



**INSTITUTO
FEDERAL**
Amazonas

**INSTITUTO FEDERAL DO AMAZONAS
CAMPUS MANAUS DISTRITO
INDUSTRIAL**

CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM ELETRÔNICA INDUSTRIAL

GIOVANNE CAVALCANTE SANTOS

**DESENVOLVIMENTO E CARACTERIZAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D
DE MÉDIA POTÊNCIA**

MANAUS – AM

2021

GIOVANNE CAVALCANTE SANTOS

**DESENVOLVIMENTO E CARACTERIZAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D
DE MÉDIA POTÊNCIA**

Monografia apresentada ao Instituto Federal do Amazonas – IFAM, como requisito parcial para a obtenção do título de Tecnólogo no curso de Tecnologia em Eletrônica Industrial.

Orientador: Esp. Ewerton Andrey Godinho Ribeiro.

MANAUS – AM

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

S237d Santos, Giovanne Cavalcante.

Desenvolvimento e caracterização de um amplificador classe D de média potência. / Giovanne Cavalcante Santos. – Manaus, 2021.
72f. ; il. color.

TCC (Graduação em Tecnologia Eletrônica Industrial) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Amazonas, *Campus* Manaus Distrito Industrial, 2021.

Orientador: Prof. Esp. Ewerton Andrey Godinho Ribeiro

1. PWM. 2. Classe D. 3. Amplificador de áudio. I. Ribeiro, Ewerton Andrey Godinho (Orient.) II. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Amazonas. III. Título.

CDD 621.381

Elabora por Fc^a. Amélia Frota, registro n.858 (CRB11)

GIOVANNE CAVALCANTE SANTOS

**DESENVOLVIMENTO E CARACTERIZAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D
DE MÉDIA POTÊNCIA**

Trabalho de Conclusão de Curso
aprovado como requisito necessário
para obtenção do título de Tecnólogo
no curso de tecnologia em eletrônica
industrial do Instituto Federal do
Amazonas - IFAM

Banca Examinadora:



Prof. Esp. Ewerton Andrey Godinho Ribeiro (Orientador)
Instituto Federal do Amazonas - IFAM



Prof. Msc. Luiz Carlos da Silva Garcia Junior
Instituto Federal do Amazonas - IFAM



Prof. Esp. Celso Souza Cordeiro
Instituto Federal do Amazonas - IFAM

Manaus, 9 / 08 / 2021

Dedico a minha família, que me deu suporte e incentivo nesta caminhada.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por estar presente em minha vida, guiando meus passos, e me dando força e saúde para que eu sempre continue lutando em busca da realização dos meus sonhos.

Ao orientador do trabalho, pela atenção e apoio necessários para me conduzir o conhecimento, e liberdade para a elaboração deste trabalho.

A meus pais Francisco e Arlene, por não medirem esforços e me apoiarem no que foi necessário.

A todos que de certa forma contribuíram com boas palavras para esta importante conquista.

RESUMO

O presente trabalho apresenta a elaboração e análise de um amplificador classe D, para realizar a amplificação foi utilizado o circuito integrado IRS2092 da IOR - *Infineon Technologies*, capaz de gerenciar, modular e amplificar os sinais exigindo apenas uma boa escolha dos componentes de alimentação e monitoração dos sinais, exigindo também uma boa seleção dos transistores de chaveamento e um adequado filtro passivo para a demodulação. Desta forma foi projetado um amplificador capaz de entregar uma potência de 40W em carga resistiva com uma baixa distorção harmônica, inferior a 0,8% podendo ser comparável com amplificadores lineares, porém, com uma eficiência superior a 90% valor comum para amplificadores classe D. No trabalho são calculados os valores de componentes que se adequem às sequencias de testes. Para então chegar nestes resultados foi produzida uma sintetização do funcionamento de cada etapa do amplificador utilizando componentes comercialmente acessíveis, fez-se o uso de uma modulação auto oscilante que possui uma ótima qualidade sonora, além de tornar menor o circuito reduzindo seu custo. Por fim montou-se o amplificador com o objetivo de realizar medições e testes de forma a validar o funcionamento e especificar características praticas.

Palavras-Chave: PWM. Classe D. Amplificador de Áudio.

ABSTRACT

The present work presents the creation and analysis of a class D amplifier, to carry out the amplification, the integrated circuit IRS2092 from IOR - Infineon Technologies was used, capable of managing, modulating and amplifying the signals, requiring only a good choice of power and monitoring components. It also requires a good selection of switching transistors and a suitable passive filter for demodulation. Thus, an amplifier capable of delivering a power of 40W in a resistive load with low harmonic distortion, less than 0.8%, was designed, being comparable to linear amplifiers, but with an efficiency greater than 90%, common value for class amplifiers D. In the work, the values of the components that fit in the test sequences are calculated. To arrive at the results, a synthesis of the functioning of each amplifier stage was made using commercially components, using an automatic oscillating modulation that has an excellent sound quality, besides making the circuit smaller within its cost. Finally, the amplifier was assembled to carry out the specifications and tests in order to validate the operation and practical specifications.

Keywords: PWM. Class D. Audio Amplifier.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Diagrama Classe A.....	16
Figura 2 - Diagrama classe B.....	17
Figura 3 - Configuração Push-Pull de Classe B com Distorção de Crossover	17
Figura 4 - Amplificador push-pull com polarização em diodo espelho de corrente para eliminar a distorção de cruzamento	18
Figura 5 - Etapa de saída operando em classe G.....	19
Figura 6 - Etapa de saída operando em classe H.....	20
Figura 7 - Princípio do amplificador classe I.....	21
Figura 8 - Kingrex T20.....	22
Figura 9 - Etapa de saída operando em classe D.....	23
Figura 10 - Slew Rate (Taxa de crescimento).....	27
Figura 11 - Resposta de reprodução de um sistema na banda de frequência audível.	28
Figura 12 - Topologia Half-Bridge.....	31
Figura 13 - Topologia Full-Bridge.....	32
Figura 14 - Modulação PWM.....	33
Figura 15 - Diagrama elementar do circuito auto oscilante.....	34
Figura 16 - Resumo das capacidades dos dispositivos semicondutores de potência.	35
Figura 17 - Atuação do filtro de segunda ordem LC.....	37
Figura 18 - Esquemático do amplificador elaborado.....	39
Figura 19 - Diagrama de blocos do IRS2092.....	41
Figura 20 - Layout PCB em 3D.....	53
Figura 21 - Disposição dos componentes em vista superior.....	54
Figura 22 - Layout com vista inferior das trilhas.....	54
Figura 23 - Placa física já montada do amplificador classe D.....	55
Figura 24 - Forma de onda da portadora.....	56
Figura 25 - Saída a 121.4kHz.....	57
Figura 26 - Saída a 371.1kHz.....	57

LISTA DE FIGURAS

Figura 27 - Saída a 792kHz.....	58
Figura 28 - Cursor no primeiro harmônico em 1kHz.....	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - TEMPO MORTO.....	47
Tabela 2 - THD em função do PWM e do TEMPO MORTO.....	61
Tabela 3 - Especificações dos parâmetros do amplificador.....	62

LISTA DE GRÁFICO

Gráfico 1 - Relação da Eficiência x Potência.....	60
---	----

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	12
1.1. JUSTIFICATIVA.....	12
1.2. OBJETIVOS.....	13
1.1.1. Objetivo Geral.....	13
1.1.2. Objetivos Específicos.....	13
1.2. METODOLOGIA.....	13
1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO.....	14
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	15
2.1. CLASSES DE AMPLIFICAÇÃO MAIS APLICADAS NO ÁUDIO.....	15
2.2. AMPLIFICADOR CLASSE A.....	16
2.3. AMPLIFICADOR CLASSE B.....	16
2.4. AMPLIFICADOR CLASSE AB.....	18
2.5. AMPLIFICADOR CLASSE G.....	19
2.6. AMPLIFICADOR CLASSE H.....	20
2.7. AMPLIFICADOR CLASSE I.....	20
2.8. AMPLIFICADOR CLASSE T.....	21
2.9. AMPLIFICADOR CLASSE D.....	22
2.10. PARÂMETROS ELEMENTARES DOS AMPLIFICADORES DE ÁUDIO.....	23
2.10.1. Potência RMS.....	24
2.10.2. THD - Distorção Harmônica Total.....	24
2.10.3. THD+N (Distorção Harmônica Total + Ruído).....	25
2.10.4. Relação Sinal/Ruído.....	26
2.10.5. Slew Rate - Taxa de variação do sinal.....	27
2.10.6. Resposta em frequência.....	28
2.10.7. Fator de amortecimento.....	28
3. AMPLIFICADOR CLASSE D.....	31
3.1. TOPOLOGIAS: MEIA PONTE (HALF-BRIDGE) E PONTE COMPLETA (FULL- BRIDGE)	31
3.2. MODULAÇÃO.....	32
3.2.1. PWM e Auto-Oscilante.....	33
3.3. ESCOLHA DE INTERRUPTORES.....	34
3.4. FILTRO DE SAÍDA.....	36
4. DIMENSIONAMENTO E ARRANJO DE COMPONENTES.....	39
4.1. CONTROLADOR DRIVER IR2092.....	39

4.1.1. Descrição dos pinos do IRS2092.....	40
4.1.2. MOSFET.....	41
4.1.3. Cálculo das perdas no MOSFET.....	42
4.1.4. Dimensionamento do circuito de modulação PWM.....	44
4.1.5. Dimensionamento da fonte de alimentação.....	44
4.1.6. Dimensionamento dos Capacitores Desacoplamento e Filtragem.....	44
4.1.7. Fontes Auxiliares.....	45
4.1.8. Dimensionamento do Capacitor de Temporização.....	46
4.1.9. Dimensionamento do circuito de tempo morto (<i>Dead Time</i>).....	47
4.1.10. Circuito de Proteção.....	48
4.1.11. Dimensionamento do Circuito de Proteção do MOSFET superior.....	49
4.1.12. Dimensionamento do Circuito de Proteção do MOSFET Inferior.....	49
4.1.13. Dimensionamento do Capacitor, Resistor de Entrada e Resistor de Gate.....	51
4.2. ELABORAÇÃO DO FILTRO DE SAÍDA.....	52
5. MATERIAIS E MÉTODOS.....	53
5.1. ELABORAÇÃO E TESTES DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	53
6. RESULTADOS OBTIDOS.....	56
6.1. FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO GERADOR PWM.....	56
6.1.1. Ganho do amplificador.....	58
6.1.2. Potência de saída máxima em RMS.....	59
6.1.3. Eficiência em função da potência.....	59
6.1.4. THD em função do PWM e do TEMPO MORTO.....	60
6.2. ESPECIFICAÇÕES GERAIS.....	61
7. CONCLUSÃO.....	63
REFERÊNCIAS.....	64
APÊNDICE A.....	68
ANEXO A.....	70

1. INTRODUÇÃO

Amplificadores classe D são circuitos eletrônicos dedicados à amplificação de sinais elétricos através do chaveamento de transistores em alta frequência, formando uma modulação variável do pulso. Por seu tamanho reduzido, complexidade, eficiência e custo baixo para um processo final em comparação a outras topologias, o amplificador classe D ganha o espaço das obsoletas e usuais tecnologias. Busca-se atualmente com a melhoria do mercado de semicondutores, a eficiência de equipamentos de amplificação de sinais de áudio, de forma a não comprometer a qualidade audível mantendo uma boa eficiência global.

As topologias mais utilizadas até hoje, são de amplificadores que trabalham com estágios lineares devido a baixa complexidade e bom desempenho para aplicações em áudio profissional, pois apresentam baixa distorção e ruído de linha ínfimo, em contrapartida possuem desvantagem em relação ao peso excessivo, baixo rendimento, e a necessidade de circuitos com fontes de corrente o que deixa o projeto oneroso.

No entanto, mesmo com a presença dos amplificadores lineares há décadas no mercado, os amplificadores classe D tomaram rápido o lugar nas aplicações eletrônicas mais diversas, como em TV'S, Notebooks, home theate e módulos automotivos.

O amplificador classe D a ser abordado propõe manter a integridade das características do sinal de entrada compreendendo uma faixa de reprodução o mais linear possível tendo como base as características de qualidade audível de um bom amplificador linear.

1.1. JUSTIFICATIVA

Amplificadores HI-END ou de alta fidelidade tem características de áudio únicos, todavia, o mercado dos amplificadores lineares está sendo substituído rapidamente por amplificadores chaveados.

Esta substituição é diretamente ligada a baixa perda global de energia, baixo peso e custo de montagem moderados. Quando se trata do áudio produzido pelos amplificadores classe D, são tomados como base de

lineares. Estes possuem baixa distorção harmônica entregando um som limpo, se comparado aos amplificadores classe D mais populares.

Todavia audiófilos e músicos com a audição mais apurada, ainda preferem os amplificadores valvulados, ou os amplificadores transistorizados operando em região linear devido sua qualidade sonora, com distorção harmônica abaixo de 1%. Este trabalho norteia as características que um amplificador classe D pode ter, de além das vantagens associadas a eficiência, oferecer um som que pode ser próximo ou melhor se comparado aos amplificadores lineares tradicionais.

1.2. OBJETIVOS

1.1.1. Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo desenvolver um amplificador classe D utilizando tecnologia PTH e CI dedicado para este fim, caracterizar os sinais elementares resultantes da topologia, suas perdas, eficiência total, e comportamento do amplificador em três frequências extremas de PWM.

1.1.2. Objetivos Específicos

- Projetar um amplificador classe D utilizando software modelo tradicional de fabricação com o software Proteus 8.0.
- Desenvolver o projeto e confecção de uma placa de circuito impresso.
- Analisar e especificar os principais parâmetros resultantes, relacionando os resultados obtidos.

1.2. METODOLOGIA

Este trabalho é formado a partir de segmentos como, levantamento do tema do trabalho, pesquisa de montagens, análise de sinais de amplificadores de áudio, análise de trabalhos semelhantes, bibliografias, testes e ajustes do projeto.

1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho foi dividido em 4 etapas:

I. Introdução: apresentando um apanhado das informações mais relevantes do trabalho.

II. Fundamentação teórica: Em suma, é descrito o embasamento teórico necessário citando trabalhos similares relacionados ao tema, e às características essenciais ao entendimento de todo o trabalho.

III. Desenvolvimento: é encontrado o conteúdo fundamental do trabalho onde é abordada a característica do projeto, forma de análise, técnica de montagem e execução física, além de resultados obtidos.

IV. Conclusão: seção onde são agrupados resultados e observações, assim como formar opinião sobre futuras melhorias deste ensaio.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A partir deste tópico serão explanadas as classificações de amplificadores de áudio, importantes para o entendimento da topologia abordada. Também serão descritos os princípios de funcionamento e análise de sinais de um amplificador de áudio necessários para sua caracterização. As frequências de operação dos amplificadores aqui estudados são baseados no intervalo audível do ouvido humano, de 20 Hz a 20 kHz, assim ditos, amplificadores de áudio.

2.1. CLASSES DE AMPLIFICAÇÃO MAIS APLICADAS NO ÁUDIO

Existem numerosas formas de amplificar um sinal, e mesmo visto externamente um amplificador, podendo ter características parecidas, não significa portanto que a forma de amplificar seja a mesma. A ordem destas formas de amplificação está distribuída em topologias, e esta classificação é realizada por ordem de criação conforme descrito a seguir (HEERDT, 1997).

- Classe A (1917);
- Classe B, AB e variantes (1945);
- Classe C (não aplicada a áudio);
- Classe D - PWM (1963);
- Classe E (não aplicada a áudio);
- Classe G (1977);
- Classe H (1983);
- Classe I (1997);
- Classe S (não aplicada a áudio).

As classes de amplificadores surgiram para identificar topologias de circuitos eletrônicos criados no início do desenvolvimento destes, e distinguem-se por: linearidade, consumo, eficiência dentre outras características. A classe A foi a primeira classe a surgir e em seguida a B, e as demais mantendo a sequência de evolução cada uma com suas características (JOSÉ, 2010). Atualmente estas classes estão empregadas nos estúdios, reprodutores de mídia portáteis, em sonorização para grande público, dentre outras aplicações em que são exploradas estas topologias.

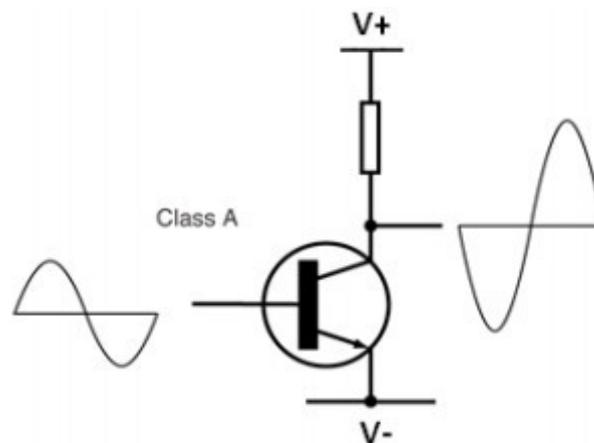
2.2. AMPLIFICADOR CLASSE A

Esta topologia se trata de um amplificador simples que possui a melhor configuração para a reprodução de áudio de alta fidelidade. No amplificador classe A o transistor conduz em todo o período, ou seja, está constantemente polarizado geralmente no meio da sua faixa de trabalho (ponto quiescente) para que o ciclo seja completo sem interrupção da região de corte do transistor.

Segundo (BORTONI, 2002) Esta topologia é limitada pois demanda muita energia para manter a polarização constante dos transistores o que oferece um grande desperdício de corrente nos transistores que por sua vez entram em fadiga térmica necessitando de seu rendimento teórico máximo é igual a 25%, ou seja, mais da metade da potência é dissipada em calor.

A figura 1 demonstra a amplificação do sinal com defasagem de 180°.

Figura 1- Diagrama Classe A



Fonte: COX, 2008, p2.

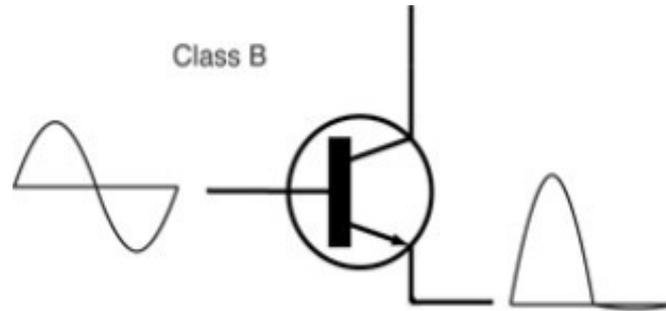
2.3. AMPLIFICADOR CLASSE B

Para (BORTONI, 2007) o amplificador classe B possui um rendimento que pode chegar a 78,5%, porém este rendimento é em função do ciclo de trabalho do transistor, por este não possuir polarização, faz com que a potência dissipada no transistor diminua e se restrinja apenas ao transistor que conduz por vez.

A figura 2 demonstra a condução do transistor em função da

amplitude do sinal de entrada.

Figura 2 - Diagrama classe B.



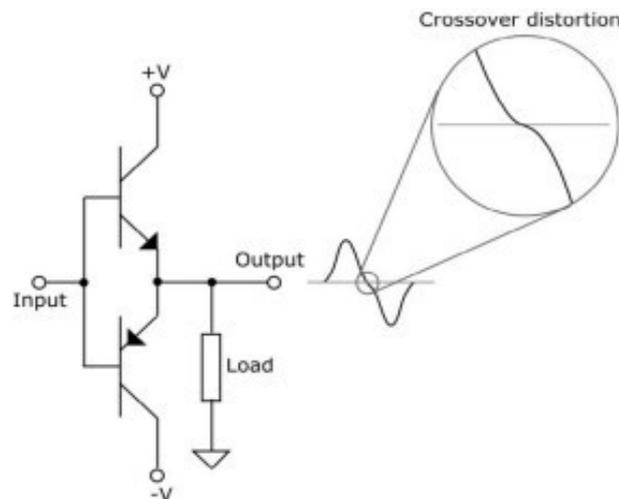
Fonte: COX, 2008, p3.

Esta topologia, no entanto, exige um par de transistores geralmente um par complementar, onde um transistor conduz o semiciclo positivo e o outro transistor o semiciclo negativo.

A desvantagem associada a essa topologia é de possuir uma distorção de crossover, que para pequenos sinais é bastante perceptível, gerando muitos harmônicos, pois o sinal de entrada não é suficiente para manter os transistores em condução e na região linear, e para grandes sinais esta faixa se torna menos perceptível pois, a amplitude do sinal de entrada é bem maior que a barreira potencial do transistor necessária para conduzir durante os ciclos (PIRES, 2010).

A figura 3 a seguir demonstra a aplicação convencional da topologia em classe B, bem como a distorção de cruzamento ou crossover.

Figura 3 - Configuração Push-Pull de Classe B com Distorção de Crossover.



Fonte: COX, 2008, p3.

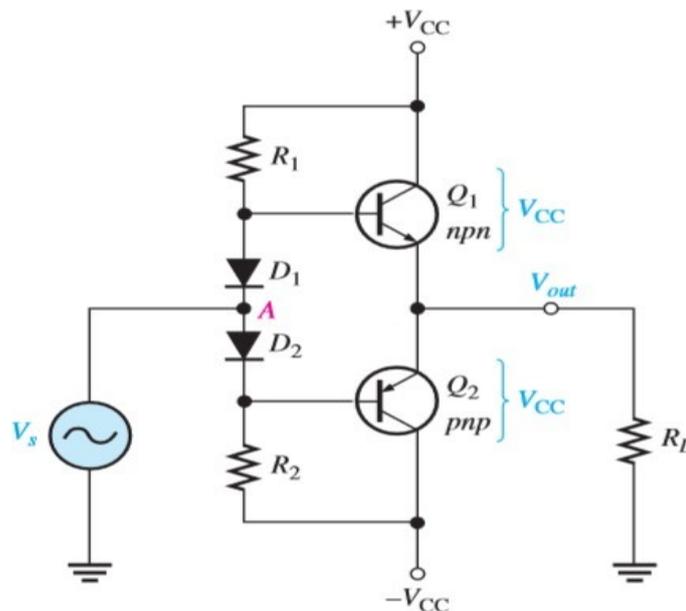
2.4. AMPLIFICADOR CLASSE AB

Essa classe de amplificação é uma combinação das características entre a classe A e a classe B, o rendimento deste é próximo ao de um amplificador classe B por conta da pequena corrente de polarização utilizada para manter o transistor no modo ativo ou próximo a ele. O ponto quiescente de polarização deste amplificador para cada transistor normalmente está pouco acima dos 180° , ou seja, acima de meio ciclo do sinal com o objetivo de reduzir as imperfeições causadas pela interrupção dos transistores, isso tudo dependerá do projeto (BARROS, 2018).

Esta é a classe de amplificação ainda muito utilizada em circuitos integrados e projetos semi profissionais bem como em equipamentos para audiófilos por possuir uma boa fidelidade.

A figura 4 demonstra uma polarização usual, contudo com suas perdas inerentes à topologia e a configuração dos componentes dispostos no arranjo par complementar.

Figura 4 - Amplificador push-pull com polarização em diodo espelho de corrente para eliminar a distorção de cruzamento.



Fonte: FLOYD, 2012, p349.

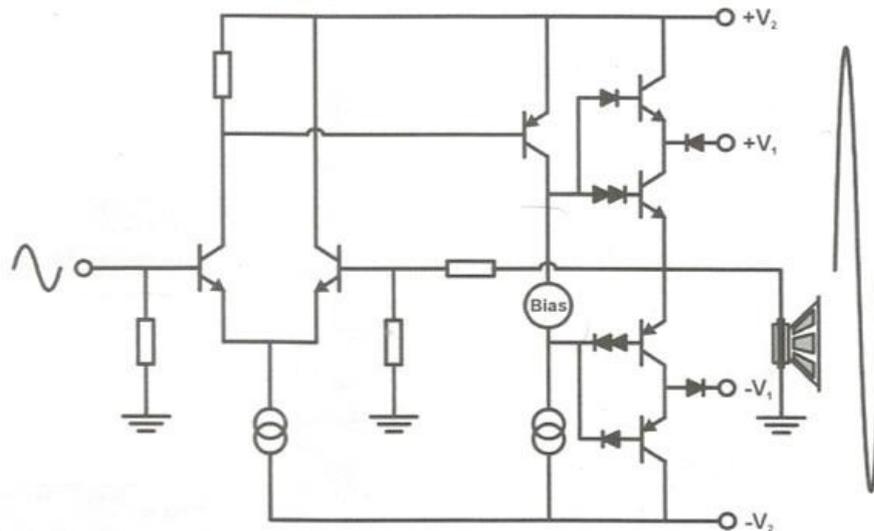
2.5. AMPLIFICADOR CLASSE G

Esta classe de amplificação tem como base a topologia em classe AB, no entanto, a distorção desta classe é um pouco maior por conter um número de estágios de comutação, em que o rendimento global aumenta com o aumento da quantidade de estágios. O rendimento do classe G fica por volta de 60% a 80% (BORTONI, 2002).

Esta topologia utiliza transistores no estágio de saída em série, onde em pequenos sinais de entrada os transistores da fonte auxiliar se mantêm na região de corte, quando a amplitude é elevada para um valor determinado em projeto os transistores da fonte auxiliar entram em condução auxiliando os transistores da etapa de potência.

A figura 5 demonstra o diagrama simples de um estágio de saída em classe G com uma tensão fixa, e outro estágio de transistores com tensão superior a fim de controlar os transistores da etapa de saída apenas quando solicitado.

Figura 5 - Etapa de saída operando em classe G.



Fonte: BORTONI, 2002, p74.

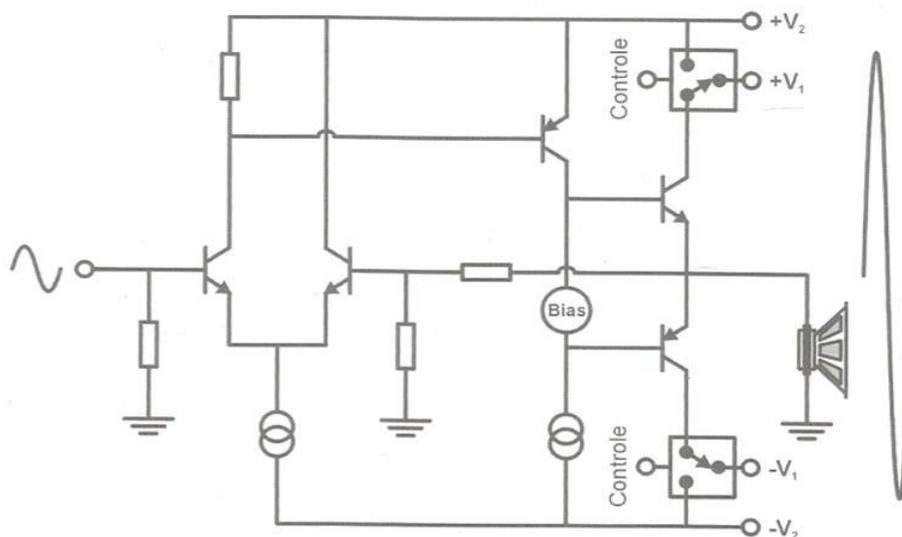
A distorção é inerente à velocidade dos componentes associados aos estágios da fonte externa de comutação (BORTONI, 2007). Geralmente esta classe é utilizada em amplificadores para PA (Public Address), onde é exigida maior potência.

2.6. AMPLIFICADOR CLASSE H

Esta topologia é similar a anterior classe G, o que difere é a manipulação de um controle que utiliza técnicas de fonte chaveada que comuta uma fonte de menor valor para outra de maior valor quando necessário, geralmente utilizando transistores de efeito de campo pela maior capacidade de condução de corrente. Este controle é feito tendo como base o sinal de entrada em que quanto mais fidedigna for esta resposta melhor será a eficiência global do amplificador (BARROS, 2018).

A figura 6 demonstra um esquema de comutação controlando a tensão de alimentação dos transistores bipolares de saída em função da aplicação do sinal de entrada.

Figura 6 - Etapa de saída operando em classe H.



Fonte: BORTONI, 2002, p76.

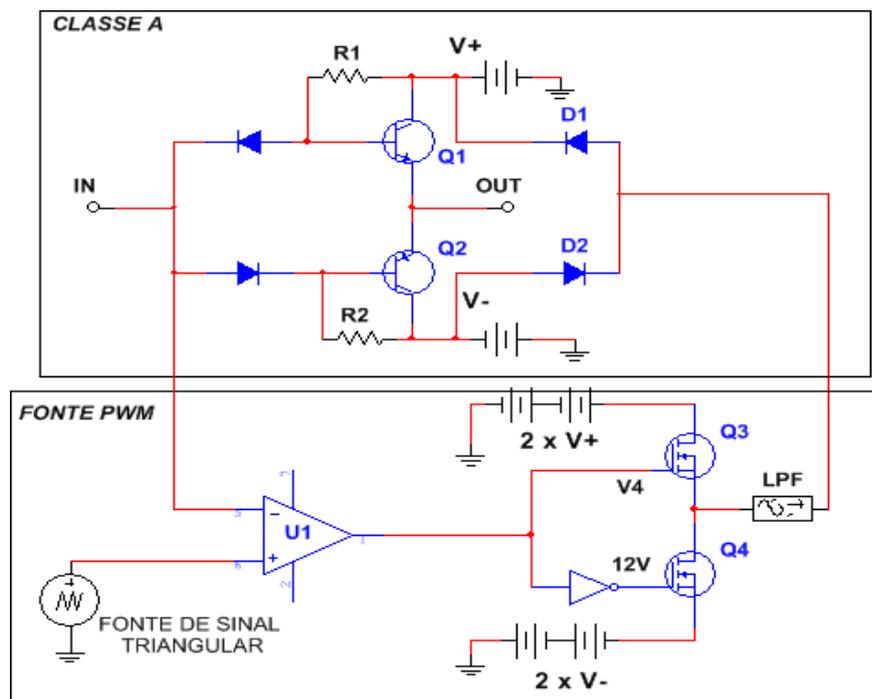
O rendimento desta topologia coincide como da classe G, adotando as mesmas condições, mas fica esporadicamente maior quando as perdas são consideradas; idealmente não ultrapassa 80% (BORTONI, 2002, p. 76).

2.7. AMPLIFICADOR CLASSE I

Para (Harman, 2012) esta classe de amplificação une as características de alta fidelidade de um amplificador classe A e a eficiência de um amplificador classe D como fonte de alimentação variável. O amplificador classe A recebe o sinal de entrada

e o entrega diretamente à carga, enquanto o amplificador classe D que está modulando em torno de 250kHz recebe o sinal de áudio da etapa de entrada e controla o fornecimento da alimentação ao amplificador classe A apenas quando solicitado, de forma imediata, controlando o nível de corrente para este de forma muito eficiente, necessitando de uma fonte menos robusta.

Figura 7 - Princípio do amplificador classe I.



Fonte: Elaborada pelo próprio autor.

A figura 7 apresenta o esquemático do princípio de funcionamento de um amplificador classe I com uma etapa de amplificação em push pull convencional tendo sua fonte de alimentação controlada apenas por um estágio de comutação classe D.

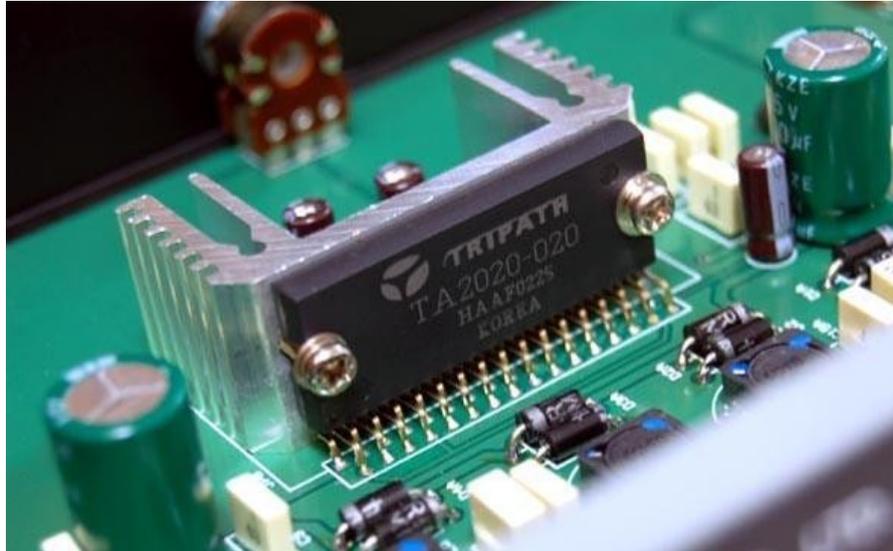
2.8. AMPLIFICADOR CLASSE T

A topologia classe T foi desenvolvida pela empresa Tripath em conjunto com a Sony, para aplicações de baixa potência e alta fidelidade comparada aos amplificadores classe A, utilizando se de circuitos analógicos e digitais unidos a algoritmos digitais que realizam a modulação do sinal de entrada além de manipular e detectar falhas, utilizando uma forma de onda de comutação de alta frequência. Sua eficiência está,

portanto, por volta dos 85% (TRIPATH, 1999).

A figura 8 demonstra um circuito integrado com tecnologia em classe T produzido pela empresa Tripath.

Figura 8 - Kingrex T20.



Fonte: (www.6moons.com, 2007).

2.9. AMPLIFICADOR CLASSE D

Segundo o exposto por (CORDELL, 2011), o processo de funcionamento do amplificador classe D, é conhecido como modulação por largura de pulso (PWM). Esses intervalos de comutação se alternam em alta frequência geralmente na faixa de 500kHz. Assim o valor médio da onda quadrada impulsiona a carga. Como os interruptores se encontram em apenas dois estágios ou desligados ou ligados, eles dissipam pouca energia. Para (DANZ, 1996), Praticamente toda a energia do barramento de alimentação é transferida para a carga, então a eficiência é muito alta podendo ser superior a 90% da potência total aproveitada e a dissipação de energia muito baixa. E o resultado dessa aplicação são amplificadores pequenos que funcionam praticamente frios.

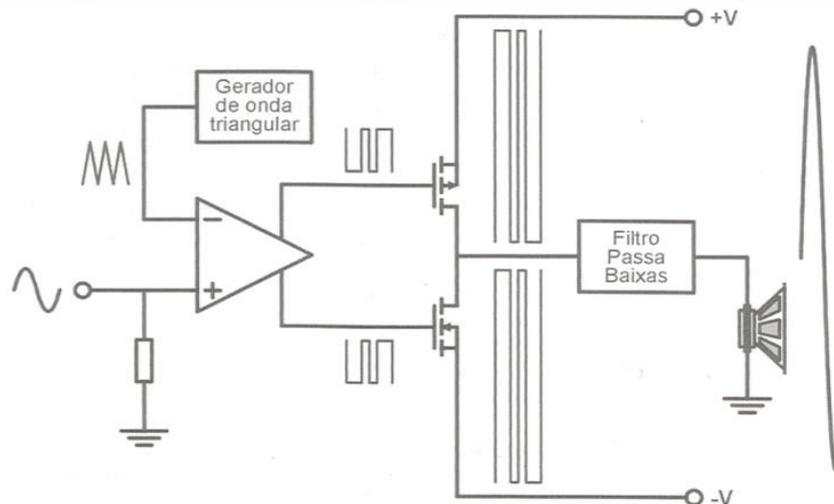
Os amplificadores classe D há muito tempo não foram aceitos em sistema full- ranger por gerar distorção audível devido ao intervalo de comutação não adequado dos interruptores em um tempo morto seguro para a aplicação. Mas a necessidade de miniaturizar os dispositivos amplificadores de áudio convencionais fez com que os pesquisadores voltassem os olhos para o desenvolvimento desta topologia melhorando

sua performance (YAZBEK, 2004).

Hoje, essa topologia apresenta uma das tecnologias mais avançadas no mercado de amplificadores por possuir uma maior potência por um tamanho e custos reduzidos em relação a montagem de amplificadores convencionais que precisam de uma dissipação e ventilação forçada, o que torna o classe D bastante competitivo (COX. & DURST, 2008) .

A figura 9 a seguir mostra o digrama de um amplificador de áudio em classe D constituída de uma etapa de modulação por largura de pulso (PWM) comparando o sinal triangular estático com o sinal de entrada modulante, controlando os interruptores de saída e por fim sendo filtrada a modulação por um circuito passivo LC, eliminando a frequência de chaveamento. O PWM converte este sinal de entrada em uma sucessão de pulsos em que a largura de pulso (Duty Cycle) é dependente do sinal de entrada para modificar (BLOECHL; BATAINEH; HARREL, 2004).

Figura 9 - Etapa de saída operando em classe D.



Fonte: BORTONI, 2002, p72.

2.10. PARÂMETROS ELEMENTARES DOS AMPLIFICADORES DE ÁUDIO

Alguns parâmetros são fundamentais para a avaliação das características de sinal de um amplificador de áudio tais como: Potência real, distorção harmônica total (THD), resposta de frequência, fator amortecimento porém há outros parâmetros técnicos pertinentes que serão tratados a seguir através de normas técnicas (IEC-60268-3, 2011).

2.10.1. Potência RMS

A potência RMS é a potência eficaz ou útil que o amplificador pode fornecer. Normalmente, a especificação de um amplificador comercial é a potência máxima que pode ser obtida em condições ideais de trabalho.

A potência chamada RMS é definida como a potência que o amplificador pode fornecer a carga com distorção harmônica não superior a 1% do valor de THD (IEC- 60268-3, 2011).

Para especificar tecnicamente a potencia de um amplificador é selecionada uma única frequência, geralmente 1kHz onde a impedância do alto-falante possa se manter estática quando assim utilizado como parâmetro na medição esta forma de cálculo é regulamentado pela norma 'IEC 60268' que também dispõe de outros parâmetros e a a forma de medição.

Desta forma, para uma frequência em qualquer forma de onda ou carga pode- se calcular por:

$$P = \frac{V_{rms}^2}{R_L} \quad (1)$$

Onde:

P = Potência RMS

V_{RMS} = Tensão RMS medida na

carga R_L = Resistência da carga

2.10.2. THD - Distorção Harmônica Total

Os harmônicos são sinais diferentes da fundamental geralmente tendo como resultado frequências múltiplas inteiras, este parâmetro de análise do sinal de entrada em relação ao sinal de saída é a maneira mais eficaz de visualizar o aparecimento de distorção. Se for provocado na saída deste amplificador um sinal diferente do correspondente ao original de entrada, este sinal acrescentado ao original indicará uma distorção (PIRES, 2010).

De acordo com (BORTONI, 2007) distorção é qualquer deformação seja na amplitude ou na forma de onda presentes no sinal de saída que não consta no sinal de entrada, um amplificador com menor distorção terá uma melhor qualidade.

Em geral, a fórmula da THD em porcentagem é dada pela equação (2)

$$THD = \frac{V_{rms \text{ total de harmônicos}}}{V_{rms \text{ fundamental}}} \text{ [dB]} \quad (2)$$

A equação geral pode ser evidenciada por:

$$THD_{(v)} = \frac{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 \dots V_n^2}}{V_f} \text{ [dB]} \quad (3)$$

Onde a distorção harmônica para cada valor é geralmente coletada em dB, devendo ser expressa em % da seguinte forma:

$$THD\% = \frac{10^{\frac{V_1^2}{V_f^2}}}{10} + \frac{10^{\frac{V_2^2}{V_f^2}}}{10} + \frac{10^{\frac{V_3^2}{V_f^2}}}{10} + \dots + \frac{10^{\frac{V_n^2}{V_f^2}}}{10} \times 100 \quad (4)$$

Onde:

V_f = Valor do sinal fundamental.

V_1 a V_n = Valores de amostra dos harmônicos de ordem n.

Em amplificadores destinados a amplificação de áudio é necessária uma alta fidelidade com a taxa de distorção harmônica total abaixo de – 60dB que em porcentagem fica abaixo de 0,2% (CANÔNICO, 2011).

2.10.3. THD+N (Distorção Harmônica Total + Ruído)

Este parâmetro considera a distorção harmonica total do sinal mais

os ruídos do circuito empregado especificados em % ou em dB também podem ser calculado por:

$$\frac{THD}{10} + N\% = \frac{V_1^2}{10^{\frac{(V_1^2)}{10}}} + \frac{V_2^2}{10^{\frac{(V_2^2)}{10}}} + \frac{V_3^2}{10^{\frac{(V_3^2)}{10}}} + \dots + \frac{V_n^2}{10^{\frac{(V_n^2)}{10}}} + \frac{V_N^2}{10^{\frac{(V_N^2)}{10}}} \times 100 \quad (5)$$

Em que

V_f = Valor do sinal fundamental.

V_1 a V_n = Valores de amostra dos harmônicos de ordem n.

V_N = Valor do sinal de ruído.

2.10.4. Relação Sinal/Ruído

O ruído é caracterizado como uma falha quando vista no sinal de saída que não foi aplicado na entrada do circuito, independente da presença do sinal de entrada (CANÔNICO, 2011).

A qualidade do amplificador em relação ao ruído é dada pela relação sinal/ruído, que quanto maior for esta relação melhor será o amplificador. Podendo ser expressa por:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{Sinal}}{\text{Ruído}} \quad (6)$$

Caso S e N estejam em volts:

$$SNR_{dB} = 20 \times \log(S/N) \quad (7)$$

Caso S e N estejam em watts:

$$SNR_{dB} = 10 \times \log(S/N) \quad (8)$$

É comum alguns fabricantes definirem esse parâmetro a máxima potência, o que engana sobre a real características reais do equipamento.

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

equipamentos atuais de alta fidelidade apresentam, em geral, relações sinal ruído superiores a 80 dB (HEERDT, 1997). É importante que os amplificadores produzam baixo ruído uma vez que o ruído estará sempre lá independente da configuração de volume de entrada, isso é geralmente percebido quando utilizados em alto-falantes de alta eficiência.

2.10.5. Slew Rate – Taxa de variação do sinal

Slew Rate é a taxa de subida ou descida onde é fornecido uma variação de sinal de saída do amplificador por unidade de tempo. Este parâmetro aponta o limite em que o amplificador pode funcionar a altas frequências.

Essa relação para um sinal senoidal pode ser calculada por:

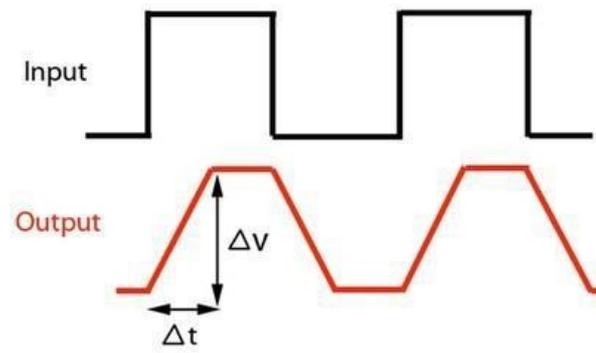
$$SR = 2 \times \pi \times f_m \times V_{op} \text{ (V/}\mu\text{s)} \quad (9)$$

Em que:

f_m = frequência máxima do sinal. V_{op} = Tensão de pico da saída.

Quando a taxa de transmutação do sinal é baixa, os sinais de alta frequência não conseguem ser reproduzidos de forma apropriada devido a lentidão do amplificador em acompanhar as variações do sinal como mostrado na figura 10. O resultado disso é uma distorção conhecida por distorção por slew-rate possuindo frequências altas mais emboladas. (BORTONI, 2002).

Figura 10 - Slew Rate (Taxa de crescimento).



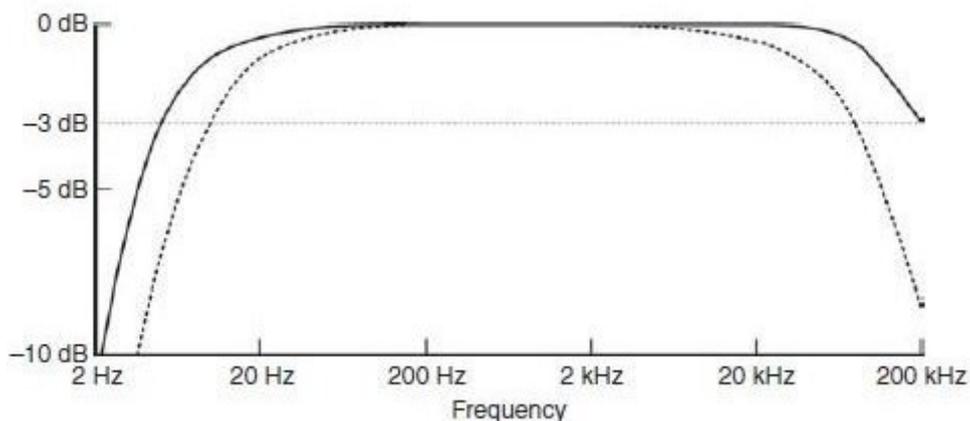
Fonte: (MUNZ, 2013)

2.10.6. Resposta em frequência

Ao realizar a medição de potencia RMS de um amplificador, esta é feita com uma frequência do espectro audível escolhida, mas, quando é desejado que esta potencia responda a toda a faixa de frequencia audível, o amplificador deve reproduzir dos graves aos agudos com características iguais de magnitude e fase a única frequencia de sinal escolhido, assim o amplificador pode ser considerado linear (BORTONI, 2002).

Conforme descrito por (CORDELL, 2011), a resposta de frequencia de um amplificador de áudio deve se estender pela faixa audível de 20Hz a 20kHz dentro de uma tolerancia aceitável. Amplificadores com uma melhor qualidade global podem exeder esse ranger de frequência. A figura 11 mostra um exemplo de resposta de frequencia de um amplificador onde a tolerancia do espectro audível associado está em - 3dB da referencia nominal 0 dB, considerada uma resposta plana por conter variação menor que 3dB no ranger audível, esta é a forma mais usual de especificar a largura de banda de um amplificador.

Figura 11 - Resposta de reprodução de um sistema na banda de frequência audível.



Fonte: (CORDELL, 2011, p. 6).

2.10.7. Fator de amortecimento

O fator de amortecimento relaciona a impedancia de saída interna do amplificador com a impedancia da carga no caso alto-falante considerando o cabeamento entre estes caso haja. Isso indica a capacidade que o amplificador tem de controlar o cone do alto-falante sem alteração de

timbre (BRAGA, 2014).

Para que o áudio não seja afetado, é necessário que o fator de amortecimento seja alto, o que indica uma baixa impedância de saída por parte do amplificador devendo estar abaixo de 1ohm, desta forma, controlando a carga de maneira mais eficaz. Um amplificador com impedância de saída alta fornecerá menos amortecimento e menor controle movimento do cone do alto-falante porque aumenta a quantidade total de resistência no circuito. É importante ressaltar que a impedância de entrada de alto-falantes pode variar abruptamente em relação à frequência por ser um sistema mecanicamente ressonante, caso este seja utilizado como carga (SCHWAAB, 2012).

Para determinação do fator de amortecimento, é aplicada uma frequência e uma amplitude escolhida neste amplificador e mede-se a corrente de saída com carga utilizada, em seguida é realizada a medição da amplitude do sinal de saída em vazio e depois a amplitude do sinal com a carga, coletando assim o valor de queda de tensão (CORDELL, 2011). Pode-se então descrever o cálculo do fator de amortecimento da seguinte forma:

$$I_o = \frac{V_L}{R_L} \quad (10)$$

A resistência de saída do amplificador pode ser calculada por:

$$R_o = \frac{V_o - V_L}{I_o} \quad (11)$$

I_o = Corrente de saída com carga

V_L = Tensão sobre a carga

R_L = Impedância da carga

R_o = Impedancia de saída do amplificador
 V_o = Tensão da saída a vazio (sem carga)
 R_L = Impedância da carga

Dessa forma pode-se encontrar o valor de DF em função da impedância aplicada ao circuito:

$$DF = \frac{R_L}{R_o} \quad (12)$$

Em que:

DF = Damping Factor (Fator de amortecimento)

R_L = Impedância da carga

R_o = resistência de saída do amplificador

Em diversos amplificadores utiliza-se a realimentação (feedback) no sinal de entrada através de uma amostra do sinal de saída, compensando as quedas de tensão internas. Nestes casos a impedância de saída depende diretamente do tipo de realimentação utilizado e dos controladores de carga (HEERDT, 1997).

3. AMPLIFICADOR CLASSE D

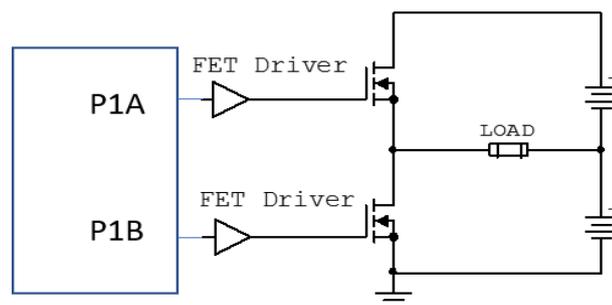
Este ítem abordará as principais formas de modelagem em amplificadores classe D, onde será possível observar os tipos de modulação, os chaveadores ideais e empregos de técnicas de filtragem com a melhor aplicação para os fins determinados no trabalho.

3.1. TOPOLOGIAS: MEIA PONTE (HALF-BRIDGE) E PONTE COMPLETA (FULL-BRIDGE)

Uma das decisões mais críticas para a elaboração de um projeto em classe D é a escolha do estágio de saída, essa escolha define como a potência flui do amplificador até a carga.

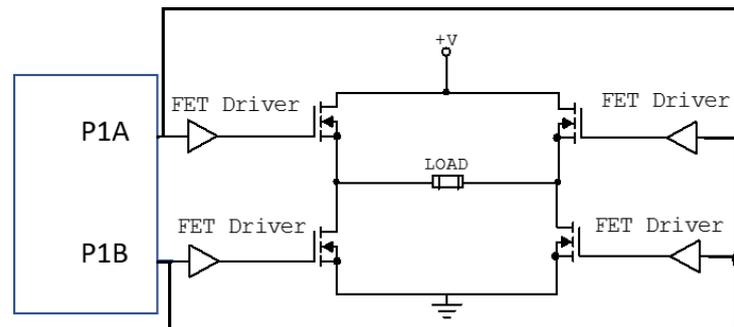
As figuras 12 e 13, ilustram dois estágios de saída em classe D comumente usados. Segundo (CORDELL, 2011), o primeiro é um meia ponte utilizando MOSFETs não complementares, possuindo uma fonte simétrica onde os mosfets do lado alto e do lado baixo são acionados um de cada vez. O segundo arranjo é chamado de ponte H ou ponte completa, demonstrados em uma configuração de fonte assimétrica. Este circuito é acionado de forma que quando um lado está alto, o outro lado está baixo, dobrando a tensão de saída disponível para a carga. Convenientemente a ponte completa tem uma posição desligada onde nenhuma corrente flui na carga se ambos os lados da ponte estiverem altos ou baixos, no entanto a configuração em ponte completa exige o dobro de componentes.

Figura 12 - Topologia Half-Bridge.



Fonte: Adaptado de NUNES; ALVES (2015, p3).

Figura 13 - Topologia Full-Bridge.



Fonte: Adaptado de NUNES; ALVES (2015, p3).

De acordo com (COX. & DURST, 2008), a configuração em meia ponte é interessante por vários motivos. Essa configuração pode atingir eficiência superior a 90% em aplicações de média potência, devido inicialmente às baixas perdas por comutação. Além disso, utiliza apenas dois interruptores, um controlador driver e apenas um filtro, economizando espaço na placa de circuito principalmente quando se refere a mídias portáteis, onde o espaço é um fator significativo.

Segundo (CORDELL, 2011) os MOSFETs do canal N têm melhores características de condução e de comutação do que o canal P por isso, os estágios de saída muitas vezes utilizam dispositivos de canal N para o lado baixo e alto. Felizmente, drivers de circuito integrado estão disponíveis para cuidar da maior parte da complexidade a exemplo dos integrados da International Rectifier.

Cada uma das topologias aqui apresentadas possui uma singularidade, sendo a favor ou contra a escolha para o projeto. Para este trabalho optou-se por utilizar o Half-Bridge Pela viabilidade de se verificar a eficiência e comportamento do filtro de saída em uma varredura de frequências.

3.2. MODULAÇÃO

Modulação é a técnica de variação de uma forma de onda periódica por meio do uso de outro sinal. Os amplificadores de classe D usam métodos de modulação de pulso para poder alcançar sua alta eficiência, e é um dos fatores que está ligado diretamente à qualidade de sinal de saída, qualquer informação perdida ou mal modulada da característica original do

41
sinal durante a modulação, provocará o aparecimento de distorção harmônica (MOREY, VASUDEVAN, & WOLOSCHIN, 2008).

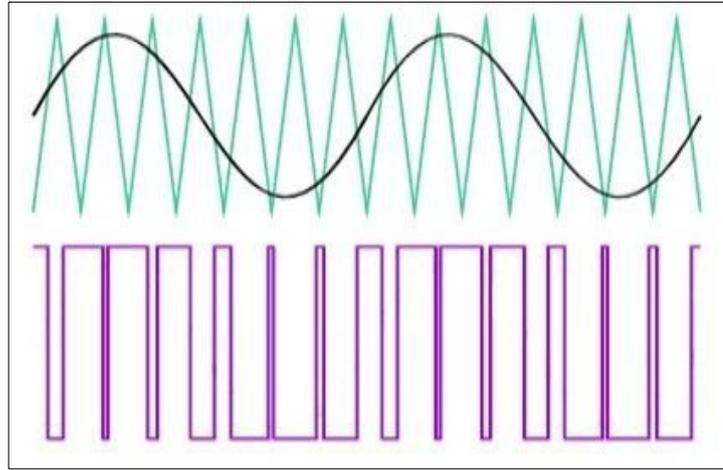
Na literatura são encontradas três tipos de modulações principais que se sobressaem: Sigma-Delta, PWM e Auto-Oscilante. Onde serão abordadas as mais relevantes ao trabalho, a PWM e Auto-Oscilante por possuírem baixa distorção harmônica total e por terem um consumo menor em relação a Sigma Delta (SCHWAAB, 2012). Como o objetivo deste trabalho não é o estudo de modulações, não será destrinchada a análise desta técnica.

3.2.1. PWM e Auto-Oscilante

A modulação por largura de pulso PWM, compara o sinal de áudio (moduladora) com um sinal dente de serra ou triangular (portadora), sendo esta última, fixa em amplitude e frequência, esta frequência segundo o teorema de Nyquist deve ser no mínimo duas vezes a máxima frequência de áudio modular aplicada. A comparação entre estes dois sinais aplicados a um comparador dá origem a pulsos na frequência da portadora em que o duty-cycle estará sujeito à amplitude do sinal de entrada (PIRES, 2010).

A figura 14 mostra que quanto maior a variação do sinal aplicado na entrada, maior será também a variação do nível de saída. Na imagem é realizada a comparação de dois sinais, onde a frequência do sinal triangular é quem define a frequência dos pulsos da tensão de saída e também o filtro a ser utilizado na saída de áudio. Segundo (HEERDT, 1997), quanto maior a frequência da portadora, maior a facilidade em filtrar as componentes harmônicas e mais reduzidos serão os componentes do filtro de saída. Devido a limitação de atuação dos componentes, existe um limiar para a frequência de atuação.

Figura 14 - Modulação PWM.

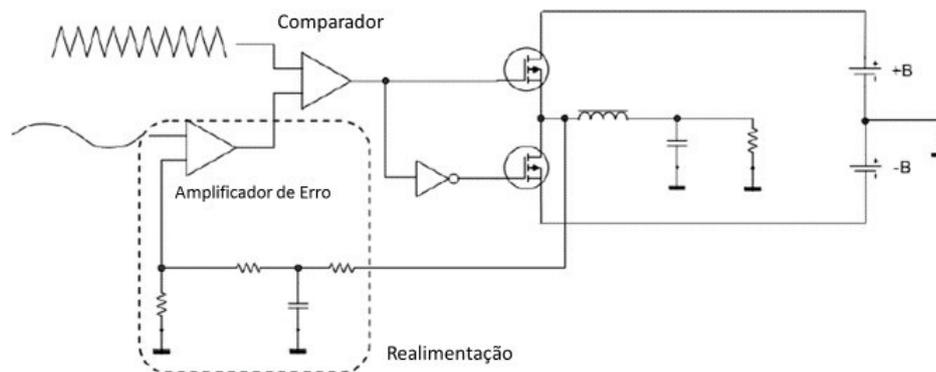


Fonte: (BERTOLDI, 2016).

Similar a PWM, a modulação auto-oscilante é muito empregada na técnica de amplificação de áudio, este tipo de modulação usa uma malha de realimentação onde as características desta malha determinam a frequência do sinal de portadora substituindo um sinal externo de clock como utilizado na topologia sigma-delta (BERTOLDI, 2016). No lugar de se utilizar flip-flop para criar um atraso como no caso dos sigma delta, uma amostra de sinal desta modulação é retirada logo após os interruptores de saída, formando uma realimentação natural com atraso devido ao tempo de propagação dos circuitos de acionamento e tempo de subida e descida das chaves, onde a frequência de PWM é definida pelo atraso total do percurso da malha de controle (SCHWAAB, 2012).

É possível então obter uma boa qualidade de áudio devido a realimentação, onde os erros são deslocados para faixas de frequência superiores à faixa audível, a única desvantagem é o sincronismo com outros circuitos chaveados devido a complexidade do demodulador (GAALAAS, 2006).

Figura 15 - Diagrama elementar do circuito auto oscilante.



Fonte: Adaptado de (HONDA, 2009).

Para realizar a modulação auto oscilante foi utilizado um circuito integrado dedicado a amplificação de sinais de áudio em classe D, pois além de realizar a modulação do sinal também atua como driver e protege os transistores de saída, como será visto nos itens posteriores (HONDA; CHENG; LIU, 2008).

3.3. ESCOLHA DE INTERRUPTORES

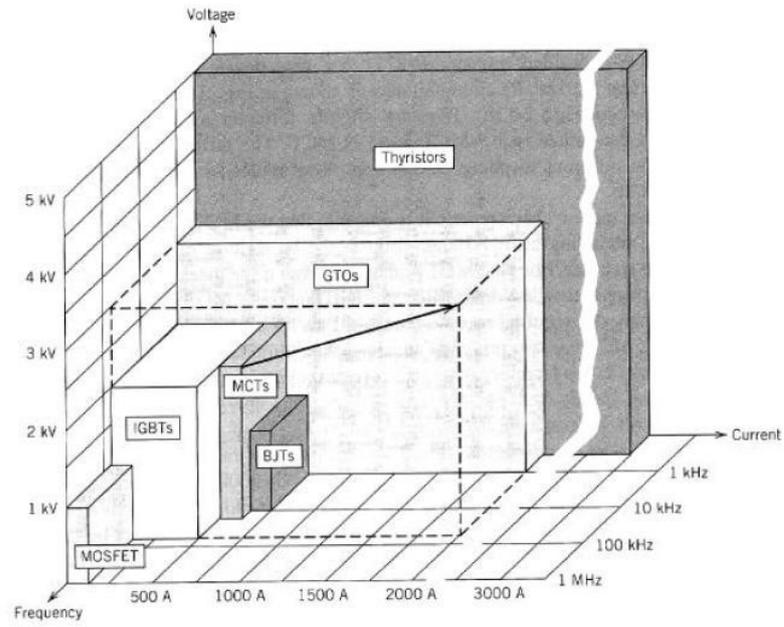
A performance de um amplificador em relação a sua eficiência energética e distorção harmônica está ligada a escolha adequada dos interruptores. Em suma nos

amplificadores classe D, são encontradas três tipos de chaves ou interruptores, os transistores BJT, IGBT e o MOSFET. Assim, para a escolha adequada de uma chave, deve ser levado em consideração a tensão mínima entre os terminais, a resistência de condução, quantidade de corrente suportada e tempo de comutação pretendido.

O transistor de junção bipolar BJT é muito utilizado em amplificadores lineares, que operam como interruptor controlado por corrente. Para polarizá-lo e manter a condução é necessário manter uma corrente constante na base enquanto ele estiver conduzindo. Esta corrente pode apresentar valores levemente próximos ao valor de corrente que circula no coletor, o que é relativamente alto para ser fornecido ao interruptor. Além disso, um fator a ser citado é o circuito de controle de corrente da base, que deve ser capaz de drenar a corrente de base de forma instantânea para que o transistor entre em corte o mais rápido possível (SCHWAAB, 2012). Para (DUCAN, 1997), os transistores de junção bipolar (BJT) são dispositivos lentos que possuem baixa impedância de entrada, exigindo um circuito mais dedicado o que compromete a eficiência.

Apresentadas as características elementares do BJT, os transistores que exercem melhor resposta a pulso frequente são o IGBT e o MOSFET, ambos com baixa impedância de porta e resposta rápida, o que proporciona um consumo de potência baixo quando estes são ativados, contudo, o MOSFET é capaz de operar com frequência de comutação mais alta que o IGBT (NIELSEN, 1998).

Figura 16 - Resumo das capacidades dos dispositivos semicondutores de potência.



Fonte: (MOHAN & ROBBINS, 1995, p. 30).

A figura a 16, ilustra de forma comparativa os dispositivos semicondutores mais utilizados sendo base para estimar a dinâmica de cada uma desses interruptores.

Para definir a eficiência do transistor indicado como próprio para este fim, devem ser consideradas as perdas de comutação no momento em que a chave é ligada (tempo de subida), e quando essa deixa de conduzir (tempo de descida), além das capacitâncias parasitas e da resistência interna $R_{DS(on)}$ resistência vista entre o dreno e fonte quando ativado que são responsáveis por perdas de condução no interruptor. Para isso é necessário saber a frequência de comutação que este irá operar, baseando se no teorema de amostragem (Nyquist) a frequência de comutação dos interruptores deve ser de no mínimo duas vezes a frequência máxima do sinal de áudio em que o amplificador deve operar (COX; DURST; SILVIA, 2008).

Para (DONDON & MICOULEAU, 1999), a elevação da frequência não reduz os níveis de distorção harmônica, aumenta as perdas por chaveamento e reduz a eficiência global. Assim, não podendo ser superior a dez vezes a frequência máxima utilizada para reprodução de áudio.

Entretanto com a evolução das técnicas de construção dos semicondutores, o aumento da frequência começa a não ter tanta influência negativa nos dispositivos, a exemplo de (SCHWAAB, 2012) que realizou seus testes com comutação máxima de 400kHz frequência esta que supera vinte vezes os 20kHz como frequência máxima útil em áudio.

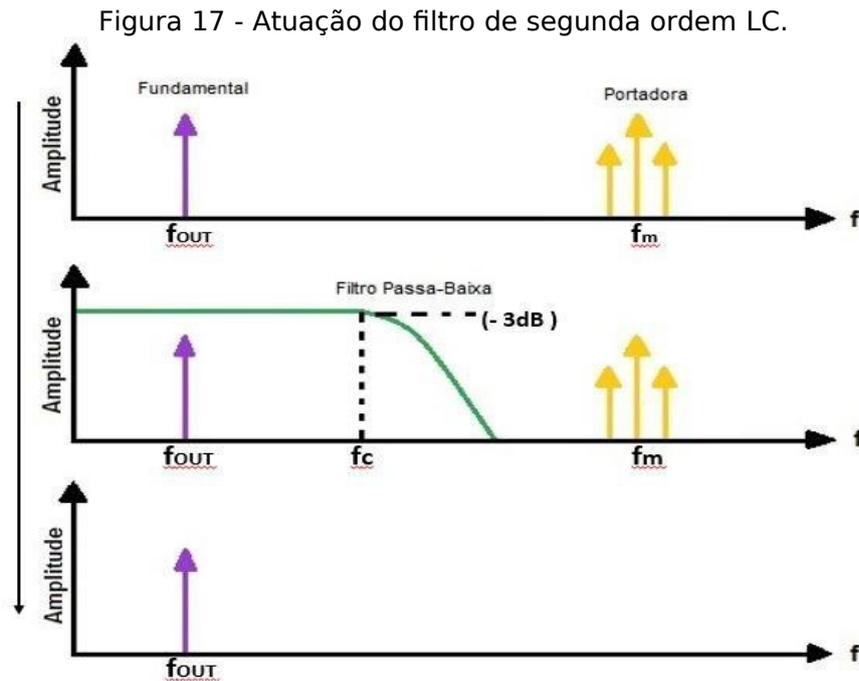
Existem pesquisas com dispositivos que prometem alcançar unidades em MHz com interruptores de Nitreto de Galio considera-se que este tipo de dispositivo será muito utilizado em amplificadores classe D que hoje apesar das vantagens, seu acionamento exige drivers muito complexos. (TAYLOR, 2016)

Como o MOSFET é um dispositivo de fácil acesso, com alta impedância de entrada, capaz de chavear em frequências elevadas e permitir o uso de dispositivo de acionamento simples comparado aos BJT, foram escolhidos estes componentes para uso como chave no projeto físico.

3.4. FILTRO DE SAÍDA

O filtro passa baixa LC é responsável por realizar a demodulação do sinal de saída da etapa de potência, este deve preservar o sinal correspondente ao áudio e eliminar ou atenuar harmônicos e altas frequências advindas da modulação da

portadora, este filtro é comumente utilizado por possuir resposta plana na banda passante com atenuação de 40 dB/década na banda de transição (SCHWAAB, 2012). A figura 17 a seguir, demonstra o comportamento do filtro passa baixa atenuando de forma gradativa na frequência de corte escolhida.



Fonte: proprio autor.

Para (PIRES, 2010), é importante que este filtro preserve o sinal de áudio o mais plano possível e atenuar a modulação o suficiente, para isso o indutor deve possuir baixa resistência, pequena saturação e vazamento de fluxo baixo. O capacitor deve possuir baixa resistência interna (ESR) e tensão de ruptura adequada a alimentação do circuito, desta forma os filtros Butterworth de segunda ordem são geralmente utilizados por sua eficácia.

O filtro deve ser calculado de acordo com a largura de banda exigida, portanto, quando maior a frequência de corte maior será a presença de sinal de chaveamento, e quanto menor a frequência de corte, maior o indutor.

Em seus escritos (BORTONI, 2007) comenta a possibilidade da eliminação do filtro de modo que o alto-falante seja indutivo na zona de chaveamento, completando que o ouvido humano porta-se como filtro de banda passante entre 20Hz e 20KHz. Porém, isso gera um aumento da

corrente na bobina do alto-falante produzindo um aumento de energia dissipada no mesmo. No material do fabricante (TEXAS

INSTRUMENTS, 1999) é dedicada uma seção sobre a eliminação de filtro LC utilizados nos amplificadores classe D. O filtro pode ser eliminado se o alto-falante for expressivamente indutivo, mas a presença de interferência eletromagnética EMI, limita o uso, exigindo blindagem no cabeamento entre amplificador e transdutor acústico além da necessidade de reduzir o espaço entre as fontes para diminuir as interferências eletromagnéticas e possíveis sobretensões no alto-falante.

Neste trabalho foi proposto utilizar o filtro de segunda ordem em função da sua simplicidade e tamanho, além do nível de atenuação desejado.

Os valores para o capacitor e indutor, para o filtro de segunda ordem podem ser obtidos através das seguintes relações:

$$L = \frac{2R}{\sqrt{2\pi}fc} \quad (13)$$

e:

$$C = \frac{1}{\frac{2\pi}Rfc\sqrt{2}} \quad (14)$$

Em que:

L: Valor de indutância dada em Henry

(H) R: Resistência de carga (Ohm)

fc: Frequência de corte dada em

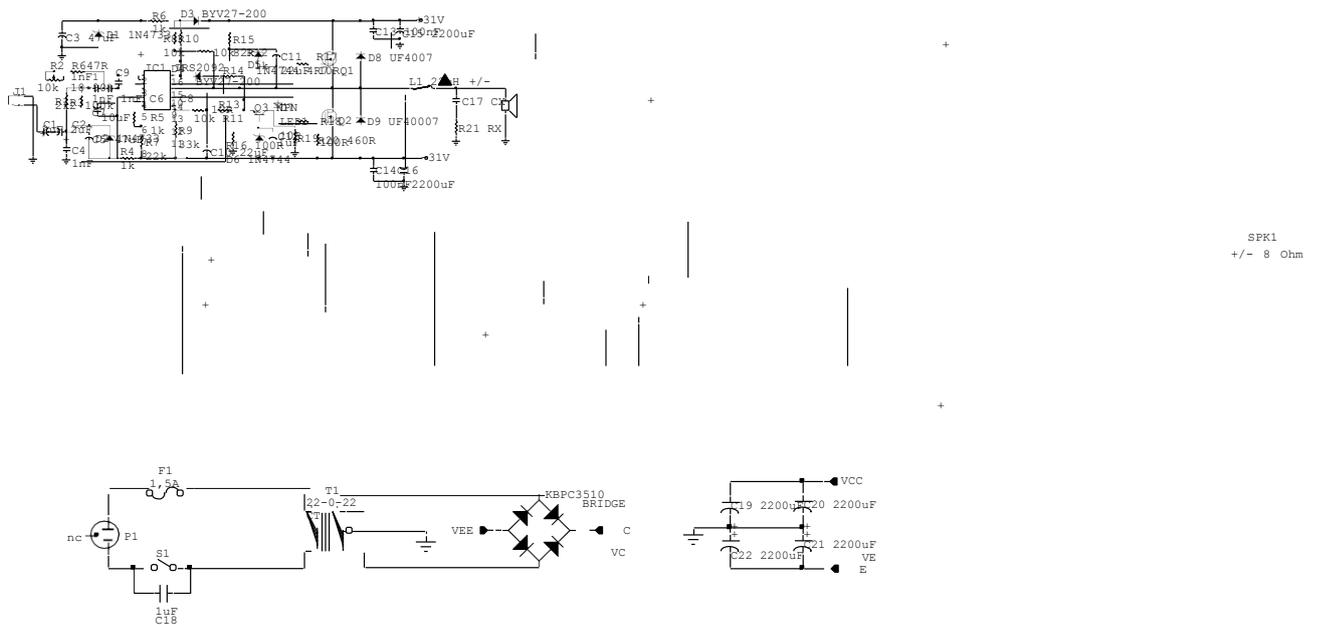
(Hz) C: Capacitância (Farad)

Por fim, determina-se o valor para a frequência de corte com um valor adequado, que para este trabalho irá assumir três pontos distintos e com componentes comerciais próximos ao ideal.

4. DIMENSIONAMENTO E ARRANJO DE COMPONENTES

As especificações elementares deste amplificador projetado estão descritas neste item. O diagrama esquemático apresentado na figura 18 foi desenvolvido e usado como modelo para uso com o MOSFET FDPF5N60NZ.

Figura 18 - Esquemático do amplificador elaborado.



Fonte: Próprio autor

4.1. CONTROLADOR DRIVER IR2092

O circuito integrado IRS2092 é capaz de realizar todos os processos que um amplificador classe D necessita, incluindo a modulação com integrador de segunda ordem, um amplificador de erro, comparador e controle dos MOSFETS, além de mecanismos de proteção extra em caso de sobrecarga da etapa de saída. Por ser do tipo auto-oscilante, necessita de realimentação para funcionar, tendo a grande vantagem da flexibilização do PWM. Segundo o datasheet com transistores adequados pode chegar a potencia de 500W e com circuitos de controle de gate extra pode chegar a casa dos 2kW. No mais, a quantidade de componente utilizados externamente a este CI faz com que ele seja verátil possa ser projetado em um pequeno espaço.

4.1.1. Descrição dos pinos do IRS2092

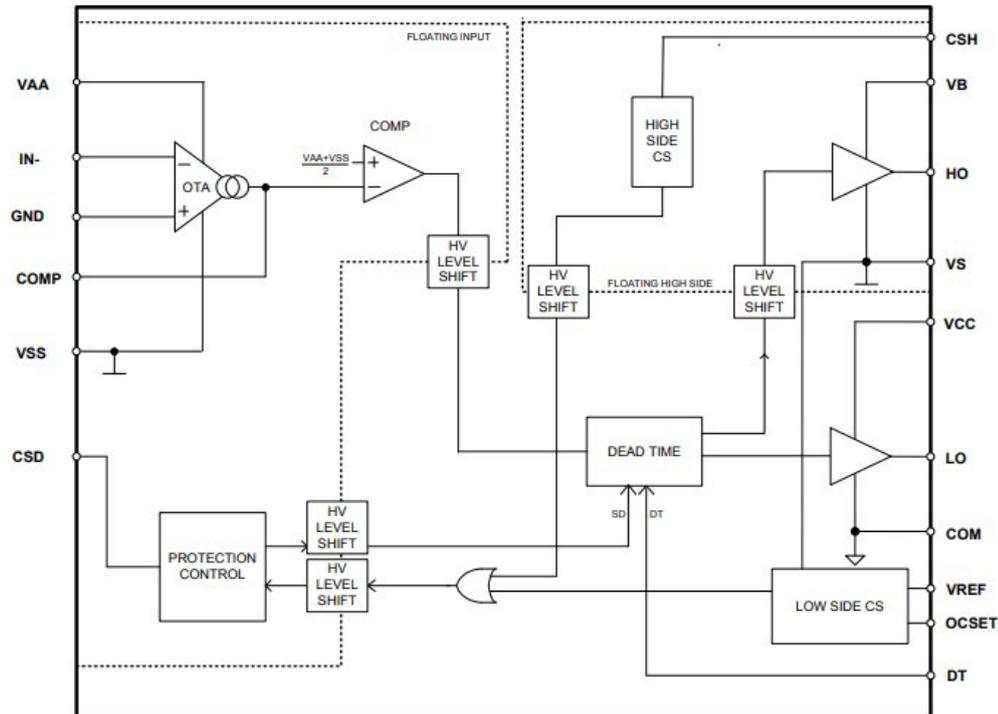
O CI IRS2092 possui 16 pinos, sendo eles em ordem numérica crescente:

1. **VAA:** Alimentação positiva do amplificador operacional de transcondutância (OTA) +5,6V.
2. **GND:** Terra terminal comum da alimentação de +5,6V e -5,6V.
3. **IN-:** entrada inversora de áudio também utilizada para a realimentação de sinal.
4. **COMP:** Saída do amplificador de transcondutância conectada internamente ao comparador do ci.
5. **CSD:** Terminal utilizado para base de tempo do reset e tempo de acionamento após a atuação da proteção.
6. **VSS** Alimentação positiva do amplificador operacional de transcondutância (OTA) - 5,6V.
7. **VREF:** Fornece uma tensão de 5V como referência para ajuste do ponto de proteção.
8. **OCSET:** Pino para referência de tensão para o acionamento da proteção de sobrecorrente no MOSFET inferior.
9. **DT:** Seleção do tempo morto.
10. **COM:** Ponto em que é conectado o barramento negativo da fonte do amplificador, serve de referência para a alimentação do gate driver.
11. **LO:** Comando do interruptor inferior.
12. **VCC:** Alimentação positiva para o gate driver tendo como valor nominal 12V.
13. **VS:** Retorno de alimentação para a parte superior do gate driver.
14. **HO:** Comando do interruptor superior.
15. **VB:** Alimentação positiva do gate driver do interruptor superior tendo como tensão nominal 12V.
16. **CSH:** Sensoriamento de sobrecorrente para o gate do mosfet superior.

A figura 19 a seguir demonstra o diagrama de blocos da composição

interna
do IC.

Figura 19 - Diagrama de blocos do IRS2092.



Fonte: (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2003).

4.1.2. MOSFET

O MOSFET é o principal causador das perdas em um amplificador classe D. Dessa forma alguns aspectos devem ser analisados na escolha do componente.

O MOSFET selecionado foi o FDP5N60NZ, a escolha deste transistor se dá por alguns fatores que foram idealizados como:

- RDS(on) de 1,65Ω;
- Carga de gate total (Qg) de 10nC;
- Corrente contínua no dreno 4.5^a a 25 °C;
- Carga de recuperação reversa (Qrr) de 0,9μC;
- Tempo de recuperação reversa (trr) de 230ns;
- Tempo de subida 20ns;
- Tempo de descida 20ns;
- Temperatura de junção máxima 150°C.

Desta forma é possível calcular as perdas no componente.

4.1.3. Cálculo das perdas no MOSFET

O fluxo de corrente elétrica que circula por um componente, provoca uma dissipação de potência que equivale ao produto do quadrado da corrente pela resistência do componente percorrido (BERTOLDI, 2016). Essa potência é convertida em calor, que é denominada de efeito joule.

O cálculo da temperatura de junção T_j no MOSFET é realizado para saber se existe a necessidade de utilizar dissipador de calor no corpo do componente.

O MOSFET FDPF5N60NZ tem como temperatura de junção máxima 150°C . Para realizar o cálculo aproximado de temperatura de junção, e resistência térmica de junção até o ambiente é necessário saber as perdas inerentes no componente, que são duas, as perdas de condução sendo a perda de entrada de condução considerada como intrínseca à perda de condução e a perda de comutação.

No cálculo da perda de condução é necessário saber a (RDS_{on}) do MOSFET que no caso do transistor atribuído é de $1,65\Omega$

O valor do (RDS_{on}) é alterado quando submetido a variações de temperatura de junção. No caso do FDPF5N60NZ o valor da resistência (RDS_{on}) varia de $0,9\ \Omega$ a temperatura ambiente de 25°C até $2,4\ \Omega$ para 150°C Neste caso como não se sabe a temperatura em que o MOSFET irá operar, para realizar os cálculos foi tomado como referencia a temperatura de 100°C onde a resistência de condução é de $1,8\ \Omega$.

Para saber a perda de condução do MOSFET foi utilizada a razão cíclica de 0.5 quando o nível de entrada é nulo e 1 quando o sinal de entrada tiver em nível máximo.

Desta forma pode se calcular a perda de condução por:

$$P_{con} = I_D^2 \times RDS_{on} \times D \quad (15)$$

$$P_{con} = 2,7^2 \times 1,8 \times 0,5 = 6,56\text{W} \quad (16)$$

Onde:

P_{con} : Perda de condução;
 I_D : Corrente de Dreno;

RDS_{on} : Resistencia entre dreno
source; D: Razão cíclica.

Para calcular a perda por chaveamento é necessário encontrar o valor de tempo de subida e tempo de descida do transistor que é identificado na folha de dados no ANEXO A, como $t_r = 13\text{ns}$ e $t_f = 7,8\text{ns}$. Assim é possível calcular por:

$$\frac{E_{on}}{T_{on}} = ID \times VDD \times \frac{\times}{2} \rightarrow \frac{ID \times VDD \times \times}{2} \quad (17)$$

$$\frac{E_{on}}{13+7,8} = 2,7 \times 60 \times \frac{\times}{2} = 1,68\mu J \quad (18)$$

Como existe uma base de tempo em que o transistor opera faz-se necessário acrescentar no cálculo, a frequência de PWM utilizada e desta forma pode-se calcular a potencia dissipada no modo ligado por:

$$P_{sw(on)} = E_{on} \times f \quad (19)$$

Onde:

$P_{sw(on)}$: Potencia do chaveamento;

E_{on} : Energia necessária para ativação do

MOSFET; f : Frequência de comutação (PWM).

Desta forma calculando as perdas para as frequências que serão utilizadas na varredura obtém-se:

- 100kHz $P(on) = 0,168\text{W}$
- 400kHz $P(on) = 0,67\text{W}$
- 780kHz $P(on) = 1,3\text{W}$

Como a energia para ligar é similar a energia para desligar o MOSFET a potência total pode ser calculada por:

$$P_{tot} = P_{con} + P(on) + P(off) \quad (20)$$

Assim para os valores totais obtidos para as frequências de comutação são:

- P_{tot} a 100kHz = 6,9W
- P_{tot} a 400kHz = 7.9W

- P_{tot} a 780kHz = 9,16W

4.1.4. Dimensionamento do circuito de modulação PWM

O sistema circuito de modulação do IRS2092 é composto de R6, R2, C6, C8 e C9. O IRS2092 opera com frequências de PWM de 100kHz até 800kHz como descrito na folha de dados.

Os valores são pré definidos pelo fabricante por não ser possível calcular o tempo de propagação do sinal, foi utilizada a folha de dados do IRS2092 onde foram extraídos os valores pretendidos.

Para a varredura de frequência de 100 a 800kHz temos:

- R6 – Trimpot linear de 10k Ω ;
- R2 – de 47 Ω para a frequência mínima inicial; C6, C8 e C9 de 1nF/10V cada.

Como é necessário realizar ajuste de frequência, o trimpot em R6 foi adicionado.

4.1.5. Dimensionamento da fonte de alimentação

Para a alimentação do amplificador foi utilizado um transformador de 300VA que equivale a 210W. Potência necessária para que não haja queda de tensão no enrolamento da bobina do transformador, pois será drenado aproximadamente 50W de potência de som e potência dissipada por perda no circuito que possa existir.

Este amplificador possui fonte simétrica, retificação em ponte completa com uma ponte retificadora de 25A e transformadores eletrolíticos para +B e -B que somados possuem 8800 μ F por 35V dois ilustrados por C15 e C16 e mais dois próximos ao transformador.

4.1.6. Dimensionamento dos Capacitores Desacoplamento e Filtragem

Os capacitores de filtragem são C3, C5, C10, C13, C14. O valor dos capacitores são 47 μ F para C3 e C5, 22 μ F para C10 e C13 e C14 de 100nF que fazem parte do circuito de desacoplamento. Estes capacitores devem ser instalados o mais próximo dos terminais do CI e dos MOSFET's evitando indutâncias parasitas nas trilhas da PCB. Apenas os capacitores C13 e C14

devem ter uma tensão de ruptura de 100V.

4.1.7. Fontes Auxiliares

O IRS2092 possui internamente dois zeners de 5,6V que formam uma fonte em VAA e VSS, que fornece energia a parte o processamento analógico de sinal, porém é necessário, uma alimentação para fornecimento desta tensão. O CI também possui entrada de 12V em VCC que é responsável por alimentar os drivers do MOSFET inferior, e para alimentar o MOSFET superior com uma tensão de 12V, é utilizado um circuito de *bootstrap*.

A energia para alimentar VAA e VSS é fornecida pela tensão de barramento

$\pm 31V$. Como esta tensão é muito elevada para ser aplicada diretamente a um zener sem o controle ideal de corrente, é acrescentado um divisor de tensão com R4 e R6 para fornecer um valor de tensão adequado para o funcionamento do CI. Como a corrente máxima permitida para a entrada do CI é de 20mA e uma corrente nominal de 10mA foi calculada uma corrente de 18mA já que está sendo utilizado diodo zener de apoio externamente.

Assim é possível obter o valor dos resistores de R4 e R6 por:

$$R = \frac{V}{I} \rightarrow R = \frac{31 - 5,6}{18mA} = 1,41k\Omega \quad (21)$$

Aplicando se um valor comercial que se adeque a necessidade, foram utilizados resistores de $1,2k\Omega$

A corrente dissipada pelos resistores é de 537mW sendo necessário adotar resistores de 1W de potência. Para auxiliar a manter a tensão estável em VAA e VSS, foram acrescentados os diodos D1 e D2 com nomenclatura 1N4734 e dois capacitores C3 e C5 de 47uF para evitar oscilações de tensão nesta etapa do circuito.

Para a fonte de alimentação VCC de 12V utiliza-se um regulador de tensão com referência ao trilho negativo -B.

O circuito de 12V é composto por Q3, C12,D6,R16 e R19. Em Q3 utilizou- se o transistor TIP41C, que possui Vce de 100V e corrente máxima

de emissor de 6A. A queda de tensão neste transistor será de 19V.

Para manter estável a tensão no transistor, foi inserido R19 de 100 Ω no coletor de Q3 que é utilizado para limitar a queda de tensão sobre o transistor, R16

serve para polarizar a base do transistor, o condensador C12 de 1 $\mu\text{F}/25\text{V}$ tem por finalidade estabilizar e filtrar a tensão sobre a base do transistor TIP41C. O diodo zener escolhido foi 1N4743 com tensão nominal de 13V. O resistor R13 de 10 Ω serve para limitar a corrente no pino 12VCC do CI, com um valor de 10 Ω , o capacitor C10 de 22 μF serve para estabilizar a tensão de saída do transistor Q3.

Para a alimentação do MOSFET superior é feito o uso do circuito de *bootstrap* no qual é constituído pelo diodo D4 com nomenclatura BYV27-200 de alta taxa de recuperação reversa de 25ns, o resistore R14 de 4,7 Ω servindo como limitador de corrente para o capacitor de *bootstrap* e R15 de 82k Ω que serve para carregar o capacitor de *bootstrap* antes que o circuito driver comece a funcionar por fim o capacitor de *bootstrap* C11 de 22 μF valor suficiente para garantir energia para este driver atuar, e se carregar no tempo em que estiver recebendo 12 Vcc.

O diodo de *bootstrap* seve para que seja evitada a tensão de barramento na fonte VCC de 12V e o capacitor de *bootstrap* é utilizado como armazenamento de energia para o MOSFET superior. Quando o MOSFET inferior se encontra ativo, é conectado o polo negativo do capacitor de *bootstrap* ao negativo da fonte, como o polo positivo deste capacitor já se encontra ligado a fonte de 12V, este capacitor se carrega com a tensão de Vcc. Assim, o IRS2092 utiliza esta tensão para acionamento do gate da linha superior.

4.1.8. Dimensionamento do Capacitor de Temporização

O capacitor C7 conectado ao CSD (*Shutdown time capacitor*) é responsável pelo tempo de reset e acionamento do circuito, nos momentos em que o CI entra em proteção ou quando é ligado até a operação normal. Quando projetado, este tempo deve ser suficientemente grande para não gerar aquecimento nos interruptores durante a operação.

Com base no Application Note AN-1138, é possível calcular o valor do capacitor estimando o tempo de reset e tempo de partida. Estimando a carga do capacitor em 100 μA , e um tempo de reset e partida de 0.8s pode-se calcular por:

$$C7 = \frac{t_{reset} \times 1,1 \times I_{CC}}{V_{DD}} \rightarrow \frac{0,8 \times 1,1 \times 200\mu}{11,2} = 9,82\mu\text{F} \quad (22)$$

$$C7 = \frac{t_{partida} \times 1,1 \times I_{CC}}{V_{DD}} \rightarrow \frac{0,8 \times 0,7 \times 200\mu}{11,2} = 15,7\mu F \quad (23)$$

Onde:

t_{reset} : Tempo de reset do circuito.

$t_{partida}$: Tempo de partida do circuito.

V_{DD} : Tensão máxima sobre o capacitor 12V- 0,6V do diodo interno.

I_{CC} : Corrente de carga do C7 100 μ A.

Aplicando um valor comercial foi aplicado 10 μ F que atende as necessidades de temporização do IR2092.

4.1.9. Dimensionamento do circuito de tempo morto (*Dead Time*)

Quando os interruptores são conectados do polo positivo e negativo a um único nó de saída, há sempre a possibilidade de que ambos os interruptores estejam brevemente ligados ao mesmo tempo. Fazendo com que a corrente flua diretamente do polo positivo para o polo negativo, resultando no mínimo em um desperdício de energia, podendo até destruir o estágio de saída. Por isso existe o tempo morto incorporado no circuito de acionamento do MOSFET garantindo que sempre haja um tempo muito pequeno de intervalo entre os interruptores.

Quanto menor for o valor do tempo morto maior será a qualidade do sinal de áudio, mas para valores de tempo morto muito pequenos podem acarretar em curto entre os MOSFET's (BERTOLDI, 2016).

No circuito integrado IRS2092 o tempo morto é controlado por uma referência de tensão no pino 9 (DT) esta tensão é obtida através de um divisor resistivo o R10 e R11 assim é possível gerar alguns tempos de atraso no acionamento conforme a tabela disponível na nota de aplicação AN1138.

Tabela 1 - TEMPO MORTO

Tempo morto	Tensão no pino 9 (DT)
25ns	Maior que 57% de Vcc
45ns	Entre 36% e 57% de Vcc
65ns	Entre 23% e 36% de

	Vcc
105ns	Menor que 23% de Vcc

Fonte: (Aplication Note AN1138).

Neste trabalho foram escolhidos três valores para constatação de resultados de tempo morto: 25ns, 55ns e 105ns.

Para conseguir estes valores com base em um V_{CC} de 12V foram adotados:

- 80% de V_{CC} resultando em 9,6V para o tempo inicial de 25ns;
- 36% de V_{CC} resultando em 4,32V para o tempo de 55ns;
- 15% de V_{CC} resultando em 1,8V para o tempo de 105ns.

Esses referenciais de tensão podem ser conseguidos supondo o valor de R_7 para encontrar R_5 através das equações:

$$\underset{=}{V_{Dt1}} = \frac{R_7}{R_7 + R_5} \times V_{CC} \rightarrow 10K + R_5 \quad \frac{10K}{9,6V} \times 12 = 2,5K\Omega \quad (24)$$

$$\underset{=}{V_{Dt2}} = \frac{R_7}{R_7 + R_5} \times V_{CC} \rightarrow 3,3K + R_5 \quad \frac{3,3K}{4,32V} \times 12 = 5,86K\Omega \quad (25)$$

$$\underset{=}{V_{Dt3}} = \frac{R_7}{R_7 + R_5} \times V_{CC} \rightarrow 1K + R_5 \quad \frac{1K}{1,8V} \times 12 = 5,66K\Omega \quad (26)$$

Os valores de R_5 encontrados comercialmente foram $2,7k\Omega$, $5,6k\Omega$ para a adequação no projeto, obtendo assim valores de 78%, 37% e 15% de V_{CC} na sequência.

4.1.10. Circuito de Proteção

O IRS2092 conta com um circuito de monitoramento contra sobrecorrente para o MOSFET superior e inferior, este controle que funciona avaliando a tensão entre o *Dreno* e *Source* (V_{DS}) tendo como base o ($R_{ds(on)}$) do transistor que está em condução. Este método tem como vantagem a não utilização de resistores *SHUNT*, que reduzem o fator de amortecimento por efeito joule e elevam as indutâncias parasitas no circuito.

Dessa forma quando uma tensão máxima permitida ou uma sobrecorrente é atingida o capacitor C_7 é descarregado até que o circuito entre em proteção. Este capacitor também é responsável pelo tempo de

retardo no acionamento do circuito após a proteção voltando a carregar assim que não for detectado proteção no CI.

Caso persista a sobrecorrente, o circuito ficará no ciclo de carga e descarga do capacitor.

4.1.11. Dimensionamento do Circuito de Proteção do MOSFET superior

O sensoriamento do MOSFET superior é feito através do pino 16 (CSH) do CI responsável por monitorar a tensão, e tem como base para acionamento da proteção uma tensão de 1,2V denominada V_{thoch} , tensão essa que é referência de disparo.

Fazem parte da proteção do MOSFET superior os resistores R8, R10, R12 e os diodos D3 e D5.

O diodo D3 tem por função bloquear a alta tensão que existe entre o *dreno* e *source* quando o MOSFET encontra se aberto. Por conta da alta frequência de comutação este diodo deve garantir um curto tempo de recuperação. Para atender a condição foi escolhido o diodo BAV27-200 que tem o tempo de recuperação reversa de 25ns e tensão máxima reversa de 200V.

O diodo D5 fixa a tensão no pino VB em 15V, mantendo estável a tensão no divisor de tensão resistivo.

Para o resistor R10, o cálculo não é necessário, como a tensão é estabelecida pelo fabricante valor de R10 é de $10k\Omega$.

Para que o divisor resistivo entregue 1,2V foram utilizados os resistores de $1k\Omega$ e $10k\Omega$ para os resistores de R12 e R8 respectivamente garantindo aproximadamente 1,36V para o pino de referência. Assim se houver curto circuito a proteção atuará.

Caso o MOSFET esteja atuando a temperatura ambiente sua $R_{DS(on)}$ é de $0,9\Omega$, assim, a corrente de disparo mínima é dada pela equação (26):

$$I_{dpmin} = \frac{V_{ocset}}{R_{ds(on)}} = \frac{1,2}{0,9} = 1,33A \quad (27)$$

4.1.12. Dimensionamento do Circuito de Proteção do MOSFET Inferior

Assim como o circuito de proteção superior o circuito de proteção inferior, também trabalha monitorando a tensão entre o *Drain* e *Source* do MOSFET. Para idealizar a corrente máxima permitida no MOSFET, as tensões entre *Deno* e *Source*

devem ser feitas, primeiramente encontrando o valor da a corrente de pico calculada por (28):

$$I_{dsp} = \frac{\overline{P}}{\sqrt{R_{carga}}} \times \sqrt{2} = \frac{40W}{\sqrt{6\Omega}} \times \sqrt{2} = 3,65 A \quad (28)$$

Onde:

P = Potência de saída do Amplificador;

R_{carga} = Impedância de carga;

I_{dsp} = Corrente entre Drain e Source.

Escolheu-se o valor mínimo de proteção I_{prot} de 4 A, sendo maior que a corrente de *Dreno* do componente.

A tensão de referência (V_{ocset}) deve ser entregue ao pino 8 (OCSET) do IRS2092 e é calculada em (29). Após estipulada a tensão de proteção, é estabelecida a tensão do divisor resistivo formado por R12 e R8 que tem como base de referência 5,1V entregue pelo pino 7 (VREF) do IRS2092.

Tomando como valor de $0,9\Omega$ a resistência de condução do MOSFET a uma temperatura ambiente, tem-se que:

$$V_{ocset} = I_{prot} \times R_{ds(on)} = 4A \times 0,9 \Omega = 3,6V \quad (29)$$

O valor do divisor resistivo pode ser encontrado em (30),(31) e (32).

$$R12 + R8 = 10k\Omega \quad (30)$$

$$R8 = \frac{V_{ocset}}{V_{ref}} \times 10k\Omega = \frac{3,6}{5,1} \times 10k\Omega = 7058,8\Omega \quad (31)$$

$$R12 = 10k\Omega - 7k\Omega = 3k\Omega \quad (32)$$

Como o valor de R8 não é comercialmente encontrado foi utilizado o valor de $7,5k\Omega$ e para R12 manteve-se os $3k\Omega$, resultando em uma tensão de referência de 3,64V.

Pode-se também obter o valor de corrente de disparo mínima para uma temperatura ambiente do MOSFET calculada pela equação (33).

$$I_{dpmin} = \frac{V_{ocset}}{R_{ds(on)_{min}}} = \frac{3,64}{0,9} = 4,04A \quad (33)$$

4.1.13. Dimensionamento do Capacitor, Resistor de Entrada e Resistor de Gate

O capacitor de entrada C3, serve para eliminar algum componente de tensão contínua que possa existir no sinal de áudio. O valor tipicamente utilizado e escolhido é de $10 \mu F$.

O resistor de entrada, R1, define a impedância de entrada do amplificador conjuntamente com o resistor de realimentação, R3 de $100k\Omega$, o ganho de tensão do amplificador (SCHWAAB,2012).

Com o objetivo de obter a potência máxima de saída com aproximadamente 800mV pico a pico de entrada.

Para o calculo do resistor de entrada utiliza-se equação a seguir para determinar o ganho de tensao (GV) do amplificador:

$$GV = \frac{R_{FB}}{R_{IN}} \rightarrow \frac{100k}{2,7k} = 37 \text{ vezes} \quad (34)$$

Os resistores de gate serve para limitar a corrente no gate dos MOSFET's, tendo o valor típico de 15Ω , em alguns casos, é acrescentado em paralelo com este resistor um diodo UF4007 para que seja removida a capacitância por efeito MILLER inerente ao gate dos MOSFET's de mais alta potência, elevando o rendimento por remover cargas parasitas evitando assim que o transistor fique em condução mesmo após o corte da alimentação.

4.2. ELABORAÇÃO DO FILTRO DE SAÍDA

O primeiro passo para a elaboração do filtro de segunda ordem é definir a largura de banda desejada, como neste projeto a varredura de portadora foi de 120kHz a 780kHz foi definida a frequência do pólo ressonante do filtro de saída (f_c) como sendo 60kHz limite superior a faixa máxima audível.

O filtro é composto por um indutor toroidal com núcleo de pó de ferro retirado de um amplificador classe D com 22uH com características desejadas, e um capacitor de alta tensão determinado por:

$$C = \frac{1}{L \times (f_c \times 2\pi)^2} \quad (35)$$

Assim
:

$$C = \frac{1}{22\mu H \times (60kHz \times 2\pi)^2} = 319nF \quad (36)$$

Adotando-se um valor comercial que atenda as características propostas escolheu-se o valor de 330nF, resultando em uma frequência de corte de 59,06kHz.

5. MATERIAIS E MÉTODOS

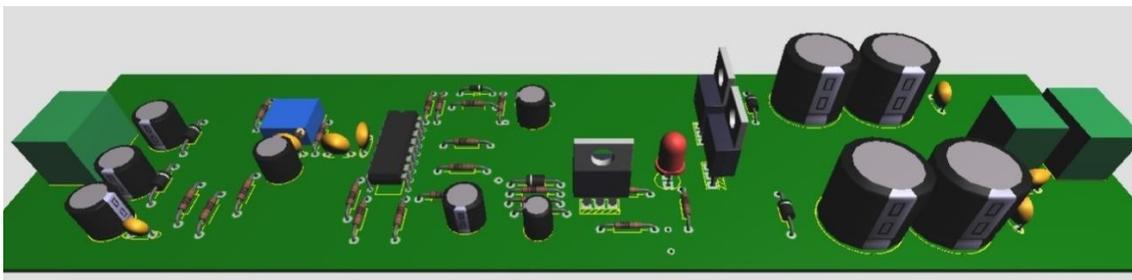
Nos tópicos a seguir, serão apresentados os processos caracterização utilizados para extração de dados para o amplificador classe D proposto e o desenvolvimento de um protótipo de testes.

5.1. Elaboração e testes da placa de circuito impresso

Tanto a primeira montagem quanto o teste, foram inicialmente desenvolvidos em uma ferramenta de prototipagem, o protoboard, após a montagem foi constatada a influência das capacitâncias parasitas por ser um circuito que opera em alta frequência às barras condutoras presentes no protoboard interferem no circuito.

Para a elaboração do layout da placa foi utilizado o software Proteus 8 Professional. Na elaboração por software foi considerado manter as trilhas da linha onde se percorre maior corrente um pouco mais espessas. Após a elaboração do layout ficou projetado conforme a figura 20, onde é possível ter uma visualização em 3D da placa em projeto. Como esta versão não possui packages de indutores na visualização em 3D, é possível notar a ausência do indutor toroidal entre os capacitores do barramento +B e -B.

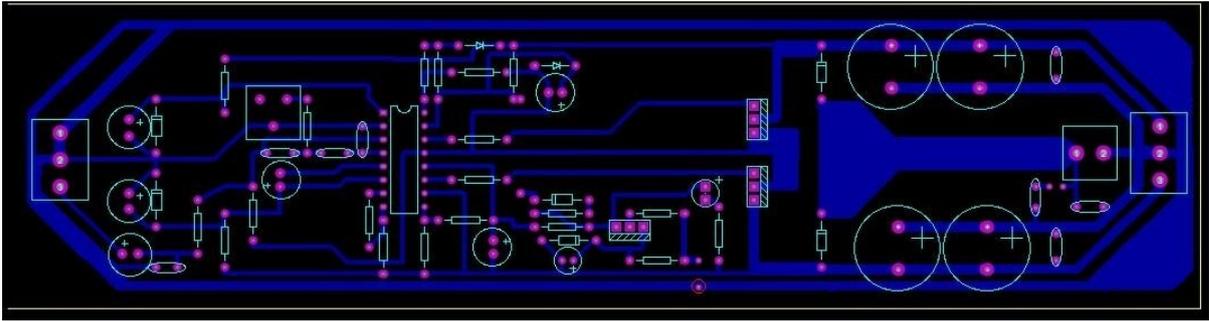
Figura 20 - Layout PCB em 3D.



Fonte: Próprio autor.

Em seguida foi analisada a disposição das trilhas, estas propositalmente foram projetadas conforme o arranjo do projeto exposto na figura 18 para melhor identificação dos componentes, as trilhas estão dispostas como mostrado na figura 21 com imagem superior da placa.

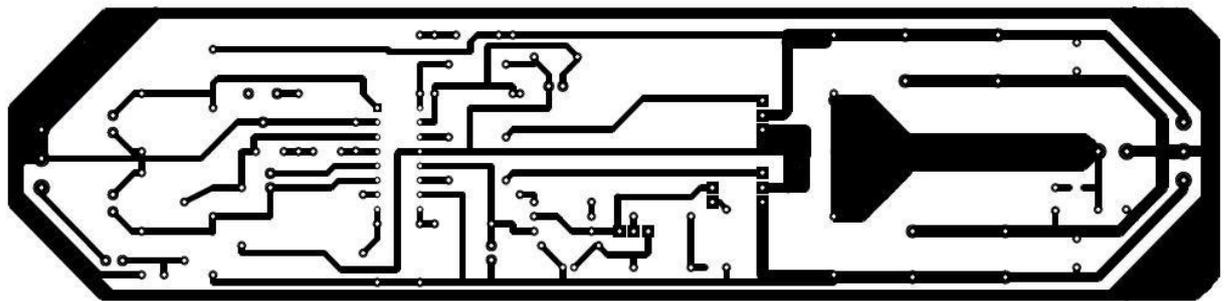
Figura 21 - Disposição dos componentes em vista superior.



Fonte: Próprio autor.

Por fim, foi impresso em papel fotográfico (glossy) em uma impressora a laser o layout da figura 22. Assim, foi possível realizar o processo de transferência térmica em uma placa lisa de fenolite.

Figura 22 - Layout com vista inferior das trilhas.

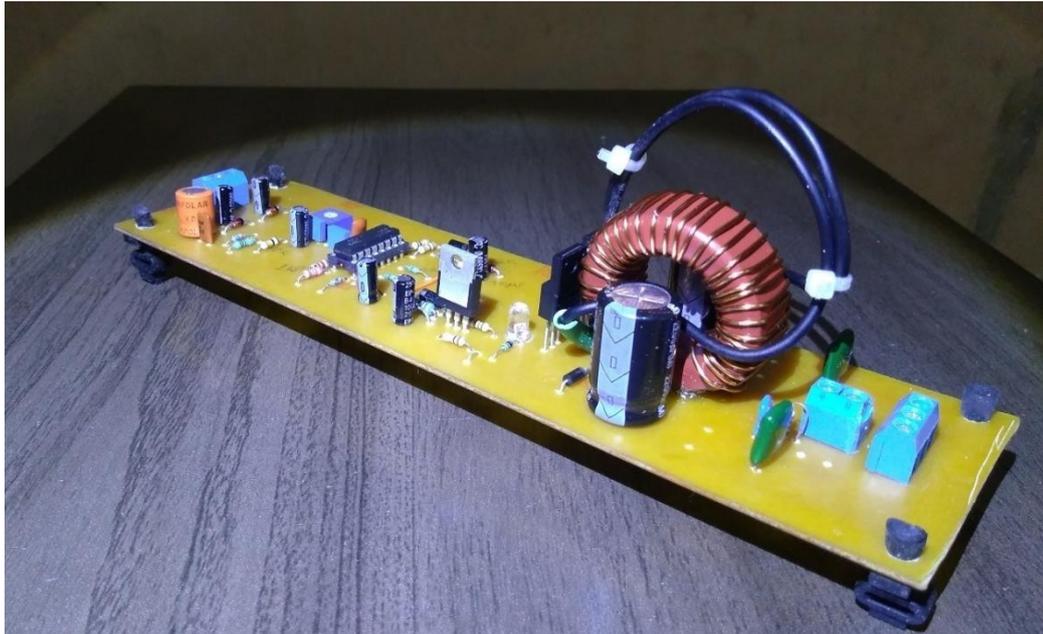


Fonte: Próprio autor.

A primeira tarefa após preparada a placa ainda sem componentes, foi testar as conexões de cada trilha utilizando um multímetro em escala de continuidade, após validado o teste não apresentando curtos entre trilhas ou conexões abertas, foram inseridos os componentes utilizando fluxo de solda e solda livre de chumbo. Com a montagem da placa finalizada foi testada a isolamento do fenolite em escala de x10k evitando assim indícios de fuga por carbonização.

O perfil da placa já montada e finalizada pode ser vista na figura 23 a seguir.

Figura 23 - Placa física já montada do amplificador classe D.



Fonte: Próprio autor.

Foi utilizado o gabinete de um amplificador da indústria Wattsom modelo DBS 2000 para acomodar a placa, este, possui um transformador com tensão de 61VDC simétrico em repouso, que foi transformado para 30V ao selecionar o enrolamento primário de 220V sendo utilizado em uma rede de 125V. Para teste e verificação prévia de curto circuito de todo o projeto já montado, foi utilizada uma lâmpada incandescente em série de 100W com o transformador do amplificador para então energizá-lo e verificar se houve alguma fuga ou curto nos barramentos de tensão. Se caso houvesse, a lâmpada indicaria acendendo e limitando a corrente circulante no circuito.

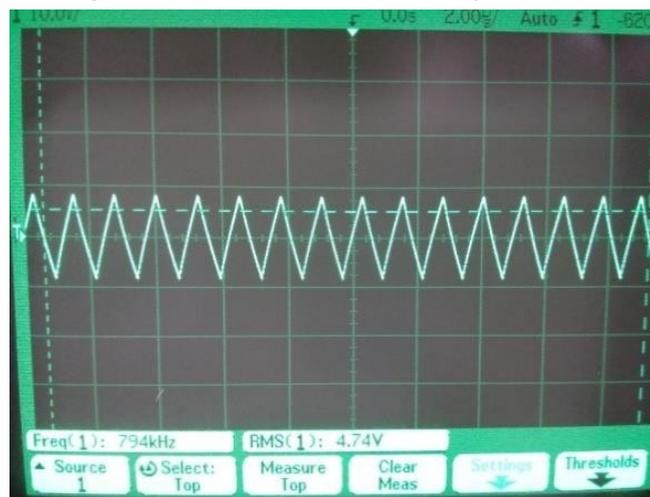
6. RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo serão levantados os resultados de medidas e testes feitos bem como a forma de tratamento dos sinais obtidos.

6.1. FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO GERADOR PWM

A forma de onda triangular extraída do pino OSC é apresentada na figura 24 e foi obtida do amplificador operando com uma carga resistiva de 6 Ohm a uma frequência máxima alcançada entre 794kHz a 802kHz. Para estas medições foi utilizado o osciloscópio Agilent modelo 54622D.

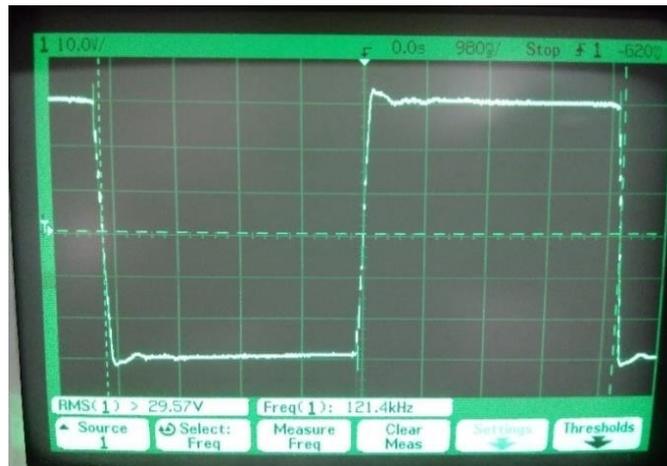
Figura 24 - Forma de onda da portadora.



Fonte: Próprio autor.

As figuras a seguir, demonstram as formas de onda medidas no amplificador com carga resistiva e sem sinal de áudio na entrada, ou seja, com ciclo de trabalho (duty-cycle) em 50% onde todas as medidas são referenciadas com o valor de tensão de 61,9Vp-p. A figura 25 demonstra a medição antes do filtro LC demodulador, esta medida foi resultado do posicionamento do trimpot de 1kOhm em 0% restando apenas a resistência de 470Ohm em série, resistência mínima para o circuito de feedback gerar oscilação da portadora.

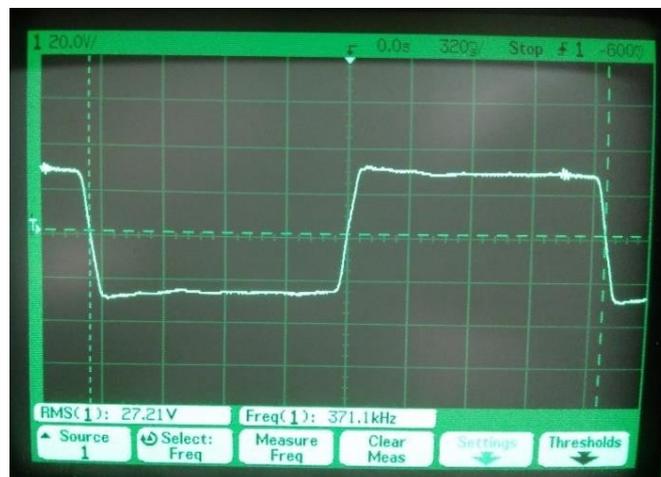
Figura 25 - Saída a 121.4kHz



Fonte: Próprio autor.

Quando posicionado a 50% da rotação total, o trimpot linear de 1kOhm eleva o valor da oscilação para a casa dos 371.1kHz, na figura 26 é possível notar um pequeno *spike* causado pela ausência de um filtro EMI na entrada do circuito.

Figura 26 - Saída a 371.1kHz.



Fonte: Próprio autor.

Por último, a figura 27 é resultante da rotação do trimpot em seu percurso máximo, ou seja, 100% do valor impresso no corpo (1kOhm). Nesta imagem já é possível notar uma leve demora no tempo de descida após o driver desativar a tensão para o gate do MOSFET resultante das capacitâncias intrínsecas do mesmo.

Figura 27 - Saída a 792kHz.



Fonte: Próprio autor.

6.1.1. Ganho do amplificador

O Ganho de tensão é o valor máximo de entrada que pode ser aplicado no amplificador para que ele entregue a potência máxima na saída, sem que sofra distorção ou saturação do sinal, ou seja, a quantidade de vezes que este sinal foi amplificado. O ganho dos amplificadores é expresso em volt por se relacionar a impedância da carga.

Com a ajuda de um gerador de sinais RIGOL DG1032Z e um osciloscópio Agilent modelo 54622D foi observado o formato de onda na saída aplicando gradativamente o sinal na entrada do amplificador, e antes que houvesse grande deformação, circuito de proteção foi ativado. Tendo assim que posicionar o encoder do gerador de sinais a um valor que chegasse a um sinal puro na saída a máxima potência. O valor de tensão máxima na entrada foi de aproximadamente 790mVp-p e nesta medida o valor de saída foi de 41Vp-p. Para entrada acima de 790mVp-p o sinal de saída começa a deformar devido a saturação do sinal de entrada do circuito.

Com os valores obtidos é possível calcular o ganho real de tensão (GV) do amplificador através de (37):

$$GV_{41} = \frac{V_0}{V_{in}} = GV_{\frac{41}{0,79}} = 51,89 \quad (37)$$

Assim, o ganho efetivo do amplificador é de aproximadamente 51 vezes o qual foi desenvolvido no cálculo do projeto para a tensão da fonte e tensão na carga projetado.

6.1.2. Potência de saída máxima em RMS

O teste foi realizado com uma resistência de chuveiro da empresa Lorenzetti, com características rotuladas de: 220V e 3200W. Utilizando a fórmula de resistência da primeira lei de ohm para estes valores, foi encontrada uma resistência de 15,125 Ohm, desta forma, foi necessário utilizar a segunda lei de ohm onde se relacionam a resistência do material por seu comprimento, assim, sendo necessário percorrer o fio da resistência com um multímetro na escala de x1 para obter a resistência de 6 Ohm desejada para as medições.

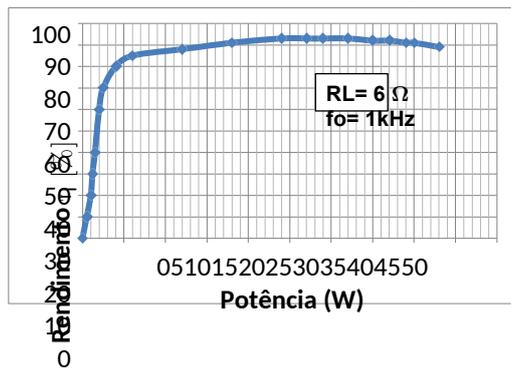
Para manter a resistência com temperatura uniforme sem variações da resistência do fio ao longo dos testes, foi mergulhada a resistência em um recipiente contendo água à temperatura ambiente, desta forma, aumentando a massa de dissipação e o tempo de variação de resistência em caso de testes mais severos. Assim, o teste de potência máxima com uma carga resistiva de 6 Ohm a uma frequência de 1kHz seguindo as normas de medição da (IEC-60268-3, 2011) padronizada como medição oficial foi calculado como mostra a equação (38) a seguir.

$$P = V * I \Rightarrow P = 17,1V * 2,7A = 46,17W \text{ RMS} \quad (38)$$

6.1.3. Eficiência em função da potência

Os valores agrupados nas medições foram utilizados para formar o gráfico 1, neste gráfico, são mensurados 20 pontos para descrever a eficiência do amplificador em regime de carga a potência nominal, ou seja, ½ da potência de pico a uma frequência de 1kHz com carga resistiva de 6 Ω. Foi aguardado 5 minutos em sinal contínua para que o circuito entrasse em estabilidade térmica, garantindo assim uma segurança no valor adotado.

Gráfico 1 - Relação da Eficiência x Potência.



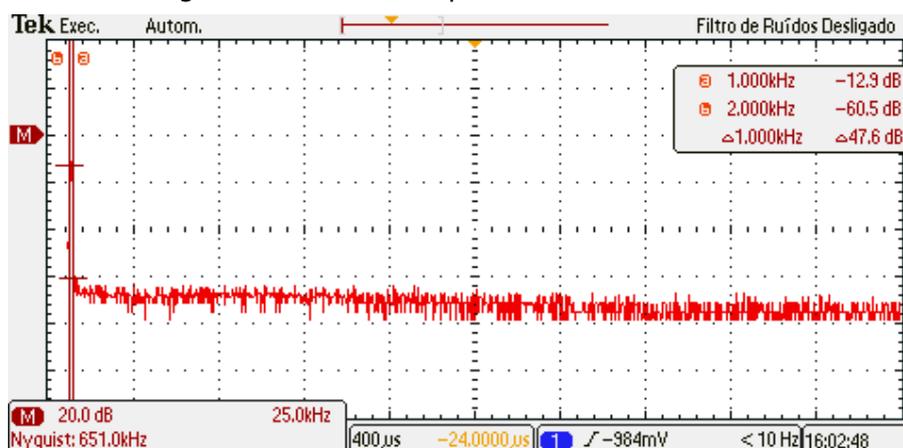
Fonte: Próprio autor.

6.1.4. THD em função do PWM e do TEMPO MORTO

Para a análise comportamental da distorção harmônica do amplificador, foram adotados valores de frequências em pontos específicos de todo o espectro audível relacionando o tempo morto mínimo e máximo aplicado ao amplificador nas três frequências de modulação requeridas. De forma distinta como mostrado nas figuras 26, 27 e 28. Toda a análise foi realizada tomando como carga a resistência de 6 Ω .

Para realização de medida do THD foi utilizado o osciloscópio da marca Tektronix modelo TBS1000B com função FFT – Transformada rápida de Fourier que é um método de medição de áudio que converte sinal em componente individual no espectro, fornecendo valores sobre sinais. Como mostrado na figura 29 capturada.

Figura 28 - Cursor no primeiro harmônico em 1kHz.



Foi possível então coletar os dados de cada frequência individualmente, no entanto este valor é dado em dB (decibel), nesta coleta foi necessário utilizar uma planilha no excel para coletar e unir cada valor além de transformar em um valor tangível em percentual. Foram coletados 8 valores de harmônicos iniciais com maior amplitude do FFT pois após este valor praticamente as harmônicas se encontram na mesma amplitude abaixo dos -60dB. O valor é coletado e dividido por 10 seguido da elevação deste valor na base 10, somado todos os 8 valores coletados, aplicando na raiz quadrada obtém-se o valor de THD para ser expresso em percentual por fim é multiplicado por 100.

Tabela 2 - THD em função do PWM e do TEMPO MORTO.

Tempo morto Hz	15ns	30ns	45ns	15ns	30ns	45ns	15ns	30ns	45ns
	PWM=120kHz			PWM=400kHz			PWM=780kHz		
10	0,09%	0,3%	2,2%	0,04%	0,1%	2,1%	0,02%	0,09%	0,8%
100	0,12%	0,5%	1,8%	0,09%	0,3%	1,4%	0,05%	0,08%	1,1%
1k	0,10%	0,13%	2,3%	0,08%	0,11%	1,7%	0,03%	0,1%	1%
10k	0,15%	0,7%	2,1%	0,12%	0,5%	2%	0,11%	0,3%	1,14%
20k	0,21%	0,9%	2,5%	0,19%	0,5%	2,2%	0,15%	0,4%	1,7%

Fonte: Próprio autor.

Através da análise destes resultados foi comprovado que independente da frequência o dead time tem uma grande função sobre a distorção harmônica total expressiva do amplificador mais do que a base de PWM rápida, por tanto é necessário dosar eficiência relacionada a um dead time curto e nível de distorção harmônica.

6.2. ESPECIFICAÇÕES GERAIS

Como pode-se observar na Tabela 3, os valores obtidos ficaram muito próximos dos valores projetados, a frequência adotada foi de 1kHz, segundo Schwaab (2012) por apresentar maior distorção e interação de sinal parasita no amplificador, para o resultado final de medição e 400kHz

como frequência padrão de

PWM onde foi extraída a maior potência de 43WRms e uma tensão máxima de saída de 16V.

Após os testes de desempenho realizados pode se observar na tabela 3 as características elementares, gerais do amplificador proposto.

Tabela 3 - Especificações dos parâmetros do amplificador.

ESPECIFICAÇÃO DO AMPLIFICADOR	
Tensão de Alimentação	$\pm 31\text{VDC}$
Potência de Saída	43W RMS @ 1kHz
THD	0,57%
Sensibilidade de entrada	790mVpp – (51x) de Vin
Impedância da Carga	6 Ω
Eficiência	93,7%
Frequência de comutação máxima	784kHz
Frequência de comutação mínima	118kHz
Resposta de Frequência	20 Hz - 40kHz (- 3 dB)
Fator de amortecimento	<400

Fonte: Próprio autor.

Devido à ausência de ferramentas específicas para medição de sinais de áudio desta magnitude como o Áudio Precision ATS-1 ou CLIO FW- 02, foram realizados os testes de forma usual com osciloscópio e multímetro true RMS além de um gerador de áudio, ficando assim não obstante do valor aferido por um equipamento dedicado a predição de áudio. Analisando os gráficos por tanto é possível notar o objetivo alcançado nas especificações do projeto.

7. CONCLUSÃO

O objetivo conclusivo deste projeto era construir um amplificador em classe D funcional, onde foram aferidas distorções abaixo de 0,8%, um valor inferior ao padrão 1% usado como parâmetro para amplificadores de áudio. A potência não sendo o objeto principal de interesse final foi limitada tanto pela tensão quanto pelo RDS(on) do transistor obedecido pois o objetivo foi realizar as medições em função da resposta imediata de um MOSFET como esperado.

A frequência de comutação mais alta na faixa dos 780kHz, gerou queda de eficiência global mínima, esta perda, se deu pelo fato do capacitor de filtro estabelecido a 40kHz atuar com maior intensidade para frequências mais distantes à máxima frequência de áudio projetado. Ou seja, há mais filtragem do sinal de portadora, levando a um consumo maior de corrente de mesmo modo considerando perda por condução e perda de chaveamento. O objetivo neste trabalho foi alcançado, demonstrando que se implementado corretamente o transistor em uma topologia classe D, é possível alcançar fidelidade igual ou superior ao padrão de amplificadores classe AB de alta performance. Apesar do design final não ter sido implementado de forma comercial, o layout mostra o quão pequeno e compacto este projeto poderia ser.

Esse trabalho, no entanto, não deve se limitar necessariamente ao conceito de amplificação de sinais de áudio. Diversas outras aplicações de conversores de potência que utilizem a técnica de modulação PWM podem ser favorecidas.

Para trabalhos futuros é sugerida a presença de um DSP como o ADAU 1701 para controle de sinal do amplificador de erro e comando do pulso de PWM, já que este CI é estável por um clock externo, e um circuito como IRS20957s que é capaz de receber pulso externo, desta forma podendo explorar mais a fundo questões como a dinâmica da distorção harmônica na saída em função da carga utilizada, linearização da resposta de frequência para um determinado transdutor acústico através da compensação do ADAU1701, ajuste automático de impedância de saída através do controle da tensão de fonte e do sinal de entrada.

REFERÊNCIAS

- PIRES, Francisco J.A. *Amplificador de Áudio Classe D*. 107f. Dissertação de Mestrado - Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Portugal, 2010.
- COX, J.; DURST, J.S.J. *CLASS D AUDIO AMPLIFIER*. 344f. Degree of Bachelor of Science - Instituto Politécnico de Worcester, Massachusetts. 2008.
- BORTONI, R. *Amplificadores de Áudio*. Fundamentos, Características, Aplicações. Rio de Janeiro: H.Sheldon, 2002.
- BORTONI - Rosalfonso, "**Amplificadores de Potência**", 2007; Disponível em:
<http://www.studior.com.br/amp_avan.pdf>. Acesso em: 09 mar. 2018.
- FLOYD, Thomas L. *Electronic Devices*. 9.ed. Nova Jersey: Prentice Hall, 2012
- BARROS - Marcelo, "**As classes de amplificação**", 2018; Disponível em:
< <http://amplificadoresnextpro.com.br>>. Acesso em: 09 mar. 2018.
- Harman International Company, "**The Class-I Amplifier**", 2012; Disponível em:
< [http:// sound.whsites.net/articles/137234.pdf](http://sound.whsites.net/articles/137234.pdf) >. Acesso em: 10 mar. 2018
- KAN, David. "**Kingrex T20.**" 6moons.com. 06/2007. Disponível em: < <http://www.6moons.com/audioreviews/kingrex/t20>> Acesso em: 12 mar. 2018.
- TRIPATH Company. "**CLASS-T DIGITAL AUDIO AMPLIFIER TECHNOLOGY OVERVIEW**", 12/1999; Disponível em:
< <http://www.profusionplc.com/images/application-notes/an1.pdf>> Acesso em: 12 mar. 2018.
- MALVINO, A; BATES, D. "**Eletrônica**". 8.ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. v. 2.

CORDELL, B. **"Designing Audio Power Amplifiers"**. 1.ed. McGraw-Hill, 2010.

DANZ, G. E. “**Class D Audio II Evaluation Board**” (HIP4080AEVAL2). Harris Semiconductor, Application Note AN9525.2, 1996.

YAZBEK, J. “**Amplificadores de Potência Mitos e Verdades**” [ca. 2004]. Disponível em: < <http://aataudio.com.br> > Acesso em: 12 mar. 2018

BLOECHL, Mark; BATAINEH, M. e HARREL, D. “**Class D Switching Power Amplifiers: Theory, Design, and Performance**”, IEEE Processing SoutheastCon, 2004.

MOHAN, N; UNDELAND, Tore e ROBBINS, W.P. “**Power Electronics: Converters, Applications, and Design**”, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995

IEC-60268-3: **Sound System Equipment - Part 3: Amplifiers**, Edition 3 (2011);

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

MUNZ, Steve. “**Slew Rate in Audio Amplifiers - What Does it Mean**”, 2013. Disponível em: <<http://www.audioholics.com/audio-amplifier/amplifier-slew-rate>>.

HEERDT, Frank W. “**AMPLIFICADORES CHAVEADOS PARA APLICAÇÕES EM ÁUDIO**” Dissertação de Mestrado em Engenharia elétrica. Universidade Federal Santa Catarina. Florianópolis, 1997.

BRAGA, N. C. **Fator de amortecimento (ART271)**. 2014. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/como-funciona/1751-art271>>.

SCHWAAB, E. **Estudo e Implementação de um Amplificador de Áudio Classe D**. [S.l.], 2012.

CORDELL, Bob. **Designing Audio Power Amplifiers**. [S.l.]: McGraw-Hill, 2011.

NUNES, L.O. ; MOURA, A. **“ESTUDO E CARACTERIZAÇÃO DE OPERAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO CLASSE-D”** ARTIGO apresentado do curso de Engenharia elétrica da UFU - Minas Gerais, 2015.

DUNCAN, Ben. **“High Performance Audio Power Amplifiers.”** Newnes. An imprint of Butterworth-Heinemami Ltd Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP - 1996/1997 - United Kingdom

MOREY, B.; VASUDEVAN, R.; WOLOSCHIN, I. **“Class D Audio Amplifier.”** Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Worcester Polytechnic Institute, 2008.

BERTOLDI, B. **“Estudo de um amplificador destinado a guitarra elétrica.”** Artigo - CCT - Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, dezembro 2016. Disponível

em

<http://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/00002a/00002a98.pdf>>. Acesso em: 15 mar. 2018

HEERDT, Frank W. **“AMPLIFICADORES CHAVEADOS PARA APLICAÇÕES EM ÁUDIO”**,1997. Disponível: repositorio.pgsskroton.com.br/bitstream/123456789/16454/1/.pdf >. Acesso em 23 mar 2018.

GAALAAS, E. **“Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How”** Tutorial Disponível em http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/40-06/class_d.pdf> 2006. Acesso em: 15 mar. 2018

HONDA J. ;CHENG X.; LIU W. **“Application Note AN-1138”** Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/an1138.pdf?fileId=5546d462533600a40153559a077610d1>> 2008. Acesso em: 17 mar. 2018

HONDA J. **“Class D Amplifier Design Basics II”** Disponível em:

<<http://www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial2.pdf>> 2009. Acesso em:
17 mar.
2018.

ALEXANDER O. **“Controlador e Topologia Eletrônica Classe D para Testador de Relé”** Tese de doutorado em Engenharia Industrial da Universidade Federal de da Bahia, 2014.

NIELSEN, K. **“Audio Power Amplifier Techniques With Energy Efficient Power Conversion.”** Tese de Doutorado — Technical University of Denmark, Abril 1998.

DONDON, P.; MICOULEAU, J. M. (1999). **“An original approach for the design of a class d power switching amplifier -an audio Application”**. Proceedings of ICECS '99. The 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems.

TAYLOR, S. **“Why we’ll soon be living in a class d world.”** Disponível em: <<https://audiophilereview.com/cd-dac-digital/why-well-soon-be-living-in-a-class-d-world.html>>, 2016.

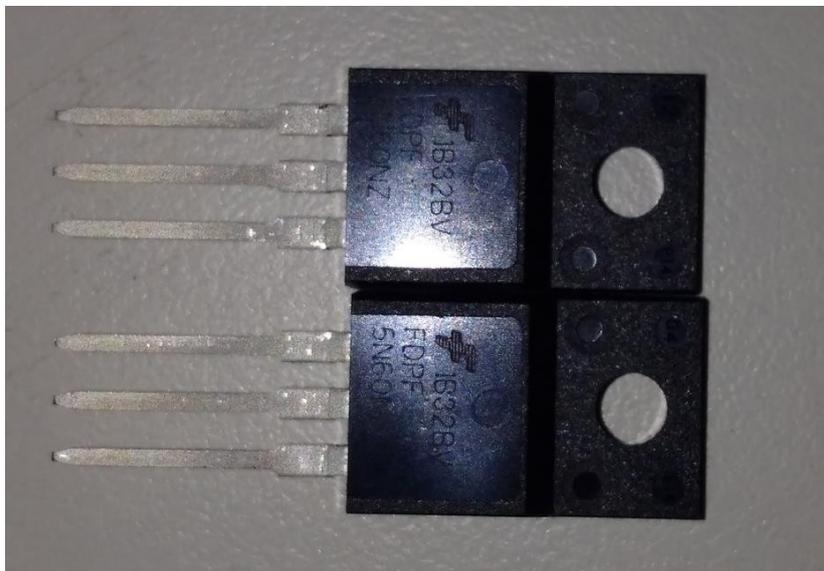
TEXAS INSTRUMENTS. **“Reducing and Eliminating the Class D Output Filter.”** [S.l.], 1999.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **“Class D Audio Amplifier Design.”** 2003. (Class D amplifier design basics). Disponível em: <www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial.pdf>.

APÊNDICE A

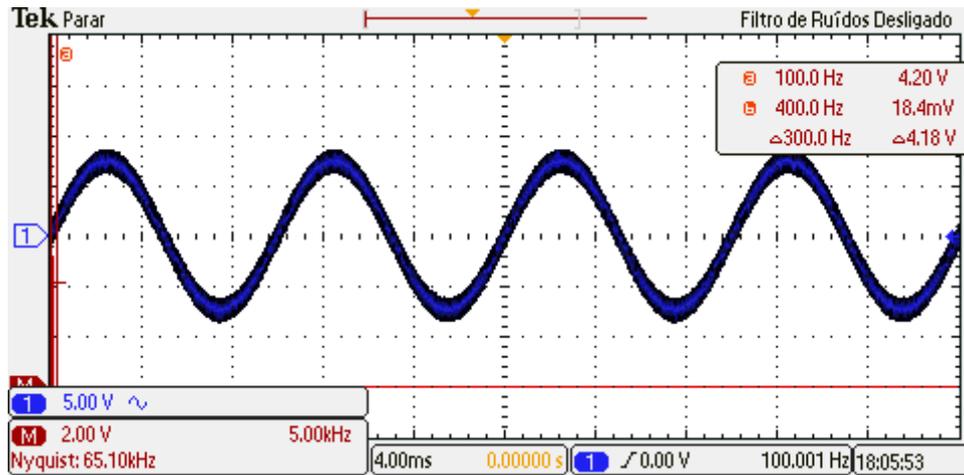


Toroidal de 22U_H com núcleo de pó de ferro

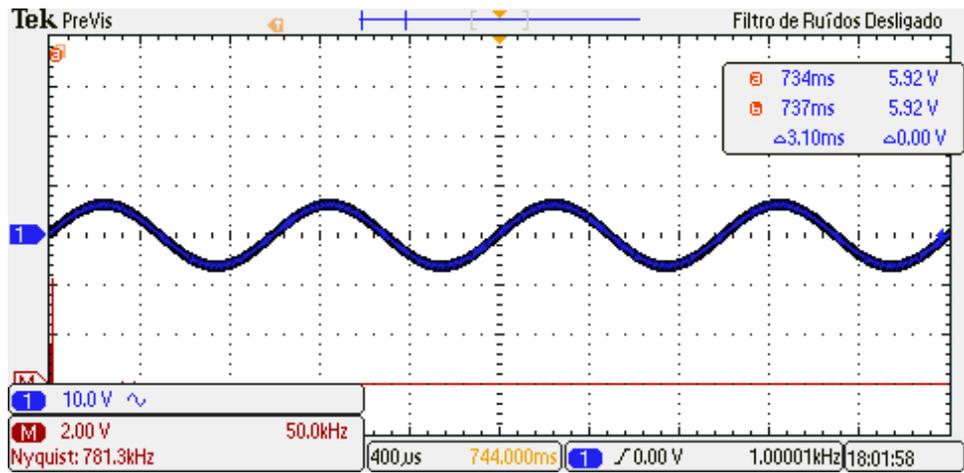


Transistores MOSFET TO220F - FDPF5N60NZ

Forma de onda senoidal a 100Hz após o filtro LC a 1/3 da potência total.



Forma de onda senoidal a 1kHz após o filtro LC a 1/3 da potência total.



ANEXO A



FDP5N60NZ / FDPF5N60NZ

N-C hannel UniFET™ II MOSFET

MOSFET Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	FDP5N60NZ	FDPF5N60NZ	Unit	
V_{DSS}	Drain to Source Voltage	600			
V_{GSS}	Gate to Source Voltage	±25			
I_D	Drain Current	- Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	4.5	4.5*	
		- Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	2.7	2.7*	
I_{DM}	Drain Current	- Pulsed (Note 1)	1 8	1 8 *	
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (Note 2)	175		mJ	
I_{AR}	Avalanche Current (Note 1)	4.5		A	
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (Note 1)	10		mJ	
dv/dt	MOSFET dv/dt	20		V/ns	
	Peak Diode Recovery dv/dt (Note 3)	10		V/ns	
P_D	Power Dissipation	$T_C = 25^\circ\text{C}$	1 0 0	3 3	W
		Derate above 25°C	0 . 8	0 . 2 7	W/ °C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +150		°C	
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering, 1/8" from Case for 5 Seconds	300		°C	

*Drain current limited by maximum junction temperature

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	FDP5N60NZ	FDPF5N60NZ	Unit
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case, Max.	1.25	3.75	C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient, Max.	62.5	62.5	

Electrical Characteristics

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
--------	-----------	-----------------	------	------	------	------

Off Characteristics

BV_{DSS}	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$	6 0	-	-	V
------------	-----------------------------------	---	--------	---	---	---

			0			
$\frac{d(BV_{DSS})}{dT_J}$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250 \mu A$, Referenced to 25°C	-	0.6	-	V/°C
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 600 V, V_{GS} = 0 V$	-	-	1	
		$V_{DS} = 480 V, T_C = 125^\circ C$	-	-	10	
I_{GSS}	Gate to Body Leakage Current	$V_{GS} = \pm 25 V, V_{DS} = 0 V$	-	-	± 10	μA

On Characteristics

$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250 \mu A$	3 . 0	-	5 . 0	
$R_{DS(on)}$	Static Drain to Source On Resistance	$V_{GS} = 10 V, I_D = 2.25 A$	-	1 . 6 5	2 . 0	
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 20 V, I_D = 2.25 A$	-	5	-	

Dynamic Characteristics

C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25 V, V_{GS} = 0 V,$ $f = 1 MHz$		450	60	pF
C_{oss}	Output Capacitance			50	6 5	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			5	7. 5	pF
Q_g	Total Gate Charge at 10V	$V_{DS} = 480 V, I_D = 4.5 A,$ $V_{GS} = 10 V$ (Note 4)		10	1 3	nC
Q_{gs}	Gate to Source Gate Charge			2.5	-	nC
Q_{gd}	Gate to Drain "Miller" Charge			4	-	nC

Switching Characteristics

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 300 V, I_D = 4.5 A,$ $V_{GS} = 10 V, R_G = 25 \mu s$ (Note 4)		5	0	s
t_r	Turn-On Rise Time			0	0	s
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time			5	0	s
t_f	Turn-Off Fall Time			0	0	s

Drain-Source Diode Characteristics

I_S	Maximum Continuous Drain to Source Diode Forward Current			4.5	A	
I_{SM}	Maximum Pulsed Drain to Source Diode Forward Current			18	A	
V_{SD}	Drain to Source Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0 V, I_{SD} = 4.5 A$		1.4	V	
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$V_{GS} = 0 V, I_{SD} = 4.5 A,$ $di/dt = 100 A/\mu s$		30	-	ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			.9	-	nC

Notes:

1. Repetitive rating: pulse-width limited by maximum junction temperature.
2. $L = 17.3 mH, I_{AS} = 4.5 A, V_{DD} = 50 V, R_G = 25 \mu s$, starting $T_J = 25 \mu C$.
3. $I_{SD} = 4.5 A, di/dt = 200 A/\mu s, V_{DD} = BV_{DSS}$, starting $T_J = 25 \mu C$.
4. Essentially independent of operating temperature typical characteristics.