e representa a capacidade do amplificador de controlar a carga, fazendo-a seguir a referência de entrada. Através da equação (2.2), percebe-se que o mesmo é estipulado a partir uma simples relação entre resistências. Porém, a impedância de saída de um amplificador não depende unicamente dos componentes utilizados em seu estágio final de potência. A malha de realimentação negativa interfere na capacidade do amplificador de compensar a queda de tensão em sua saída, variando, portanto, o DF .

Não somente a impedância de saída de um amplificador varia. Quando se trata da carga aplicada à saída do amplificador, inerentemente subentende-se a utilização de alto-falantes. Os mesmos são dispositivos transdutores (que convertem uma forma de energia em outra) e devido às características construtivas deles, apresentam variações no valor da sua impedância ao longo

do espectro audível. Portanto, seu comportamento deve ser analisado individualmente, conforme segue o próximo tópico.

2.2.3.1 Considerações acerca da carga

Almeja-se que, para a reprodução perfeita de um sinal amplificado, o transdutor tenha a capacidade de converter os valores de tensão em pressão sonora com a mesma sensibilidade em todas as frequências. Em uma situação real, transdutores alto-falantes têm uma largura de banda limitada. A conversão de energia elétrica para mecânica apresenta um comportamento complexo, principalmente pela combinação de circuitos eletromagnéticos e sistemas estruturais.

O comportamento de transdutores eletroacústicos foi intensamente investigado, inicialmente por (THIELE, 1961) e aprimorado por (SMALL, 1971), os quais apresentam uma metodologia para medição e estipulam parâmetros para alto-falantes. Através destes parâmetros, é possível gerar um circuito equivalente do mesmo (exemplificado na Figura 2.9 *a*) e, assim, sua função de transferência. Tendo o modelo do comportamento do transdutor, é possível realizar o projeto das caixas acústicas, prever resposta de frequência, melhorar eficiência, entre outros. A profunda contribuição das pesquisas realizadas por Thiele e Small fizeram com que tais parâmetros fossem batizados com seus nomes (parâmetros *TS* – *Thiele/Small*). Brevemente, os resultados de seus trabalhos serão abordados no corpo desta seção.

Um dispositivo transdutor alto-falante apresenta o comportamento de um dipolo acústico: desempenha o papel de duas fontes sonoras de mesma amplitude, porém defasadas entre si em 180° (SILVA, 1996). Deste modo, para cada sinal de comprimento de onda maior do que a fonte sonora, existe o cancelamento entre a onda frontal e traseira. Caso o alto-falante se encontre em uma estrutura defletora de tamanho tal que as ondas geradas em um lado do dispositivo nunca se encontrem com as geradas do outro lado, o mesmo assume o comportamento de um monopolo. O conceito desta estrutura chama-se *baffle* (ou *baffle infinito*, em referência às dimensões ideais que tal estrutura deve ter), onde há a garantia que não exista cancelamento de fase. Através do uso de uma caixa acústica fechada, com volume interno V_b superior ao volume equivalente do falante V_{as} , têm-se a o comportamento do falante como monopolo. Porém, a caixa acústica pode ser dimensionada para que o seu volume interno interfira na resposta de frequência do sistema, visando melhorar o rendimento em algumas faixas.

A Figura 2.9 (a) apresenta o circuito equivalente de um alto-falante, o qual converte os esforços mecânicos para elétricos. A fonte E_g e a resistência R_g representam um amplificador conectado ao transdutor, sendo sua fonte de tensão e sua impedância de saída, respectivamente. Percebe-se em (b) que, devido à inclusão de componentes indutivos e capacitivos, a impedância equivalente do circuito varia conforme a frequência. Os parâmetros presentes nesta figura derivam da associação das grandezas mencionadas na Tabela 2.1 com os parâmetros *Thiele-Small* da Tabela 2.2.

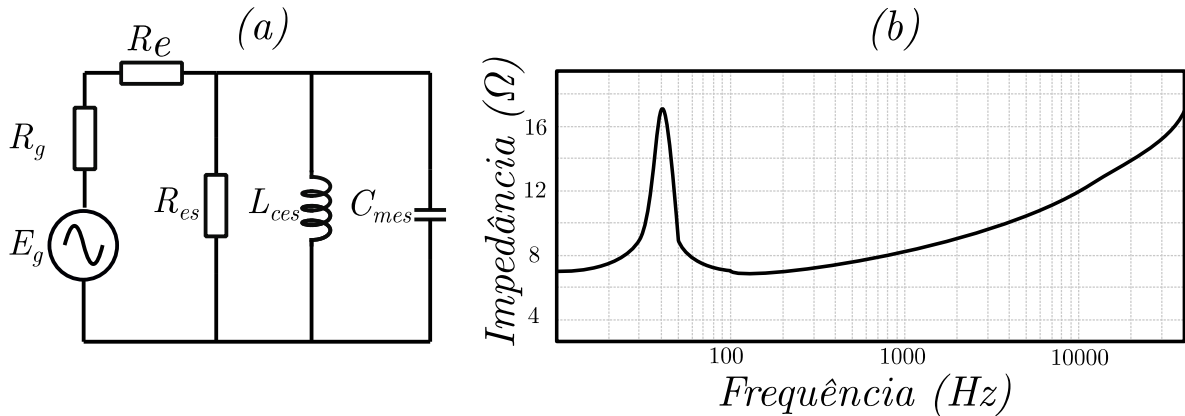
Tabela 2.1 - Parâmetros de um alto-falante

Parâmetro	Definição	Dimensão
Compliância Mecânica	<i>Deslocamento/Força</i>	s^2/Kg
C_{ab}	<i>Compliância acústica do ar em um aolome V_b</i>	$m^4 \cdot s^2 / Kg$
C_{ms}	<i>Compliância mecânica da suspensão</i>	m/N
C_{as}	<i>Compliância acústica da suspensão</i>	m^5/N
R_{as}	<i>Resistência acústica devido às perdas na suspensão</i>	$Kg \cdot s / m^4$
R_{ms}	<i>Resistência mecânica da suspensão</i>	Kg/s
S_d	<i>Área efetiva do cone</i>	m^2
M_{ms}	<i>Massa mecânica do cone</i>	Kg
M_{as}	<i>Massa acústica do cone</i>	Kg/m^4
βL	<i>Densidade de fluxo X comprimento efetivo da bobina</i>	$T \cdot m$
R_e	<i>Resistência da bobina</i>	Ω

Tabela 2.2 - Parâmetros Thiele-Small de um alto-falante

Parâmetro	Definição	Dimensão
F_s	<i>Frequência de Ressonância</i>	Hz
V_{as}	<i>Volume de ar com uma compliância igual a C_{as}</i>	m^3
Q_{es}	<i>Fator de qualidade elétrico</i>	---
Q_{ms}	<i>Fator de qualidade mecânico</i>	---
Q_{ts}	<i>Fator de qualidade total</i>	---

Figura 2.9 - (a) Circuito equivalente do alto-falante; (b) Exemplo genérico do comportamento da curva de impedância de um alto-falante.



Fonte: Adaptado de (SILVA, 1996)

Onde:

$$R_{es} = \frac{(\beta L)^2}{R_{ms}} \quad (2.3)$$

$$C_{mes} = \frac{M_{ms}}{(\beta L)^2} \quad (2.4)$$

$$L_{ces} = (\beta L)^2 \cdot C_{mes} \quad (2.5)$$

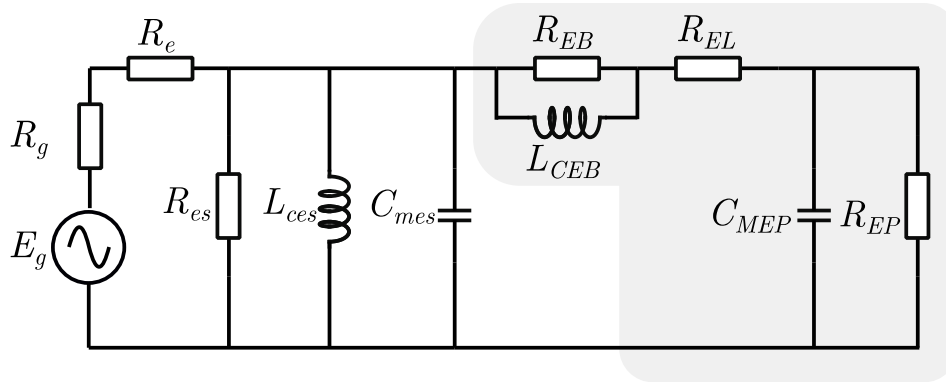
Através das equações 2.3 – 2.5, percebe-se que R_{es} representa as perdas causadas pela suspensão mecânica do falante. Os valores C_{mes} e L_{ces} incluem as características indutivas e capacitivas causadas pela inércia da massa do cone, as quais dependem da densidade de fluxo que percorre o comprimento efetivo da bobina.

O circuito equivalente analisado até então considera um alto-falante em ambiente aberto. A inserção do alto-falante em uma caixa altera o comportamento mecânico do mesmo, devido as diferenças de compressão que o ar exerce. A alteração na movimentação do transdutor reflete, consequentemente, na sua resposta elétrica.

Por exemplo: considera-se um alto-falante conectado fisicamente à uma caixa acústica. Tal caixa é projetada para a configuração Refletor de Graves – a qual contém uma abertura e um duto para a circulação de ar. A mesma é dimensionada para que seu volume interno, v_b , tenha valor tal que consiga sintonizar sua frequência de ressonância F_b para um valor almejado pelo projetista. Neste cenário, o volume da caixa assume uma característica capacitiva, ao

mesmo tempo que o duto assume uma característica indutiva (JAIN, et al., 1981). Portanto, tem-se o incremento do circuito equivalente exposto na Figura 2.10.

Figura 2.10 - Circuito equivalente para alto-falante em caixa tipo Refletor de Graves. Em destaque: contribuição da caixa para o circuito.



Fonte: Adaptado de (SILVA, 1996)

Neste caso, têm-se:

$$R_{EB} = \frac{(\beta L)^2}{R_{ab} \cdot S_d^2} \quad (2.6)$$

$$L_{CEB} = \frac{C_{ab}}{S_d^2} \cdot (\beta L)^2 \quad (2.7)$$

$$R_{EL} = \frac{(\beta L)^2}{R_{AL} \cdot S_d^2} \quad (2.8)$$

$$C_{MEP} = \frac{M_{ap} \cdot S_d^2}{(\beta L)^2} \quad (2.9)$$

$$R_{EP} = \frac{(\beta L)^2}{R_{AP} \cdot S_d^2} \quad (2.10)$$

Onde:

R_{ab} = perdas nas paredes da caixa;

C_{ab} = volume de ar no interior da caixa;

M_{ap} = volume de ar através da abertura;

R_{AL} = perdas por vazamento.

R_{AP} = perdas na abertura;

Diversas são as configurações que uma caixa acústica pode concebida, cada qual visando otimizar um parâmetro do projeto acústico. Os exemplos aqui citados apresentam o comportamento de segunda ordem do alto-falante e o comportamento de segunda ordem de uma caixa acústica. Porém, a mesma pode ser projetada para reproduzir comportamentos de ordem mais elevada (FINCHAM, 1979). A investigação de diferentes topologias de caixas acústica não representa o foco deste trabalho, sendo aqui abordada exclusivamente para exemplificar o comportamento da carga a ser aplicada à um amplificador de áudio.

Percebe-se, portanto, que a carga a assume um comportamento extremamente dinâmico, dependendo da frequência aplicada a ela: por vezes tem sua característica predominantemente capacitiva; outras, predominantemente indutiva.

O projeto de um amplificador leva em consideração a impedância nominal de um alto-falante. Este valor é estipulado pelos fabricantes, normalmente, pelo valor de menor impedância que o transdutor assume. Este valor é obtido quando os elementos capacitivos e indutivos se anulam, ou seja, a resistência em corrente contínua da bobina. A mesma é indicada por R_e na Tabela 2.1. Este valor representa a situação de maior consumo de corrente, portanto, o amplificador deve ser dimensionado para suprir esta carga.

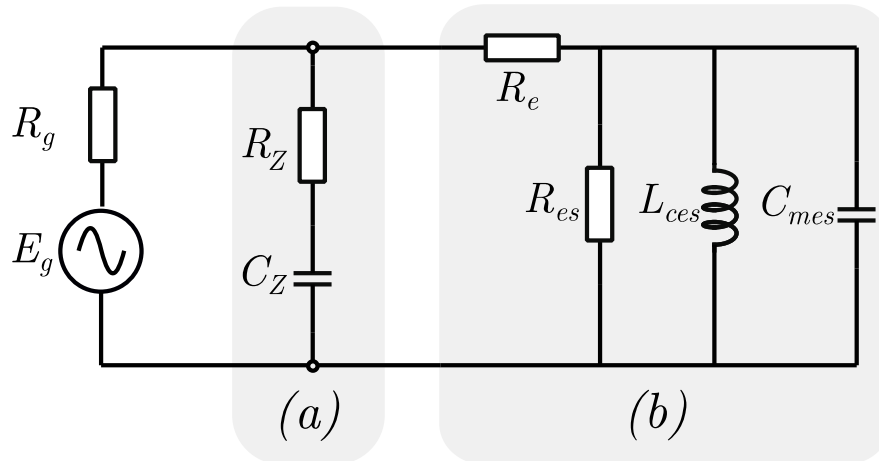
Porém, em amplificadores chaveados (que contém um filtro passa-baixas na saída) a variação da impedância equivalente do transdutor pode representar alteração na resposta de frequência do amplificador. Isto ocorre, pois, a carga a ser utilizada pelo amplificador é considerada para o projeto da frequência de corte do filtro de saída. Deste modo, caso haja variação da mesma, ocorre, portanto, alteração da frequência estipulada. Para mitigar tais problemas, pode-se utilizar filtro passivo paralelamente à saída do amplificador.

2.2.3.2 Rede Zobel

Também conhecido como filtro Zobel, tal circuito consiste na adição de um resistor em série com um capacitor, ambos em paralelo com o alto-falante, conforme Figura 2.11. Este filtro tem a finalidade de suprimir o fator indutivo do transdutor do ponto de vista do amplificador.

Como exposto na Figura 2.9 (b), a impedância do alto-falante tende a aumentar conforme aumenta a frequência aplicada ao mesmo. Isto deve-se, principalmente, pelo efeito da indutância equivalente L_{CES} do transdutor. A adição da rede Zobel faz com que o amplificador veja um caminho de impedância menor no resistor R_Z , através de C_Z (ZOBEL, 1923).

Figura 2.11 – Filtro conectado à saída do amplificador. (a) rede Zobel; (b) circuito equivalente do alto-falante



Fonte: Adaptado de (ZOBEL, 1923)

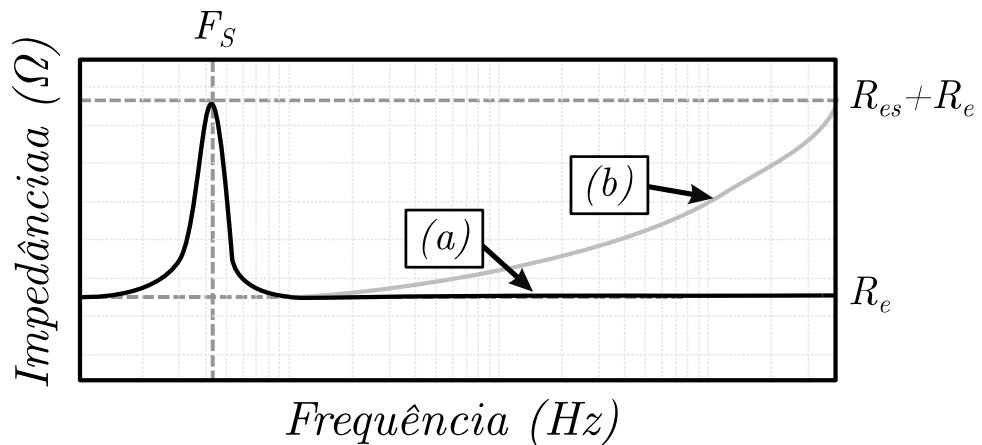
Para o circuito da Figura 2.11, os valores de R_Z e C_Z podem ser calculados através das equações 2.11 e 2.12:

$$R_Z = R_e \quad (2.11)$$

$$C_Z = \frac{L_{ces}}{R_e^2} \quad (2.12)$$

Através da inclusão deste circuito, portanto, a resposta do filtro de saída de um amplificador chaveado permanece constante, mesmo com a aplicação das frequências mais altas do espectro audível. Além do mais, a rede Zobel colabora com a estabilidade do sistema, diminuindo a chance de oscilações em alta frequência no amplificador (SELF, 2009).

Figura 2.12 - Curva de impedância do alto-falante: (a) curva corrigida pelo filtro; (b) curva sem filtro



Fonte: Adaptado de (ZOBEL, 1923).

3.2 AMPLIFICADORES LINEARES APLICADOS A ÁUDIO

A amplificação linear de sinais remete às primeiras metodologias eletrônicas concebidas com o intuito de entregar um sinal à uma determinada carga, sendo o mesmo proporcional à uma referência, porém com maior amplitude. Conforme discutido na introdução deste trabalho, tal abordagem data das primeiras décadas dos anos 1900.

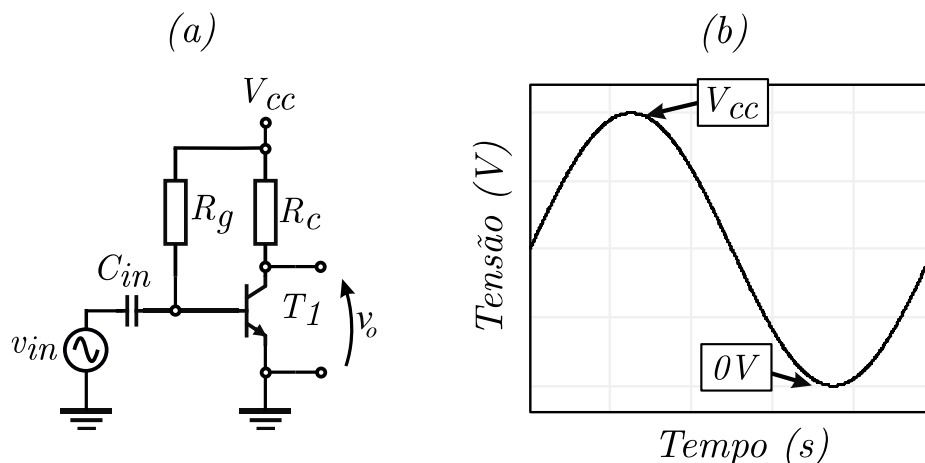
A principal característica que classifica um circuito como amplificador linear está no fato do mesmo trabalhar continuamente no tempo. Para tal, é possível associar mais de um dispositivo de amplificação (normalmente, transístores) para trabalharem conjuntamente, visando melhorar a eficiência do sistema. O quanto cada dispositivo opera para um ciclo completo do sinal de entrada difere os circuitos em classes de operação. As classes com maior aplicabilidade em áudio serão investigadas em sequência.

3.2.1 Classe A

Amplificadores Classe-A se caracterizam por terem o dispositivo de amplificação trabalhando pelo ciclo completo do sinal de entrada, conforme Figura 2.13. Para isto, o circuito do elemento amplificador deve ser polarizado de maneira a operar no centro da sua reta de carga. Sendo assim, o mesmo é capaz de reproduzir os sinais com a melhor linearidade entre todas as classes de operação (BOYLESTAD & NASHELSKY, 1999).

O recurso que garante boa linearidade nesta classe de operação é o mesmo responsável pela sua baixa eficiência. Como o estágio de saída encontra-se em constante condução, há sempre a presença de tensão e corrente em concomitância no dispositivo de amplificação. Isto resulta, portanto, em dissipação de potência.

Figura 2.13 - Amplificador Classe-A. (a) circuito ideal; (b) tensão em cima de T_1 .



Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD & NASHELSKY, 1999)

Para manter o circuito na região ativa, é necessário manter o transistor polarizado mesmo sem a presença de sinal de entrada. Esta polarização constante é representada por R_g . A máxima eficiência teórica do circuito da Figura 2.13 pode ser calculada através da equação 2.13:

$$\eta\%_{MAX} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_C}}{\frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_C}} \cdot 100\% = 25\% \quad (2.13)$$

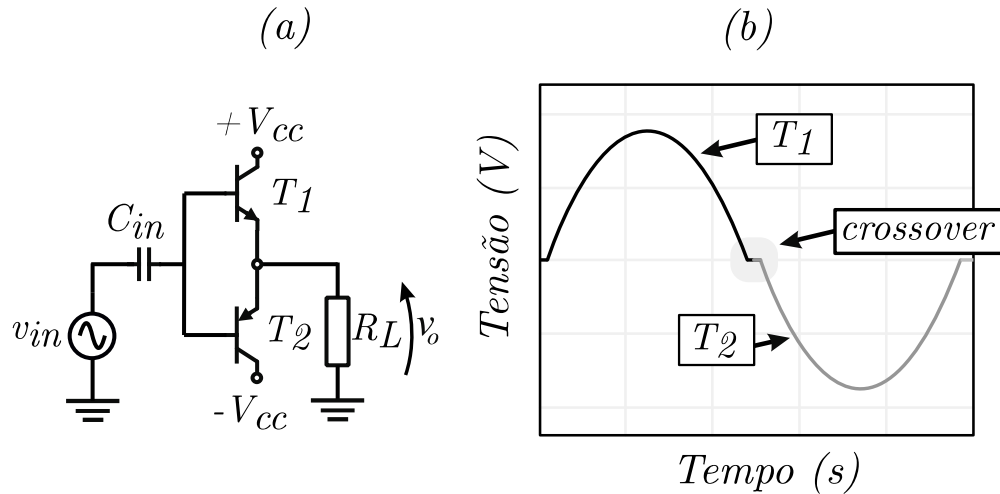
Uma forma de implementar um circuito Classe-A com maior eficiência é através do uso de transformador. Seguindo o exemplo da Figura 2.13 (a), o transformador pode ser acoplado no lugar de R_C , ou seja: no coletor do transistor T_1 . Desta forma, o cálculo da eficiência máxima é dado por:

$$\eta\%_{MAX} = 50 \left(\frac{V_{CE_{MAX}} - V_{CE_{MIX}}}{V_{CE_{MAX}} + V_{CE_{MIX}}} \right)^2 = 50\% \quad (2.14)$$

Em ambas as situações (com transformador ou não), a energia não aproveitada se torna calor. Desta forma, quanto maior a potência aplicada, maior a massa de dissipação necessária (ou circuitos de ventilação forçada), aumentando tamanho, peso e custo. Devido aos fatores supracitados, esta topologia de amplificação dificilmente é encontrada em estágios de potência. Utiliza-se a mesma em circuitos de pré-amplificação, onde valores de corrente e tensão são baixos (reduzindo as perdas) e a importância com a linearidade é primordial.

3.2.2 Classe B

O advento do amplificador Classe B veio como uma alternativa de maior eficiência em relação ao amplificador Classe A. Em contrapartida à polarização constante do amplificador anteriormente analisado, os amplificadores Classe B não necessariamente possuem corrente constante de polarização. Portanto, o dispositivo de amplificação conduz somente quando há sinal de entrada, e somente por meio semiciclo do sinal de entrada. Tal característica gera a necessidade da utilização de dois transistores na saída, possibilitando a sintetização completa da onda. Atribui-se o termo *push-pull* à esta configuração de transistores – onde um é responsável por “empurrar” o sinal alto por um semiciclo (*push*) e outro por “puxar” o sinal baixo (*pull*) no outro semiciclo. O funcionamento desta topologia é ilustrado na figura .

Figura 2.14 - Amplificador Class-B. (a) circuito ideal; (b) forma de onda em v_o 

Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD & NASHELSKY, 1999).

Por não manter uma corrente de polarização constante, os transistores de saída só conduzem quando o sinal de entrada v_{in} tem seu valor maior (em módulo) do que a queda de tensão entre base-emissor dos transistores T_1 e T_2 da Figura 2.14. Desta forma, a não linearidade da entrada e saída de condução do transistor é adicionada ao sinal de saída v_o . Esta distorção ocorre toda vez que a tensão aplicada às bases fica entre $\pm 0,7V$. Neste momento, a tensão de saída é zero. Portanto, tal distorção é conhecida como distorção de cruzamento por zero, ou distorção de *crossover* (CORDELL, 2010).

Como cada transistor conduz por um semiciclo do sinal de saída, o cálculo da eficiência deve considerar somente a condução por 180° em cada dispositivo. Portanto:

$$\eta\% = \frac{\frac{v_o^2(p)}{2 \cdot R_L}}{V_{CC} \cdot \left(\frac{2}{\pi} \cdot I(p)\right)} \cdot 100\% \quad (2.15)$$

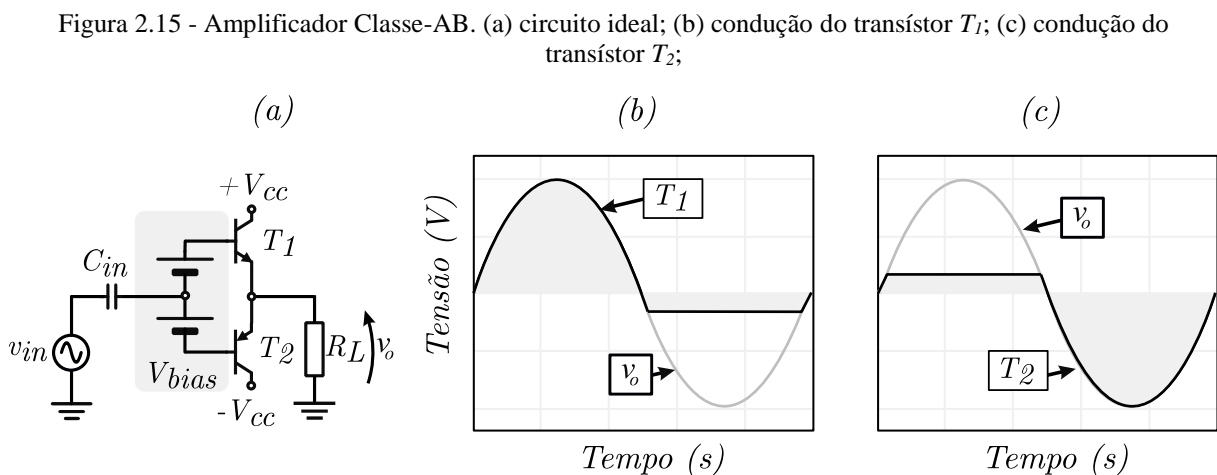
Onde $v_o(p)$ é a tensão de pico de saída e $I(p)$ é a corrente de pico na saída. Portanto, percebe-se que, conforme o sinal v_o aumenta sua amplitude, maior é o valor da eficiência. Este valor chega a o teto máximo quando o sinal de pico de saída chega ao valor da tensão da fonte. Portanto, quando $v_o(p) = V_{CC}$, pode-se simplificar a equação 2.14, chegando a equação 2.15:

$$\eta\%_{MAX} = \frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78,5\% \quad (2.16)$$

3.2.3 Classe AB

Visando mitigar o efeito da distorção de *crossover* presente na topologia Classe-B, propôs-se que os transístores de saída do amplificador pudessem conduzir o sinal de saída por mais do que 180°. Deste modo, por um pequeno período, os transístores trabalham juntos, com polarização contínua, semelhante à um amplificador Classe-A. Esta configuração foi batizada de amplificador Classe-AB, a qual busca unir a boa linearidade de um amplificado Classe-A com a eficiência de um amplificador Classe-B (BOYLESTAD & NASHELSKY, 1999).

Para tal, é necessário adicionar uma tensão contínua à base dos transístores de saída (tensão de bias), a qual mantém os mesmos polarizados. O valor da tensão de bias faz com que o estágio de saída conduza por um período maior que 180° e menor do que 360°. O funcionamento do circuito é exposto na Figura 2.15.



Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD & NASHELSKY, 1999).

A eficiência de um amplificador Classe-AB depende diretamente da tensão de polarização V_{bias} aplicada ao circuito. A mesma pode variar, assumindo a eficiência de um amplificador Classe-A caso ambos os transístores conduzam por 360°, ou a eficiência de um amplificador Classe-B (eficiência máxima teórica), caso ambos conduzam por exatos 180°. Porém, para qualquer valor de condução entre 180° e 360°, cabe a análise apresentada por (BURROW & GRANT, 2001):

$$\eta\% = \frac{v_o^2 \cdot \cos\phi}{4V_{CC} \left(\frac{v_o}{\pi} + I_{bias}|R_L| \right)} \quad (2.17)$$

Sendo $\cos\phi$ o ângulo de corrente de carga (unitário para carga resistiva) e I_{bias} a corrente do circuito de bias.

3.2.4 Circuitos lineares de amplificação de potência

Pode-se dizer que um amplificador de potência é aquele que tem a capacidade de elevar os níveis de amplitude de um sinal de linha (padronizado em 775mV RMS (SELF, 2009), mas podendo variar até 3V RMS) para um nível capaz de excitar um transdutor alto-falante. A ordem do ganho destes amplificadores é entre 20 a 40 vezes, variando conforme a potência desejada na carga (CORDELL, 2010).

Independente da classe de operação escolhida para a saída, o projeto de amplificadores de potência apresenta características em comum. Antes da carga ser alimentada pelo estágio de saída de um amplificador, o sinal proveniente do mesmo passa por uma série de estágios. Inicialmente, o estágio de entrada busca condicionar o sinal proveniente de uma fonte qualquer a ser amplificado. O circuito de entrada transforma o sinal recebido de tensão para corrente, o qual deve ser convertido novamente e ampliado. Finalmente, o circuito de excitação dos transístores de saída condiciona o sinal para a topologia de amplificação escolhida para o projeto. Basicamente, são três etapas de operação, as quais serão discutidas no decorrer desta seção.

Para tal, será abordado um circuito baseado na utilização de BJTs. Segundo apresenta o trabalho de (SELF, 2009), a utilização de transístores bipolares para amplificação linear apresenta algumas vantagens em relação aos transístores derivados da tecnologia FET:

- FETs apresentam linearidade menor em relação aos BJTs, para uma mesma situação de aplicação (mesma carga no dreno e no coletor, respectivamente). A entrada e saída de condução no FET apresenta maior distorção.
- FETs tem uma grande variação de tensão V_{gs} entre eles, devido às diferenças construtivas. Um mesmo modelo de componente pode ter uma tensão V_{gs} que varie entre 3V e 6V, em contrapartida à 0,7V do BJT.
- FETs de potência são mais suscetíveis à ruídos de tensão em seu *gate*. Deste modo, o circuito pode entrar mais facilmente em oscilação em relação à circuitos que utilizam transístores bipolares.

3.2.4.1 Considerações sobre transístores bipolares em região linear

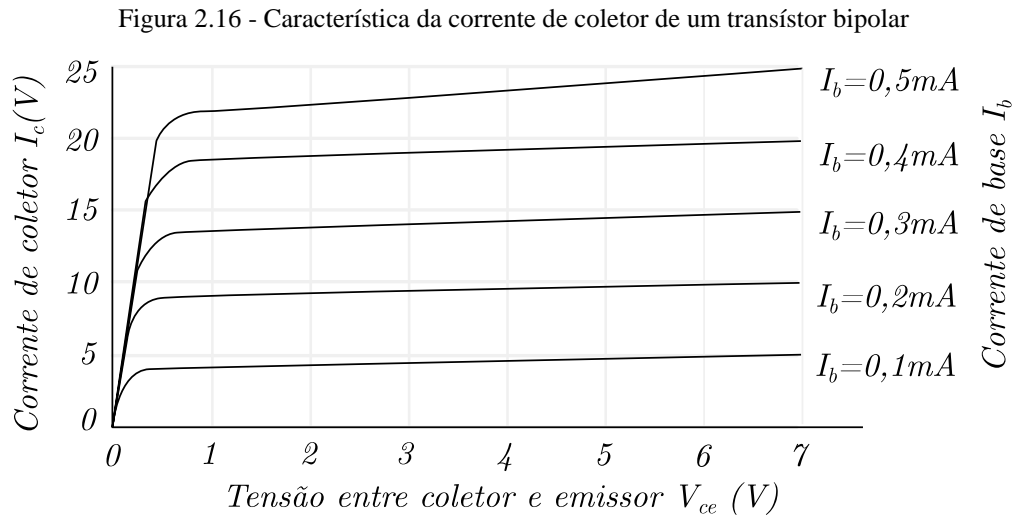
Comumente o dispositivo mais utilizado para o projeto de amplificadores lineares, os transístores bipolares detêm características que beneficiam sua utilização para tal finalidade. O

decorrer desta seção busca abordar brevemente alguns conceitos importantes para a utilização de BJTs em circuitos de potência.

3.2.4.1.1 Ganho

Quando uma corrente circula pela base de um transistor, uma corrente maior passa a circular pelo seu coletor. A razão entre estas duas correntes é o ganho do transistor, chamado de h_{FE} , ou β , conforme equação 2.18. Um exemplo de comportamento genérico da corrente de coletor pode ser visualizado através da Figura 2.16.

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.18)$$



Fonte: Adaptado de (CORDELL, 2010)

Este parâmetro é crucial para o projeto do amplificador, sendo que através do mesmo é que se torna possível a amplificação. Transistores de pequenos sinais, normalmente, têm seu valor de β entre 50 e 200. Transistores de potência, utilizados na saída, apresentam ganhos entre 20 e 100, devido às suas características construtivas (CORDELL, 2010).

Como existe variação no ganho do transistor (sinalizada no *datasheet* dos componentes como h_{FE} mínimo e h_{FE} máximo), o projeto de um amplificador deve ser feito considerando o valor mínimo de ganho. Desta maneira, caso todos os componentes tenham os menores valores de ganho possíveis, ainda há um bom desempenho do circuito. Caso os ganhos tenham variação para mais, o circuito continua tendo bom desempenho, pois os componentes passivos foram dimensionados para a pior situação (valores de resistor limitam a corrente). Um parâmetro mais

estável e previsível de um transistor é a sua transcondutância, portanto, apresenta maior importância no desenvolvimento do amplificador.

3.2.4.1.2 Transcondutância

A transcondutância (gm) de um transistor refere-se à variação na corrente de coletor devido a uma variação de corrente em sua base. A mesma é expressa pela equação 2.19:

$$gm = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{be}} \quad (2.19)$$

Onde ΔI_c representa a variação de corrente no coletor e ΔV_{be} a variação de tensão na base do transistor. Sua unidade é Siemens (S) (o contrário de Ohms - Ω), medida que corresponde à uma variação de 1A para uma variação de 1V. Por exemplo: se a tensão entre base e emissor de um transistor for acrescida de 1mV e, conseqüentemente, a corrente de coletor aumentar em 60 μ A, conclui-se, através da equação 2.19, que a transcondutância deste dispositivo é de 60mS.

A utilização desta característica no projeto de um amplificador torna-se importante para estimar qual a corrente que passará pelo transistor, devido à tensão aplicada na base do mesmo. Como percebe-se na equação 2.19, a relação de transcondutância apresenta característica linear, o torna seu comportamento de fácil compreensão.

3.2.4.1.3 Tensão base-emissor

Como afirmado anteriormente, a corrente no coletor de um transistor só circula no momento em que há aplicação de tensão na base do mesmo. Esta tensão precisa atingir um certo valor para possibilitar a polarização do dispositivo. Em transistores de silício, esse valor varia, normalmente, entre 0,5V e 0,7V.

A relação entre a tensão base-emissor V_{be} e corrente de coletor I_c apresenta um aspecto logarítmico. Em média, para cada acréscimo de 60mV na tensão V_{be} , há o aumento da corrente de coletor em dez vezes. Esta relação obedece a equação 2.20:

$$I_c = I_S \cdot e^{(V_{be}/V_T)} \quad (2.20)$$

Onde V_T é a tensão térmica e I_S a corrente de saturação. V_T assume um comportamento proporcional à temperatura. Através desta equação, percebe-se a ligação entre os parâmetros de

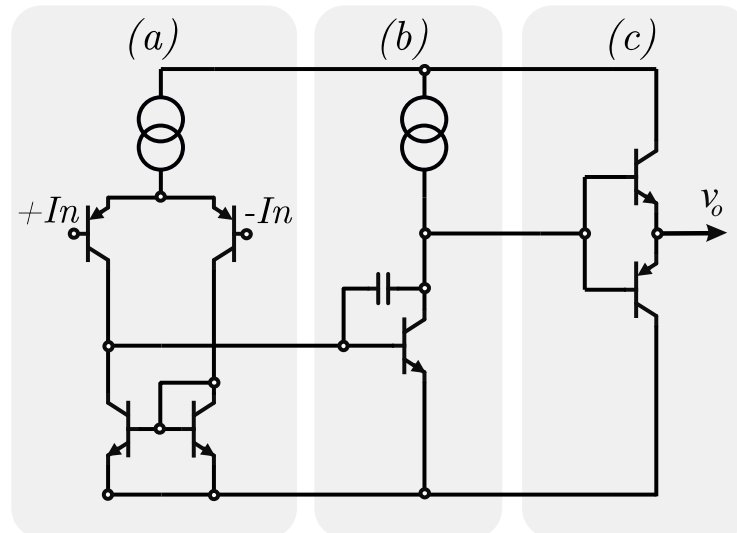
corrente de um transistor e a influência da temperatura sobre eles. Pode-se expressar a tensão V_{be} em função da corrente de coletor, através da seguinte aproximação:

$$V_{be} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (2.20)$$

3.2.4.2 Circuito amplificador de três estágios

A grande maioria dos amplificadores de áudio utiliza uma arquitetura convencional de amplificação, a qual segue um sistema de três estágios (SELF, 2009). Tal arquitetura pode ser visualizada na Figura 2.17.

Figura 2.17 - Arquitetura em três estágios. (a) entrada; (b) VAS; (c) saída.



Fonte: Adaptado de (SELF, 2009)

O primeiro estágio (a) diz respeito à entrada de sinal, o qual tem o comportamento de transcondutância. Caracteriza-se por receber uma entrada em tensão e ter sua saída em corrente, a qual é conectada ao segundo estágio do amplificador.

O segundo estágio (b) é responsável por todo o ganho de tensão necessário no projeto do amplificador, chamado de estágio de ganho de tensão (ou *voltage-amplifier stage* – VAS). Este estágio apresenta uma característica de transimpedância, ou seja: tem em sua entrada uma fonte de corrente e entrega tensão em sua saída.

O último estágio (c) é configurado como um amplificador de ganho unitário de tensão, com o objetivo de aumentar a capacidade de corrente do circuito. O estágio de saída é polarizado conforme as classes de operação descritas anteriormente: Classe-A, Classe-B ou Classe-AB.

Cada classe escolhida deve ter seu respectivo circuito de excitação, garantindo a polarização correta dos transistores de potência.

3.3 AMPLIFICADORES CHAVEADOS (CLASSE-D)

Segundo o teorema de Nyquist, é necessário que um circuito amostrado trabalhe com pelo menos o dobro da frequência do maior sinal a ser amostrado (VAIDYANATHAN, 2001). Considerando a banda passante de um sinal de áudio (a qual abrange até 20kHz), o mesmo deve ser amostrado, portanto, com o mínimo de 40kHz. Porém, esta afirmação não leva em consideração as não idealidades dos circuitos de amostragem. Visando evitar distorções de intermodulação, utiliza-se frequência de chaveamento em torno de 10 vezes maior do que a frequência do sinal a ser modulado. Via-de-regra, para aplicações em áudio, essa frequência varia entre 200kHz à 400kHz.

Os amplificadores de classe D, mesmo que propostos há seis décadas, conforme exposto na introdução deste trabalho, tornaram-se populares somente nas últimas duas. No passado, a vantagem do maior rendimento dos amplificadores Classe D baseados em modulação foi ofuscada pelo alto custo da tecnologia da época, referente aos componentes para circuitos chaveados, tal como a alta taxa de distorção harmônica e ruído quando comparado com os amplificadores lineares.

Atualmente, a evolução da tecnologia de semicondutores permite facilmente a construção de amplificadores chaveados trabalhando com frequências acima de 200kHz. Ademais, intensas pesquisas investigam formas de mitigar as principais deficiências atreladas à circuitos chaveados, conforme segue alguns exemplos:

- Em (LAM & TAN, 2009) apresenta-se um amplificador Classe D em malha fechada, com circuito de compensação de segunda ordem, visando aumentar a taxa de rejeição de ruído da fonte e diminuir THD do sinal de saída;
- No trabalho (TEPLECHUK, et al., 2011), estuda-se a utilização das características reativas do alto-falante (comportamento de segunda ordem, conforme exposto em 2.2.3.1) para o desenvolvimento de um amplificador chaveado que dispensa o uso de filtro na saída;
- Visando reduzir o nível de interferência eletromagnética, propõe-se um diferente sistema de modulação e controle em (YEH, et al., 2010), através de um gerador de *clock* de espectro espalhado, diminuindo a amplitude das

principais frequências de EMI através do espalhamento das mesmas por uma maior banda.

O projeto do amplificador Classe D é bastante flexível, tornando-o adequado para múltiplas aplicações. Pode ser utilizado em sistemas portáteis de baixa potência, (telefones celulares, notebooks) em que a vida útil da bateria e requisitos de volume e compatibilidade eletromagnética são de extrema importância, onde circuitos integrados compactos são desenvolvidos (conforme apresentado em (KINYUA, et al., 2015), (DONIDA, et al., 2014), (KINYUA, et al., 2014)). Aplica-se também em sistemas de alta potência (áudio automotivo ou sonorização profissional), onde minimizar volume, peso e transferência de calor é de suma importância (VICENZI, et al., 2005).

A popularidade da topologia e seus avanços tecnológicos se pronunciam concomitantemente na indústria de semicondutores, onde fabricantes desenvolvem materiais e guias para o uso da mesma em sistemas comerciais (TEXAS INSTRUMENTS, 1999), (HONDA, 2007), (INFINEON, s.d.). O desenvolvimento de amplificadores traz consigo desafios importantes que os projetistas e pesquisadores devem observar, dentre os quais:

- Escolha da topologia de modulação;
- Dimensionamento de semicondutores;
- Projeto do filtro de saída;
- Projeto do sistema de controle.

Para iniciar a análise destes problemas, o comportamento do circuito a ser estudado deve ser conhecido. É possível interpretar o desempenho do mesmo através de sistemas matemáticos. A modelagem de circuitos chaveados pode ser feita de maneira numérica ou analítica. As técnicas numéricas possibilitam a utilização de algoritmos e simuladores de circuitos para a obtenção de resultados, porém consomem tempo e não apresentam a clareza necessária para entender o comportamento de circuitos chaveados. De outro modo, técnicas analíticas apresentam expressões que representam a operação dos conversores (TAJUDINN, et al., 2010). A descrição matemática de amplificadores chaveados vem sendo explorada nos últimos anos ((COX, et al., 2013), (COX, et al., 2011), (COX & CANDY, 2005), (COX, et al., 2017)), porém, apresenta certa complexidade devido à concomitância de etapas analógicas e digitais no processo, dificultando a interpretação em âmbito pedagógico (DONDON, et al., 2011).

Considerando a preponderância de sinais CA em amplificadores Classe D, o mesmo pode ser caracterizado através de metodologias clássicas de conversores CC-CA.

Provavelmente, a técnica de análise em tempo-contínuo mais popular é a análise de pequenos sinais, tendo destaque para os trabalhos apresentados em (WESTER & MIDDLEBROOK, 1972), (MIDDLEBROOK & CÜK, 1977) e (VOPERIAN, 1990). Esta abordagem é possível pois o conversor Classe-D tem o comportamento análogo à um conversor *buck* síncrono ou à um inversor meia-ponte. A modelagem através destas metodologias possibilita uma interpretação simples do comportamento do amplificador em função do seu filtro de saída.

O comportamento de um amplificador chaveado está diretamente ligado à maneira como o mesmo modula o sinal. O sistema de modulação determina a faixa de frequência que o amplificador deve trabalhar e qual a malha de controle a ser utilizada. Portanto, o comportamento em malha fechada das principais formas de modulação será investigado em sequência.

2.3.1 Amplificador Classe-D em malha fechada

Um circuito Classe-D em malha aberta apresenta extrema simplicidade de implementação (conforme exemplificado na Figura 2.3). Porém, o mesmo torna-se susceptível às imperfeições devido às não-idealidades dos componentes, interferências provenientes da fonte e/ou fatores externos. A utilização de circuitos com realimentação negativa torna-se uma opção viável, sendo a mesma capaz de moderar a presença do erro. Tipicamente, têm-se a seguinte função de transferência para um sistema em malha fechada:

$$\frac{V_O(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{ma}(s)}{1 + A_{ma}(s) \cdot \beta(s)} \cong \frac{A_{ma}(s)}{GA(s)} \cong \frac{1}{\beta(s)} \quad (2.21)$$

Onde:

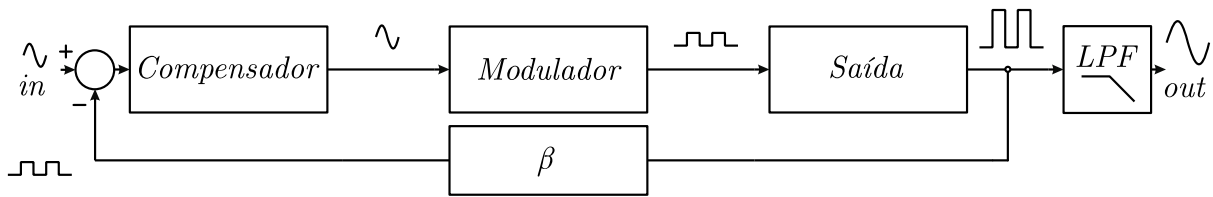
$A_{ma}(s)$ = ganho em malha aberta

$GA(s)$ = ganho em malha fechada

$\beta(s)$ = fator de realimentação

Para a equação 2.21, assume-se que o ganho em malha fechada é grande ($GA(s) = A_{ma}(s) \cdot \beta(s) \gg 1$). Assim sendo, pode-se perceber que qualquer não linearidade presente em $A_{ma}(s)$ será atenuada por $GA(s)$. Da mesma forma, se o fator $\beta(s)$ for escolhido para ter um comportamento linear, o sistema em malha fechada terá um comportamento linear. Tal análise vem do seguinte diagrama de blocos:

Figura 2.18 - Arquitetura genérica de um Classe-D em malha fechada

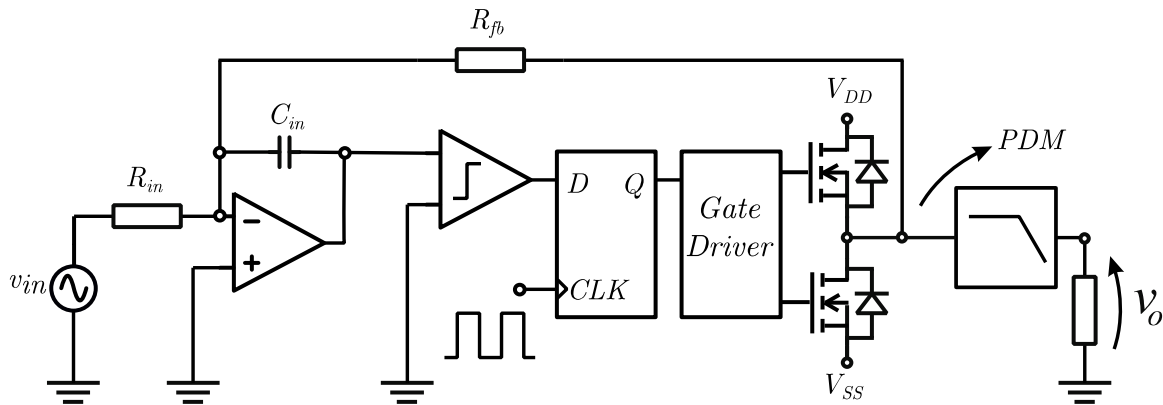


Fonte: Adaptado de (COLLI-MENCHI, 2015)

2.3.2 Modulação Sigma-Delta

Muito conhecida por poucas não idealidades e baixo ruído de saída, a modulação Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) é baseada em um quantizador de 1-bit (GAALAAS, 2006), conforme Figura 2.19:

Figura 2.19 - Exemplo de circuito de modulação Sigma-Delta

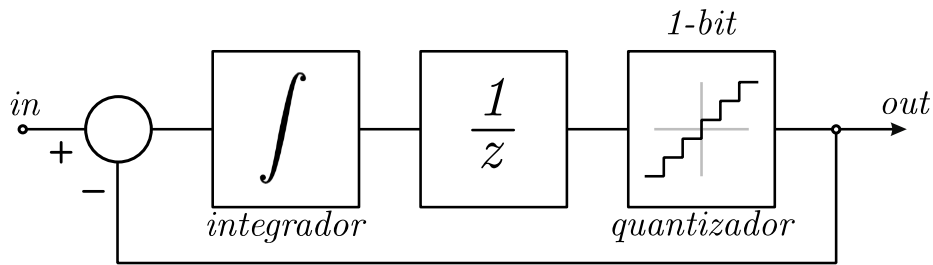


Fonte: Adaptado de (GAALAAS, 2006)

O quantizador (representado na Figura 2.19 pelo *flip-flop*) gera um número de pulsos em uma janela de tempo proporcional a média do sinal de áudio na entrada. Dessa maneira, boa parte da energia em alta frequência é distribuída ao longo de uma faixa de frequência. Esta modulação também é conhecida como Modulação por Densidade de Pulso (*PDM – Pulse Density Modulation*). Sua principal vantagem está na malha fechada – o quantizador funciona com a realimentação – a qual remove não linearidades na banda de áudio, deslocando as componentes harmônicas para valores acima da frequência de chaveamento (KANG, et al., 2008).

A presença do quantizador faz com que a análise do circuito possa ser feita exclusivamente em tempo discreto. O diagrama de blocos que representa o comportamento do modulador sigma-delta pode ser visualizado na Figura 2.20

Figura 2.20 - Diagrama de blocos da modulação Sigma-Delta



Fonte: Adaptado de (KOK & WEBER, 1999)

Considerando o sinal de entrada in como $X(z)$, o integrador como $H(z)$, o ruído de quantização $Q(z)$ e o sinal de saída out como $Y(z)$, têm-se que:

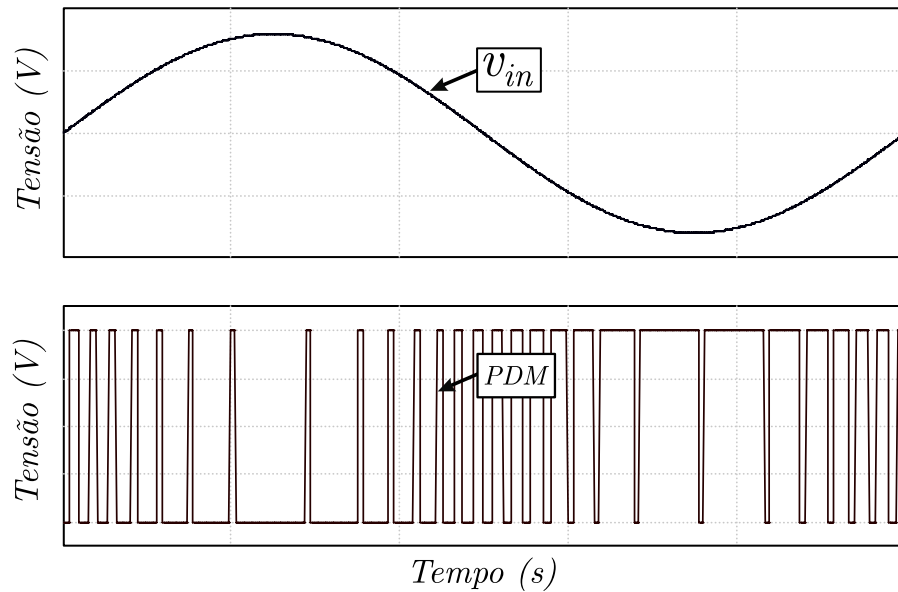
$$Y(z) = \left(\frac{H(z)z^{-1}}{1 + H(z)z^{-1}} \right) X(z) + \left(\frac{1}{1 + H(z)z^{-1}} \right) Q(z) \quad (2.22)$$

$$Y(z) = z^{-1}X(z) + (1 - z^{-1})Q(z) \quad (2.23)$$

O circuito aqui exemplificado representa um modulador sigma-delta de primeira ordem. A análise explorada nas equações 2.21 e 2.22 provém do trabalho de (KOK & WEBER, 1999), o qual analisa não somente o equacionamento do quantizador de primeira ordem, mas metodologias de modelagem para moduladores de segunda ordem até enésima ordem.

Conforme exposto na Figura 2.19, o circuito consta com a presença de um sinal de *clock*, inserido na entrada CLK do *flip-flop*, o que caracteriza o mesmo como sigma-delta síncrono. Em contrapartida, esta técnica de modulação pode ser implementada de maneira assíncrona (não utilizando circuito de *clock*). Desta forma, o circuito funciona de maneira auto-oscilante. A forma de onda da modulação assíncrona pode ser vista na Figura 2.21

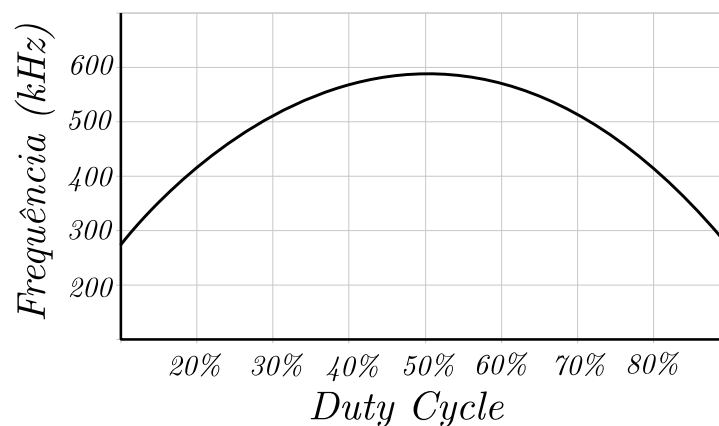
Figura 2.21 - Forma de onda da modulação Sigma-Delta



Fonte: Autor.

A frequência de oscilação é definida pelo integrador de entrada, pelo atraso gerado no circuito de comparação, *driver* e pelo sinal de áudio adicionado à entrada. Isso faz com que a frequência não seja fixa. O valor máximo de frequência é obtido quando o sinal de entrada é zero e o valor mínimo quando a tensão v_{in} estiver perto da saturação (positiva ou negativa). A variação da frequência em função do ciclo de trabalho (*duty cycle* – percentual de tempo de condução da chave) é exibida na Figura 2.22. Esta técnica é comumente utilizada em amplificadores de áudio (KUO & LIN, 2016), (VARLAMOV & CHUGUNOV, 2017), (GUAN-CHYUN, et al., 2005).

Figura 2.22 – Exemplo de variação da frequência em função do duty cycle para modulação sigma-delta auto-oscilante



Fonte: Adaptado de (INFINEON, s.d.)

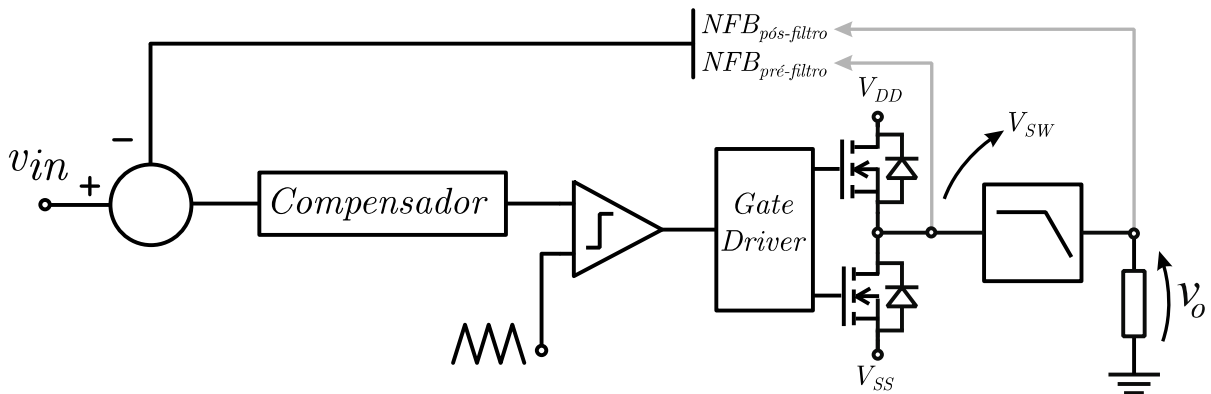
2.3.3 Modulação Por Largura de Pulso (PWM)

Convencionalmente o método mais utilizado, principalmente pela simplicidade de circuito em malha aberta. Considerando componentes ideais, apresenta taxa de distorção harmônica próxima de zero. Porém, devido às não-idealidades de circuitos práticos, tal configuração de modulação deve ser aplicado em malha fechada (KANG, 2016).

Nesta configuração, um sinal de entrada de baixa frequência (neste caso, sinal de áudio) é comparado à uma onda portadora (normalmente, triangular ou dente de serra) de alta frequência. O resultado é uma onda quadrada com a largura dos pulsos modulada conforme o sinal de entrada (conforme Figura 2.5).

Há duas abordagens principais para o projeto de um amplificador Classe-D PWM em malha fechada: a realimentação negativa do erro (*negative feedback* – NFB) pode ser feita antes ou depois do filtro de saída, conforme Figura 2.23. Em ambos os casos, o sinal de realimentação passa por um circuito de subtração, o qual gera um erro que é inserido no bloco compensador. O projeto deste bloco depende diretamente de qual sistema de realimentação adotado, pois pode ou não haver inclusão do filtro de saída no sistema de controle.

Figura 2.23 - Possíveis realimentações em um amplificador Classe-D



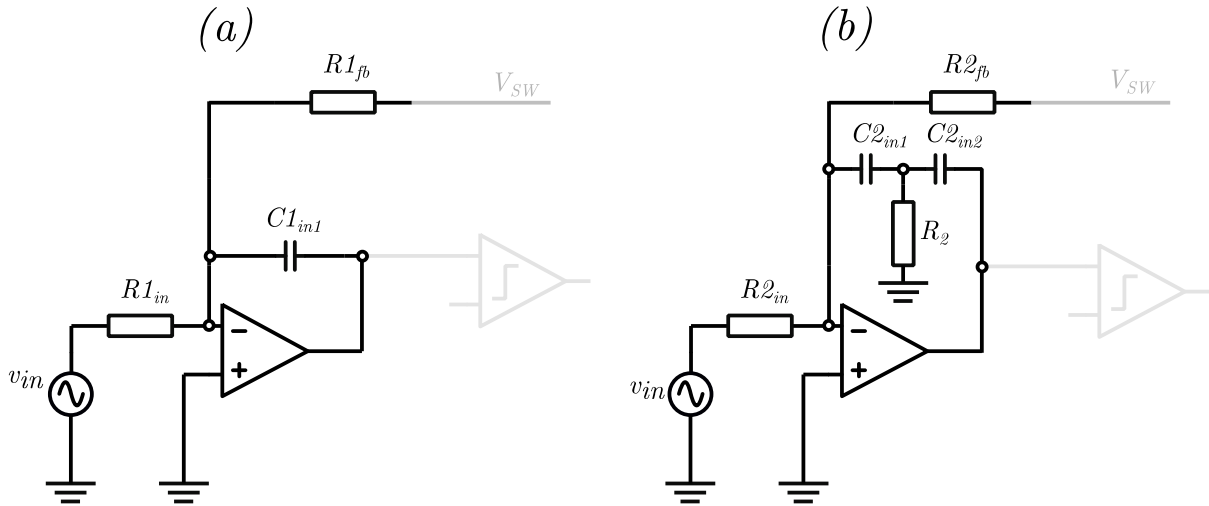
Fonte: Adaptado de (COLLI-MENCHI, 2015)

2.3.3.1 NFB_{pré-filtro}

Considerando a configuração de $NFB_{pré-filtro}$, percebe-se que o filtro de saída e a carga encontram-se fora da malha fechada. Portanto, o erro proveniente destes estágios não é corrigido pelo compensador. Neste caso, o sinal de realimentação provém do sinal chaveado da saída do estágio de amplificação do Classe-D – uma onda quadrada modulada, rica em componentes harmônicos. O sistema em malha fechada, diante disso, deve lidar com todo o conteúdo harmônico gerado no comparador, no *gate driver* e nos transistores de chaveamento.

Nesta configuração, dois tipos principais de compensadores são utilizados, conforme Figura 2.24:

Figura 2.24 - Compensador: (a) de primeira ordem; (b) de segunda ordem.



Fonte: Adaptado de (LAM, et al., 2013)

Em geral, quanto maior a ordem da malha de controle, maior a distorção de todo o circuito (LU & GHARPUREY, 2011), (HOYERBY & ANDERSEN, 2009). Segundo o trabalho de (LAM, et al., 2013), a função de transferência de ruído (NTF – *noise transfer function*, a qual considera a resposta à um ruído branco aplicado) do circuito compensador de primeira ordem (circuito (a) da Figura 2.24) pode ser expressa por:

$$NTF_{1ª\text{ordem}}(s) = \left(\frac{s}{s + K \cdot G_1} \right) \quad (2.24)$$

Ainda, considerando o circuito (b) da Figura 2.24, têm-se que:

$$NTF_{2ª\text{ordem}}(s) = \left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{K}{R \cdot C} s + \frac{K}{R \cdot R_2 \cdot C2_{in1} \cdot C2_{in2}}} \right) \quad (2.25)$$

Onde:

$$G_1 = \frac{1}{R \cdot C1_{in1}} \quad (2.26)$$

$$R = \frac{R1_{in} \cdot R1_{fb}}{R1_{in} + R1_{fb}} \quad (2.27)$$

$$C = \frac{C2_{in1} \cdot C2_{in2}}{C2_{in1} + C2_{in2}} \quad (2.28)$$

A variável K refere-se ao ganho do estágio do comparador e do estágio de saída do amplificador. A análise e linearização desta variável é apresentada em (RISBO, 2005).

Considerando a ausência do filtro de saída na malha fechada, a queda de tensão provocada pela impedância série do indutor não é compensada. Caso a mesma apresente um valor alto, o valor do fator de amortecimento do amplificador pode ser prejudicado (conforme analisado na seção 2.2.3).

2.3.3.2 NFB_{pós-filtro}

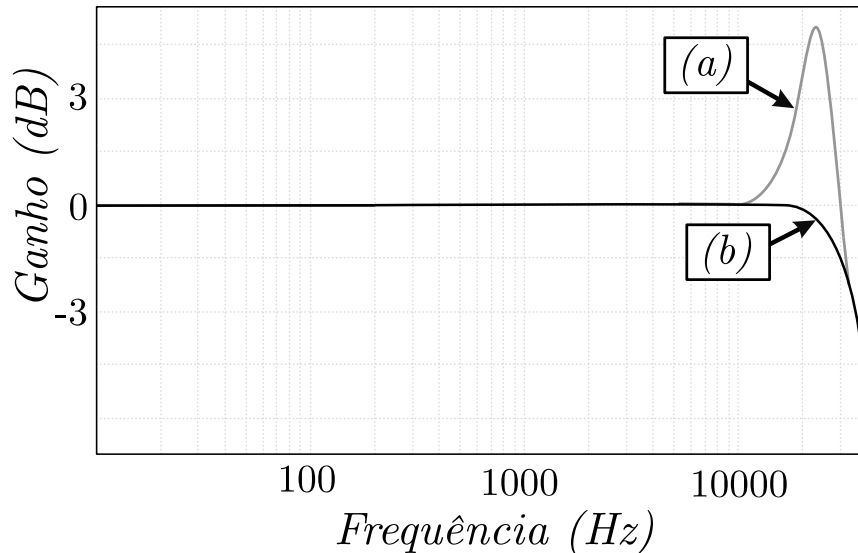
A principal vantagem nesta configuração está na inclusão do filtro de saída na malha de controle, possibilitando a correção de qualquer não-idealidade presente no mesmo. Porém, a adição do mesmo inclui dois polos ao sistema, o que representa um desafio ao projeto do circuito de controle.

Cabe ressaltar as considerações acerca da carga citadas anteriormente. Caso o amplificador seja conectado à um alto-falante sem a equalização da impedância, a mesma apresenta variação no seu valor, conforme variação da frequência. O filtro de saída de um amplificador Classe-D leva em consideração o valor da impedância a ser utilizada como carga, porém os próprios transdutores utilizados apresentam variações.

Além do mais, considerando o amplificador como um produto vendido à um grande público, muitas vezes cabe ao usuário a tarefa de conexão do aparelho à carga. Portanto, mesmo com a especificação correta de qual carga deva ser utilizada, o sistema está sujeito à erro humano. Ademais, o amplificador pode estar suscetível a trabalhar sem carga (caso haja falha no transdutor ou o mesmo seja desconectado). Nesta situação, o fator de qualidade do filtro de saída é alterado, conforme exemplifica Figura 2.25. Considerando a possibilidade de alteração

da resposta de frequência e impedância de carga, o projeto de um compensador torna-se mais complexo.

Figura 2.25 - Variação da resposta de frequência de um filtro de segunda ordem passivo. (a) filtro com impedância maior do que a projetada; (b) filtro com impedância certa.



Fonte: Autor.

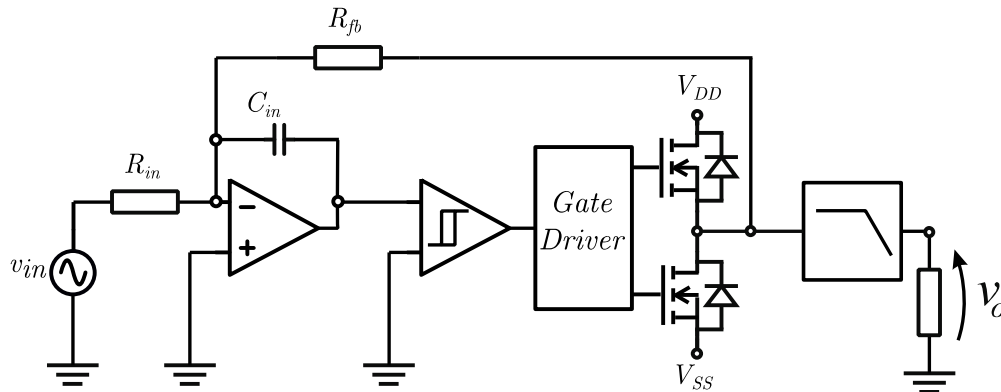
O filtro de saída de um amplificador Classe-D normalmente é sintonizado próximo à máxima frequência da banda audível (20kHz). Para não interferir na resposta desta frequência, o valor de corte fica em torno de 30kHz a 40kHz. Portanto, para a malha de controle garantir o bom desempenho do sistema, a mesma trabalha em uma faixa de frequência próxima da inversão de fase do filtro. Isto faz com que a implementação de ganho na malha de controle tenda a tornar o sistema mais próximo da instabilidade.

Além do mais, qualquer alteração na resposta de frequência do controle resulta na alteração da resposta de frequência do amplificador, o que não é desejado. Levando estes fatores em consideração, quando se utiliza a leitura depois do filtro, normalmente implementa-se um compensador proporcional e o bloco $\beta(s)$ (Figura 2.18) como um ganho unitário ou uma simples divisão resistiva (COLLI-MENCHI, 2015).

2.3.4 Modulação Auto-Oscilante

A aplicação de um circuito Classe-D auto-oscilante mostra comportamento semelhante à modulação sigma-delta assíncrona, porém o circuito comparador e quantizador é substituído por um controle por histerese, conforme Figura 2.26

Figura 2.26 - Amplificador Classe-D auto-oscilante



Fonte: Adaptado de (HOYERBY & ANDERSEN, 2009)

Para que o circuito se mantenha em oscilação, o mesmo deve obedecer ao critério de Barkhausen para um sistema de malha fechada:

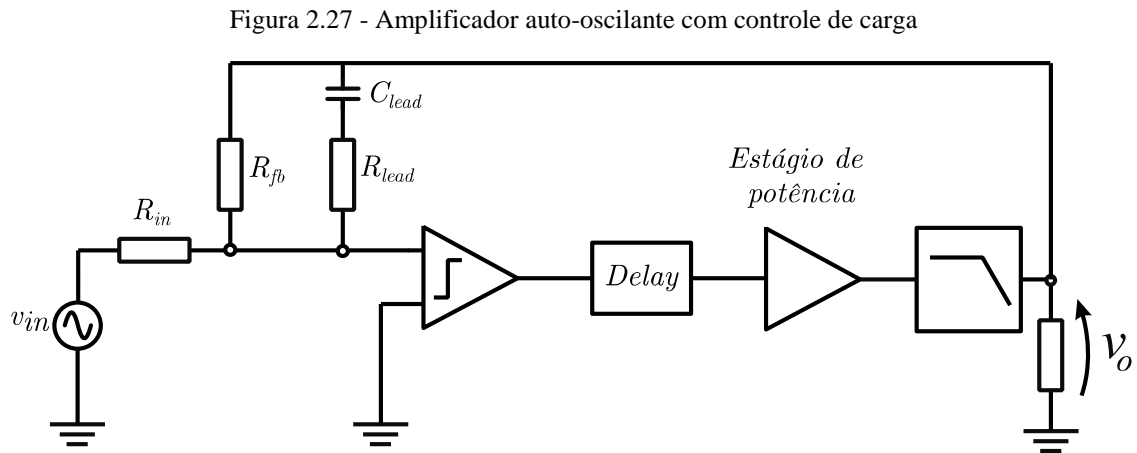
$$F(s) = |A_{ma}(s) \cdot \beta(s)| = 1 \quad (2.29)$$

$$\angle F(s) = \angle(A_{ma}(s) \cdot \beta(s)) = 2\pi n, n \in 0,1,2, \dots \quad (2.30)$$

Portanto, conforme equação 2.29, o ganho do sistema deve ser unitário, e conforme equação 2.30, o deslocamento de fase deve ser múltiplo de 2π . $F(s)$ é determinado pela função de transferência do compensador e pelo estágio de saída (HOYERBY & ANDERSEN, 2009), (LU & GHARPUREY, 2011).

Uma outra abordagem desta configuração foi introduzida por (PUTZEYS, 2005), a qual considera o filtro de saída na malha fechada. Para tal, utiliza-se o conceito do controle por deslocamento de fase, sendo que o filtro de saída faz parte do mesmo. A topologia proposta é ilustrada na Figura 2.27. Desta forma, a variação da carga não interfere na resposta de frequência do circuito. O circuito permanece em oscilação sempre que a fase em v_o esteja

defasada de 180° de v_{in} na frequência de chaveamento, o que é garantido com o compensador por avanço de fase C_{lead} e R_{lead} .



Fonte: Adaptado de (PUTZEYS, 2005)

2.3.5 O Estágio de Potência

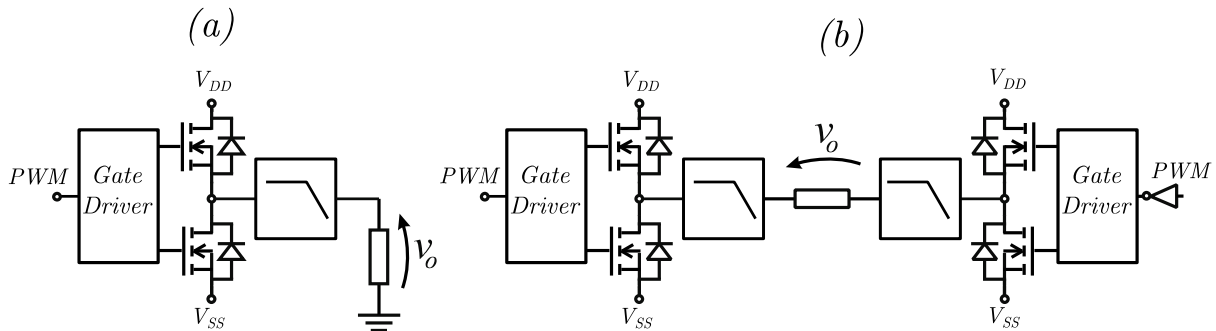
O estágio de potência de um amplificador Classe-D é composto basicamente pelas chaves e circuito de driver. Compreende-se como chaves os dispositivos interruptores de estado sólido, podendo ser aplicados a áudio as seguintes tecnologias: MOSFETs (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* – Transistor de Efeito de Campo de Óxido de Metal Semicondutor); IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor* – Transistor Bipolar de Porta Isolada); BJT; GaNFET (*Gallium Nitride Field Effect Transistor* – Transistor de Efeito de Campo de Nitreto de Gálio).

Conforme abordado na introdução deste trabalho, os BJTs foram suplantados pela utilização de MOSFETs, os quais são considerados nas análises subsequentes. Embora os MOSFETs sejam soberanos, a utilização de GaNFETs mostra-se promissora devido a suas características construtivas (MAISLINGER, et al., 2017), sendo um futuro substituto em potencial para os MOSFETs.

2.3.5.1 Topologias

Convencionalmente, estágio de saída dos amplificadores Classe-D utilizando MOSFETS é configurado em duas topologias principais: meia-ponte ou ponte completa; conforme Figura 2.28 (item (a) e (b), respectivamente).

Figura 2.28 - Topologias do estágio de saída: (a) meia-ponte; (b) ponte completa.



Fonte: Autor.

Circuitos em meia-ponte são capazes de sintetizar sinais de V_{DD} e V_{SS} em sua saída (modulação de dois níveis). Os circuitos em ponte completa podem trabalhar em dois níveis ou em três níveis, sintetizando em sua saída V_{DD} , V_{SS} e GND.

Em ambos os casos, o amplificador apresenta a característica de ser bidirecional. Ou seja: a corrente de saída pode fluir na direção da fonte para a carga, ou vice-versa. Na topologia meia-ponte, tal característica pode resultar em um problema conhecido como *Bus-Pumping* (ou carregamento da fonte), onde a energia reativa volta para a fonte, aumentando a tensão do barramento.

Isto ocorre devido a presença de componentes indutivos no filtro de saída e na carga. Tais elementos se opõem a variação abrupta de corrente. Portanto, durante a troca de polaridade de tensão, a energia armazenada no campo magnético destes elementos força a circulação de corrente através do diodo presente no corpo do MOSFET, carregando, portanto, o barramento da fonte.

O trabalho realizado por (SALA, et al., 2008) investiga a origem deste fenômeno. O mesmo propõe uma forma de minimizar o efeito da variação da tensão da fonte através de uma metodologia ativa de controle. Outro ponto de vista explorado para mitigar este problema é apresentado em (ZHOU, et al., 2019). A pesquisa utiliza uma abordagem de chaveamento suave simétrico através de transformador, o qual remove a variação de tensão da fonte.

A topologia ponte-completa não apresenta este problema. Quando a chave conectada a V_{DD} em um braço é acionada, o outro braço tem sua chave ligada em V_{SS} . Desta forma, a

corrente sempre encontra um caminho para fluir, consumindo simetricamente a energia da fonte.

Pesquisas recentes avaliam a utilização de circuitos multiníveis em amplificadores Classe-D. Em (LEE, et al., 2017), mostra-se que a utilização de topologias com mais níveis é capaz de aumentar a eficiência, diminuir distorção harmônica e níveis de interferência eletromagnética. Porém, a quantidade de interruptores (e drivers) no circuito aumenta, o que, consequentemente, aumenta o custo do sistema.

2.3.5.2 Perdas no Estágio de Potência

A eficiência total de um amplificador é definida pela razão entre a potência de saída P_{OUT} e a potência consumida na entrada. A potência de entrada pode ser definida como a soma da potência de saída e as perdas existentes no amplificador P_{LOSS} , conforme:

$$\eta_{TOTAL} = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{LOSS}} \quad (2.31)$$

Para o caso de um amplificador Classe-D, a predominância das perdas encontra-se em seu estágio de saída. Considerando uma frequência de chaveamento f_{SW} , as perdas totais P_T no amplificador principal podem ser representadas pela soma das perdas de chaveamento P_{SW} , perdas por condução P_C e perdas no *driver* dos MOSFETs P_{GD} :

$$P_T = P_{SW} + P_{CND} + P_{GD} \quad (2.32)$$

Onde:

$$P_{SW} = C_{OSS} \cdot V_{\pm}^2 \cdot f_{SW} + I_D \cdot V_{DS} \cdot t_f \cdot f_{SW} \quad (2.33)$$

$$P_{CND} = \frac{R_{DS(ON)}}{R} \cdot P_{OUT} \quad (2.34)$$

$$P_{GD} = 2 \cdot Q_g \cdot V_{GS} \cdot f_{SW} \quad (2.35)$$

Sendo os seguintes parâmetros do MOSFET: C_{OSS} é a capacitância de saída; I_D a corrente de dreno; V_{DS} tensão entre dreno e source; t_f o tempo de desligamento; $R_{DS(ON)}$ a resistência em condução; Q_g carga total de gate e V_{GS} tensão entre gate e source.

Através das equações 2.32 – 2.35, percebe-se a grande contribuição da frequência de chaveamento para as perdas no sistema. A escolha de um MOSFET com baixa carga de gate e baixo valor de resistência em condução representa melhora na eficiência do sistema.

2.3.6 Exemplo de Projeto de um Amplificador Classe-D

Para a análise subsequente, utilizou-se as informações contidas no Apêndice A e Apêndice B deste trabalho. As mesmas são resultadas de publicação derivada do desenvolvimento desta pesquisa, conforme apresentado (FRANTZ & PINHEIRO, 2018).

O primeiro passo para o projeto de um amplificador é a escolha da potência e da carga que o mesmo irá suprir. Portanto, optou-se pelo projeto de um amplificador de 500W para uma carga de 4Ω . Sendo assim, é necessário que circuito desenvolva 44,72V RMS na saída.

Para este nível de potência, optou-se pelo uso de um amplificador meia-ponte em malha fechada, com modulação PWM, compensador proporcional e filtro LRC de segunda ordem na saída, conforme as topologias apresentadas anteriormente. Com tal escolha de projeto e o desenvolvimento do mesmo (presente no Apêndice A e Apêndice B), têm-se o resumo dos parâmetros expostos na Tabela 2.3:

Tabela 2.3 - Resumo dos parâmetros de projeto do amplificador Classe-D

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
<i>Carga (R)</i>	4Ω
<i>Potência (P_{OUT})</i>	500W
<i>Tensão na saída</i>	44,72V RMS
<i>Tensão de alimentação</i>	$\pm 64V$ (128V pico-a-pico)
<i>Frequência de chaveamento (f_{sw})</i>	200kHz
<i>Indutor do filtro de saída</i>	22,5 μH
<i>Capacitor do filtro de saída</i>	680nF
<i>MOSFET selecionado</i>	IRFP4227

2.3.6.1 Análise de perdas

Conforme especificado na Tabela 2.3, optou-se pelo uso do MOSFET IRFP4227. O mesmo apresenta as seguintes características:

Tabela 2.4 - Características do MOSFET IRFP4227

<i>Parâmetro</i>		<i>Valor</i>
<i>Tensão máxima entre dreno e source</i>	V_{DSmax}	200V
<i>Resistência em condução</i>	$R_{DS(ON)}$	21mΩ
<i>Corrente máxima de dreno à 100°C</i>	$I_{D(100°C)}$	46A
<i>Tempo de descida</i>	t_f	31ns
<i>Carga total de gate</i>	Q_g	70nC
<i>Capacitância de saída</i>	C_{OSS}	460pF

Com as informações da Tabela 2.4, pode-se calcular o valor das perdas através das equações 2.32 – 2.35. O resultado e a estimativa de eficiência do estágio de potência do amplificador meia-ponte são sumarizados na Tabela 2.5:

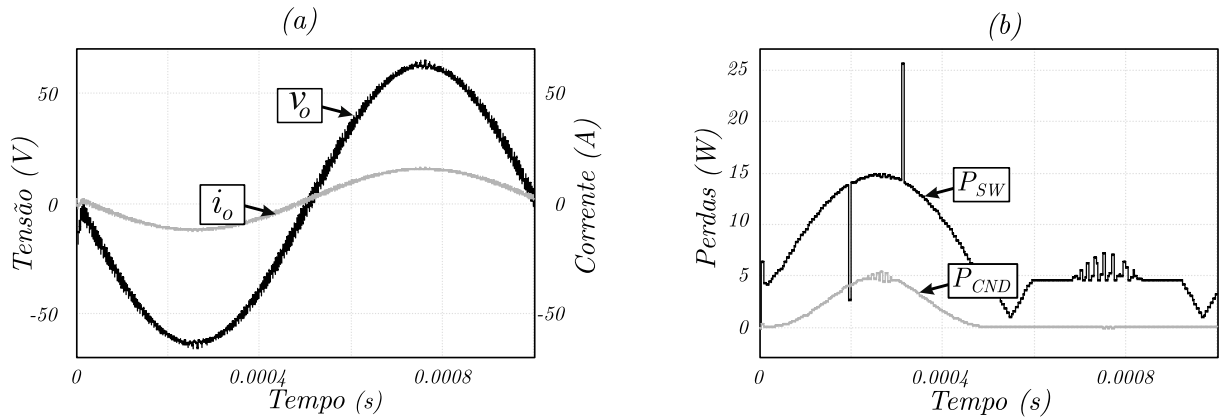
Tabela 2.5 - Eficiência estimada do amplificador Classe-D meia-ponte

<i>Perdas</i>	P_{SW}	P_{CND}	P_{GD}	P_T	<i>Eficiência estimada</i>
<i>MOSFET 1</i>	8,4W	2,63W	0,53W	11,55W	97,6%
<i>MOSFET 2</i>	8,4W	2,63W	0,53W	11,55W	97,6%
<i>Total</i>	16,8W	5,26W	1,05W	23,1W	95,2%

2.3.6.2 Resultados

Para a análise dos resultados, primeiramente o funcionamento do circuito deve ser validado. Portanto, o mesmo fora simulado através do *software* de simulação PSIM®. Sendo assim, utilizou-se o circuito meia-ponte da Figura 2.28 (a), com os parâmetros da Tabela 2.3 e um sinal de entrada de 1kHz. Através destas definições, obteve-se os seguintes resultados:

Figura 2.29 - Resultado de simulação do amplificador Classe-D



Fonte: Autor.

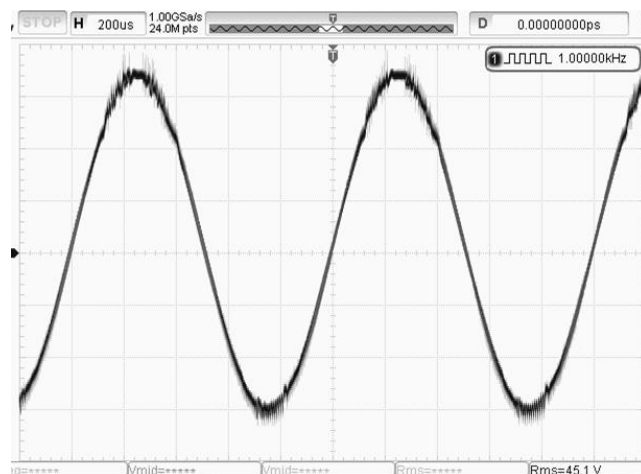
A Figura 2.29 (a) apresenta as formas de onda de tensão v_o e corrente na saída i_o . Em (b), as perdas de chaveamento e de condução de um dos MOSFETs são exibidas em função do tempo. Os resultados numéricos em relação à Figura 2.29 são sumarizados na Tabela 2.6.

Tabela 2.6 - Resultados da simulação do amplificador Classe-D meia-ponte

Parâmetro	Valor
Tensão de saída RMS (v_o)	44,7V RMS
Corrente de saída RMS (i_o)	11,18A RMS
Potência (P_{OUT})	500W
Perdas por condução por MOSFET (P_{CND})	2,08W
Perdas de chaveamento por MOSFET (P_{SW})	8,59W

Considerando o funcionamento teórico do circuito como válido, o mesmo foi testado experimentalmente em laboratório, através do qual obteve-se os seguintes resultados:

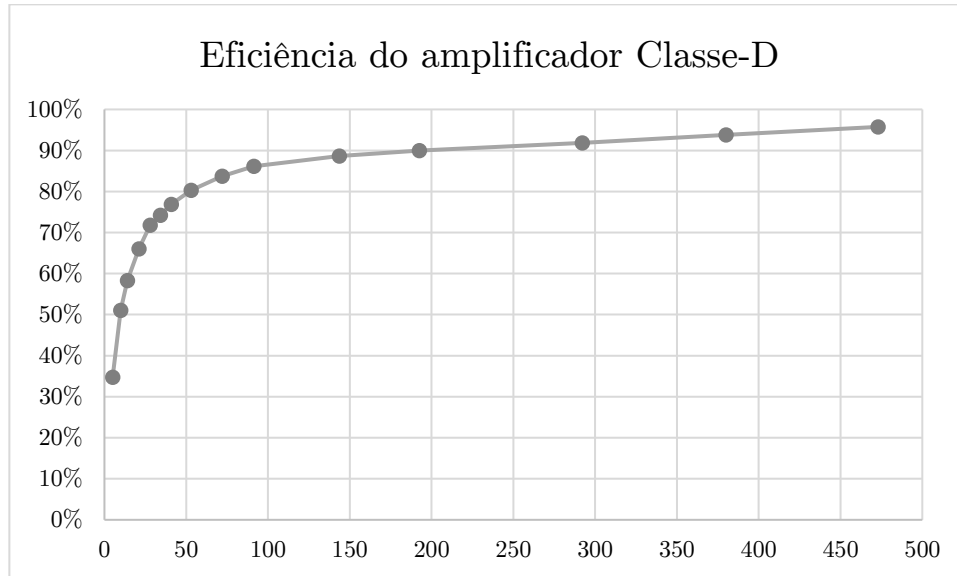
Figura 2.30 - Forma de onda de saída do amplificador Classe-D experimental (1kHz)



Fonte: Autor.

O rendimento do amplificador foi avaliado em função da potência aplicada. O resultado é apresentado na Figura 2.31, onde o mesmo atinge o valor máximo de 96%.

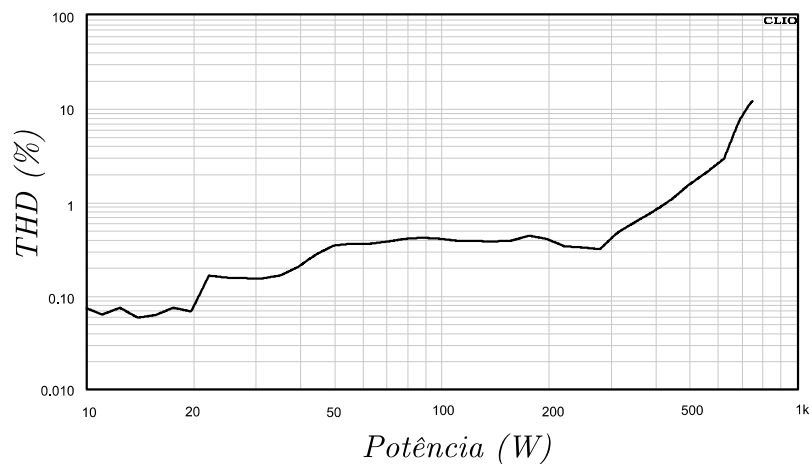
Figura 2.31 - Eficiência do amplificador Classe-D experimental



Fonte: Autor.

O circuito experimental permite a avaliação das não-idealidades presentes em um sistema real. Para tal, analisou-se a taxa de distorção harmônica produzida pelo amplificador em função da potência. Cabe ressaltar que, quando a tensão de pico da forma de onda de saída atinge o valor máximo da tensão da fonte, o amplificador satura, aumentando o valor da potência em detrimento da qualidade do áudio. Portanto, deve-se estipular um limite de distorção aceitável para afirmar que o amplificador chegou a seu limite máximo de potência. Neste caso, optou-se por 1% de THD, conforme Figura 2.32.

Figura 2.32 - Distorção do amplificador Classe-D meia-ponte para um sinal de 1kHz



Fonte: Autor.

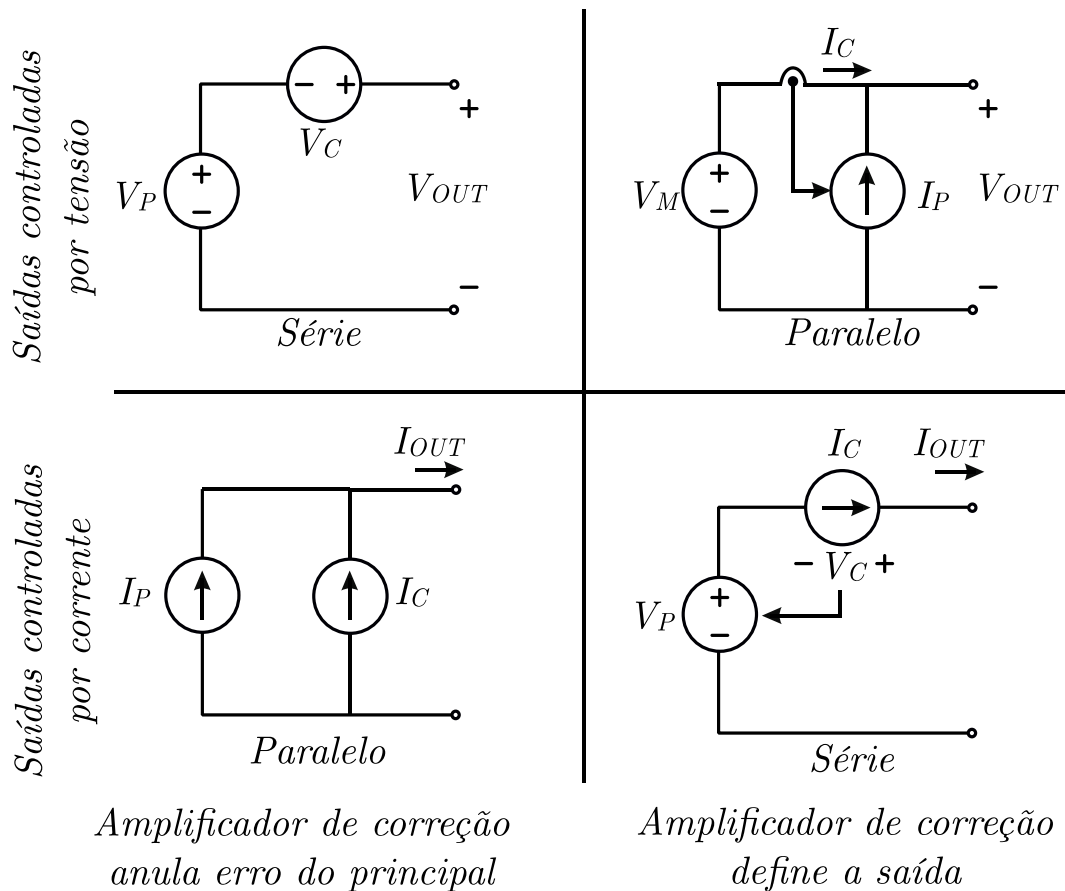
CAPÍTULO 3

3. CIRCUITOS HÍBRIDOS EM ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

3.1 TOPOLOGIAS HÍBRIDAS

Os circuitos eletrônicos híbridos, os quais integram sistemas chaveados e lineares, foram inicialmente classificados por (YUNDT, 1986). Basicamente, consistem de dois amplificadores: um principal, de alta eficiência, responsável por suportar a maior parte da potência; e um amplificador de correção, de alta linearidade, responsável por suprimir não-idealidades oriundas do primeiro. Os mesmos podem ser concebidos de diversas maneiras, através da associação dos circuitos lineares e chaveados descritos anteriormente neste trabalho. Resume-se a possível organização dos mesmo conforme Figura 3.1.

Figura 3.1 - Configurações híbridas



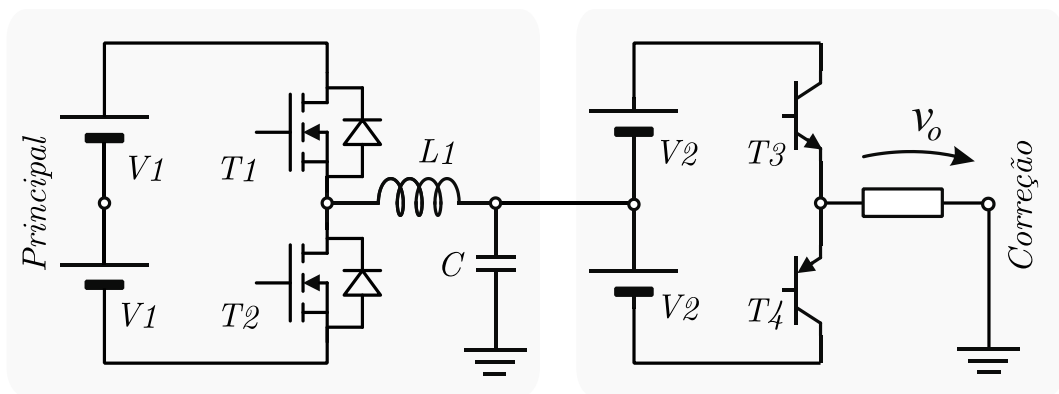
Fonte: Adaptado de (YUNDT, 1986)

Os supracitados circuitos (principal e de correção) podem ser rearranjados de diversas maneiras, conforme a necessidade de correção da topologia. Majoritariamente, são acoplados em série, paralelo ou envelope (BELTRAME, et al., 2011).

3.1.1 Configuração série

Nesta configuração, a saída do amplificador de correção e do amplificador principal são conectadas em série, conforme exemplo da topologia *Classe-I* ilustrado na Figura 3.2. Os transístores T_1 e T_2 fazem parte do amplificador principal, chaveado, de alta eficiência, o qual sintetiza uma tensão de saída segundo um sinal de referência e suporta maior parte da potência total do circuito. Os transístores T_3 e T_4 – correspondentes ao amplificador linear – cumprem a função de corrigir qualquer distorção proveniente do amplificador principal.

Figura 3.2 - Circuito híbrido série



A saída do amplificador de correção Classe-A é conectada à carga, tendo sua alimentação de tensão proveniente de duas fontes DC flutuantes V_2 com seu centro conectado à saída do amplificador chaveado principal. Mesmo tendo T_1 e T_2 trabalhando em sua região linear, a tensão entre coletor e emissor dos mesmos é pequena, aumentando somente conforme o sinal de saída varia. Desta forma, para uma mesma situação de referência, um amplificador Classe-A é capaz de desempenhar uma eficiência de 37%, contra 77% do amplificador Classe-I (JEONG, et al., 1997).

Estudos alternativos apresentam outras abordagens mais atuais desta configuração, porém não aplicados a áudio. Em (BELTRAME, et al., 2011), uma topologia constituída por conversores multiníveis com n células *full-bridge*, moduladas por *phase-shift PWM* é proposta para uso em fontes de potência AC. A utilização de conversores multiníveis possibilita a redução do filtro de saída do amplificador principal, o que melhora sua resposta dinâmica. Tal

estudo, porém, não aborda a utilização do mesmo considerando banda passante de 20Hz à 20kHz.

3.1.2 Configuração Paralela

A Figura 3.3 elucidada o comportamento de uma das possíveis topologias para esta configuração, onde, impreterivelmente, a saída do amplificador principal é conectada paralelamente à saída do amplificador de correção. Neste caso, o circuito principal é responsável por suprir a maior parte da corrente entregue à carga, sendo atribuído ao amplificador de correção o ajuste de tensão. Portanto, somente uma pequena parcela da corrente de carga é provida pelo amplificador de correção, possibilitando, assim, a redução de perdas no estágio linear (BELTRAME, et al., 2011).

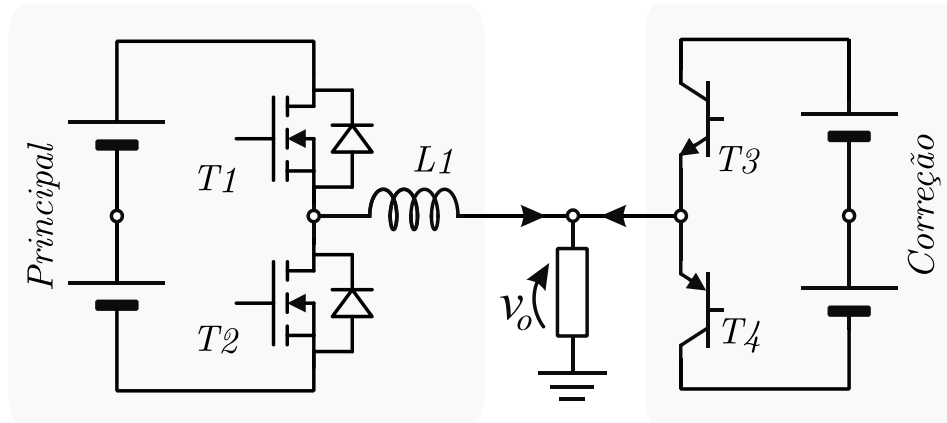
Tanto a configuração série quanto a paralela apresentam uma característica comum: ambas têm sua estabilidade definida pelo amplificador de correção. Sendo assim, se o amplificador de correção tem capacidade suficiente de suprir energia à carga, mesmo com excesso de distorções provenientes do amplificador principal, o sistema pode ser considerado estável (BARRADO, et al., 2004). Deste modo, o amplificador de correção pode ser dimensionado para suprir totalmente a carga durante transientes de variação de tensão ou consumo em sua saída.

Na década de 1990, o conceito de amplificadores paralelos proposto por (YUNDT, 1986) começou a ser explorado para sua utilização em áudio. Um amplificador com dois braços de circuito chaveado defasados para cancelamento de ondulação de corrente assistido por circuito linear foi proposto em (Ertl, et al., 1996).

Em (JUNG, et al., 1998), o amplificador linear trabalha como uma fonte independente de tensão, e o amplificador chaveado, como uma fonte dependente de corrente, batizado de amplificador *Classe-K*. Outra abordagem, conforme exposto em (Ertl, et al., 1997), mostra que é possível gerenciar o uso do amplificador linear como um filtro assistido, controlando a tensão aplicada ao capacitor do filtro de saída.

A utilização de conversores tipo *buck* é desenvolvida no trabalho de (WALKER, 2003). Neste caso, dois conversores chaveados independentes (um para cada semiciclo) são utilizados em paralelo à saída, trabalhando como fonte de corrente. Cada qual lê a corrente que circula pelo semiciclo que é responsável e utiliza-a como referência. Esta referência é introduzida em um circuito de controle por histerese, o qual garante que a assistência do circuito chaveado supra a corrente necessária na carga.

Figura 3.3 - Circuito híbrido paralelo



A assistência do circuito linear possibilita, também, a redução dos níveis de interferência eletromagnética, possibilitando que o amplificador híbrido seja compatível aos requerimentos normativos (BELLINI, et al., 2009).

3.1.3 Configuração envelope

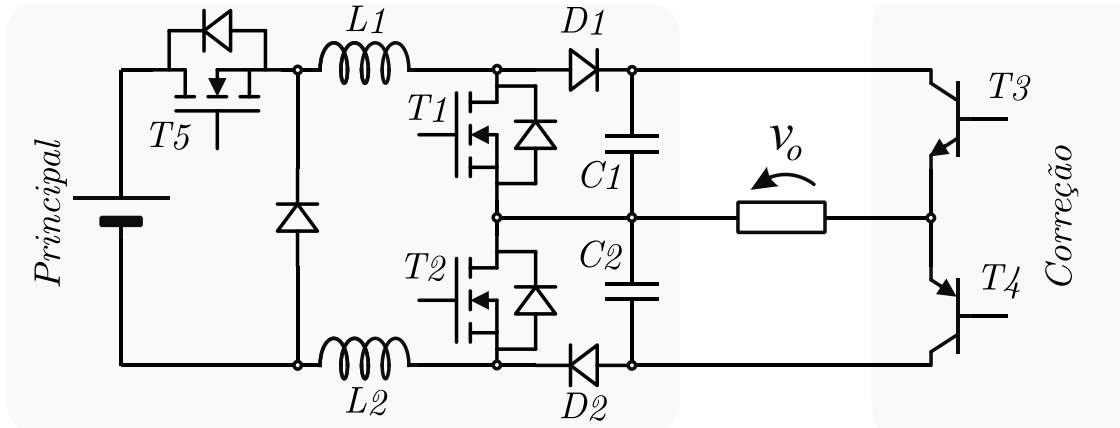
Conforme ilustra uma das possíveis topologias desta configuração, a Figura 3 representa um circuito híbrido onde o amplificador principal é capaz de variar a tensão aplicada ao amplificador de correção. A carga na saída é conectada diretamente ao amplificador linear (geralmente, um estágio trabalhando como Classe-AB), representado por T_3 e T_4 , o qual recebe uma tensão variável (gerada por uma fonte chaveada de alta eficiência) que acompanha o comportamento de tensão de saída v_o . Têm-se, portanto, um amplificador linear responsável por fornecer energia à carga, assistido por uma fonte que rastreia a amplitude de saída, sintetizando um envelope de tensão sobre a mesma (BELTRAME, et al., 2011).

Esta abordagem foi inicialmente investigada por Kashiwagi (KASHIWAGI, 1985), o qual propôs o uso de dois conversores do tipo *buck* para gerar as tensões aplicadas à um amplificador Classe-A ou Classe-B. Tais tensões têm a capacidade de variar conforme o sinal de entrada aplicado ao amplificador, assumindo o comportamento de rastreamento e diminuindo a potência dissipada no estágio linear.

Em contrapartida à abordagem tipo *buck* supracitada, pode-se rastrear a tensão de saída por meio do uso de conversores tipo *boost*. Conforme (GONG, et al., 2003), após um estágio de isolamento DC/DC (composto por um conversor *full-bridge* de três níveis), a tensão do amplificador principal é condicionada através de um circuito que aumenta a tensão (representada na Figura 3.4). Utiliza-se T_5 e L_1 como uma fonte de corrente constante, sendo esta utilizadas pelos indutores L_1 e L_2 dos estágios *boost* seguintes. A tensão e corrente DC

aplicadas ao amplificador de correção são adequadas através de um controlador por histerese que tem v_o como referência.

Figura 3.4 - Circuito híbrido envelope



Outrossim, devido a boa resposta dinâmica e eficiência desta configuração, a mesma torna-se atraente para uso em dispositivos móveis, onde amplificação de frequências de rádio (RF) e durabilidade de bateria são fatores primários de projeto (JAKOBSEN & ANDERSEN, 2007), (RUAN, et al., 2017).

CAPÍTULO 4

4 CONVERSOR HÍBRIDO APLICADO À AUDIO

4.1 INTRODUÇÃO

Levando em consideração a revisão realizada no trabalho até então, têm-se claro as vantagens e desvantagens de cada topologia de amplificação. Circuitos lineares, provenientes dos primeiros métodos de amplificação, apresentam características ótimas em relação à qualidade do sinal e resposta dinâmica. Porém, devido a condução em tempo contínuo, a eficiência do sistema é prejudicada.

O advento dos circuitos chaveados trouxe a possibilidade de rendimento teórico de 100%. O fato do circuito trabalhar em tempo discreto exige que altas frequências sejam implementadas para que amplificadores Classe-D tenham a capacidade de sintetizar toda a banda de áudio. Portanto, deve-se utilizar um filtro passa-baixas na saída do mesmo, visando limitar o amplificador à frequência de áudio. Assim sendo, o mesmo sofre com excesso de conteúdo harmônico, interferência eletromagnética e pobre resposta dinâmica quando comparado aos lineares.

O projeto de um amplificador híbrido tem o principal objetivo de unir somente as vantagens das topologias linear e chaveado. Portanto, o circuito deve ser projetado para ter a resposta dinâmica e baixa distorção de um amplificador linear, concomitantemente com a alta eficiência de um amplificador chaveado.

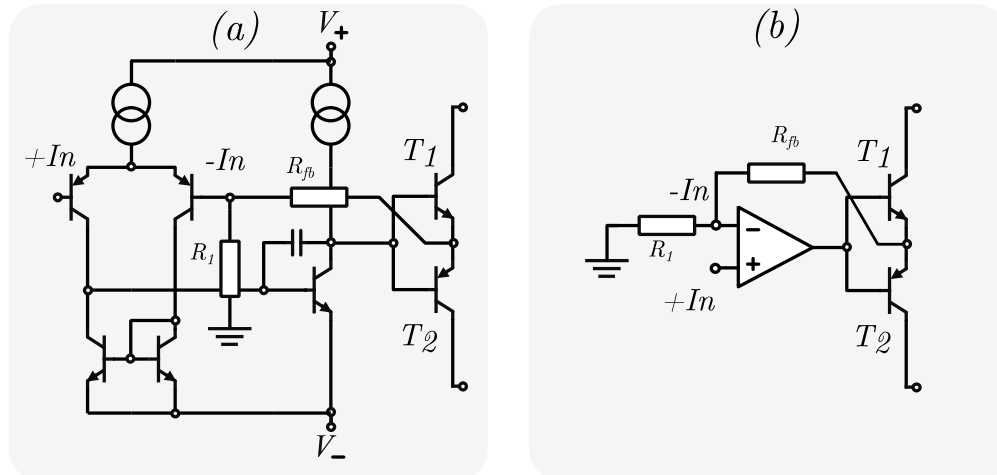
4.2 TOPOLOGIA PROPOSTA

Conforme exposto na Figura 2.17, um amplificador linear de áudio é composto, basicamente, por três etapas de amplificação: entrada de sinal; ganho de tensão (VAS); saída de sinal. O último destes estágios pode ser configurado como um amplificador Classe-A, Classe-B ou Classe-AB, dependendo da polarização do mesmo. Sua principal função é fornecer uma cópia do sinal proveniente do estágio de VAS, porém com maior capacidade de condução de corrente. Portanto, a qualidade do sinal de saída está atrelada diretamente à classe de operação escolhida para o estágio de potência.

Levando em consideração que o ganho de tensão é proveniente de um estágio anterior, a saída de um amplificador de três estágios pode ser desconectada da fonte principal e ser

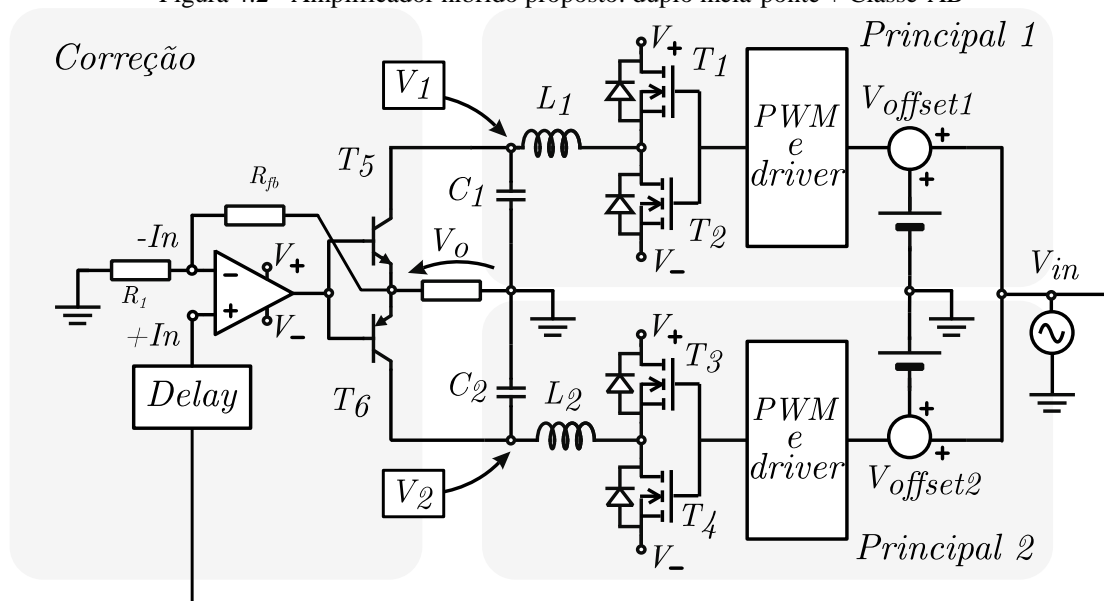
conectada a uma fonte variável de tensão, a qual tenha a capacidade de rastrear o sinal de saída. A nova configuração pode ser representada pela Figura 4.1

Figura 4.1 – (a) Circuito de um amplificador linear; (b) Representação Simplificada.



Como trata-se de um sinal de áudio, pode-se utilizar o conceito do amplificador Classe-D como uma fonte de tensão alternada, a qual alimenta a última etapa de amplificação do circuito linear. Porém, deve-se garantir que os transístores de saída recebem a tensão mínima suficiente para sua polarização. Para tal, pode-se adicionar um sinal DC positivo e negativo aos coletores dos BJTs. Portanto, é necessária a adição de duas fontes de tensão alternada, porém deslocadas com um nível DC de polarização dos transístores bipolares. O conceito deste circuito pode ser visualizado na Figura 4.2

Figura 4.2 - Amplificador híbrido proposto: duplo meia-ponte + Classe-AB



Fonte: Autor

O circuito proposto enquadra-se no conceito de um amplificador híbrido envelope. Porém, ao invés de monitorar o sinal de saída, os circuitos de amplificação principais seguem

a referência de entrada. Este sinal é inserido em um bloco somador, onde é adicionado a tensão DC que possibilita a polarização dos transístores T_5 e T_6 . O circuito de correção linear recebe o sinal de entrada acrescido de um atraso (bloco *delay*). O bloco adicionado antes da entrada visa corrigir o atraso causado pelo circuito de PWM e *driver*, além da diferença de fase introduzida pelos filtros de saída (C_1, L_1, C_2, L_2).

4.2.1 Projeto

Para viabilizar a comparação do circuito proposto com o desempenho do amplificador Classe-D do item 2.3.6, o circuito principal do amplificador híbrido segue a mesma metodologia de projeto. Portanto, todos os parâmetros de projeto e resultados expostos nas Tabelas 2.3 – 2.6 são os mesmos.

Optou-se por manter o projeto idêntico afim de facilitar a análise comparativa dos amplificadores. Ou seja: as diferenças entre eles serão determinadas exclusivamente pela adição do circuito linear.

4.2.1.1 Perdas no estágio de potência

O estágio de correção trabalha como um amplificador linear Classe-AB. A eficiência do mesmo varia conforme a tensão de bias necessária para a excitação dos transístores. Em tal topologia, os dispositivos de amplificação trabalham por um período maior ou igual à 180° e menor ou igual à 360° do sinal de saída. Na segunda situação (360°), têm-se a melhor situação em relação à qualidade do sinal, porém a menor eficiência. Na primeira situação (180°), existe distorção causada pela transição de polarização entre os transístores, porém representa a situação de melhor eficiência. As perdas P_{AB} desta topologia podem ser calculadas através da equação 2.17:

$$\eta\% = \frac{v_o^2 \cdot \cos\phi}{4V_{CC} \left(\frac{v_o}{\pi} + I_{bias}|R_L| \right)} \quad (2.17)$$

Considerando que a tensão de bias é a menor possível para manter os transístores conduzindo sem distorção (pouco mais que 180°), pode-se aproximar o cálculo de perdas neste estágio considerando que ambos dispositivos conduzem por exatos 180° (como um amplificador Classe-B). Desta forma, a potência de saída $P_{O(MAX)}$ do estágio linear pode ser simplificada:

$$P_{O(MAX)} = \frac{V_{\pm}^2}{2R} \quad (3.1)$$

E a potência máxima $P_{I(MAX)}$ consumida pelo amplificador é dada por:

$$P_{I(MAX)} = \frac{2V_{\pm}^2}{\pi \cdot R} \quad (3.2)$$

Como os dispositivos de amplificação linear recebem uma tensão em formato envelope, não há variação da diferença entre a tensão aplicada aos coletores dos transístores T_5 e T_6 . Portanto, pode-se utilizar as equações (3.1) e (3.2) para estimar as perdas neste estágio, considerando somente a diferença de tensão DC V_{OFFSET} presente nos transístores. Para os 500W entregues à carga de 4Ω com uma tensão V_{OFFSET} simétrica arbitrada de $\pm 7V$ aplicada ao estágio de saída, tem-se que:

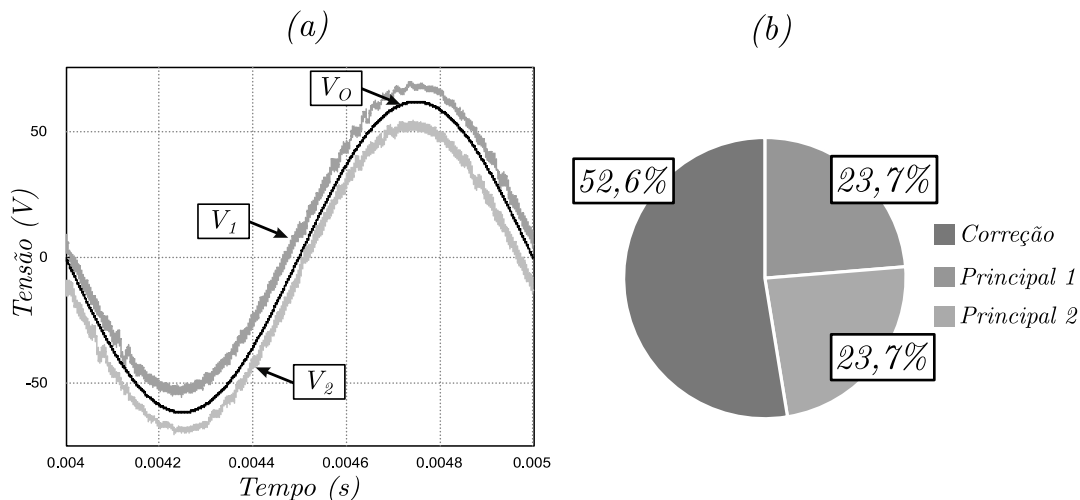
$$\eta\% = \frac{P_{O(MAX)}}{P_{I(MAX)}} = \frac{500W}{524,5W} = 95,3\% \quad (3.3)$$

As perdas no estágio de amplificação principal são as mesmas da Tabela 2.5. Porém, neste caso, cada amplificador principal conduz por meio período do sinal de saída. Sendo assim, pode-se aproximar as perdas do estágio principal considerando que ele trabalha como um amplificador único. Portanto, para se ter a estimativa da eficiência total do circuito híbrido, pode-se multiplicar a eficiência individual de cada etapa do amplificador:

$$\eta_{\%TOTAL} = 95,2\% \cdot 95,3\% = 90,7\% \quad (3.4)$$

Levando isso em consideração, o circuito da Figura 4.2 foi simulado, resultando na seguinte forma de onda da Figura 4.3 (a). A parcela de perda de cada estágio é exibida em (b).

Figura 4.3 - Resultado do projeto do circuito híbrido. (a) formas de onda; (b) parcela de perdas de cada estágio



Fonte: Autor.

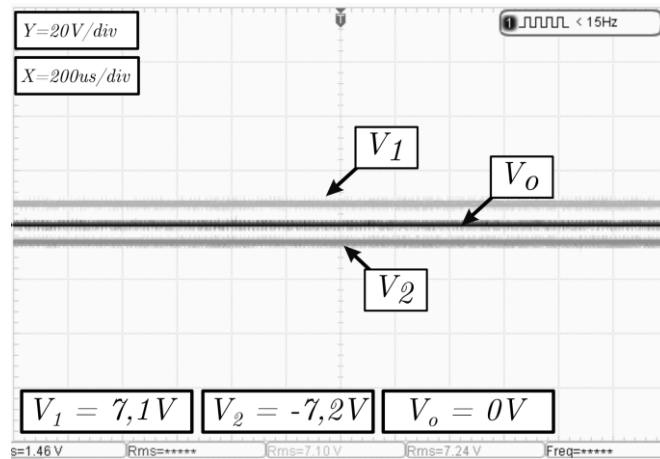
CAPÍTULO 5

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

5.1 AMPLIFICADOR HÍBRIDO

A Figura 5.1 apresenta o comportamento do amplificador híbrido quando não há sinal de áudio em sua entrada. Conforme apresentado na Figura 4.2, o circuito tem em sua entrada um ajuste de tensão de *offset*. As tensões V_1 e V_2 mantém, portanto, uma tensão DC constante.

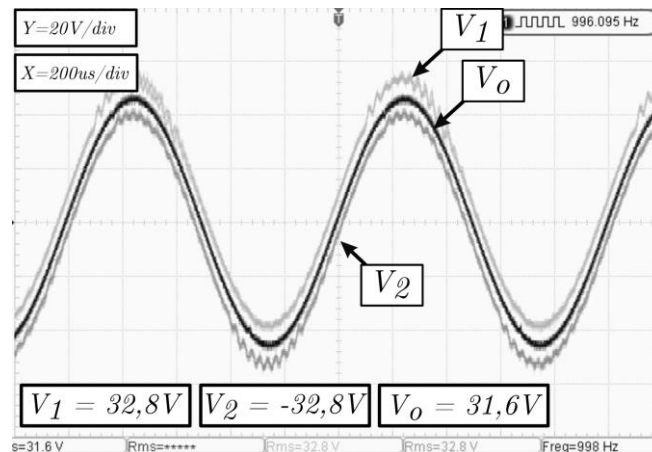
Figura 5.1 - Forma de onda de saída com amplificador em repouso (sem sinal na entrada)



Fonte: Autor.

Conforme é aplicado sinal em V_{in} de 1kHz, as tensões V_1 e V_2 acompanham a forma de onda de V_o , segundo ilustra a Figura 5.2, mantendo sempre a diferença de $\pm 7\text{V}$.

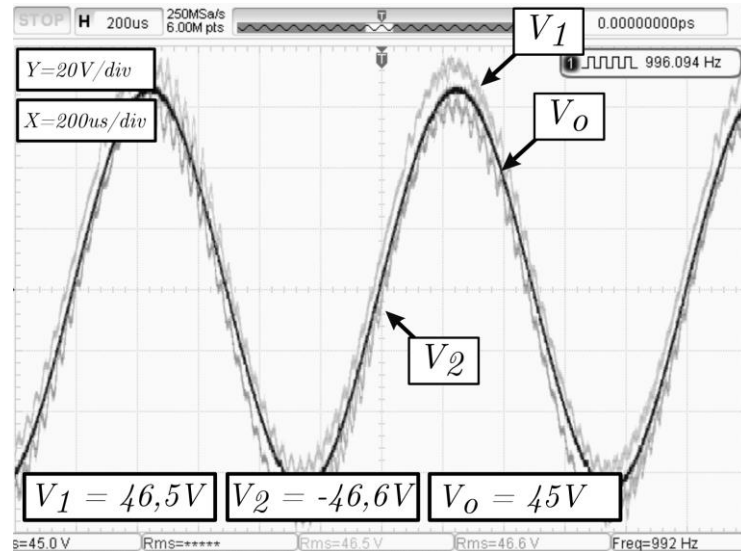
Figura 5.2 - Forma de onda de saída para 50% da potência nominal (250W)



Fonte: Autor

As formas de onda V_1 e V_2 conseguem acompanhar a tensão de saída até sua saturação. Devido ao *offset* inserido no sistema, V_1 e V_2 saturam antes que a saída V_o para potência máxima, porém a distorção é corrigida pelo amplificador linear.

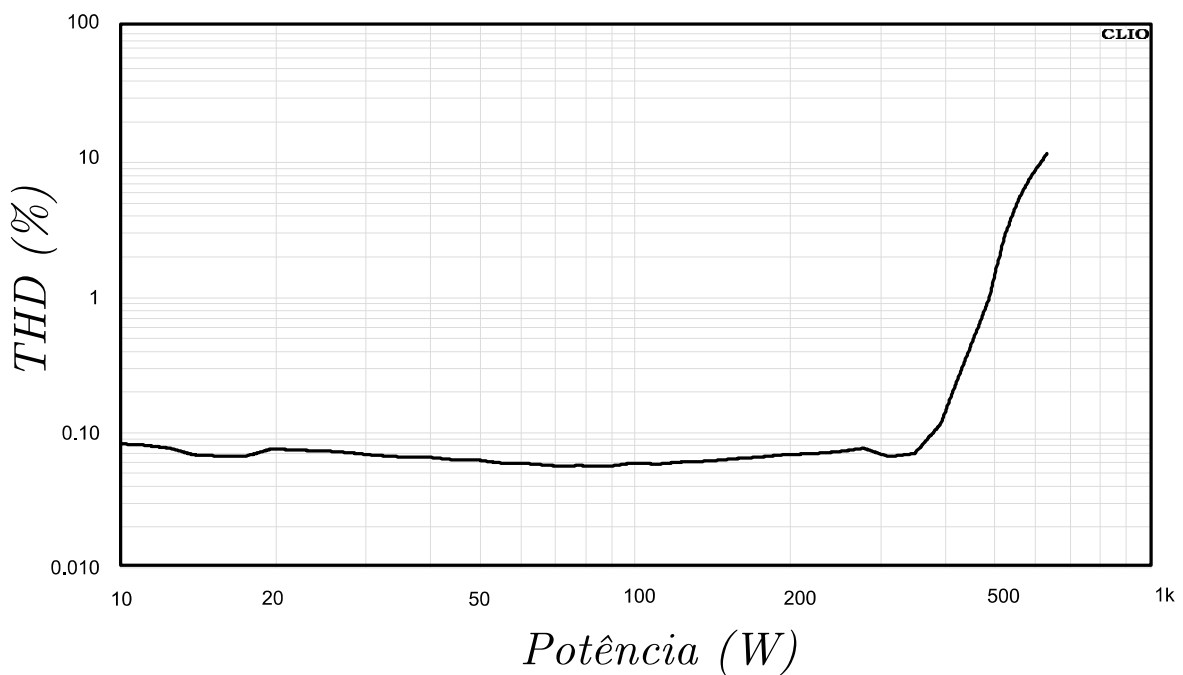
Figura 5.3 - Tensão de saída do amplificador híbrido para potência máxima



Fonte: Autor.

Para avaliar a qualidade do sinal reproduzido, a taxa de distorção harmônica do amplificador foi mensurada, atingindo valor mínimo de 0,05%, conforme Figura 5.4

Figura 5.4 - THD do amplificador híbrido, em função da potência, para frequência de 1kHz.

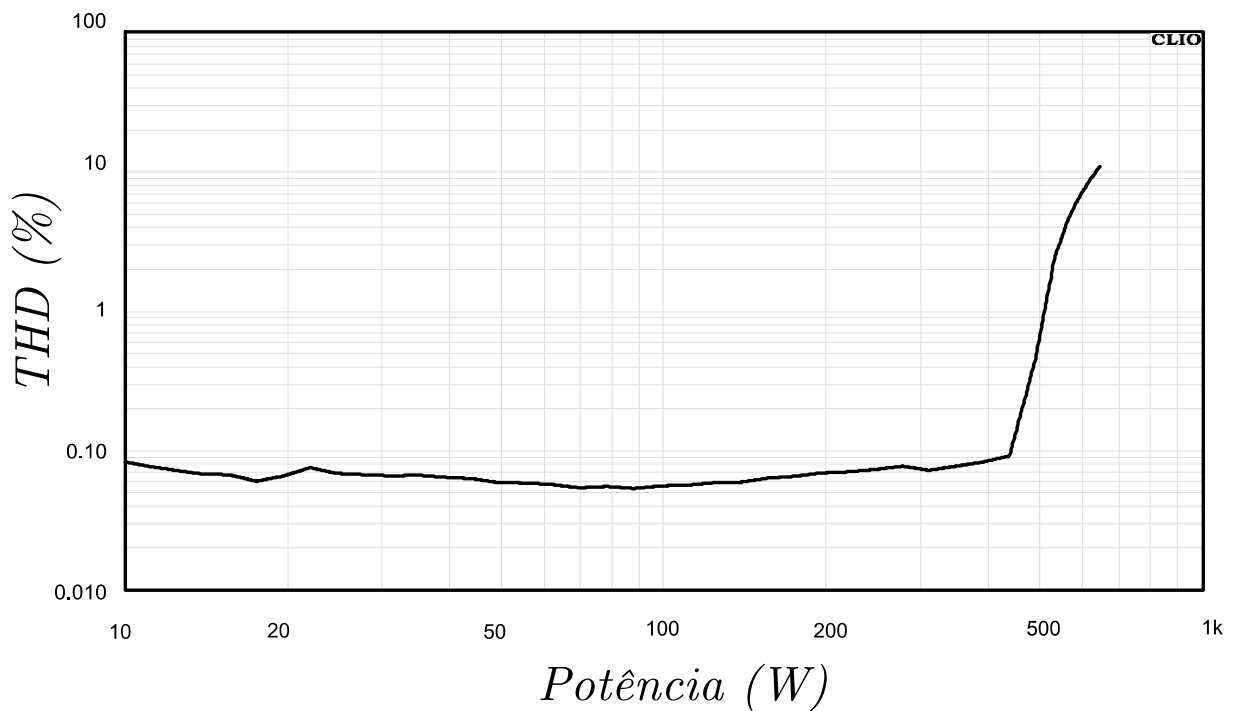


5.2 VARIACÃO DA TENSÃO V_{OFFSET}

Quanto menor o valor da tensão de *offset* presente em V_1 e V_2 , a qual é aplicada no estágio de potência, menor são as perdas do amplificador, conforme equação 3.1 e 3.2. Porém, se a tensão aplicada tiver um valor pequeno demais, pode ser insuficiente para a polarização dos transístores, o que resulta em corte de condução e, conseqüentemente, aumento da THD. Portanto, existe uma tensão mínima possível de ser aplicada sem a deterioração do sinal.

Com o objetivo de avaliar o efeito da variação da tensão de *offset* presente em V_1 e V_2 na taxa de distorção harmônica do amplificador, esta tensão foi alterada arbitrariamente. A primeira situação investigada foi o aumento (em módulo) da tensão, para o valor de $\pm 9\text{V}$. O resultado encontra-se na Figura 5.5.

Figura 5.5 - THD do amplificador híbrido com $\pm 9\text{V}$ de offset

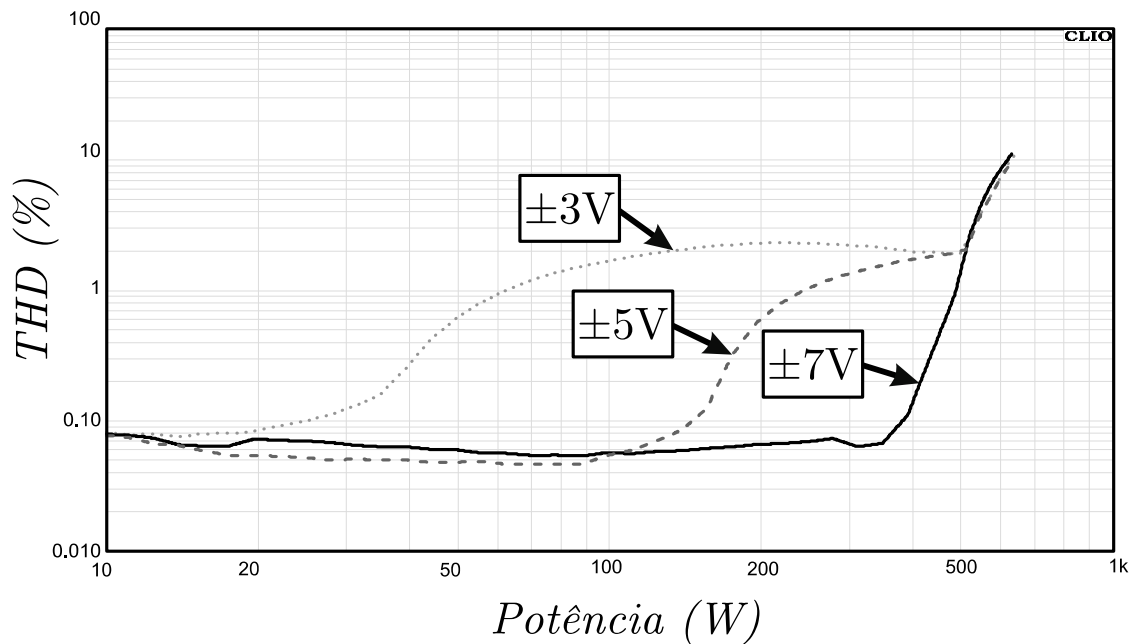


Fonte: Autor.

Como é perceptível, o valor da THD não sofreu alteração considerável. Portanto, o aumento da tensão (em módulo) acima de $\pm 7\text{V}$ não apresenta vantagem, visto que o rendimento do amplificador tende a piorar sem aumento na qualidade do sinal.

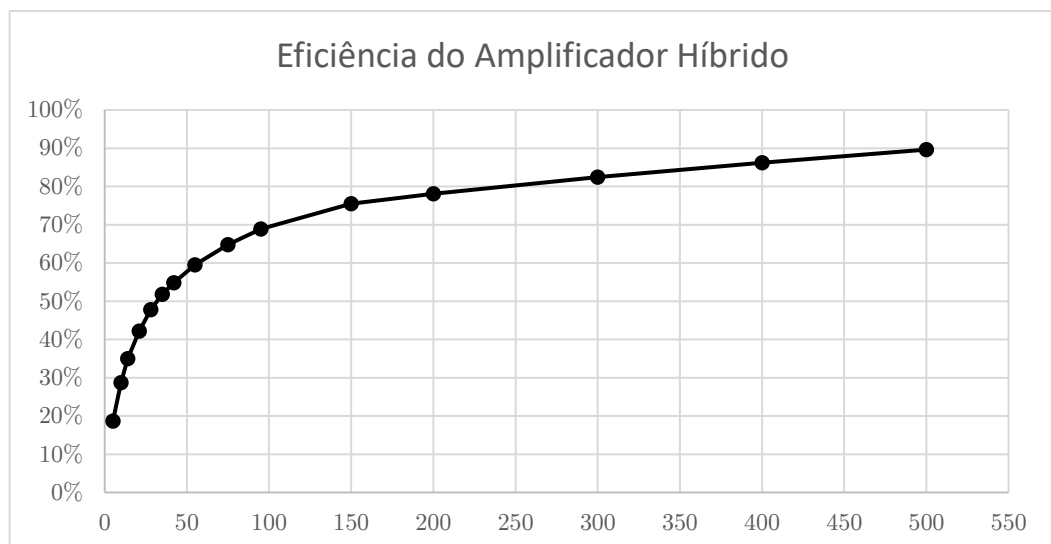
Portanto, investigou-se o efeito da diminuição (em módulo) das tensões de *offset* presentes em V_1 e V_2 . Os valores de tensão escolhidos foram $\pm 3\text{V}$ e $\pm 5\text{V}$. Ambos são comparados com o desempenho de $\pm 7\text{V}$ na Figura 5.6.

Figura 5.6 - Variação da tensão de *offset*: $\pm 3V$ VS. $\pm 5V$ VS. $\pm 7V$



Conforme o comparativo exibido na Figura 5.6, percebe-se que o mínimo de tensão aplicável ao estágio de potência do amplificador de correção sem prejudicar o desempenho da THD é $\pm 7V$. Portanto, esta tensão foi escolhida como ideal, utilizada para a medida de eficiência do amplificador, a qual é exibida na Figura 5.7.

Figura 5.7 - Rendimento do amplificador híbrido em função da potência



Fonte: Autor.

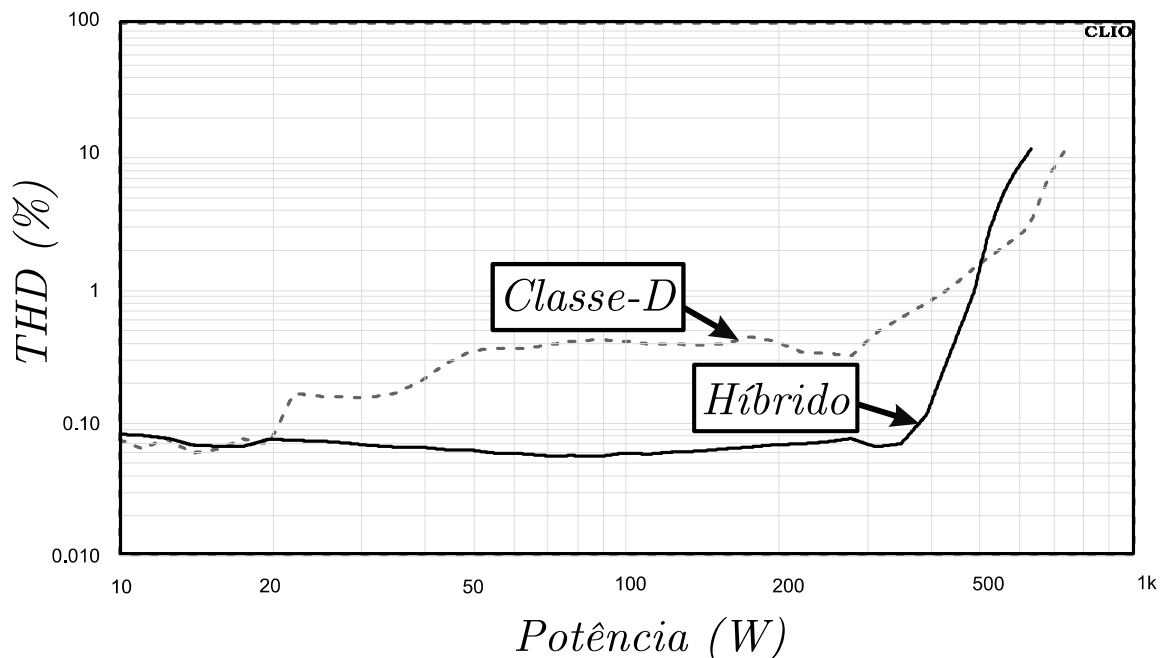
O amplificador híbrido desempenhou, à plena potência nominal, 90% de eficiência.

5.3 COMPARAÇÃO ENTRE AMPLIFICADOR HÍBRIDO E CLASSE-D

Conforme objetivado inicialmente neste trabalho, os desempenhos de potência e THD dos amplificadores híbrido e chaveado foram mensurados. Portanto, é possível comparar os dados adquiridos de ambos os amplificadores, visando concluir sobre a validação do circuito híbrido proposto.

A taxa de distorção harmônica dos dois circuitos (apresentadas anteriormente na Figura 2.32 e Figura 5.4) é exposta conjuntamente na Figura 5.8, objetivando facilitar a comparação das duas

Figura 5.8 - Comparativo da THD entre amplificador Híbrido e Classe-D



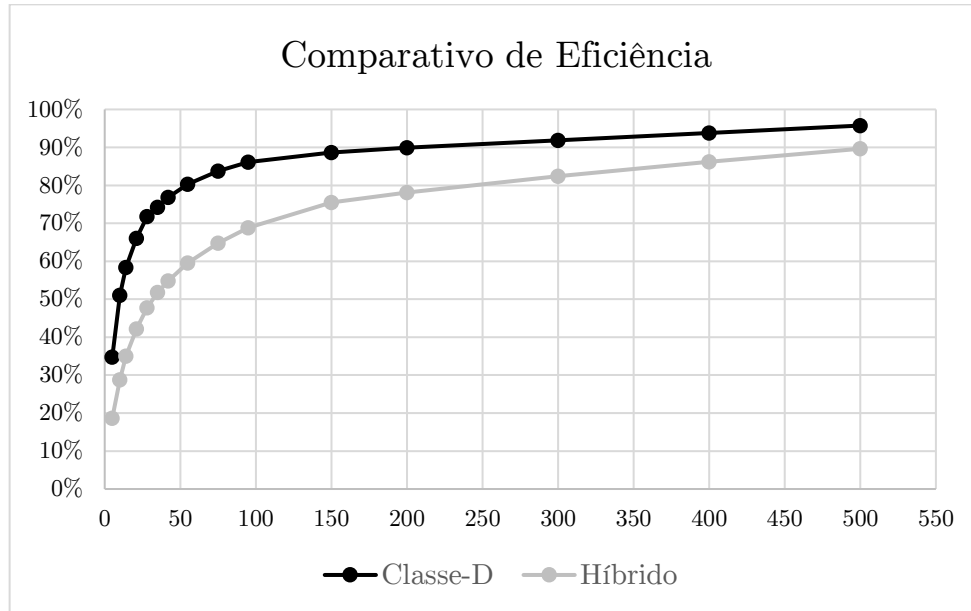
Fonte: Autor.

Percebe-se que até a potência de 20W, ambos amplificadores apresentam desempenho equivalente. Porém, com o aumento gradual da potência, o amplificador Classe-D apresenta uma piora constante em relação ao amplificador híbrido, o qual mantém sua THD próxima de 0,05% até a metade da potência nominal.

Cabe ressaltar que as potências desempenhadas acima de 500W neste gráfico são totalmente ignoradas, visto que, nessas condições, o amplificador trabalha sob o regime de saturação.

De maneira análoga à comparação supracitada, a Figura 5.9 apresenta o gráfico do rendimento de ambos amplificadores.

Figura 5.9 - Comparativo entre eficiências do amplificador Híbrido e Classe-D



Fonte: Autor.

Percebe-se que o amplificador híbrido desempenha uma eficiência menor à plena potência em relação ao amplificador Classe-D, tendo 90% contra 96%, respectivamente. Ambos os circuitos apresentam uma curva semelhante, onde o rendimento aumenta conforme aumenta a potência.

Destaca-se que, o amplificador híbrido, mesmo tendo desempenhado valor de rendimento menor que o amplificador Classe-D, apresenta um circuito trabalhando em região ativa (conduzindo em tempo contínuo). Amplificadores lineares podem apresentar um rendimento teórico máximo de 78,5%. Em contrapartida, a abordagem aqui apresentada foi capaz de desempenhar 90% de eficiência.

CAPÍTULO 6

6 CONCLUSÃO

O trabalho aqui apresentado investigou os passos necessários para o desenvolvimento de um amplificador de topologia híbrida, a qual une as vantagens dos circuitos lineares (referentes, principalmente, à qualidade do sinal) com as vantagens dos circuitos chaveados (as quais dizem respeito à eficiência do sistema). Tal circuito foi projetado para seu funcionamento na banda de frequência audível, a qual varia de 20Hz à 20kHz.

Uma revisão histórica sobre amplificação foi apresentada. A mesma objetivou elucidar o contexto maior onde circuitos lineares e chaveados convergiram, visando um suprimir a limitação do outro.

Para tal, a amplificação linear de sinais foi investigada, apresentando diferentes topologias de circuitos, cada qual com uma vantagem/desvantagem específica. Considerando o objetivo principal de avaliar a eficiência e taxa de distorção, a análise das perdas de cada topologia foi apresentada.

Portanto, a configuração geral de um amplificador linear de áudio foi apresentada, trazendo o conceito de três estágios: entrada de transcondutância, ganho de tensão (VAS) e etapa de potência. Através desta divisão, foi possível encontrar o ponto ideal para implementação do circuito híbrido, trabalhando diretamente com o estágio de potência.

Entendendo o funcionamento do amplificador linear, foi necessário o estudo das técnicas de amplificação com circuitos chaveados. O conceito de amplificação em tempo discreto foi investigado, o qual considera que os dispositivos de amplificação trabalham como interruptores: há circulação de corrente quando a tensão é nula e bloqueio da corrente quando a tensão é máxima. Desta forma, é necessário a utilização de altas frequências de chaveamento para possibilitar a sintetização de sinais de áudio. Diferentes formas de modulação são possíveis para executar esta tarefa, as quais derivam de intensivas pesquisas que buscam mitigar as limitações deste tipo de circuito.

Diante destas limitações, as possíveis combinações de circuitos lineares e chaveados voltados a aplicações em áudio foram numeradas. Assim sendo, propôs-se uma configuração híbrida de circuito, batizado de Duplo Meia-Ponte + Classe AB.

O amplificador híbrido projetado teve seus parâmetros de THD e eficiência mensurados, os quais puderam ser comparados com um amplificador Classe-D. Propôs-se uma

análise simplificada das perdas do mesmo, a qual mostrou-se válida (o valor de eficiência estimado foi de 90,7%, contra os 90% mensurados).

Finalmente, o amplificador híbrido aqui proposto mostrou desempenho de eficiência superior ao melhor desempenho teórico de um amplificador linear (90% contra 78,5%, respectivamente). Da mesma forma, a taxa de distorção harmônica foi menor do que a de um amplificador Classe-D, conforme exposto no Capítulo 5.

Portanto, o projeto do amplificador híbrido obteve sucesso em unir as vantagens dos circuitos lineares com circuitos chaveados. O mesmo apresentou eficiência superior a circuitos lineares e THD menor em relação à circuitos chaveados.

Para projetos futuros, propõe-se o desenvolvimento de metodologia para otimização do conversor, visando encontrar o ponto ótimo de operação em relação à frequência de chaveamento e tensão aplicada ao amplificador de correção. Tal projeto deve levar em consideração o ponto de melhor eficiência sem a degradação do sinal de áudio.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARRADO, A. et al., 2004. *Theoretical study and implementation of a fast transient response hybrid power supply*. s.l., s.n.
- BELLINI, A. et al., 2009. *Hybrid architectures for EMC mitigation of switching audio amplifier*. Atenas, Grécia, .
- BELTRAME, R. C., DA SILVA MARTINS, M. L., RECH, C. & HEY, H. L., 2011. *Hybrid power amplifiers - a review*. s.l., s.n.
- BELTRAME, R. C. et al., 2011. *AC power source based on series-connection between cascaded PWM multilevel inverter and linear power amplifier*. s.l., s.n.
- Berkhout , . M. & Dooper, L., 2010. Class-D Audio Amplifiers in Mobile Applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 57(5), pp. 992 - 1002.
- BOYLESTAD, R. & NASHELSKY, L., 1999. *Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos*. Rio de Janeiro: LTC.
- BURROW, S. & GRANT, D., 2001. *Efficiency of low power audio amplifiers and loudspeakers*. s.l., s.n., pp. 622-630.
- BUUS, S., FLORENTINE, M. & POULSEN, T., 1997. *Temporal integration of loudness, loudness discrimination and the form of the loudness function..* s.l., s.n., pp. 669-680.
- CHUDOBIAK, W. J. & PAGE, D. F., 1969. *Frequency and power limitations of Class-D transistor amplifiers*. s.l., s.n., pp. 25-37.
- COLLI-MENCHI, A. I., 2015. *Low Power High Efficiency Integrated Class-D Amplifier Circuits for Mobile Devices*. s.l.:s.n.
- CORDELL, B., 2010. *Designing Audio Power Amplifiers*. 1ª ed. s.l.:McGraw-Hill.
- COX, S. & CANDY, B. H., 2005. Class-D Audio Amplifiers With Negative Feedback. *Society for Industrial and Applied Mathematics*, 66(2), pp. 468-488.
- COX, S. M., YU, J. & GOH, W., 2013. Intrinsic Distortion of a Fully Differential BD-Modulator Class-D Amplifier With Analog Feedback. *IEEE Transactions On Circuits and Systems*, 60(1), pp. 63-74.
- COX, S., TONG TAN, M. & YU, J., 2011. A Second-Order Class-D Audio Amplifier. *Society for Industrial and Applied Mathematics*, 71(1), pp. 270-287.

- COX, S., YU, J., LING GOH, W. & TONG TAN, M., 2017. Analysis of a hysteresis-controlled self-oscillating class-D amplifier. *IMA Journal of Applied Mathematics*, Volume 82, pp. 355-370.
- DONDON, P., CIFUENTES, M., TSENOV, G. & MLADENOV, V., 2011. A practical modelling for the design of a sigma delta class D power switching amplifier and its pedagogical application. *Recent Researches in Circuits, Systems and Signal Processing*, pp. 93-99.
- DONIDA, A. et al., 2014. A 40-nm CMOS, 1.1-V, 101-dB Dynamic-Range, 1.7-mW Continuous-Time $\Sigma\Delta$ ADC for a Digital Closed-Loop Class-D Amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 62(3), pp. 645-653.
- Ertl, H., Kolar, J. W. & Zach, F. C., 1996. *A new 1kW class-d supported linear power amplifier employing a self-adjusting ripple cancellation scheme*. Nürnberg, s.n.
- Ertl, H., Kolar, J. W. & Zach, F. C., 1997. *A novel switch-mode power amplifier with high output voltage quality employing a hybrid output voltage filter*. Nürnberg, s.n.
- ETTINGER, G. & COOPER, B., 1959. The design of high-power switched transistor amplifiers.. *Proc. of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering*, May, Volume 106.
- FINCHAM, L. R., 1979. *A bandpass loudspeaker enclosure*. Los Angeles, s.n.
- FOLLAND, G. B., 1992. *Fourier Analysis and its applications*. Belmont, California, s.n.
- FOREST, L., 1908. *Space telegraphy*. US, Patente N° Patent 879532.
- FRANTZ, G. W. & PINHEIRO, J. R., 2018. Amplificador Classe D: Estudo, Modelagem e Implementação. *11th Seminar on Power Electronics and Control*, 21-24 Out..
- GAALAAS, E., 2006. Class D Audio Amplifiers: What, Why and How. *Analog Dialogue*, Volume 40, pp. 1-7.
- GONG, G., ERTL, H. & KOLAR, J., 2003. *High-frequency isolated DC/DC converter for input voltage conditioning of a linear power amplifier*. s.l., s.n.
- GUAN-CHYUN, H., HUNG-LIANG, C. & PANE-YOU, L., 2005. Realization Study of Class D Power Amplifier by Sigma-Delta Modulation.. *International Conference on Power Electronics and Drivers Systems (IEEE PEDS)*.
- HONDA, J., 2007. Scalable Class-D Design Method. *EPN power electronics*, Volume 11, p. 6.
- HOYERBY, M. C. W. & ANDERSEN, M. A. E., 2009. Carrier Distortion in Hysteretic Self-Oscillating Class-D Audio Power Amplifiers: Analysis and Optimization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 24, pp. 714-729.
- INFINEON, s.d. *Application Note AN-1164*. s.l.:s.n.

- JAIN, V., LEACH, W. & SCHAFER, R., 1981. *Time-domain measurement of vented-box loudspeaker system parameters*. s.l., s.n.
- JAKOBSEN, L. T. & ANDERSEN, M. A. E., 2007. *Digitally Controlled Envelope Tracking Power Supply for and RF Power Amplifier*. s.l., s.n.
- JEONG, J. H. et al., 1997. *A high efficiency class A amplifier accompanied by class D switching amplifier*. s.l., s.n.
- Jiang, X., 2017. Fundamentals of Audio Class D Amplifier Design: A Review of Schemes and Architectures. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 9(3), pp. 14-25.
- JUNG, N., KIM, N. & CHO, G., 1998 . *A new high-efficiency and super-fidelity analog audio amplifier with the aid of digital switching amplifier: class K amplifier*. s.l., s.n.
- KANG, K. et al., 2008 . Class-D Audio Amplifier Using 1-Bit Fourth-Order Delta-Sigma Modulation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 55(8), pp. 728 - 732.
- KANG, Y., 2016 . *A Review of Audio Class D Amplifiers*. Singapura, s.n.
- KASHIWAGI, S., 1985 . *A high-efficiency audio power amplifier using a self-oscillating switching regulator*. s.l., s.n.
- KINYUA, M., WANG, R. & SOENEN, E., 2014 . *A 105dBA SNR, 0.0031% THD+N filterless class-D amplifier with discrete time feedback control in 55nm CMOS*. San Jose, CA, USA, s.n.
- KINYUA, M., WANG, R. & SOENEN, E., 2015. Integrated 105 dB SNR, 0.0031% THD+N Class-D Audio Amplifier With Global Feedback and Digital Control in 55 nm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 50(8), pp. 1764 - 1771.
- KOK, R. & WEBER, D. M., 1999. On designing sigma-delta converter systems for class-D power amplifiers. *IEEE Africon Conference in Africa*.
- KUO, C. & LIN, S., 2016. A delta-sigma modulator-based class-d amplifier. *IEEE 5th Global Conference on Consumer Electronics*.
- LAM, C. K. & TAN, M. T., 2009. A Class D amplifier output stage with low THD and high PSRR. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 1945-1948.
- LAM, C. K., TAN, M. T. & COX, S., 2013. Class-D Amplifier Power Stage With PWM Feedback Loop. *IEEE Transactions of Power Electronics*, 28(8), pp. 3870-3881.
- LEE, J. et al., 2017. An 8 Ω 10W 91%-power-efficiency 0.0023%-THD+N multi-level Class-D audio amplifier with folded PWM. *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, 5-9 Feb.

- LU, J. & GHARPUREY, R., 2011. Design and Analysis of a Self-Oscillating Class D Audio Amplifier Employing a Hysteretic Comparator. *IEEE Journal fo Solid-State Circuits*, Volume 46, pp. 2336-2349.
- MAISLINGER, F., ERTL, H., STOJCIC, G. & HOLZNER, F., 2017. *Control Loop Design for Closed-Loop Class-D Amplifiers with 4th Order Output Filter*. Nuremberg, s.n.
- MARTIN, J. D., 1970. *Theoreticall efficiencies of class-D power amplifiers..* s.l., s.n., p. 1089.
- MIDDLEBROOK, R. D. & CÜK, S., 1977 . A general unifed approach to modelling switching-converter power stages. *Proceedings of Power Electronics Specialists Conference*, pp. 521-550.
- MILLS, P. G. L. & HAWKSFORD, M. O. J., 1989. *Transconductance Power Amplifier Systems for Current-Driven Loudspeakers*. s.l., s.n.
- MOIR, J., 1981. 'Just Detectable' Distortion Levels. *Wireless World*, Fev..pp. 33-34.
- MURRAY, J. M. & OLESZEK, G. M., 1979. *Design Considerations in Class D MOS Power Amplifiers*. s.l., IECEI, pp. 211-218.
- NELSON, J., 1933. Class B amplifiers considered from the conventional class A standpoint.. Jun.21(6).
- NOTTINGHAM, W., 1941. Optimum conditions for maximum power in class A amplifiers. 29(12).
- PAGE, D. F., HINDSON, W. D. & CHUDOBIAK, W. J., 1965. *On solid-state class-D systems*. s.l., s.n., pp. 423-424.
- PUTZEYS, B., 2005. *Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control*. Barcelona, AES.
- RIDER, J. A., 1945. *Inside The Vacuum Tube*. New York: Baxter Rowe.
- RISBO, L., 2005. *Discrete-time modeling of continuous-time pulse-width modulator loops*. Hillerod, s.n.
- RUAN, X., WANG, Y. & JIN, Q., 2017 . *Review of Envelope Tracking Power Supply for Mobile Communication Systems*. s.l., s.n.
- SALA, V. et al., 2008. Feed-back Active Control for Half-Bridge Class-D Audio Amplifiers. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 369-373.
- SELF, D., 2009. *Audio power amplifier design handbook*. 5^a ed. Burlington: Focal Press.
- SHAW, N. A., 2012. *An Early History Of Modern Power Amplifiers*. [Online] Available at: http://www.prosoundweb.com/article/an_early_history_of_modern_power_amplifiers/studyha11/P1/ [Acesso em 14 Mai 2016].

- SILVA, H. S., 1996. *Análise e Síntese de Alto Faltantes e Caixas Acústicas pelo Método T-S*. Rio de Janeiro: H. Sheldon.
- SMALL, R. H., 1971. *Direct-Radiator Loudspeaker System Analysis*. Sydney, s.n., pp. 269-281.
- STEPHENS, M. L. & WITTMAN, J. P., 1963. *Switched-mode transistor amplifiers*. s.l., s.n., pp. 470-472.
- TAJUDINN, M. F. et al., 2010. *State space averaging technique of power converter with digital PID controller*. Singapore, IEEE.
- TEPLECHUK, M. A., GRIBBEN, A. & AMADI, C., 2011. True Filterless Class-D Audio Amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(12), pp. 2784-2793.
- TEXAS INSTRUMENTS, 1999. *Design Considerations for Class-D Audio Power Amplifiers*. : Tech. Report SLOA031.
- THIELE, A. N., 1961. *Loudspeakers in vented boxes*. s.l., s.n., p. 487.
- USA, 1955. *Basic Theory and Application of Electron Tubes*. Washington: Departments of the Army and the Air Force.
- VAIDYANATHAN, P. P., 2001. *Generalizations of the Sampling Theorem: Seven Decades after Nyquist*. s.l., s.n., pp. 1094-1109.
- VARLAMOV, O. & CHUGUNOV, I., 2017. Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation. *Systems of Signal Synchronization, Generation and Processing in Telecommunications*.
- VICENZI, F. et al., 2005. *A 1000W RMS class D amplifier with feedback*. Athens, Greece, s.n.
- VOPERIAN, V., 1990. Part I: Continuous conduction mode, simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 26(3), pp. 490-496.
- WALKER, G. R., 2003. A Class B Switch-Mode Assisted Linear Amplifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nov., pp. 1278-1285.
- WESTER, G. W. & MIDDLEBROOK, R. D., 1972. Low-frequency characterization of switched dc-dc converters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 9(3), pp. 376-385.
- YEH, M.-L., LIOU, W.-R. & HSIEH, H.-P., 2010. An Electromagnetic Interference (EMI) Reduced High-Efficiency Switching Power Amplifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(3), pp. 710-718.
- YUNDT, G. B., 1986. Serie- or parallel-connected composite amplifiers. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Jan, pp. 48-58.

ZHOU, X., XU, J., ZHONG, S. & LIU, Y., 2019. Soft Switching Symmetric Bipolar Outputs DC-Transformer (DCX) for Eliminating Power Supply Pumping of Half-Bridge Class-D Audio Amplifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(7), pp. 6440 - 6455.

ZOBEL, O. J., 1923. Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave Filters. *Bell Sys. Tech. J.*, Volume 2, pp. 1-46.

APÊNDICE A

MODELAGEM MATEMÁTICA DO AMPLIFICADOR CLASSE D

MODELO EM ESPAÇO DE ESTADOS DO AMPLIFICADOR CLASSE D

O circuito apresentado na Figura 4 tem um comportamento de segunda ordem (devido ao filtro LC de saída), o qual tem como variáveis independentes a corrente $i_L(t)$ no indutor L e a tensão $v_0(t)$ no capacitor C . Desta forma, o vetor de estado é definido como $x(t) = [i_L(t) v_c(t)]^t$. A fonte V_g é alocada do vetor de entrada, dado por $u(t) = [v_g(t)]$. Para a saída, definimos os próprios estados alocando o vetor de saídas da seguinte forma $y(t) = [i_L(t) v_c(t)]$, modelando de forma explícita as variáveis de interesse. Considerando o primeiro estágio de funcionamento, onde $S1$ está fechada e $S2$ está aberta ($0 \leq t \leq dT_s$) tem-se que:

$$K \frac{d\dot{x}(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = H_1 x(t) + E_1 u(t) \quad (2)$$

Onde:

$$K = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$B_1 = [0,5 \ 0]^t \quad (5)$$

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$E_1 = [0 \ 0]^t \quad (7)$$

De forma análoga ao primeiro estágio de operação, quando $S1$ abre e $S2$ fecha, tem-se que:

$$K \frac{d\dot{x}(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (8)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t) \quad (9)$$

Onde:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{B}_2 = [-0,5 \ 0]^t \quad (11)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{E}_2 = [0 \ 0]^t \quad (13)$$

Pode-se, então, obter as matrizes médias a partir dos valores médios de $d(t) = D$, $d'(t) = D'$ e $\mathbf{U} = [V_g]$.

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \mathbf{D} + \mathbf{A}_2 \mathbf{D}' \quad (14)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \mathbf{D} + \mathbf{B}_2 \mathbf{D}' \quad (15)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_1 \mathbf{D} + \mathbf{H}_2 \mathbf{D}' \quad (16)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1 \mathbf{D} + \mathbf{E}_2 \mathbf{D}' \quad (17)$$

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U} \quad (18)$$

$$\mathbf{Y} = (-\mathbf{H} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}) \mathbf{U} \quad (19)$$

As equações representativas dos modelos médios de pequenos sinais são expressas em (16). Estes modelos são deduzidos a partir da consideração que as perturbações nas entradas e saídas sejam muito menores em módulo que os valores médios, ou seja: $\|\mathbf{U}\| \gg \|\hat{\mathbf{u}}(t)\|$, $\|\mathbf{D}\| \gg \|\hat{d}(t)\|$, $\|\mathbf{X}\| \gg \|\hat{\mathbf{x}}(t)\|$ e $\|\mathbf{Y}\| \gg \|\hat{\mathbf{y}}(t)\|$.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \quad (20)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{H}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \quad (21)$$

Onde:

$$\mathbf{A}_p = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A} \quad (22)$$

$$\mathbf{B}_p = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{B}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{U}] \quad (23)$$

$$\mathbf{H}_p = \mathbf{H} \quad (24)$$

$$\mathbf{E}_p = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{B}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{U}] \quad (25)$$

Aplicando Laplace na equação (20) e (21),

$$\widehat{s}\mathbf{x}(s) = \mathbf{A}_p \widehat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B}_p \widehat{\mathbf{u}}_p(s) \quad (26)$$

$$\widehat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{H}_p \widehat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{E}_p \widehat{\mathbf{u}}_p(s) \quad (27)$$

Agrupando $\widehat{\mathbf{x}}(s)$ em (26), substituindo em (27) e incluindo os valores de (3) – (13) tem-se a relação entre $V_o(s)/d(s)$, conforme equação (28):

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{R \left(D - \frac{1}{2} \right)}{(C L R)s^2 + Ls + R} \quad (28)$$

MODELO DA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Para gerar o PWM em um tempo t , um sinal de áudio $s(t)$ é introduzido na entrada não-inversora de um comparador. Considerando um período T , uma onda triangular de alta frequência $v(t)$ é introduzida na entrada inversora do comparador, a qual deve obedecer:

$$v(t) = \begin{cases} 1 - \frac{4t}{T} & \text{para } 0 < t < \frac{1}{2}T \\ -3 + \frac{4t}{T} & \text{para } \frac{1}{2}T \leq t < T \end{cases} \quad (29)$$

Portanto, a saída $m(t)$ do comparador assume valores lógicos 0 e 1, conforme:

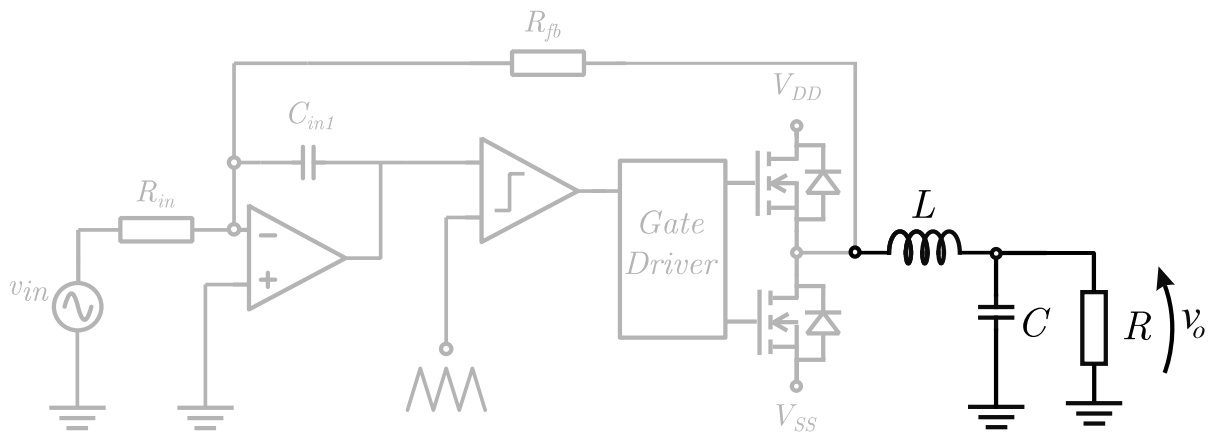
$$m(t) = \begin{cases} 1; & \text{se } s(t) \geq v(t) \\ 0; & \text{se } s(t) < v(t) \end{cases} \quad (30)$$

APÊNDICE B

DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA E VALIDAÇÃO DO MODELO

Para o dimensionamento do filtro, considerou-se um amplificador capaz de entregar 500W RMS a uma carga de 4Ω. Conforme Figura 0.1, onde R é a impedância da carga, C e L o capacitor e o indutor do filtro de saída, respectivamente, pode-se chegar aos valores do filtro de segunda ordem considerando a impedância da carga e a frequência de corte de 40kHz:

Figura 0.1 - Filtro de saída de segunda ordem do amplificador Classe-D



Fonte: Autor

$$L = \frac{R\sqrt{2}}{\omega R f_c} = 22,51\mu H \quad (31)$$

O capacitor do filtro é selecionado através de:

$$C = \frac{1}{\omega R \sqrt{2}} = 703nF \quad (32)$$

Para desenvolver a potência desejada na saída é necessária a tensão RMS expressa por:

$$V_o(t) = \sqrt{P_{OUT} R} = 44,72 \text{ V RMS} \quad (33)$$

A partir do resultado de (33), pode-se chegar ao valor da tensão simétrica necessária na fonte para a alimentação do amplificador:

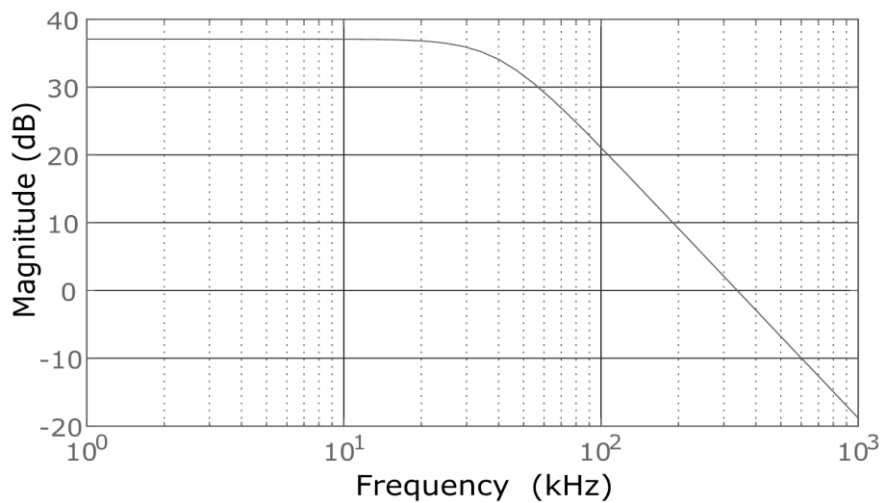
$$V_g(t) = 44.72 \sqrt{2} = 63,24V \text{ RMS} \quad (34)$$

Substituindo os valores de (31) e (32) em (28), chega-se a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{1.598 \times 10^{13}}{s^2 + 3.554 \times 10^5 s + 6.317 \times 10^{10}} \quad (35)$$

A função de transferência (35) tem sua resposta em frequência apresentada na Figura 0.2.

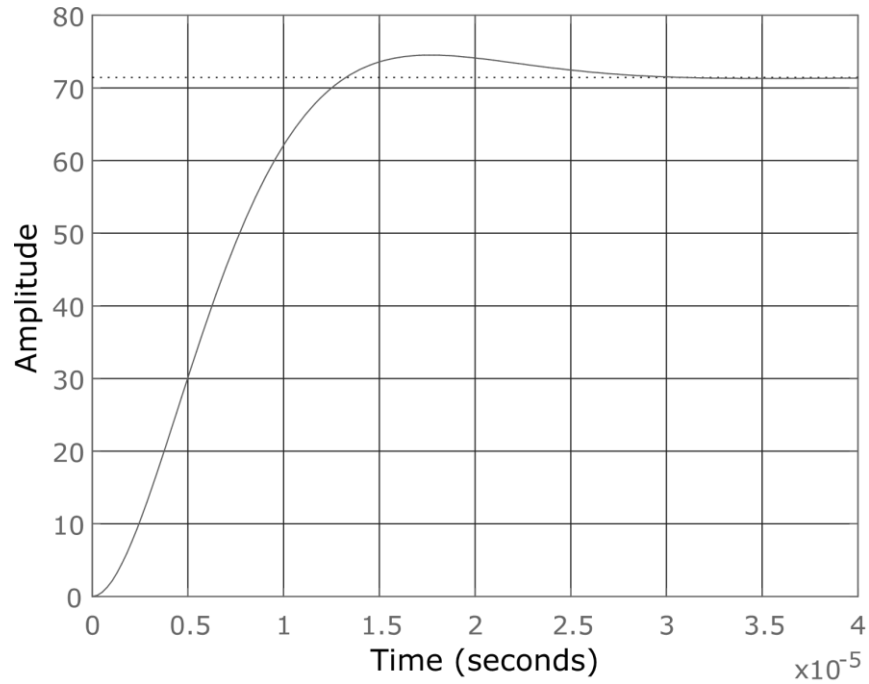
Figura 0.2 - Resposta de frequência do modelo



Fonte: Autor.

E a resposta ao degrau unitário conforme Figura 0.3:

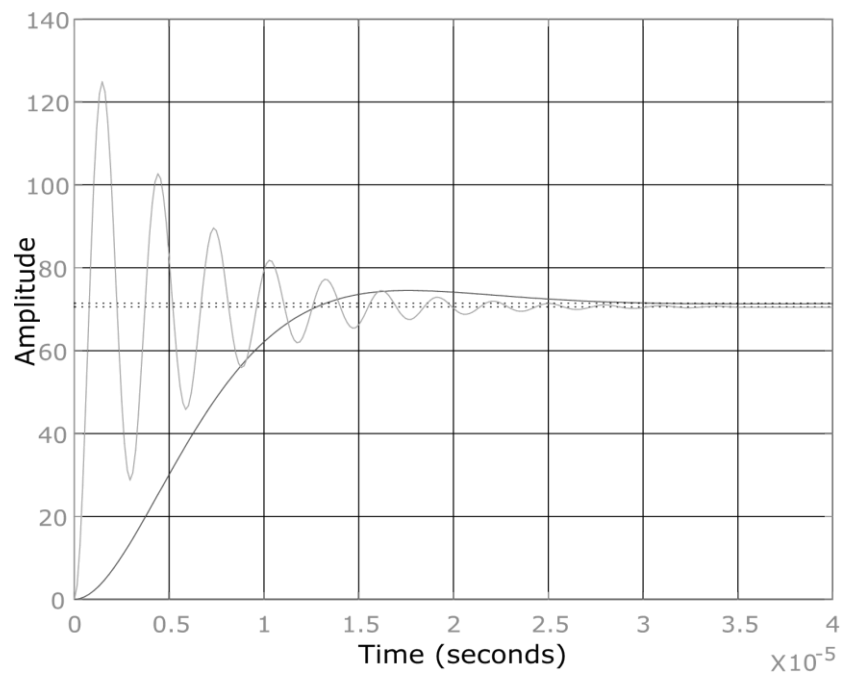
Figura 0.3 - Resposta ao degrau do modelo



Fonte: Autor.

Fechando a malha do circuito, têm-se a seguinte resposta:

Figura 0.4 - Resposta em malha fechada

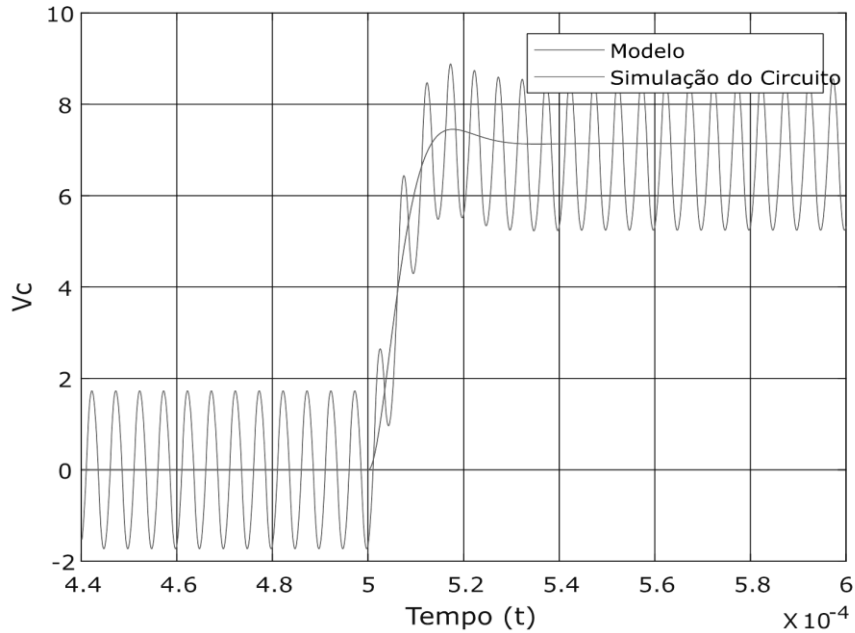


Fonte: Autor.

Para possibilitar a validação do modelo matemático, pode-se aplicar uma perturbação na razão cíclica no circuito simulado da Figura 0.1 e comparar com a resposta à mesma

perturbação aplicada ao modelo. Para tal, o valor da razão cíclica foi alterado de 50% para 60% (variação de 10%) para ambas as situações. Dessa forma, obteve-se a Figura 0.5.

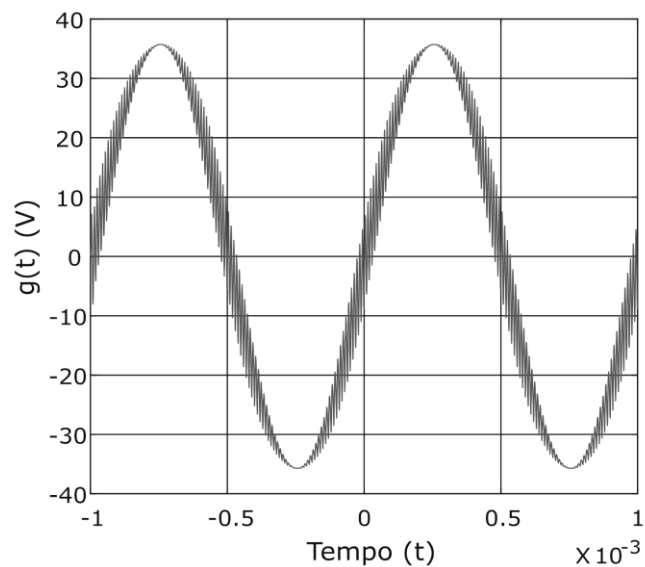
Figura 0.5 - Comparação do circuito com modelo matemático



Fonte: Autor.

Arbitrando um sinal de 1kHz para a modulante $s(t)$, pode-se aplicar $m(t)$ gerado em (30) na função de transferência (35) fazendo uso da plataforma MATLAB, resultando no sinal de saída $g(t)$ apresentado na Figura 0.6.

Figura 0.6 - Simulação do modelo matemático proposto



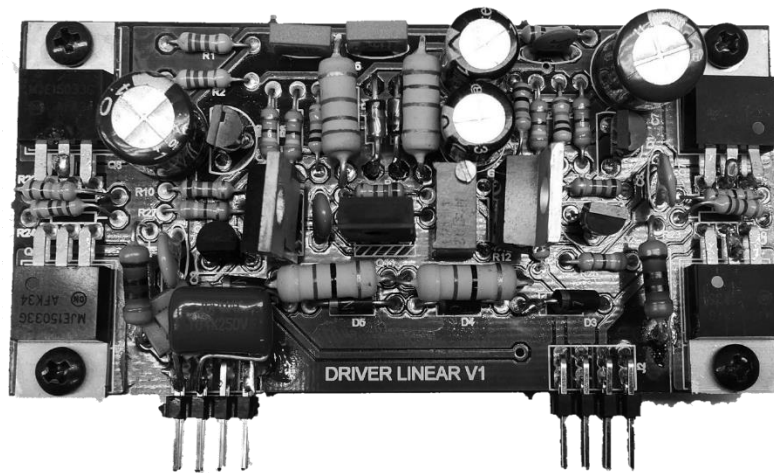
Fonte: Autor.

APÊNDICE C

PROTÓTIPO DO AMPLIFICADOR HÍBRIDO

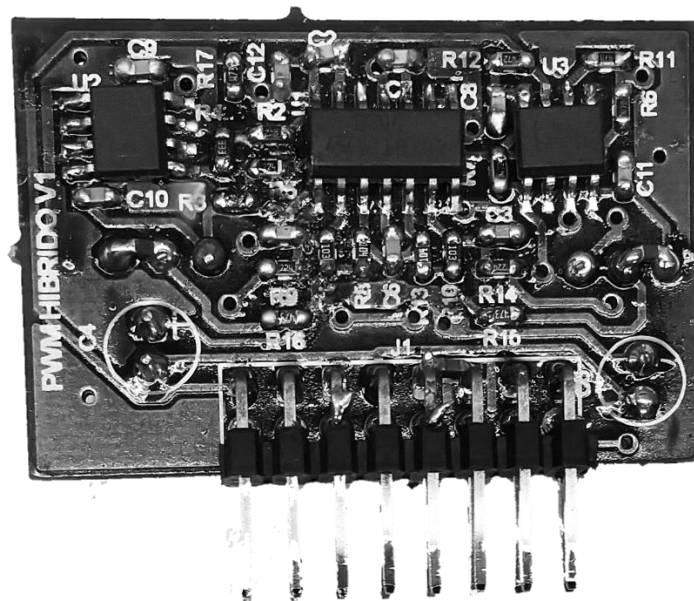
Em sequência, imagens do protótipo do amplificador projetado:

Figura 0.1 – Módulo do amplificador de correção



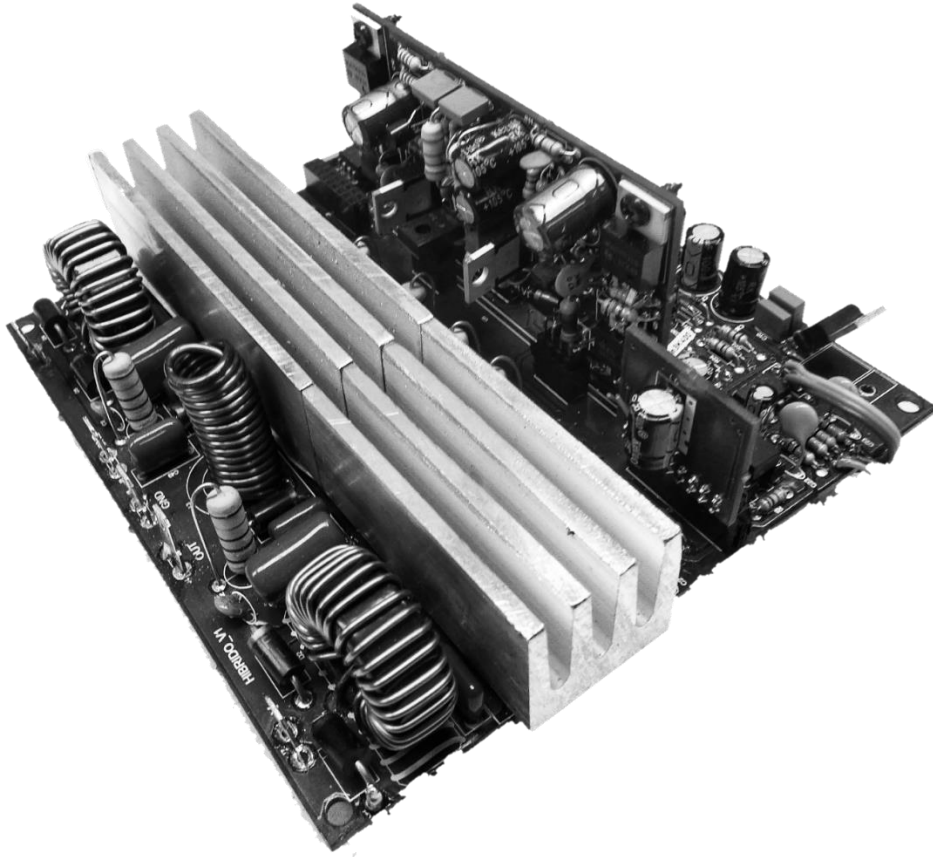
Fonte: Autor.

Figura 0.2 – Módulo gerador de PWM



Fonte: Autor.

Figura 0.3 - Amplificador híbrido completo (incluindo os módulos)



Fonte: Autor.