

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

FELIPE RICARDO CANEZIN PEREIRA

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D UTILIZANDO
TECNOLOGIA MONTADA EM SUPERFÍCIE (SMT)**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CAMPO MOURÃO

2017

FELIPE RICARDO CANEZIN PEREIRA

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D UTILIZANDO
TECNOLOGIA MONTADA EM SUPERFÍCIE (SMT)**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso II, do curso Superior de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, como requisito para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico

Orientador: Prof. André Luiz Regis Monteiro

CAMPO MOURÃO

2017

TERMO DE APROVAÇÃO
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO
Estudo e implementação de um amplificador de áudio classe D
utilizando tecnologia montada em superfície (SMT).

por

Felipe Ricardo Canezin Pereira

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 29 de novembro de 2017 ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Campo Mourão. O Candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Fábio Pereira de Lima
(UTFPR)

Prof. Roberto Nell
(UTFPR)

Prof. André Luiz Regis Monteiro
(UTFPR)
Orientador

RESUMO

PEREIRA, Felipe Ricardo Canezin. **Estudo e implementação de um amplificador de áudio classe D utilizando tecnologia SMT.** Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletrônico, Campo Mourão, 2017.

O presente trabalho apresenta o estudo, o projeto e a implementação de um amplificador de áudio classe D utilizando tecnologia montada em superfície (SMT). O amplificador apresenta uma potência de $100 W_{RMS}$, com uma distorção harmônica inferior à 1%, medidos com um sinal de entrada na frequência de 1kHz. Com a utilização de componentes montados em superfície (SMD) e através de furos (PTH) de alta tecnologia, bem como a elaboração de um *layout* minucioso dos componentes na placa de circuito impresso, foi possível obter uma boa qualidade sonora. Na etapa inicial do trabalho realizou-se um estudo detalhado tanto dos amplificadores, quanto da tecnologia montada em superfície (SMT). No andamento do projeto, são calculados os valores dos principais componentes que foram usados no amplificador. Na etapa de implementação, montou-se o amplificador afim de realizar testes e medições de modo a se verificar o funcionamento e especificar suas principais características, para enfim, compará-los com os dados teóricos esperados dos amplificadores classe D.

Palavras-chave: amplificador de áudio classe D, tecnologia SMT, distorção harmônica, potência de $100 W_{RMS}$.

ABSTRACT

PEREIRA, Felipe Ricardo Canezin. **Study and implementation of a class D audio amplifier using SMT technology.** Completion of the course presented to the Electronic Engineering course, from the Federal Technological University of Paraná, as a partial requirement to obtain the degree of Electronic Engineer, Campo Mourão, 2017.

The present work presents the study, design and implementation of a class D audio amplifier using surface mounted technology (SMT). The amplifier has a power of $100 W_{RMS}$, with a harmonic distortion of less than 1%, measured with an input signal at the frequency of 1 kHz. With the use of surface mounted components (SMD) and through holes (PTH) of high technology, as well as the elaboration of a detailed layout of the components on the printed circuit board, it was possible to obtain a good sound quality. In the initial stage of the work, a detailed study of both amplifiers and surface mounted technology (SMT) was carried out. At the project progress, the values of the major components that were used in the amplifier are calculated. In the implementation stage, the amplifier was assembled in order to perform tests and measurements in order to verify the operation and to specify its main characteristics, in order to compare them with the expected theoretical data of class D amplifiers.

Keywords: Class D audio amplifier, SMT technology, harmonic distortion, power of $100 W_{RMS}$,

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer primeiramente à Deus por me iluminar e permitir com que, com muita saúde e força, eu realizasse esse grande momento em minha vida.

Agradeço e dedico este trabalho às duas pessoas mais importantes da minha vida, razão da minha existência, a quem devo tudo, meu pai Ricarti Gonçalves Pereira e, principalmente à minha mãe Sônia Marilea Canezin Pereira, pelo enorme incentivo, apoio e paciência nos momentos mais difíceis desta longa caminhada, e por depositarem toda a confiança na concretização deste sonho.

Agradeço, também, ao meu irmão Éric Canezin Pereira, por sempre me proteger do mundo e a abrir meus olhos para a realidade da vida, me guiando pelos caminhos mais seguros.

À minha cunhada Daiane Nunes Canezin Pereira, bem como minha sobrinha Eloá Beatriz Nunes Canezin Pereira, por todo o apoio e carinho e por me alegrar nos momentos de tristeza e desesperança.

À minha namorada e melhor amiga, Brenda Amaro Pereira, por ser uma pessoa muito especial, com quem compartilho todos os momentos da minha vida pessoal e acadêmica e por ser meu porto seguro, onde posso recorrer a qualquer hora e encontrar forças para enfrentar meus obstáculos e continuar minha trajetória.

Aos meus avós, Edgard Antônio Canezin e Aparecida Caetano Canezin, por serem como pais pra mim, me ensinando, apoiando e confiando em cada passo da minha trajetória.

Agradeço aos meus amigos, Henrique Bilbao, Fabricio Araújo, meus grandes irmãos, que tive à honra de conhecê-los, ao Virgílio Ferraz, Guilherme Galana, Matheus Bueno, Michel Fiuza, Luan Batista, João Valverde, Dionísio Palharini, Leandro Amaro e tantos mais, que me ajudaram e acompanharam em toda essa trajetória acadêmica.

À todo o corpo docente, que me passaram conhecimentos e experiências, vividas e profissionais durante esses anos de graduação. E em especial ao meu orientador André Luiz Regis Monteiro por confiar, auxiliar e me apoiar na realização deste trabalho.

E agradeço, também, a empresa da área de amplificadores, primeiramente pelo estágio oferecido, onde obtive um enorme aprendizado para realização desse projeto. Bem como, pelo auxílio toda a equipe de funcionários.

Obrigado à todos por fazerem parte da minha vida, e me tornarem a ser quem eu sou.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Arquitetura constituída por 3 fases.....	20
Figura 2: Arquitetura constituída por 2 fases.....	20
Figura 3: Resposta em frequência: a) da magnitude e b) da fase.....	21
Figura 4: Slew-Rate em amplificadores de áudio.....	25
Figura 5: Amplificador Classe A em configuração seguidor de emissor.....	26
Figura 6: Amplificador Classe B, configuração <i>push-pull</i>	27
Figura 7: Distorção por crossover.....	27
Figura 8: Amplificador Classe AB, configuração <i>push-pull</i>	28
Figura 9: Exemplo de Amplificador Classe D.....	29
Figura 10: Princípio PWM.....	30
Figura 11: Topologias: <i>half-bridge</i> (à esquerda) e <i>full-bridge</i> (à direita).....	32
Figura 12: Circuito <i>Bootstrap</i>	34
Figura 13: Tempo morto.....	34
Figura 14: Tipos de encapsulamentos de componentes eletrônicos.....	36
Figura 15: Fixação e soldagem dos componentes: convencional e SMD.....	37
Figura 16: Encapsulamento e elemento ativo de um transistor convencional.....	38
Figura 17: Exemplos de componentes SMDs e suas respectivas nomenclaturas.....	38
Figura 18: Dimensionamento de um resistor SMD.....	39
Figura 19: Nomenclatura dos resistores SMD.....	40
Figura 20: Resistores e capacitores cerâmicos SMD.....	42
Figura 21: Tipos de encapsulamentos SOT.....	44
Figura 22: Tipos de encapsulamentos para CI's.....	44
Figura 23: Semicondutores SMD.....	45
Figura 24: Tipos de terminais dos circuitos integrados.....	45
Figura 25: Amplificador Operacional LM741 na versão SMD.....	46
Figura 26: Fluxograma para um sistema de linha de produção SMT.....	48
Figura 27: Equipamentos para um processo de produção SMT.....	53
Figura 28: Amplificador Classe D.....	54
Figura 29: Delta sigma.....	56
Figura 30: Diagrama de blocos de um amplificador de áudio classe D, utilizando a modulação PWM delta sigma.....	57

Figura 31: Formas de onda do diagrama de blocos	57
Figura 32: Diagrama de blocos interno do circuito integrado IRS2092.	59
Figura 33: Diagrama esquemático de um amplificador classe D utilizando o CI IRS 2092	60
Figura 34: MOSFET IRFB5620	65
Figura 35: Filtro passa baixa passivo de segunda ordem	66
Figura 36: Resposta em frequência do filtro para diferentes fatores de amortecimento ξ em função da frequência normalizada (U).	69
Figura 37: Impedância em função da frequência de um alto falante de 15 polegadas	70
Figura 38: Diagrama esquemático do amplificador classe D – Parte A.....	73
Figura 39: Diagrama esquemático do amplificador classe D – Parte B.....	73
Figura 40: Diagrama esquemático do amplificador classe D – Parte C	74
Figura 41: Diagrama esquemático da fontes linear e auxiliares do projeto proposto	75
Figura 42: Layout da PCI do projeto proposto em 2D	76
Figura 43: Face superior (top) da PCI do projeto proposto em 3D.....	76
Figura 44: Face inferior (<i>Bottom</i>) da PCI do projeto proposto em 3D	77
Figura 45: Valor da tensão aplicada na entrada do amplificador para alcançar a potência desejada	86
Figura 46: Potência	87
Figura 47: FFT do sinal de 1kHz na saída da potência do amplificador	89
Figura 48: Resposta em frequência da magnitude.....	90
Figura 49: Resposta em frequência da fase.....	91
Figura 50: Forma de onda do sinal PWM antes de passar pelo filtro passa baixa de saída	92
Figura 51: Distorção Harmônica Total oferecida pelo Audio Precision.....	93

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Código padrão para dimensionamento de resistores e capacitores cerâmicos SMD	39
Tabela 2: Valores padrões baseados na tolerância dos componentes	40
Tabela 3: Código EIA-96 para os resistores SMD	41
Tabela 4: Multiplicadores para os resistores SMDs	41
Tabela 5: Códigos EIA-48 e EIA-24 para resistores SMDs	42
Tabela 6: Código padrão dos capacitores de tântalo SMD	43
Tabela 7: Tipos de processos de montagem utilizando componentes SMD	53
Tabela 8: Tabela de valores pré-definidos de tempo morto	81
Tabela 9: Rendimento	88
Tabela 10: Especificação das características gerais do amplificador proposto.....	93

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

BGA	(<i>Ball Grid Arrays</i>)
CTE	Coeficientes de Adaptação de Expansão Térmica
dB	Decibéis (Unidade Logarítmica)
DIP	(Dual In-line Packages) Encapsulamento em Linhas Duplas
EIA	(<i>Electronic Industries Association</i>) Associação Industrial Eletrônica
IEEE	(<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>) Instituto de Engenheiros Eletricista e Eletrônicos
KHz	quilohertz (Unidade de Frequência Multiplicado por 10^3)
LCCC	(<i>Leaded Chip Carrier</i>)
mA	miliampères (Unidade de Corrente Multiplicada por 10^{-3})
MHz	megahertz (Unidade de Frequência Multiplicado por 10^6)
MOSFET	(<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>) Transistor de Efeito de Campo
mV	milivolts (Unidade de Tensão Multiplicada por 10^{-3})
PCI	Placa de Circuito Impresso
PLCC	(<i>Plastic Leaded Chip Carrier</i>)
PWM	(Pulse-width modulation) Modulador de Largura de Pulso
QFP	(Quad Flat Pack)
SMD	(<i>Surface Mount Device</i>) Dispositivos Montados em Superfície
SMT	(<i>Surface Mount Technology</i>) Tecnologia Montada em Superfície
SO	(<i>Small Outline</i>)
SOIC	(<i>Small Outline Integrated Circuit</i>)
TBJ	(<i>Bipolar Junction Transistor</i>) Transistor Bipolar de Junção
THT	(<i>Through Hole Technology</i>) Tecnologia Através de Furos
V_{TH}	Tensão Limiar
V_{GS}	Tensão entre os terminais de porta (<i>gate</i>) e fonte (<i>source</i>)
W	watt (Unidade de Potência)

SUMÁRIO

RESUMO	2
ABSTRACT	4
AGRADECIMENTOS	5
1. INTRODUÇÃO	14
1.1 OBJETIVOS	16
1.1.1 <i>Objetivo Geral</i>	16
1.1.2 <i>Objetivos Específicos</i>	16
1.2 JUSTIFICATIVAS	16
1.3 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	17
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1 AMPLIFICADORES	18
2.2 ESQUEMA TÍPICO DOS ESTÁGIOS DE AMPLIFICAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE ÁUDIO	19
2.3 PARÂMETROS IMPORTANTES PARA O ESTUDO DOS AMPLIFICADORES DE ÁUDIO	20
2.3.1 <i>Resposta em frequência</i>	20
2.3.2 <i>Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion -THD)</i>	22
2.3.3 <i>Ruído</i>	24
2.3.4 <i>Slew-Rate ou Taxa de variação do sinal</i>	24
2.4 CLASSES DOS AMPLIFICADORES	26
2.4.1 <i>Classe A</i>	26
2.4.2 <i>Classe B</i>	27
2.4.3 <i>Classe AB</i>	28
2.5 CLASSE D	28
2.5.1 <i>Topologias Inversoras Meia Ponte (Half-Bridge) e Ponte Completa (Full-Bridge)</i>	31
2.5.2 <i>Interruptores: Escolha entre Transistor Bipolar de Junção (TBJ) e Transistor de Efeito de Campo (MOSFET)</i>	32
2.5.3 <i>Circuito Driver</i>	33
2.6 EVOLUÇÃO E HISTÓRIA DA TECNOLOGIA SMT	35
2.7 COMPONENTES MONTADOS EM SUPERFÍCIE (SMDs)	37
2.8 DIMENSIONAMENTO E NOMENCLATURA DOS SMDs	38

2.8.1	<i>Resistores e Capacitores Cerâmicos</i>	39
2.8.2	<i>Capacitores de Tântalo</i>	43
2.8.3	<i>Semicondutores SMD</i>	43
2.8.4	<i>Amplificadores Operacionais como Dispositivos Montados em Superfície</i>	45
2.9	VANTAGENS QUE A SMT PODE OFERECER	46
2.10	DESVANTAGENS E LIMITAÇÕES DA SMT	46
2.11	SISTEMA DE PRODUÇÃO	47
2.11.1	<i>Linha de Produção</i>	47
2.11.2	<i>Tipos de Processos de Montagem SMT</i>	53
3.	PROJETO DO AMPLIFICADOR	54
3.1	INTRODUÇÃO	54
3.2	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	55
3.2.1	<i>PWM</i>	55
3.2.2	<i>Modulação delta sigma</i>	55
3.2.3	<i>Modulação auto oscilante</i>	56
3.2.4	<i>Função dos Pinos do circuito integrado IRS2092</i>	60
3.3	CIRCUITO DE COMANDO E ESTÁGIO DE SAÍDA	61
3.3.1	<i>MOSFET (Metal-Oxide Field Effect Transistor)</i>	61
3.3.2	<i>Perdas no MOSFET em amplificadores de áudio classe D</i>	63
3.3.3	<i>MOSFET IRFB5620</i>	65
3.4	FILTRO PASSA-BAIXA	66
3.5	ALTO FALANTE	69
3.6	PROCEDIMENTOS PARA A ELABORAÇÃO DO LAYOUT	71
3.7	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO E PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DO PROJETO PROPOSTO	71
3.7.1	<i>Altium Designer</i>	72
4.	DIMENSIONAMENTO DOS PRINCIPAIS COMPONENTES DO PROJETO	77
4.1	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE MODULAÇÃO PWM	78
4.2	DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS DE PROTEÇÃO	78
4.2.1	<i>Dimensionamento do circuito de proteção do MOSFET inferior</i>	79
4.2.2	<i>Dimensionamento do circuito de proteção do MOSFET superior</i>	80

4.2.3	<i>Dimensionamento do circuito de tempo morto</i>	81
4.2.4	<i>Dimensionamento das fontes lineares e auxiliar</i>	82
4.2.5	<i>Dimensionamento do filtro de saída</i>	84
5.	RESULTADOS	85
5.1	SENSIBILIDADE	86
5.2	POTÊNCIA	87
5.3	EFICIÊNCIA	87
5.4	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO	88
5.5	RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	89
5.6	MAGNITUDE	89
5.7	FASE	91
5.8	FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO MÁXIMA DOS TRANSISTORES	92
5.9	DISTORÇÃO HARMÔNICA (THD)	92
5.10	ESPECIFICAÇÕES DO AMPLIFICADOR PROPOSTO	93
6.	CONCLUSÃO	94
7.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	95
	REFERÊNCIAS	96

1. INTRODUÇÃO

Tidd, Bessant e Pavitt (2008) afirmam que, a inovação “é mais do que simplesmente conceber uma nova idéia; é o processo de desenvolver seu uso prático”. Segundo os mesmos autores, além do objetivo de abrir novos mercados, a inovação também pode significar novas formas de servir a mercados já estabelecidos e maduros. Em outras palavras, os próprios consumidores impõem mudanças em curtos períodos de tempo.

A introdução de uma nova tecnologia é entendida como um caminho de adotar e aceitar uma tecnologia no mercado. Segundo Porter (2003), “a introdução de uma inovação tecnológica importante pode permitir que uma empresa reduza o custo e intensifique a diferenciação simultaneamente, e talvez alcance ambas as estratégias”.

Com a inovação, novos produtos surgem e atingem outras partes do mercado, aumentando, então, sua lucratividade. Com isso, novos produtos e serviços são fatores importantes para manter a empresa competitiva. Assim, um dos grandes papéis dos gestores é identificar os primeiros consumidores a adquirir o novo produto ou serviço, pois são esses que definem o sucesso ou fracasso da inovação (TIDD, BESSANT e PAVITT, 2008).

A indústria eletrônica, atualmente, está em constante processo de inovação. Isto ocorre porque, tais indústrias tentam satisfazer seus mercados consumidores com a implantação de novas tecnologias. Um exemplo disso se refere à indústria dos amplificadores.

Nos últimos anos, a grande expansão dos amplificadores de áudio ocorreu em aplicações portáteis. Tais equipamentos são dependentes de uma bateria e não podem ocasionar um gasto excessivo de energia, o que conseqüentemente minimizaria o tempo de funcionamento desses dispositivos (CANÔNICO, 2011).

As configurações mais utilizadas, até hoje, são os amplificadores lineares, e isso se dá pela sua simplicidade e desempenho satisfatório em grande parte das aplicações de áudio (CANÔNICO, 2011). Além disso, amplificadores lineares de áudio apresentam algumas vantagens como: baixa distorção e ruído reduzido. No entanto, possuem desvantagens devido ao peso elevado, baixo rendimento e a necessidade de circuitos complexos com duas ou mais etapas excitadoras em cascata, o que acarreta em um aumento no custo do equipamento, na quantidade de

distorção e na possibilidade de instabilidade devido à complexidade da função de transferência (DA SILVA, *et al.*, 2009).

Contudo, mesmo com o predomínio dos amplificadores lineares, os amplificadores de áudio classe D de alta potência tornaram-se padrão em muitas aplicações eletrônicas de consumo, como aparelhos de televisão e sistemas de home theater. Atualmente, a classe D também está fazendo uma entrada cautelosa no domínio automotivo. E está emergindo, cada vez mais, em aplicações móveis, como telefones celulares, sistemas de navegação portáteis e dispositivos de jogos portáteis (BERKHOUT e DOOPER, 2010).

A principal motivação por trás do uso dos amplificadores classe D em aplicações de áudio é por conta da sua alta eficiência. Praticamente, é alcançada uma eficiência superior a 90% em relação à potência nominal. O aumento da densidade de potência e o baixo consumo de energia tornam estes amplificadores essenciais para aplicações portáteis, que normalmente exigem 1 W de saída de áudio. Bem como, mesmo para sistemas de áudio de alta potência (≥ 100 W/canal), esta classe de amplificadores reduz o tamanho dos dispositivos e aumenta a capacidade de economia de energia (JOSHI e SENSARMA, 2015).

Devido à crescente busca por equipamentos e dispositivos eletrônicos portáteis cada vez menores, as indústrias de tecnologia estão em constante processo de inovação, utilizando recursos tecnológicos altamente sofisticados, seguidos de grandes investimentos financeiros para o desenvolvimento de pesquisas. Assim, uma nova tecnologia está conquistando espaço e, abrindo vantagens e novas aplicações, para grandes indústrias. É a Tecnologia Montada em Superfície (SMT), que tem como objetivo miniaturizar os circuitos e aumentar a confiabilidade em relação às suas placas.

Atualmente, a tecnologia montada em superfície pode ser aplicada em diversas áreas, tais como: controle industrial, dispositivos de consumo, dispositivos de rede, unidades automobilísticas, unidades de telecomunicação entre outros (DA SILVA, 2007).

O trabalho apresenta um estudo aprofundado dos amplificadores classe D, bem como da tecnologia montada em superfície. Além disso, o mesmo aborda uma proposta de projeto relacionando ambos os pontos, comparando seus principais

parâmetros, através de simulações e de um protótipo, de modo a atender às necessidades atuais.

1.1 **Objetivos**

1.1.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem por objetivo desenvolver um projeto, bem como um protótipo de um amplificador de áudio classe D utilizando tecnologia montada em superfície (SMT) e comparar os parâmetros práticos e teóricos analisados e verificados do mesmo.

1.1.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos estão descritos abaixo:

- Projetar e simular um amplificador classe D utilizando softwares computacionais (MultiSim, Atium Designer, Protheus, entre outros);
- Implementar em uma placa de circuito impresso o projeto desenvolvido utilizando tecnologia montada em superfície (SMT), com o auxílio de uma empresa do ramo;
- Testar e especificar o projeto desenvolvido a fim de comparar os seus principais parâmetros práticos e teóricos.

1.2 **Justificativas**

Tanto o estudo teórico a respeito do tema quanto a implementação do projeto proposto, aplica demanda de mercado.

Em relação ao estudo teórico, observa-se que os temas abordados no trabalho (amplificador de áudio classe D, tecnologia montada em superfície) são amplamente utilizados em diversas aplicações atuais de interesse (DA SILVA, 2007). Bem como, acrescentam muito à formação acadêmica e profissional.

Quanto a implementação do projeto proposto e a obtenção de resultados, a análise e verificação do funcionamento prático dos dispositivos montados em superfície e do amplificador de áudio classe D, podem ser observados de acordo com as literaturas estudadas e relacionadas (BRAGA, 2014; SCHWAAB, 2012).

Devido à crescente busca por equipamentos eletrônicos portáteis cada vez menores e a utilização de amplificadores de áudio cada vez mais eficientes em diversas aplicações de interesse, procura-se relacionar ambos os pontos para tentar atender às necessidades atuais.

Além disso, pretende-se criar uma base didática e de pesquisa, para que essa proposta prática e seus respectivos resultados possam ser utilizados para o desenvolvimento de novos estudos na área.

Outro motivo importante pela escolha do tema proposto é o interesse em seguir carreira acadêmica (mestrado e doutorado) na área abordada, bem como profissional, estagiando e trabalhando neste seguimento empresarial.

1.3 Procedimentos Metodológicos

O trabalho será dividido em 4 etapas específicas, afim de direcionar o projeto proposto, de modo a obter resultados satisfatórios. Inicialmente, com o propósito de coletar informações para servir de suporte ao desenvolvimento do projeto, será realizada uma pesquisa bibliográfica e um projeto teórico. Assim, nessa etapa será possível compreender as características dos amplificadores classe D, bem como da tecnologia montada em superfície (SMT).

A segunda etapa será reservada para a simulação do projeto através de um software computacional e então, os resultados serão coletados para análise e avaliação com resultados teóricos e práticos.

Na terceira etapa, o projeto do amplificador classe D será implementado utilizando-se da tecnologia montada em superfície (SMT) em uma placa de circuito impresso (PCI). Testes serão feitos e dados coletados para avaliações comparativas com as etapas anteriores. A montagem SMT, utilizando o projeto teórico desenvolvido, terá o apoio de uma empresa eletrônica localizada no norte do estado do Paraná, no município de Apucarana, uma vez que este processo de montagem é automatizado inviabilizando sua implementação em laboratórios comuns.

A última etapa constará da avaliação e comparação de resultados, relacionando todos os parâmetros analisados.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Segundo Fernandes (2011), o amplificador de potência é o penúltimo elo de um sistema de áudio. Suas qualidades, boas ou más, são diretamente responsáveis pelo que ouvimos.

Atualmente, tais amplificadores estão presentes em quase todo o Audio. Nos grandes eventos, são vistos a dezenas alimentando os sistemas de sonorização. Nos estúdios, pessoais ou de grande porte, permitem ouvir com perfeição tanto a música quanto a fala. Bem como, dentro de um reprodutor portátil, como um celular, há um amplificador bem pequeno que serve para acionar os fones de ouvido.

2.1 Amplificadores

O amplificador por ser responsável pela entrega de potência às caixas acústicas, pode ser considerado o centro de um sistema de sonorização (FERNANDES, 2011).

O nível de sinal de entrada em uma etapa amplificadora pode ser insuficiente para excitar um sistema de alto-falantes ou caixas acústicas. Uma amplificação deste sinal de entrada, antes da etapa de potência pode ser necessária. Desta forma, as etapas de amplificação de potência podem receber sinais de outros equipamentos, tais como: pré-amplificadores, equalizadores, consoles de mixagem, entre outros e os transformam em um sinal capaz de estimular os circuitos do auto-falante (FERNANDES, 2011).

Para amplificadores de pequenos sinais, a linearidade na amplificação e a magnitude de ganho são os principais fatores observados. A capacidade de fornecimento de potência e a eficiência são pouco importantes nesses tipos de amplificadores uma vez que os sinais de corrente e tensão são pequenos. (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

Os amplificadores de grandes sinais ou de potência fornecem potência suficiente para excitar a carga, normalmente na faixa de alguns watts (W) a dezenas de watts (W). As principais características de amplificadores de grandes sinais são a eficiência de potência do circuito, a máxima capacidade de potência que o circuito pode fornecer e o casamento de impedância com o dispositivo de saída. (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

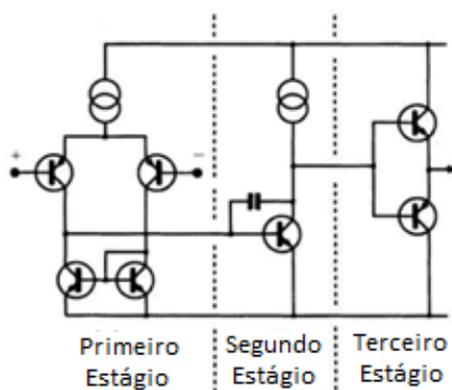
2.2 Esquema Típico dos estágios de Amplificação dos Amplificadores de Áudio

Segundo um estudo apresentado por Pires (2010), a maioria dos amplificadores de áudio possuem uma arquitetura constituída por 3 estágios, como mostra a Figura 1, para amplificar o sinal de entrada.

O primeiro estágio corresponde a um amplificador de transcondutância constituído por um par diferencial com carga ativa, ou seja, a tensão vista nos terminais de entrada é transferida para a etapa seguinte na forma de corrente. A grande vantagem de se utilizar o par diferencial é que, este amplifica apenas os sinais diferenciais que lhe são aplicados, apresentando uma grande rejeição no modo comum. O segundo estágio refere-se à transimpedância, composta por um emissor comum que recebe o sinal em corrente na base do transistor, e transmite para a entrada da última etapa depois de amplificado, em tensão. O último estágio corresponde à um ganho aproximadamente unitário em tensão, fornecendo apenas ganho em corrente e construído com uma configuração *push-pull*, ou seja com dois seguidores de emissor complementares. Este estágio vai definir o tipo de classe de funcionamento do amplificador, além de verificar características como: baixa impedância de saída, para que a tensão aplicada à impedância da carga seja maximizada, alta impedância de entrada, para fornecer a corrente necessária para alimentar a carga com a potência pretendida, e não introduzir ruído no sinal amplificado.

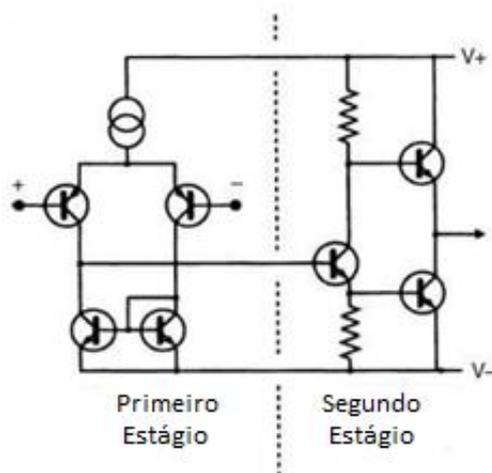
Um outro tipo de arquitetura típica de amplificação nos amplificadores de áudio é a constituída de 2 etapas. Esta elimina a fase intermediária, agrupando-a na última etapa, como ilustra a Figura 2 (PIRES, 2010).

Figura 1: Arquitetura constituída por 3 fases



Fonte: (PIRES, 2010)

Figura 2: Arquitetura constituída por 2 fases



Fonte: (PIRES, 2010)

2.3 Parâmetros Importantes para o estudo dos amplificadores de áudio

Alguns parâmetros tais como: resposta em frequência, distorção harmônica total (THD), *slew-rate*, ruído, potência de saída, fator de amortecimento e sensibilidade são indispensáveis para a análise e para o estudo dos amplificadores de áudio.

2.3.1 Resposta em frequência

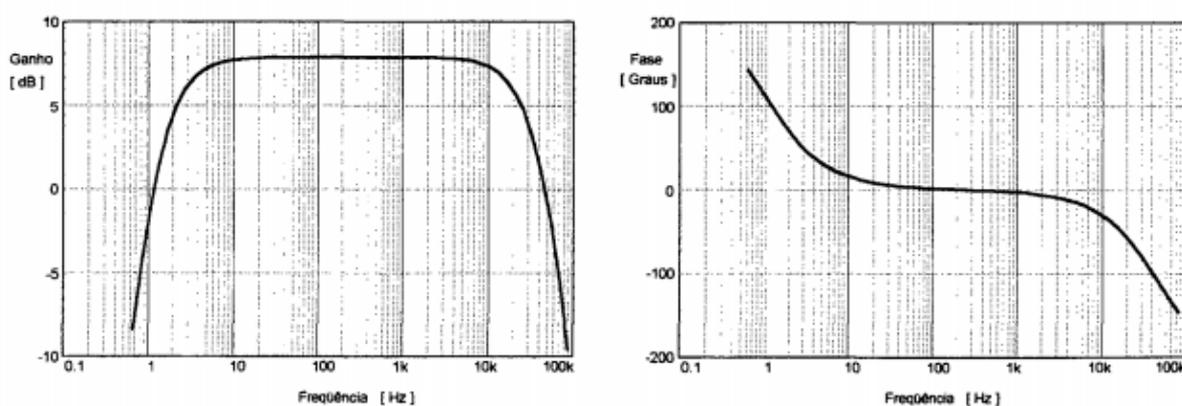
A resposta em frequência é muito importante durante a aquisição e a utilização de um amplificador. Indica a capacidade do amplificador em reproduzir o sinal desejado para determinadas frequências, com alto conteúdo harmônico. Pode

representar o ganho de tensão, corrente ou potência de um sistema qualquer com sinal de entrada senoidal.

Como pode ser visto na Figura 3.a, esta medida é representada pelo diagrama de bode tendo como abcissa a frequência em escala logarítmica e como ordenada o ganho de tensão em dB. A Figura 3.b representa a resposta de fase do amplificador, que é o ângulo de fase entre a entrada e saída, para as frequências da curva.

Em função do espectro da audição humana (20Hz à 20KHz), a resposta em frequência do amplificador deve sempre atuar nessa faixa de forma plana, ou seja considerando a variação em todo o espectro de 0 à -3 dB. Com isso, uma resposta em frequência é considerada ideal, entre as frequências 20Hz à 20KHz com uma variação menor que 3 dB (BORTONI, 1999).

Figura 3: Resposta em frequência: a) da magnitude e b) da fase



Fonte: (SCHWAAB, 2012)

As frequências de corte superior e inferior são definidas pela queda do ganho de potência para metade de seu valor ou em 3 dB (30%). Isso significa que a manutenção de amplitude de sinal de entrada com variação de frequência entre as frequências de corte, deve manter a saída do sinal, como mostra a Figura 3.a, em seu platô. Para um amplificador típico as frequências de corte são 20 Hz e 20 kHz (BORTONI, 1999; SCHWAAB, 2012).

2.3.2 Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion -THD)

A distorção harmônica total é a relação entre a potência de todas as harmônicas observadas na saída do sistema pela não-linearidade e a potência da frequência fundamental medida na saída de um sistema de transmissão, quando um sinal único de potência especificada é aplicado à entrada do sistema (BORTONI, 1999).

Tal parâmetro é normalmente especificado em porcentagem (%) ou decibel (dB).

Quanto menor for o valor de THD, menor será a distorção inserida no sinal original, ou seja melhor é a capacidade de processar, transmitir ou amplificar um sinal de áudio sem distorcer (alterar as características) o sinal original.

Para os amplificadores de áudio é necessário uma alta fidelidade, ou seja uma baixa distorção. Portanto, pode-se considerar um equipamento de alta fidelidade com THD em torno de -60dB ou, em termos de porcentagem, abaixo de 0,2% (CANÔNICO, 2011).

Em geral, a fórmula da THD em porcentagem é dada pela equação (1):

$$THD = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_N^2}{V_1^2}} \times 100 \quad (1)$$

Onde:

V_1 = valor do sinal fundamental.

V_2 até V_N = valores das componentes harmônicas de ordem n.

Assim, como mostra a equação (2), pode-se dizer que THD é o valor eficaz dos harmônicos dividido pelo valor eficaz da fundamental.

$$THD = \frac{e_H}{e_F} \quad (2)$$

e_H = Valor eficaz total dos harmônicos.

e_F = Valor eficaz da fundamental.

Como THD normalmente é expressa em % ou dB tem-se:

$$THD\% = THD \times 100 \quad (3)$$

$$THD_{dB} = 10. \log THD - \text{para potências} \quad (4)$$

$$THD_{dB} = 20. \log THD - \text{para tensões e correntes} \quad (5)$$

2.3.2.1 Distorção Harmônica Total + Ruído (Total Harmonic Distortion + Noise – THD+N)

Este parâmetro além dos harmônicos gerados no equipamento, considera também o ruído. Da mesma forma que a THD, a THD+N, pode ser especificada em % ou dB como mostra a expressão (6):

$$THD + N = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_N^2 + V_R^2}{V_1^2}} \times 100 \quad (6)$$

Onde:

V_1 = valor do sinal fundamental.

V_2 até V_N = valores das componentes harmônicas de ordem n.

V_R = valor do sinal de ruído.

Portanto, pode-se dizer que:

$$THD + N = \frac{e_{HR}}{e_F} \quad (7)$$

e_H = Valor eficaz total dos harmônicos mais o ruído.

e_F = Valor eficaz da fundamental.

$$THD + N\% = THD + N \times 100 \quad (8)$$

$$THD + N_{dB} = 10. \log (THD + N) - \text{para potências} \quad (9)$$

$$THD + N_{dB} = 20. \log (THD + N) \quad (10)$$

– para tensões e correntes

2.3.3 Ruído

O ruído pode ser considerado como um erro não presente no sinal de entrada, mas presente no sinal de saída do circuito, independente da presença do sinal de entrada (CANÔNICO, 2011).

A qualidade de um amplificador quanto ao ruído é dada pela relação sinal/ruído (SNR), apresentada na equação (11).

Se o que nos interessa é o sinal, quanto menor o ruído, melhor.

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{Sinal}}{\text{Ruído}} \left\{ \begin{array}{l} \text{maior } \frac{S}{N} \rightarrow \text{MELHOR} \\ \text{menor } \frac{S}{N} \rightarrow \text{PIOR} \end{array} \right\} \quad (11)$$

Onde S refere-se à amplitude do sinal de interesse e N à amplitude do ruído.

A relação sinal/ruído (SNR) expressa a relação entre o sinal do amplificador e o ruído inserido, normalmente expressa em dB, conforme as equações (12) e (13).

Se S e N estão em volts:

$$SNR_{dB} = 20 \times \log\left(\frac{S}{N}\right) \quad (12)$$

Se S e N estão em watts:

$$SNR_{dB} = 10 \times \log\left(\frac{S}{N}\right) \quad (13)$$

A relação sinal/ruído é idealmente mostrada como a relação, em dB, entre a potência do sinal de áudio com 1W de potência e a potência produzida pelo ruído.

Os equipamentos atuais de boa qualidade apresentam, em geral, relações sinal/ruído superiores à 80 dB (SCHWAAB, 2012).

2.3.4 *Slew-Rate* ou Taxa de variação do sinal

A taxa de variação do sinal de saída de um amplificador por unidade de tempo é conhecida como *slew-rate*. Este parâmetro indica o limite do amplificador de excursionar sinais de alta frequência e/ou elevada derivada. Sua unidade é dada em volt por microssegundo.

Quando essa taxa de variação de sinal é muito baixa, os sinais de saída com grande amplitude e alta frequência não são reproduzidos adequadamente pela dificuldade do amplificador acompanhar estas variações do sinal, como mostra a Figura 4. Isto causa uma distorção conhecida como distorção por *slew-rate* (SR), que possui agudos ásperos (BORTONI, 1999) (SCHWAAB, 2012).

Para um sinal senoidal, o *slew-rate* é calculado conforme a equação (14):

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \quad (\text{V}/\mu\text{s}) \quad (14)$$

Onde:

$SR = \text{Slew-Rate}$.

$\Delta t = \text{Variação de tempo } (\mu\text{s})$.

$\Delta V_o = \text{Variação de tensão eficaz de saída (V)}$.

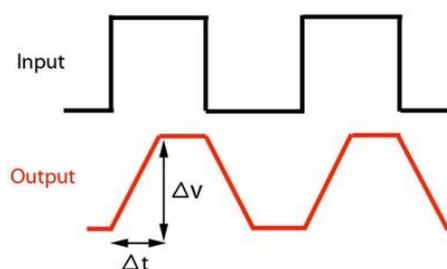
O *slew-rate* determina a máxima frequência do amplificador, equação (15), sem que ocorra distorção.

$$f_{m\acute{a}x} \leq \frac{SR}{2\pi V_{OP}} \quad (15)$$

$f_{m\acute{a}x} = \text{M\acute{a}xima frequ\^encia do sinal}$.

$V_{OP} = \text{Tens\~ao de pico de sa\~ida}$.

Figura 4: Slew-Rate em amplificadores de \u00e1udio



Fonte: (MUNZ, 2013)

Assim, quanto maior o *slew-rate*, maior \u00e9 a capacidade do amplificador em trabalhar com grande faixa din\u00e2mica.

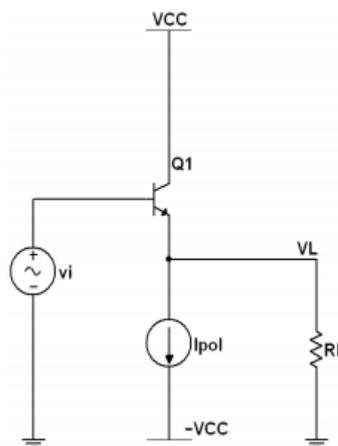
2.4 Classes dos Amplificadores

Os amplificadores são categorizados por classes. Basicamente indicam a variação do sinal de saída em um ciclo de operação para um ciclo completo do sinal de entrada (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013). Estas classes são determinadas pelo modo de operação dos componentes responsáveis pelo sinal de saída, ou melhor, em função da forma de onda de corrente no coletor (para a utilização de transistores bipolares) ou dreno (para MOSFETs) na obtenção de uma mínima distorção e uma máxima eficiência do sinal (CANÔNICO, 2011; PIRES, 2010).

2.4.1 Classe A

Por definição, esta classe possui a melhor linearidade em relação às classes seguintes, ou seja, independente do sinal de entrada, os transistores de saída sempre estarão conduzindo. O sinal de saída varia por um ciclo completo de 360° do sinal de entrada. Além disso, a mesma oferece uma baixa distorção de sinal. Entretanto proporciona um rendimento baixo (20%) (BORTONI, 1999; HEERDT, 1997; MALVINO e BATES, 2016). A Figura 5, apresenta uma configuração típica de um amplificador classe A.

Figura 5: Amplificador Classe A em configuração seguidor de emissor

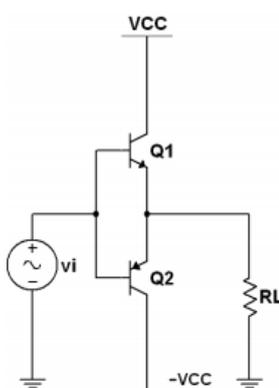


Fonte: (PIRES, 2010)

2.4.2 Classe B

Esta classe fornece um sinal de saída que varia durante metade do ciclo de entrada, ou 180° do sinal. Assim, cada componente de saída, conduz apenas metade do ciclo de onda do sinal de entrada, ou seja, um transistor conduz no semiciclo positivo, outro no semiciclo negativo. A combinação desses dois semiciclos fornece, então, uma saída para os 360° completos de operação. Esse tipo de conexão é chamada de operação *push-pull* (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013). Como pode ser visto na Figura 6.

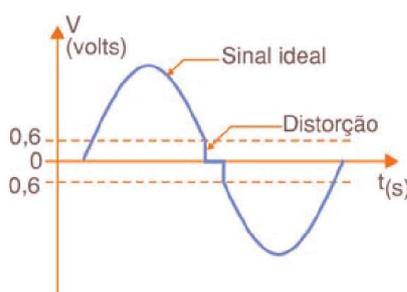
Figura 6: Amplificador Classe B, configuração *push-pull*



Fonte: (PIRES, 2010)

Entretanto, a distorção por transição (*crossover distortion*) é observada no momento da mudança de ciclo, conforme a Figura 7. Isso ocorre no momento em que um dispositivo deixa de conduzir para dar lugar ao outro, pois o nível do sinal de entrada não é suficientemente grande para pôr os transistores em condução.

Figura 7: Distorção por crossover



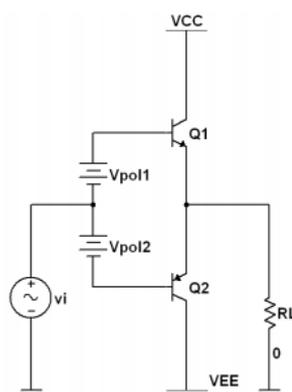
Fonte: (BORTONI, 1999)

Além disso, seu rendimento é muito maior (78,5%) em relação à classe anterior. A classe B possui um considerável aumento do poder energético, contudo a distorção do sinal também aumenta (HEERDT, 1997; BORTONI, 1999).

2.4.3 Classe AB

Caracterizada por compreender as características de ambas as classes anteriores, ela tenta eliminar a perda energética sem diminuir a “qualidade” do sinal amplificado. A classe AB, como mostra a Figura 8, possui uma configuração *push-pull*, para atingir um ciclo de saída completo, semelhante à classe B. Porém, apresenta uma corrente de polarização mínima para cada transistor, de modo que operem próximo da região de condução. Deste modo, cada transistor conduz durante pouco mais da metade de cada ciclo de onda, fazendo com que o sinal de saída continue a ser linear durante a passagem por zero no sinal de entrada. Para a operação classe AB, a passagem do sinal de saída ocorre entre 180° e 360° . Em termos de eficiência, esta classe é superior à classe A e inferior à classe B (HEERDT, 1997; BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

Figura 8: Amplificador Classe AB, configuração *push-pull*



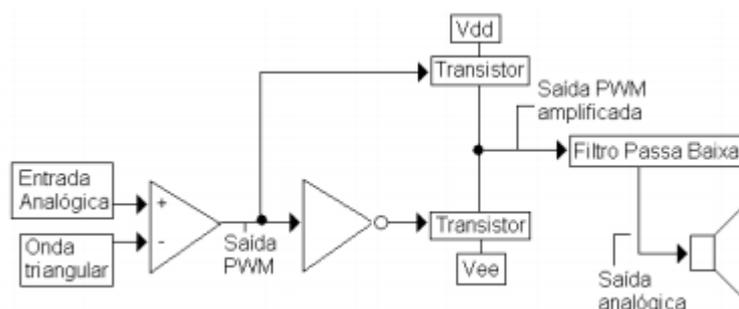
Fonte: (PIRES, 2010)

2.5 Classe D

Os amplificadores classe D, Figura 9, também são conhecidos como amplificadores chaveados, por não operarem continuamente. Esta classe de operação é uma forma de amplificação que utiliza sinais pulsados (digitais), que

permanecem ligados (utilizando potência) por um curto intervalo de tempo e desligados por um longo intervalo. Isso exige a utilização de técnicas digitais de modulação para possibilitar a obtenção de um sinal que varie sobre um ciclo completo (utilizando circuitos de amostragem e retenção) para recriar a saída a partir de vários trechos do sinal de entrada (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

Figura 9: Exemplo de Amplificador Classe D



Fonte: (TAVARES, 2010)

Além disso, tais amplificadores possibilitam uma maior densidade de potência e eficiência, sem a presença de grandes dissipadores de calor. O que traz muitas vantagens como a redução de custo, eficiência energética e qualidade sonora semelhante à dos amplificadores lineares (TAVARES, 2010).

Segundo Tavares (2010), com o avanço da tecnologia de controle de chaveamento e da construção das chaves, a diminuição do custo e peso, possibilitaram a utilização de mais canais por espaço, favorecendo a qualidade sonora de alguns equipamentos de áudio.

Esses amplificadores chaveados tradicionais são formados por um estágio modulador de largura de pulso (PWM), por um estágio de potência e um filtro passa-baixas de saída.

No estágio de modulação, o sinal de entrada (áudio, representado pela senóide) é constantemente comparado com uma referência (portadora, onda triangular ou dente de serra de alta frequência) de modo a se obter uma onda quadrada cuja largura do pulso varia proporcionalmente à amplitude do sinal de entrada (áudio) que são utilizados para acionar os transistores do estágio de potência (CANÔNICO, 2011).

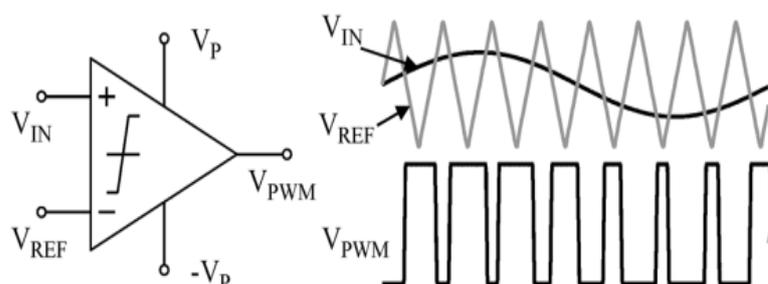
Esta modulação PWM necessita que o sinal da portadora tenha uma frequência fundamental, no mínimo, duas vezes maior que a máxima frequência do

signal de entrada (Teorema de Nyquist-Shannon). Nos circuitos comuns usados em equipamentos comerciais, para se recuperar o sinal original com boa fidelidade a amostragem deve ser feita numa frequência pelo menos 10 vezes maior que a maior frequência que se deseja reproduzir (BRAGA, 2014).

Na saída do comparador tem-se um pulso, que será alto quando o sinal de entrada for maior que a portadora ou baixo caso contrário. A Figura 10 ilustra o princípio do PWM.

Este sinal PWM amplificado é aplicado ao estágio de potência (transistores como "chaves") que por sua vez o envia à carga através de uma filtragem conveniente, que recuperará a "forma" original do sinal.

Figura 10: Princípio PWM



Fonte: (BERKHOUT e DOOPER, 2010)

O estágio de potência é frequentemente composto por uma estrutura do tipo inversor de tensão em meia ponte ou ponte completa de modo que níveis de potência de saída mais elevados possam ser alcançados, principalmente, em aplicações de baixa tensão. O filtro, passa-baixa passivo, é utilizado para eliminar todas as componentes de frequências que se encontrem acima da máxima frequência existente no sinal de entrada (20kHz) restituindo à onda de saída as características no domínio das frequências do sinal de entrada (PIRES, 2010).

Quando se trata de rendimento, os amplificadores classe D se tornam uma solução para diversas aplicações de áudio. Esses amplificadores utilizam técnicas de chaveamento para aplicar ganho de potência em um sinal de áudio. Do ponto de vista teórico, trabalhando com pulsos retangulares, os transistores de saída só têm dois estados possíveis: condução e não condução.

Supondo transistores ideais, nos dois estados eles não dissipam potência alguma e sua eficiência seria de 100%, entretanto na prática, os transistores demoram um certo tempo para passar de um estado para o outro e vice-versa, durante o qual eles se comportam como resistores, dissipando potência, oferecendo assim uma eficiência energética superior à 90%. Quanto menos tempo eles passam nesta transição, menor é a potência dissipada e maior o rendimento, daí a necessidade de se usar transistores rápidos nestes circuitos (CANÔNICO, 2011).

Contudo, em um projeto classe D, devido às comutações dos componentes de potência serem em altas frequências (entre 100KHz e 1MHz), para alcançar a eficiência desejada e também, uma distorção mínima, alguns pontos devem ser observados, tais como: a escolha dos semicondutores de potência, a redução das capacidades intrínsecas dos componentes envolvidos, a geração de uma corrente de porta (gate), extremamente rápida (nanossegundos) e elevada suficiente para carregar os semicondutores de potência, e a placa de circuito impresso (PCI) e suas ligações à carga (PIRES, 2010).

2.5.1 Topologias Inversoras Meia Ponte (*Half-Bridge*) e Ponte Completa (*Full-Bridge*)

O projeto de um amplificador classe D é iniciado pela escolha da topologia a ser utilizada. Isso influencia na escolha dos componentes restantes que constituem o amplificador.

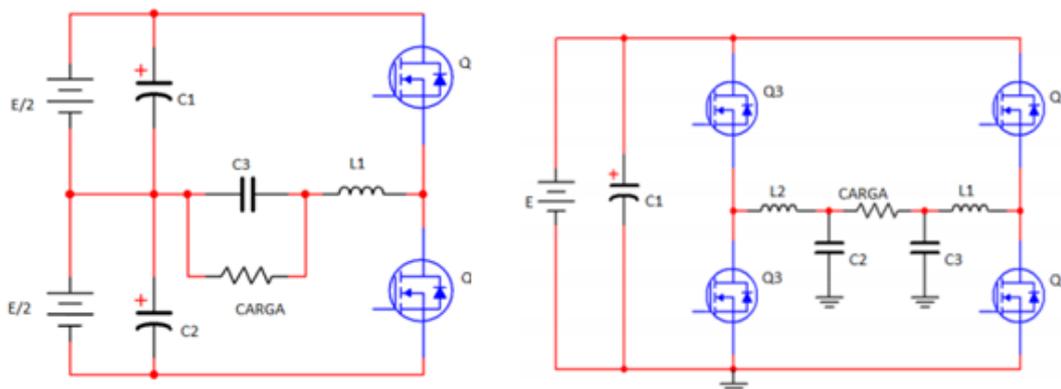
Uma das topologias, é chamada de meia ponte. É composta por dois interruptores e deve ser alimentada por uma fonte simétrica. A outra topologia, chamada ponte completa é composta por quatro interruptores sem a necessidade de alimentação simétrica (SCHWAAB, 2012). Ambas topologias são apresentadas na Figura 11.

A topologia influencia no número de interruptores que se usa, conseqüentemente no tamanho e no número de dissipadores, assim como no número de “*drivers*” necessários ao circuito.

O uso do conversor meia ponte tem a vantagem de necessitar de menos componentes quando comparada com a ponte completa. Porém, na topologia meia

ponte ocorre o fenômeno *bus pumping* que acontece quando uma carga indutiva devolve sua energia armazenada à fonte de alimentação (SCHWAAB, 2012).

Figura 11: Topologias: *half-bridge* (à esquerda) e *full-bridge* (à direita)



Fonte: (SCHWAAB, 2012).

A ponte completa além de não sofrer do fenômeno *bus pumping*, possui ainda a vantagem de conseguir obter aos seus terminais de saída o dobro da tensão fornecida pela fonte de alimentação. Isso significa que se consegue fornecer quatro vezes mais potência utilizando a mesma alimentação se comparada com a outra topologia (PIRES, 2010).

2.5.2 Interruptores: Escolha entre Transistor Bipolar de Junção (TBJ) e Transistor de Efeito de Campo (MOSFET)

O transistor bipolar de junção (TBJ) funciona como um interruptor controlado por corrente. Essa corrente deve ser constantemente injetada na base para que o transistor entre e se mantenha em condução. Além disso, a mesma pode apresentar valores de um décimo e um quinto do valor que passa pelo coletor, o que são valores relativamente elevados a serem constantemente fornecidos ao dispositivo. Outro aspecto importante é que o circuito que realiza a injeção de corrente na base seja também capaz de absorver a corrente para que o TBJ possa entrar em corte de forma rápida (SCHWAAB, 2012).

Já o transistor de efeito de campo (MOSFET) comporta-se como um interruptor controlado por tensão. Assim, o circuito de *driver* deve ser capaz de fornecer uma tensão entre os terminais da porta e da fonte (V_{GS}) de valor no mínimo superior à tensão limiar (V_{TH}) e, ao mesmo tempo, deve ser capaz de fornecer e

retirar corrente até que se carregarem e descarregarem as capacitâncias do dispositivo, para que o MOSFET possa entrar em condução ou corte. É um dispositivo em que não existe armazenamento e recombinação de portadores minoritários, como acontece no TBJ, o que permite uma velocidade de comutação superior (SCHWAAB, 2012).

Portanto, sendo o MOSFET um dispositivo com uma alta impedância de entrada, controlado por tensão, capaz de comutar altas frequências (kHz), além de exigir uma menor complexidade e menor custo de implementação do circuito de “driver” quando comparado com o TBJ, a melhor escolha é a utilização destes componentes como interruptores.

2.5.3 Circuito *Driver*

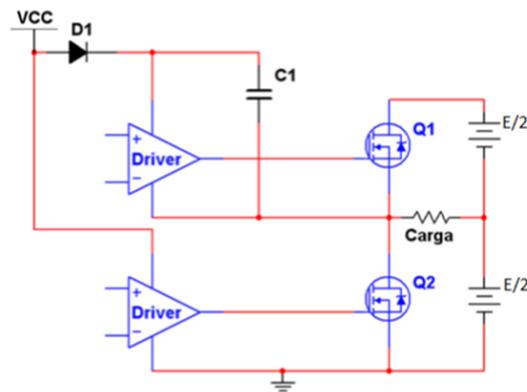
A escolha do driver de MOSFET mais adequado para o efeito é realizado quando se tem conhecimento da corrente de porta e do tempo mínimo de comutação do dispositivo.

Segundo Schwaab (2012), o circuito *driver* além de fornecer a corrente necessária para carregar as capacitâncias internas do MOSFET, no tempo máximo esperado, deve ainda ser capaz de dissipar energia sem comprometer sua integridade física.

Outro fato importante é que o *driver* escolhido tenha velocidade suficiente para fornecer essa corrente no intervalo de tempo estipulado.

Tanto na topologia meia ponte, quanto na ponte completa, uma das dificuldades para a implementação desse circuito é que em cada segmento do inversor existe sempre um MOSFET que possui a tensão V_{GS} referenciada a um ponto de tensão variável em relação ao negativo do barramento.

No entanto já existem no mercado circuitos integrados que efetuam o comando de *gate* adequadamente e suportando o deslocamento de nível de tensão entre os interruptores, possuindo um circuito chamado de *bootstrap*, como visto a seguir na Figura 12.

Figura 12: Circuito *Bootstrap*

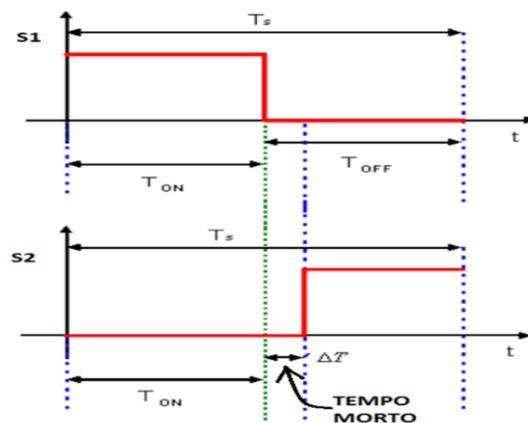
Fonte: (SCHWAAB, 2012)

Num primeiro momento o transistor Q2 está conduzindo, possibilitando que o capacitor C1 se carregue com a tensão VCC através do diodo D1. Então quando o transistor Q2 deixa de conduzir, o capacitor C1 fornece a tensão com a referência correta para o *driver* comandar o transistor Q1.

O circuito *driver* também deve ser capaz de gerar um sinal PWM apropriado para a comutação dos MOSFETs, isso inclui a geração de um tempo morto.

Tempo morto, conforme mostrado na Figura 13, é um período de tempo intencionalmente inserido entre os estados ligado e desligado do MOSFET, evitando curto-circuito nos inversores. Isto é necessário porque o MOSFET é uma carga capacitiva para o *driver*, gerando atrasos de comutação e isso pode causar a ocorrência de condução simultânea dos MOSFETs do mesmo segmento.

Figura 13: Tempo morto



Fonte: (SCHWAAB, 2012)

2.6 Evolução e História da Tecnologia SMT

Segundo Prasad (2013), a SMT pode ter surgido na década de 50, nos Estados Unidos, com a utilização dos dispositivos *flat packs*, ou melhor encapsulamentos quadrados ou retangulares com pinos paralelos ao plano da base, aderidos dois lados opostos do perímetro do encapsulamento. Porém, tais dispositivos eram utilizados apenas em algumas aplicações militares devido à seu custo, ainda, inviabilizado.

Em 1960, os *flat packs* foram substituídos pelos DIPs (*dual in-line packages*), uma forma de encapsulamento que contém um bloco de duas linhas paralelas de terminais, os quais apresentavam uma montagem e fixação através da placa de circuito impresso, manualmente fácil.

No final dos anos 60, foram desenvolvidos os LCCC (*Leaded Ceramic Chip Carrier*), chips de cerâmica sem terminais. Porém apresentavam sérios problemas por funcionar em altas temperaturas. Eles exigiam substratos de epóxi de vidro, muito caros na época, com coeficientes de expansão térmica (CTE) compatíveis com os componentes cerâmicos, a fim de evitar rachaduras nas juntas de solda.

Enquanto os americanos se limitavam e gastavam recursos humanos e financeiros para o desenvolvimento de substratos epóxi de vidro compatíveis com os LCCCs, japoneses e europeus respondiam a um mercado consumidor muito mais amplo. Uma empresa europeia, N.V. Phillips, inventou o encapsulamento *Small Outline* (SO), para as indústrias de relógios suíços. Atualmente esses encapsulamentos também são conhecidos como *Small Outline Integrated Circuit* (SOIC), que corresponde à uma versão DIP para montagem em superfície. No início da década de 70, os japoneses começaram a construir calculadoras usando *plastic quad packs*, semelhantes aos *flat packs*, porém apresentavam terminais nos quatro lados do encapsulamento. Entre 1970 e 1980, os mesmos aperfeiçoaram a tecnologia atual em produtos que continham uma grande quantidade de componentes, e que necessitavam de componentes de montagem em superfície, tais como tvs, rádios, vídeos cassete, etc. Na mesma época, os Estados Unidos conduziam suas indústrias eletrônicas usando, LCCCs (*Leaded Ceramic Chip Carrier*) para encapsulamentos com até 44 terminais e LDCCs (*Leaded Ceramic Chip Carrier*) para encapsulamentos com mais de 44 terminais, para o mercado

militar e principalmente SOICs e PLCCs (*Plastic Leaded Chip Carrier*) para o mercado industrial. Os PLCCs possuem terminais em todos os quatro lados, dobrados pra debaixo do invólucro, assemelhando-se a letra J. Esses tipos de terminais foram desenvolvidos para resolver o problema de incompatibilidade de CTE. Atualmente este é o encapsulamento mais utilizado nos Estados Unidos. Conseqüentemente, os japoneses também o adotaram, a fim de atender às necessidades dos mercados americanos (PRASSAD, 2013).

Desde então, essa tecnologia de ponta vêm se espalhando pelo mundo. Sua enorme variedade de componentes, circuitos integrados, semicondutores, etc, pode oferecer às indústrias, inúmeras alternativas de substituição de componentes convencionais. Além do que, os componentes de tecnologia mais moderna somente são encontrados no formato SMD, o que forçou muitos fabricantes à adotarem esta tecnologia. A Figura 14 apresenta alguns tipos de encapsulamentos de componentes eletrônicos.

Figura 14: Tipos de encapsulamentos de componentes eletrônicos

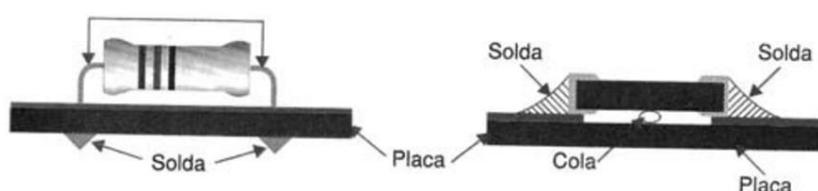


Fonte: (DA SILVA, 2007)

2.7 Componentes Montados em Superfície (SMDs)

De acordo com Soares, Cusumano e Fine (1996), SMDs são componentes eletrônicos que não exigem furação na PCB para sua fixação, ou seja, possibilitam a montagem dos mesmos na superfície da placa. Devido à sua característica de miniaturização permite a produção de equipamentos cada vez menores e com alta densidade de componentes. A Figura 15 ilustra a fixação e soldagem de ambos os componentes.

Figura 15: Fixação e soldagem dos componentes: convencional e SMD



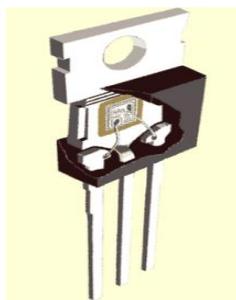
Fonte: (SUAREZ, CUSUMANO e FINE, 1996)

Braga (2014), afirma que na tecnologia de montagem convencional os componentes possuem encapsulamentos que são muito maiores que os próprios elementos ativos em seu interior, e que podem ser manuseados com facilidade por um operador humano, como apresenta a Figura 16.

O encapsulamento serve para sustentar, proteger e fixar as pastilhas de circuito eletrônico de cada componente. Os mesmos se apresentam em vários formatos e tamanhos e podem ter como tipo de material a cerâmica, plástico ou substrato de epóxi, dependendo da aplicação final do componente e do tipo de soldagem a que será submetido. Esta propriedade mecânica do encapsulamento permite que somente os terminais eletrônicos dos componentes fiquem expostos para poderem ser utilizados ou ligados em sua aplicação final. Estes terminais geralmente são ligados às pastilhas eletrônicas internas a este encapsulamento por minúsculos fios (DA SILVA, 2007).

Os terminais de ligação, nos componentes SMD, são muito curtos ou em alguns casos, nem aparecem dando lugar a pequenas superfícies de soldagem. Em relação ao encapsulamento, desses componentes, são apenas do tamanho suficiente para proteger a parte ativa do componente contra a influência do mundo exterior (sujeira, luz, ação da atmosfera, etc.) (BRAGA, 2014).

Figura 16: Encapsulamento e elemento ativo de um transistor convencional



Fonte: (BRAGA, 2014)

Desta forma os SMDs possibilitam uma grande densidade de encapsulamento nas placas de circuito impresso devido seu menor tamanho. Como exemplo pode-se observar que alguns componentes com mesma característica elétrica podem apresentar uma massa até 10 vezes menor em um componente SMD em comparação a um convencional, fora a redução do comprimento dos terminais que confere ao SMD uma melhor resistência a choques e vibração em relação ao convencional (DA SILVA, 2007).

2.8 Dimensionamento e Nomenclatura dos SMDs

Grande parte dos SMDs, conforme ilustra a Figura 17, estão presentes em equipamentos industriais e de consumo atuais. Porém, além da dificuldade de manutenção e reparação apresentada por essa tecnologia moderna, a identificação dos componentes também é um pouco complicada.

Figura 17: Exemplos de componentes SMDs e suas respectivas nomenclaturas

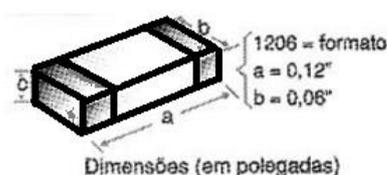


Fonte: (FARIA, 2014)

2.8.1 Resistores e Capacitores Cerâmicos

A dimensão dos resistores e capacitores cerâmicos, mostrada na Figura 18, é padronizada, por serem extremamente pequenos, e representada por quatro algarismos. Onde os dois primeiros representam o comprimento do invólucro e os dois últimos representam a largura, ambos dados em centésimos de polegadas. Por exemplo, os resistores 1206 têm invólucros dimensionados em 12 centésimos de polegadas de comprimento e 06 centésimos de polegadas de largura. A altura do componente é desconsiderada e não é especificada. A potência de um resistor SMD é definida pelo seu tamanho e comprimento.

Figura 18: Dimensionamento de um resistor SMD



Fonte: (BRAGA, 2014)

A Tabela 1 apresenta o código padrão para o dimensionamento de resistores e capacitores cerâmicos montados em superfície.

Tabela 1: Código padrão para dimensionamento de resistores e capacitores cerâmicos SMD

Fonte: (FARIA, 2014)

Código	C x L (polegadas)	C x L (milímetros)	Potência
01005	0.016" x 0.008"	0.4 mm x 0.2 mm	1/32 W
0201	0.024" x 0.012"	0.6 mm x 0.3 mm	1/20 W
0402	0.04" x 0.02"	1.0 mm x 0.5 mm	1/16 W
0603	0.063" x 0.031"	1.6 mm x 0.8 mm	1/16 W
0805	0.08" x 0.05"	2.0 mm x 1.25 mm	1/10 W
1206	0.126" x 0.063"	3.2 mm x 1.6 mm	1/4 W
1210	0.126" x 0.1"	3.2 mm x 2.5 mm	1/2 W
1812	0.18" x 0.12"	4.5 mm x 3.2 mm	1/2 W
2010	0.2" x 0.1"	5.0 mm x 2.5 mm	1/2 W
2512	0.25" x 0.12"	6.35 mm x 3.0 mm	1 W

Nos resistores SMD, a sua codificação é similar aos resistores PTH. Podem ter 3 (três) ou 4 (quatro) dígitos. O último dígito será sempre o fator de multiplicação, ou seja, a quantidade de zeros que será acrescida à dezena ou centena. A Figura 19 traz esta representação.

Figura 19: Nomenclatura dos resistores SMD

122	1ºValor=1º número 2ºValor=2º número 3ºValor=Multiplicador	Neste exemplo o resistor tem um valor de: 1200 ohms = 1K2
1R6	1ºValor=1º número O "R" indica virgula 3ºValor=2º número	Neste exemplo o resistor tem o valor de: 1,6 ohms
R22	" R " indica " 0. " 2º Valor = 2º número 3ª Valor = 3º número	Neste exemplo o resistor tem o valor de: 0.22 ohms

Fonte: (FARIA, 2014)

A EIA (*Electronic Industries Association*) e outras associações especificam valores padrões a serem utilizados nos resistores. Estes valores são baseados na tolerância dos componentes. Os tipos definidos pela EIA são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2: Valores padrões baseados na tolerância dos componentes

Fonte: (FARIA, 2014)

E12	10% de tolerância
E24	5% de tolerância
E48	2% de tolerância
E96	1% de tolerância
E192	0,5% , 0,25%, 0,1% ou menor

Para os resistores SMD de 1% de tolerância, aparece o código composto por três dígitos sendo, o ultimo digito, uma letra. Onde o valor do resistor é definido pelos dois primeiros códigos como mostra a Tabela 3, e o terceiro dígito (letra), define o multiplicador como indicado na Tabela 4.

Tabela 3: Código EIA-96 para os resistores SMD
 Fonte: (FARIA, 2014)

CODE	SIG FIGS						
01	100	25	178	49	316	73	562
02	102	26	182	50	324	74	576
03	105	27	187	51	332	75	590
04	107	28	191	52	340	76	604
05	110	29	196	53	348	77	619
06	113	30	200	54	357	78	634
07	115	31	205	55	365	79	649
08	118	32	210	56	374	80	665
09	121	33	215	57	383	81	681
10	124	34	221	58	392	82	698
11	127	35	226	59	402	83	715
12	130	36	232	60	412	84	732
13	133	37	237	61	422	85	750
14	137	38	243	62	432	86	768
15	140	39	249	63	442	87	787
16	143	40	255	64	453	88	806
17	147	41	261	65	464	89	825
18	150	42	267	66	475	90	845
19	154	43	274	67	487	91	866
20	158	44	280	68	499	92	887
21	162	45	287	69	511	93	909
22	165	46	294	70	523	94	931
23	169	47	301	71	536	95	953
24	174	48	309	72	549	96	976

Tabela 4: Multiplicadores para os resistores SMDs
 Fonte: (FARIA, 2014)

CODE	MULTIPLIER
Z	0.001
Y or R	0.01
X or S	0.1
A	1
B or H	10
C	100
D	1 000
E	10 000
F	100 000

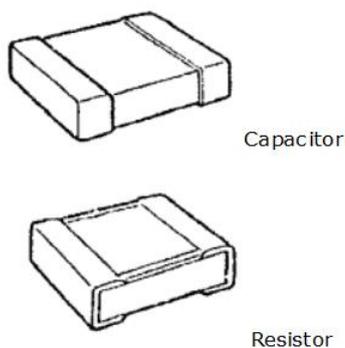
Para os resistores SMD de 2% e 5% de tolerância utiliza-se uma letra seguida de dois números. A letra é o multiplicador e segue da mesma maneira que dos resistores SMD de 1%. Já os dois dígitos seguintes tem seus valores correspondentes descritos na Tabela 5.

Tabela 5: Códigos EIA-48 e EIA-24 para resistores SMDs
 Fonte: (FARIA, 2014)

2%				5%			
Código	Valor	Código	Valor	Código	Valor	Código	Valor
01	100	13	330	25	100	37	330
02	110	14	360	26	110	38	360
03	120	15	390	27	120	39	390
04	130	16	430	28	130	40	430
05	150	17	470	29	150	41	470
06	160	18	510	30	160	42	510
07	180	19	560	31	180	43	560
08	200	20	620	32	200	44	620
09	220	21	680	33	220	45	680
10	240	22	750	34	240	46	750
11	270	23	820	35	270	47	820
12	300	24	910	36	300	48	910

Bem como os resistores, os capacitores de cerâmica SMD também são extremamente pequenos, e possuem um encapsulamento e formato muito semelhante à dos anteriores, como visto na Figura 20. Porém não apresentam valores indicados no corpo. Sua dimensão é diretamente proporcional ao valor de sua capacitância, ou seja, quanto maior o capacitor maior sua capacitância. Dessa forma, os componentes são facilmente confundidos, e devem ser identificados através do posicionamento no projeto do circuito, ou através da utilização de um multímetro e/ou capacímetro. Já os jumpers (fios) apresentam a codificação (000).

Figura 20: Resistores e capacitores cerâmicos SMD



Fonte: (PRASSAD, 2013)

2.8.2 Capacitores de Tântalo

Estes encapsulamentos são designados por letras ou por um código de 4 dígitos. A dimensão dos capacitores de tântalo, segue a mesma padronização dos componentes anteriores, porém é dada em milímetros. A Tabela 6 apresenta o código padrão dos capacitores de tântalo montados em superfície.

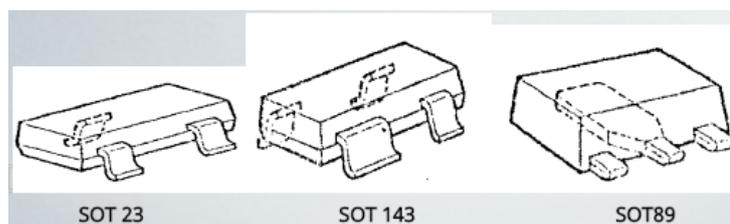
Tabela 6: Código padrão dos capacitores de tântalo SMD
Fonte: (FARIA, 2014)

Código	Comprimento	Largura	Espessura	Tamanho
3216-12	3,2mm	1,6mm	1,2mm	S
3216-18	3,2mm	1,6mm	1,8mm	A
3528-12	3,5mm	2,8mm	1,2mm	T
3582-21	3,5mm	8,2mm	2,1mm	B
6032-15	6,0mm	3,2mm	1,5mm	U
6032-28	6,0mm	3,2mm	2,8mm	C
7260-38	7,2mm	6,0mm	3,8mm	E
7343-20	7,3mm	4,3mm	2,0mm	V
7343-31	7,3mm	4,3mm	3,1mm	D
7343-43	7,3mm	4,3mm	4,3mm	X
5846	5,8mm	4,6mm	-	D1

2.8.3 Semicondutores SMD

Os transistores, diodos e CIs correspondem aos semicondutores. Os transistores e diodos normalmente possuem invólucros do tipo SOT (*Small Outline Transistor*), sendo o SOT-23 o mais utilizado. Ainda podem ser encontrados SOT-89, SOT-143, SOT-223. Também podem apresentar 3 ou 4 terminais, porém a posição destes terminais varia de acordo com o código informado em cima do corpo do componente, que não corresponde com a indicação do mesmo, sendo necessário a consulta do manual. Por exemplo, o transistor BC808 vem com indicação 5BS no corpo. Os diodos são indicados pela cor no cátodo, e alguns se assemelham aos transistores por conter 3 terminais. A Figura 21 mostra alguns tipos de encapsulamentos SOT.

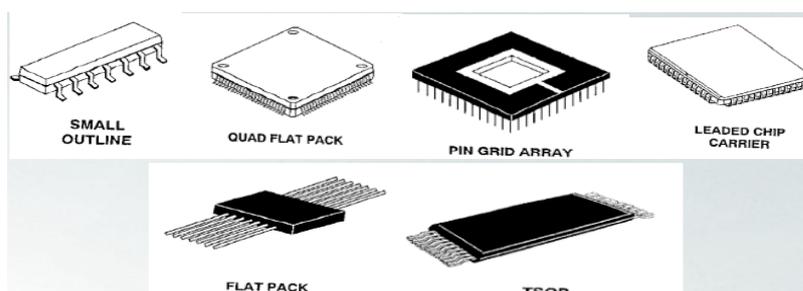
Figura 21: Tipos de encapsulamentos SOT



Fonte: (PRASSAD, 2013)

Já nos circuitos integrados, Figura 22, o número de terminais, as dimensões e o formato variam da mesma forma que nos componentes convencionais. Existem dezenas de encapsulamentos para os circuitos integrados, sendo os mais modernos: *Quad Flat Pack* (QFP), *Plastic Leaded Chip Carrier* (PLCC), *Ball Grid Arrays* (BGA).

Figura 22: Tipos de encapsulamentos para CI's



Fonte: (PRASSAD, 2013)

Os circuitos integrados podem apresentar 2 ou 4 fileiras de terminais, como mostra a Figura 23. Quando o CI apresenta 2 fileiras, a contagem começa pelo terminal marcado por uma pinta ou à direita da “meia lua”. Quando composto por 4 fileiras, o primeiro terminal fica à esquerda do código. Os demais pinos são contados no sentido anti-horário.

Quanto ao tipo de terminal desses componentes, existem três tipos básicos: “asa de gaivota”, “J” e “plano”, apresentados na Figura 24. Os terminais “asas de gaivota”, são utilizados pela maioria dos circuitos integrados, são bem frágeis e pequenos, possuem geralmente de 15 a 33 terminais por centímetro linear.

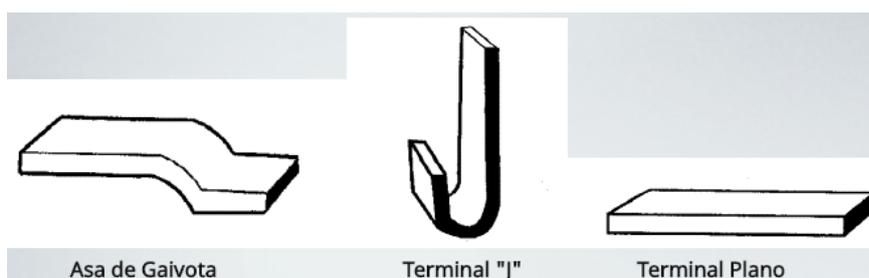
Os terminais “J” possuem 8 terminais por centímetro linear e são bem mais robustos que os anteriores. Já os terminais planos são pouco utilizados.

Figura 23: Semicondutores SMD



Fonte: (FARIA,2014)

Figura 24: Tipos de terminais dos circuitos integrados

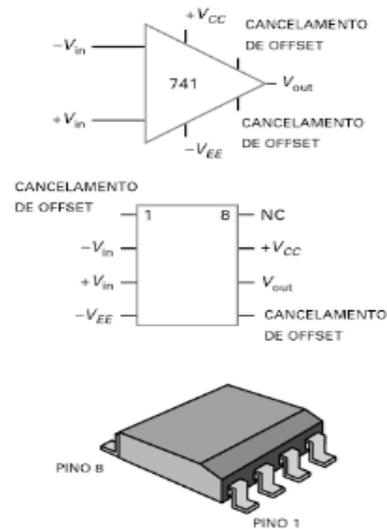


Fonte: (PRASSAD, 2013)

2.8.4 Amplificadores Operacionais como Dispositivos Montados em Superfície

De acordo com Malvino e Bates (2016), os encapsulamentos SMD também estão presentes nos amplificadores de áudio e similares circuitos analógicos, conforme a Figura 25. Estes possuem uma pinagem relativamente simples, sendo o encapsulamento *Small Outline* (SO), o mais utilizado para os amplificadores SMD. Os autores comentam também que o LM 741, muito conhecido pela maioria dos estudantes da área de eletrônica, na versão SMD é agora, encontrado com um encapsulamento SOP, e contém a mesma pinagem dos encapsulamentos DIP.

Figura 25: Amplificador Operacional LM741 na versão SMD



Fonte: (MALVINO e BATES, 2016)

2.9 Vantagens que a SMT pode oferecer

De acordo com Wierzbinski (1999):

- As placas SMD são muito menores em relação às placas convencionais, uma vez que as duas camadas da PCB podem ser utilizadas para montagem em superfície, o que possibilita uma redução de 50% para um mesmo circuito comparando ambas as tecnologias.
- São mais confiáveis, ou seja, o tempo médio entre falhas dessas placas é muito superior.
- Traz uma considerável redução na captação de ruídos pelos circuitos de menor tamanho, ou seja são proporcionalmente menos aptos às interferências externas de todas as naturezas.
- Apresenta montagem automática muito fácil.
- São menos sensíveis contra choques mecânicos e vibração, por terem baixo custo de armazenagem e transporte e reduzir o custo de montagem por permitir a montagem automática dos componentes.

2.10 Desvantagens e Limitações da SMT

Dentre as desvantagens e as limitações que a SMT proporciona, (WIERZBINSKI, 1999), destaca que:

- O desenho do layout SMD é muito complexo quando comparado com a tecnologia convencional.
- A utilização de CIs com muitos pinos torna impossível a colocação das trilhas entre os pinos.
- Alta densidade de encapsulamentos traz problemas térmicos.
- Nem todos os componentes SMD são rotulados com um texto nítido, falta normalização SMD geral.
- A manutenção e reparação são mais complexas e difíceis quando comparadas às dos componentes convencionais, o que exige uma mão de obra extremamente qualificada.
- Falta de padronização dos componentes.

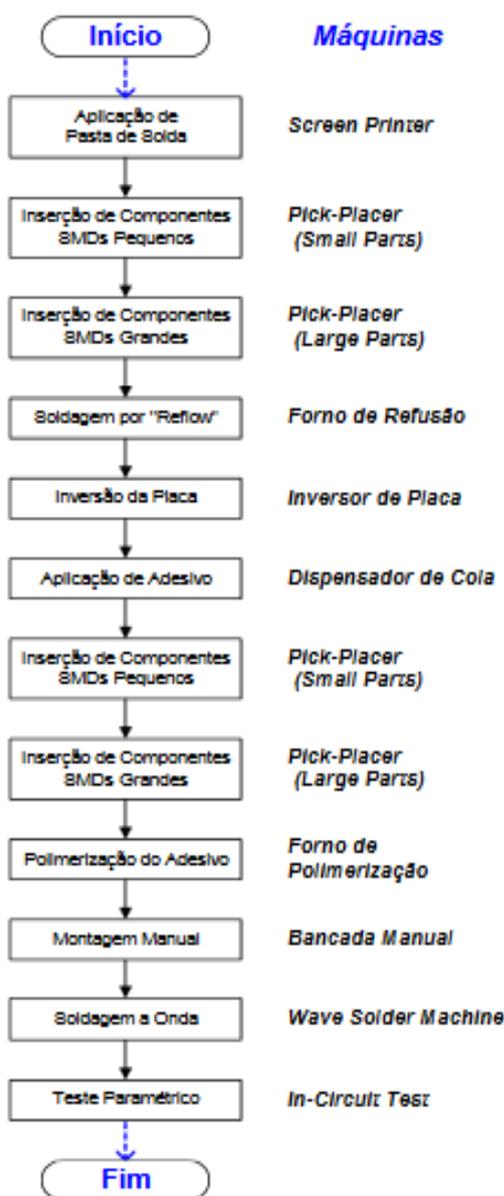
2.11 Sistema de Produção

Atualmente, a tecnologia montada em superfície trata-se de uma fabricação automática e exige grandes investimentos em pesquisa e tecnologia por parte de seus fabricantes. A necessidade de se ter, cada vez mais, componentes em uma área menor de placa de circuito impresso (PCI) favoreceu a automatização da produção. Além do que, as máquinas se adaptam mais facilmente ao tamanho dos componentes que manejam, o que facilita a montagem e acelera a produção (DA SILVA, 2016).

2.11.1 Linha de Produção

Atualmente, existem vários tipos de organização para a montagem superficial. Segundo os estudos apresentados por Da Silva (2007) e Da Silva (2016), um dos exemplos de sequenciamento para um sistema de linha de produção pode ser representado de acordo com a Figura 26 mostrada a seguir.

Figura 26: Fluxograma para um sistema de linha de produção SMT



Fonte: (DA SILVA, 2007)

a) Início

Inicialmente o *Loader*, equipamento responsável por alimentar a linha de produção com as PCIs e com capacidade para quatro suportes compostos com 50 PCIs, é abastecido por um operador externo.

b) Aplicação da Pasta de Solda

Em seguida, uma pasta de solda, de liga estanho-chumbo, que tem a finalidade de fixar mecanicamente os componentes eletrônicos na PCI e manter contato elétrico entre eles, é aplicada através de um *stencil*, que nada mais é que uma tela (máscara) que possui aberturas que permitem a passagem da mesma nos pontos onde acontecerá a soldagem dos componentes na placa, por um segundo equipamento denominado *Screen Printer*. Este, funciona através de leituras automáticas e de posicionamento, sensores de monitoramento de presença e contagem de produtos, e programação de limite de quantidade.

c) Inserção dos Componentes SMDs

A terceira etapa do sistema, é realizada pelos equipamentos *Pick and Place*. Estes são considerados os principais maquinários da linha de produção, e são responsável pela inserção dos componentes nas PCIs em alta velocidade. Existe uma variedade de máquinas capazes de inserir automaticamente uma grande variedade de tipos de componentes e seus variados tamanhos, geometrias e características elétricas. Estas máquinas automáticas inserem os componentes exatamente sobre as áreas delimitadas pelo projeto das placas, comumente chamadas de “pads” ou terminais soldáveis, ou seja, locais das placas que possuem pasta de solda e que depois da soldagem garantirão a fixação e conexão elétrica das trilhas das placas com os componentes e, por conseguinte definindo o circuito eletrônico.

Sua função é executada através de leituras automáticas de posicionamento da placa, verificação de presença, conformidade de forma e posicionamento dos componentes antes da inserção, além de contar com a presença da função de autocalibração, que garante a montagem correta dos componentes nas PCIs durante a montagem.

A velocidade média de inserção para estes componentes varia entre 90.000 a 120.000 componentes/hora em função do tipo de componentes pequenos ou grandes (DA SILVA, 2007).

d) Soldagem por “*Reflow*”

A próxima etapa, fica por conta do *Reflow Oven*, ou seja da refusão da pasta de solda e fixação dos componentes eletrônicos nas PCIs. A refusão trata de transferir calor para as PCIs, até atingir uma temperatura, de aproximadamente 198°C, capaz de fundir a pasta de solda e realizar uma ligação intermetálica, proporcionando uma ligação eletro-mecânica entre os terminais componentes e as áreas de contato das PCIs. Os métodos de aquecimento da pasta de solda podem ser feitos através de aquecimento por condução, infravermelho, ar quente, convecção, indução, aquecimento por resistências e laser, sendo que cada um destes métodos tem particular aplicação dependendo do volume de produção, custo, tipo de componentes envolvidos e tipo de materiais envolvidos (SILVA, 2007). O *Reflow Oven* é equipado com controles de temperaturas nas zonas internas de aquecimento e resfriamento, além de monitorar a posição das PCIs ao longo do forno, contar a quantidade de PCI e controlar a velocidade do transportador.

e) Inversão das Placas

Esta fase do processo de produção é executada por uma máquina denominada Inversor de Placa que tem como função inverter as placas em 180°, ou seja, virar a face das placas que estavam sendo montadas para baixo, de forma que possa ser dada continuidade ao restante da montagem do processo.

f) Aplicação de Adesivos

Na sequência do processo, uma quantidade de adesivo de resina epóxi é aplicada nas PCIs, nos locais onde os componentes SMDs serão inseridos. Esta cola tem a finalidade de fixar os componentes nas PCIs, sem invadir as áreas destinadas à soldagem dos “pads” da placa e terminais dos componentes. O Dispensador de Cola, equipamento responsável por esta fase do processo montagem, tem características similares às máquinas de inserção, citadas anteriormente, onde um cabeçote que pega um componente e o posiciona sobre a pasta de solda, agora move uma seringa com adesivo e o aplica exatamente nas

posições nas placas onde os componentes serão posicionados depois. Estas máquinas possuem velocidades de aplicação de adesivos iguais às das máquinas de inserção assim como todas as características de instalação.

g) Inserção dos Componentes SMDs sobre Adesivos

Da mesma maneira como as máquinas *Pick and Placer* inserem em alta velocidade os componentes SMDs sob a pasta de solda, é feita a inserção dos componentes SMDs sobre os adesivos de resina epóxi.

h) Polimerização do Adesivo

Nesta etapa, após as PCIs terem recebido o adesivo e os componentes sobre o mesmo, essas passam por um forno de polimerização com uma temperatura entre 110°C à 160°C aproximadamente, onde este adesivo se cura e fixa os componentes eletrônicos nas PCIs e desta forma liberando-as para o processo de soldagem por onda. As características mecânicas deste forno são similares às do forno de refusão, de forma que os ajustes de temperaturas e velocidades podem sofrer alterações conforme especificação da placa ou adesivo.

i) Bancada Manual

Os componentes convencionais possuem formas, geometria ou tamanhos inviáveis para processos automáticos de montagem, conseqüentemente não necessitam da utilização de máquinas para dar continuidade ao processo de produção. Assim, a inserção dos mesmos nas PCIs é feita de forma manual. Especificamente os projetos das placas e componentes eletrônicos buscam eliminar a operação de montagem humana por objetivos variados como: precisão e qualidade da montagem, velocidade de operação e a eliminação da mão de obra pura.

Geralmente, as indústrias eletrônicas utilizam processos manuais para carcaças de produtos finais e para montagem de PCIs em bancadas.

j) Solda por Onda

Neste processo, as máquinas (*Wave Solder Machine*) responsáveis pela soldagem dos componentes eletrônicos já montados nas PCIs através dos terminais dos mesmos, possuem um tanque especial onde uma liga de solda de estanho-chumbo é aquecida, por resistências elétricas, em torno de 230°C a 260°C aproximadamente, de forma a atingir uma característica pastosa-líquida. A soldagem é feita quando as PCIs passam tocando a face desta liga no tanque de tal forma que esta liga se transporta para os pontos específicos das placas onde há áreas de cobre exposto e componentes previamente montados, visando criar um elemento soldante entre a placa e os componentes eletrônicos. Estas máquinas também possuem um sistema de exaustão que captura todas as emissões de gases do processo sem escapar para o ambiente.

k) Testes Paramétricos

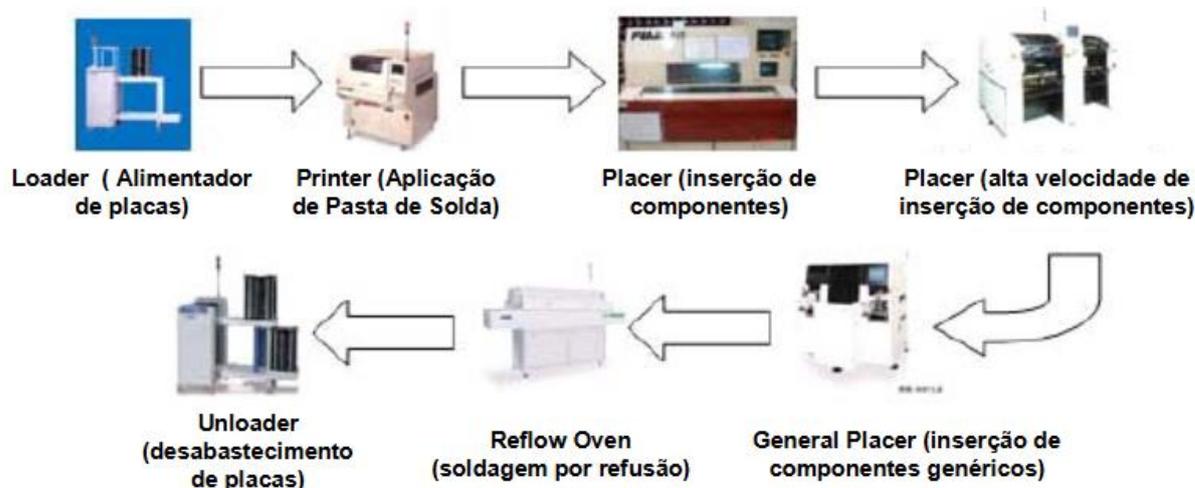
Estes testes automáticos verificam os parâmetros das PCIs, soldadas devidamente com os componentes eletrônicos, para validação do processo como um todo. Os equipamentos envolvidos, comumente chamados de ICT (*In Circuit Test*), têm a finalidade de testar a integridade da montagem e aferir parâmetros das placas montadas e geralmente se apresentam em bancadas automáticas.

l) Fim

O último, denominado *Underloader*, recolhe a linha de produção, através de um comando automático para recebimento e operação. Pode receber da linha até três *racks* completos de PCIs, após isso, o operador externo deve descarregar a máquina para liberar novas posições.

A Figura 27 mostra os equipamentos para um processo de produção SMT.

Figura 27: Equipamentos para um processo de produção SMT



Fonte: (DA SILVA,2017)

2.11.2 Tipos de Processos de Montagem SMT

O processo de montagem utilizando os componentes SMD, conforme a Tabela 7, pode ser dividido em 5 tipos.

Tabela 7: Tipos de processos de montagem utilizando componentes SMD

Fonte: Autor

Tipo de Processo	Características
Tipo 1	Pouco utilizado. Apenas uma das faces da PCI contém componentes SMD.
Tipo 2	Com componentes convencionais, manualmente inseridos na face superior da PCI e componentes SMD na face inferior. Muito utilizado na indústria de entretenimento.
Tipo 3	Com componentes convencionais, automaticamente inseridos na face superior da PCI e componentes SMD na face inferior.
Tipo 4	Com componentes SMD nas duas faces da PCI. (Dupla refusão). Muito utilizado em aparelhos eletrônicos tais como: celulares, filmadoras, etc.
Tipo 5	Com componentes SMD nas duas faces da PCI e também, com componentes convencionais, automaticamente inseridos, na face superior. Muito utilizado na indústria de informática.

Nos tipos de processos automatizados, durante a inserção de componentes convencionais, ocorre a dobra dos terminais. Esta operação é necessária para a fixação mecânica dos componentes, evitando assim que os mesmos caiam ou se movam de sua posição original durante a inversão das placas de circuito impresso para a deposição de solda ou cola. O que define este tipo de processo de montagem é a densidade de componentes convencionais que serão inseridos na PCIs.

3. PROJETO DO AMPLIFICADOR

3.1 Introdução

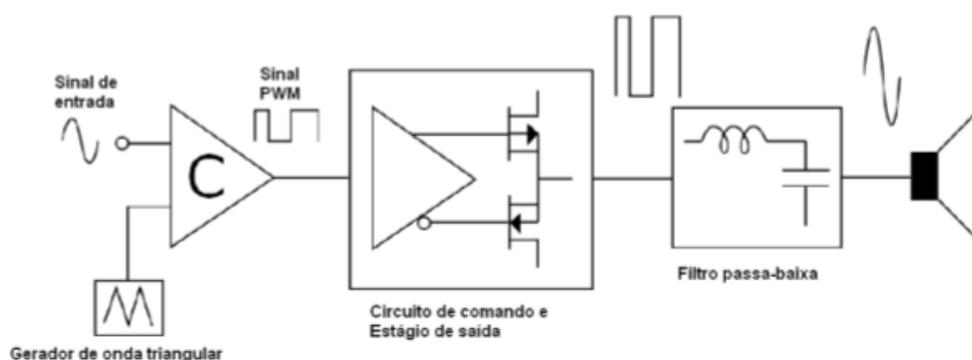
O amplificador projetado e construído, apresenta as seguintes características: potência de $100 W_{RMS}$, impedância de saída de 8Ω , distorção harmônica em torno de 1%, eficiência acima de 90%, e PCI de tamanho reduzido (20 cm de comprimento por 13 cm de largura).

Por necessitar de menos componentes e ainda reduzir o tamanho e o custo do amplificador, foi utilizado a topologia meia ponte, com apenas dois MOSFETs no estágio de saída.

Além disso, o mesmo conta com apenas um canal de áudio (mono).

De forma geral, o amplificador construído tem como base o diagrama de blocos da Figura 28. Cada um dos blocos é descrito, a seguir, para que se possa entender o funcionamento completo do projeto.

Figura 28: Amplificador Classe D



Fonte: (SCHWAAB, 2012)

3.2 Técnicas de Modulação

Todas as técnicas de modulação de sinal aplicadas em amplificadores classe D sintetizam a informação de áudio em uma sequência de impulsos em que normalmente a largura dos mesmos está diretamente relacionada com a amplitude do sinal de áudio (SCHWAAB,2012).

Dentre algumas destas técnicas de se fazer a modulação do sinal de áudio em um amplificador classe D, podem-se destacar: geração de um sinal PWM por comparação do sinal de áudio com a onda triangular ou dente de serra, modulação auto oscilante e delta sigma.

3.2.1 PWM

Conforme foi visto na seção 2.5, a modulação PWM é realizada pela comparação de dois sinais: a entrada, que é o sinal de áudio, e a portadora, que é uma onda triangular ou dente de serra. Esta possui uma frequência fundamental que deve ser, no mínimo, duas vezes superior a frequência máxima do sinal a modular (Teorema de Nyquist). Esta comparação origina uma sequência de impulsos à frequência da portadora, em que seu ciclo de trabalho é proporcional à amplitude do sinal de entrada. (PIRES, 2010).

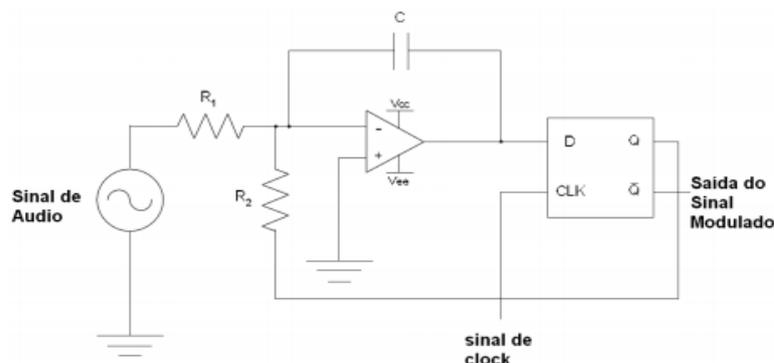
A frequência do sinal triangular ou dente de serra é quem define a frequência dos pulsos da tensão de saída. Portanto é essa quem define também o tamanho e o tipo de filtro a ser utilizado. Com o aumento da frequência tem-se uma maior facilidade de filtrar os componentes harmônicos indesejáveis.

3.2.2 Modulação delta sigma

A modulação delta-sigma, também conhecida como modulação por densidade de pulso, é responsável por converter a tensão analógica em uma frequência de pulso. Esta técnica de modulação pode ser realizada com um circuito que requer apenas um amplificador operacional e um flip-flop D, como na Figura 29. Nesta configuração, o amplificador operacional funciona como integrador, inversor e somador, somando o sinal de entrada com a tensão de saída Q do flip-flop. Portanto, quanto maior a variação do sinal de entrada, maior serão as variações de nível de tensão na saída Q do flip-flop, pois, mais rápido o sinal na saída do amplificador

operacional ultrapassará a tensão que delimita os níveis alto e baixo, na entrada do flip-flop.

Figura 29: Delta sigma



Fonte: (SCHWAAB, 2012)

3.2.3 Modulação auto oscilante

A modulação auto oscilante é basicamente uma versão analógica de uma modulação delta sigma. E a grande vantagem desta modulação é que todos os erros da faixa de frequência audível, ou seja de 20Hz à 20 kHz, são naturalmente deslocados para a faixa de frequência inaudível superior de sua operação.

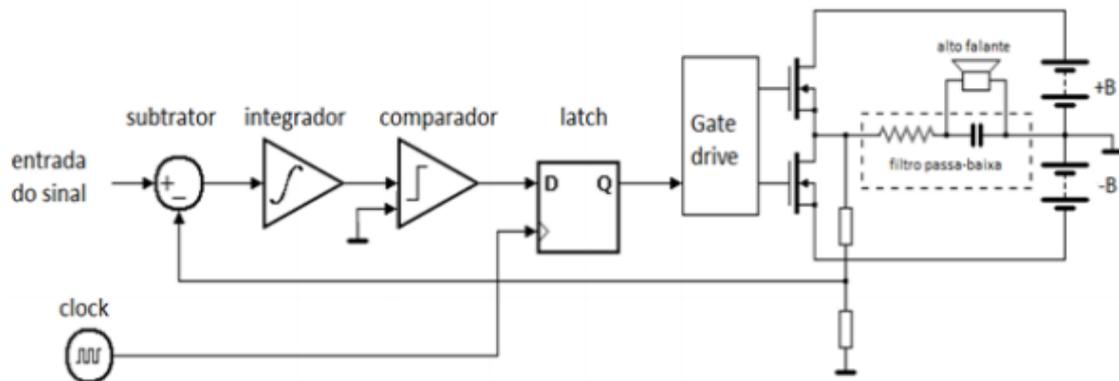
Esta técnica de modulação sempre inclui um circuito de realimentação, com as propriedades do circuito determinando a frequência de comutação do modulador, em vez de um *clock* externo. A excelente qualidade de áudio é possível graças à realimentação. (SCHWAAB, 2012).

Para o amplificador proposto, utiliza-se a modulação auto oscilante. E, para entender melhor o seu funcionamento será demonstrado, inicialmente, o funcionamento da modulação delta sigma.

Na Figura 30 é apresentado um diagrama de blocos de um amplificador de áudio classe D, usando a modulação PWM delta-sigma.

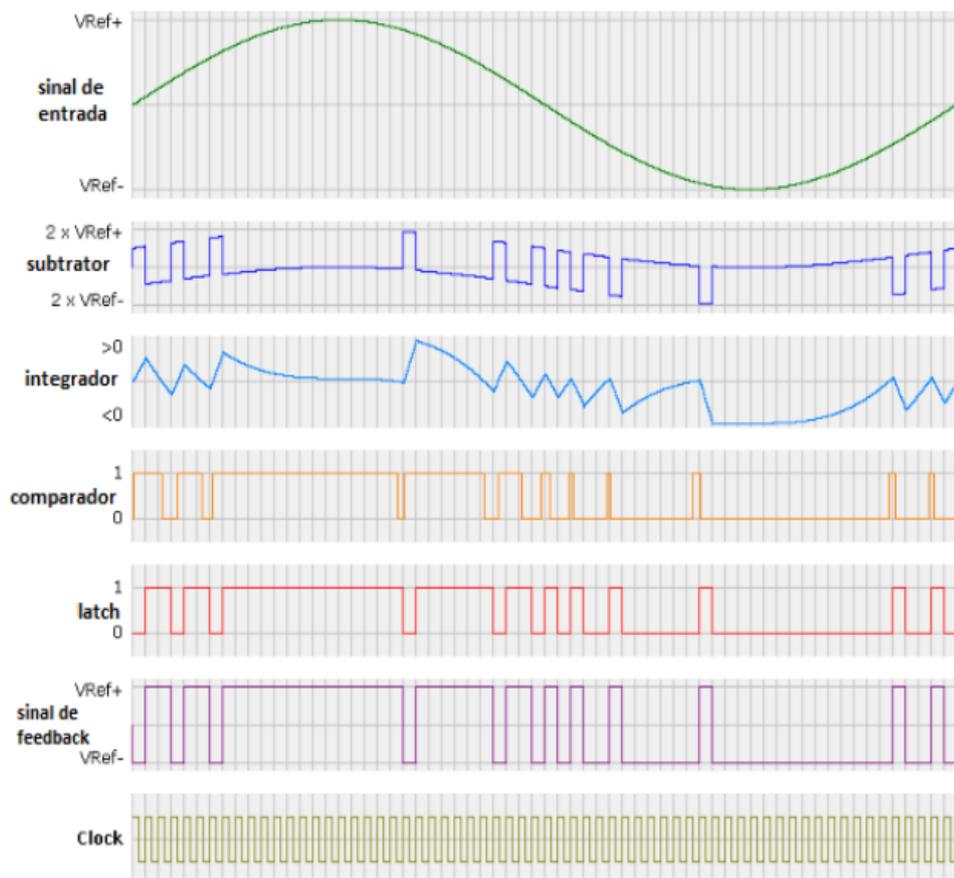
Na sequência, na Figura 31 observa-se as formas de onda do diagrama de blocos da Figura 30, facilitando a compreensão do funcionamento da modulação delta sigma.

Figura 30: Diagrama de blocos de um amplificador de áudio classe D, utilizando a modulação PWM delta sigma



Fonte: (SCHWAAB, 2012)

Figura 31: Formas de onda do diagrama de blocos



Fonte: (SCHWAAB, 2012)

Analisando as Figuras 30 e 31 pode-se observar que o sinal que sai do subtrator é o resultado do sinal de entrada subtraído o sinal de realimentação (*feedback*), que então entra no integrador.

A terceira forma de onda, Figura 31, é o sinal de saída do integrador que entra no comparador. Este comparador, então, compara o sinal com o nível zero de tensão.

O sinal que sai do comparador entra em um *latch* que tem a função de gerar um pequeno atraso no sinal que vem do comparador, pois, como é do funcionamento de um *latch*, o sinal de saída é atualizado com o sinal de entrada somente quando ocorre a transição do sinal de *clock* de nível baixo para o nível alto. Dessa forma, o sinal que sai do *latch* acaba tendo uma largura mínima correspondente ao período do sinal de *clock*, resultando em um sinal PWM com mesma frequência do sinal de *clock*.

Verifica-se que o sinal PWM tem a mesma frequência do sinal de *clock* quando o sinal de entrada está próximo ao nível zero. Portanto, quanto maior o aumento da amplitude do sinal de entrada, em módulo, menor é a frequência do sinal PWM.

Na modulação PWM auto oscilante, não é usado o *latch* para gerar um atraso no sinal e por isso não é usado o sinal de *clock* externo. O atraso do sinal é originado pelos tempos de propagação dos circuitos.

A frequência do sinal PWM é determinada pelo atraso total dentro do percurso da malha de controle. Onde, os principais itens que influenciam no atraso do sinal são: atraso de propagação do sinal nos circuitos internos do circuito integrado IRS2092, a velocidade de comutação do MOSFET IRFB5620 e a constante de tempo do integrador.

Com isso, para realizar a modulação auto oscilante no projeto proposto, foi utilizado o circuito integrado dedicado IRS2092, específico para amplificadores de áudio classe D. Este CI, além de realizar a modulação do sinal, também atua como *driver* dos MOSFETs e faz parte dos circuitos de proteção dos transistores de saída contra sobrecorrente (SCHWAAB, 2012).

No IRS2092 é usado no modulador, um integrador de segunda ordem, o que melhora a performance do modulador. Neste tipo de modulação quanto maior a ordem do integrador, melhor é a filtragem dos ruídos que possam ser gerados durante o processo de modulação.

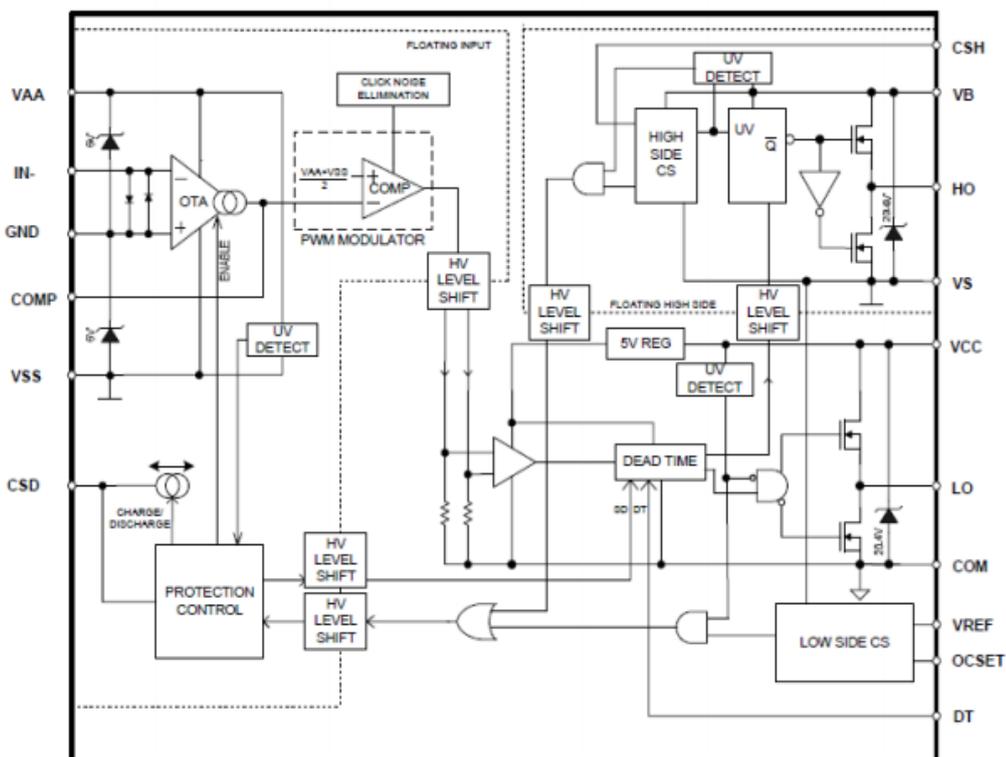
Além disso, conforme menciona a folha de dados (datasheet), o IRS2092 quando combinado com dois MOSFETs e alguns outros componentes externos,

forma um amplificador classe D completo. Com a estrutura versátil da seção de entrada analógica com um amplificador de erro e um comparador, tem a flexibilidade de aplicação de diferentes tipos de modulação PWM.

O sensoriamento para a proteção de sobrecorrente utiliza a resistência de condução ($R_{ds(on)}$) dos MOSFETs. A lógica do controle da proteção, monitora o estado das fontes de alimentação e a corrente de carga que atravessa cada MOSFET.

A Figura 32, apresenta o diagrama de blocos interno do IRS2092.

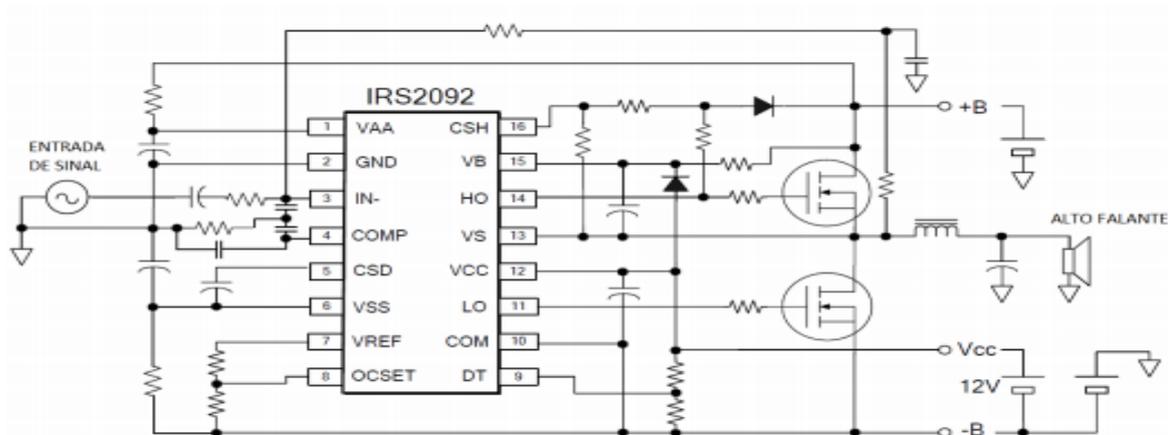
Figura 32: Diagrama de blocos interno do circuito integrado IRS2092.



Fonte: DATASHEET IRS2092

A Figura 33 mostra um diagrama esquemático típico de um amplificador classe D usando o circuito integrado IRS2092.

Figura 33: Diagrama esquemático de um amplificador classe D utilizando o CI IRS2092



Fonte: DATASHEET IRS2092

3.2.4 Função dos Pinos do circuito integrado IRS2092

Os pinos 1 (VAA) e 6 (VSS), tem como função a alimentação da parte analógica do IRS2092, tendo como tensão nominal o valor de +5V e -5V, respectivamente e corrente máxima de 20mA sendo o valor nominal de 10 mA.

O pino 2 (GND) é o terminal de terra comum das tensões de +5V e -5V.

O pino 3 (IN-) e o pino 4 (COMP) são, respectivamente a entrada inversora de sinal analógico e entrada de sinal para comparação ou entrada de compensação de fase.

O pino 5 (CSD) é o terminal de conexão do capacitor para a base de tempo do *reset* e a base de tempo para acionamento após atuação da proteção.

O pino 7 (VREF) fornece uma tensão de 5V para referência do ajuste do ponto de proteção.

O pino 8 (OCSET) é o terminal usado para se ajustar o ponto de atuação da proteção de sobre corrente do MOSFET inferior.

O pino 9 (DT) é o pino usado para se configurar o tempo morto.

O pino 10 (COM) é o pino onde é conectada a tensão -B (negativa) da fonte e que serve como retorno da alimentação da parte inferior do “driver” do IRS2092.

O pino 11 (LO) é o terminal do sinal de saída para o “gate” do MOSFET inferior.

O pino 12 (VCC) é o terminal de alimentação da parte inferior do “driver” do IRS2092, tendo como valor nominal +12V.

O pino 13 (VS) serve como retorno da alimentação da parte superior do “driver” do IRS2092.

O pino 14 (HO) é o terminal do sinal de saída para o “gate” do MOSFET superior.

O pino 15 (VB) é o terminal de alimentação da parte superior do “driver” do IRS2092, tendo como valor nominal +12V.

Por último, o pino 16 (CSH) é o pino usado para o sensoriamento da corrente de carga do MOSFET superior para a configuração da proteção de sobre corrente.

3.3 Circuito de Comando e Estágio de Saída

A escolha de um MOSFET para uma determinada aplicação depende das características do seu encapsulamento, como por exemplo: dimensão, capacidade de dissipação de energia, capacidade de corrente, indutância interna, resistência interna, isolamento elétrico e processo de montagem (SCHWAAB, 2012).

Para isto vamos entender um pouco mais o seu funcionamento. E os seus parâmetros.

3.3.1 MOSFET (*Metal-Oxide Field Effect Transistor*)

O MOSFET ou transistor de efeito de campo, como geralmente é conhecido, apresenta três terminais principais: fonte (*source*), porta (*gate*), dreno (*drain*). O terminal corpo (*body*) costuma ser conectado à fonte, porém não é usado para interferir no comportamento do dispositivo.

Um MOSFET é composto de um canal de material semicondutor (silício) de tipo P ou de tipo N e é chamado respectivamente de NMOSFET ou PMOSFET. Como visto na seção 2.5, ao contrário dos transistores bipolares que são basicamente dispositivos acionados por corrente, MOSFET são dispositivos controlados por tensão de alimentação. Assim, quando uma tensão é aplicada entre os terminais *gate* e *source*, o campo elétrico gerado penetra através do óxido e cria uma espécie de "canal invertido" abaixo do canal original. O canal invertido é do mesmo tipo P ou tipo N, como o da fonte ou do dreno, assim, ele cria um condutor através do qual a corrente elétrica possa passar. Variando-se a tensão entre *gate* e

source se modula a condutividade dessa camada e torna possível se controlar o fluxo de corrente entre o dreno e a fonte.

Na prática, o MOSFET é utilizado em equipamentos e circuitos elétricos para amplificar o sinal (ou tensão) enviado pela fonte principal para gerar tensão para alimentar determinados circuitos. Nos auto-falantes, resulta na potência do som produzido e influencia na qualidade do áudio produzido.

De acordo com Schwaab (2012), o desempenho de um amplificador está diretamente ligado na escolha adequada do MOSFET, quando se trata de eficiência energética, interferências eletromagnéticas e distorção harmônica total. Com isso, a escolha do MOSFET deve estar baseada nas especificações do amplificador no qual serão inseridos, tais como: potência de saída, impedância da carga, e topologia.

De modo a poderem ser utilizados num amplificador classe D, alguns parâmetros elétricos devem ser levados em consideração quando se realiza a escolha dos MOSFETs.

RDS(on) (*Static Drain-to-Source On-Resistance*) - é a resistência de condução, presente entre o *drain* e o *source* do MOSFET.

BVDSS (“Drain Source Breakdown Voltage”) - é a tensão máxima que é possível aplicar entre o *drain* e *source*, com o *gate* curto-circuitado ao *source*, sem que o dispositivo entre em ruptura por avalanche.

Qg (“Gate Charge”) - é a carga necessária para fornecer ao *gate* do MOSFET de modo que se consiga carregar as suas capacitâncias internas. Este parâmetro encontra-se diretamente ligado à velocidade de comutação do MOSFET. Assim, quanto menor Qg, maior velocidade de comutação, pois é necessária menos corrente para carregar as capacidades internas do MOSFET. Isto resulta em menores perdas no *gate*, calculadas pela equação (13), obtendo-se desta forma melhores resultados em termos de eficiência energética.

$$P_{(gate)} = 2 \cdot Q_g \cdot V_{GS} \cdot f_{SW} \quad (13)$$

Sendo que V_{GS} é a tensão aplicada entre o “gate” e “source” e f_{SW} é a frequência de comutação.

Qrr (*Base Diode Reverse Recovery Charge*) - é a carga acumulada no diodo do MOSFET enquanto este se encontra diretamente polarizado e que é necessária descarregar antes do bloqueio. O Qrr afeta a eficiência do amplificador e o seu

comportamento em termos de interferências eletromagnéticas (EMI). Pois a descarga de Q_{rr} em cada período de comutação do MOSFET corresponde a um acréscimo de corrente que se apresenta sob a forma de picos.

RGint (Resistência interna de *gate*) é um parâmetro dependente da temperatura, aumentando quando a temperatura aumenta. Este parâmetro afeta o desempenho do MOSFET dentro e fora dos tempos de comutação. Portanto, quanto maior R_{Gint} , maior o tempo de comutação, e conseqüentemente maior as perdas de comutação. Além disso, uma grande variação de R_{Gint} afeta o controle de tempo morto. Portanto, R_{Gint} deve ser levado em consideração no projeto de amplificadores classe D.

TJ (Temperatura máxima de Junção) é um parâmetro que não está diretamente relacionado com o desempenho do amplificador. No entanto, é importante para definir o tamanho do dissipador de calor. Dispositivos MOSFET com limites maiores de T_J , permitem a utilização de menores dissipadores de calor, reduzindo o tamanho do amplificador e seu custo.

Concluindo, é desejável que o MOSFET escolhido possua um $BVDSS$, no mínimo, superior ao valor máximo de tensão que irá ser aplicada entre os terminais do *drain* e do *source* (V_{DS}), mas também é preciso levar em conta que, para valores elevados de $BVDSS$ se tem valores elevados de $R_{DS(on)}$, o que leva a maiores perdas por condução. Q_g deve ser pequena, para permitir uma frequência de comutação elevada e menores perdas de comutação. E, Q_{rr} deve ser pequena para se diminuir as interferências eletromagnéticas resultantes das altas frequências de funcionamento.

3.3.2 Perdas no MOSFET em amplificadores de áudio classe D

Existem basicamente dois tipos de perdas nos MOSFET: perdas por condução que acontecem quando o transistor está em plena condução e perdas por comutação que ocorrem durante a transição de estados do transistor, entre corte e saturação.

As perdas de condução do MOSFET estão diretamente relacionados com $R_{DS(on)}$. Com o valor de $R_{DS(on)}$, podemos calcular as perdas de condução de um MOSFET, como na expressão (14):

$$P_{condução} = (I_{RMS})^2 \cdot RDS(on) \quad (14)$$

RDS(on) é dependente da temperatura, então, o cálculo da perda máxima de condução deve ser feito usando RDS(on) conforme a curva de correção do seu valor em função de Tj, normalmente especificada na folha de dados.

De uma maneira mais simplificada, considerando o pior caso, pode-se calcular as perdas por condução como em (15):

$$P_{condução} = \frac{RDS(on)}{R_{(carga)}} \cdot Potência_{(saída)} \quad (15)$$

As perdas por comutação são compostas pela soma das perdas no *gate*, perdas na transição de estados onde ocorre a presença de corrente e tensão entre *drain* e *source* simultaneamente, perdas por carga e descarga de capacitâncias internas ao MOSFET e perda causada pela corrente de recuperação reversa do diodo do MOSFET.

As perdas de comutação são calculadas como mostrado na expressão (16):

$$P_{COM} = \left(C_{OSS} \cdot E^2 + 0,5 \cdot I_D \cdot E (t_r + t_f) \right) \cdot f_{PWM} \quad (16)$$

C_{OSS} : capacitância interna entre *drain* e *source* do MOSFET.

E: tensão de barramento.

I_D : corrente de *drain*.

t_r : tempo de subida da corrente.

t_f : tempo de descida da corrente.

f_{PWM} : frequência de chaveamento.

As perdas relativas ao chaveamento no *gate* do MOSFET são calculadas como na expressão (17):

$$P_{gate} = 2 \cdot Q_g \cdot V_{GS} \cdot f_{PWM} \quad (17)$$

Q_g : *gate charge* do MOSFET.

V_{GS} : Tensão aplicada entre *gate* e *source*.

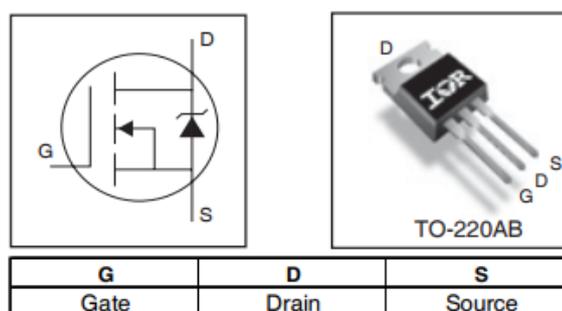
A perda total no MOSFET de saída pode ser obtida através da expressão (18):

$$P_{total} = P_{condução} + P_{com} + P_{gate} \quad (18)$$

3.3.3 MOSFET IRFB5620

Para o projeto proposto escolheu-se o MOSFET IRFB5620, como mostrado na Figura 34, para o estágio de saída. Este MOSFET de áudio digital é projetado especificamente para aplicações de amplificação em classe D.

Figura 34: MOSFET IRFB5620



Fonte: DATASHEET

Este transistor de efeito de campo, ainda, utiliza de técnicas de processamento para alcançar pouca resistência por área de silício. A carga de *gate*, a recuperação reversa do diodo de corpo e a resistência interna do *gate* são otimizadas para melhorar o desempenho do amplificador de áudio Classe D.

Dentre os parâmetros otimizados pode-se citar:

Baixa resistência de condução (R_{dson}), no valor de 60 m Ω , contribuindo com uma melhor eficiência.

Baixo parâmetro de carga de *gate*, no valor de 25 nC, contribuindo para um nível menor de THD (distorção) devido a elevada velocidade de comutação.

Baixo valor de tempo de recuperação reversa do diodo de corpo do MOSFET, no valor de 98 ns, contribuindo com uma melhor THD e menor EMI.

Resistência interna de *gate*, no valor de 2,6 Ω .

E temperatura máxima de junção ($T_{Jmáx}$) em torno de 175 $^{\circ}\text{C}$.

Esses recursos se combinam para tornar este MOSFET altamente robusto, eficiente e confiável para aplicações de amplificador de áudio classe D.

3.4 Filtro Passa-Baixa

O filtro passa-baixa é a parte do amplificador realiza a demodulação do sinal após a etapa de potência. Deve permitir a passagem de sinal apenas na faixa audível e atenuar as altas frequências provenientes da modulação da portadora (PIRES, 2010).

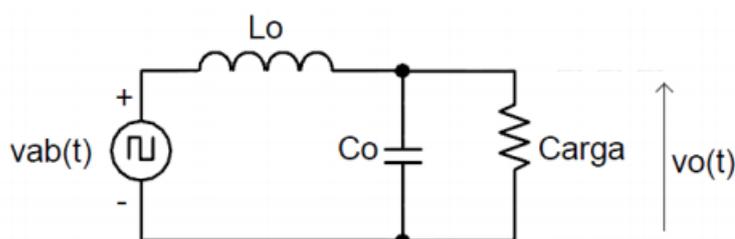
A principal função do filtro é agir como uma indutância à frequência de comutação. Desta forma impede que a corrente oscile com a tensão que varia à frequência da portadora, limitando a corrente que é fornecida pela fonte de alimentação ao amplificador e tornando-se também um meio de diminuição das interferências eletromagnéticas (PIRES, 2010).

A escolha da topologia do filtro está baseada no nível de atenuação desejada da tensão alternada de alta frequência (chaveamento) que é fornecida pelo ponto central do circuito inversor. Para obter a atenuação desejada deve-se analisar a ondulação máxima admitida sobre a carga, que neste caso são os alto-falantes. Outro ponto importante a ser observado é a resposta em frequência, pois a mesma define a frequência mínima de corte do amplificador.

Para o estágio de filtragem deste projeto foi utilizado um filtro passa-baixa LC de segunda ordem. Este filtro tem como característica, entrada em tensão e saída em tensão, onde basicamente o indutor L_o limita a ondulação de corrente e o capacitor C_o , a ondulação da tensão de saída.

Além disso, o mesmo apresenta uma resposta plana na banda passante e uma atenuação de 40 dB/década na banda de transição. A Figura 35, apresenta o modelo de filtro sugerido.

Figura 35: Filtro passa baixa passivo de segunda ordem



Fonte: (PIRES, 2010)

De acordo com Schwaab (2012), considerando o circuito apresentado na Figura 35 e o alto-falante representado pelo seu modelo resistivo e trabalhando com impedâncias no domínio da frequência, através da utilização da transformada de “Laplace”, faz-se o paralelo entre a carga e o capacitor de saída, de modo a aplicar diretamente o divisor de tensão e obter a tensão de saída V_o em função da entrada V_{ab} e dos parâmetros do circuito e, posteriormente a função de transferência da saída pela entrada.

Determinando:

$$Z_{RL} = R_o$$

$$Z_{CO} = \frac{1}{sC_o}$$

$$Z_{LO} = sL_o$$

$s = \text{variável complexa de Laplace}$

Tem-se:

$$Z_o = \frac{Z_{CO} \cdot Z_{RO}}{Z_{CO} + Z_{RO}} \quad (19)$$

e

$$V_{o(s)} = V_{ab(s)} \cdot \frac{Z_o}{Z_o + L_o} \quad (20)$$

Portanto:

$$\frac{V_{o(s)}}{V_{ab(s)}} = \frac{Z_o}{Z_o + L_o} \quad (21)$$

Fazendo os devidos cálculos, substituindo as variáveis no domínio da frequência complexa s , chega-se à função de transferência, como mostrado na expressão (22) abaixo:

$$\frac{V_o}{V_{ab}} = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C + s \cdot \frac{L}{R} + 1} \quad (22)$$

Sabendo-se que (23) é a frequência de corte do filtro e (24) que é o fator de amortecimento do filtro.

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (23)$$

$$\xi = \frac{L \cdot \omega_f}{2 \cdot R} \quad (24)$$

Respectivamente a frequência natural de oscilação e o fator de amortecimento obtêm-se, então, à expressão (25):

$$\frac{Vo(s)}{Vab(s)} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_f^2 + s \cdot \frac{2 \cdot \xi}{\omega_f} + 1}} \quad (25)$$

Fazendo $s = j\omega$, tem-se (26):

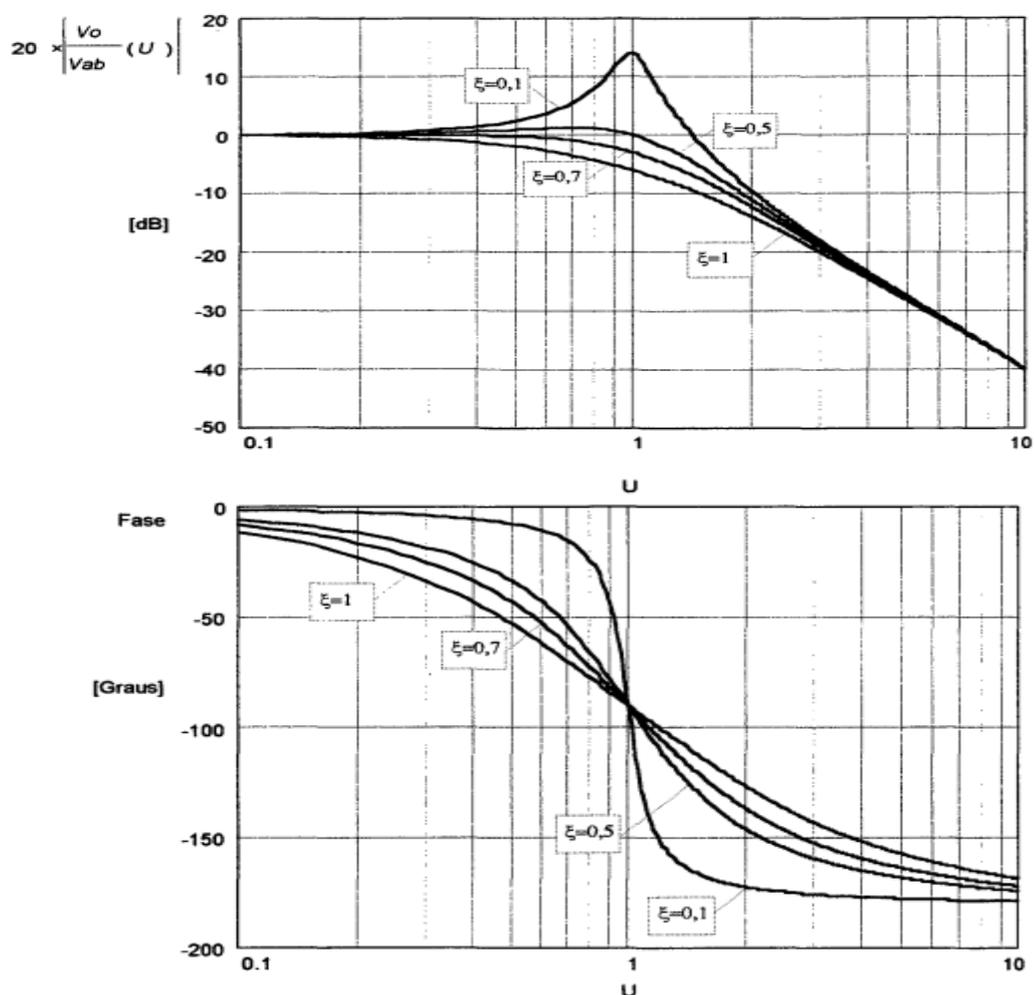
$$\frac{Vo(j\omega)}{Vab(j\omega)} = \frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_f^2} + 2 \cdot \xi \cdot j \cdot \frac{\omega}{\omega_f} + 1} \quad (26)$$

Definindo a variável $U = \frac{\omega}{\omega_f}$ como sendo a frequência normalizada, obtêm-se a função de transferência normalizada, definida pela expressão (27):

$$\frac{Vo(U)}{Vab(U)} = \frac{1}{-U^2 + 2 \cdot \xi \cdot j \cdot U + 1} \quad (27)$$

Com isso, pode-se então apresentar o diagrama de Bode para a frequência normalizada e diferentes valores de fator de amortecimento (ξ), onde as diferentes respostas podem ser observadas em torno da frequência do pólo ressonante do filtro usado. Com o objetivo de se obter uma resposta mais adequada e próxima do comportamento assintótico de um filtro passa-baixa de segunda ordem procura-se utilizar o fator de amortecimento que possibilite resposta sem elevação de amplitude na frequência de ressonância do filtro. Por outro lado, utilizando um fator de amortecimento excessivo, compromete-se o comportamento dinâmico do sistema.

Figura 36: Resposta em frequência do filtro para diferentes fatores de amortecimento (ξ) em função da frequência normalizada (U).



Fonte: (PIRES, 2010)

3.5 Alto Falante

Os alto-falantes, são transdutores que convertem energia elétrica em energia acústica, por meio de vibrações no ar. Portanto, são conhecidos como transdutores eletroacústicos.

Eles são constituídos de um cone, denominado diafragma, fixo a uma bobina que se desloca de acordo com os sinais elétricos aplicados sobre a mesma, produzindo uma vibração no ar, e assim consequentemente, o som.

Quando um sinal elétrico é colocado sobre os terminais do alto-falante, a bobina, que está imersa ao campo magnético de um ímã, se energiza, criando o seu

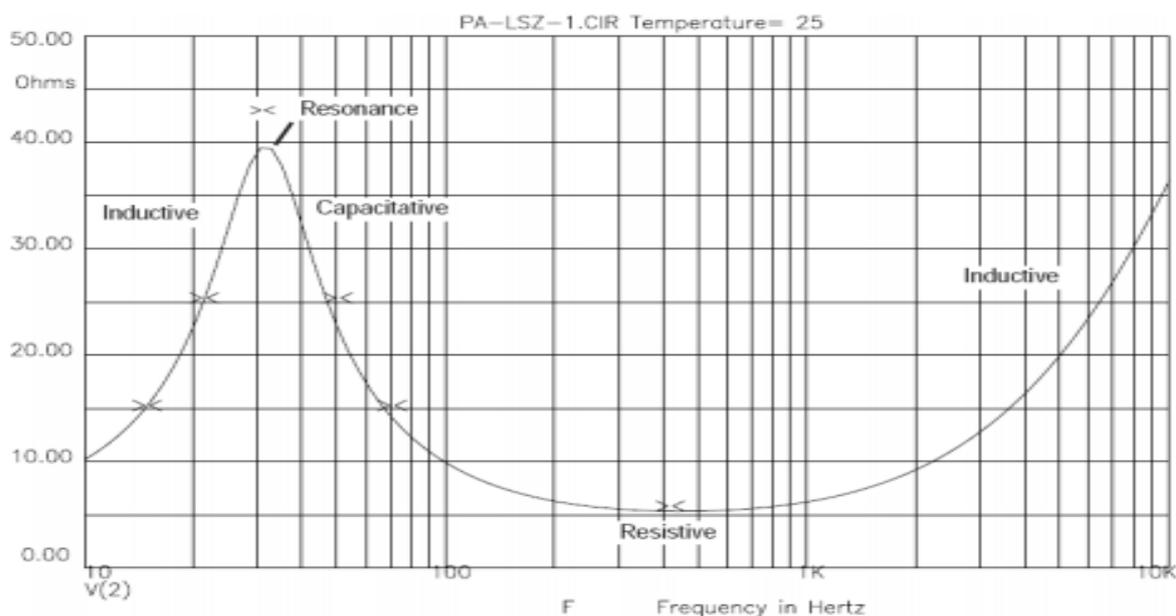
próprio campo magnético. Isso faz com que haja uma interação entre o campo magnético da bobina e do ímã, fazendo com que ela se desloque.

Como se trata de corrente alternada, o sentido desse deslocamento vai depender do sentido da corrente. No momento em que a bobina se desloca, o diafragma fixo a mesma, também se desloca produzindo então uma vibração no ar, ou seja, o som.

Os alto falantes são caracterizados pela sua impedância e pela sua resposta em frequência. Possuem ainda, a particularidade de sua impedância variar mediante às frequências do sinal que é aplicado aos seus terminais.

Como exemplificado na Figura 37, um alto falante de 15 polegadas, pode ser visto pelo amplificador como uma carga de $5,5 \Omega$ a 450 Hz e pode mudar para o valor 40Ω ao atingir sua frequência de ressonância, que se situa entre os valores de 30 Hz e 40 Hz.

Figura 37: Impedância em função da frequência de um alto falante de 15 polegadas



Fonte: (PIRES, 2010)

Deve-se então saber, ao certo, durante a escolha do alto falante a acoplar ao amplificador, a gama de frequências que vai ser reproduzida pelo mesmo e a potência elétrica que se pretende obter.

A impedância nominal do alto falante aparece quase sempre representada, de forma simplificada, como sendo unicamente composta por um elemento resistivo, apresentando valores típicos de 16, 8 e 4 Ω .

3.6 Procedimentos para a Elaboração do Layout

Com o objetivo de alcançar uma qualidade melhor de áudio, alguns procedimentos foram adotados na elaboração do layout e na fabricação da placa de circuito impresso.

Os componentes foram distribuídos estrategicamente em ambas às faces da PCI (superior e inferior), e separados de acordo com suas funções: os circuitos de entrada de áudio, circuito de controle, estágio do *driver* de *gate* e o estágio de potência.

As dimensões das trilhas foram projetadas conforme o valor da corrente que as percorre, assim, onde houve um maior fluxo de corrente, houve maior a espessura da trilha.

Tanto na face superior da placa (*Top*), quanto na face inferior (*Bottom*), foram projetadas malhas de aterramento, conectadas ao negativo do sinal de entrada e ao negativo da fonte de alimentação com o objetivo de blindar o circuito contra interferências externas.

3.7 Diagrama esquemático e placa de circuito impresso do projeto proposto

Com a realização do projeto proposto, foi possível analisar sua metodologia, através da montagem de um protótipo em uma placa de circuito impresso. Com isso, também, foi possível verificar seu funcionamento e realizar medições e simulações na busca de especificar as características gerais do mesmo. Assim, inicialmente foi realizado a escolha e o dimensionamento dos principais componentes do circuito.

Os valores dos principais componentes foram calculados e serão apresentados mais adiante nesse trabalho.

Em seguida, através de um software computacional (Altium Designer) foram realizados os layouts dos circuitos elétricos que envolvem o projeto proposto.

3.7.1 Altium Designer

O Altium Designer é uma plataforma ECAD profissional utilizada para criar projetos eletrônicos. Todos os aspectos do desenvolvimento do produto, incluindo captura esquemática, layout das placas de circuito impresso, desenvolvimento de software embutido, design FPGA, CAD mecânico, aquisição, design para fabricação e gerenciamento de dados de design formal são realizados dentro de um único ambiente de design unificado. Tudo ocorre de forma integrada o que otimiza o processo para o usuário.

Com o Altium, o usuário possui tudo o que é necessário para fazer um projeto eletrônico, desde o conceito até a fabricação e montagem final da placa.

Este software, ainda, oferece ferramentas para buscar e gerenciar todos os dados do projeto, bem como visualizar e comparar versões de arquivos, garantindo que a revisão correta seja utilizada.

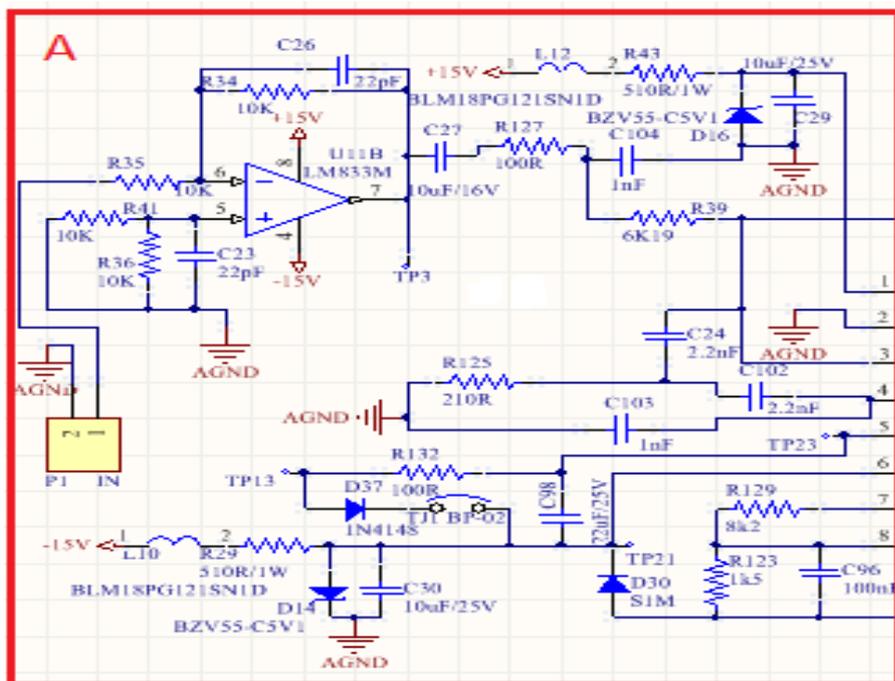
As Figuras 38, 39 e 40 apresentam o diagrama esquemático do amplificador implementado, as mesmas foram divididas em três partes (A, B e C) para facilitar a visualização do projeto completo.

A Figura 41 mostra o diagrama esquemático das fontes linear e auxiliares utilizadas no projeto.

O layout da placa de circuito impresso em 2 dimensões (2D) é mostrado na Figura 42.

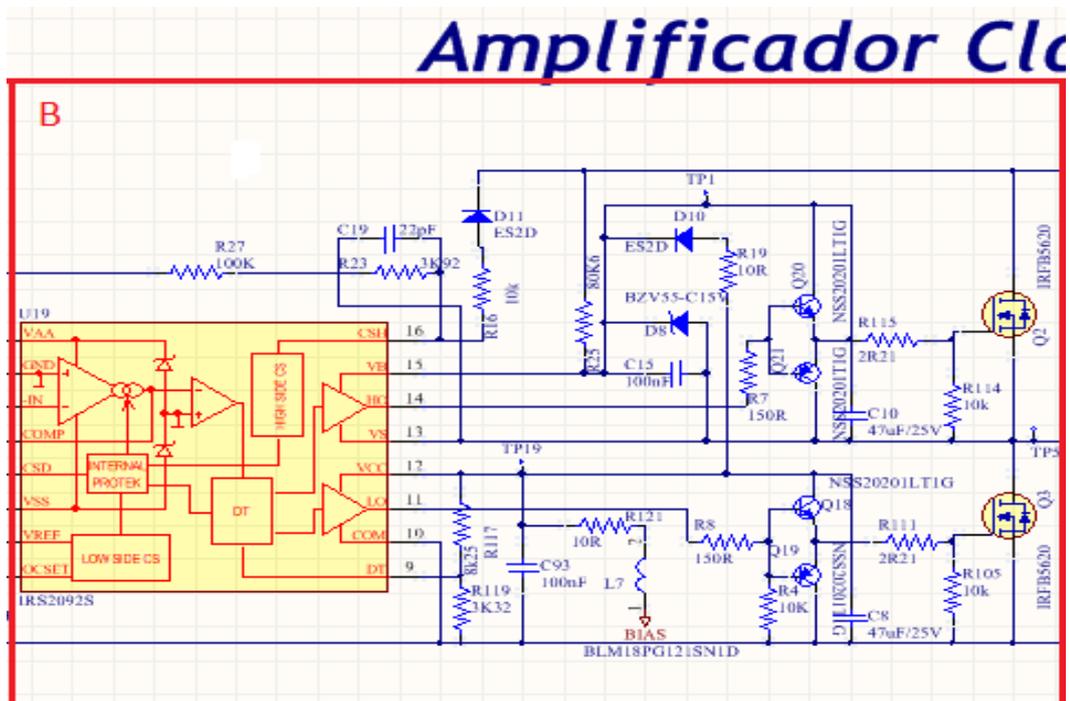
Os desenhos das faces superior (*Top*) e inferior (*Bottom*) são mostradas, respectivamente, em 3 dimensões (3D) nas Figuras 43 e 44.

Figura 38: Diagrama esquemático do amplificador classe D – Parte A



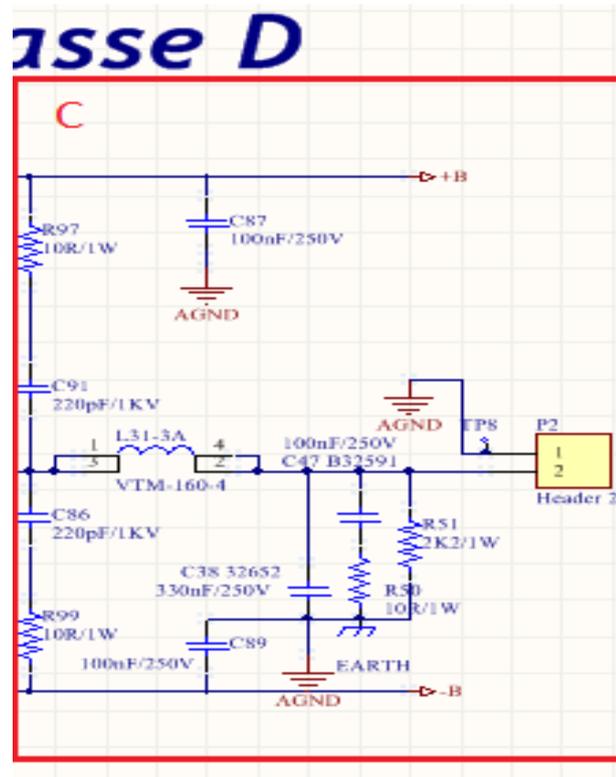
Fonte: Autor

Figura 39: Diagrama esquemático do amplificador classe D – Parte B



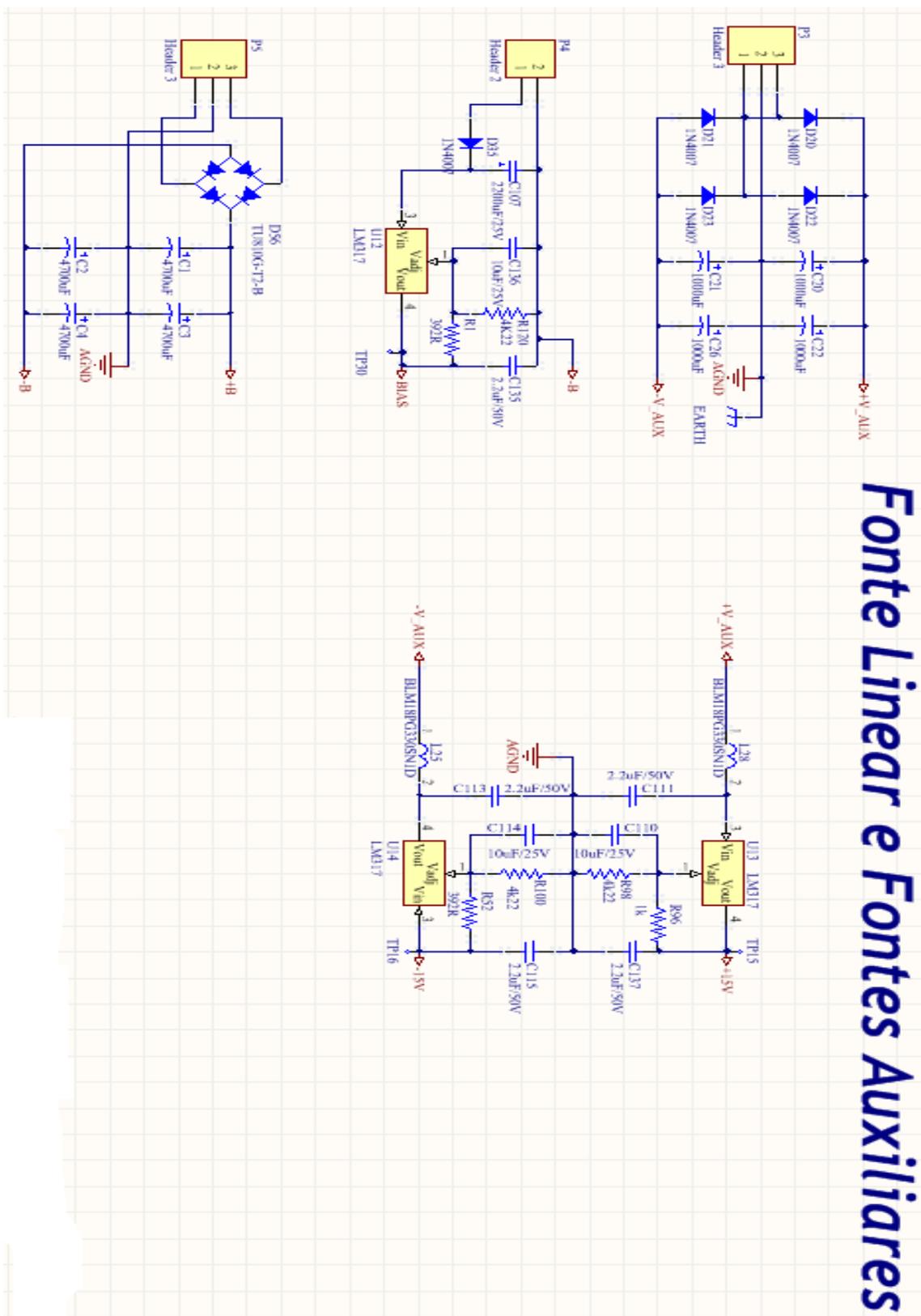
Fonte: Autor

Figura 40: Diagrama esquemático do amplificador classe D – Parte C



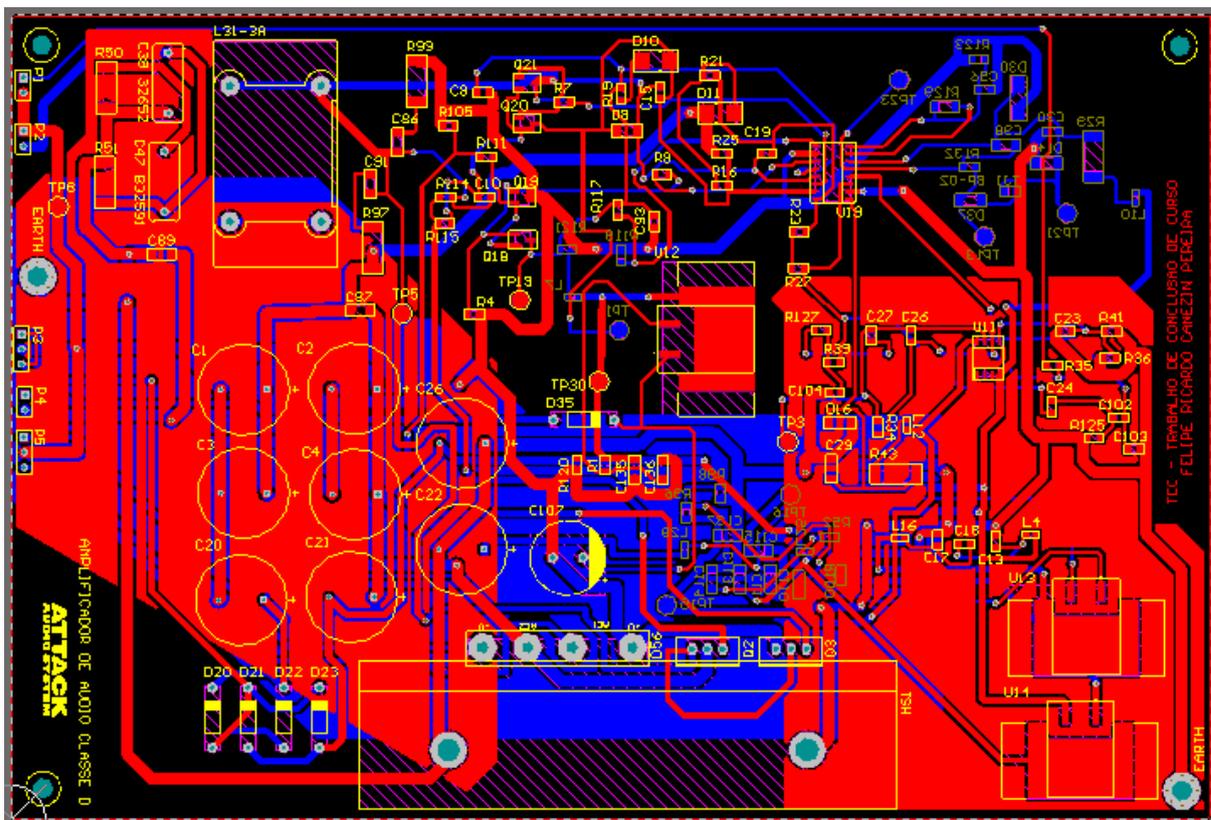
Fonte: Autor

Figura 41: Diagrama esquemático da fontes linear e auxiliares do projeto proposto



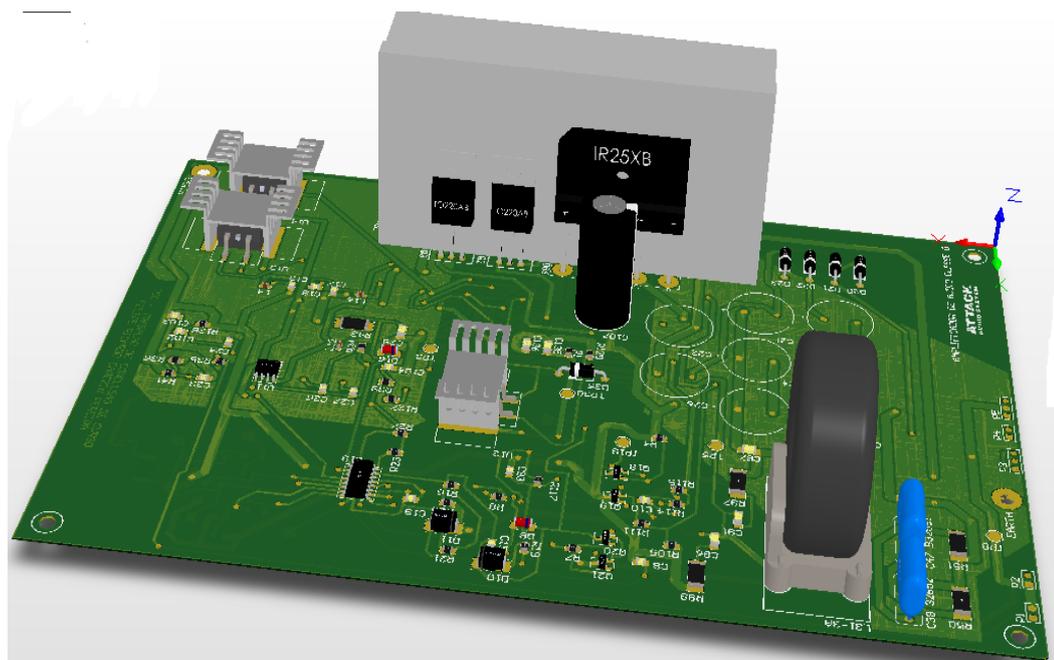
Fonte: Autor

Figura 42: Layout da PCI do projeto proposto em 2D

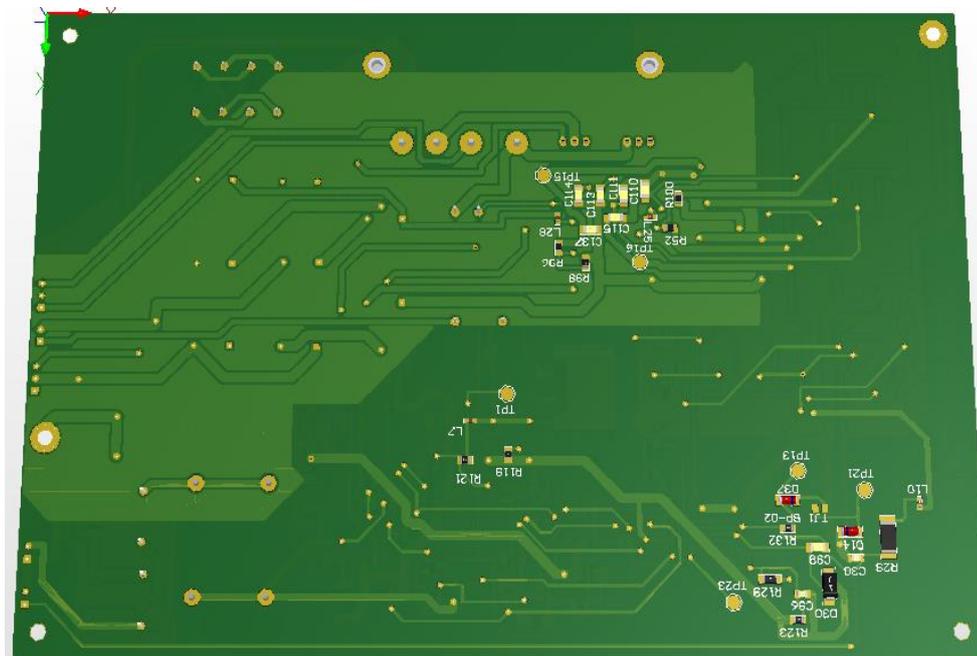


Fonte: Autor

Figura 43: Face superior (top) da PCI do projeto proposto em 3D



Fonte: Autor

Figura 44: Face inferior (*Bottom*) da PCI do projeto proposto em 3D

Fonte: Autor

Por fim, foram realizadas as medições e simulações do projeto proposto, através de equipamentos eletrônicos (osciloscópio, multímetro, gerador de função) e de um analisador de áudio profissional (Audio Precision), descrito mais adiante, para que fossem analisados e especificados os principais parâmetros do amplificador classe D.

Os resultados das simulações serão apresentados, no capítulo 5, em forma de imagens, curvas e tabelas, analisando os circuitos internos do amplificador, bem como externamente por seus terminais de entrada e de saída.

4. DIMENSIONAMENTO DOS PRINCIPAIS COMPONENTES DO PROJETO

Neste capítulo apresenta-se o dimensionamento dos principais componentes que envolvem o projeto do amplificador de áudio classe D proposto.

4.1 Dimensionamento dos Componentes de Modulação PWM

Os componentes que fazem parte do sistema de modulação e determinação da frequência do sinal PWM são: C24, C102, C103 e R125.

O circuito integrado IRS2092 tem a capacidade de operar com uma frequência de até 800 kHz, porém uma frequência de chaveamento muito alta pode trazer imperfeições ao funcionamento do amplificador. Com isso escolheu-se previamente, para os cálculos, o valor de 400 kHz.

No circuito integrado IRS2092, por não ser possível saber qual é o tempo de atraso de propagação do sinal, foi impossível calcular os componentes de modo a alcançar a frequência desejada. Para isto usou-se uma tabela disponível no *datasheet* do CI IRS2092, que contém valores pré-determinados para várias frequências de oscilação.

Então para a frequência de 400 kHz temos:

C24: 2,2 nF

C102: 2,2 nF

C103: 1 nF

R125: 150 Ω

Caso seja necessário algum ajuste na frequência, variar o valor de R125.

4.2 Dimensionamento dos Circuitos de Proteção

O circuito integrado IRS2092 possui dois circuitos de proteção contra sobrecorrente, um para o MOSFET superior e outro para o MOSFET inferior.

A principal vantagem destes circuitos é o fato de não usarem, para o sensoriamento da corrente, os resistores *shunt*. Estes resistores além de causarem uma perda, por efeito joule, podem causar o aparecimento de indutâncias parasitas na PCI, prejudicando o funcionamento do circuito.

O sensoriamento da corrente, pelo circuito integrado, é feito do seguinte modo: quando o MOSFET é comandado a conduzir, é feita a medição da tensão entre *drain* e *source* (V_{DS}) e conhecendo a resistência de condução ($R_{ds(on)}$) do MOSFET se chega a corrente que o está percorrendo. No IRS2092, através de resistores, é feita a configuração da tensão V_{DS} máxima permitida, sem que haja

acionamento da proteção. Assim, quando a tensão máxima é ultrapassada, o capacitor C98 é descarregado. Este capacitor é responsável também pelo tempo de retardo no início de funcionamento do CI. Após isto, se inicia a carga do capacitor. Quando o capacitor alcança certo valor o circuito volta a funcionar. Caso o excesso de corrente persistir o circuito vai ficar neste ciclo de carga e descarga do capacitor C98 e não entrará em funcionamento.

4.2.1 Dimensionamento do circuito de proteção do MOSFET inferior

O monitoramento da tensão entre *drain* e *source*, quando o MOSFET está conduzindo, permite realizar a configuração da corrente máxima permitida no MOSFET inferior. Portanto, levando-se em conta que a resistência de condução do MOSFET IRFB5620 é de aproximadamente 150 mΩ para sua temperatura máxima de operação (175 °C) e a corrente de pico que o percorrerá, I_{DS} , calculada em (28) será de 5 A, escolheu-se como valor mínimo para o acionamento da proteção, I_{trip} , o valor de 6 A.

A tensão de referência para o circuito de proteção, V_{ocset} , deve estar presente no pino 8 (OCSET) do IRS2092 e é calculada em (29). Esta tensão é definida por um divisor resistivo formado por R129 e R123 que tem como tensão de referência 5,1 V fornecido pelo pino 7 (VREF) do IRS2092.

$$I_{DS_{pico}} = \sqrt{\frac{P}{R_l}} \cdot \sqrt{2} = \sqrt{\frac{100}{8}} \cdot \sqrt{2} = 5 \text{ A} \quad (28)$$

Onde:

P = Potência de saída do amplificador (100 W)

R_l = Resistência de carga (8 Ω)

$$V_{OCSET} = I_{trip} \cdot R_{DS(on)} = 6 \cdot 0,15 = 0,9 \text{ V} \quad (29)$$

O valor dos resistores do divisor resistivo é calculado em (30), (31) e (32).

$$R_{123} + R_{129} = 10 \text{ k}\Omega \quad (30)$$

$$R_{123} = \frac{V_{OCSET}}{V_{REF}} \cdot 10 \text{ k}\Omega = \frac{0,9}{5,1} * 10 \text{ k}\Omega = 1,76 \text{ k}\Omega \quad (31)$$

$$R_{129} = 10 \text{ k}\Omega - 1,76 \text{ k}\Omega = 8,24 \text{ k}\Omega \quad (32)$$

Adotando-se um valor comercial que atenda as equações, utilizou-se resistores SMD de valor $R_{123}=1.5 \text{ k}\Omega$ e $R_{129}=8,2 \text{ k}\Omega$. Assim, quando o MOSFET está com sua temperatura de junção próximo a $175 \text{ }^\circ\text{C}$ sua resistência de condução é aproximadamente de $150 \text{ m}\Omega$ e a corrente de disparo da proteção será de 6 A .

4.2.2 Dimensionamento do circuito de proteção do MOSFET superior

Bem como no circuito de proteção do MOSFET inferior, o sensoriamento da corrente no MOSFET superior é feita através da tensão entre *drain* e *source* quando este está em condução. O pino 16 (CSH) do IRS2092 é responsável por monitorar esta tensão. Diferentemente do circuito de proteção anterior, este já estabelece uma tensão de disparo da proteção de $1,2 \text{ V}$, nomeada de V_{thoch} , no pino 16 (CSH), para que a proteção seja acionada.

Fazem parte do circuito de proteção ao MOSFET superior, o diodo D11, e o resistor R16. Para obter $1,2 \text{ V}$ como tensão de disparo da proteção no pino 16 (CSH), necessita-se de um divisor resistivo, mas como se observa através dos cálculos isto não é preciso. A função do diodo D11 é de bloquear a alta tensão que há entre *drain* e *source* quando o MOSFET está bloqueado.

Pela alta frequência que o MOSFET comuta o diodo D11 deve ter um tempo de recuperação reversa pequeno. E, para atender esta exigência o diodo escolhido foi o ES2D, que tem um tempo de recuperação reversa de 20 ns e tensão máxima reversa de 200 V .

Considerando que $R_{16} + R_{21}$ (resistor não existente) seja igual a $10 \text{ k}\Omega$, calcula-se o valor de R16 em (33).

$$V_{THOCH} = \frac{R_{16}}{R_{16} + R_{21}} \cdot (V_{DS} + V_f) \quad (33)$$

$$R_{16} = 10 \text{ k}\Omega \cdot \frac{V_{THOCH}}{(V_{DS} + V_f)} = 10 \text{ k}\Omega$$

Onde:

V_{thoch} : 1,2 V, tensão de disparo da proteção

V_{DS} : tensão máxima entre “drain” e “source” =0,6 V

V_f : Tensão sobre diodo D1 =0,6 V

Como R16 é igual a 10 k Ω , o valor do resistor R21 deve ser de 0 Ω , então não é necessário seu uso. Portanto utilizou-se um resistor SMD de 10 k Ω para R22.

4.2.3 Dimensionamento do circuito de tempo morto

No circuito integrado IRS2092, um bloco de geração interna de tempo morto permite que o usuário selecione o valor ideal entre valores pré-determinados. A seleção é feita através da voltagem do pino 9 (DT) e pode ser obtida facilmente através de um divisor de tensão externo, tendo como tensão de referência V_{cc} , que está presente no pino 12 do CI.

Para este CI existem quatro valores pré-definidos de tempo morto, conforme o *datasheet*, que podem ser escolhidos da seguinte forma:

Tabela 8: Tabela de valores pré-definidos de tempo morto

Tempo Morto	Tensão no pino 9 (DT)
25 ns	Maior que 57% de V_{cc}
45 ns	Entre 36% e 57% de V_{cc}
65 ns	Entre 23% e 36% de V_{cc}
105 ns	Menor que 23% de V_{cc}

Fonte: Autor

Os resistores que fazem parte do divisor resistivo são R117 e R119 e seus valores foram dimensionados a fim de se obter no pino 9 do IRS2092 a tensão de 29 % da tensão V_{cc} , tendo-se um valor de tempo morto de 65 ns. Quanto menor o tempo morto, melhor é a qualidade do sinal de saída, mas deve-se observar que um valor muito baixo aumenta as perdas por comutação e pode permitir ocorrência de um curto-circuito de braço, ou seja, quando os dois MOSFET conduzem ao mesmo

tempo fazendo com que haja um curto-circuito na tensão da fonte ocasionando um pico de corrente que poderia danificar os MOSFETs caso não houvesse o sistema de proteção. O tempo morto ideal será verificado em testes posteriores. Os valores dos resistores R117 e R119 são, respectivamente, 3,3 k Ω e 8,2 k Ω .

4.2.4 Dimensionamento das fontes lineares e auxiliar

O projeto de uma fonte linear tem como objetivo, garantir que a saída do circuito apresente uma tensão contínua pré-determinada de variação da temperatura ambiental ou distúrbios na tensão da rede alternada de alimentação de entrada, independente da corrente de saída, transformando a energia elétrica inicial através de processos específicos realizados por cada bloco. Tal transformação garante a corrente contínua necessária para a maioria dos aparelhos eletrônicos.

A fonte de alimentação é um dispositivo constituído por quatro blocos construtivos de componentes elétricos.

4.2.4.1 Transformador de tensão

Este dispositivo transforma uma corrente alternada senoidal, com uma determinada tensão, numa corrente elétrica senoidal, com uma tensão eventualmente diferente, sendo esta transformação realizada através da ação de um fluxo magnético no acoplamento de dois enrolamentos. Além da transferência de energia, que é feita de uma forma econômica, bem como manter a frequência constante, o transformador é usado para isolar o amplificador (e os usuários) da tensão da rede e reduzir (para alguns equipamentos), a tensão para um nível que o amplificador pode tolerar.

4.2.4.2 Circuito retificador

O retificador permite que uma tensão ou corrente alternada (CA) (normalmente senoidal) do secundário do transformador, seja constante ou transformada, em contínua ondulada (com ripple). Existem vários tipos de

retificadores e métodos complexos para executar projetos, normalmente sendo empregados no circuito diodos e tiristores (estes, amplamente utilizados em retificadores de alta potência). Por simplicidade do projeto das fontes lineares propostas, utilizou-se apenas diodos para os circuitos retificadores.

4.2.4.3 Filtro

Após o processo de retificação, já temos em nosso circuito uma tensão com polaridade definida. Entretanto, seu valor é pulsante (como a tensão senoidal aplicada ao diodo) e, por isso, inadequado para alimentar circuitos eletrônicos os quais precisam de uma tensão de alimentação CC. Sendo assim, são utilizados filtros logo após a retificação de modo a se obter uma tensão mais próxima de uma tensão constante, além de reduzir o valor da componente alternada ao nível aceitável pelo circuito alimentado, de forma que o fator de ondulação (ripple) seja reduzido para o menor possível (no caso ideal, nulo). Os circuitos de filtragem basicamente se aproveitam da capacidade de armazenamento de energia de um capacitor para que ele torne a tensão sobre a carga a mais constante possível.

4.2.4.4 Regulador de tensão

A última etapa da fonte é o regulador. Este dispositivo funciona de forma a linearizar o máximo possível a saída da fonte na tensão desejada. Ou seja, por mais que entre uma tensão pulsante é maior que a desejada na entrada do regulador, este deve apresentar em sua saída um valor constante fixo, e aguentar também variações na corrente da carga e na temperatura.

Para o projeto proposto, a alimentação de energia de todo amplificador realizou-se através de fontes externas (lineares e auxiliares), que atendessem as necessidades de tensão e corrente do amplificador, com tensões simétricas de $\pm 15V$ e $\pm 50V$.

Conectadas nas saídas do enrolamento secundário do transformador, através dos conectores P3, P4 e P5, as fontes de alimentação foram projetadas com os seguintes componentes:

- P3 (fonte simétrica $\pm 15\text{V}$) – 4 diodos 1N4007 (D20, D21, D22 e D23) para a retificação, 4 capacitores de $1000\ \mu\text{F}/35\ \text{V}$ (C20, C21, C22 e C26) para a filtragem, e U13(LM317) e U14(LM337) como reguladores de tensão.
- P4 (fonte auxiliar) – 1 diodo 1N4007 (D35) para a retificação, 1 capacitor de $220\ \mu\text{F}/25\ \text{V}$ (C107) para a filtragem e um regulador de tensão U12 (LM317).
- P5 (fonte simétrica $\pm 50\ \text{V}$) – ponte de diodos TU810G-T2-B (D56) para a retificação e 4 capacitores de $4700\ \mu\text{F}/80\ \text{V}$ (C1, C2, C3 e C4) para a filtragem.

Para a alimentação do circuito integrado IRS2092, internamente, as fontes de alimentação geradas incluem $\pm 5,6\ \text{V}$, VAA, VSS para a parte de processamento analógico, e $\pm 12\ \text{V}$ (VCC) para a alimentação do *driver* do MOSFET inferior. Já para a alimentação do *driver* do MOSFET superior é usado o circuito *bootstrap*, como visto na seção 2.5.

As tensões $\pm 5,6\ \text{V}$, VAA e VSS são reguladas através de diodos zener que estão internamente no IRS2092 e são obtidas a partir das tensões da fonte $\pm 50\ \text{V}$, +B e -B, através dos resistores. A corrente máxima permitida de VAA e VSS é de máximo 20 mA e valor nominal de 10 mA.

4.2.5 Dimensionamento do filtro de saída

Primeiramente deve ser definida a largura de banda ou resposta em frequência desejada. Com o valor da frequência máxima a ser amplificada, pode-se especificar a frequência de corte do filtro de saída. Para o projeto realizado deseja-se obter resposta plana em toda a faixa considerada audível, então tem-se como limite superior, 20 kHz e pode-se definir a frequência do pólo ressonante do filtro de saída como sendo:

$$f_c = 40\ \text{kHz}$$

Pode-se, então, definir a frequência de chaveamento dos transistores tal que seja facilmente filtrada e que não ofereça grandes problemas de implementação prática. No caso utilizou-se, para os cálculos, uma frequência de chaveamento com valor em uma década acima da frequência ressonante do par LC de saída ($f_s=400\ \text{kHz}$).

O filtro de saída é composto por um capacitor e um indutor, C38 e L16.

O indutor L16 deve ser específico para a alta frequência de comutação e compatível com a corrente que deverá percorrê-lo, tendo sua resistência ôhmica a mais baixa possível.

Utilizando-se como dado de entrada para o projeto do filtro o fator de amortecimento $\xi = 0,6$, pode-se então calcular o valor do indutor e do capacitor, uma vez que a impedância de carga é conhecida e considerada resistiva de valor $R_l = 8 \Omega$.

Com o conhecimento destes valores pode-se calcular, então, o valor do capacitor C38, em (34):

$$C_f = \frac{1}{R_l \cdot 2 \cdot \xi \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c} = 414,5 \text{ nF} \quad (34)$$

Com o valor do capacitor calculado, foi então obtido o valor do indutor, em (35):

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} = 38,1 \mu\text{H} \quad (35)$$

Para o projeto proposto foram utilizados um capacitor e um indutor de valores comerciais, com valores de 330 nF e 31 μH , respectivamente.

5. RESULTADOS

Através dos testes de desempenho e do funcionamento do projeto proposto, foi possível obter as medidas que caracterizam a análise de qualidade sonora. Assim, depois de projetado e montado, o protótipo foi testado em laboratório e analisado através do Audio Precision, um analisador de áudio modular de dois canais de alto desempenho.

O Audio Precision se trata de um instrumento de teste e medição usado para quantificar, de forma objetiva, o desempenho de áudio de dispositivos eletrônicos e eletro-acústicos. As medições de qualidade de áudio estendem uma grande variedade de parâmetros, incluindo nível, ganho, ruído, harmônica, distorção, resposta de frequência, fase relativa de sinais, e muito mais.

5.1 Sensibilidade

O parâmetro de sensibilidade, para o amplificador projetado, indica o nível de sinal de entrada que deve ser injetado, para que o mesmo consiga atingir à potência de $100 W_{RMS}$.

Amplificadores considerados muito sensíveis (0,5 V) costumam aumentar o ruído do sistemas e são chamados de duros. Já os menos sensíveis (1,5 V), exigem maior esforço do estágio de saída ou do pré em que estão amplificando (PIRES, 2010).

A Figura 45, mostra a tensão de entrada necessária, para que o amplificador possa alcançar à potência de $100 W_{RMS}$.

Para conseguir tal medida, inicialmente ajustou-se o gerador de áudio na frequência de 1 kHz, e utilizou-se, para a carga, um alto falante de 8 Ω .

Figura 45: Valor da tensão aplicada na entrada do amplificador para alcançar a potência desejada



Fonte: Autor

Portanto, verifica-se que a sensibilidade do amplificador é de 1,6V, ou seja, pouco sensível.

A expressão (36) apresenta o ganho do amplificador.

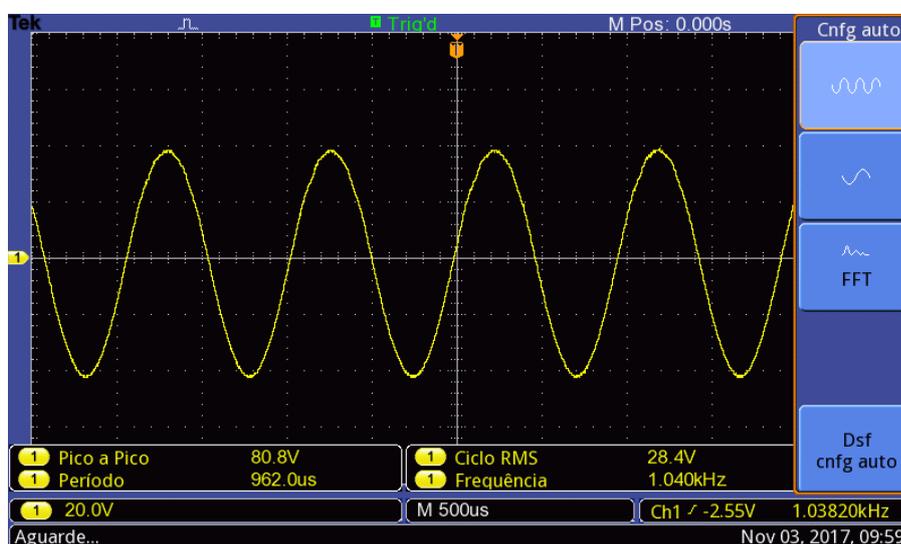
$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{28,4}{1,6} = 17,75 V_{RMS} \quad (36)$$

5.2 Potência

A medida de potência foi realizada com as mesmas condições mencionadas na medida de sensibilidade, ou seja, com uma frequência de 1 kHz, e com uma resistência na carga de 8 Ω .

Para se calcular a potência de um amplificador de áudio, comumente utiliza-se a equação (37). Como mostra a Figura 46, foi obtida a tensão de saída do amplificador projetado, com o auxílio de um osciloscópio. Efetuando os devidos cálculos, chega-se à potência de 100 W_{RMS} .

Figura 46: Potência



Fonte: Autor

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R_l} = \frac{28,4^2}{8\Omega} = 100,82 W_{RMS} \quad (37)$$

5.3 Eficiência

O cálculo de eficiência do amplificador projetado, foi realizado com uma frequência de 1 kHz e uma carga de 8 Ω na saída.

Pela tensão nos terminais da carga conseguiu-se obter a potência que chega no ato falante. Então mediu-se a corrente consumida na fonte e se obteve a potência entregue ao circuito. Assim, a eficiência é a relação entre ambas potências.

A Tabela 9 apresenta os dados medidos para o cálculo da eficiência.

Tabela 9: Rendimento

Potência de saída (W_{RMS})	Potência de entrada (fonte) (W_{RMS})	Eficiência ou Rendimento (%)
100	103,5	96,6
90	97,5	92,3
80	87,5	91,4
70	75	93,3
60	62,7	95,7
50	53,5	93,4
40	43,5	91,7
30	34	88,2
20	22,8	87,7
10	13,5	74,1

Fonte: Autor

Como pode-se observar, de um amplificador classe D, a eficiência ficou elevada, alcançando em média 90,4 %.

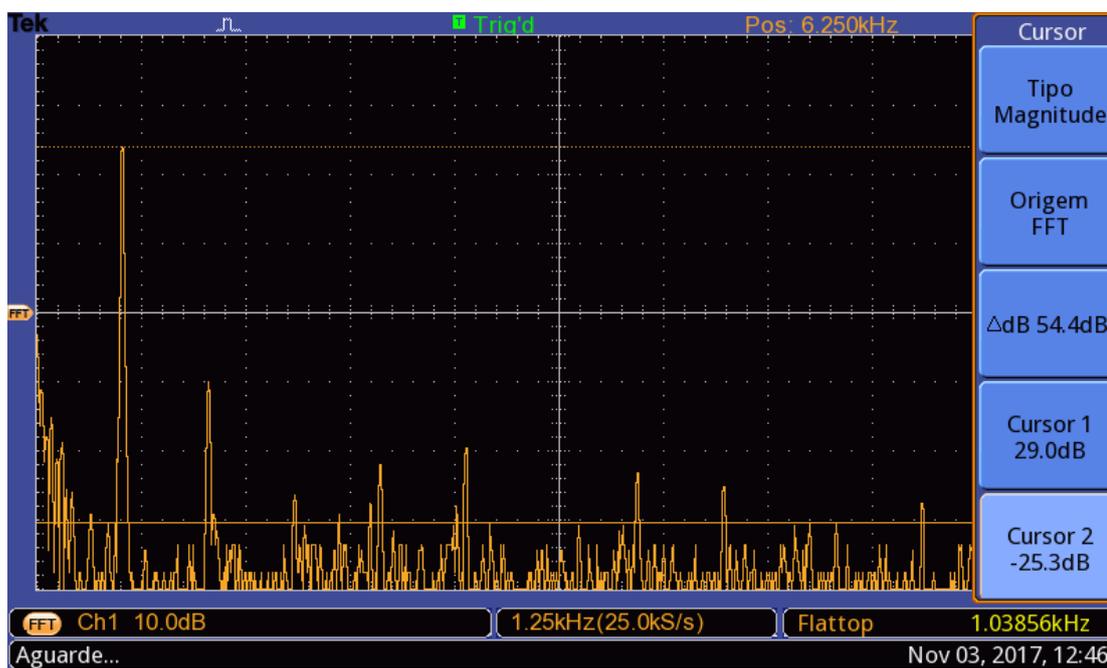
5.4 Relação Sinal/Ruído

Este parâmetro mostra a qualidade do amplificador em relação ao ruído. Se o que interessa é o sinal, quanto menor o ruído, melhor.

Então, quanto maior a relação sinal/ruído, melhor será o amplificador em relação ao ruído.

A Figura 47 a seguir, mostra a FFT do sinal de 1 kHz na saída de potência do amplificador, no valor de 100 W_{RMS} . Através dos cursores foi medido o nível de tensão, em dB, do sinal de 1 kHz e do nível de ruído presente. O valor da diferença entre os dois sinais é a relação sinal/ruído do amplificador na potência desejada.

Figura 47: FFT do sinal de 1kHz na saída da potência do amplificador



Fonte: Autor

O valor da relação sinal/ruído deste amplificador na potência de $100 W_{RMS}$ é de 54,4 dBv.

5.5 Resposta em Frequência

Diferentemente da medida de potência, em que se realiza em um única frequência, a resposta em frequência analisa o comportamento de um amplificador em toda a faixa audível, fazendo uma varredura para medir o ganho e a fase do mesmo de 20 Hz à 20 kHz.

Assim, a resposta em frequência do amplificador projetado será mostrado na sequência, com o objetivo de verificar o comportamento do mesmo em toda a faixa de frequência audível.

5.6 Magnitude

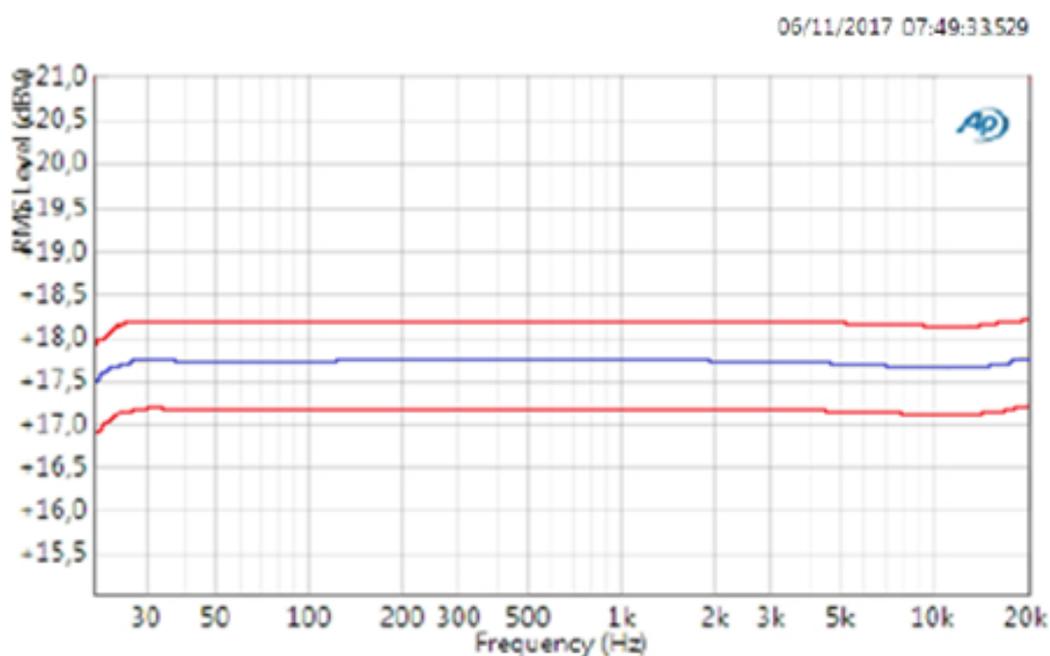
A magnitude é representada pela relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída do amplificador. A resposta em frequência da magnitude é especificada a uma determinada potência, neste caso da potência máxima e após ter-se atingido o

regime térmico, para cada medição. Normalmente, expressão (38), o valor do ganho é expresso em dB.

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(G_{dB}) \quad (38)$$

Na Figura 48, com o auxílio do Audio Precision, pode-se observar a resposta em frequência da magnitude. A curva azul representa a resposta em frequência da magnitude do amplificador proposto. As curvas vermelhas representam a resposta em frequência da magnitude limitadas um 0,5 dB acima e 0,5 dB abaixo.

Figura 48: Resposta em frequência da magnitude



Fonte: Autor

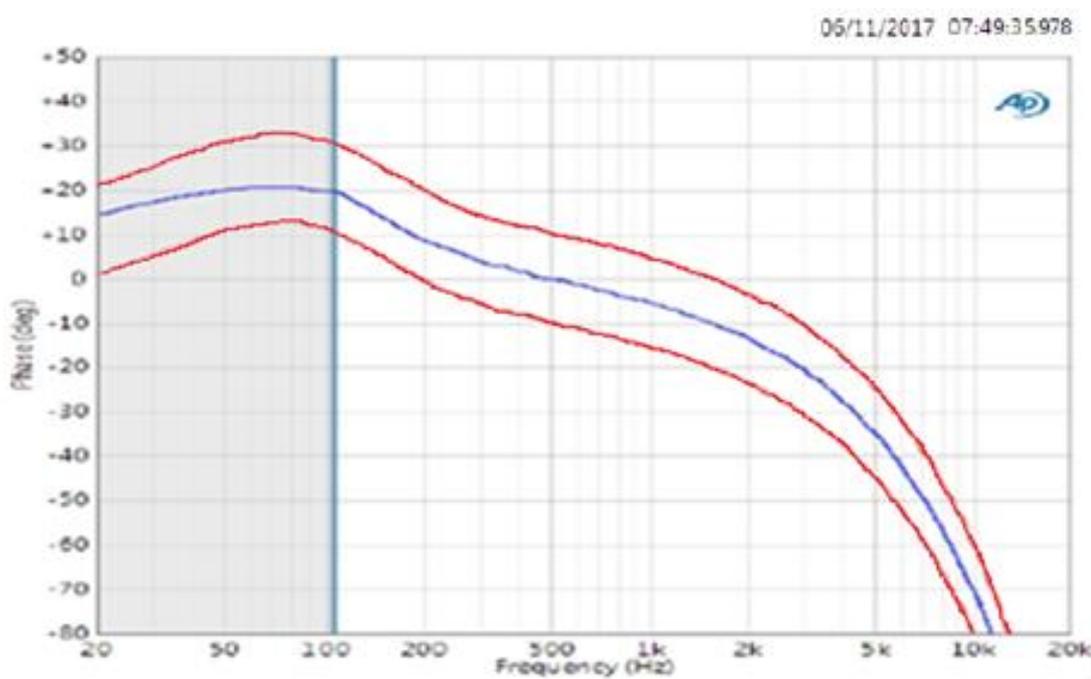
Idealmente, sempre é desejável que a resposta em frequência da magnitude seja a mais plana possível na faixa audível. Na Figura 47 verifica-se que, nesse caso, a forma do gráfico de resposta em frequência, curva azul, se comportou plana de 50 Hz à 10 kHz, em seguida teve um ligeiro aumento. Portanto, mostrou-se uma curva muito semelhante com a esperada de um amplificador classe D, visto na seção 2.3.

5.7 Fase

A resposta em frequência da fase deve ser especificada sob as mesmas condições que resposta em frequência da magnitude.

A Figura 49 mostra o gráfico com a resposta em frequência da fase do amplificador projetado, com o auxílio do Audio Precision.

Figura 49: Resposta em frequência da fase



Fonte: Autor

Fazendo uma comparação com a forma do gráfico de resposta em frequência de fase esperada de um amplificador classe D, da seção 2.3, à curva azul da Figura 49 é bastante similar.

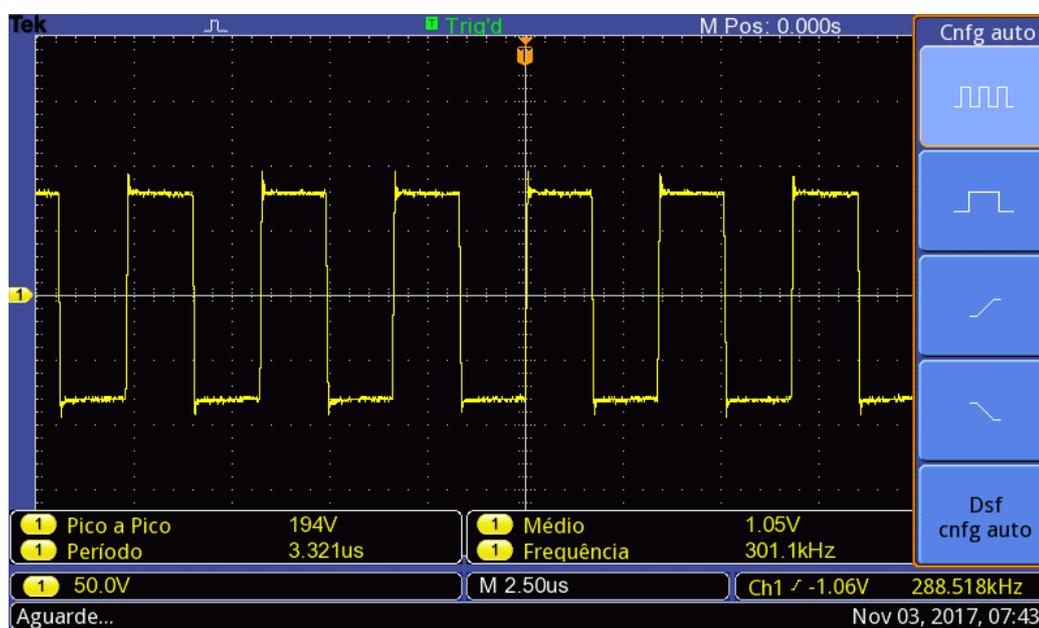
As medidas foram feitas até a frequência 20kHz e não se observou o comportamento da fase para frequências superiores, mas é esperado que a mesma tenha um valor negativo, tanto por influência da resposta do amplificador como pela influência do filtro LC de saída.

Por apresentar um amortecimento baixo, o filtro LC tem um comportamento de influenciar a fase de maneira mais abrupta, ou seja, sua influência é mais sentida quando está mais próximo da frequência de corte.

5.8 Frequência de comutação máxima dos transistores

Atingiu-se a frequência máxima de chaveamento sem inserir nenhum sinal de entrada. Assim, mediu-se a forma de onda do sinal PWM antes de passar pelo filtro de saída. Como pode ser observado na Figura 50, na prática, atingiu-se a frequência máxima de comutação em torno de 300 kHz.

Figura 50: Forma de onda do sinal PWM antes de passar pelo filtro passa baixa de saída



Fonte: Autor

5.9 Distorção harmônica (THD)

Para visualizar o comportamento do amplificador classe D projetado em relação à distorção, utilizou-se o Audio Precision. Com o auxílio do analisador de áudio, o valor da distorção harmônica mais o ruído obtido, como mostra a Figura 51, foi de 0,06726 %.

Figura 51: Distorção Harmônica Total oferecida pelo Audio Precision

THD+N Ratio (06/11/2017 09:49:19.396)			
Channel	Lower Limit	Value	Upper Limit
HIGH	--- %	0,067267 %	0,300000 %

Fonte: Autor

5.10 Especificações do amplificador proposto

Depois de realizados todos os testes de desempenho e feitas as medidas necessárias pode-se especificar as características gerais do amplificador projetado. Tais características foram organizadas na Tabela 9.

Tabela 10: Especificação das características gerais do amplificador proposto

ESPECIFICAÇÃO	RESULTADOS	CONDIÇÕES
Tensões de alimentação	$\pm 15 \text{ V}$ e $\pm 50 \text{ V}$	Potência de saída $100 W_{RMS}$ e sinal de frequência de 1 kHz
Impedância na carga	8Ω	
Frequência de comutação máxima	300 kHz	Potência de saída $100 W_{RMS}$ e sinal de frequência de 1 kHz
Ganho de tensão (Sensibilidade)	17,75	Potência de saída $100 W_{RMS}$ e sinal de frequência de 1 kHz
Potência de saída	$100 W_{RMS}$	Potência de saída $100 W_{RMS}$ e sinal de frequência de 1 kHz
Eficiência	90,4 %	Potência de saída $100 W_{RMS}$ e sinal de frequência de 1 kHz

THD (%)	0,067267 %	Potência de saída 100 W_{RMS} e sinal de frequência de 1 kHz
Relação Sinal/Ruído	54,4 dBv	Potência de saída 100 W_{RMS} e sinal de frequência de 1 kHz

Fonte: Autor

6. CONCLUSÃO

Este trabalho apresenta um estudo e a implementação de um amplificador classe D utilizando tecnologia montada em superfície. O estudo começa por uma revisão bibliográfica das diferentes classes de amplificadores de áudio, contendo uma breve explicação de cada uma, seguindo para uma detalhada explicação do amplificador enfatizado pelo trabalho, bem como dos tipos de componentes SMD encontrados atualmente e suas respectivas nomenclaturas.

Ao decorrer do trabalho nota-se a complexidade em projetar os principais componentes do circuito, existem muitas soluções oferecidas no mercado de amplificadores, atualmente, que integram grande parte do circuito em um só encapsulamento. Isto torna evidente, dentro deste aspecto, o aumento do desenvolvimento de produtos utilizando estas soluções. Verifica-se também que o CI IRS2092 é uma boa e simplificada alternativa de se implementar um amplificador classe D.

O circuito do amplificador proposto tem seu funcionamento comprovado através de diversas simulações, bem como da implementação prática de um protótipo. Com todo o circuito funcionando adequadamente, foi realizado uma análise, especificando os parâmetros do mesmo.

Com isso, foi possível comparar os parâmetro práticos e teóricos de um amplificador classe D. Assim, observou-se que o protótipo alcançou os parâmetros esperados desta classe de amplificação e obteve uma boa qualidade sonora.

7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Em relação aos amplificadores de áudio classe D, devido ao seu alto rendimento, às características de portabilidade dos modernos dispositivos de mídia, e a constante inovação em tecnologias de semicondutores, os mesmos vem ganhando cada vez mais espaço entre as aplicações de áudio.

Em relação à SMT, esta tecnologia já é uma realidade, devido à tendência contínua de "miniaturização" dos circuitos. Hoje, a tecnologia SMD é amplamente utilizada, porém apenas pelos fabricantes de ponta, uma vez que é necessário grandes investimentos em pesquisa e tecnologia para adotá-la. De imediato é óbvio concluir que, independente de outros fatores, a manutenção destas placas ficou bem mais complicada. No entanto, sua confiabilidade aumentou em relação à tecnologia convencional.

Assim, associando os conceitos de amplificação classe D e a montagem SMT, o projeto proposto apresentou um bom desempenho, incluindo uma eficiência energética superior à 90% e níveis de THD consideráveis para equipamentos de alta fidelidade, que podem ser alcançados com um bom design de projeto. Além disso, o protótipo comportou-se dentro dos parâmetros esperados de um amplificador classe D.

REFERÊNCIAS

BESSANT, Jonh; TIDD, Joe; PAVITT, Keith. **Gestão da inovação**. Porto Alegre, v. 3, 2008.

BERKHOUT, Marco; DOOPER, Lûtsen. **Class-D audio amplifiers in mobile applications**. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, v. 57, n. 5, p. 992-1002, 2010.

BORTONI, Rosalfonso. **Amplificadores de potência**. Encontro de Sistemas de Áudio-STUDIO R/SELENIUM Disponível em <http://www.dee.ufcg.edu.br/~gutemb/AmplificadorPotencia.pdf>. Acesso em, v. 9, 1999.

BRAGA, Newton C.; **O que você precisa saber sobre Montagens SMD (ART561)**, Instituto Newton C. 2014. Disponível em:
<<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/electronica/52-artigos-diversos/4114-art561>>. Acesso em: 28 abril 2017..

CANÔNICO, Rodolfo Barreto. **Amplificador de áudio tipo classe D, resposta em frequência 20 Hz a 20kHz, alta fidelidade e modulação multiplexada**. 2011. Dissertação (Mestrado Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, Londrina.

“**Class D Audio Amplifiers Basics**”: International Rectifier Application Note. Disponível em:< www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial2.pdf> Acesso em: 23 maio 2017.

DA SILVA, Cesar Henrique José. **Indústria eletrônica no brasil: avaliação de algumas de suas influências ambientais com ênfase na questão energética**. 2007. Tese de Doutorado. Universidade Metodista de Piracicaba.

DA SILVA, Fabio VR et al. **Class D Amplifier for Subwoofer**. Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica, v. 20, n. 4, p. 502-509, 2009.

DA SILVA, Macáliston Gonçalves. **Jidoka: conceitos e aplicação da automação em uma empresa da indústria eletrônica. Revista ESPACIOS**| Vol. 37 (Nº 02) Año 2016, 2016.

FARIA, D. R. D. M. **Conceitos Básicos de Componentes SMD**, 2014. Disponível em: <<http://docplayer.com.br/5123198-Conceitos-basicos-de-componentes-smd-eng-decio-renno-de-mendonca-faria.html>>. Acesso em: 08 abril 2017.

FERNANDES, D. **Entenda mais sobre os segredos dos Amplificadores de Áudio**. SomBox Áudio e Eletrônica, 2011. Disponível em: <<http://sombbox.com.br/amplificadores/entenda-mais-sobre-os-segredos-dos-amplificadores-de-audio/>>. Acesso em: 15 maio 2017.

HEERDT, Frank Weiner et al. **Amplificadores chaveados para aplicações em áudio**. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal Santa Catarina. Florianópolis. 1997.

IRFB5620 - Infineon Technologies. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/irfb5620pbf.pdf?fileId=5546d462533600a4015356167d611e4a>>. Acesso em: 10 maio de 2017.

IRS2092 - Infineon Technologies. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/irs2092.pdf?fileId=5546d462533600a401535675f1be2790>>. Acesso em: 20 maio de 2017.

JOSHI, Sridhar; SENSARMA, Parthasarathi. **Class D audio amplifier with hybrid control**. In: Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015. 9th International Conference on. IEEE, 2015. p. 182-189.

MALVINO, Albert P.; BATES, David J. **Eletrônica-Vol. 2: 8ª Edição**. McGraw Hill Brasil, 2016.

MUNZ, Steve. **Slew Rate in Audio Amplifiers - What Does it Mean?**, 2013.
Disponível em: <<http://www.audioholics.com/audio-amplifier/amplifier-slew-rate>>.
Acesso em: 17 maio de 2017.

PIRES, Francisco José Amorim. **Amplificador de áudio classe D**. 2010. Disponível em: <<https://repositorio-aberto.up.pt/bitstream/10216/59390/1/000142641.pdf>>
Acesso em: 08 maio 2017.

PORTER, Michael E. **Competição: estratégias competitivas essenciais**.
Gulf Professional Publishing, 1999.

PRASAD, Ray. **Surface mount technology: principles and practice**. Springer
Science & Business Media, 2013.

SCHWAAB, Edison; **Amplificador, estudo e implementação de um de áudio classe D**. UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA UDESC CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS CCT ENGENHARIA ELÉTRICA. 2012.

ROBERT, L. BOYLESTAD; NASHESKY, LOUIS. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 11ª Edição. 2013.

SUAREZ, Fernando F.; CUSUMANO, Michael A.; FINE, Charles H. **An empirical study of manufacturing flexibility in printed circuit board assembly**. Operations research, v. 44, n. 1, p. 223-240, 1996.

TAVARES, Cláudio Alexandre Pinto. **Interface do Amplificador Classe D com Alto-falante: Estudo e modelagem. Forma de interação destas unidades para integração em caixas ativas**. 2010. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Minas Gerais.

WIERZBINSKI, S. **SMD (Surface mounted devices) repair**. International Atomic Energy Agency Instrumentation Unit, 1999.

