

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS CCT
ENGENHARIA ELÉTRICA

EDISON SCHWAAB

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO CLASSE D

JOINVILLE, SC

2012

EDISON SCHWAAB

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO CLASSE D

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes.

JOINVILLE, SC

2012

EDISON SCHWAAB

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO CLASSE D

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Banca Examinadora

Orientador:

Doutor Yales Rômulo de Novaes
UDESC

Membro:

Mestre Joselito Anastácio Heerdt
UDESC

Membro:

Doutor Volney Coelho Vincence
UDESC

JOINVILLE, 06/07/2012.

RESUMO

SCHWAAB, Edison. **Estudo e implementação de um amplificador de áudio classe D**. Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, Joinville, 2012.

O presente trabalho apresenta o estudo, o projeto e a implementação de um amplificador classe D. O amplificador tem uma potência de saída de 100W com distorção harmônica menor que 1%, medidos com um sinal de entrada na frequência de 1kHz. Possui uma ótima qualidade sonora e para consegui-la se fez uso de componentes semicondutores de alta tecnologia e atenção especial na elaboração do "layout" dos componentes na placa de circuito impresso. Se fez uso de um moderno sistema de modulação conhecido como modulação "auto oscilante" que torna o circuito menor, com menos componentes reduzindo seu custo e propiciando uma ótima qualidade sonora. Na parte inicial do trabalho é realizado um estudo com o objetivo de compreender o funcionamento dos amplificadores classe D e o funcionamento dos componentes que são usados neste amplificador. No projeto são calculados todos os valores dos componentes que são usados no amplificador. Na parte da implementação o amplificador é montado e levado a bancada para a realização de testes e medições com o objetivo de se verificar seu funcionamento e especificar suas características.

Palavras-chave: Amplificador classe D, Modulação auto oscilante, Amplificador de potência, Projeto de um amplificador.

Lista de abreviaturas

BJT	(Bipolar Junction Transistor).
BVDSS	("Drain Source Breakdown Voltage") - é a tensão máxima que é possível aplicar entre o "drain" e "source".
C_{oss}	Capacitância interna entre "drain" e "source" do MOSFET.
E	Energia.
f_{PWM}	Frequencia de comutação.
f_s	Frequencia de comutação.
$f_{senoide}$	Frequencia da senoide.
f_{sw}	Frequencia de comutação.
I_{cond}	Corrente de condução.
I_D	Corrente de "drain".
I_{DS}	Corrente entre "drain" e "source" do MOSFET.
I_{RMS}	Corrente eficaz.
I_{rr}	Corrente adicional causada pela recuperação reversa do diodo.
MOSFET	Metal-Oxide Field Effect Transistor.
P_{bloq}	Perda no bloqueio do MOSFET.
P_{com}	Perda de comutação do MOSFET.
$P_{condução}$	Perda de condução do MOSFET.
P_{econd}	Perda de entrada em condução do MOSFET.
P_{gate}	Perda no "gate" do MOSFET.
P_{med}	Potência média.
P_{total}	Potência total dissipada.
PWM	Modulação por largura de pulso.
Qg	("Gate Charge") - é a carga necessária para fornecer ao "gate" do MOSFET de modo que se consiga carregar as suas capacitâncias internas.
Qrr	("Base Diode Reverse Recovery Charge") - é a carga acumulada no diodo do MOSFET enquanto este se encontra diretamente polarizado
RDS(on)	("Static Drain-to-Source On-Resistance") - é a resistência de condução.
R_{Gint}	(Resistência interna de "gate")
RMS	Eficaz
$R_{\theta JA}$	Resistência térmica da junção até o ambiente.
t_a	Tempo correspondente a 2/3 do tempo de recupereção reversa do diodo.
T_{amb}	Temperatura do ambiente (20°C).
t_f	Tempo de descida da corrente.
T_{fs}	Periodo da frequência de comutação.
THD	Distorção harmônica total.
T_J	(Temperatura máxima de Junção).
t_r	Tempo de subida da corrente.
V_{Bus}	Tensão de barramento.
V_{DS}	Tensão entre "drain" e "source".
V_{Gs}	Tensão aplicada entre o "gate" e "source".
V_{gs}	Tensão de "gate".
V_{RMS}	Tensão eficaz.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	8
2 AMPLIFICADORES	9
2.1 CLASSES DE AMPLIFICADORES	9
2.1.1 Classe A	9
2.1.2 Classe B	10
2.1.3 Classe AB.....	11
2.1.4 Classe C	11
2.1.5 Classe G	12
2.1.6 Classe I.....	13
2.1.7 Classe D	14
2.2 PARÂMETROS DE AMPLIFICADORES.....	17
2.2.1 Potência de saída	17
2.2.1.1 Potência de áudio.....	17
2.2.1.2 Potência PMPO (“Peak Maximum Power Output”).....	19
2.2.2 Distorção.....	20
2.2.2.1 Distorção harmônica total (THD).....	20
2.2.2.2 Distorção por intermodulação.	21
2.2.2.3 Distorção por saturação do sinal de saída	22
2.2.3 Resposta em frequência	22
2.2.3.1 Magnitude	22
2.2.3.2 Fase	23
2.1.4 Taxa de Crescimento SR (<i>Slew Rate</i>).....	24
2.1.5 Relação sinal/ruído.....	25
2.1.6 Fator de amortecimento.....	25
2.1.7 Sensibilidade	27
3 AMPLIFICADOR CLASSE D.....	28
3.1 TOPOLOGIAS DE AMPLIFICADORES CLASSE D.....	28
3.2 INTERRUPTORES.....	30
3.2.1 Escolha entre o MOSFET (Metal-Oxide Field Effect Transistor) e o BJT (Bipolar Junction Transistor).	30
3.2.1.1 Perdas no MOSFET em amplificadores classe D.	32

3.3 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	34
3.3.1 PWM.....	34
3.3.2 Delta-sigma	35
3.3.3 Modulação auto oscilante.....	36
3.4 CIRCUITOS “DRIVERS”	36
3.5 FILTRO DE SAIDA	39
3.6 RECOMENDAÇÕES PARA O “LAYOUT” DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D	40
4 PROJETO DO AMPLIFICADOR	43
4.1 INTRODUÇÃO	43
4.2 O CIRCUITO INTEGRADO IRS2092	44
4.2.1 Introdução.....	44
4.2.2 Função dos pinos do IRS2092	45
4.3 O TRANSISTOR MOSFET IRF6665	46
4.4 CÁLCULO DA TEMPERATURA DA JUNÇÃO DO MOSFET.....	47
4.5 MODULAÇÃO PWM.....	51
4.6 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO E PCI DO CIRCUITO PROPOSTO.....	53
4.7 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE MODULAÇÃO PWM.	56
4.8 FUNCIONAMENTO E DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS DE PROTEÇÃO.	56
4.8.1 Dimensionamento do circuito de proteção do MOSFET inferior	57
4.8.2 Dimensionamento do circuito de proteção do MOSFET superior	58
4.9 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE TEMPORIZAÇÃO C4.	59
4.10 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE “TEMPO MORTO”.....	60
4.11 DIMENSIONAMENTO DA ALIMENTAÇÃO DE ENERGIA.	61
4.11.1 Dimensionamento das fontes auxiliares	61
4.12 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE DESACOPLAMENTO E FILTRAGEM.....	64
4.13 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR E RESISTOR DE ENTRADA E RESISTOR DE “GATE”	64
4.14 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAIDA.	65
4.15 PROCEDIMENTO NA ELABORAÇÃO DO “LAYOUT”	67
5 TESTES DE DESEMPENHO E CARACTERIZAÇÃO.....	69
5.1 SENSIBILIDADE.	69

5.2 POTÊNCIA.....	71
5.3 EFICIÊNCIA.....	72
5.4 RELAÇÃO SINAL/ RUÍDO.....	73
5.5 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.....	74
5.5.1 Magnitude	75
5.5.2 Fase	76
5.6 DISTORÇÃO HARMÔNICA (THD)	77
5.7 FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO MÁXIMA.....	79
5.8 ESPECIFICAÇÃO DO AMPLIFICADOR.....	79
6 CONCLUSÕES.....	80
7 REFERÊNCIAS.....	82
ANEXO A-IRF6665.....	85

1 INTRODUÇÃO

O amplificador de áudio classe D é basicamente um amplificador comutado com modulação por largura de pulso. Um bom projeto de amplificador classe D resulta na obtenção de uma eficiência energética maior que 90%, baixos níveis de ruído e baixa distorção harmônica total (em inglês THD, total harmonic distortion). As constantes inovações em tecnologia de semicondutores estão facilitando sua inserção no mercado, pois, propiciam a economia de energia, redução do volume, peso e quantidade de matéria prima, características estas que o colocam em vantagem frente aos amplificadores lineares.

Um dos principais desafios ao se construir um amplificador classe D é minimizar a distorção harmônica total (THD).

Neste trabalho apresenta-se um estudo sobre amplificadores classe D. Além disso, realiza-se o projeto e construção do amplificador utilizando-se de semicondutores de alta tecnologia para a atualidade. Resultados experimentais foram obtidos e são apresentados.

A qualidade de áudio perceptível não deixa nada a desejar em comparação aos amplificadores de outras classes, validando o estudo e o projeto do mesmo.

2 AMPLIFICADORES

2.1 CLASSES DE AMPLIFICADORES

A definição de classes de amplificadores surgiu da necessidade de se diferenciar as topologias de amplificadores que foram surgindo quando do início do desenvolvimento de amplificadores.

A primeira classe a aparecer foi a classe A e posteriormente a classe B e assim sucessivamente seguindo as letras do alfabeto. As novas classes foram surgindo com as melhorias nos amplificadores no sentido de eficiência e qualidade de sinal de áudio [1].

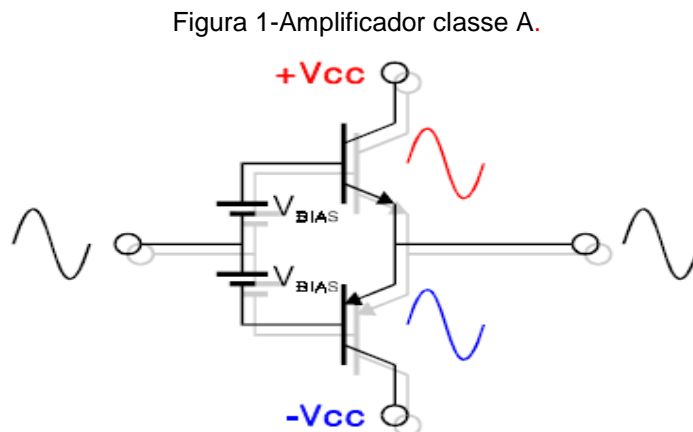
2.1.1 Classe A

Nesta classe, o transistor de saída está sempre polarizado fazendo com que haja uma corrente circulando por ele, mesmo que não haja nenhum sinal na entrada para ser amplificado. Essa estratégia melhora a linearidade e diminui a distorção porque o transistor fica sempre trabalhando na região ativa.

Porem, por ele estar, mesmo sem sinal de entrada, conduzindo uma corrente, resultante de sua polarização, sua eficiência energética é baixa [1].

A máxima eficiência teórica é de 50%, mas na pratica dificilmente é superior a 20%. Isso ocasiona o aumento do tamanho dos dissipadores de calor aumentando o tamanho do amplificador e influenciando também o seu custo [2].

A Figura 1 mostra um típico amplificador classe A.



Fonte: [3].

2.1.2 Classe B

Esta classe caracteriza-se por não ter corrente de polarização nos transistores de saída, o que faz aumentar a eficiência do circuito.

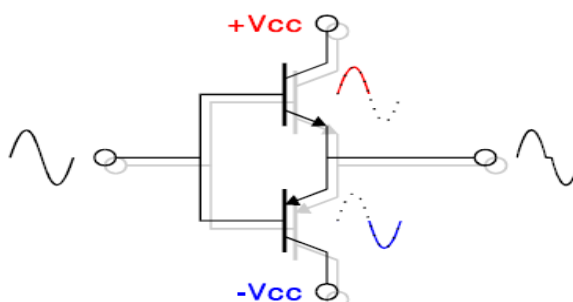
A máxima eficiência calculada para o classe B é de 78,5%. Os transistores conduzem apenas quando são polarizados pelo sinal de entrada. Cada transistor fica responsável por um semi-ciclo do sinal de saída [3].

Devido à necessidade de uma tensão mínima de polarização para que os transistores comecem a conduzir, ocorre uma distorção no sinal de saída que é chamada de distorção de cruzamento por zero, este ocorre toda vez que o sinal de entrada passa por este valor.

Assim, esta classe de amplificadores aumenta o aproveitamento energético, mas também aumenta a distorção do sinal [1].

A Figura 2 mostra um típico amplificador classe B:

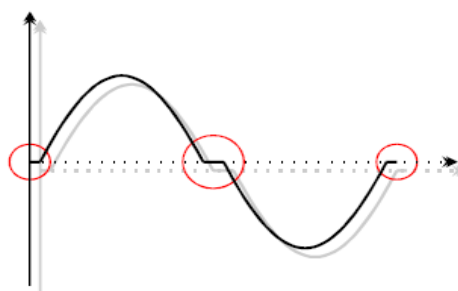
Figura 2-Amplificador classe B.



Fonte: [3].

A Figura 3 mostra a distorção causada no sinal de saída de um amplificador classe B [3]:

Figura 3-Distorção no sinal.



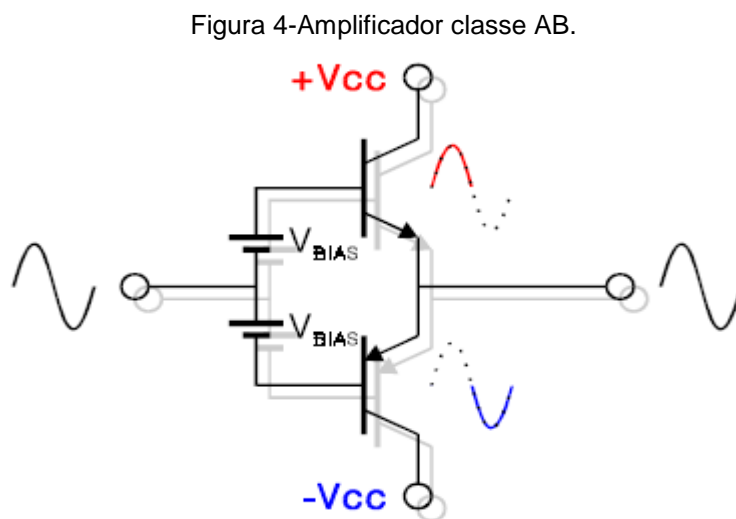
Fonte: [3].

2.1.3 Classe AB

Esta classe é um misto da classe A com a classe B. Nos amplificadores desta classe, é introduzida uma pequena corrente de polarização nos transistores fazendo com que estes conduzam esta corrente mesmo não tendo sinal de entrada, eliminando assim a distorção de cruzamento e fazendo com que a eficiência se aproxime do valor da classe B [3].

Assim, cada interruptor conduz durante pouco mais de metade de cada ciclo de onda, fazendo com que o sinal amplificado continue a ser linear durante a passagem por zero no sinal de entrada [1].

A Figura 4 mostra um típico amplificador classe AB:



Fonte: [3].

2.1.4 Classe C

A classe de amplificação C não é adequada para efetuar a amplificação de áudio.

Na Classe C de amplificação, cada um dos transistores, presentes no estágio de saída, conduz menos de metade do ciclo de onda do sinal de entrada, o que origina uma grande distorção de cruzamento, que torna inadequado seu uso em áudio. É usado em circuitos de radio frequência, por exemplo, em transmissores de FM, onde a amplitude é constante ou em estágios de saída de transmissores AM

onde se consegue eficiência da ordem de 75%. A distorção harmônica é reduzida a níveis aceitáveis pelo efeito seletivo da ressonância paralela na saída [1].

2.1.5 Classe G

O amplificador de classe G utiliza, no estágio de saída, uma configuração com transistores em série.

Quando o sinal de áudio de entrada é de baixa amplitude os transistores externos ficam inoperantes e o estágio de saída opera somente com os transistores internos que são alimentados com uma tensão menor.

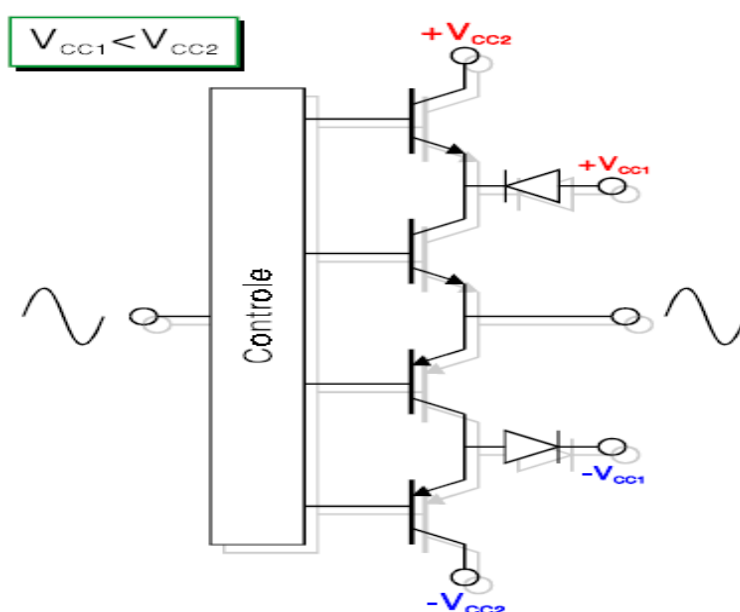
Quando o sinal de áudio de entrada alcança certo nível, predeterminado, os transistores externos são colocados em operação e o estágio de saída passa a funcionar com uma tensão maior.

A vantagem desta classe de amplificadores é o aumento da eficiência energética que pode chegar a 85%.

No momento em que ocorre a entrada em funcionamento dos transistores externos alimentados com tensão maior, ocorre uma distorção no sinal amplificado devido a não idealidade dos transistores e semicondutores envolvidos [3].

A Figura 5 mostra um típico amplificador classe G:

Figura 5-Amplificador classe G.

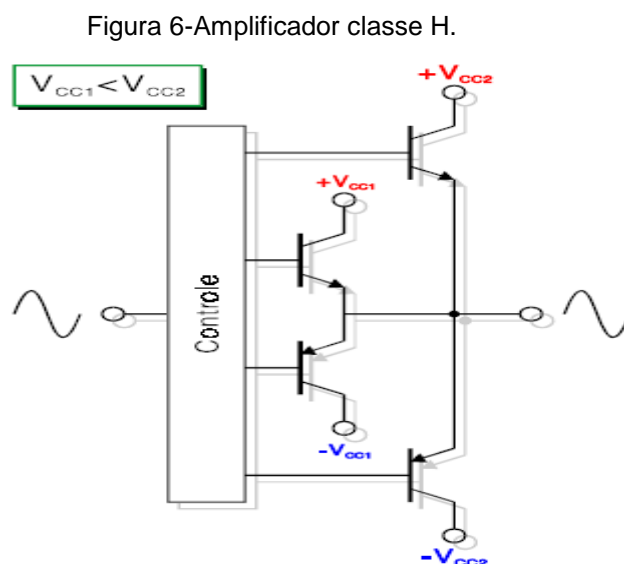


Fonte: [3]

2.1.6 Classe H

Com princípio de funcionamento parecido com o usado na classe G, na classe H, o que faz com que haja um aumento na tensão de alimentação para o estágio de saída, é a utilização de fontes de alimentação que comutam o seu nível de tensão, conforme o nível de sinal de entrada. Desta forma se consegue uma melhoria em termos de eficiência, pois apenas se fornece mais tensão ao estágio de saída quando esta realmente é necessária, diminuindo as perdas por condução nos transistores de saída [1].

A Figura 6 mostra um típico amplificador classe H:



Fonte: [3]

2.1.6 Classe I

Os amplificadores classe I reúnem as características de linearidade de um amplificador classe A e a eficiência de um amplificador classe D. O funcionamento de um amplificador classe D será explicado mais adiante. Os amplificadores classe I são compostos basicamente de dois amplificadores, um classe A e outro classe D.

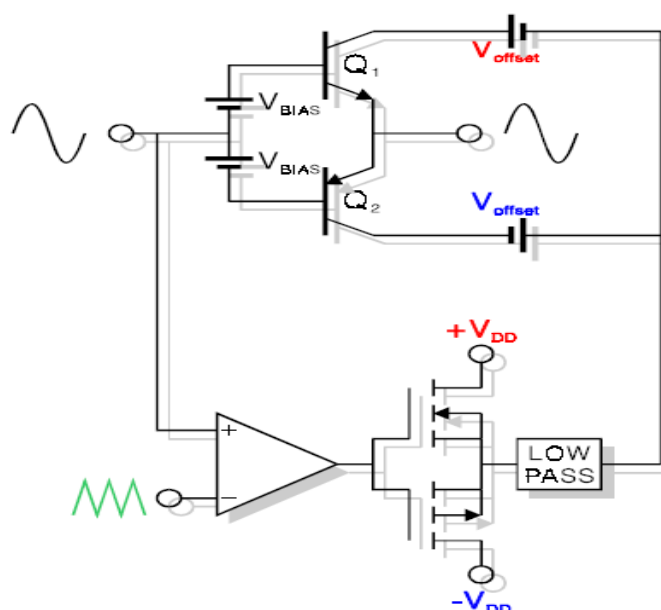
O sinal de áudio a ser amplificado é fornecido para ambos os amplificadores, sendo o classe A responsável pelo fornecimento de potência à saída e o classe D responsável pelo fornecimento da alimentação de tensão do classe A. Esta tensão

varia conforme a necessidade de potência no estágio de saída do amplificador classe A, assim diminuindo as perdas.

A eficiência dos amplificadores classe I, vai depender da eficiência dos amplificadores classe A e classe D que o compõem e pode chegar a ultrapassar 80% [3].

A Figura 7 mostra um típico amplificador classe I:

Figura 7-Amplificador classe I.



Fonte: [3]

2.1.7 Classe D

Os amplificadores classe D são muitas vezes chamados de amplificadores digitais, provavelmente por causa da letra D que designa sua classe, mas amplificadores classe D não podem ser considerados digitais.

Os amplificadores classe D são conhecidos como “amplificadores chaveados” porque os transistores de saída funcionam como interruptores que comutam a tensão de alimentação para a carga [3].

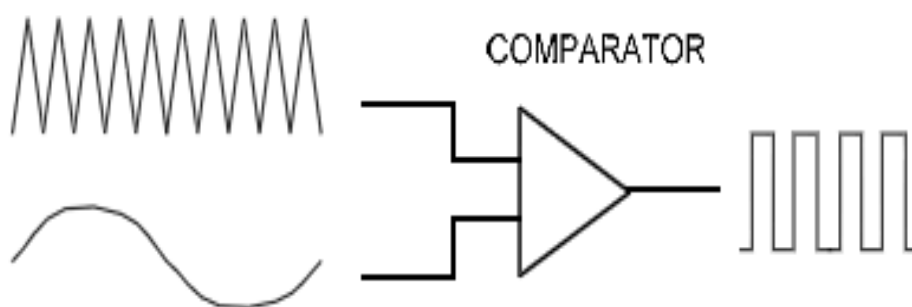
Para se gerar o sinal de comando para os transistores de saída comutarem, o sinal de entrada pode ser comparado com uma onda triangular com frequência muitas vezes maior que a máxima frequência contida no sinal de áudio (até 20 kHz).

O resultado é uma onda retangular cuja largura varia proporcionalmente à amplitude do sinal de entrada (áudio).

Esse sinal (onda retangular) é aplicado ao estágio de potência (transistores que operam em corte e saturação) que por sua vez o envia à carga através de um filtro passa-baixa, que recuperará a "forma" original do sinal. Esse é o princípio da "Modulação por Largura de Pulso" PWM ("Pulse Width Modulation") [1-3,6].

A Figura 8 mostra um comparador gerando um trem de pulsos retangulares.

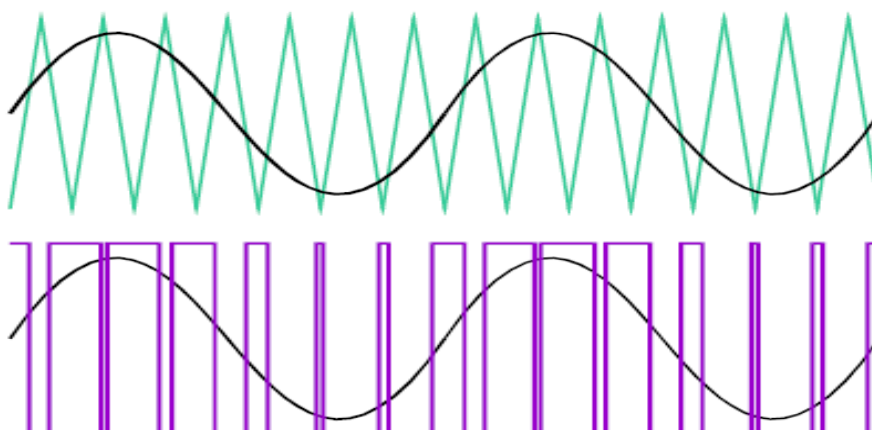
Figura 8-Comparador.



Fonte: [6]

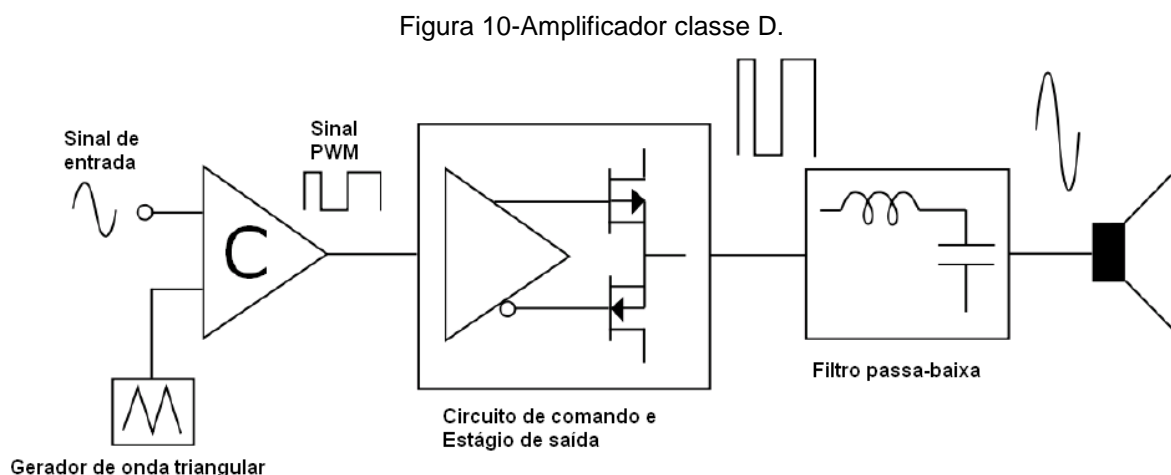
A Figura 9 mostra as formas de onda triangular, senoidal e "PWM" resultante de uma comparação.

Figura 9-Formas de ondas



Fonte: [3]

A Figura 10 mostra uma configuração típica de um amplificador classe D.



Fonte: [2]

Existem outros tipos de modulação utilizados em amplificadores classe D como, modulação delta-sigma e modulação auto oscilante que são explicadas mais adiante neste trabalho.

Na teoria esta configuração seria capaz de ter uma eficiência energética de 100%, por que os transistores de saída operam nas regiões de corte e saturação. Em corte, há tensão entre coletor e emissor do transistor, mas não há corrente circulando por ele, então não há potência dissipada. Em saturação, há corrente circulando pelo transistor, mas não há tensão, então também não há potencia dissipada.

Mas isto não é conseguido devido aos tempos, não nulos, de comutação, bem como, a existência de perdas no circuito como; perdas de condução devido à resistência de condução ou queda de tensão nos transistores de saída, perdas de chaveamento e perdas nos circuitos “drivers”.

Também o fato de os semicondutores usados não possuírem um tempo nulo de comutação obriga que seja necessário inserir um tempo morto entre comutações dos transistores de saída gerando uma distorção no sinal de saída.

Os amplificadores classe D tem uma eficiência bastante alta, que fica na casa dos 90%, mas frequentemente não se consegue ter um baixo nível de distorção comparado com um amplificador linear (classe A e AB) [3].

Uma característica deste tipo de amplificador é a necessidade de se ter um filtro passa-baixa no estágio de saída para filtrar as componentes de frequência elevada e recuperar o sinal de áudio [2].

2.2 PARÂMETROS DE AMPLIFICADORES

Os amplificadores de áudio podem ser avaliados de diversas maneiras, mas aqui serão mostradas apenas formas objetivas de avaliação. Para a avaliação usaremos métodos que expressam valores numéricos das características dos amplificadores, tais como potência, resposta em frequência, distorção, etc.

2.2.1 Potência de saída

Potência de saída é um dos parâmetros mais importantes para amplificadores, pois, com ela se pode ter uma noção do volume de som que o amplificador pode fornecer tendo como base uma mesma fonte de sinal [7].

A potência especificada deve estar acompanhada dos valores da frequência, Distorção Harmônica Total (THD, que será vista posteriormente), da carga e tensão da rede (AC) que foram utilizadas durante as medições.

Isso porque, qualquer frequência, THD, carga e tensão de rede podem ser assumidas para se realizar a especificação da potência e esses parâmetros influenciam no valor da potência. Para fins comerciais, os fabricantes costumam especificar a máxima potência sob as melhores condições.

Resumindo: a especificação da potência, deve estar acompanhada das condições sob as quais foi medida [3].

Existem várias formas de especificar a potência de saída de um amplificador. Na sequência serão apresentadas duas.

2.2.1.1 Potência de áudio

Potência de áudio é a potência elétrica transferida de um amplificador de audiofrequência para uma ou mais unidades de saída, conversoras eletromecânicas, chamadas sonofletores ou alto-falantes.

Potência de áudio é medida em unidades de potência. No Sistema Internacional de Unidades, mede-se naturalmente em Watts.

É importante distinguir potência elétrica de áudio (ainda presente nos circuitos eletrônicos) de potência acústica de áudio. A diferença desta para aquela é o rendimento energético do sistema sonofletor de conversão.

Como a potência de um sinal de áudio varia com o tempo, pode-se adequadamente medi-la (e a potência de áudio por ela representada) por meio do seu valor médio, sendo então chamada de potência média, P_{med} , dada pela equação (1).

Para uma carga puramente resistiva, uma equação simplificada pode ser usada, como em (2), baseada nos valores RMS da tensão e da corrente. Contudo, o valor assim calculado é da potência aparente que é igual á potência média, neste caso.

Para se especificar a potência de um amplificador, usa-se um sinal de áudio na frequência de 1kHz, na qual o alto-falante se comporta como um resistor. Por isso comumente se usa a equação (2) para se calcular a potência de um amplificador de áudio.

Assim, o produto de uma tensão eficaz (RMS) por uma corrente eficaz (RMS) não resulta uma potência eficaz (RMS), mas na potência média. Tal confusão ainda é frequente entre o público em geral.

Por isso, os termos "potência RMS" e watts RMS são erroneamente empregados para descrever valores de potência que são potências médias.

A forma de se calcular a potência em amplificadores é regulamentada pela norma internacional "IEC 60268", que regulamenta também outros parâmetros dos amplificadores e a forma de medição destes.

Assim, para tensões e correntes de uma mesma frequência, com ou sem harmônicos (qualquer forma de onda e qualquer carga) pode-se utilizar (1).

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * i(t) * dt \quad (1)$$

Para cargas puramente resistivas, a potência média pode também ser obtida por (2)

$$P_{med} = V_{RMS} * I_{RMS} \quad (2)$$

Onde:

T: período [s].

V(t): tensão instantânea [V].

I(t): corrente instantânea [A].

P_{med}: Potência na carga [W].

Exemplo de medida de potência:

Dada uma carga de 2Ω, a uma THD%=0,1%, uma tensão (medida) aplicada a esta carga de 40 V_{RMS} e um sinal de áudio com frequência igual a 1 kHz. Além disso, tendo o cuidado de esperar o amplificador atingir o regime térmico e garantindo que a alimentação de energia não sofra variações, calculamos em (3):

$$P_{media} = \frac{40^2}{2} = 800W \quad (3)$$

Então especificamos a potência como:

Potência=800W em: 2Ω, 1kHz, THD%= 0,1% [3].

2.2.1.2 Potência PMPO (“Peak Maximum Power Output”)

A potência PMPO (máximo pico de potência de saída) é uma medida que não tem nenhum embasamento teórico sendo assim muito arbitrária e duvidosa. Em pesquisas realizadas com equipamentos comercialmente vendidos se encontrou valores variando de 2 a 22 vezes o valor RMS.

Em equipamentos profissionais esta medida é desconsiderada.

Exemplo:

Se um amplificador estiver fornecendo para o alto-falante de 8Ω um sinal senoidal com tensão máxima de 12V, podemos utilizando o equacionamento

clássico de circuitos para calcular a potência máxima que o mesmo poderá fornecer ao alto-falante considerando este como um resistor, como em (4):

$$P_{max} = \frac{12^2}{8} = 18W \quad (4)$$

Esta seria então a potência máxima para o amplificador em questão e que poderia ser chamada de *PMPO*. Para o mesmo caso é possível calcular, como em (5), a potência média com um sinal senoidal [7].

$$P_{max} = \frac{\left(\frac{12}{\sqrt{2}}\right)^2}{8} = 9W \quad (5)$$

2.2.2 Distorção

O amplificador linear ideal tem a característica de apresentar na saída uma tensão diretamente proporcional ao sinal de entrada.

No entanto na prática isso não ocorre. Então a diferença entre o sinal de entrada e o sinal de saída, além do fator ganho, é chamada de distorção [7].

Independentemente do modo como opera o amplificador, uma distorção pode ser avaliada de várias formas. Trataremos de três delas: a distorção harmônica total (THD), distorção por intermodulação (IMD) e saturação do sinal de saída.

2.2.2.1 Distorção harmônica total (THD)

Distorção harmônica total ou taxa de distorção harmônica é a razão da raiz quadrada da soma do quadrado do valor eficaz de cada harmônica individual pelo valor eficaz da fundamental [7].

Um sinal periódico pode ser representado por uma composição de senos e cossenos (tons puros), denominados "harmônicos" (série de Fourier).

Os harmônicos são sinais distintos com frequências múltiplas inteiras de uma dada frequência, denominada fundamental.

Se provocarmos uma distorção em um sinal senoidal puro, aparecerão harmônicos cujas frequências e amplitudes serão proporcionais à quantidade e tipo desta distorção que foi provocada.

Aplicando-se esse mesmo sinal senoidal puro a um amplificador, podemos saber o quanto ele está "distorcendo" simplesmente medindo o quanto de harmônicos, total, ele gerou [3].

Com a equação (6) se pode calcular a distorção harmônica total:

$$THD = \frac{\sqrt{V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + V_{4ef}^2 + \dots}}{V_{1ef}} \quad (6)$$

Em áudio a THD normalmente é expressa em "%" ou em dB, então:

$$THD\% = THD \times 100$$

$$THDdB = 20 \times \log(THD)$$

2.2.2.2 Distorção por intermodulação.

Quando dois sinais, com frequências distintas, são aplicados simultaneamente em um circuito amplificador não linear ocorre o fenômeno chamado "intermodulação": surgem dois novos sinais com frequências iguais à diferença e à soma das frequências dos sinais de entrada.

Então, supondo dois sinais com frequências de 1kHz e 10kHz, respectivamente, teremos, além destes mesmos sinais, mais dois com frequências de 9kHz (10kHz–1kHz) e 11 kHz (10kHz+1kHz).

A Distorção por Intermodulação é analisada da mesma forma que a distorção harmônica total, porém aplicando-se dois sinais com frequências distintas. Um método bastante utilizado é o SMPTE ("Society of Motion Picture and Television Engineers") onde dois sinais, de 60 Hz e 7kHz, são aplicados numa proporção de 4:1, medindo-se o quanto houve de intermodulação no sinal de 7kHz [3].

Com a equação (7) se pode calcular a distorção por intermodulação (IMD) [7]:

$$THD = \frac{\sqrt{V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + V_{4ef}^2 + \dots}}{\sqrt{V_{ef60Hz}^2 + V_{ef7kHz}^2}} \quad (7)$$

2.2.2.3 Distorção por saturação do sinal de saída

Aparece quando o produto do sinal de entrada pela constante de proporcionalidade (ganho) ultrapassa o valor limite da tensão de saída.

Consegue-se evitar o aparecimento desta distorção, limitando o sinal de entrada para que o sinal de saída não ultrapasse seu valor máximo [3].

2.2.3 Resposta em frequência

Quando se realiza a medição de potência de um amplificador, se faz em uma única frequência escolhida, mas se deseja que o amplificador tenha o mesmo comportamento em toda faixa de áudio (20 Hz a 20 kHz), ou seja, deve reproduzir, com iguais características de magnitude e fase, os graves, médios e agudos de qualquer tipo de sinal de áudio [3].

2.2.3.1 Magnitude

A "magnitude" é representada pela relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída do amplificador. Se para cada frequência contida no espectro de áudio fizermos as medições de ganho e plotarmos esses valores numa escala mono-log, construiremos o gráfico da resposta em frequência da magnitude.

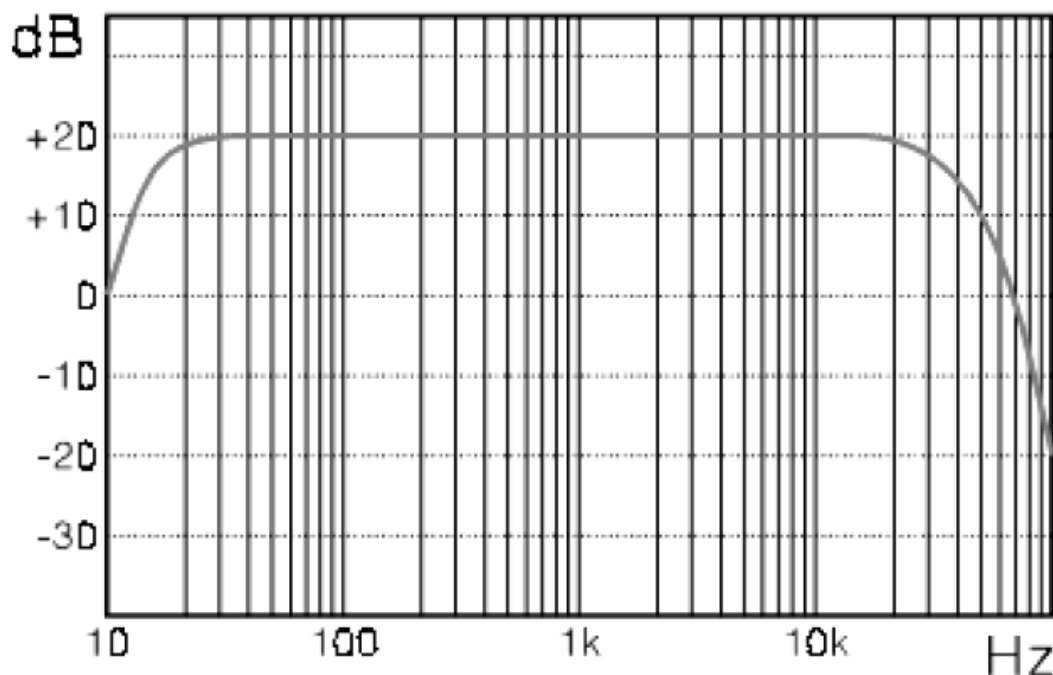
A resposta em frequência da magnitude deve ser especificada a uma determinada potência, que normalmente é à metade da potência máxima (-3dB).

Normalmente o valor do ganho é expresso em dB, segundo a equação (8) [3].

$$G_{vDB} = 20 * \log(G_v) \quad (8)$$

A Figura 11 mostra um gráfico onde a resposta em frequência de magnitude na faixa de frequência audível é plana, fato desejável em um amplificador de áudio.

Figura 11- Resposta em frequência de magnitude.



Fonte [20].

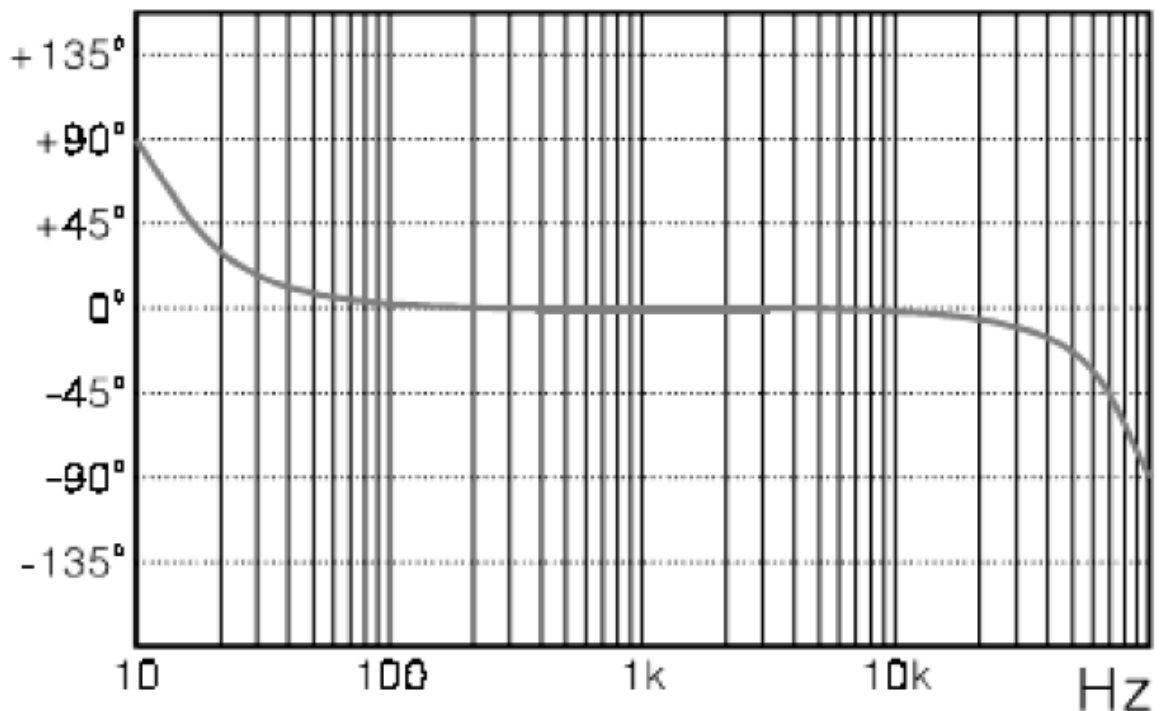
2.2.3.2 Fase

Da mesma forma que temos a resposta em frequência da magnitude, temos também, a resposta em frequência da fase. Como para a magnitude, se para cada frequência contida no espectro de áudio, relacionarmos a fase do sinal de saída com a fase do sinal de entrada e plotarmos o resultado numa escala mono-log, construiremos o gráfico da resposta em frequência da fase.

A resposta em frequência da fase deve ser especificada sob as mesmas condições que foi especificada a resposta em frequência da magnitude [3].

A Figura 12 mostra um gráfico onde a resposta em frequência da fase na faixa de frequência audível é quase que totalmente plana, fato desejável em um amplificador de áudio..

Figura 12- Resposta em frequência de fase.



Fonte [20].

2.1.4 Taxa de Crescimento SR (*Slew Rate*)

“*Slew rate*” é o parâmetro que mostra a taxa de variação do sinal de saída, de um amplificador, por unidade de tempo. Esse parâmetro indica o limite do amplificador de excursionar sinais de alta frequência e/ou de elevada derivada. Sua unidade é volt por microssegundo [3,7].

Exemplo: Para um sinal senoidal calcula-se em (9):

$$SR = 2 * \pi * f_{max} * V_{op} \left[\frac{V_o}{\mu s} \right] \quad (9)$$

Onde:

SR: “Slew Rate”.

f_{max} : máxima frequência do sinal.

V_{op} : Tensão de pico de saída.

V_o : Tensão eficaz de saída.

2.1.5 Relação sinal/ruído

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

Então, quanto maior a relação sinal/ruído (10), melhor será o amplificador em relação ao ruído. A relação sinal/ruído é na maioria das vezes expressa em dB [3]:

$$\frac{S}{N} = \frac{Sinal}{Ruido} \quad (10)$$

Se S e N estão em volts (11):

$$\frac{S}{N}_{DB} = 20 * \log \left(\frac{S}{N} \right) \quad (11)$$

Se S e N estão em Watts (12):

$$\frac{S}{N}_{DB} = 10 * \log \left(\frac{S}{N} \right) \quad (12)$$

A relação sinal ruído é idealmente mostrada como a relação, em dB, entre a potência do sinal de áudio com 1W de potência e a potência produzida pelo ruído [7].

É comum encontrarmos esse parâmetro especificado à máxima potência, o que "mascara" (para melhor) a real característica do amplificador.

Em equipamentos de alta fidelidade, devem ser apresentadas medidas não ponderadas que refletem melhor as características reais do equipamento. Os equipamentos atuais de boa qualidade apresentam, em geral, relações sinal ruído superiores a 80 dB [7].

2.1.6 Fator de amortecimento

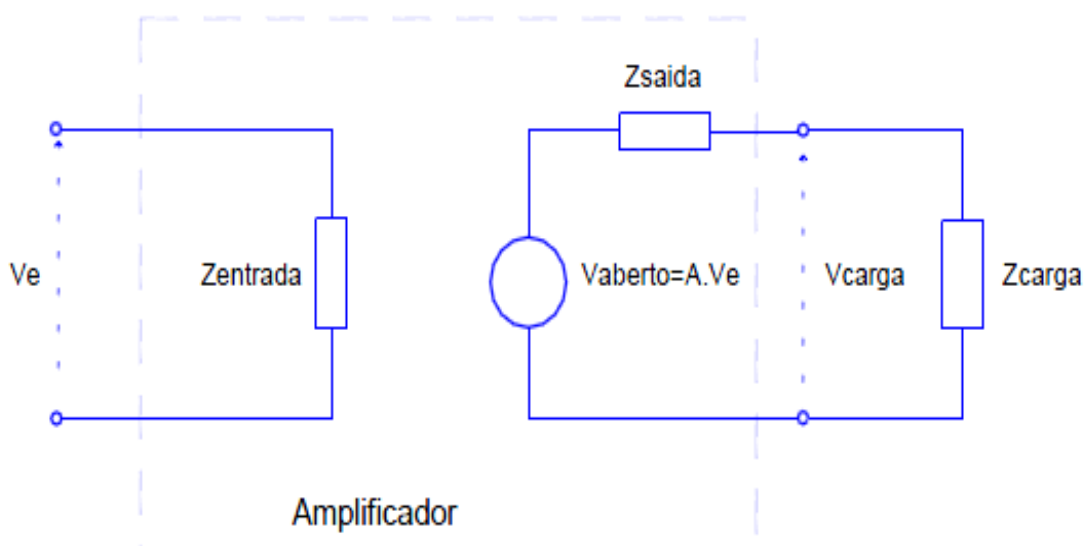
O fator de amortecimento (FA) é a relação entre a impedância da carga (alto-falantes) e a impedância de saída do amplificador.

Para se descobrir a impedância de saída de um amplificador utiliza-se análise de circuitos elétricos.

Em uma determinada frequência e amplitude do sinal de saída, mede-se a amplitude do sinal de saída a vazio e depois amplitude do sinal com a carga, obtendo-se então, a tensão do equivalente “Thévenin” a vazio e a diferença de potencial sobre a impedância de saída. Calcula-se então a impedância de saída através do divisor de tensão formado [7].

Na Figura 13 se observa o circuito equivalente de “Thévenin”, onde “A” é o ganho do amplificador:

Figura 13- Circuito com equivalente de “Thevenin”.



Fonte [7].

Se o fator de amortecimento for alto, isso indica uma baixa impedância de saída do amplificador, o que possibilita um bom controle da tensão sobre os alto-falantes.

Quando a impedância de saída é alta, esta interage com a impedância de carga (alto-falantes, filtros) prejudicando a definição de áudio.

Em muitos amplificadores, na classe D, faz-se a realimentação no sinal de entrada através de uma amostra do sinal de saída. Nestes casos a impedância de saída depende diretamente do tipo de realimentação utilizado [7].

2.1.7 Sensibilidade

Esse parâmetro informa qual o nível do sinal de entrada que leva o amplificador à potência nominal. Se o ganho do amplificador for constante, existirá um único valor de sinal de entrada que o levará à máxima potência.

Um amplificador mais sensível é aquele que necessita de menor nível de sinal de entrada para atingir a máxima potência [3].

3 AMPLIFICADOR CLASSE D

3.1 TOPOLOGIAS DE AMPLIFICADORES CLASSE D

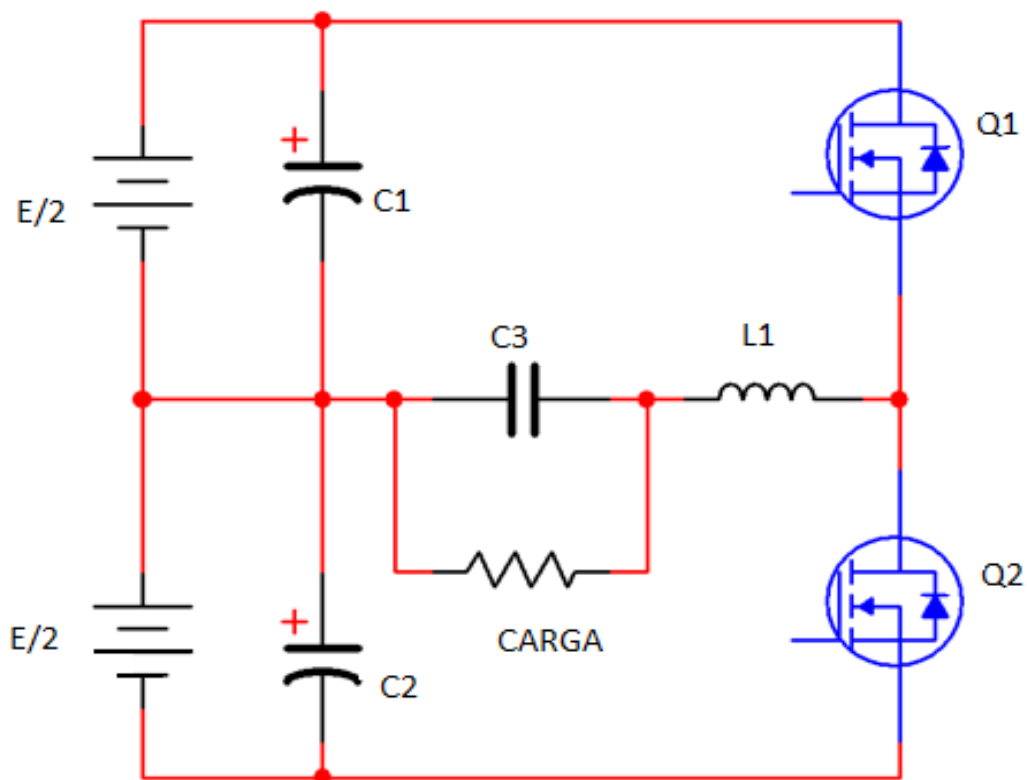
Quando se vai realizar um projeto de um amplificador classe D, uma das primeiras coisas a se escolher é a topologia a ser usada que irá influenciar na escolha dos componentes restantes que constituem o amplificador.

Basicamente existem dois tipos de topologias a serem usadas em amplificadores classe D:

- Topologia Meia ponte.
- Topologia Ponte completa.

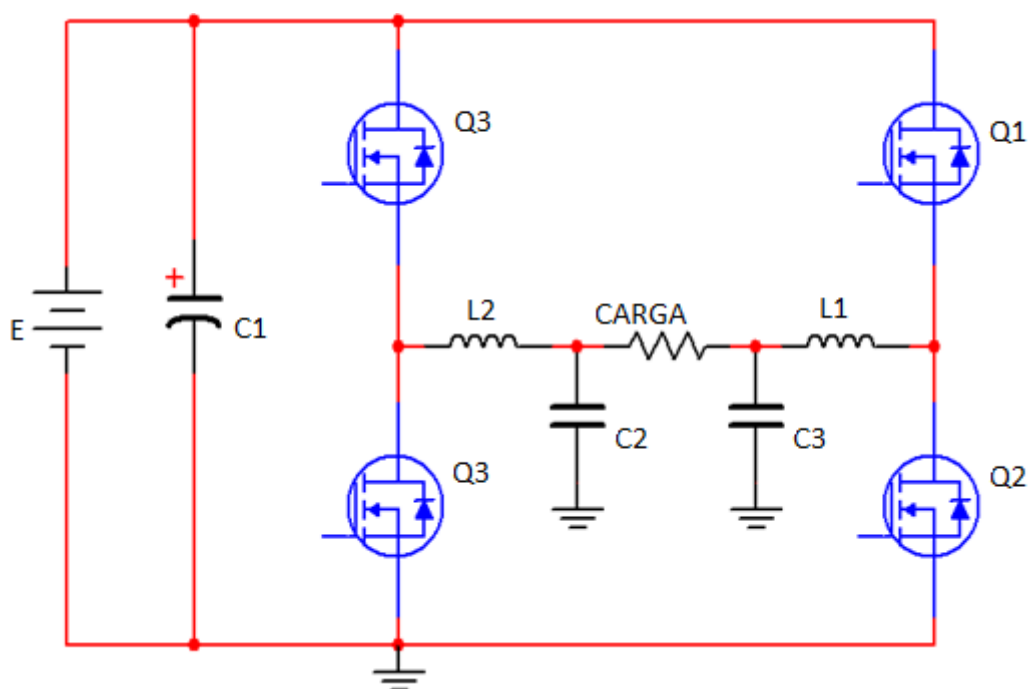
A topologia de meia ponte, apresentada na Figura 14, é mais simples do que a topologia de ponte completa, ilustrada na Figura 15.

Figura 14- Topologia meia ponte.



Fonte: produção do próprio autor

Figura 15- Topologia ponte completa.



Fonte: produção do próprio autor

A topologia meia ponte é composta por apenas dois interruptores e deve ser alimentada por uma fonte simétrica [1].

A topologia de ponte completa é composta por 4 interruptores dispostos dois a dois em cada braço e sem a necessidade de uma fonte simétrica.

A topologia escolhida influencia no número de interruptores que se usa, consequentemente no tamanho ou no número de dissipadores, assim como no número de “drivers” necessários ao circuito. Neste sentido o uso do conversor meia ponte tem a vantagem de necessitar de menos componentes quando comparada com a ponte completa [1].

Mas na topologia meia onda ocorre o fenômeno chamado de “bus pumping”, que acontece quando uma carga indutiva devolve a sua energia armazenada à fonte de alimentação [1].

Na topologia ponte completa, se for adotada modulação adequada, não acontece o fenômeno de “bus pumping” e ainda há a vantagem de conseguir obter aos seus terminais de saída a mesma tensão fornecida pela fonte de alimentação. Na topologia meia ponte somente a metade da tensão da fonte é aplicada a saída. O dobro da tensão significa que consegue-se fornecer mais potência utilizando a mesma alimentação.

A seleção da topologia é realizada com base na aplicação e no nível de potência exigido [7].

A configuração meia-ponte é atraente por vários motivos. Em primeiro lugar, o meia-ponte pode alcançar níveis de eficiência de mais de 90% em aplicações de baixa potência. Com dois interruptores também se economiza espaço na placa de circuito impresso que é importante em equipamentos portáteis [2].

Além disso, custos de componentes em geral são mantidos baixos com uma topologia meia-ponte devido ao fato de que são usados apenas dois interruptores.

A topologia ponte completa é melhor no desempenho de áudio. Uma topologia em ponte completa permite a utilização de um melhor esquema de modulação, como PWM de três níveis, que permite a redução do filtro de saída [5].

3.2 INTERRUPTORES

3.2.1 Escolha entre o MOSFET (Metal-Oxide Field Effect Transistor) e o BJT (Bipolar Junction Transistor).

O transistor bipolar de junção (BJT) funciona como um interruptor controlado por corrente, a qual tem que ser constantemente injetada na base para que o BJT entre e se mantenha em condução. Essa corrente pode apresentar valores de um décimo a um quinto do valor que passa pelo coletor, o que são valores relativamente elevados a serem constantemente fornecidos ao dispositivo. Torna-se também necessário que o circuito que realiza a injeção de corrente na base seja também capaz de absorver a corrente para que o BJT possa entrar em corte de forma rápida [1].

Por sua vez o transistor de efeito de campo (MOSFET) comporta-se como um interruptor que é controlado por tensão. Assim, o circuito de “driver” deve ser capaz de fornecer uma tensão entre os terminais da porta e da fonte (V_{GS}) de valor superior à tensão de limiar (V_{TH}) e, ao mesmo tempo, deve ser capaz de fornecer e retirar corrente até se carregarem e descarregarem as capacitâncias do dispositivo para que o MOSFET possa entrar em condução ou corte. É um dispositivo em que não existem armazenamento e recombinação de portadores minoritários, como acontece no BJT, o que permite uma velocidade de comutação superior [1].

Sendo o MOSFET um dispositivo com uma alta impedância de entrada, controlado por tensão, capaz de comutar a frequências elevadas (centenas de kHz), acrescido do fato de exigir uma menor complexidade e menor custo de implementação do circuito de “driver” quando comparado com o BJT, conclui-se que a escolha deve recair sobre os transistores de efeito de campo MOSFET [1].

3.2.1 MOSFET (Metal-Oxide Field Effect Transistor)

O desempenho do amplificador, em termos de eficiência energética, interferências eletromagnéticas e THD, está diretamente relacionado com a escolha adequada do MOSFET de potência. Assim, a escolha do MOSFET deve ser baseada nas especificações técnicas do amplificador em que vão estar inseridos, como: potência de saída, impedância da carga e topologia do amplificador [1].

Existe um conjunto de parâmetros elétricos característicos do MOSFET, que devem ser levados em consideração quando se efetua a sua escolha de modo a poderem ser utilizados num amplificador classe D [1].

BVDSS (“Drain Source Breakdown Voltage”) - é a tensão máxima que é possível aplicar entre o “drain” e “source”, com o “gate” curto-circuitado ao source, sem que o dispositivo entre em ruptura por avalanche [1,9].

RDS(on) (“Static Drain-to-Source On-Resistance”) - é a resistência de condução, vista entre o “drain” e “source” do MOSFET [1,9].

Qg (“Gate Charge”) - é a carga necessária para fornecer ao “gate” do MOSFET de modo que se consiga carregar as suas capacitâncias internas. Este parâmetro encontra-se diretamente ligado à velocidade de comutação do MOSFET. Menor Qg significa maior velocidade de comutação, porque é necessária menos corrente para carregar as capacidades internas do MOSFET. Isto resulta em menores perdas no “gate”, calculadas pela equação (13), obtendo-se desta forma melhores resultados em termos de eficiência energética [1,9].

$$P_{gate} = 2 * Q_g * V_{Gs} * f_{sw} \quad (13)$$

Sendo que V_{Gs} é a tensão aplicada entre o “gate” e “source” e f_{sw} é a frequência de comutação [1,9].

Qrr (“*Base Diode Reverse Recovery Charge*”) - é a carga acumulada no diodo do MOSFET enquanto este se encontra diretamente polarizado e que é necessária descarregar antes do bloqueio. O **Qrr** afeta a eficiência do amplificador e o seu comportamento em termos de interferências eletromagnéticas (EMI). Pois a descarga de **Qrr** em cada período de comutação do MOSFET corresponde a um acréscimo de corrente que se apresenta sob a forma de picos [1,9].

RG_{int} (Resistência interna de “gate”) é um parâmetro dependente da temperatura, aumentando quando a temperatura aumenta. Este parâmetro afeta o desempenho do MOSFET dentro e fora dos tempos de comutação. Maior **RG_{int}** aumenta o tempo de comutação, e assim aumenta as perdas de comutação. Além disso, uma grande variação de **RG_{int}** afeta o controle de tempo morto. Portanto, **RG_{int}** deve ser levado em consideração no projeto de amplificadores classe D [10].

T_J (Temperatura máxima de Junção) é um parâmetro que não está diretamente relacionado com o desempenho do amplificador. No entanto, é significativo para definir o tamanho do dissipador de calor. Dispositivos MOSFET com limites maiores de **T_J**, permitem a utilização de menores dissipadores de calor, reduzindo o tamanho do amplificador e seu custo [10].

Ou seja, é desejável que o MOSFET escolhido possua um **BVDSS**, no mínimo, superior ao valor máximo de tensão que irá ser aplicada entre os terminais do “drain” e do “source” (VDS), mas também é preciso levar em conta que, para valores elevados de **BVDSS** se tem valores elevados de **RDSon**, o que leva a maiores perdas por condução. **Qg** deve ser pequena, para permitir uma frequência de comutação elevada e menores perdas de comutação.

Qrr deve ser pequena para se diminuir as interferências eletromagnéticas resultantes das altas frequências de funcionamento [1,9].

3.2.1.1 Perdas no MOSFET em amplificadores classe D.

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

As perdas de condução do MOSFET estão diretamente relacionados com $R_{DS(on)}$. Com o valor de $R_{DS(on)}$, podemos calcular as perdas de condução de um MOSFET, como em (14) [10]:

$R_{DS(on)}$ é dependente da temperatura, então, o cálculo da perda máxima de condução deve ser feito usando $R_{DS(on)}$ conforme a curva de correção do seu valor em função de T_j , normalmente especificada na folha de dados [10].

$$P_{condução} = (I_{RMS})^2 * R_{DS(on)} \quad (14)$$

De uma maneira mais simplificada, considerando o pior caso, pode-se calcular as perdas por condução como em (15) [4].

$$P_{condução} = \frac{R_{DS(on)}}{R_{carga}} * Potencia_{saida} \quad (15)$$

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

As perdas por comutação são calculadas como em (16) [4]:

$$P_{com} = (C_{oss} * E^2 + 0,5 * I_D * E * (t_f + t_r)) * f_{PWM} \quad (16)$$

C_{oss} : capacitância interna entre “drain” e “source” do MOSFET.

E : tensão de barramento.

I_D : corrente de “drain”.

t_r : tempo de subida da corrente.

t_f : tempo de descida da corrente.

f_{PWM} : Frequencia de chaveamento.

As perdas relativas ao chaveamento no “gate” do MOSFET são calculadas como em (17) [4]:

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

Q_g : “gate charge” do MOSFET.

V_{gs} : Tensão aplicada entre “gate” e “source”.

A perda total no MOSFET de saída pode ser obtida através de (18) [4]:

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

3.3 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

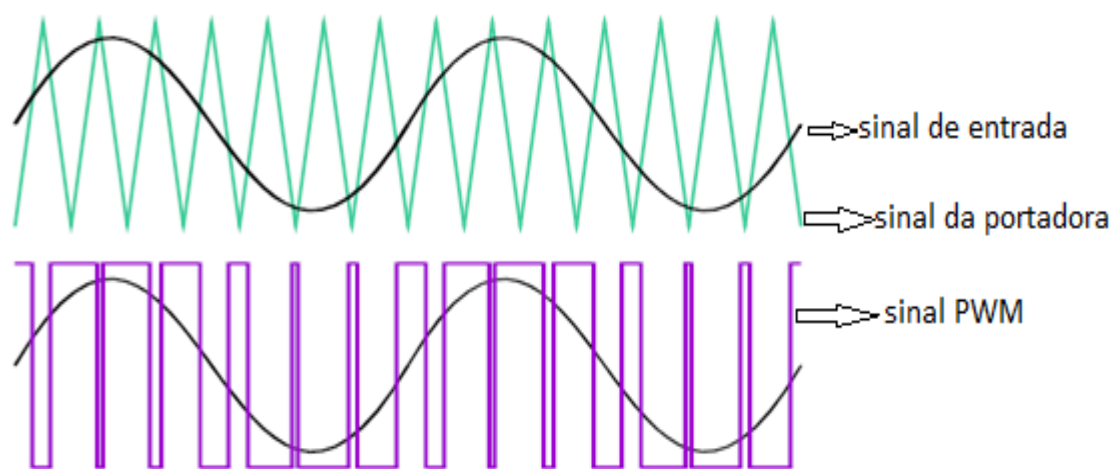
Todas as técnicas de modulação de sinal aplicadas em amplificadores classe D condensam a informação de áudio num sequência de impulsos em que normalmente a largura dos mesmos está diretamente relacionada com a amplitude do sinal de áudio [1].

Existem três maneiras mais comuns de se fazer a modulação do sinal de áudio em um amplificador classe D, que são: geração de um sinal PWM por comparação do sinal de áudio com uma onda triangular ou dente de serra; sistema chamado “auto-oscilante” e modulação delta-sigma [11].

3.3.1 PWM

A técnica de modulação mais comum é modulação por largura de pulsos PWM (“Pulse Width Modulation”). Em termos práticos a modulação por PWM compara o sinal de áudio com uma onda triangular, ou uma dente de serra, visto na Figura 16, que possui uma frequência fundamental que, no mínimo, tem de ser duas vezes superior à frequência máxima do sinal a modular (teorema de “Nyquist”). Esta comparação origina uma sequência de impulsos à frequência da portadora, em que o seu ciclo de trabalho (“duty cycle”) é proporcional à amplitude do sinal de entrada [1].

Figura 16-Formas de ondas



Fonte: [3]

A frequência do sinal de rampa ou triangular é quem define a frequência dos pulsos da tensão de saída. Portanto é também quem define o tamanho e tipo de filtro necessário a ser utilizado. Com o aumento da frequência tem-se uma maior facilidade de filtrar os componentes harmônicos indesejáveis. Obviamente a limitação tecnológica dos componentes utilizados é que limita a frequência máxima de operação [7].

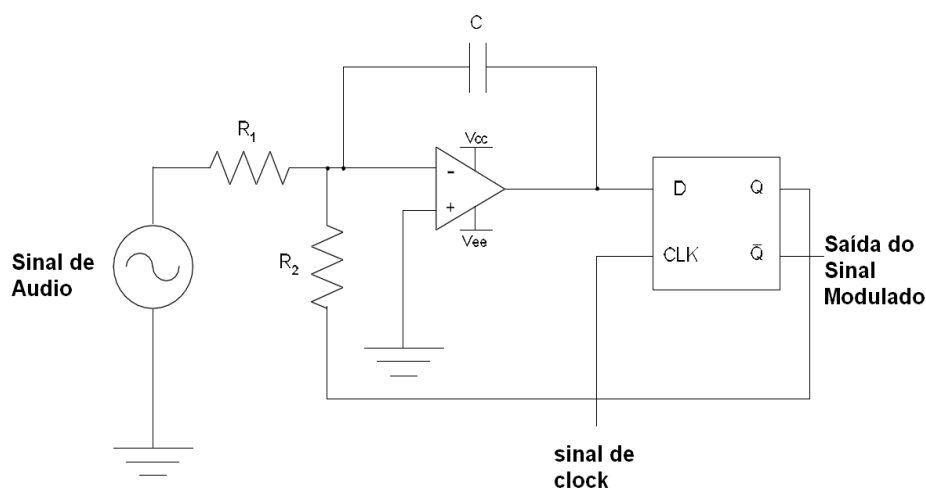
3.3.2 Delta-sigma

A modulação delta-sigma converte a tensão analógica em uma frequência de pulso e é alternativamente conhecida como modulação por densidade de pulso.

Esta técnica de modulação pode ser realizada com um circuito que requer apenas um amplificador operacional e um flip-flop D, como na Figura 17. Nesta implementação, o amplificador operacional funciona como integrador, inversor e somador, somando o sinal de entrada com a tensão de saída Q do flip-flop.

Quanto maior a variação do sinal de entrada, maior será as variações de nível de tensão na saída Q do flip-flop, pois, mais rapidamente o sinal na saída do amp. op. ultrapassará a tensão que delimita os níveis alto e baixo, na entrada do flip-flop [5].

Figura 17- Delta-sigma



Fonte: [5]

3.3.3 Modulação auto oscilante.

Esta topologia é basicamente uma versão analógica de uma modulação delta-sigma. O benefício da modulação delta-sigma é que todos os erros da faixa de frequência audível são deslocados para a faixa de frequência inaudível superior por natureza de sua operação [12].

Este tipo de modulação sempre inclui um circuito de realimentação, com as propriedades do circuito determinando a frequência de comutação do modulador, em vez de um “clock” externo.

A excelente qualidade de áudio é possível graças à realimentação [13].

Mais detalhes de funcionamento deste tipo de modulação é mostrado no subcapítulo 4.5.

3.4 CIRCUITOS “DRIVERS”

O “driver” deve fornecer a corrente necessária para carregar as capacitâncias internas do MOSFET, no tempo máximo pretendido, e deve ainda ser capaz de dissipar a energia associada sem comprometer a sua integridade física [1].

É importante que o “driver” escolhido tenha velocidade suficiente para fornecer essa corrente dentro do intervalo de tempo estipulado [1].

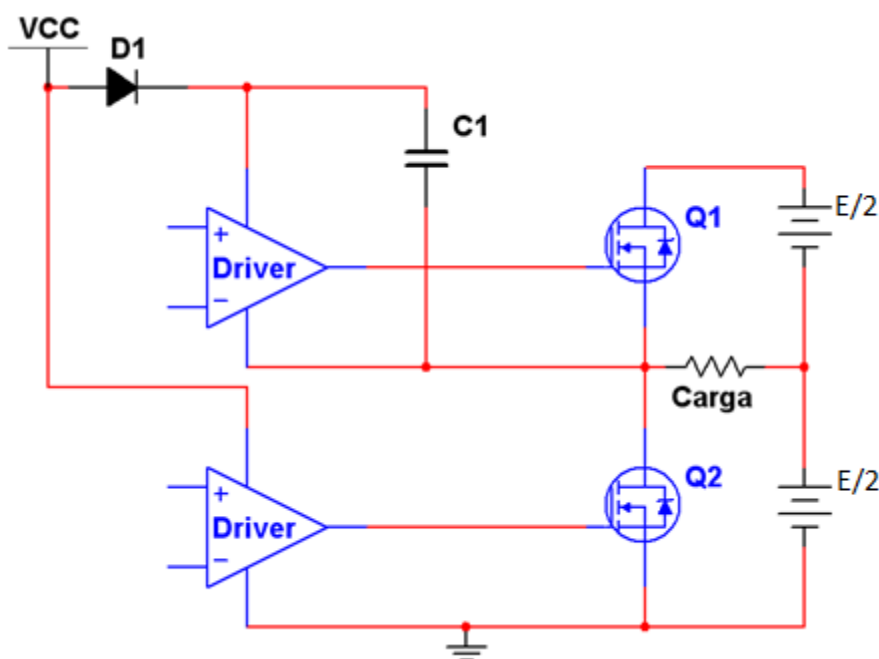
Uma das dificuldades para a implementação do circuito de “driver” vem do fato de que em cada braço do inversor, quer na topologia de meia ponte quer na

ponte completa, existe sempre um MOSFET que possui a tensão V_{GS} referenciada a um ponto de tensão variável em relação ao negativo do barramento [1].

No entanto já existem no mercado circuitos integrados que efetuam o comando de “gate” adequadamente e suportando o deslocamento de nível de tensão entre os interruptores, possuindo um circuito chamado de “bootstrap” [1].

Na Figura 18 se observa o do circuito de “bootstrap”, composto do capacitor C1 e do diodo D1.

Figura 18- Circuito “boot strap”.



Fonte: produção do próprio autor

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

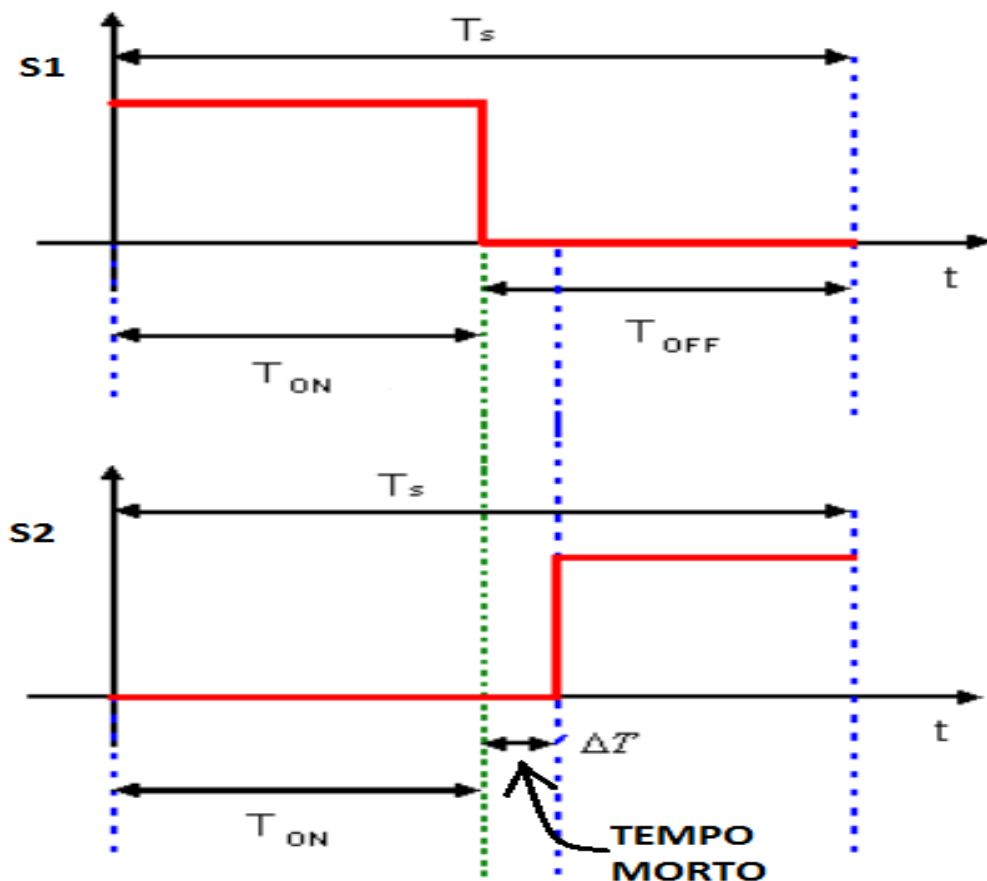
O circuito “driver” também deve ser capaz de gerar um sinal PWM apropriado para a comutação dos MOSFETs, isso inclui a geração de um tempo morto.

Tempo morto é um período de tempo intencionalmente inserido entre os estados ligado e desligado do MOSFET, evitando curto-circuito de braço nos inversores, conforme mostrado na Figura 19.

Isto é necessário porque o MOSFET é uma carga capacitiva para o “driver”, gerando atrasos de comutação e isso pode causar a ocorrência de condução simultânea dos MOSFETs do mesmo braço.

Falta de tempo morto resulta em menor eficiência, calor excessivo e até destruição do componente (MOSFET). Normalmente, o tempo morto é realizado retardando o acionamento do MOSFET que entrará em condução [6].

Figura 19-Tempo morto



Fonte: produção do próprio autor

Em circuitos integrados dedicados para acionamento de interruptores é possível fazer a escolha do tempo morto entre valores pré-definidos através da correta escolha de componentes ligados externamente a eles.

Circuitos de proteção também são implementados com componentes externos aos circuitos integrados “drivers” e podem ser: proteção de sobrecorrente, proteção de sobretensão e proteção de elevação de temperatura. Estes circuitos de proteção servem para proteger os interruptores [14].

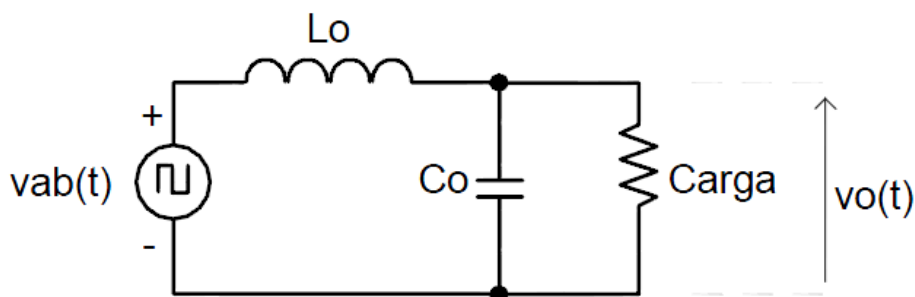
3.5 FILTRO DE SAÍDA

O filtro de saída, que é um passa baixa, é a parte do amplificador que realiza a demodulação do sinal de saída de potência, para o alto falante. Ele deve deixar passar as frequências que correspondem ao sinal de áudio e atenuar o sinal relativo à frequência de comutação do inversor [1].

Normalmente é usado um filtro LC passa baixa, pois, apresenta uma resposta plana na banda passante e uma atenuação de -40dB/década na banda de transição [1].

Considerando o circuito apresentado na Figura 20 e o alto-falante representado pelo seu modelo resistivo e trabalhando com impedâncias no domínio da frequência, através da utilização da transformada de “Laplace”, faz-se o paralelo entre a carga e o capacitor de saída, de modo a aplicar diretamente o divisor de tensão e obter a tensão de saída V_o em função da entrada V_{ab} e dos parâmetros do circuito e, posteriormente a função de transferência saída pela entrada [7,5].

Figura 20-Circuito do filtro



Fonte: [7]

Fazendo os devidos cálculos chega-se à função de transferência (19) [7,5]:

$$\frac{V_o}{V_{ab}} = \frac{1}{s^2 * L * C + s * \frac{L}{R} + 1} \quad (19)$$

Assim encontra-se (20) que é a frequência de corte do filtro e (21) que é o fator de amortecimento do filtro [7,5]:

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad (20)$$

$$\xi = \frac{L * \omega_f}{2 * R} \quad (21)$$

É comum se utilizar o fator de amortecimento igual a 0,7 a fim de se obter uma resposta mais próxima do comportamento assintótico de um filtro passa baixa de segunda ordem sem elevação de amplitude na frequência de ressonância do filtro.

3.6 RECOMENDAÇÕES PARA O “LAYOUT” DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D

A disposição adequada de componentes bem como de trilhas e malhas de terra levam a um bom layout da placa de circuito impresso. Em projetos de amplificadores um bom layout leva a redução de interferências eletromagnéticas e possíveis distorções, melhorando a qualidade do áudio produzido.

Trilhas compridas significam indutâncias parasitas enquanto, trilhas próximas significam capacitâncias parasitas. Indutâncias parasitas e capacitâncias parasitas podem afetar o funcionamento de circuitos de altas frequências.

O projeto de circuitos que trabalhem com sinais de alta frequência deve prever a utilização de trilhas curtas para os sinais e blindagens em alguns casos.

As curvas acentuadas também devem ser evitadas, pois uma curva em 90 graus que pode afetar sensivelmente um circuito de alta frequência [16].

O uso de capacitores de desacoplamento evita o aparecimento de picos de tensão devido a indutâncias parasitas causadas pelas trilhas da placa de circuito impresso. Os capacitores de desacoplamento devem ficar o mais próximo possível dos terminais de alimentação dos componentes.

A proximidade de uma trilha das outras trilhas ou de grandes regiões cobreadas pode implicar na introdução de capacitâncias parasitas nos circuitos. Estas capacitâncias podem ser responsáveis por oscilações ou mesmo instabilidades de funcionamento. Para reduzir este problema, as trilhas que

transportam sinais devem ficar longe das demais e/ou serem curtas. Um bom planejamento das placas possibilita a utilização de trilhas curtas para os sinais [16].

Se uma trilha longa precisar conduzir um sinal intenso, será conveniente pensar numa blindagem. Duas trilhas que corram paralelas (uma de cada lado) ligadas ao negativo ou terra do circuito servem de blindagem. Uma área cobreada que envolva (sem tocar) o terminal de entrada de um amplificador sensível, estando ligada ao terra do circuito, pode servir de blindagem.

As blindagens nas placas são muito importantes nos circuitos de áudio que trabalham com pequenos sinais e nos circuitos sensíveis de alta frequência em que realimentações indesejadas possam ocorrer. Nos circuitos digitais de alta velocidade, em que ocorram instabilidades, as blindagens também podem ser necessárias [2].

Manter trilhas de sinais analógicos e digitais separadas, sempre que possível [2].

Uma boa prática de elaboração de “layout” é separar na placa os conjuntos de componentes com mesma função: Os circuitos de entrada de áudio; O circuito de controle; O estágio do “driver” de “gate”; O estágio de potencia [6].

Pode-se escolher um tipo de configuração das peças na placa em forma de estrela, com um C.I. no meio e as trilhas convergindo para ele, evitando a necessidade de se cruzar trilhas. Quando possível, fazer um plano da placa todo com contato ao terra [15].

Os componentes que trabalham quentes, como resistores de fio, devem ser montados afastados das placas de circuito impresso. Isso significa que, ao encaixar o componente na placa, devemos deixar seu corpo de 0,5 a 1 cm longe da placa e depois fazer a soldagem dos terminais. Este procedimento evita que o calor gerado pelo componente afete a placa e mais ainda, facilita a ventilação do próprio componente [15].

Nos circuitos de alta potência (como fontes de alimentação potentes, amplificadores, transmissores) existem pontos em que a intensidade da corrente pode ser elevada, acima de 1 ou 2A, o que é um ponto crítico ao projeto de placas.

As trilhas de cobre depositado numa placa são extremamente finas, de modo que sua capacidade de conduzir corrente depende basicamente de sua largura. Uma trilha estreita, de alguns milímetros não suporta correntes intensas, podendo aquecer e até romper-se.

Para cada 1A de corrente é preciso que a trilha tenha aproximadamente 2 mm de largura para se obter razoável segurança num circuito convencional.

Se houver espaço físico no projeto para uma trilha mais larga do que o mínimo previsto não deixar de fazê-la. Uma trilha mais larga também significa menor resistência, o que é muito importante para se evitar perdas no próprio circuito [16].

4 PROJETO DO AMPLIFICADOR

4.1 INTRODUÇÃO

O amplificador projetado e construído tem as seguintes especificações básicas: potência de 100 watts, impedância de saída de 6 Ω , baixa distorção harmônica (em torno de 1%), eficiência maior que 90%, tamanho reduzido e a não utilização de dissipador de calor.

A topologia usada é a “half bridge” (meia ponte), utilizando transistores MOSFET no estágio de potência, que por necessitar de menos componentes adjacentes, reduziu o custo e o tamanho do amplificador.

O amplificador construído tem apenas um canal de áudio (mono).

Para se alcançar as especificações desejadas, foi escolhido o transistor MOSFET IRF6665, que tem como características, baixa resistência de condução ($R_{ds_{on}}$) e baixo parâmetro de carga de “gate” (Q_g) e por isso terá baixas perdas tanto de condução como de chaveamento e permitindo uma eficiência acima de 90% e não necessitando de dissipador de calor.

A modulação do sinal de áudio é a “auto oscilante” e para realiza-la foi utilizado um circuito integrado dedicado, o IRS2092, que além de realizar a modulação do sinal, atua como “driver” dos MOSFETs e faz parte dos circuitos de proteção dos transistores de saída contra sobrecorrente, que foram projetados respeitando os limites de funcionamento dos transistores MOSFET.

Considerando que os interruptores e “drivers” são importantes fontes de distorção em amplificadores classe D, este projeto foi implementado utilizando-se de interruptores e “drivers” com as características mais adequadas possíveis que serão descritas neste capítulo.

As escolhas feitas levaram a um amplificador com bom desempenho, tanto de eficiência como de qualidade sonora.

O filtro de saída necessário para a retirada do sinal de alta frequência é um filtro de segunda ordem composto de um indutor e um capacitor que filtra os sinais com frequência superior a 40 kHz. O material magnético do indutor é apropriado para alta frequência.

O “layout” da placa foi feito seguindo as recomendações descritas na revisão bibliográfica e deste modo mitigou interferências eletromagnéticas que poderiam interferir no funcionamento do amplificador.

4.2 O CIRCUITO INTEGRADO IRS2092

4.2.1 Introdução

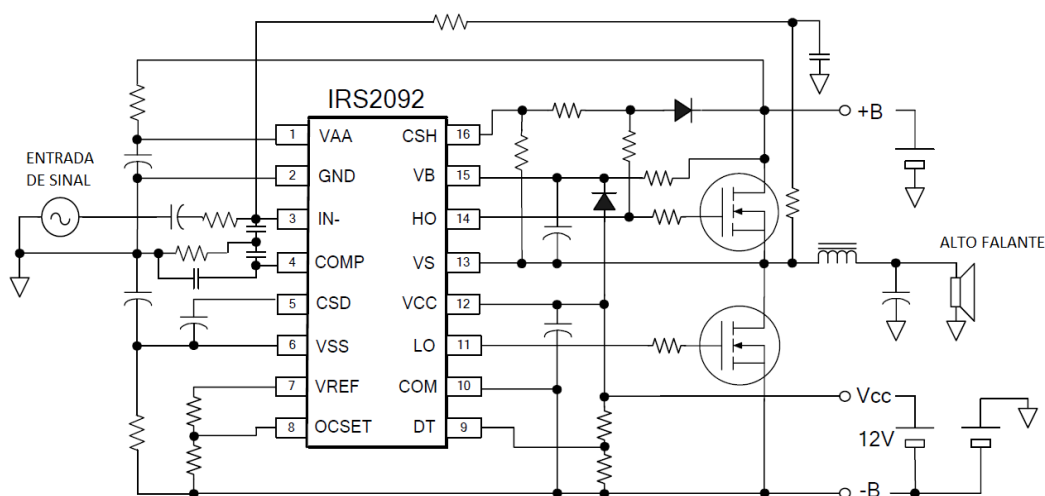
IRS2092 é um circuito integrado específico para amplificadores de áudio classe D, incorporando circuito “driver”, modulação, controle e um moderno sistema de proteção. Combinado com dois MOSFETs e alguns outros componentes externos, o IRS2092 forma um amplificador classe D completo.

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

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

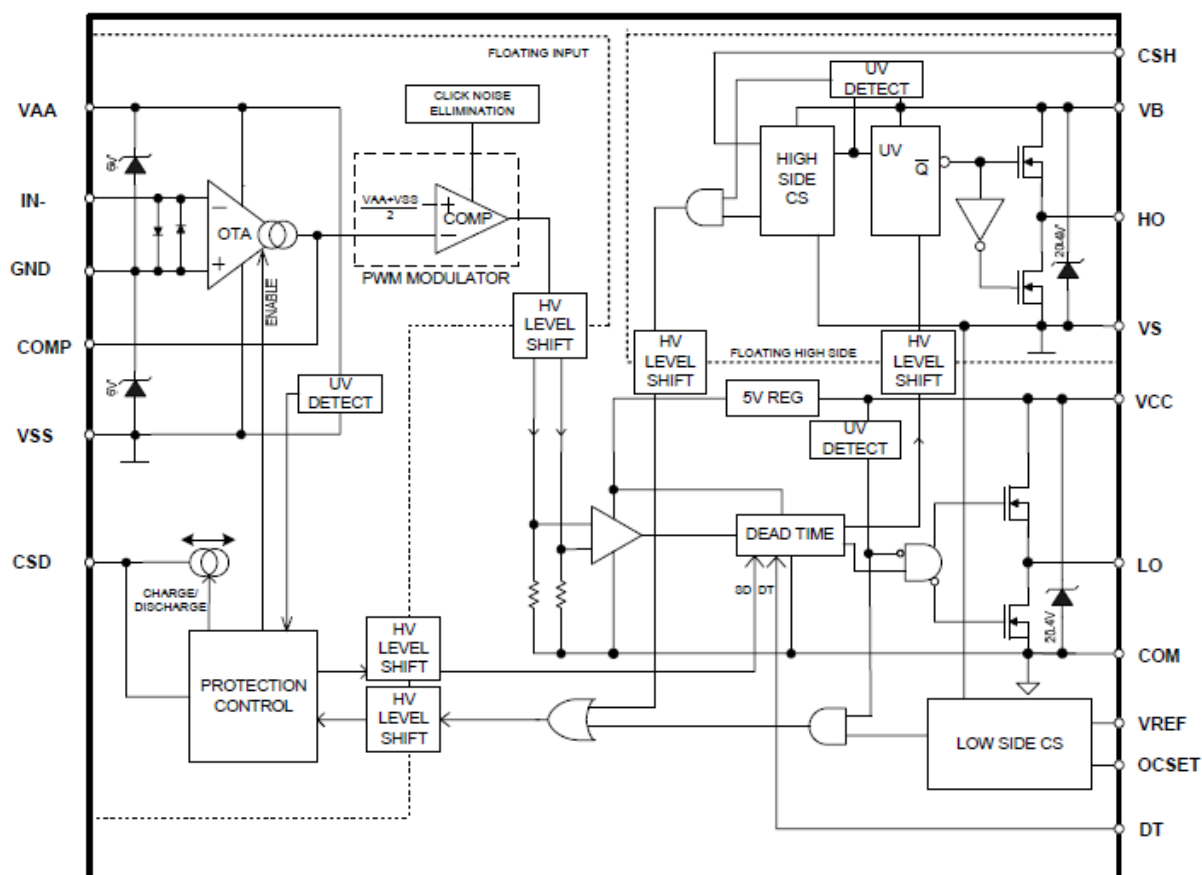
Na Figura 22 pode-se ver o diagrama em blocos do IRS2092 e na Figura 21 pode-se ver um diagrama esquemático típico de um amplificador classe D usando o circuito integrado IRS2092

Figura 21-Circuito típico com IRS2092.



Fonte: [17]

Figura 22-Diagrama em blocos do irs2092.



Fonte: [17]

4.2.2 Função dos pinos do IRS2092

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

4.3 O TRANSISTOR MOSFET IRF6665

O motivo da escolha do MOSFET IRF6665 para este amplificador é que os principais parâmetros deste são otimizados para o uso em amplificadores de áudio classe D. Dentre os parâmetros otimizados pode-se citar:

Baixa resistência de condução ($R_{ds(on)}$), no valor de $53m\Omega$, contribuindo com uma melhor eficiência. Este MOSFET utiliza as mais recentes técnicas de processamento para alcançar pouca resistência por área de silício.

Baixo parâmetro de carga de “gate”, no valor de $8.7nC$, contribuindo para um nível menor de THD (distorção) devido a elevada velocidade de comutação.

Baixo valor de t_{rr} (tempo de recuperação reversa) do diodo de corpo do MOSFET, no valor de $32ns$, contribuindo com uma melhor THD e menor EMI.

O IRF6665 utiliza uma nova tecnologia de encapsulamento, chamada pelo fabricante de “DirectFET”, que oferece menor indutância parasita e menor

resistência de condução quando comparado com os tipos de encapsulamentos tradicionais.

Indutância parasita mais baixa melhora o desempenho, reduzindo os picos de tensão que acompanham os rápidos transientes de corrente.

A tecnologia “DirectFET” tem como característica permitir uma boa transferência térmica, conseguindo então melhorar a resistência térmica e dissipação de energia. Essas características se combinam para tornar este MOSFET um dispositivo altamente eficiente, robusto e confiável para aplicações em amplificadores de áudio Classe D.

4.4 CÁLCULO DA TEMPERATURA DA JUNÇÃO DO MOSFET

A circulação de corrente elétrica por qualquer componente provoca uma dissipação de potência igual ao produto do quadrado da corrente pela resistência do componente percorrido. Tal potência dissipada converte-se, essencialmente, em calor (efeito Joule).

O cálculo da temperatura da junção do MOSFET é realizado com o objetivo de se verificar a necessidade de utilização de um dissipador de calor, a fim de evitar danificar o componente por excesso de calor.

O MOSFET IRF6665 tem como temperatura máxima de junção, o valor de 150° C. Para calcular a temperatura da junção do MOSFET é necessário saber as perdas totais deste e o valor da resistência térmica da junção até o ambiente.

O MOSFET IRF6665, neste tipo de aplicação, tem dois tipos de perdas que provocam dissipação de potência. São elas: Perdas na condução e perdas na comutação, sendo esta dividida em perdas no bloqueio e perdas na entrada em condução.

Sabendo da dificuldade na determinação exata das perdas, os cálculos realizados são de fato somente aproximações.

Para o cálculo da perda na condução é necessário saber a resistência de condução ($R_{ds(on)}$), do MOSFET que aumenta com o aumento da temperatura da junção do MOSFET.

No caso do IRF6665, o valor da resistência de condução ($R_{ds(on)}$), varia de 42m Ω para 0°C até 100m Ω para 150°C.

Como ainda não se sabe em qual temperatura de junção o MOSFET irá operar, para realizar os cálculos das perdas se usou o valor da resistência de condução ($R_{ds_{on}}$) de $90m\Omega$, que corresponde a temperatura de junção de $130^\circ C$.

Também se considera que a frequência de comutação situa-se em torno de $400kHz$. Adota-se que a razão cíclica se aproxima de $0,5$, quando o nível de tensão do sinal de entrada é igual a zero e de 1 quando o sinal de entrada tiver seu nível máximo. Os cálculos foram realizados considerando um sinal senoidal de $1kHz$.

Primeiro é necessário calcular o valor de pico da corrente que percorre o MOSFET, em (22).

Calcula-se a perda por condução no MOSFET através das equações (23) e (24), onde inicialmente se obtém o valor aproximado da energia durante um período do sinal de entrada e assim calcula-se o valor da perda por condução.

$$I_p = \sqrt{\frac{potência}{carga}} * \sqrt{2} = 5,77A \quad (22)$$

$$E = \sum_{i=0}^{200} R_{ds_{on}} * (I_p * \text{sen}(\frac{i * \pi}{200}))^2 * \left(0,5 + 0,5 * \text{sen}\left(\frac{i * \pi}{200}\right)\right) * T_{fs} \quad (23)$$

$$E = \sum_{i=0}^{200} 90m * (5,77 * \text{sen}(\frac{i * \pi}{200}))^2 * \left(0,5 + 0,5 * \text{sen}\left(\frac{i * \pi}{200}\right)\right) * 2,5\mu s = 692,47\mu J$$

$$P_{cond} = E * f_{senoide} = 692,47\mu * 1000 = 692,47mW \quad (24)$$

Onde:

I_p : corrente de pico de condução.

$R_{ds_{on}}$: resistência de condução.

T_{fs} : período da frequência de comutação.

E : energia.

$f_{senoide}$: frequência da senoide ($1kHz$).

P_{cond} : perdas de condução.

Para calcular as perdas na comutação deve-se saber qual é a corrente que percorre o MOSFET quando em condução, a tensão entre “drain” e “source” quando está bloqueado, o valor de t_r , que é o tempo que o MOSFET leva para mudar do estado de bloqueio para o estado de condução e o valor de t_f , que é o tempo que o MOSFET leva para mudar do estado de condução para o estado de bloqueio.

Para o IRF6665 os valores de t_r e t_f são, respectivamente, 2,8ns e 4,3ns e para a realização dos cálculos foram considerados constantes.

No circuito proposto, a tensão entre “drain” e “source” quando o MOSFET está bloqueado é igual a tensão da fonte que é de 70V e a corrente de pico que percorre o MOSFET quando está em condução é calculada em (22).

Como a corrente de condução sempre está variando calcula-se um valor médio considerando um sinal senoidal que está sendo amplificado. Então aproximadamente se calcula o valor da corrente de condução em (25).

$$I_{cond} = \frac{I_p}{\pi} = \frac{5,77}{\pi} = 1,8A \quad (25)$$

A perda no bloqueio é calculada em (26).

$$P_{bloq} = \frac{1}{2} * V_{cc} * I_{cond} * t_f * f_s \quad (26)$$

$$P_{bloq} = \frac{1}{2} * 70 * 1,8 * 4,3n * 400k = 0,1W$$

A perda na entrada em condução é calculada em (27), onde também se levou em consideração as perdas causadas pelo tempo de recuperação reversa do diodo do MOSFET complementar. O valor de Q_{rr} é de 37nC e é encontrado na folha de dados fornecida pelo fabricante do MOSFET (ANEXO A).

$$P_{econd} = \frac{1}{2} * V_{cc} * I_{cond} * t_r * f_s + Q_{rr} * V_{cc} * f_s \quad (27)$$

$$P_{econd} = \frac{1}{2} * 70 * 1,8 * 2,8n * 400k + 37n * 70 * 400k = 1,1W$$

Onde:

V_{cc} : tensão de barramento.

I_{cond} : corrente de “drain”.

t_r : tempo de subida da corrente.

t_f : tempo de descida da corrente.

f_s : Frequencia de chaveamento.

Q_{rr} : (“Base Diode Reverse Recovery Charge”) - é a carga acumulada no diodo do MOSFET enquanto este se encontra diretamente polarizado.

As perdas causadas pelos capacitores parasitas internos ao MOSFET são insignificantes.

A perda total do MOSFET IRF6665 é calculada em (28).

$$P_{Total} = P_{cond} + P_{bloq} + P_{econd} = 1,89W \quad (28)$$

Na folha de dados do MOSFET IRF6665, em anexo, encontra-se o valor da resistência térmica da junção até o ambiente, igual a 58°C/W.

Este valor é valido quando não se usa dissipador de calor e o MOSFET for montado, no circuito impresso, em contato com uma área de cobre de pelo menos uma polegada quadrada.

Então agora se calcula, em (29), a temperatura da junção do MOSFET IRF6665 para as condições especificadas acima. Para este cálculo tem-se:

$$T_j = (R_{\theta JA} * P_{Total}) + T_{amb} = 129,26^{\circ}C \quad (29)$$

Onde:

T_j : temperatura de junção

$R_{\theta JA}$: resistência térmica da junção até o ambiente

P_{Total} : potência total dissipada

T_{amb} : temperatura do ambiente (20°C)

Percebe-se que a temperatura calculada da junção do MOSFET IRF6665 ficou abaixo do limite máximo, que é de 150°C , o que mostra que é possível alcançar a potência de saída de som de 100W, sem usar dissipadores de calor de alumínio. Nos testes realizados na bancada se verificou que o MOSFET se aqueceu pouco. Sua parte externa não ultrapassou os 60°C . Possivelmente isso se deve ao fato de que a frequência de comutação, que varia conforme o nível de sinal de entrada, chega a valores próximos de 150kHz quando a razão cíclica se aproxima de 1, diminuindo as perdas por comutação.

4.5 MODULAÇÃO PWM

Neste projeto é utilizada a modulação PWM conhecida como auto oscilante.

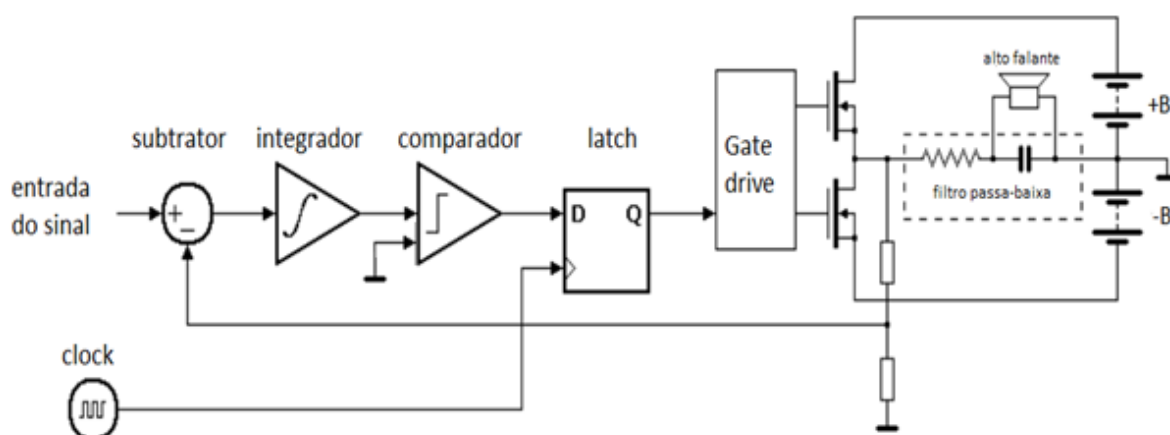
A modulação PWM auto oscilante é baseada na modulação delta-sigma.

Para entender como funciona a modulação PWM auto oscilante, será demonstrado o funcionamento da modulação delta-sigma.

Na Figura 23 é apresentado um diagrama de blocos de um amplificador de áudio classe D, usando a modulação PWM delta-sigma.

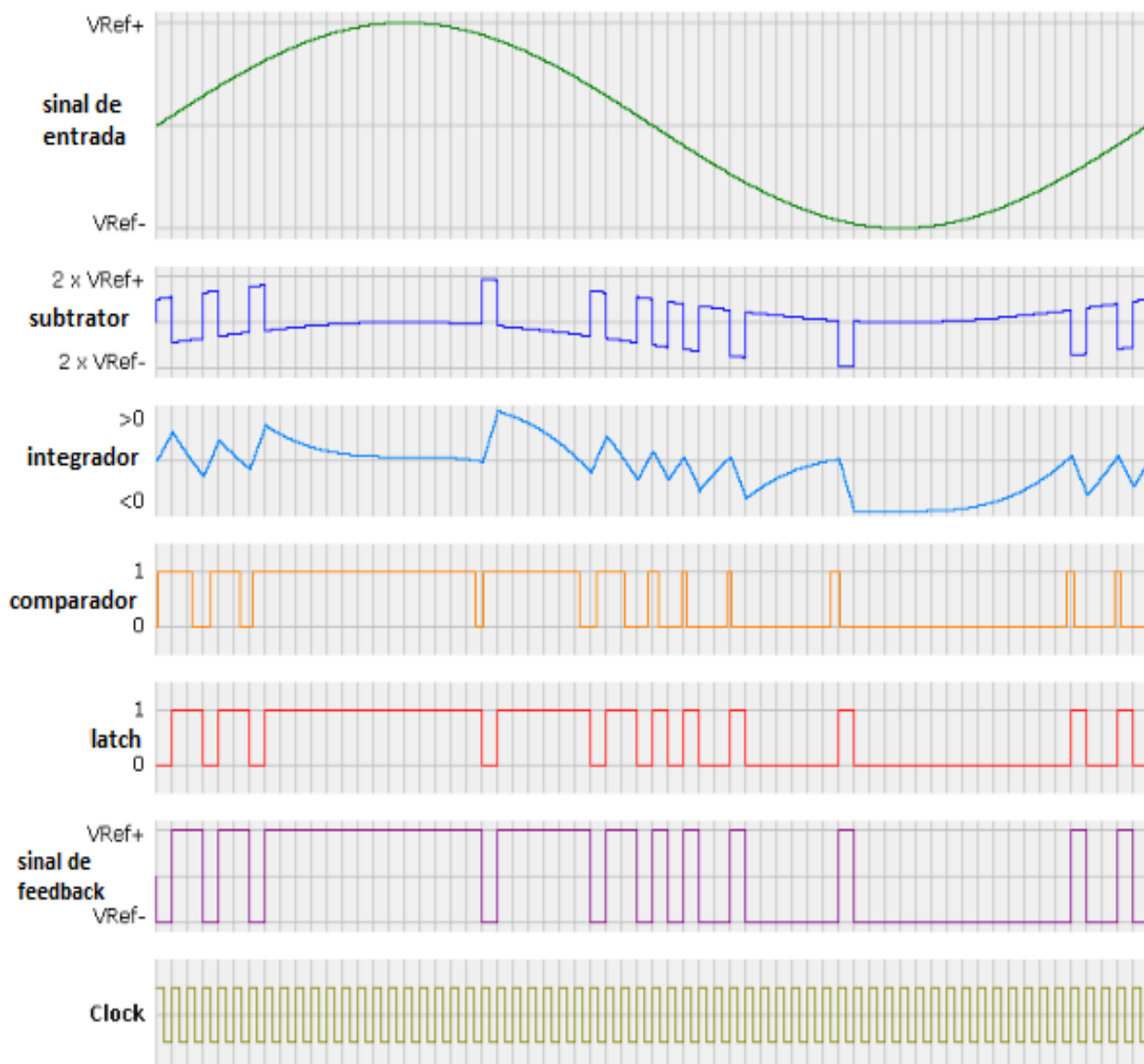
Na Figura 24 é possível observar as formas de onda do diagrama de blocos da Figura 23, facilitando a compreensão do funcionamento da modulação delta-sigma.

Figura 23-Diagrama de blocos de um amplificador de áudio classe D, usando a modulação PWM delta-sigma.



Fonte [19].

Figura 24 -Formas de onda do diagrama de blocos.



Fonte [19].

Analisando as Figuras 23 e 24 se observa que o sinal que sai do subtrator é o resultado do sinal de entrada subtraído o sinal de “feedback”, que então entra no integrador. A 3ª forma de onda da Figura 24 é o sinal de saída do integrador que entra no comparador que compara este sinal com o nível zero de tensão. O sinal que sai do comparador entra em um “latch” que tem a função de gerar um pequeno atraso no sinal que vem do comparador, pois, como é do funcionamento de um “latch”, o sinal de saída é atualizado com o sinal de entrada somente quando ocorre a transição do sinal de “clock” de nível baixo para o nível alto. Assim o sinal que sai

do “latch” acaba tendo uma largura mínima correspondente ao período do sinal de “clock”, resultando em um sinal PWM com mesma frequência do sinal de “clock”.

Verifica-se que o sinal PWM tem a mesma frequência do sinal de “clock” quando o sinal de entrada está próximo ao nível zero. Quanto mais aumenta a amplitude do sinal de entrada, em modulo, menor é a frequência do sinal PWM.

A principal vantagem da modulação delta-sigma é o fato de, pelas características de funcionamento, deslocar para altas frequências todo o ruído gerado durante a modulação, tornando-o inaudível.

As desvantagens do sistema de modulação PWM gerado pela comparação de uma onda triangular ou dente de serra com o sinal de entrada são a ocorrência de imperfeições na geração do sinal de portadora e a ocorrência de não linearidades no sinal PWM gerado que levam ao aumento da distorção do sinal de saída e consequente perda de qualidade.

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

A frequência do sinal PWM é determinada pelo atraso total dentro do percurso da malha de controle. Os principais itens que influenciam no atraso do sinal são: atraso de propagação do sinal nos circuitos internos do circuito integrado IRS2092, a velocidade de comutação do MOSFET IRF6665 e a constante de tempo do integrador.

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

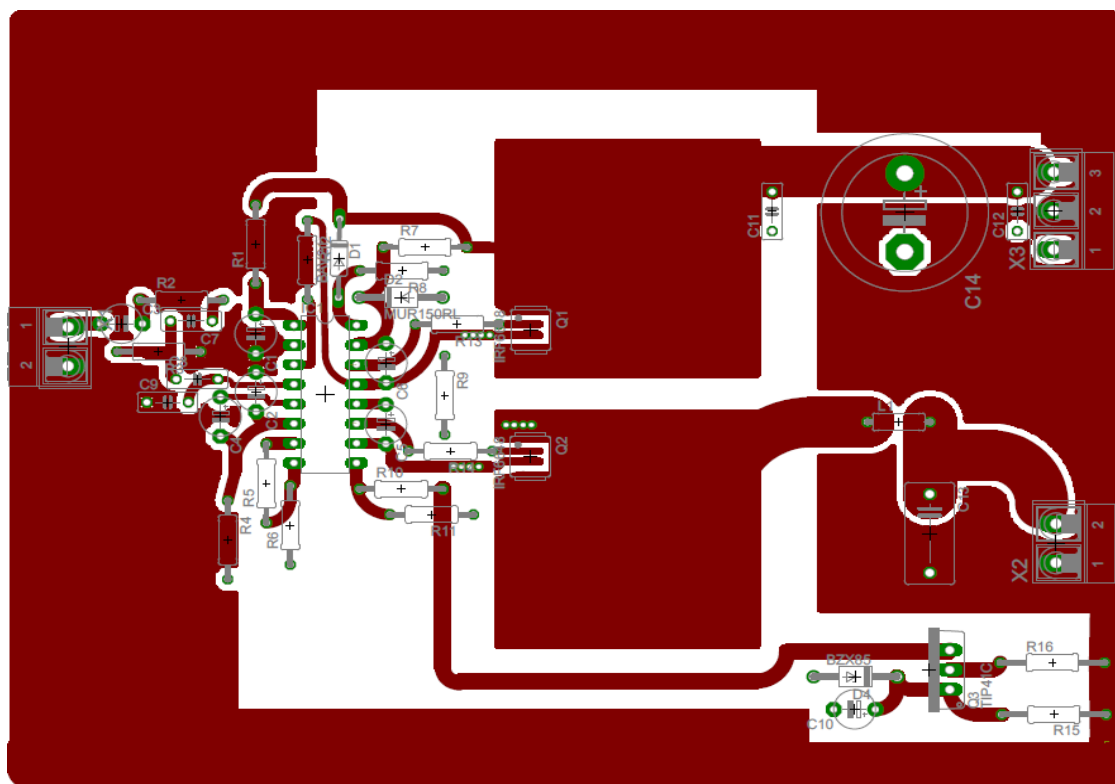
4.6 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO E PCI DO CIRCUITO PROPOSTO

Na Figura 25 é apresentado o diagrama esquemático do amplificador implementado.

Os valores dos componentes apresentados no diagrama foram todos calculados e são apresentados mais adiante neste trabalho.

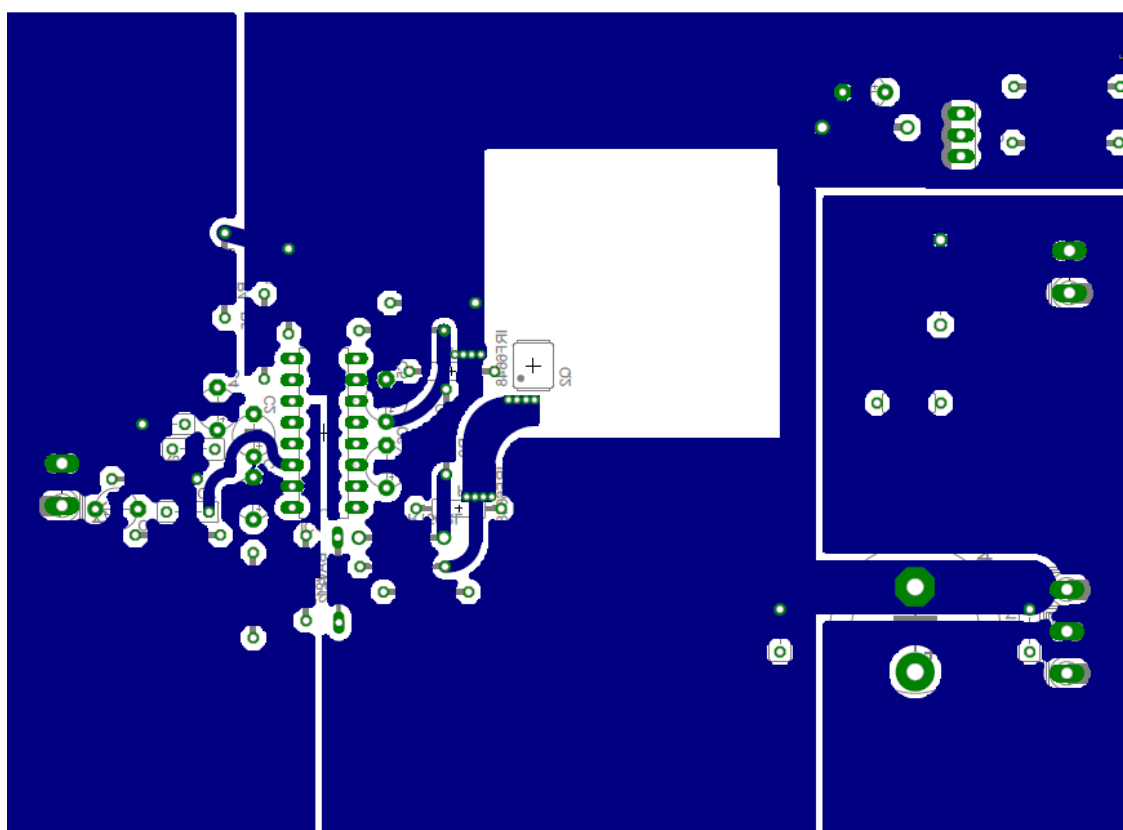
Nas Figuras 26 e 27, são apresentados os desenhos das faces da placa de circuito impresso, face superior e face inferior, respectivamente.

Figura 26-Face superior



Fonte: produção do próprio autor

Figura 27-Face inferior



Fonte: produção do próprio autor

4.7 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE MODULAÇÃO PWM.

Fazem parte do sistema de modulação e determinação da frequência do sinal PWM, os seguintes componentes: C7, C8, C9, R3, R12.

A frequência de oscilação da modulação PWM será de 400kHz. O circuito integrado IRS2092 tem a capacidade de operar com frequência de até 800kHz, mas foi escolhido previamente o valor de 400kHz pelo receio de que uma frequência de chaveamento mais alta venha trazer imperfeições ao funcionamento.

Por não ser possível saber qual é o tempo de atraso de propagação do sinal pelos circuitos internos do IRS2092, fica impossível calcular os componentes a fim de alcançar a frequência desejada.

Para se conseguir obter a frequência de comutação desejada usou-se uma tabela disponível na folha de dados do circuito integrado IRS2092, que trás valores predeterminados para varias frequências de oscilação.

Então para a frequência de 400kHz temos:

C7:2,2nF

C8:2,2nF

C9:1nF

R3:141 Ω , usar 150 Ω (valor comercial).

R12:47k Ω

Caso seja necessário realizar algum ajuste na frequência, variar o valor de R3.

4.8 FUNCIONAMENTO E DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS DE PROTEÇÃO.

O circuito integrado IRS2092 tem 2 circuitos de proteção de sobrecorrente, um para o MOSFET superior e outro para o MOSFET inferior.

A principal vantagem destes circuitos é o fato de não usarem, para o sensoriamento da corrente, os resistores “shunt”. Estes além de causar uma perda, por efeito joule, podem causar o aparecimento de indutâncias parasitas na PCI, interferindo de forma negativa no funcionamento do circuito.

O sensoriamento da corrente, pelo circuito integrado, é feito da seguinte forma: quando o MOSFET é comandado a conduzir, é feita a medição da tensão

entre “drain” e “source” e conhecendo a resistência de condução do MOSFET se chega a corrente que o está percorrendo.

No IRS2092, através de resistores, é feita a configuração da tensão máxima entre “drain” e “source” permitida, sem que haja acionamento da proteção. Quando a tensão máxima é ultrapassada, o capacitor C4 é descarregado. Capacitor este responsável também pelo tempo de retardo no início de funcionamento do C. I.. Após isto, se inicia a carga do capacitor. Quando o capacitor alcança certo valor o circuito volta a funcionar. Caso o excesso de corrente persistir o circuito vai ficar neste ciclo de carga e descarga do capacitor C4 e não entrará em funcionamento.

4.8.1 Dimensionamento do circuito de proteção do MOSFET inferior

A configuração da corrente máxima permitida no MOSFET inferior é feita através do monitoramento da tensão “drain” e “source” quando o MOSFET está conduzindo.

Então levando-se em conta que a resistência de condução do MOSFET IRF6665 é de 100mΩ para sua temperatura máxima de operação e a corrente de pico que o percorrerá, I_{DS} , calculada em (30) será de 5,77A, foi escolhida como valor mínimo para o acionamento da proteção, I_{trip} , o valor de 6A.

A tensão de referência para o circuito de proteção, V_{ocset} , deve estar presente no pino 8 (OCSET) do IRS2092 e é calculada em (31). Está tensão é definida por um divisor resistivo formado por R5 e R6 que tem como tensão de referência 5,1V que é fornecido pelo pino 7 (VREF) do IRS2092.

$$I_{DS_{pico}} = \sqrt{\frac{P}{R_{carga}}} * \sqrt{2} = \sqrt{\frac{100}{6}} * \sqrt{2} = 5,77A \quad (30)$$

Onde:

P= potência de saída do amplificador (100W)

Carga= impedância de carga (6Ω)

$$V_{ocset} = I_{trip} * R_{DS(on)} = 6 * 0,1 = 0,6V \quad (31)$$

O valor dos resistores do divisor resistivo é calculado em (32), (33) e (34).

$$R6 + R5 = 10k\Omega \quad (32)$$

$$R6 = \frac{V_{ocset}}{V_{ref}} * 10k\Omega = \frac{0,6}{5,1} * 10k\Omega = 1,18k\Omega \quad (33)$$

$$R5 = 10k\Omega - 1,18k\Omega = 8,82k\Omega \quad (34)$$

Adotando-se um valor comercial que atenda as equações tem-se, $R5=8,2k\Omega$ e $R6=1K\Omega$.

Assim, quando o MOSFET está com sua temperatura de junção próximo a 150°C sua resistência de condução é de $100\text{ m}\Omega$ e a corrente de disparo da proteção será de $6,5\text{A}$. Quando o MOSFET está com sua temperatura de junção na temperatura ambiente sua resistência de condução é de $53\text{ m}\Omega$ e a corrente de disparo da proteção será de $11,3\text{A}$.

4.8.2 Dimensionamento do circuito de proteção do MOSFET superior

Assim como no item 4.8.1, o sensoriamento da corrente no MOSFET superior é feita através da tensão entre “drain” e “source” quando este está em condução.

O pino do IRS2092 responsável por monitorar a tensão é o pino 16 (CSH).

A diferença aqui está no fato de já estar estabelecida uma tensão de disparo da proteção de $1,2\text{V}$, nomeada de $V_{th_{och}}$, no pino 16 (CSH), para que a proteção seja acionada.

Fazem parte do circuito de proteção ao MOSFET superior, o diodo D1, e o resistor R8. Para obter como tensão de disparo da proteção no pino 16 (CSH), de $1,2\text{V}$, se faz uso de um divisor resistivo, mas como pode-se observar através dos cálculos isto não é necessário.

A função do diodo D1 é de bloquear a alta tensão que há entre “drain” e “source” quando o MOSFET está bloqueado. Pela alta frequência que o MOSFET comuta o diodo D1 deve ter um tempo de recuperação reversa pequeno.

Para atender esta exigência o diodo escolhido foi o BAV21, que tem um tempo de recuperação reversa de 50ns e tensão máxima reversa de 200V .

Considerando que $R8 + R50$ (resistor não existente) seja igual a $10k\Omega$, calcula-se o valor de $R8$ em (36).

$$V_{th_{och}} = \frac{R8}{R8 + R50} * (V_{DS} + V_f) \quad (35)$$

$$R8 = 10k\Omega * \frac{V_{th_{och}}}{V_{DS} + V_f} = 10k\Omega \quad (36)$$

Onde:

$V_{th_{och}}$: 1,2V, tensão de disparo da proteção

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

V_f : Tensão sobre diodo D1 =0,6V

Como $R8$ é igual a $10k\Omega$, o valor do resistor $R50$ deve ser de 0Ω , então não é necessário seu uso.

Assim, quando o MOSFET está com sua temperatura de junção próximo a 150°C sua resistência de condução é de $100\text{ m}\Omega$ e a corrente de disparo da proteção será de 6A. Quando o MOSFET está com sua temperatura de junção na temperatura ambiente sua resistência de condução é de $53\text{ m}\Omega$ e a corrente de disparo da proteção será de 11,3A.

4.9 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE TEMPORIZAÇÃO C4.

O capacitor de temporização, $C4$, é usado para determinar o tempo de “reset” e o tempo de partida do circuito.

Tempo de reset é a quantidade de tempo que decorre a partir de quando o C.I. entra em modo de proteção até quando o C.I. retorna a operação.

O tempo de reset deve ser longo o suficiente para evitar o excesso de aquecimento dos MOSFETs considerando o repetitivo desligamento e de reinício de operação. O mínimo tempo recomendado para o tempo de reset é de 0,1 segundos.

O tempo de partida do circuito é a quantidade de tempo entre a alimentação do C.I. até o momento em que o C.I. entra no modo de operação normal.

Considerando que a corrente de carga do capacitor C4 é de aproximadamente 100µA, podemos calcular o valor de C4, em (37) e (38), para um tempo de reset de aproximadamente 1s e tempo de partida de aproximadamente 1,5s.

$$C4 = \frac{t_{reset} * 1,1 * I_{cc}}{V_{dd}} = 9,8\mu F \quad (37)$$

$$C4 = \frac{t_{part} * 0,7 * I_{cc}}{V_{dd}} = 10\mu F \quad (38)$$

Onde:

t_{reset} :0,5s.

t_{part} :0,8s.

I_{cc} :corrente de carga=200µA.

V_{dd} :tensão máxima sobre o capacitor=11,2V.

Adotando-se um valor comercial que atenda as equações foi utilizado C4 igual á 10µF.

4.10 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE “TEMPO MORTO”.

No IRS2092, um bloco de geração interna de tempo morto permite que o usuário selecione o valor ideal entre valores predeterminados. A seleção é feita através da voltagem do pino 9 (DT) e pode ser conseguida facilmente através de um divisor de tensão externa, tendo como tensão de referência Vcc, que está presente no pino 12 do CI.

No IRS2092 existem quatro valores predefinidos de tempo morto, que podem ser escolhidos da seguinte forma:

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: produção do próprio autor

Os resistores que fazem parte do divisor resistivo são R10 e R11 e seus valores foram dimensionados a fim de se obter no pino 9 do IRS2092 a tensão de 29% da tensão Vcc, tendo-se um valor de tempo morto de 65ns.

Quanto menor o tempo morto, melhor é a qualidade do sinal de saída, mas deve-se observar que um valor muito baixo aumenta as perdas por comutação e pode permitir ocorrência de um curto-circuito de braço, que se dá quando os dois MOSFET conduzem ao mesmo tempo fazendo com que haja um curto-circuito na tensão da fonte ocasionado um pico de corrente que poderia danificar os MOSFETs caso não houvesse o sistema de proteção.

O tempo morto ideal será verificado em testes posteriores.

Os valores dos resistores R10 e R11 são, respectivamente, 3,3k Ω e 8,2k Ω .

4.11 DIMENSIONAMENTO DA ALIMENTAÇÃO DE ENERGIA.

A alimentação de energia de todo o amplificador é feita através de uma fonte externa, com tensões simétricas. Para se obter a potência esperada de 100W com uma carga de 6 Ω é necessária uma fonte de mais de 100VA de potência devido a eficiência não ser de 100%.

Foi utilizada uma fonte disponível que atendeu as necessidades de tensão e corrente do amplificador. A fonte é constituída de um transformador, uma ponte retificadora de diodos e dois capacitores eletrolíticos.

4.11.1 Dimensionamento das fontes auxiliares

As fontes de alimentação geradas internamente incluem $\pm 5.6V$, VAA e VSS, para a alimentação do C.I. IRS2092 na parte de processamento de sinal analógico, e

+12V (VCC) que é a alimentação do “driver” do MOSFET inferior Para a alimentação do “driver” do MOSFET superior é usado o circuito “bootstrap”.

As tensões $\pm 5.6V$, VAA e VSS, são reguladas através de diodos zener que estão internamente no IRS 2092 e são conseguidas a partir das tensões da fonte $\pm 35V$, +B e -B, através dos resistores R1 e R4. A corrente máxima permitida de VAA e VSS é de no máximo 20mA e valor nominal 10mA.

Os valores dos resistores são calculados em (39).

$$R = \frac{V}{I} = \frac{35 - 5,6}{10m} = 2,94k\Omega \quad (39)$$

Adotando-se um valor comercial que atenda as equações foram utilizados, R1 e R4 iguais a 3,3k Ω .

A potência dissipada por estes resistores é de 260mW, sendo então adotados resistores de 0,5W de capacidade de dissipação.

Para a alimentação de VCC de 12V e o circuito “bootstrap” projetou-se um circuito regulador de tensão a fim de se obter uma tensão estável e referenciada à tensão de -35V (-B).

Fazem parte do regulador os seguintes componentes: Q3, R16, R15, D4 e C10.

Para Q3, que é o transistor do regulador, escolheu-se o TIP 41C, que tem como tensão coletor emissor o valor máximo suportado de 100V e corrente de coletor emissor de 6A. A queda de tensão no transistor neste regulador será em torno de 23V e a corrente de coletor no máximo de 10mA. Então o TIP 41C atende com sobra as especificações.

O resistor R16 é responsável por limitar a corrente e diminuir a queda de tensão sobre Q3.

A corrente máxima que percorre o regulador é de 10mA então afim de se obter uma queda de tensão de 10V, calculou-se o valor do resistor R16 igual a 1k Ω .

A potência dissipada por este resistor é de 100mW, sendo então escolhido um resistor, que estava disponível, de 0,5W de capacidade de dissipação.

O diodo zener D4 escolhido foi o BZX85C13 com tensão de referência de 13V.

O resistor R15 é responsável por polarizar o diodo zener que é usado como referência de tensão no regulador.

Com o objetivo de se obter uma corrente de polarização de 1,5mA calculou-se o valor do resistor R15 em 15kΩ.

O capacitor C10 é usado para filtrar flutuações na tensão de referência do diodo zener e o seu valor é de 22μF.

Para alimentar o “driver” do MOSFET superior se faz o uso do circuito “bootstrap”.

Fazem parte do circuito de “bootstrap” os componentes: D2 (diodo de “bootstrap”), C6 (capacitor de “bootstrap”), R7 e R9.

O diodo de “bootstrap” serve para evitar que a tensão de barramento seja aplicada sobre a fonte de 12V (VCC). Já o capacitor de “bootstrap”, é usado para armazenar energia para acionar o MOSFET superior. Quando o MOSFET inferior conduz, ele conecta o pólo negativo deste capacitor ao negativo da fonte. Como o polo positivo dele está ligado a fonte de 12V através do diodo de “bootstrap”, este carrega-se com 12V. Então o “driver” usa esta tensão para gerar o pulso de “gate”.

O diodo escolhido foi o SBYV27, que tem como característica principal e necessária para a função de diodo de “bootstrap”, um tempo de recuperação reversa pequeno, de 15ns e 2A de corrente máxima de condução.

O valor do capacitor de “bootstrap” escolhido foi de 22μF. Valor suficiente para garantir o fornecimento de energia para o “driver” atuar e ser carregado no tempo que estiver recebendo energia da fonte de 12V(VCC).

O resistor R9 serve para limitar a corrente no diodo de “bootstrap” quando o capacitor C6 começar a ser carregado. Seu valor escolhido é de 4,7Ω.

O resistor R7 serve para carregar o capacitor de “bootstrap” antes que o circuito de “driver” comece a funcionar. Este tempo de retardo (0,8s) do início de funcionamento é configurado pelo capacitor C4, anteriormente comentado.

O calculo do resistor R7 é mostrado em (40) e (41).

$$I_c = C * \frac{V}{t} = 22\mu * \frac{18V}{0,8s} = 495\mu A \quad (40)$$

$$R = \frac{V}{I} = \frac{17V}{495\mu A} = 34,3k\Omega \quad (41)$$

Adotando-se um valor comercial que atenda as equações tem-se, R_7 igual a $33k\Omega$.

4.12 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE DESACOPLAMENTO E FILTRAGEM

Os capacitores de desacoplamento e filtragem são: C_1 , C_2 , C_5 , C_{11} e C_{12} .

O valor dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 é de $10\mu F$. Estes capacitores devem ser colocados o mais próximo possível dos pinos 1, 6 e 12, respectivamente, do C.I. IRS2092 com o objetivo de desacoplar possíveis indutâncias parasitas na PCI.

O capacitor C_{11} , de $100nF$, deve ser instalado o mais próximo possível dos MOSFETs. O C_{12} , de $100\mu F$, deve ser instalado o mais próximo possível do conector de entrada da fonte de alimentação com o objetivo de eliminar possíveis indutâncias parasitas ocasionadas pelos condutores que levam a energia da fonte até a PCI.

4.13 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR E RESISTOR DE ENTRADA E RESISTOR DE “GATE”

O capacitor de entrada, C_3 serve para eliminar algum componente de tensão D.C. que possa existir no sinal de áudio. O valor escolhido deste capacitor foi de $10\mu F$.

O resistor de entrada, R_2 , determina a impedância de entrada e também junto com o resistor de realimentação, R_{12} , o ganho de tensão do amplificador.

Calculou-se o valor do resistor de entrada, em (42) com o objetivo de obter a potência máxima de saída com 1 volt pico a pico de entrada.

$$R_2 = \frac{R_{12}}{G_v} = \frac{47k\Omega}{70} = 671\Omega \quad (42)$$

Adotando-se um valor comercial que atenda as equações tem-se, R_2 igual a 680Ω .

Os resistores de “gate” R_{13} e R_{14} servem para limitar a corrente de carga da capacitância de “gate” dos MOSFETs. O valor destes é tipicamente de 10Ω .

4.14 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA.

Como a frequência de comutação, que se deseja eliminar com o filtro, está em torno de 400kHz, se dimensionou a frequência de corte do filtro em 40kHz. Sendo o filtro um passa baixa de segunda ordem, as frequências que compõem o som audível, até 20kHz, são preservadas.

O filtro de saída é composto por um capacitor e um indutor, C13 e L1.

O indutor L1 deve ser específico para a alta frequência de comutação e compatível com a corrente que deverá percorrê-lo, tendo sua resistência ôhmica a mais baixa possível.

Comercialmente se encontrou um indutor com as características desejadas o valor de 22μH.

Com o conhecimento deste valor pode-se calcular o valor do capacitor C13 em (43).

$$C = \frac{1}{L * (f_s * 2 * \pi)^2} = 719nF \quad (43)$$

Adotando-se um valor comercial que atenda as equações, escolheu-se o valor de 680nF, o que resultou em uma frequência de corte de 41,15kHz.

O fator de amortecimento é calculado em (44).

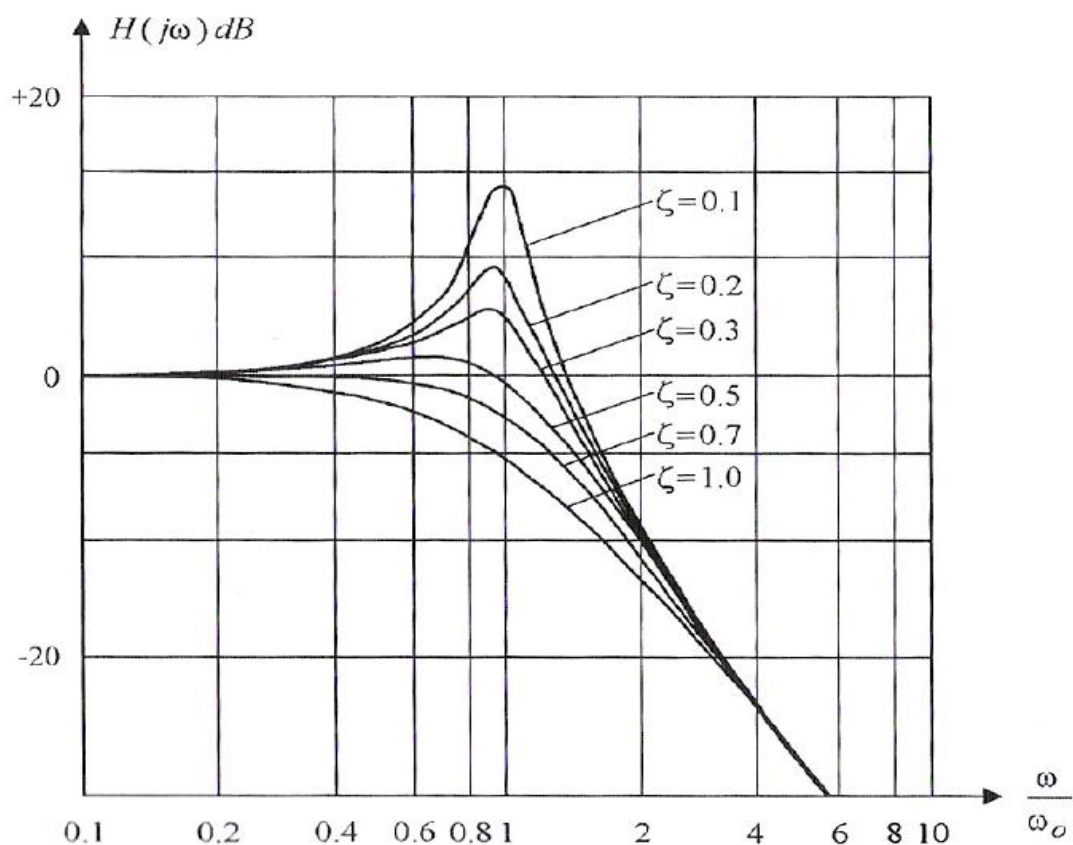
$$\xi = \frac{L * \omega_f}{2 * R_{carga}} = \frac{22\mu * 41,15k * 2 * \pi}{2 * 6} = 0,47 \quad (44)$$

Considerando um fator de amortecimento de 0,5, se verifica através dos gráficos que ocorrerá uma elevação na amplitude da tensão de saída por causa da ressonância do filtro e começa a ser observada já em torno dos 10kHz e tem seu pico em torno de 28kHz.

A fase do sinal também sofre influência que começa a ser sentida já em torno de 4kHz e em torno de 16kHz provoca uma defasagem em torno de 30°.

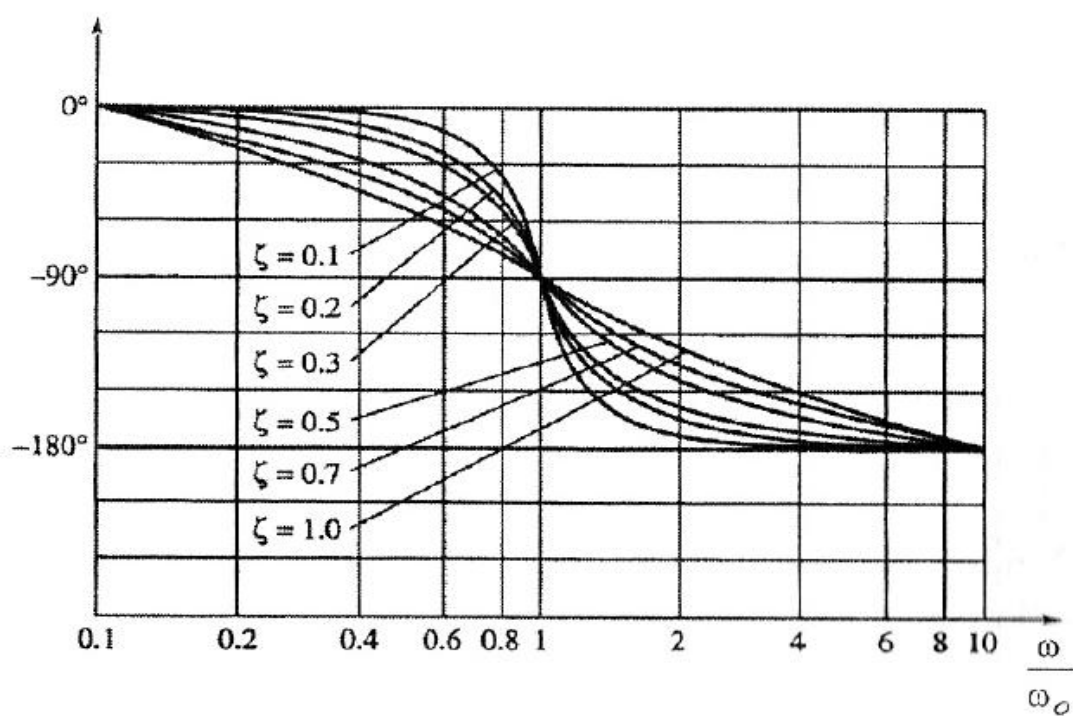
Nas Figuras 28 e 29 se apresenta o comportamento da amplitude e da fase de um sinal provocado por um filtro LC conforme o fator de amortecimento.

Figura 28-Diagrama de bode da amplitude do filtro LC



Fonte [20].

Figura 29-Diagrama de bode da fase do filtro LC



Fonte [20].

4.15 PROCEDIMENTO NA ELABORAÇÃO DO “LAYOUT”.

Os procedimentos adotados na elaboração do “layout” e confecção da placa de circuito impresso tem o objetivo de alcançar uma melhor qualidade de áudio possível, já que em amplificadores classe D, este item tem grande influência na qualidade sonora.

Na distribuição dos componentes na placa se buscou algumas estratégias que viessem a contribuir com a qualidade final como: agrupar os componentes segundo sua função tendo como componentes centrais o C.I. IRS2092 e os MOSFET; A distância entre os MOSFETs e o IRS2092 foi a menor possível; Os capacitores de desacoplamento ficaram o mais próximo possível dos pinos do IRS2092 e os componentes responsáveis pelo tratamento do sinal analógico ficaram distantes dos componentes dos circuitos “driver” e dos que processam sinais de alta frequência.

As dimensões das trilhas foram projetadas conforme o valor da corrente que as percorre. Trilhas que são percorridas com sinais de alta frequência foram mantidas distantes de trilhas que conduziam sinais de áudio.

Na face superior da placa foi projetado um “plano terra”, conectado ao negativo do sinal de entrada e ao negativo da fonte de alimentação com o objetivo de blindar o circuito contra interferências externas.

Na face inferior, visualizada na Figura 30, foram projetados três “planos terra” com o objetivo de blindar o circuito.

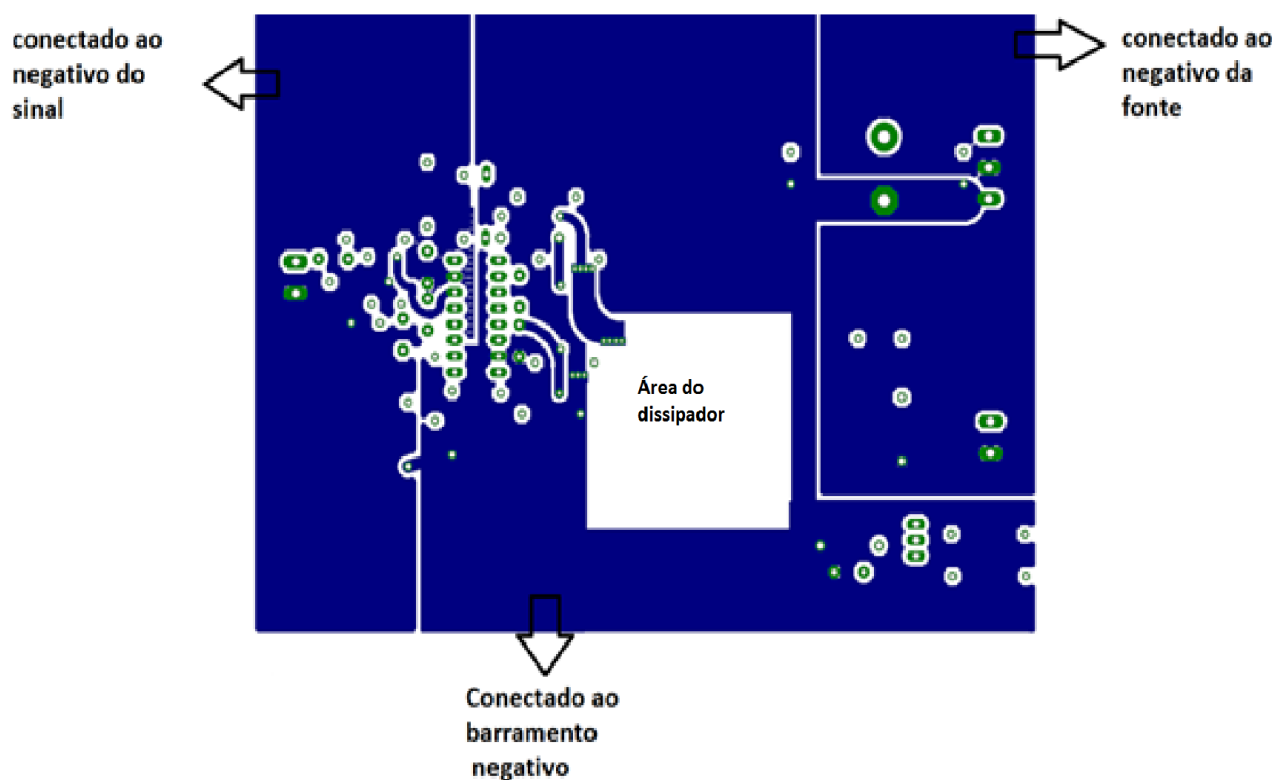
Um dos “planos terra” foi conectado ao negativo da fonte de alimentação e outro ao negativo do sinal de entrada analógico, já que nestas áreas o circuito tem seus sinais fluindo em relação a estes planos.

O terceiro “plano terra” é conectado à tensão de -35V (-B), já que todo o circuito desta área tem seus sinais e tensões referenciados a este ponto. O substrato da parte de “driver” do IRS2092 é conectado a este ponto. Embora o barramento negativo seja um nó ruidoso no circuito, o circuito “driver” é referenciado a esse nó. Portanto, é importante proteger o estágio de “driver” com o plano terra conectado a esse ponto de modo que todas as fontes de ruído devido a capacitâncias parasitas possam fluir de volta para a fonte de alimentação.

Observa-se que propositalmente foi deixado um espaço vazio no “plano terra” que é conectado ao barramento negativo, pois, na face superior nesta mesma região

há o dissipador de calor do MOSFET inferior que é conectado ao seu “drain”. Este procedimento foi realizado a fim de evitar que houvesse uma capacitância parasita nesta área já que no “drain” do MOSFET em questão há uma tensão comutando numa frequência de 400kHz.

Figura 30-Face inferior

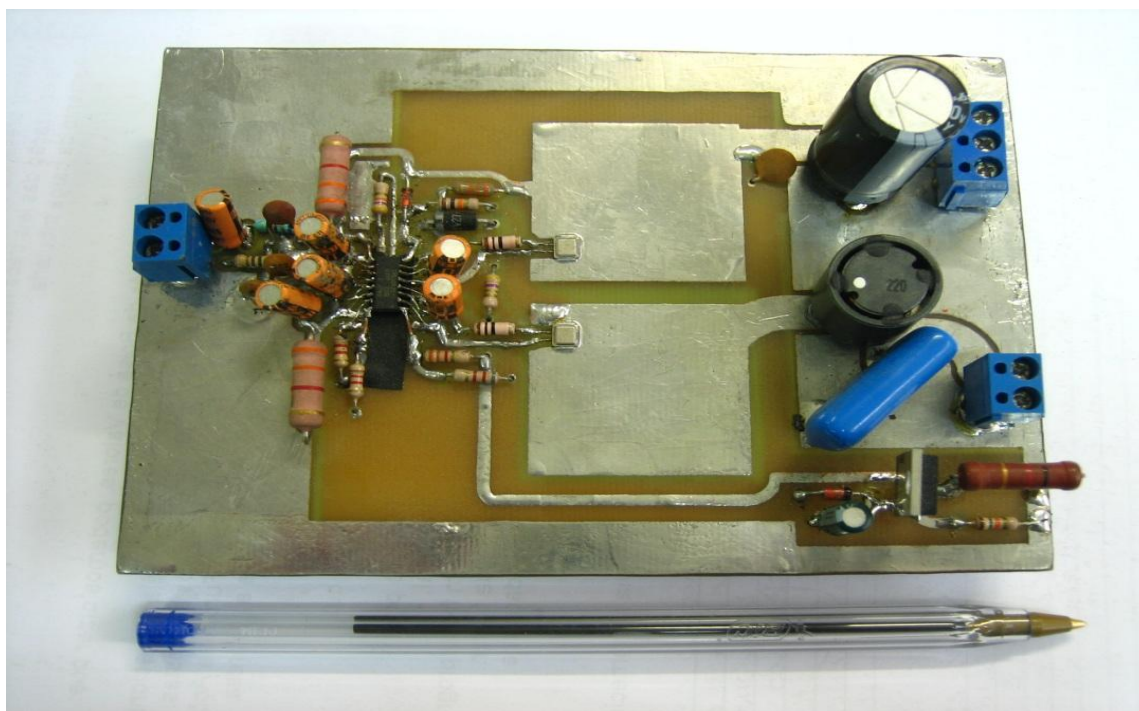


Fonte: produção do próprio autor

5 TESTES DE DESEMPENHO E CARACTERIZAÇÃO.

Depois de projetado e montado, o protótipo, da Figura 31, foi ensaiado em laboratório com o objetivo de verificar seu funcionamento e principalmente realizar testes de desempenho a fim de se obter as medidas que possam caracterizar e possibilitar a análise de qualidade sonora obtida.

Figura 31-Foto protótipo



Fonte: produção do próprio autor

5.1 SENSIBILIDADE.

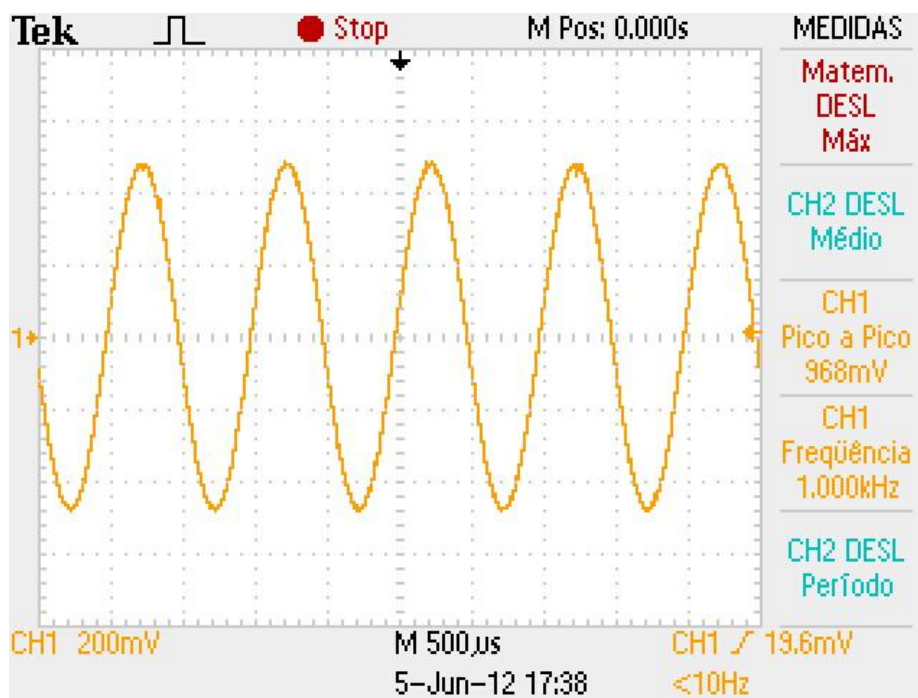
Esse parâmetro informa qual o nível do sinal de entrada que leva o amplificador à potência nominal.

Nas Figuras 32 e 33 visualizamos a tensão de entrada e a tensão de saída, respectivamente, que levam o amplificador a fornecer a potência nominal de 100W.

Para a realização destas medidas foi esperado o amplificador entrar em regime térmico. A frequência em que foi realizada a medida foi de 1kHz, potência de saída de 100W e a carga um alto-falante de 6Ω.

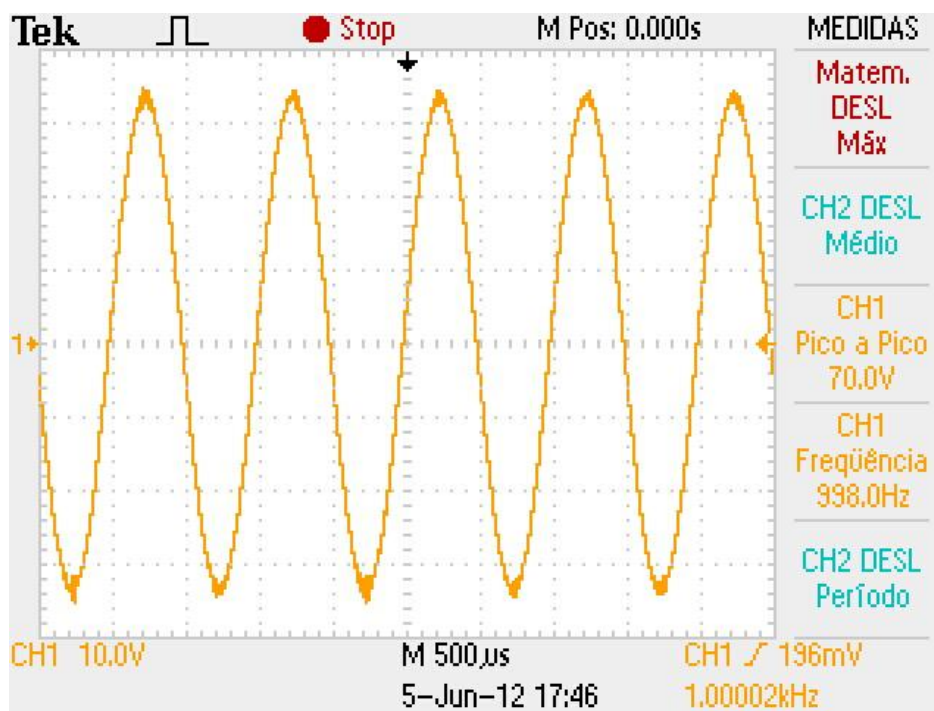
Para se obter 100W de potência na saída deve-se ter um sinal com tensão de 70V pico a pico.

Figura 32-Tensão de entrada na frequência de 1kHz



Fonte: produção do próprio autor

Figura 33-Tensão de saída com sinal de entrada da Figura 32



Fonte: produção do próprio autor

Verificando os valores nas Figuras 32 e 33 se verifica que a sensibilidade do amplificador é de 968mV_{pp}

Este resultado está próximo do ganho de tensão projetado no subcapítulo 4.13 que é de 70. O ganho medido foi de 72,31 em (45).

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{70}{0,968} = 72,31 \quad (45)$$

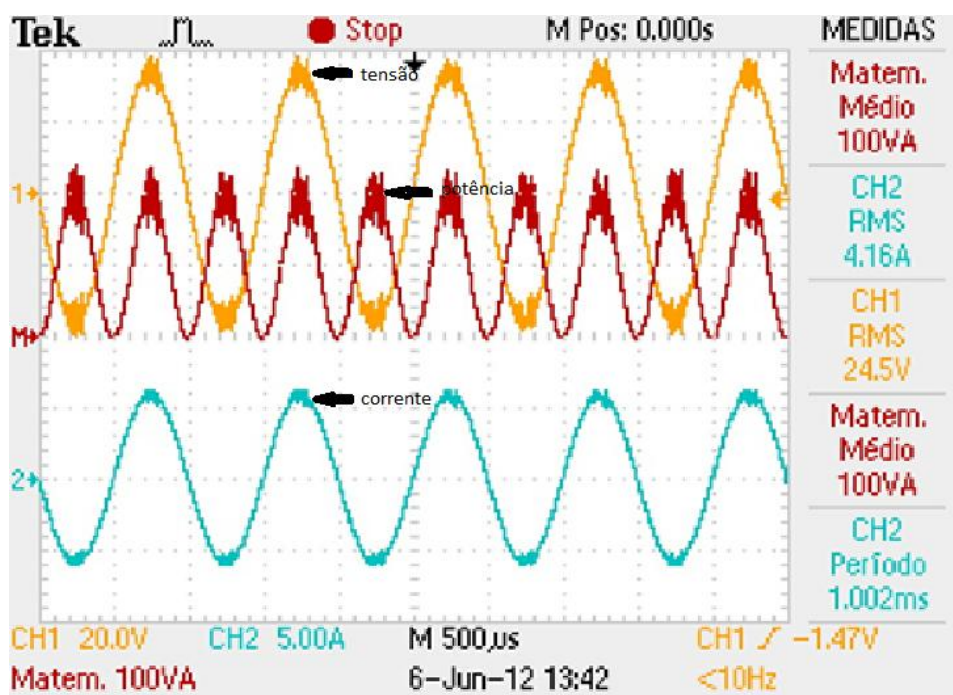
5.2 POTÊNCIA.

Para a realização da medida de potência foi esperado o amplificador entrar em regime térmico. A frequência em que foi realizada a medida foi de 1kHz.

Foram feitas as medidas de corrente e tensão do sinal de saída do amplificador e no próprio osciloscópio foi feita a multiplicação dos sinais e do resultado foi medido o valor médio.

O valor da potência obtido foi de 100VA como pode ser visualizado na Figura 34. Como na frequência de 1kHz o alto-falante se comporta como uma carga resistiva, a potência medida em w é igual à potencia aparente [VA].

Figura 34-Formas de onda de tensão, corrente e potência na saída



Fonte: produção do próprio autor

5.3 EFICIÊNCIA.

Para a realização das medidas de potência aguardou-se para que o amplificador entrasse em regime térmico entre cada uma das medidas da tabela 2. A frequência em que foi realizada as medidas foi de 1kHz e na carga um alto-falante de 6Ω de impedância.

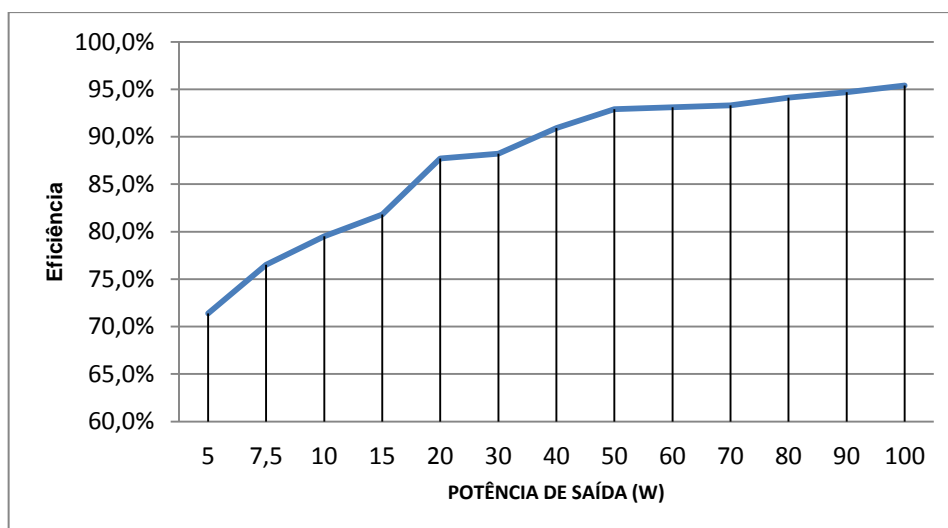
Tabela 2- Rendimento

Potência de saída (W)	Potência de entrada (fonte) (W)	Rendimento (%)	Perda relativa (%)
100	104,8	95,4	4,80%
90	95	94,7	5,00%
80	85	94,1	5,00%
70	75	93,3	5,00%
60	64,4	93,1	4,40%
50	53,8	92,9	3,80%
40	44	90,9	4,00%
30	34	88,2	4,00%
20	22,8	87,7	2,80%
15	18,34	81,8	3,34%
10	12,58	79,5	2,58%
7,5	9,8	76,5	2,30%
5	7	71,4	2,00%

Fonte: produção do próprio autor

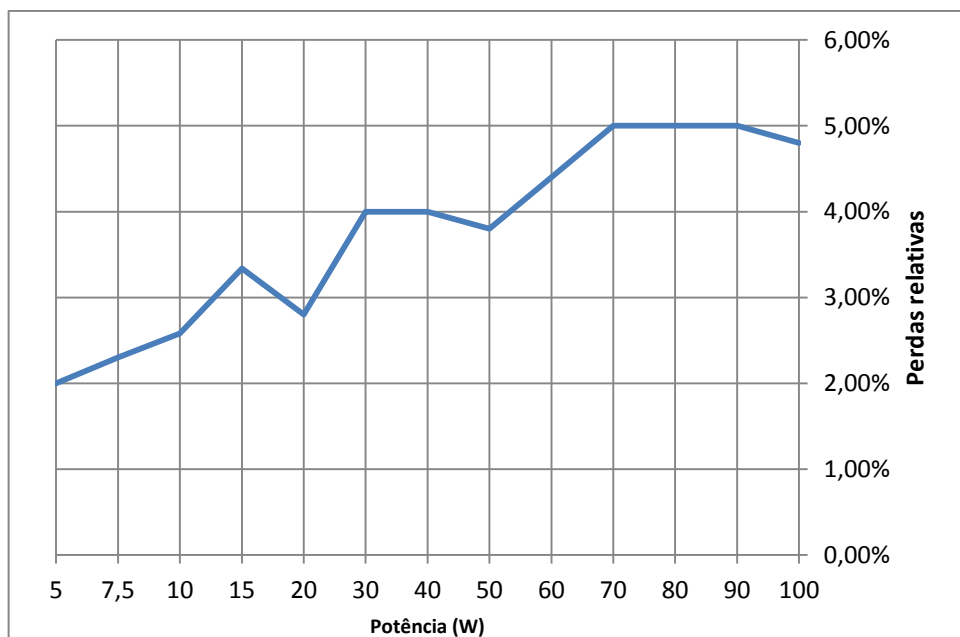
Para melhor visualização apresenta-se um gráfico de eficiência em função da potência de saída na Figura 35 e um gráfico das perdas relativas em função da potência de saída na Figura 36.

Figura 35-Eficiência em função da potência



Fonte: produção do próprio autor

Figura 36-Perdas relativas em função da potência



Fonte: produção do próprio autor

Como podemos observar a eficiência ficou elevada como era de se esperar de um amplificador classe D. Mais importante que a eficiência são as baixas perdas relativas que podem ser visualizadas no gráfico da Figura 36, que mostra que realmente com este amplificador se economiza energia e dissipador.

5.4 RELAÇÃO SINAL/ RUÍDO.

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

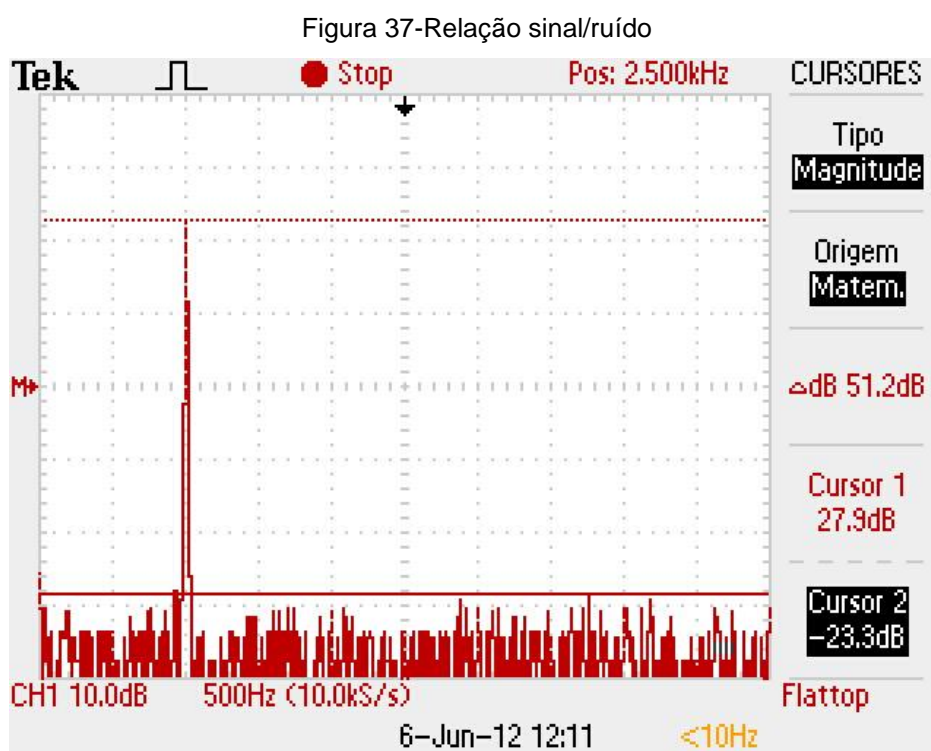
Então, quanto maior a relação sinal/ruído (46), melhor será o amplificador em relação ao ruído. Tem-se a relação sinal/ruído expressa em dB_V em (47):

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{Sinal}}{\text{Ruido}} \quad (46)$$

$$S/N_{\text{dB}_V} = 20 * \log\left(\frac{S}{N}\right) \quad (47)$$

Na Figura 36 temos a FFT do sinal de 1kHz na saída de potência do amplificador, no valor de 100W e em regime térmico. Pode-se observar na Figura 37 o sinal de 1kHz e o ruído com menor amplitude.

Através dos cursores medimos o nível de tensão, em dB, do sinal de 1kHz e do nível de ruído presente. Visualizamos o valor da diferença entre os dois sinais que é a relação sinal/ruído do amplificador na potência nominal (100W).



Fonte: produção do próprio autor

O valor da relação sinal/ruído deste amplificador na potência nominal é de 51,2 dB_v.

5.5 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.

Quando se realiza a medida de potência de um amplificador, se faz em uma única frequência escolhida, mas quando se deseja visualizar o comportamento do amplificador em toda faixa de áudio (20 Hz a 20 kHz), se faz uma varredura para medir o ganho e a fase do amplificador em toda esta faixa.

A fim de verificar o comportamento do amplificador em toda a faixa de frequência audível, apresenta-se nesta seção a resposta do mesmo, mantendo-se a

carga fixa de 6Ω , que é a impedância de alto-falante usado, e a tensão do sinal de entrada em 720mV_{pp} que corresponde a uma potência de saída de 50W na frequência de 1kHz.

5.5.1 Magnitude

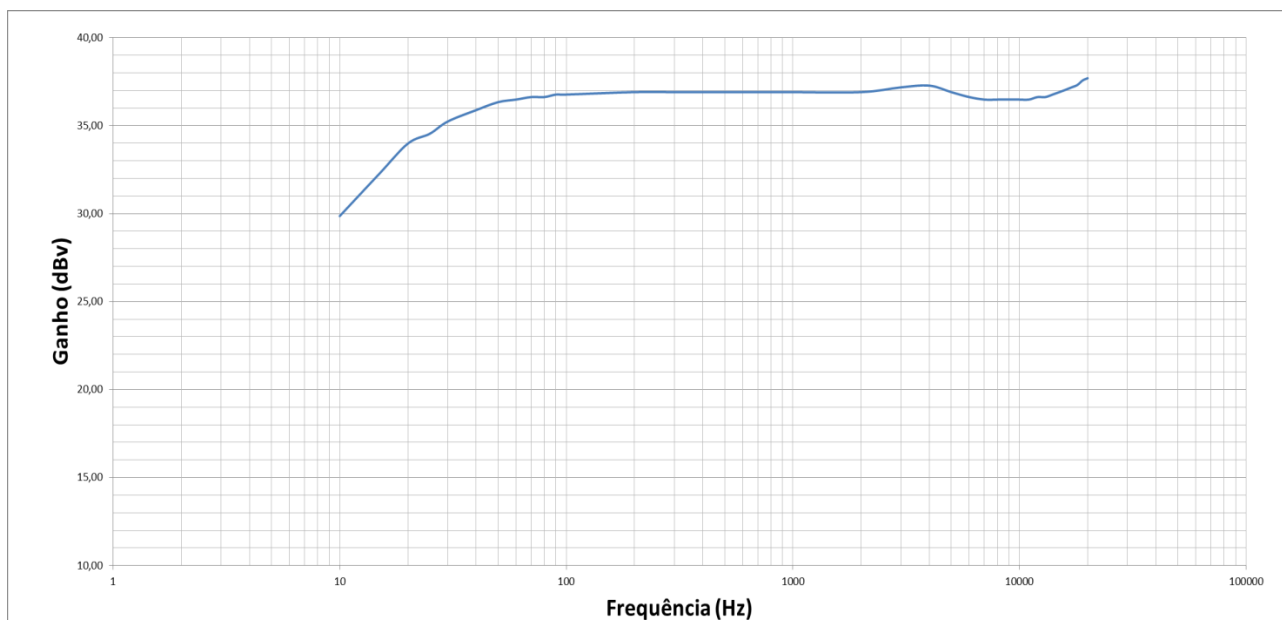
A "magnitude" é representada pela relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída do amplificador

A resposta em frequência da magnitude é especificada a uma determinada potência, neste caso na metade da potência máxima e após ter-se atingido o regime térmico, para cada medição. Normalmente o valor do ganho é expresso em dB_V (48):

$$G_{vDB} = 20 * \log(G_V) \quad (48)$$

Na Figura 38 podemos visualizar a resposta em frequência da magnitude.

Figura 38- Resposta em frequência da magnitude.



Fonte: produção do próprio autor

Sempre se deseja que a resposta em frequência da magnitude seja a mais plana possível por toda a faixa de frequência audível e na Figura 37 vemos que neste caso a resposta ficou plana desde os 100Hz até 2kHz onde então sofreu uma

leve elevação em 4kHz e então sofre uma queda de 0,5dB_v entre 5 kHz e 10kHz. Após 10kHz o ganho começa a aumentar até que em 20kHz atinge os 36dB_v.

Este comportamento da resposta da magnitude em função da frequência após a frequência de 10kHz tem a influência do ganho do filtro de saída LC devido o fator de amortecimento ser de 0,47 e assim adiciona um ganho na tensão de saída.

Na frequência abaixo de 100Hz a resposta cai até que em 20Hz alcança o valor de 34 dB_v.

A forma do gráfico encontrado é parecida com a forma de um gráfico esperada de um amplificador de áudio, como mostrado no subcapítulo 2.2.3, diferente apenas nas frequências finais da faixa de áudio onde ocorre a influência do filtro de saída.

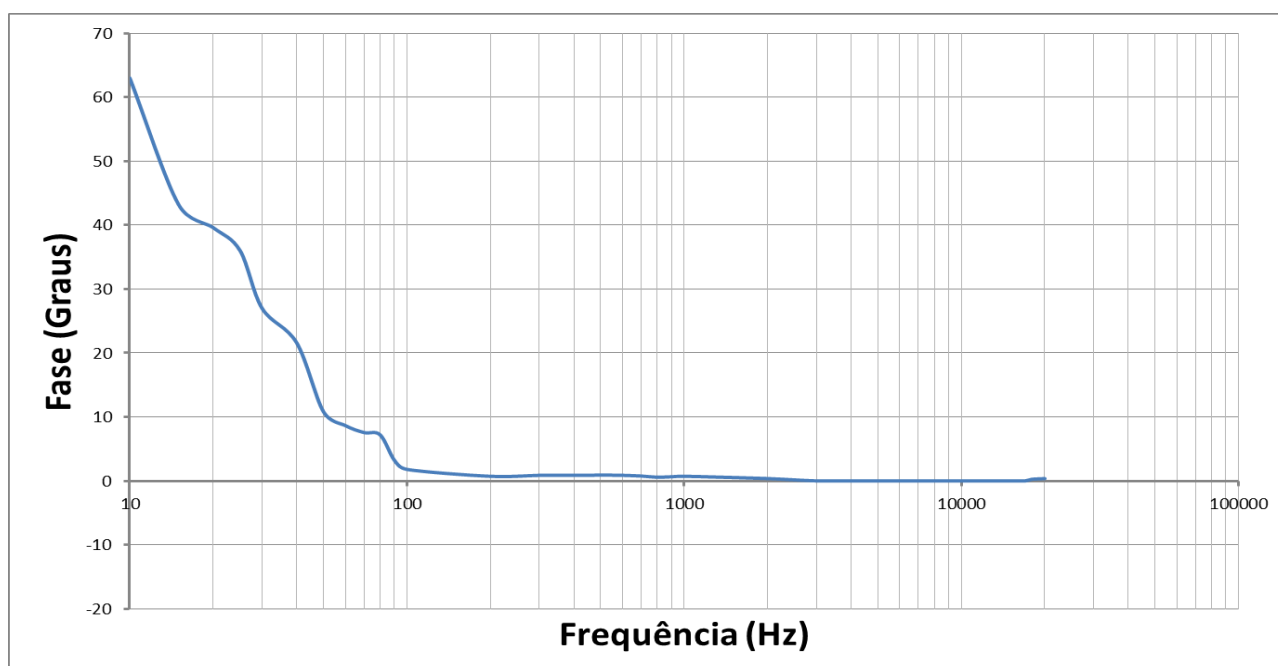
5.5.2 Fase

Da mesma forma que temos a resposta em frequência da magnitude, temos também, a resposta em frequência da fase.

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

A Figura 39 mostra o gráfico com a resposta em frequência da fase deste.

Figura 39- Resposta em frequência da fase.



Fonte: produção do próprio autor

Fazendo uma comparação com a forma esperada de um amplificador de áudio, como mostrado no subcapítulo 2.2.3, a forma encontrada é bastante similar. Para frequências abaixo de 100kHz a fase se apresenta adiantada e em torno de 20kHz está 45° adiantada.

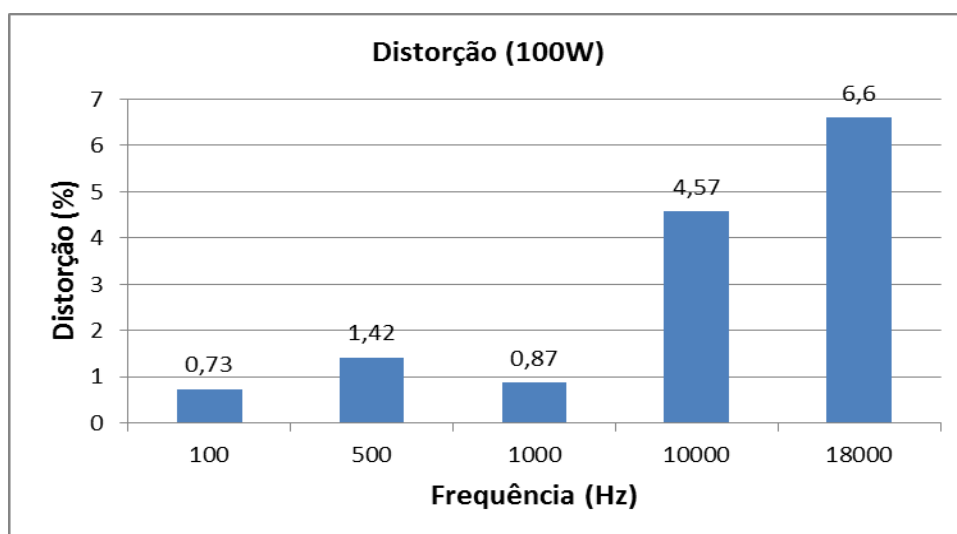
As medidas foram feitas até a frequência de 20kHz e não se observou o comportamento da fase para frequências superiores, mas é esperado que esta venha a ter um valor negativo tanto por influência da resposta do amplificador como pela influência do filtro LC de saída.

Por ter um fator de amortecimento baixo o filtro LC tem um comportamento de influenciar a fase de maneira mais abrupta, ou seja, sua influência mais é sentida quando se está mais próximo da frequência de corte, do que se o fator de amortecimento fosse próximo a 1, quando a sua influência na fase começa já uma década anterior a frequência de corte

5.6 DISTORÇÃO HARMÔNICA (THD)

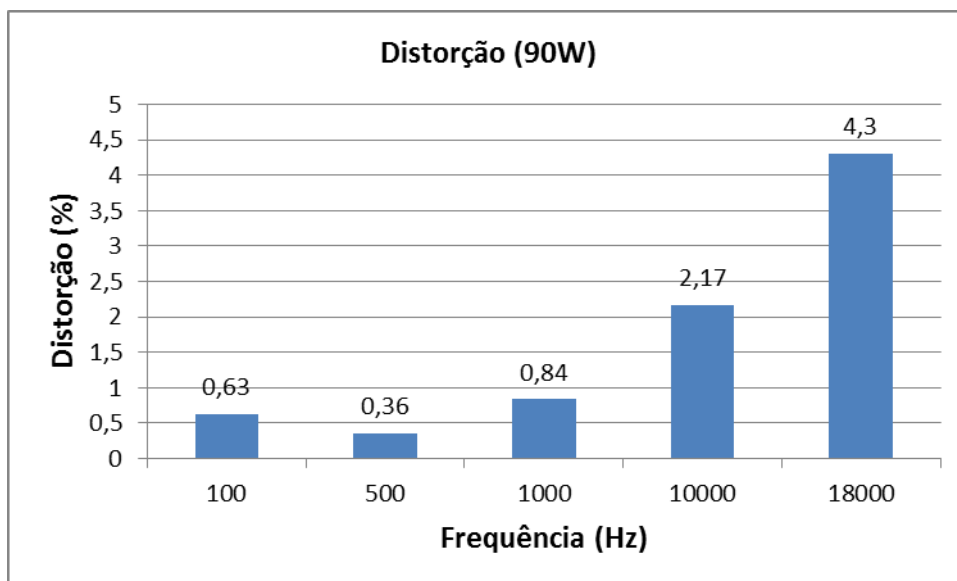
Para realizar as medidas de distorção harmônica foram escolhidas 5 frequências (100Hz, 500Hz, 1kHz, 10kHz e 18Khz) e em três níveis de potência de saída (100W, 90W e 80W), para melhor visualizar o comportamento do amplificador em relação à distorção. Para cada medida aguardou-se o regime térmico. Nas Figuras 40, 41 e 42 podemos visualizar o resultado das medidas.

Figura 40- Distorção harmônica.



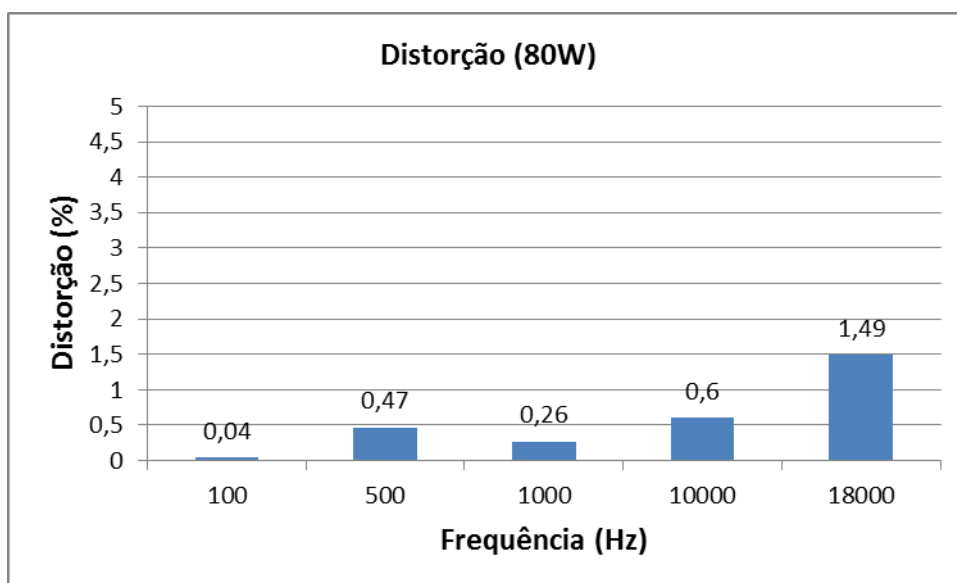
Fonte: produção do próprio autor

Figura 41- Distorção harmônica



Fonte: produção do próprio autor

Figura 42- Distorção harmônica



Fonte: produção do próprio autor

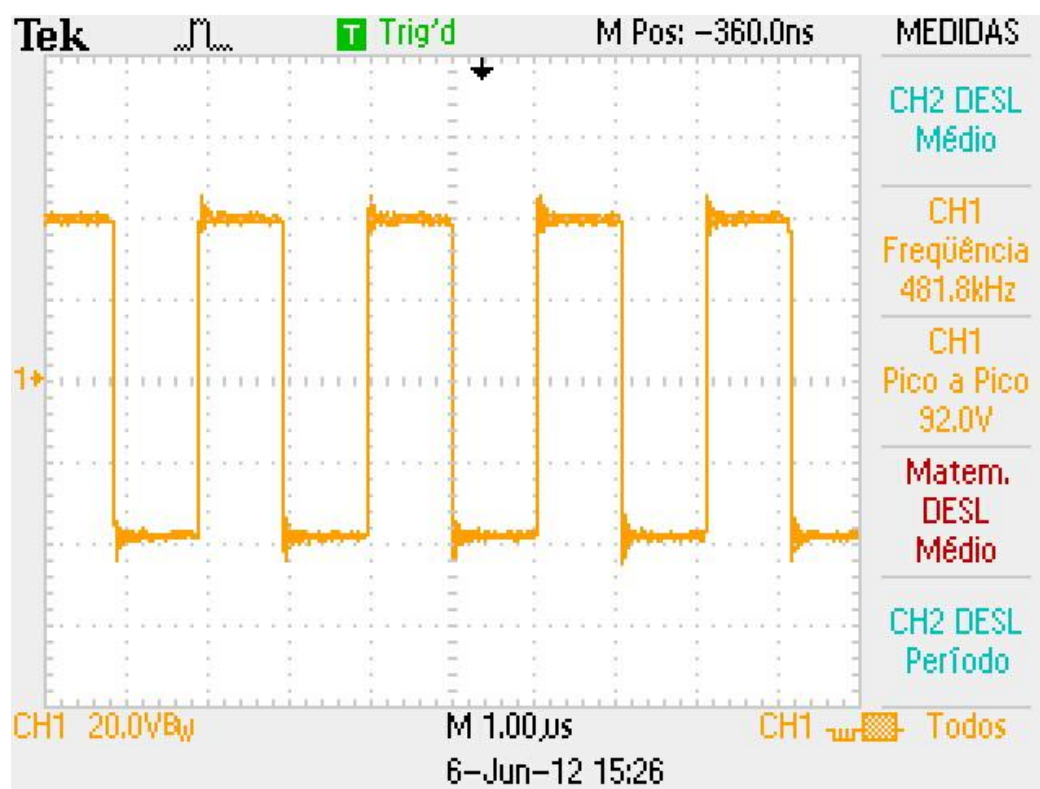
Para se especificar a distorção harmônica de um amplificador se usa a frequência padrão de 1kHz, onde podemos observar pelos gráficos acima, esta ficou abaixo de 1%.

5.7 FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO MÁXIMA

Apresenta-se na Figura 43 a forma de onda do sinal PWM antes de passar pelo filtro de saída. Podemos observar a frequência de chaveamento na ordem de 480kHz.

Esta medida foi feita sem nenhum sinal na entrada, para ser possível observar a frequência de comutação máxima, já que pelo modo de funcionamento da modulação usada, esta varia conforme o nível do sinal de entrada varia, como melhor explicado no subcapítulo 4.5.

Figura 43- Frequência de chaveamento



Fonte: produção do próprio autor

5.8 ESPECIFICAÇÃO DO AMPLIFICADOR.

Depois de realizados todos os testes e feitas as medidas necessárias podemos especificar as características gerais do amplificador, apresentadas abaixo, na tabela 3:

Tabela 3- especificação

ESPECIFICAÇÃO	RESULTADO MEDIDO	CONDIÇÕES
Tensão de alimentação	+35V e -35V	Potência de saída 100W, Sinal de 1kHz
Impedância da carga	6 Ω	
Frequência de comutação máxima	480kHz	Potência de saída 100W, Sinal de 1kHz
Ganho de tensão (sensibilidade)	72,31 (968mV _{pp})	Potência de saída 100W, Sinal de 1kHz
Potência de saída	100W	Sinal de 1kHz
Eficiência	95,4%	Potência de saída 100W, Sinal de 1kHz
THD-%	0,87%	Potência de saída 100W, Sinal de 1kHz
Relação sinal/ruído	51,2dBv	Potência de saída 100W, Sinal de 1kHz

Fonte: produção do próprio autor

6 CONCLUSÕES

O objetivo deste trabalho foi o de projetar e construir um amplificador de áudio classe D com as seguintes especificações: Eficiência maior que 90%, distorção harmônica total (THD) menor que 1%, potencia de saída de 100W e tamanho reduzido. Estes objetivos foram alcançados.

A Tecnologia dos semicondutores usados somados com a modulação “auto oscilante” torna este amplificador versátil porque com apenas algumas modificações, entre elas a escolha de MOSFETs apropriados, se consegue aumentar a potência de saída usando o mesmo circuito modulador. Seu custo, comparado com amplificadores lineares, é menor quanto maior for a potência de saída do mesmo por causa do reduzido numero de componentes necessário.

Os amplificadores classe D sempre tiveram a fama de serem muito eficientes, mas com qualidade sonora ruim, mas com estes novos componentes e tipos de modulação, já se começa a perceber que muitos equipamentos de áudio comerciais estão utilizando o amplificador classe D.

Acredito que como o assunto eficiência energética está cada vez mais ganhando importância em um mundo tão necessitado de energia, os amplificadores classe D cada vez mais estarão presente em equipamentos de áudio.

Há algumas características neste protótipo que merecem investigação com o objetivo de melhorá-lo. Essas características são:

A distorção harmônica aumenta conforme a frequência do sinal de entrada aumenta. Por exemplo, em 18kHz a distorção chega a 6,6%. Para melhorar esta característica pode-se tentar diminuir o período do “tempo morto” e aumentar a frequência de chaveamento, já que o IRS2092 pode trabalhar até 800kHz.

Verificou-se que o filtro de saída apresenta um fator de amortecimento baixo, em torno de 0,4, que provoca um pico de tensão na saída para sinais próximos a frequência de corte do filtro, que é de 41kHz, por causa da frequência de ressonância do filtro. Por isso neste protótipo deve-se evitar trabalhar com sinais de áudio maiores de 20kHz. Para melhorar este fato pode-se projetar o filtro para obter um fator de amortecimento de 0,7 ou maior.

Este trabalho propiciou um aprofundamento do conhecimento em vários assuntos e principalmente, que é o objetivo de um TCC, permitiu utilizar os conhecimentos adquiridos durante o curso e colocá-los em prática.

7 REFERÊNCIAS

- [1] AMORIM, F. P. J. “**Amplificador de Áudio Classe D**” Dissertação realizada no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores Disponível em http://paginas.fe.up.pt/~ee99137/tese_amplificador_de%20audio_classe_dprovisoria.pdf Acesso em: 09 de julho de 2012.
- [2] COX, Justin; DURST, John; Silvia, Jayce “**CLASS D AUDIO AMPLIFIER**” Dissertação de graduação WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE April 20, 2008 Disponível em http://ece.wpi.edu/~sjbitar/Example%20Reports/Class_D_Audio_Amplifier%20%28less%20data%20sheets%29.pdf Acesso em: 09 de julho de 2012.
- [3] BORTONI, Rosalfonso. “**AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA**”. Encontro de Sistemas de Áudio - STUDIO R / SELENIUM Disponível em <http://www.dee.ufcg.edu.br/~gutemb/AmplificadorPotencia.pdf> Acesso em: 09 de julho de 2012.
- [4] HONDA, J.; ADAMS, J. “**Class D Audio Amplifiers Basics**”: International Rectifier Application Note. Disponível em: <<http://www.irf.com/technicalinfo/appnotes/an-1071.pdf>>. Acesso em: 09 de julho de 2012.
- [5] MOREY, Briana. VASUDEVAN, Ravi. WOLOSCHIN, Ian “**CLASS D AUDIO AMPLIFIER**” Dissertação de graduação WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE Maio 2008 Disponível em <http://m.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-041808-145643/unrestricted/report.pdf> Acesso em: 09 de julho de 2012.
- [6] “**Class D Audio Amplifiers Basics**”: International Rectifier Application Note. Disponível em: < www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial2.pdf > Acesso em: 09 de julho de 2012..

[7] HEERDT, Frank W. **“AMPLIFICADORES CHAVEADOS PARA APLICAÇÕES EM ÁUDIO”** Dissertação realizada no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia elétrica. Universidade Federal Santa Catarina. Florianópolis, dezembro de 1997.

[8] HONDA, J. **“25W-500W Scalable Output Power Class D Audio Power Amplifier Reference Design Using the IRS2092 Protected Digital Audio Driver”**: International Rectifier. Tutorial Disponível em <<http://www.irf.com>> Acesso em: 09 de julho de 2012.

[9] HONDA, J, Cerezo, J. **“Class D Áudio Amplifier Design”**: International Rectifier. Tutorial Disponível em <<http://www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial.pdf>> Acesso em: 09 de julho de 2012.

[10] CERREZO, Jorge. **“Class D Audio Amplifiers Performance Relationship to MOSFET Parameters”**: International Rectifier Application Note. Disponível em: <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1070.pdf>>. Acesso em: 09 de julho de 2012.

[11] WHITE, Joey. **“How to Design a Class-D Amplifier”**: Hephaestus Audio 2009. Disponível em: <<http://hephaestusaudio.com/media/2009/12/How-to-Design-a-Class-D-Amplifier.pdf>>. Acesso em: 09 de julho de 2012.

[12] High Power Class D Audio Power Amplifier using IR2011S: reference design, International Rectifier. Tutorial Disponível em <http://www.irf.com> Acesso em: 09 de julho de 2012.

[13] GAALAAS, Eric. **“Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How”** Tutorial Disponível em <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/40-06/class_d.pdf> Acesso em: 09 de julho de 2012.

[14] **“Designing Practical High Performance Class D Audio Amplifier”**: International Rectifier. Tutorial Disponível em <<http://www.irf.com>> Acesso em: 09 de julho de 2012.

[15] GUY, John. **“Class D Amplifier FAQ”** Disponível em: <<http://www.national.com/assets/en/appnotes/ClassDAmplifierFAQ.pdf>> Acesso em: 09 de julho de 2012.

[16] BRAGA, Newton C.. **“Como projetar e executar placas de circuito impresso.”** "Saber Eletrônica (Fora de Serie)" nº09 Disponível em:<<http://www.oocities.org/br/gedaepage/Doc/PlacasCI/placas001.htm>>. Acesso em: 09 de julho de 2012.

[17] **“PROTECTED DIGITAL AUDIO AMPLIFIER”**: International Rectifier Application Note. Disponível em<<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irs2092.pdf>>. Acesso em: 09 de julho de 2012.

[18] **“APPLICATION NOTE AN-1138”**: International Rectifier Application Note. Disponível em<<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1138.pdf>>. Acesso em: 09 de julho de 2012.

[19] **“An Introduction to Delta Sigma Converters”**: Disponível em<<http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma.html>>. Acesso em: 09 de julho de 2012.

[20] RODRIGUES, Marcelo. **“TOPOLOGIA INVERSORA BASEADA NO CONVERSOR PUSH-PULL COM MODULAÇÕES PWM”** Dissertação apresentada ao Curso de Pós- Graduação, em Engenharia Elétrica, da Universidade Estadual de Londrina, como requisito parcial à obtenção ao título de Mestre. Disponível em http://www.uel.br/pos/meel/disserta/2008_MarceloRodrigues2008-2.pdf Acesso em: 09 de julho de 2012.

ANEXO A-IRF6665

International
IR Rectifier

DIGITAL AUDIO MOSFET

PD - 96900C

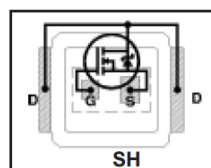
IRF6665

Features

- Latest MOSFET Silicon technology
- Key parameters optimized for Class-D audio amplifier applications
- Low $R_{DS(on)}$ for improved efficiency
- Low Q_g for better THD and improved efficiency
- Low Q_{rr} for better THD and lower EMI
- Low package stray inductance for reduced ringing and lower EMI
- Can deliver up to 100W per channel into 8 Ω with no heatsink ①
- Dual sided cooling compatible
- Compatible with existing surface mount technologies
- RoHS compliant containing no lead or bromide

Key Parameters

V_{DS}	100	V
$R_{DS(on)}$ typ. @ $V_{GS} = 10V$	53	m Ω
Q_g typ.	8.7	nC
$R_{G(int)}$ typ.	1.9	Ω



Applicable DirectFET Outline and Substrate Outline (see p. 6, 7 for details)

SQ	SX	ST	SH	MQ	MX	MT	MN			
----	----	----	-----------	----	----	----	----	--	--	--

Description

This Digital Audio MOSFET is specifically designed for Class-D audio amplifier applications. This MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve low on-resistance per silicon area. Furthermore, gate charge, body-diode reverse recovery and internal gate resistance are optimized to improve key Class-D audio amplifier performance factors such as efficiency, THD, and EMI.

The IRF6665 device utilizes DirectFET™ packaging technology. DirectFET™ packaging technology offers lower parasitic inductance and resistance when compared to conventional wirebonded SOIC packaging. Lower inductance improves EMI performance by reducing the voltage ringing that accompanies fast current transients. The DirectFET™ package is compatible with existing layout geometries used in power applications, PCB assembly equipment and vapor phase, infra-red or convection soldering techniques, when application note AN-1035 is followed regarding the manufacturing method and processes. The DirectFET™ package also allows dual sided cooling to maximize thermal transfer in power systems, improving thermal resistance and power dissipation. These features combine to make this MOSFET a highly efficient, robust and reliable device for Class-D audio amplifier applications.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{DS}	Drain-to-Source Voltage	100	V
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	19	A
I_D @ $T_A = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	4.2	
I_D @ $T_A = 70^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	3.4	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	34	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	42	W
P_D @ $T_A = 25^\circ C$	Power Dissipation ③	2.2	
P_D @ $T_A = 70^\circ C$	Power Dissipation ③	1.4	
	Linear Derating Factor	0.017	
T_J	Operating Junction and	-40 to +150	$W/^\circ C$ $^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range		

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ③④	—	58	$^\circ C/W$
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ⑤⑥	12.5	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ⑦⑧	20	—	
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ③④	—	3.0	
$R_{\theta J-PCB}$	Junction-to-PCB Mounted	1.4	—	

Notes ① through ⑧ are on page 2
www.irf.com

1

11/16/05

IRF6665

International
IR RectifierStatic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	53	62	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 5.0A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
$R_{G(int)}$	Internal Gate Resistance	—	1.9	2.9	Ω	

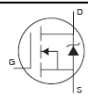
Dynamic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g_{fs}	Forward Transconductance	6.6	—	—	S	$V_{DS} = 10V, I_D = 5.0A$
Q_g	Total Gate Charge	—	8.4	13	nC	$V_{DS} = 50V$ $V_{GS} = 10V$ $I_D = 5.0A$ See Fig.6 and 16
Q_{gs1}	Pre-V _{th} Gate-to-Source Charge	—	2.2	—		
Q_{gs2}	Post-V _{th} Gate-to-Source Charge	—	0.64	—		
Q_{gd}	Gate-to-Drain Charge	—	2.8	—		
Q_{gdr}	Gate Charge Overdrive	—	2.8	—		
Q_{sw}	Switch Charge ($Q_{gs2} + Q_{gd}$)	—	3.4	—	ns	$V_{DD} = 50V$ $I_D = 5.0A$ $R_G = 6.0\Omega$ $V_{GS} = 10V$ ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	7.4	—		
t_r	Rise Time	—	2.8	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	14	—		
t_f	Fall Time	—	4.3	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	530	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0\text{MHz}$ $V_{GS} = 0V, V_{DS} = 1.0V, f = 1.0\text{MHz}$ $V_{GS} = 0V, V_{DS} = 80V, f = 1.0\text{MHz}$ $V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 80V$ ⑤
C_{oss}	Output Capacitance	—	110	—		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	29	—		
C_{oss}	Output Capacitance	—	510	—		
C_{oss}	Output Capacitance	—	67	—		
$C_{oss \text{ eff.}}$	Effective Output Capacitance	—	130	—		

Avalanche Characteristics

	Parameter	Typ.	Max.	Units
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	11	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	—	5.0	A

Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	38	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	34		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 5.0A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	31	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 5.0A, V_{DD} = 25V$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	37	—	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature.
 ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 0.89\text{mH}$, $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 5.0A$.
 ③ Surface mounted on 1 in. square Cu board.
 ④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
 ⑤ $C_{oss \text{ eff.}}$ is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS} .

- ⑥ Used double sided cooling, mounting pad.
 ⑦ Mounted on minimum footprint full size board with metalized back and with small clip heatsink.
 ⑧ T_C measured with thermal couple mounted to top (Drain) of part.
 ⑨ R_θ is measured at T_J of approximately 90°C .
 ⑩ Based on testing done using a typical device & evaluation board at $V_{bus} = \pm 45V$, $f_{sw} = 400\text{KHz}$, and $T_A = 25^\circ\text{C}$. The delta case temperature ΔT_C is 55°C .

International
IR Rectifier

IRF6665

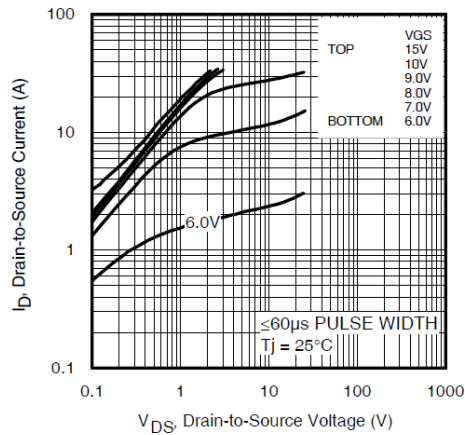


Fig 1. Typical Output Characteristics

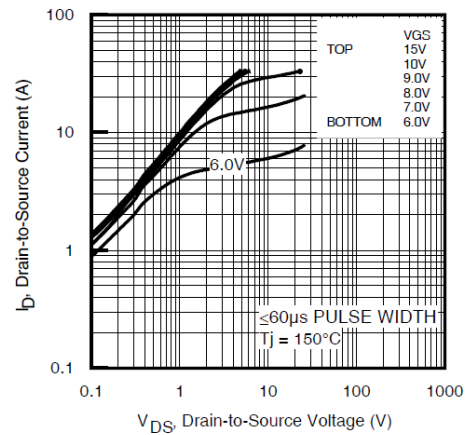


Fig 2. Typical Output Characteristics

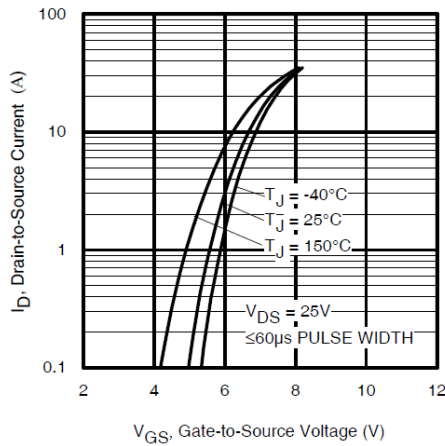


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

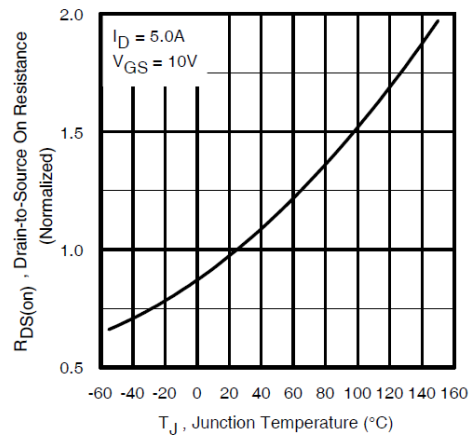


Fig 4. Normalized On-Resistance vs. Temperature

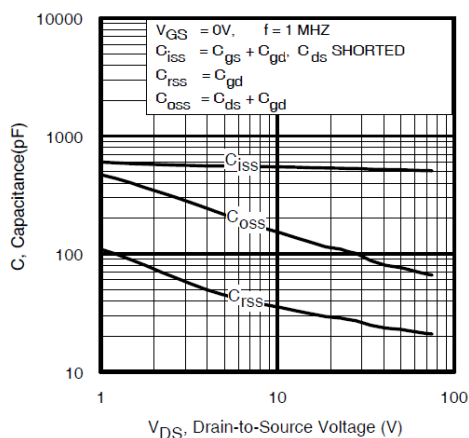


Fig 5. Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage
www.irf.com

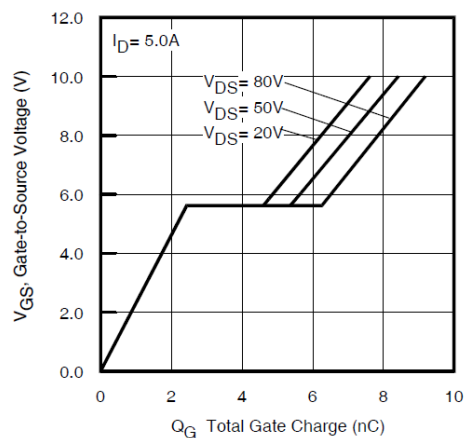


Fig 6. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage
3

IRF6665

International
IOR Rectifier

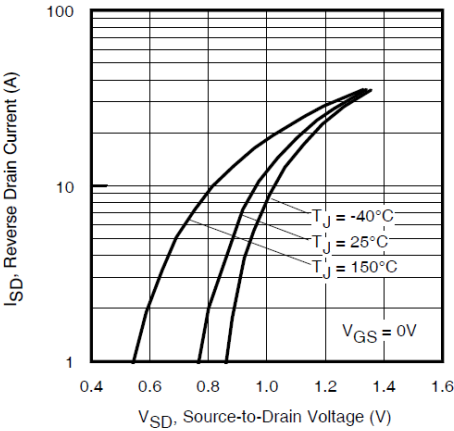


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

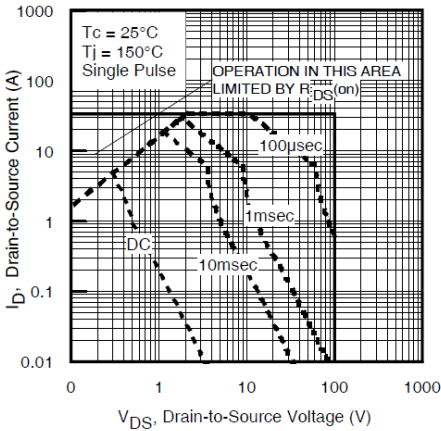


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

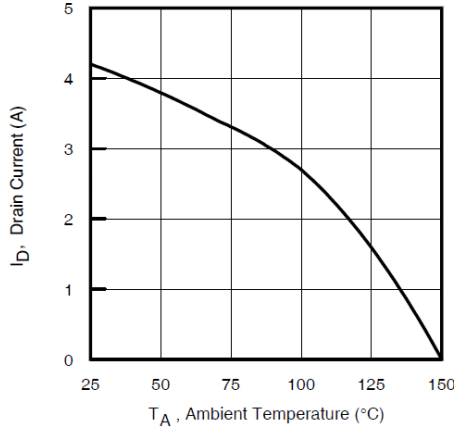


Fig 9. Maximum Drain Current vs. Ambient Temperature

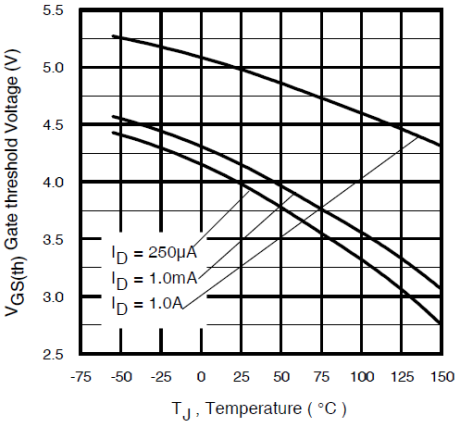


Fig 10. Threshold Voltage vs. Temperature

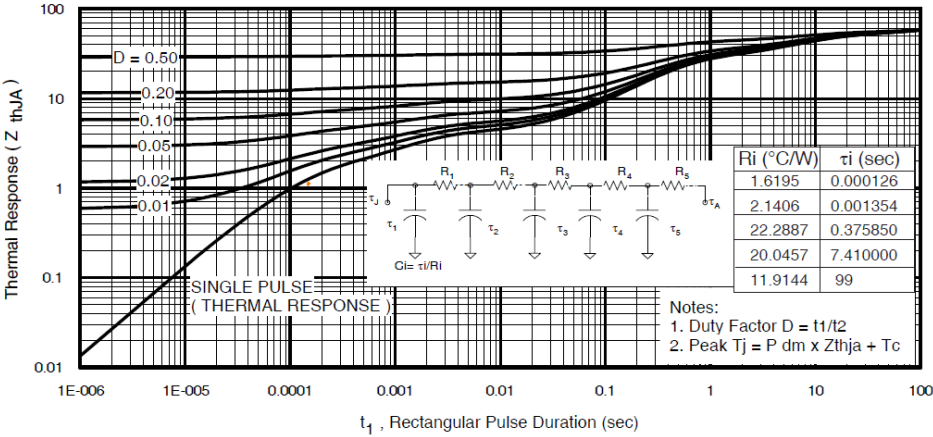


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Ambient ©

International
IOR Rectifier

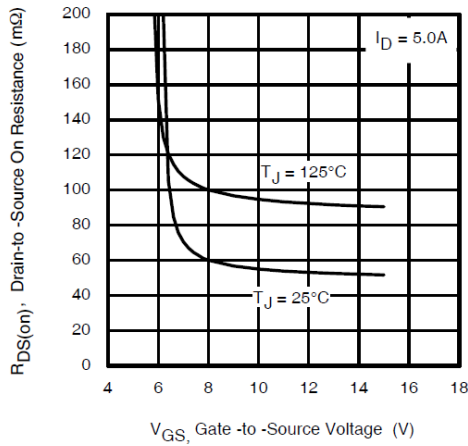


Fig 12. On-Resistance vs. Gate Voltage

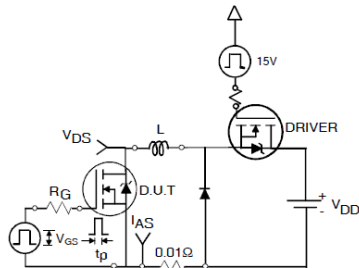


Fig 15a. Unclamped Inductive Test Circuit

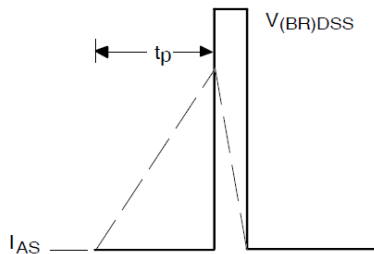


Fig 15b. Unclamped Inductive Waveforms

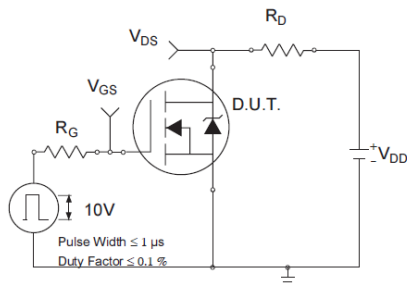


Fig 16a. Switching Time Test Circuit
www.irf.com

IRF6665

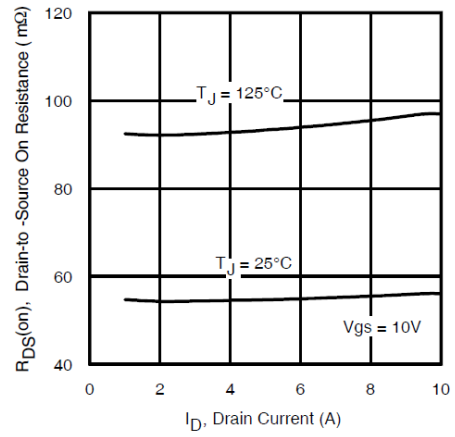


Fig 13. On-Resistance vs. Drain Current

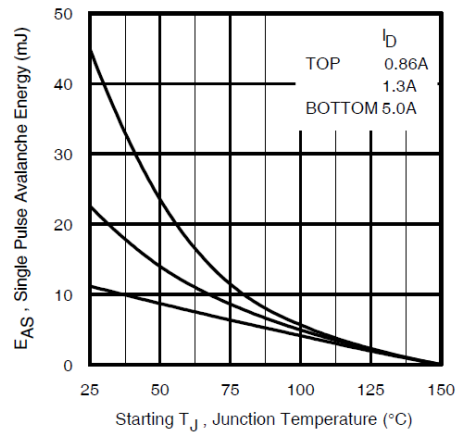


Fig 14. Maximum Avalanche Energy vs. Drain Current

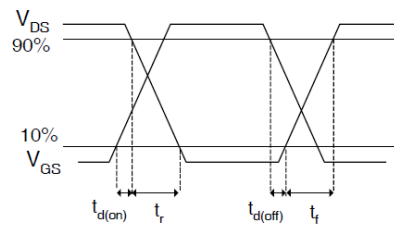


Fig 16b. Switching Time Waveforms

IRF6665

International
IOR Rectifier

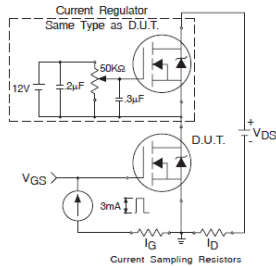


Fig 17a. Gate Charge Test Circuit

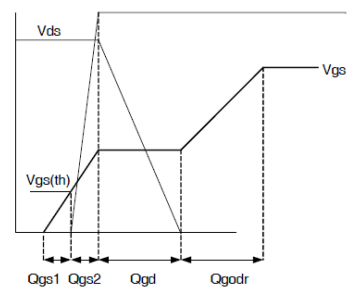


Fig 17b. Gate Charge Waveform

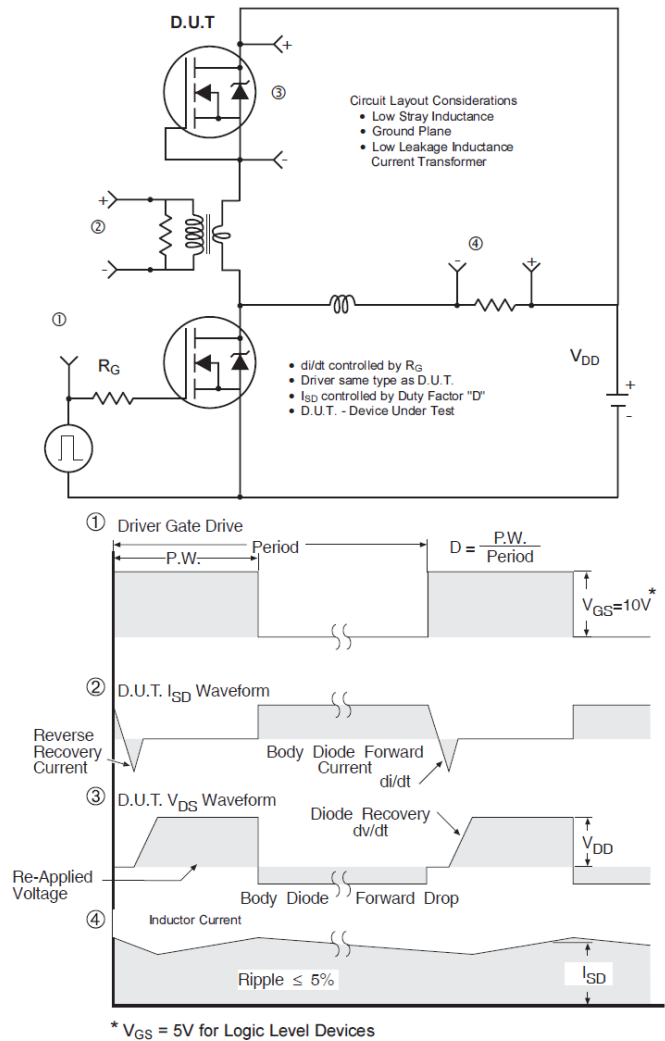


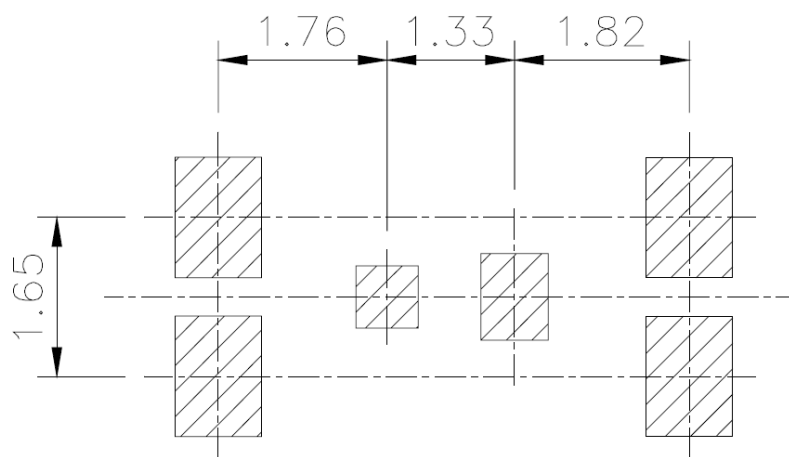
Fig 18. Diode Reverse Recovery Test Circuit for N-Channel
HEXFET® Power MOSFETs

International
IR Rectifier

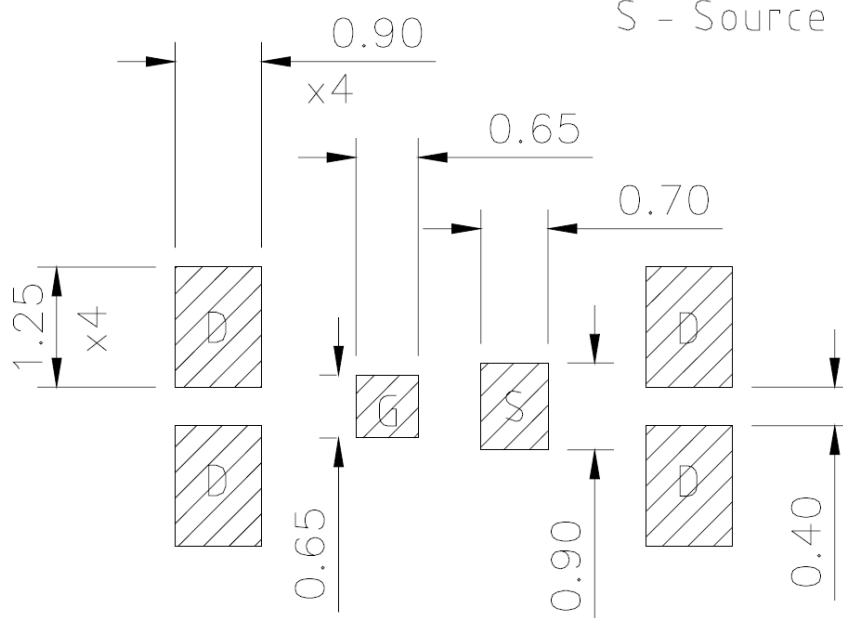
IRF6665

**DirectFET™ Substrate and PCB Layout, SH Outline
(Small Size Can, H-Designation).**

Please see DirectFET application note AN-1035 for all details regarding PCB assembly using DirectFET. This includes all recommendations for stencil and substrate designs.



D - Drain
G - Gate
S - Source

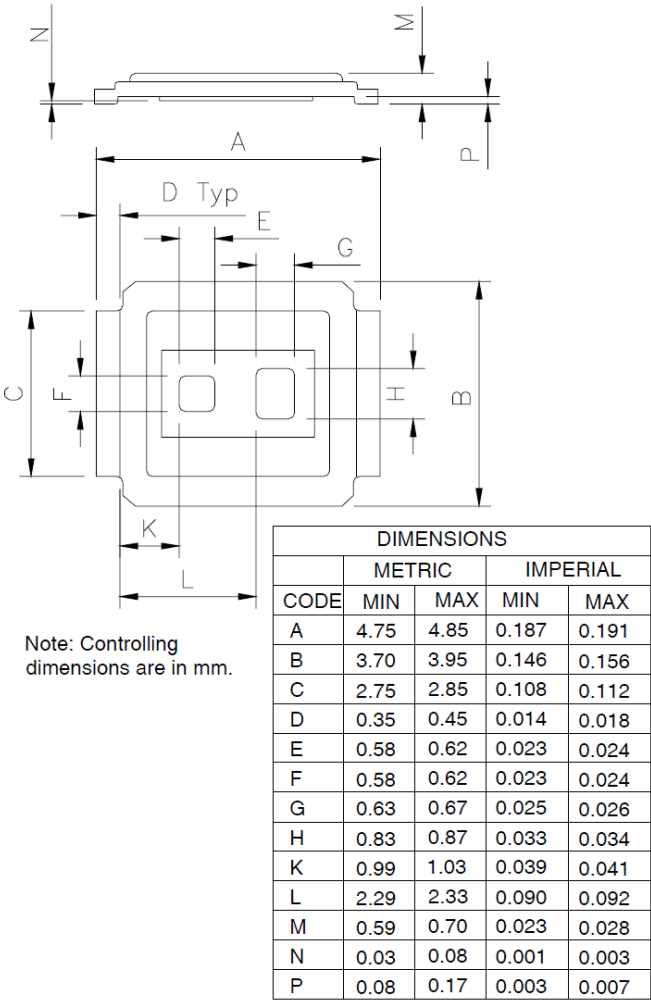


IRF6665

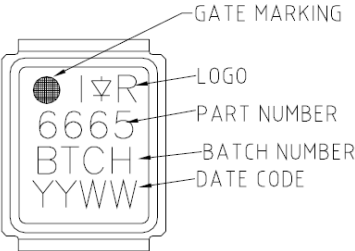
International
IR Rectifier

DirectFET™ Outline Dimension, SH Outline
(Small Size Can, H-Designation).

Please see DirectFET application note AN-1035 for all details regarding PCB assembly using DirectFET. This includes all recommendations for stencil and substrate designs.



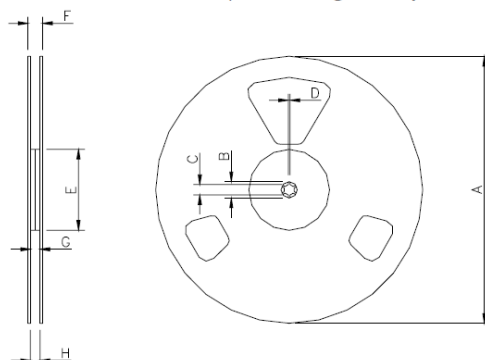
DirectFET™ Part Marking



International
IR Rectifier
 DirectFET™

IRF6665

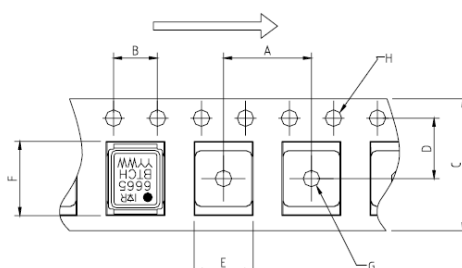
Tape & Reel Dimension (Showing component orientation).



NOTE: Controlling dimensions in mm
 Std reel quantity is 4800 parts. (ordered as IRF6665). For 1000 parts on 7" reel,
 order IRF6665TR1

REEL DIMENSIONS									
STANDARD OPTION (QTY 4800)					TR1 OPTION (QTY 1000)				
	METRIC		IMPERIAL			METRIC		IMPERIAL	
CODE	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	330.0	N.C	12.992	N.C	177.77	N.C	6.9	N.C	
B	20.2	N.C	0.795	N.C	19.06	N.C	0.75	N.C	
C	12.8	13.2	0.504	0.520	13.5	12.8	0.53	0.50	
D	1.5	N.C	0.059	N.C	1.5	N.C	0.059	N.C	
E	100.0	N.C	3.937	N.C	58.72	N.C	2.31	N.C	
F	N.C	18.4	N.C	0.724	N.C	13.50	N.C	0.53	
G	12.4	14.4	0.488	0.567	11.9	12.01	0.47	N.C	
H	11.9	15.4	0.469	0.606	11.9	12.01	0.47	N.C	

Loaded Tape Feed Direction



NOTE: CONTROLLING
 DIMENSIONS IN MM

DIMENSIONS				
CODE	METRIC		IMPERIAL	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	7.90	8.10	0.311	0.319
B	3.90	4.10	0.154	0.161
C	11.90	12.30	0.469	0.484
D	5.45	5.55	0.215	0.219
E	4.00	4.20	0.158	0.165
F	5.00	5.20	0.197	0.205
G	1.50	N.C	0.059	N.C
H	1.50	1.60	0.059	0.063

Data and specifications subject to change without notice.
 This product has been designed and qualified for the Consumer market.
 Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
 TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at www.irf.com for sales contact information.11/05

www.irf.com