

A Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Amplificador de Áudio Classe D

Francisco José Amorim Pires

Versão Final

**Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação**

Orientador: Prof. Dr. Armando Luís de Sousa Araújo

Fevereiro de 2010

Resumo

O presente trabalho apresenta o projecto de um amplificador de potência em classe D, tendo como objectivos conseguir uma potência total de 30 W sob uma tensão de 24 V associado à minimização da distorção harmónica total na onda de saída.

Assim, apresenta-se o projecto do circuito de potência, em ponte H, com comando PWM bipolar, a funcionar com frequência de comutação de 0.5 MHz. Apresenta-se o projecto do filtro de saída associado, o dos blocos de circuitos necessários à implementação do condicionamento do sinal de áudio, antes da geração da modulação por largura de impulsos. Termina o projecto com o comando dos semicondutores.

O projecto é baseado em computador, com utilização de modelos apropriados para cada componente, tentando, desde logo, a previsão do comportamento da saída e consequente minimização da distorção harmónica total.

O projecto é simulado, após o qual se implementam os circuitos projectados e se retiram conclusões relativamente ao valor obtido da distorção harmónica total.

Abstract

This document presents the design of a class D power amplifier having 30 W of output power for a supply voltage of 24 V, when trying to minimize the total harmonic distortion in the resulting output waveform.

It presents the design of the power circuit made by a full bridge and a PWM with bipolar voltage switching control, which operates at 0.5 MHz. It is shown the design of output filter, the design of the blocks of the audio signal conditioning circuit that are used before the Pulse Width Modulation. It finishes the design of the semiconductors command drivers.

The project is computer based, using appropriate models for each component, trying to predict the output and minimize the total harmonic distortion.

The project is simulated and then the circuits are built and experimented. Finally, Conclusions are drawn from the obtained values for the total harmonic distortion.

Agradecimentos

Agradeço ao Professor Doutor Armando Luís de Sousa Araújo o apoio e disponibilidade mostrados durante a execução deste projecto.

Agradeço aos meus amigos a motivação e ajuda fornecida durante a concretização deste trabalho, sem as quais não seria possível chegar ao seu término.

Agradeço aos meus pais, irmã e familiares mais próximos por me terem acompanhado durante este percurso e me terem apoiado nos momentos mais melindrosos desta caminhada.

A vocês todos o meu muito obrigado.

Índice

Resumo	i
Abstract.....	iii
Agradecimentos	v
Índice.....	vii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvii
Abreviaturas e Símbolos	xix
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Trabalho proposto	1
1.2 - Organização do documento	1
Capítulo 2	3
Amplificação de áudio - Estado da arte.....	3
2.1 - Resumo	3
2.2 - O que é o som e como o ouvimos	3
2.3 - Amplificação de sinais de áudio.....	5
2.4 - Breve perspectiva histórica da amplificação de sinais eléctricos	7
2.5 - Andares de amplificação	11
2.5.1 - Esquema típico dos andares de amplificação nos amplificadores de áudio	12
2.6 - Classes de amplificação	13
2.6.1 - Classe A	14
2.6.2 - Classe B	15
2.6.3 - Classe AB.....	16
2.6.4 - Classe C	17
2.6.5 - Classes G e H	17
2.6.6 - Classe D	19
2.7 - Definição de distorção como medida da linearidade do amplificador	21
2.7.1 - THD - Distorção Harmónica Total.....	22
2.7.2 - IMD - Distorção de Intermodulação.....	22
2.8 - Conclusão	22
Capítulo 3	23
Escolha dos componentes do amplificador Classe D	23
3.1 - Resumo	23
3.2 - Elementos constituintes do amplificador classe D	23
3.2.1 - Topologia	23

3.2.2 - Interruptores	24
3.2.3 - Circuito de <i>drive</i> dos MOSFETs	27
3.2.4 - Modulação do sinal de áudio	27
3.2.5 - Filtro passa baixo.....	29
3.2.6 - Altifalantes	30
3.3 - Escolha dos componentes	31
3.3.1 - Topologia	31
3.3.2 - Escolha dos MOSFET.....	33
3.3.3 - Circuito de drive dos MOSFETs	34
3.3.4 - Modulação do sinal de áudio	34
3.3.5 - Filtro LC passa baixo de segunda ordem	36
3.3.6 - Altifalantes	38
3.3.7 - Amplificador operacional	39
3.3.8 - Transdutor de corrente	39
3.4 - Conclusão	39
Capítulo 4	41
Simulação	41
4.1 - Resumo	41
4.2 - SPICE	41
4.3 - Simulação do Filtro Passa Baixo de segunda ordem	43
4.4 - Simulação do circuito gerador de onda triangular	47
4.5 - Criação do modelo do IRFI4024h-117p	48
4.5.1 - Cálculo dos parâmetros do modelo SPICE do MOSFET	49
4.6 - Componente e modelo do <i>Driver</i>	61
4.7 - Simulação do amplificador Classe D	62
4.7.1 - Cálculo da distorção harmónica total no Multisim	64
4.7.2 - SIMULAÇÕES	66
4.8 - Realimentação	70
4.8.1 - Dimensionamento do compensador	71
4.9 - Conclusão	75
Capítulo 5	77
Implementação do circuito	77
5.1 - Resumo	77
5.2 - Blocos do Circuito	77
5.2.1 - <i>Buffer</i> de tensão	77
5.2.2 - Amplificador montado em configuração inversora com acoplamento AC	79
5.2.3 - Filtro passa baixo activo	80
5.2.4 - Amplificador de instrumentação	81
5.2.5 - Implementação dos Zeros.....	83
5.2.6 - Comparador, Buffer inversor e circuito gerador de tempo morto	84
5.2.7 - Driver de MOSFETs e resistência da porta dos MOSFETs.....	85
5.2.8 - Esquema do Circuito completo	86
5.3 - Resultados práticos.....	88
5.3.1 - Onda triangular	89
5.3.2 - Sinais à entrada do comparador	90
5.3.3 - Sinal à saída do comparador	90
5.3.4 - Sinal à saída do Buffer 4049UB	91
5.3.5 - Sinal à saída do circuito de geração de Tempo Morto	91
5.3.6 - Sinal de comando das portas dos MOSFETs	92
5.3.7 - Ruído à saída dos circuitos derivadores	92
5.3.8 - Medições aos terminais do altifalante para diferentes frequências com um índice de modulação de 0.5	93
5.4 - Conclusão	97
Capítulo 6	99

Conclusões e trabalho futuro	99
6.1 - Conclusões	99
6.2 - Trabalho futuro	100
Referências	101
Anexo	105

Lista de Figuras

Figura 2-1 - Curvas isófonas correspondentes ao mesmo nível de igual sensação de intensidade para sons puros realizadas por Robinson e Dadson na década de 1950 no National Physical Laboratory do Reino Unido [4]	4
Figura 2-2 - Caixa de ressonância de uma guitarra clássica.....	5
Figura 2-3 - Guitarra eléctrica de corpo maciço.	6
Figura 2-4 - Fonógrafo de Edison [6]	7
Figura 2-5 - Esquema da lâmpada de Edison [10]	7
Figura 2-6 - Esquema do dispositivo que media a corrente gerada pelo fluir das partículas emitidas pelo filamento [10]	8
Figura 2-7 - Esquema da inversão da tensão e consequente não condução de corrente [10]	9
Figura 2-8 Válvula de Fleming [13]	9
Figura 2-9 - Esquema do Audion de Lee de Forest; <i>Plate</i> - ânodo; <i>Grid</i> - grelha; <i>Filament-Cátodo</i> ; <i>Control Voltage</i> - tensão de controlo [10]	10
Figura 2-10 - Equalizador Profissional de 31 bandas da marca Peavey, no qual é possível amplificar ou atenuar a contribuição de cada uma das 31 frequências disponíveis ao sinal de saída[18].....	12
Figura 2-11 - Arquitectura de amplificação constituída por três andares [19]	12
Figura 2-12 - Arquitectura de amplificação constituída por dois andares [19]	13
Figura 2-13 - Amplificador Classe A, configuração seguidora de emissor.....	14
Figura 2-14 - Amplificador Classe B, configuração <i>push-pull</i>	15
Figura 2-15 - Tensão à entrada e tensão a saída do amplificador classe B [22], na figura encontra-se indicada, dentro de uma circunferência, a distorção que ocorre quando a tensão de entrada adquire valores perto zero.....	16
Figura 2-16 - Amplificador Classe AB, configuração <i>push-pull</i>	16
Figura 2-17 - Esboço da corrente a circular um dos dispositivos no andar de saída. Cada dispositivo conduz corrente durante mais de metade de cada ciclo de onda [21]	17

Figura 2-18 - Amplificador Classe G [24]	18
Figura 2-19 - Amplificador Classe H [24]	19
Figura 2-20 - Sinais envolvidos na modulação por largura de impulsos. Em cima - Onda sinusoidal de 20kHz, No meio - Onda triangular de 0.5MHz; Em baixo - sinal de PWM resultante da comparação das duas ondas anteriores.....	20
Figura 3-1 - Meia Ponte alimentada de forma Bipolar, composta pelos MOSFETS Q1 e Q2. Note-se a impedância da carga, ZL, conectada do seu ponto intermédio à referência zero das fontes	23
Figura 3-2 - Ponte completa alimentada de forma Unipolar composta por dois braços. Cada braço é composto por um par de MOSFETS. ZL é a impedância que se encontra ligada entre os pontos intermédios de cada braço.....	23
Figura 3-3 - Sinais envolvidos na modelação por largura de impulsos [26]	28
Figura 3-4 - Gerador de onda triangular composto por um integrador inversor (bloco 1) e um comparador com histerese (bloco 2). O sinal de onda triangular é retirado à saída do amplificador operacional (bloco1).	29
Figura 3-5 - Filtro Butterworth de 2º ordem	30
Figura 3-6 Impedância em função da frequência de um altifalante de graves de 15 polegadas [4].....	31
Figura 3-7 - LT1715 - esquema de alimentação unipolar e esquema de encapsulamento com disposição dos pinos [42]	35
Figura 3-8 - Imagem do filtro passa baixo passivo de segunda ordem	37
Figura 3-9 - Bobina toroidal escolhida para o filtro	38
Figura 3-10 - Condensador de poliéster.....	38
Figura 3-11 - Altifalante VISATON <i>FR 10 HM 8 OHM fullrange</i>	39
Figura 4-1 - Interface gráfica do programa NI Multisim 10	42
Figura 4-2 - Formas de onda obtidas através do osciloscópio virtual. Entrada - sinusóide Vermelha. Saída - sinusóide Azul.....	43
Figura 4-3 - Circuito usado para simular a resposta do filtro LC de segunda ordem. L1 e L2 representam a indutância das bobinas presentes no filtro; C1 e C2 representam as capacidades existentes no filtro; Ra e La representam, respectivamente, a resistência DC do altifalante e a indutância à frequência de 1kHz.	44
Figura 4-4 - Resposta em frequência do filtro passa baixo com altifalante no Multisim.....	44
Figura 4-5 - Circuito usado para o cálculo da função de transferência	45
Figura 4-6 - Traçado de Bode da função de transferência calculada.....	46
Figura 4-7 - Circuito utilizado na simulação do gerador de onda triangular, composto por um amplificador operacional a funcionar como um integrador inversor e um comparador com histerese no qual variando o valor das resistências R2 e R1 é possível definir diferentes valores de disparo.	47

Figura 4-8 - Resultado da simulação do circuito gerador de onda triangular	47
Figura 4-9 - Interface gráfica do <i>Model Maker</i> do Multisim	48
Figura 4-10 - Imagem inicial antes de se efectuar a extracção dos parâmetros	49
Figura 4-11 - Pontos seleccionados da curva que se pretendem extrair.	50
Figura 4-12 - I_{DS} em função de V_{DS} . Valores extraídos da folha de características (25°C)	50
Figura 4-13 - I_{DS} em função de V_{GS} para um $V_{DS} = 25V$: valores da folha de características (25°C).....	51
Figura 4-14 - Representação das zonas de funcionamento do MOSFET [48]	52
Figura 4-15 - Representação gráfica dos valores envolvidos no cálculo do LAMBDA [48]	54
Figura 4-16 - Circuito utilizado para realizar o teste do modelo Spice obtido.....	59
Figura 4-17 - I_{DS} em função de V_{DS} com $V_{GS} = 4.5V$	59
Figura 4-18 - I_{DS} em função de V_{DS} com $V_{GS} = 5V$	59
Figura 4-19 - I_{DS} em função de V_{DS} com $V_{GS} = 5.5V$	60
Figura 4-20 - I_{DS} em função de V_{DS} com $V_{GS} = 6V$	60
Figura 4-21 - Componente MAX5064A criado no Multisim.....	61
Figura 4-22 - Parâmetros de simulação do Multisim	62
Figura 4-23 - Circuito composto com modelos dos componentes: PWM com componentes ideais, Buffer de tensão complementar e geração de tempo morto	63
Figura 4-24 - Circuito composto com modelos dos componentes (continuação): Ponte completa de MOSFETs e <i>drivers</i>	63
Figura 4-25 - Circuito utilizado na simulação do amplificador Classe D	64
Figura 4-26 - Parâmetros de simulação para a análise de Fourier	65
Figura 4-27 - Representação da resposta transitória para a frequência de 20kHz	65
Figura 4-28 - Distorção Harmónica Total para a frequência de 11kHz	70
Figura 4-29 - Resposta em frequência da Planta em malha aberta	71
Figura 4-30 - Arquitectura de controlo utilizada: C = compensador; G = Planta; H e F=1; r = sinal de entrada; u = sinal à saída do compensador; y = sinal de saída do sistema em malha fechada; S1- realimentação negativa.....	72
Figura 4-31 - Sistema sem Compensador: representação do Lugar Geométrico das Raízes (em cima à esquerda); Traçado de Bode em malha aberta (esquerda em baixo); Traçado de Bode em malha fechada (lado direito)	73
Figura 4-32 - Planta com Compensador: representação do Lugar Geométrico das Raízes (em cima à esquerda); Traçado de Bode em malha aberta (esquerda em baixo); Traçado de Bode em malha fechada (lado direito)	73

Figura 4-33 - Resposta em frequência do Sistema com Compensador em malha fechada.....	74
Figura 5-1- Divisor resistivo feito entre uma resistência de 4,7k Ω e um potenciômetro de 10k Ω seguido de um <i>buffer</i> de tensão	78
Figura 5-2 - Buffer de tensão implementado	78
Figura 5-3 - Amplificador inversor com acoplamento AC- Sinal de áudio.....	79
Figura 5-4 - Amplificador inversor com acoplamento AC- Onda triangular.....	80
Figura 5-5 - Amplificador na configuração inversora com acoplamento AC e filtro passa baixo activo	80
Figura 5-6 - Filtro passa baixo com frequência de corte de 230kHz.....	81
Figura 5-7 - Amplificador de instrumentação.....	82
Figura 5-8 - Amplificador de instrumentação com filtro passa baixo activo implementado laboratorialmente.....	82
Figura 5-9 - Implementação dos zeros	83
Figura 5-10 - Implementação dos Zeros	84
Figura 5-11 - Comparador LT1715 mais buffer de tensão 4049UB seguidos do gerador de tempo morto	84
Figura 5-12 - Comparador, Buffer inversor e circuito gerador de tempo morto implementado laboratorialmente	85
Figura 5-13 - Circuito do driver dos MOSFETs e um braço da ponte completa	85
Figura 5-14 - <i>Driver</i> dos MOSFETs e resistência de porta dos MOSFETs	86
Figura 5-15 - Bloco 1- Buffer de tensão; Bloco 2 circuito de condicionamento do sinal de realimentação; Bloco 3- circuito de condicionamento do sinal de entrada de áudio; Bloco 4 - Amplificador de instrumentação.	86
Figura 5-16 - Bloco 5 - Filtro passa baixo à saída do amplificador de instrumentação; Bloco 6 - Zeros do compensador.	87
Figura 5-17 - Bloco 7- Circuito gerador de onda triangular; Bloco 8 - amplificador com acoplamento AC; Bloco 9 - Buffer de tensão.....	87
Figura 5-18 - Bloco 10 - Comparador LT1715 e <i>buffer</i> de tensão 4049UB seguidos do gerador de tempo morto; Bloco 11- Driver dos MOSFETs	88
Figura 5-19 - Circuito de condicionamento de sinal implementado	88
Figura 5-20 - Filtro e Ponte completa.....	89
Figura 5-21 - Onda triangular após condicionamento do sinal para a referência de 1.9 V e 3.38V de pico a pico	89
Figura 5-22 - Sinais à entrada do comparador	90
Figura 5-23 - Sinal a saída do comparador com sinal de áudio nulo	90

Figura 5-24 - Sinal à saída do buffer 4049UB	91
Figura 5-25 - Sinal à saída do gerador do Tempo Morto	91
Figura 5-26 - sinal de comando das portas dos MOSFETs	92
Figura 5-27 - Ruído a saída do bloco correspondente aos zeros: CH1 onda à entrada dos zeros; CH2 onda à saída dos zeros	92
Figura 5-28 - Tempo morto de 20 ns	94
Figura 5-29 - Forma de onda à saída do amplificador para a frequência de 10kHz.....	94
Figura 5-30 - FFT para a frequência de 10kHz	95
Figura 5-31 - Forma de onda à saída do amplificador para a frequência de 15kHz.....	95
Figura 5-32 - FFT para a frequência de 15kHz	96
Figura 5-33 - Forma de onda à saída do amplificador para a frequência de 20kHz.....	96
Figura 5-34 - FFT para a frequência de 20kHz	97

Lista de Tabelas

Tabela 2-1 - Classes de amplificação e datas do seu aparecimento	14
Tabela 3-1 - MOSFETs pesquisados e seus parâmetros eléctricos principais	33
Tabela 3-2 - MOSFETs pesquisados e seus parâmetros eléctricos principais (continuação)	33
Tabela 4-1 - Resultados obtidos pelas duas simulações.....	46
Tabela 4-2 - I_{DS} em função de V_{GS} com $V_{DS} = 6\text{ V}$	55
Tabela 4-3 - I_{DS} em função de V_{GS} com $V_{DS} = 7\text{ V}$	55
Tabela 4-4 - I_{DS} em função de V_{GS} com $V_{DS} = 8\text{ V}$	55
Tabela 4-5 - Valores de V_{TO} com $V_{GS1}=4,5\text{V}$ e média aritmética dos valores totais.....	55
Tabela 4-6 - Cálculo de KP	56
Tabela 4-7 - Parâmetros de simulação alterados	61
Tabela 4-8 - THD da Tensão Medida [0-50ns]	67
Tabela 4-9 - THD da Tensão Medida [60-100ns]	67
Tabela 4-10 - THD da Tensão com Alimentação de 10V [20-60ns]	68
Tabela 4-11 - THD da Tensão com Alimentação de 24V [20-60ns]	69
Tabela 5-1 - THD verificado para um dado par Frequência/Tempo morto	97

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas (ordenadas por ordem alfabética)

AC - *Alternating Current*

BJT - *Bipolar Junction Transistor*

CI - *Circuito integrado*

CSV - *Coma-Separated Values*

DC - *Direct Current*

EECS - *Electrical Engineering and Computer Science*

EMI - *Interferências Electromagnéticas*

FFT - *Fast Fourier Transform*

IEEE- *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IMD - *Distorção de Intermodulação*

IRF - *International Rectifier*

JFET - *Junction Field Effect Transistor*

MESFET - *Metal Field Effect Transistor*

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

PA - *Public address*

PCB - *Printed Circuit Board*

PDF - *Portable Document Format*

PDM - *Pulse Density Modulation*

PNG - *Portable Network Graphics*

PWM - *Pulse-width Modulation*

SISO - *Single Input Single Output*

SPL - *Sound Pressure Level*

THD - *Total Harmonic Distortion*

SMPTE - *Society of Motion Picture and Television Engineers*

SPICE - *Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis*

Lista de símbolos

ma - índice de modulação

BV_{DSS} - tensão de ruptura entre o dreno e a fonte do MOSFET

C - capacidade

$CGDO$ - capacidade entre o terminal da porta e o dreno

$CGSO$ - capacidade entre o terminal da porta e a fonte

C_{iss} - capacidade de entrada do MOSFET

C_{rss} - *reverse transfer capacitance*

D - Díodo

f - frequência

f_c - frequência de corte

f_{fund} - frequência fundamental

f_{samp} - frequência de amostragem

f_{sw} - frequência de comutação

I_a - corrente no altifalante

$I_{D_{ef}}$ - corrente de dreno eficaz

I_{DS} - corrente a passar entre o dreno e a fonte

I_{ef} - corrente eficaz

I_g - corrente da porta do MOSFET

I_p - corrente de pico

I_{rr} - corrente de recuperação inversa

k - constante

KP - parâmetro de transcondutância do MOSFET

L - indutância

L_a - indutância do altifalante

$LAMBDA$ - parâmetro de modulação de comprimento do canal

n_{Har} - número de harmónicos

P - potência

$P_{condução}$ - perdas por condução

P_{Gate} - perdas na porta

Q - transistor

Q_g - carga da porta do MOSFET

Q_{GD} - carga entre porta e o dreno do MOSFET

Q_{rr} - *Base Diode Reverse Recovery Charge*

R - resistência

R_a - resistência do altifalante

$R_{DS(on)}$ - resistência de condução entre o dreno e a fonte do MOSFET

R_{on} - resistência de condução

s - variável complexa

t_{off} - tempo que o transistor demora a entrar em corte

t_{on} - tempo que o transistor demora a entrar em condução

t_r - tempo de subida

TR - transistor

V - tensão

v_{EB} - tensão entre o base e a emissor do transistor bipolar

V_{DS} - tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET

v_{BE} - tensão entre o emissor e a base do transistor bipolar

V_{ef} - tensão eficaz

V_{GS} - tensão entre a porta e a fonte do MOSFET

v_i - tensão de entrada

V_o - tensão de saída

V_{pol} - tensão de polarização

V_{TH} - tensão de patamar

V_{TO} - tensão igual à tensão de patamar quando o substrato e a fonte se encontram ao mesmo potencial

V_z - tensão no altifalante

W - largura do canal do MOSFET

Z - impedância

ZL - impedância da carga

Capítulo 1

Introdução

1.1 - Trabalho proposto

Este trabalho tem origem num desafio colocado ao Professor Doutor Armando Luís de Sousa Araújo relativo à orientação de um trabalho de fim de curso na área do áudio. Assim, e partindo de uma ideia inicial, relativa ao desenvolvimento de um amplificador de áudio, colocou-se a hipótese do trabalho se debruçar sobre o projecto e implementação de um amplificador de áudio Classe D com frequência de comutação bem acima do espectro audível, apontando-se, como desafio, a zona dos MHz.

Assim, definiu-se como objectivo principal o estudo, projecto e implementação de um amplificador de potência em Classe D com a potência de 30W, para um índice de modulação 0.9, e frequência de comutação de 0.5 MHz, quando ligado a um altifalante com impedância nominal de 8Ω .

1.2 - Organização do documento

Este trabalho está organizado do modo seguinte:

Para além do Resumo e Introdução o trabalho apresenta, no capítulo 2, o estado da arte da amplificação de áudio. Assim, descreve-se o que se entende por som e qual o benefício da amplificação dos sinais de áudio. Apresenta-se uma perspectiva histórica dos sinais eléctricos. Enumeram-se as classes de amplificação e define-se o conceito de distorção.

O capítulo 3 ilustra os principais blocos constituintes do amplificador classe D, quais os parâmetros que são tidos em conta para o seu correcto dimensionamento e efectua-se a respectiva escolha.

O trabalho prossegue, no capítulo 4, com a modelação do dispositivo semiconductor escolhido. Efectua-se ainda a simulação do filtro passa baixo e do circuito gerador de onda triangular. O capítulo termina com as simulações do amplificador classe D. O capítulo 5

2 Organização do documento

apresenta a metodologia associada à implementação laboratorial do amplificador classe D. É também neste capítulo que são mostrados os resultados experimentais.

O trabalho termina, no capítulo 6, com as conclusões e a avaliação das possibilidades de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Amplificação de áudio - Estado da arte

2.1 - Resumo

Este capítulo pretende apresentar os conceitos fundamentais associados ao som. O que é o som e como o ouvimos? Fala ainda da amplificação dos sinais de áudio, a necessidade da sua existência e a respectiva importância em termos sociais. Apresenta também uma perspectiva histórica da amplificação dos sinais eléctricos, andares de amplificação e as classes de amplificação que foram aparecendo com o desenvolvimento tecnológico.

O capítulo encerra com a definição de distorção como medida da linearidade do circuito amplificador.

2.2 - O que é o som e como o ouvimos

O som é produzido quando um objecto (fonte sonora) vibra e faz com que o ar que o rodeia se mova. [1]

Desta forma, pode ser criado por diversos tipos de vibrações como, por exemplo, pela vibração das cordas vocais, pela vibração de uma corda de guitarra, pelo bater da palma de uma mão contra a outra, pelo vibrar de um altifalante, etc. No entanto o que realmente dá vida a essas vibrações é o facto de as conseguirmos ouvir, sendo o ouvido humano, o responsável por esse fenómeno. O ouvido humano funciona como um transdutor de variações de pressão do meio circundante, para sinais eléctricos que são processados pelo cérebro e posteriormente percebidos pelo ouvinte. As características físicas do ouvido impõem limitações em termos de resposta em frequência, pelo que o ouvido actua como um filtro passa banda em que apenas se conseguem perceber frequências que se encontrem entre os 20Hz e os 20KHz, aproximadamente. A esta gama de frequências dá-se o nome de espectro audível. Também se verifica que o aparelho auditivo não apresenta uma resposta uniforme às frequências presentes entre os 20Hz e os 20KHz.

4 O que é o som e como o ouvimos

De facto, a estrutura física do canal auditivo pode ser aproximada à de um tubo cilíndrico, que possui em média 0.7 cm de diâmetro e 3 cm de comprimento. Sabendo que para tubos cilíndricos, com uma das extremidades fechadas, se obtém uma frequência de ressonância cujo comprimento de onda é igual a quatro vezes o comprimento do tubo, para o caso do comprimento médio do canal auditivo isso corresponde à frequência de 2870Hz. (o que não deixa de ser interessante, pois o ouvido humano é de facto mais sensível na gama de frequências compreendida entre 2kHz e 5kHz.) [2][3]

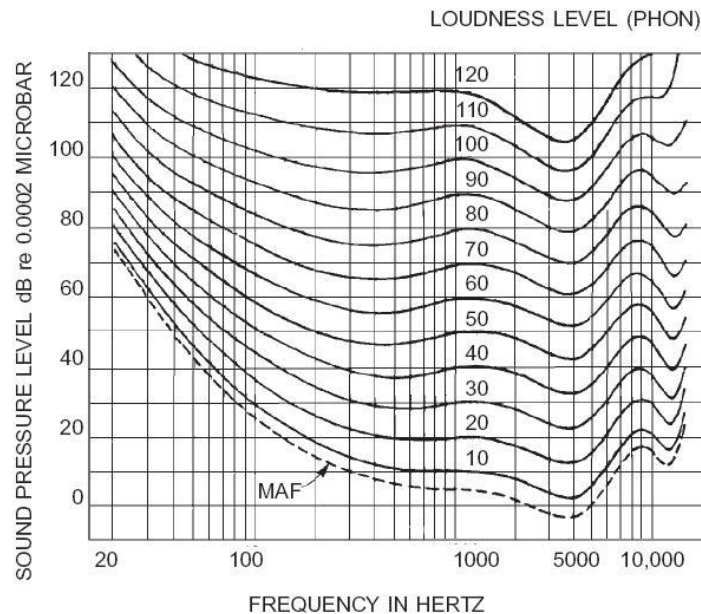


Figura 2-1 - Curvas isófonas correspondentes ao mesmo nível de igual sensação de intensidade para sons puros realizadas por Robinson e Dadson na década de 1950 no National Physical Laboratory do Reino Unido [4]

A intensidade sonora de um som provoca em nós uma sensação de intensidade (*loudness*). Quando se diz que um som é forte ou fraco estamos a referir à sensação que esse som origina. Ou seja, à sensação de intensidade (grandeza psicológica)[5].

A Figura 2-1 apresenta a forma como o ouvido humano percebe o espectro audível em termos de nível de sensação de intensidade que é medida em phon, na qual se visualiza que o ouvido humano não apresenta uma resposta uniforme para frequências diferentes. Por definição, uma sinusóide de 1kHz com 20dB de nível de pressão sonora (SPL- *Sound Pressure Level*) possui 20dB em phon. Assim, para a 100Hz se possuir a mesmo nível de sensação sonora é necessário aumentar em 17dBs o nível de pressão sonora. Para 20 Hz já é preciso aumentar 62dBs [2] .

2.3 - Amplificação de sinais de áudio

A amplificação de sinais de áudio veio suprir a necessidade de se conseguir fazer passar uma mensagem, seja ela de expressão artística ou não, ao maior número possível de pessoas [7].

Pensando na área da música, constata-se que, antes de ser possível amplificar sinais de áudio, por meios electrónicos, tornava-se necessário realizar essa amplificação por meios acústicos. No caso dos instrumentos musicais, eles próprios tinham de possuir algo que lhes conferisse essa capacidade de amplificação do som. Eram então construídos de forma a conseguirem aumentar o som, proveniente dos mesmos, por meios acústicos recorrendo a um sistema ressoador. Tinham ainda de possuir um sistema radiante para radiar as ondas sonoras amplificadas pelo sistema ressoador. [5]

O sistema radiante de um instrumento é constituído pelos mecanismos que este possui para radiar o som, isto é, transmitir vibrações ao ar circundante originando assim a onda sonora que se propaga no meio até atingir os nossos ouvidos [5].

Por exemplo no caso da guitarra clássica o sistema ressoador, e ao mesmo tempo radiante, é a caixa de ressonância que se encontra representada na Figura 2-2.



Figura 2-2 - Caixa de ressonância de uma guitarra clássica

A capacidade de amplificar por meios eléctricos as ondas sonoras captadas por intermédio de microfones ou outro tipo de transdutor veio fazer com que o sistema ressoador e radiante deixasse de ser tão importante em relação à amplificação e radiação do som. Isto possibilitou o aparecimento de novos instrumentos musicais como é o caso da guitarra eléctrica de corpo maciço, que não possui qualquer tipo de componente de amplificação acústica.

Como se pode ver, na Figura 2-3, a guitarra eléctrica de corpo maciço não possui qualquer componente de amplificação acústica, em vez disso usa fonocaptores (*pickups*) que captam o

6 Amplificação de sinais de áudio

movimento das cordas metálicas e o transformam para sinais eléctricos e que são amplificados e posteriormente “transformados” em ondas sonoras nos altifalantes.



Figura 2-3 - Guitarra eléctrica de corpo maciço.

Em relação à voz, e graças à amplificação eléctrica, um cantor actualmente não precisa de ter uma grande projecção de voz para se poder fazer ouvir perante uma grande plateia. O facto de poder cantar quase sussurrando permite uma maior liberdade artística em que os níveis possíveis de dinâmica são muito maiores.

Isto já para não falar na possibilidade de se poderem reproduzir sons previamente gravados sem ter de se recorrer a artifícios acústicos como era o caso do fonógrafo de Thomas Edison. O fonógrafo de Edison apresentado na Figura 2-4 foi a primeira realização verdadeiramente conseguida de um sistema de gravação e reprodução sonora realizada apenas mecanicamente [5]. É um dispositivo que consiste num cilindro horizontal junto ao qual existe um pequeno pavilhão (concha acústica) na extremidade do mesmo existe uma membrana (diafragma elástico) ligada a um estilete. Quando o cilindro roda movimentado com uma manivela, faz com que o estilete e a membrana se mexam e façam vibrar o ar, que por sua vez é amplificado pela concha acústica.



Figura 2-4 - Fonógrafo de Edison [6]

Se não fosse a amplificação eléctrica das ondas sonoras, a única maneira de alguém poder ter acesso a música seria se a própria pessoa a tocasse ou se fosse a concertos, que teriam de ser dados por orquestras, ou por *Big Bands*, porque, de outra forma, não poderia ser ouvida por um grande número de pessoas.

Assim, pode-se dizer que a amplificação do áudio veio contribuir para um enriquecimento cultural por parte da população, permitindo que a música esteja acessível a qualquer pessoa independentemente da classe social.

2.4 - Breve perspectiva histórica da amplificação de sinais eléctricos

No final do século XIX, Thomas Edison tentava melhorar e desenvolver a lâmpada incandescente [9]. A Figura 2-5 representa esquematicamente a composição da lâmpada referida.

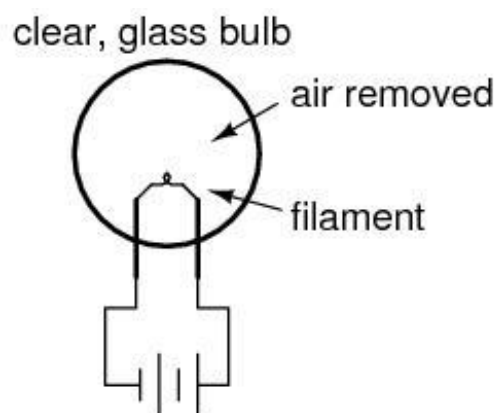


Figura 2-5 - Esquema da lâmpada de Edison [10]

8 Breve perspectiva histórica da amplificação de sinais eléctricos

A lâmpada era composta por um filamento que se encontrava no interior de um invólucro de vidro em vácuo e ficava incandescente com a passagem de corrente.

A sua investigação deparava-se principalmente com dois problemas:

- 1- A escolha do material a utilizar no filamento, que tinha uma influência directa no tempo de vida útil da lâmpada,
- 2- O facto de se verificar que ao fim de algumas horas de utilização, se começavam a depositar partículas de carbono provenientes do filamento incandescente, na parte interna das paredes do vidro, ficando estas negras e impedindo assim a saída da luz.

Edison tentou então compreender o fenómeno pelo qual as paredes ficavam escurecidas.

Partindo do princípio que o carbono a ser projectado para o vidro apresentava uma carga negativa, pensou numa forma de medir essa carga e evitar a deposição de carbono no vidro.

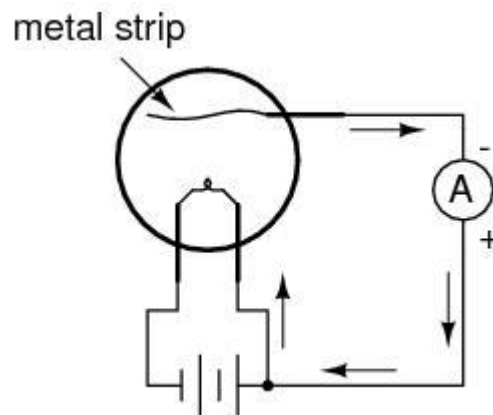


Figura 2-6 - Esquema do dispositivo que media a corrente gerada pelo fluir das partículas emitidas pelo filamento [10]

Com a introdução de mais um eléctrodo, com polaridade positiva, no interior da lâmpada e ligando-o a um aparelho de medição, conseguiu provar a existência da carga mas não obteve nenhum tipo de melhoria em relação à deposição do carbono. Essa experiência encontra-se representada esquematicamente na Figura 2-6.

Verificou também que se invertesse a polaridade do eléctrodo, como mostrado na Figura 2-7, já não ocorria a passagem de corrente.

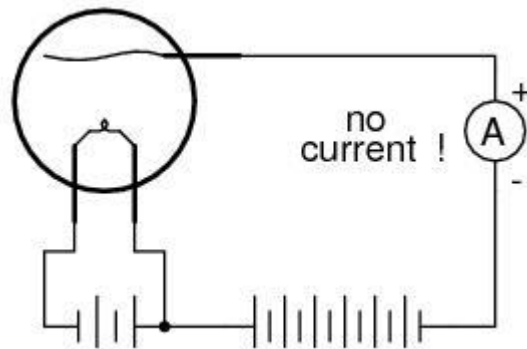


Figura 2-7 - Esquema da inversão da tensão e consequente não condução de corrente [10]

Edison descobriu a existência deste fenómeno em 1883 e nunca o chegou a compreender, mas o facto de o ter descoberto fez com que este ficasse conhecido como sendo o efeito de Edison [9] ou efeito termoiónico.

Em 1904, baseado no efeito Edison, Ambrose Fleming desenvolveu um dispositivo que servia para rectificar sinais com oscilações de alta frequência [11]. Como o dispositivo apenas deixava passar corrente num único sentido deu-lhe o nome de válvula de oscilação. Mais tarde ficou conhecida com sendo a válvula de Fleming [12]. Na Figura 2-8 pode-se visualizar o protótipo da válvula de Fleming. Foi o aparecimento do primeiro Díodo.



Figura 2-8 Válvula de Fleming [13]

Em 1907 Lee De Forest patenteou um dispositivo que possuía 3 eléctrodos, em que um deles era em forma de grelha e se encontrava situado entre o cátodo e o ânodo [14].

Variando a tensão aplicada à grelha era possível controlar a corrente que passava do cátodo para o ânodo. Desta forma um sinal em tensão, de pequena amplitude, era capaz de controlar uma grande quantidade de energia, pelo que se comportava como um elemento

10 Breve perspectiva histórica da amplificação de sinais eléctricos

amplificador. Tinha sido dado o primeiro passo para a realização da amplificação de sinais eléctricos.

Forest deu o nome de Audion a este dispositivo que mais tarde ficou conhecido como o tríodo. Na Figura 2-9 encontra-se representado o esquema eléctrico do Audion de Lee de Forest.

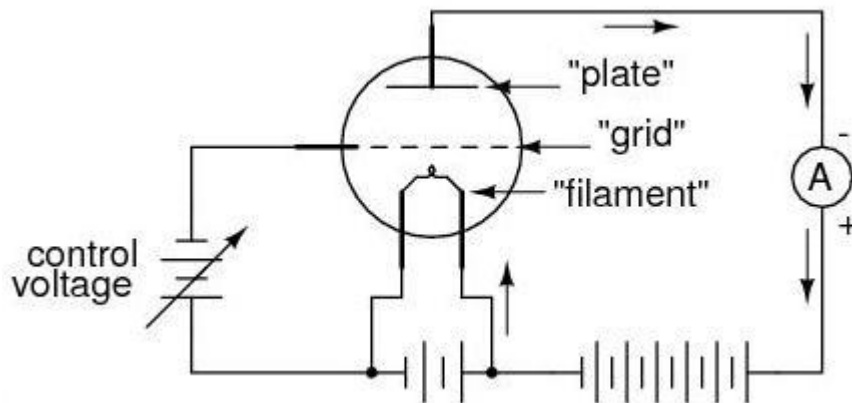


Figura 2-9 - Esquema do Audion de Lee de Forest; *Plate* - ânodo; *Grid*- grelha; *Filament*-Cátodo; *Control Voltage* - tensão de controlo [10]

Em 1947 William Shockley, Walter Brattain e John Barteon, investigadores da companhia Bell Telephone, desenvolveram um novo dispositivo electrónico composto por semicondutores que era também capaz de efectuar a amplificação de sinais eléctricos. - O transistor[15].

O transistor apresentava e ainda apresenta um conjunto de vantagens quando comparado com as Válvulas[16].

- Tamanho reduzido.
- Melhor eficiência em termos energéticos.
- Preço.
- Menores níveis de tensão de funcionamento.
- Maior robustez.

Tendo conhecimento destas vantagens, seria de esperar que as válvulas caíssem em desuso, e acabassem por ser completamente substituídas por transístores, o que realmente aconteceu, na maior parte dos circuitos eléctricos, tirando a excepção que acontece numa área muito particular da electrónica, na qual as válvulas ainda se encontram “vivas”. - A electrónica ligada ao áudio.

A principal razão para este facto, é explicada pelo modo como se comportam na zona de saturação. Comparativamente com os transístores, as válvulas não saturam de uma forma tão abrupta, o que corresponde a uma distorção por inclusão de harmónicos pares e impares do sinal amplificado com predominância para o segundo, terceiro, quarto e quinto harmónico.

Para o caso dos transístores, quando estes saturam geram principalmente harmónicos ímpares, com uma forte componente do terceiro harmónico.[17]

Este enriquecimento harmónico por parte das válvulas é em termos sonoros mais agradável que o que é introduzido pelos transístores [16][17].

É por esta razão que as válvulas são usadas na amplificação das guitarras, na pré-amplificação do sinal proveniente da voz dos cantores, ou outros instrumentos, quando se grava em estúdio, microfones que já as trazem incorporadas no seu interior, etc.

No entanto, se o objectivo for a amplificação de sinais sem lhes conferir qualquer tipo de enriquecimento harmónico, reproduzindo-os da forma mais fiel com a menor distorção possível, conciliando isso com um melhor aproveitamento energético, já são mais utilizados os transístores. Tal acontece, por exemplo, para o caso dos amplificadores de potência usados em sistemas de PA (*Public Address*)¹. [7]

2.5 - Andares de amplificação

Os sinais resultantes da captação de ondas sonoras, quer seja através de microfones, fonocaptors (*pickups*), ou outro tipo de transdutor eléctrico, apresentam, normalmente, valores de tensão muito baixos, na ordem da dezena de milivolt. Este nível de tensão é designado como sendo o nível de instrumento ou nível de microfone. Posteriormente este sinal tem de ser amplificado para o nível de linha, que apresenta o valor normalizado de 0,775V eficazes, a que corresponde a potência de 1mW numa carga de 600ohms [2].

Os amplificadores que realizam a função de elevar o sinal do nível de microfone para nível de linha designam-se como pré-amplificadores. Para além de elevarem a tensão para o nível de linha costumam também efectuar o seu condicionamento.

O sinal à saída da etapa de pré-amplificação já se encontra nas condições ideais de tensão para ser amplificado pelo amplificador de potência.

Nos sistemas de áudio são os amplificadores de potência que fazem a interligação entre os altifalantes, que não são mais que transdutores de sinais eléctricos para ondas sonoras, e os restantes elementos constituintes de qualquer sistema sonoro (microfones, pré-amplificadores, equalizadores, *crossovers*², etc)[4] . Na Figura 2-10 ilustra-se um desses elementos constituintes do sistema sonoro. Um equalizador gráfico profissional de 31 Bandas [18].

¹ *Public Address* - sistema composto por microfones, amplificadores e altifalantes usado na amplificação sonora em grandes recintos que podem ser em espaços fechados ou ao ar livre

² *Crossovers* - filtros activos ou passivos que efectuem a separação do sinal em gamas de frequências: Graves, médios e agudos.



Figura 2-10 - Equalizador Profissional de 31 bandas da marca Peavey, no qual é possível amplificar ou atenuar a contribuição de cada uma das 31 frequências disponíveis ao sinal de saída[18].

2.5.1 - Esquema típico dos andares de amplificação nos amplificadores de áudio

Douglas Self no seu livro *Audio Power Amplifier Design Handbook* [19] afirma que a vasta maioria dos amplificadores de áudio utilizam a arquitectura composta por três andares para realizar a amplificação do sinal de entrada. Esta arquitectura encontra-se ilustrada na Figura 2-11.

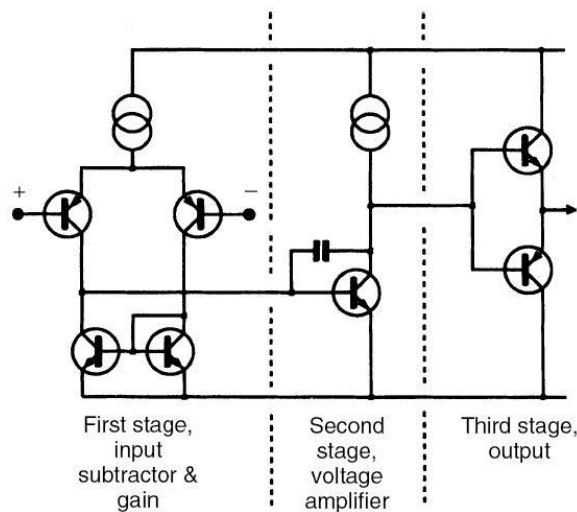


Figura 2-11 - Arquitectura de amplificação constituída por três andares [19]

O primeiro andar corresponde a um amplificador de transcondutância (entrada em tensão e saída em corrente) constituído por um par diferencial com carga activa. O segundo corresponde a um andar de transimpedância (entrada em corrente e saída em tensão) constituído por um emissor comum. O terceiro corresponde a um andar de ganho aproximadamente unitário em tensão fornecendo apenas ganho em corrente e construído com uma configuração *push-pull* (dois seguidores de emissor complementares).

Outro tipo de arquitectura utilizada é a que se encontra ilustrada na Figura 2-12. Nesta arquitectura o andar intermédio foi eliminado, ficando agrupado no andar de saída.

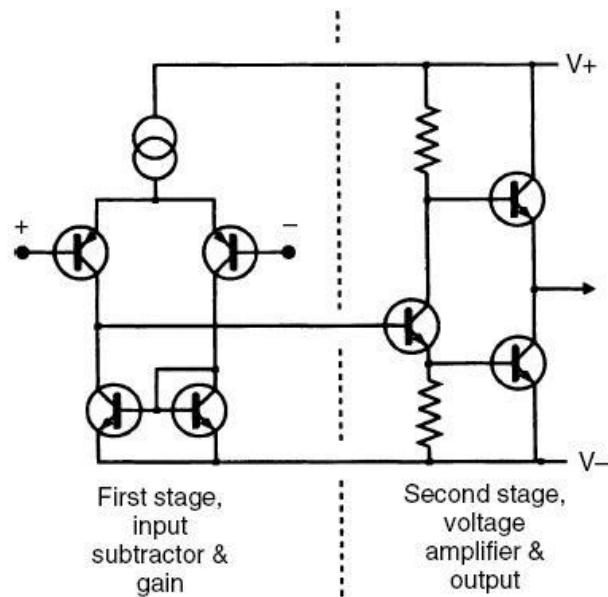


Figura 2-12 - Arquitectura de amplificação constituída por dois andares [19]

O andar de entrada é um andar de transcondutância que costuma ser implementado usando um par diferencial, em que a tensão vista aos terminais de entrada é passada ao andar seguinte por intermédio de corrente. Uma das principais vantagens da utilização do par diferencial é a de se verificar uma grande rejeição do modo comum, ou seja, apenas amplifica os sinais diferenciais que lhe são aplicados.

O andar intermédio, de transimpedância, é, normalmente, composto por um emissor comum que recebe o sinal em corrente, na base do transistor, e transmite para a entrada do último andar depois de amplificado em tensão.

É o último andar que define o tipo de classe de funcionamento do amplificador que por sua vez deve possuir as seguintes características:

- Possuir uma baixa impedância de saída, para que a tensão aplicada à impedância da carga seja maximizada.
- Possuir alta impedância de entrada.
- Ser capaz de fornecer a corrente necessária para alimentar a carga com a potência pretendida.
- Não introduzir ruído no sinal amplificado.

2.6 - Classes de amplificação

As classes de amplificação são descritivas de como a corrente se comporta nos dispositivos presentes no andar de saída, a partir do qual se pode retirar informação em termos de linearidade e de eficiência energética do circuito de amplificação. A definição de classes de

14 Classes de amplificação

amplificação surge da necessidade de diferenciar os diversos tipos de andares de saída que foram aparecendo conforme foi evoluindo o estado da arte [4].

A primeira classe a aparecer foi a classe A, se bem que apenas foi assim denominada com o aparecimento da classe B. Sucessivamente foram surgindo as outras classes com o principal objectivo de melhorar os aproveitamentos energéticos dos amplificadores sem descurar a qualidade do sinal de áudio.

A Tabela 2-1 ilustra as principais classes de amplificação e datas do seu aparecimento [4]:

Tabela 2-1 - Classes de amplificação e datas do seu aparecimento

1	Classe A	1917
2	Classe B, AB	1945
*	Classe C	Inapropriada para áudio, quando aplicada sozinha
3	Classe D	1963
*	Classe E	Não adequada para áudio
4	Classe G	1977
5	Classe H	1983

Em seguida, são descritas, sucintamente, as classes mais utilizadas actualmente em amplificação de áudio:

2.6.1 - Classe A

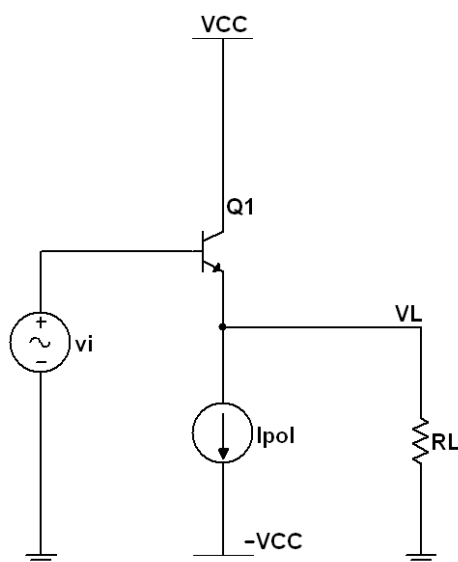


Figura 2-13 - Amplificador Classe A, configuração seguidora de emissor

Os primeiros amplificadores a serem projectados, e mesmo construídos, encontravam-se incluídos nesta classe.

Nesta classe de funcionamento está sempre presente uma corrente de polarização a percorrer o andar de saída mesmo que o sinal à entrada seja nulo. Desta forma consegue-se baixa distorção no sinal e maior linearidade quando comparada com as outras classes (B, AB, D, G, H). Para o caso das classes B, AB, D, G e H como funcionam com dispositivos comutados introduzem uma não linearidade na altura da comutação que não existe na classe A.

No entanto, o facto dessa corrente de polarização se encontrar constantemente a percorrer o andar de saída independentemente do sinal à entrada faz com que o rendimento energético seja baixo. Para esta classe apenas se conseguem obter valores de rendimento na ordem dos 20% [20]. Torna-se então necessário o uso de grandes dissipadores para prevenir a dissipação térmica, aumentando consideravelmente o tamanho e o peso dos amplificadores desta classe [4].

A Figura 2-13 apresenta um amplificador classe A realizada com um transistor bipolar na configuração seguidora de emissor.

2.6.2 - Classe B

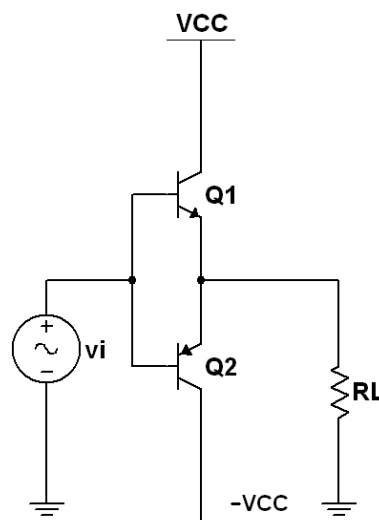


Figura 2-14 - Amplificador Classe B, configuração *push-pull*

Na classe B de amplificadores, o problema é abordado de forma diferente. Cada um dos dispositivos presentes no andar de saída apenas conduz durante metade do ciclo de onda do sinal de entrada (um conduz na arcada negativa outro na arcada positiva) funcionando em *push-pull*. A Figura 2-14 apresenta um andar seguidor de emissor com transístores bipolares, que utiliza um transistor bipolar npn e outro pnp e por isso se diz que é um andar com simetria complementar [21].

16 Classes de amplificação

Devido às tensões mínimas de polarização de cada transistor (v_{BE1} - tensão entre a base e o emissor do transistor Q1; v_{EB2} - tensão entre o emissor e a base do transistor Q2), na altura em que o sinal à entrada v_i se situa dentro da gama de valores $v_{BE1} > v_i > v_{EB2}$ os transistores encontram-se em corte, pelo que, apesar do sinal à entrada ser diferente de zero, o sinal à saída é nulo. Isto introduz uma não linearidade no sinal de saída que passa a apresentar alguma distorção comparado com o sinal de entrada (distorção de cruzamento - *Crossover Distortion*).

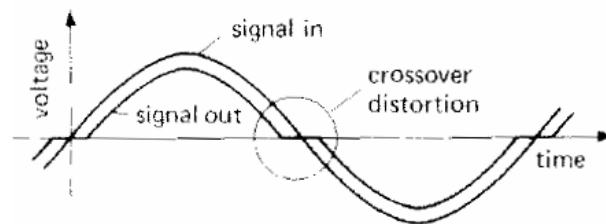


Figura 2-15 - Tensão à entrada e tensão a saída do amplificador classe B [22], na figura encontra-se indicada, dentro de uma circunferência, a distorção que ocorre quando a tensão de entrada adquire valores perto zero

A Figura 2-15 esboça a tensão à entrada, e a correspondente, tensão à saída, do amplificador classe B. A existência do patamar, na vizinhança da origem, representativo da distorção de cruzamento, é notória.

Para o caso da amplificação classe B já se consegue um rendimento energético máximo de 78.5%, que é obtido quando a tensão de saída tem amplitude máxima igual à tensão de alimentação [21]. Assim sendo, esta classe de amplificação aumenta o aproveitamento energético, mas aumenta também a distorção na onda de saída.

2.6.3 - Classe AB

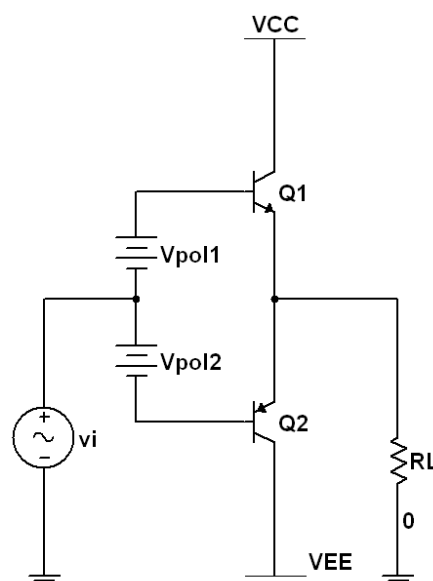


Figura 2-16 - Amplificador Classe AB, configuração *push-pull*

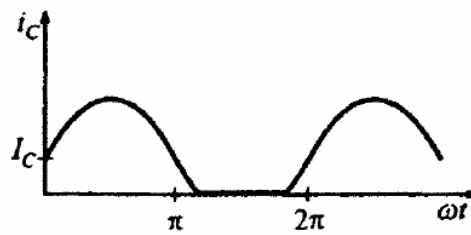


Figura 2-17 - Esboço da corrente a circular um dos dispositivos no andar de saída. Cada dispositivo conduz corrente durante mais de metade de cada ciclo de onda [21]

Como forma de resolver os problemas das perdas energéticas sem diminuir a “qualidade” do sinal amplificado, juntaram-se as melhores características de cada uma das classes A e B, respectivamente. Juntando o princípio de funcionamento da classe A, que amplifica o sinal sem lhe introduzir não linearidades, e o princípio de funcionamento da classe B, que utiliza dois dispositivos, para amplificarem cada uma das arcadas do sinal de entrada individualmente, obtêm-se a classe AB. Isto é implementado deixando que os dispositivos se encontrem ligados ao mesmo tempo por um curto período.

Assim cada interruptor conduz durante pouco mais de metade de cada ciclo de onda (ilustrado na Figura 2-17), fazendo com que o sinal amplificado continue a ser linear durante a passagem por zero no sinal de entrada. Na Figura 2-16 apresenta-se um amplificador classe AB no qual se ilustra a inclusão de tensões de polarizações, V_{pol1} e V_{pol2} que garantem as tensões mínimas de polarização dos transístores Q1 e Q2. Deste modo elimina-se a descontinuidade da tensão de saída existente na classe B.

2.6.4 - Classe C

Apesar da classe de amplificação C não ser adequada para efectuar a amplificação de áudio [4] é aqui mencionada pois pode ser usada em conjunto com outras classes de amplificação para se obter uma nova classe de amplificação.

Na Classe C de amplificação cada um dos dispositivos presentes no andar de saída conduz menos de metade do ciclo de onda do sinal de entrada, o que origina uma grande distorção de cruzamento, que se torna inaceitável em áudio. Apenas possui utilidade em áudio quando usada para complementar outras classes amplificação formando assim outra classe - a Classe G [23].

2.6.5 - Classes G e H

Estas classes de amplificação partem do princípio que o sinal de áudio se encontra a maior parte do tempo numa zona de baixa amplitude e são poucas as vezes em que apresenta a amplitude máxima, não sendo então necessário alimentar o andar de saída sempre com a

tensão máxima [24]. Pode-se assim alimentar o amplificador com o nível de tensão estritamente necessário.

Classe G - Com este princípio em mente idealiza-se um amplificador com vários patamares de alimentação, em que os que possuem valores mais elevados apenas são utilizados quando o sinal ultrapassa uma determinada amplitude. Pode ser visto como um amplificador que para sinais de baixa amplitude funciona em classe A, B ou AB e para os instantes em que o sinal tem maior excursão é complementado com um de classe C.

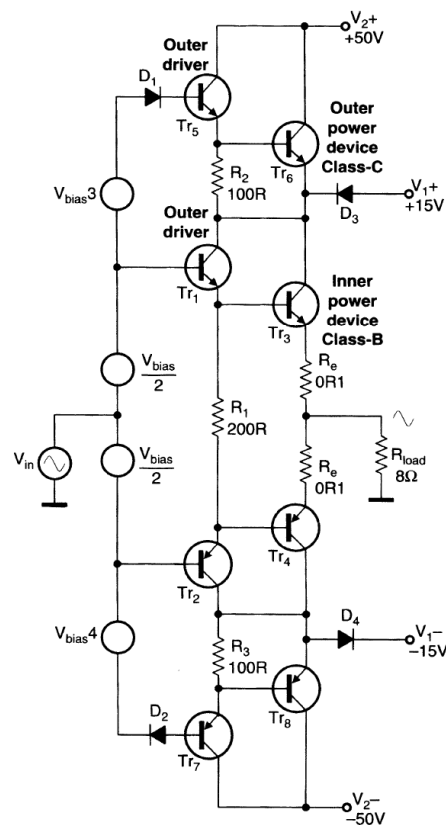


Figura 2-18 - Amplificador Classe G [24]

Na Figura 2-18 verifica-se a existência de 4 níveis de tensão que são, $\pm V_1$ e $\pm V_2$. Para as arcadas positivas do sinal de entrada tem-se que a tensão V_2 apenas é utilizada quando o sinal ultrapassa o valor de V_1 , o que leva a que o diodo D_3 fique contrapolarizado e TR_6 passa a conduzir juntamente com TR_3 . Desta forma toda a corrente fornecida ao circuito vem de V_2 . Quando o nível de tensão volta a baixar, para um valor inferior a V_1 , TR_6 entra em corte e D_3 fica directamente polarizado e toda a corrente fornecida ao circuito vem de V_1 . Para as arcadas negativas o comportamento é análogo.

Classe H - partindo do mesmo princípio usado na classe G uma outra forma de o fazer isto é utilizando fontes de alimentação comutadas que aumentam o seu nível de tensão, ou o diminuem mediante, as necessidades do sinal a amplificar. Desta forma obtém-se uma melhoria em termos de eficiência pois apenas se fornece mais potência ao circuito quando é mesmo necessária. A Figura 2-19 apresenta um amplificador classe H.

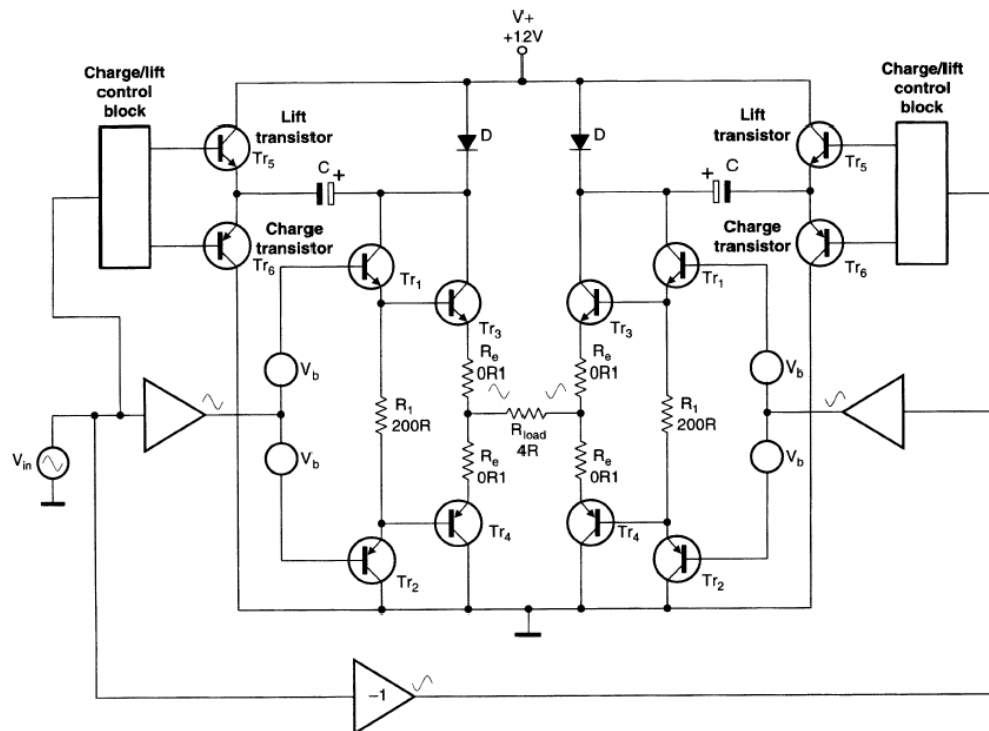


Figura 2-19 - Amplificador Classe H [24]

2.6.6 - Classe D

Com o objectivo de otimizar o aproveitamento energético apareceu uma nova classe de amplificação que se tem vindo a tornar popular nos últimos anos [25]: A classe D.

O amplificador classe D utiliza interruptores de potência totalmente controlados, que são comandados, por uma modulação de largura de impulso (PWM) resultante da comparação do sinal de entrada com uma onda moduladora triangular. Esta deverá ter uma frequência fundamental no mínimo duas vezes superior ao valor de frequência máximo do sinal de entrada (teorema de Nyquist-Shannon)[26]. A Figura 2-20 apresenta os sinais envolvidos na modulação por largura de impulsos. Mediante a comparação de amplitudes entre a onda sinusoidal e a onda moduladora triangular obtém-se uma onda quadrada, de ciclo de trabalho variável, que adquire o valor máximo quando a sinusóide apresenta uma amplitude igual ou superior à da onda triangular, e adquire um valor mínimo quando ocorre a situação inversa.

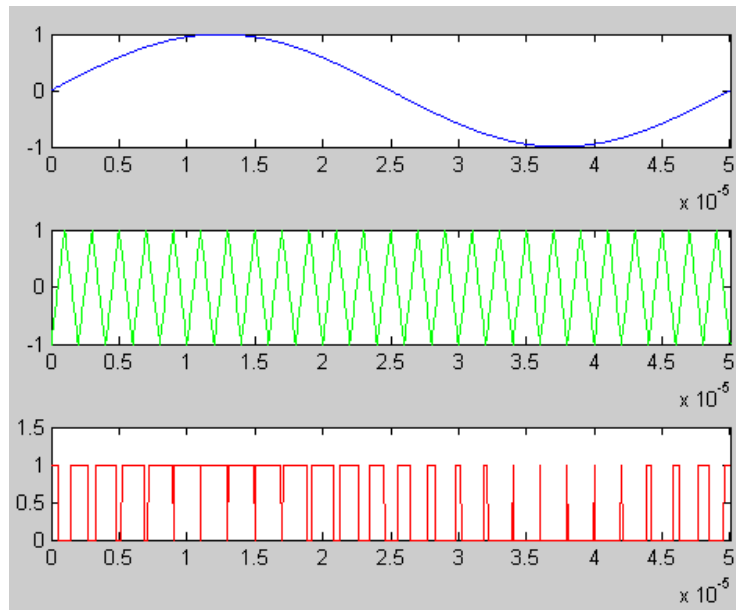


Figura 2-20 - Sinais envolvidos na modulação por largura de impulsos. Em cima - Onda sinusoidal de 20kHz, No meio - Onda triangular de 0.5MHz; Em baixo - sinal de PWM resultante da comparação das duas ondas anteriores

Desta forma o sinal à saída dos interruptores apresenta uma forma de onda quadrada, com *duty cycle* (ciclo de trabalho) variável que apresenta o valor máximo ou mínimo de tensão aplicado ao amplificador. Posteriormente essa onda quadrada passa por um filtro passa-baixo passivo que elimina todas as componentes de frequências que se encontrem acima da máxima frequência existente no sinal de entrada (20kHz) restituindo à onda de saída as características no domínio das frequências do sinal de entrada.

Em termos teóricos esta configuração seria capaz de apresentar um aproveitamento energético na ordem dos 100%. Tal não é porém conseguido devido aos tempos, não nulos, de comutação, bem como, ao facto de possuírem uma resistência de condução, R_{on} . O facto de os semicondutores usados não possuírem um tempo nulo de comutação obriga a que seja necessário inserir um tempo morto entre comutações dos diferentes dispositivos o que terá consequências a nível de distorção harmónica. Um tempo morto de 40ns pode criar 2% de distorção harmónica total (THD - *Total Harmonic Distortion*) que pode ser melhorada para 0.2% reduzindo para 15ns [28].

Em termos práticos esta classe de amplificação é capaz de apresentar um aproveitamento energético na ordem dos 90%. [25]

Devido às comutações dos dispositivos de potência serem realizadas a altas frequências (entre os 100kHz e 1MHz) no projecto dum amplificador de classe D há alguns pontos que devem ser levados em conta no dimensionamento dos mesmos e na implementação do circuito de modo a que distorção gerada seja pequena e a eficiência energética seja a mais elevada possível. Os principais aspectos a ter em conta são os seguintes:

- A necessidade de escolher os semicondutores de potência de modo a que possuam um baixo R_{on} .
- As capacidades intrínsecas aos dispositivos electrónicos devem ser reduzidas.
- A necessidade de gerar uma corrente de comando da porta (*gate*) suficientemente elevada para carregar as capacidades dos semicondutores num curto espaço de tempo para que seja rápida a sua activação/desactivação (nanossegundos).
- O facto de haver dispositivos de potência a comutarem a altas frequências, implica que hajam emissões de ruído electromagnético pelo que o filtro deve ser dimensionado para diminuir/eliminar esses efeitos.
- A placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*) e as ligações à carga devem ser cuidadosamente projectadas de modo a que a eficiência energética seja maximizada e a distorção da forma de onda seja minimizada (dimensionamento das pistas, uso de cabo blindado e distância do amplificador à carga)[25].

Actualmente existem algumas soluções comerciais de vários fabricantes, sob a forma de CI (circuito integrado) que já implementam todos os blocos envolvidos na amplificação classe D. Alguns deles propõem soluções em que se podem implementar amplificadores de classe D sem ser necessária realimentação ou mesmo o uso dum filtro à saída do circuito integrado.

2.7 - Definição de distorção como medida da linearidade do amplificador

Basicamente podem-se resumir a dois, os objectivos que se pretendem atingir quando se realiza a amplificação de sinais.

O primeiro pode ser descrito como um bom aproveitamento energético por parte do amplificador, de modo a que grande parte da energia utilizada na amplificação seja aplicada directamente na carga.

O segundo pode ser apontado como a obtenção da menor distorção possível na onda de saída e é representativo de como se comporta, em termos lineares, o amplificador. Quanto menor a distorção à saída do amplificador melhor será a qualidade da amplificação do sinal.

Ao dizer-se que se pretende que a amplificação do sinal de áudio se mantenha o mais fiel possível ao sinal original, com a menor distorção possível, tem de se ter um modo de quantificar a distorção o que passa por, de alguma forma, definir esse conceito.

Entende-se por distorção como sendo qualquer alteração introduzida no sinal que não seja apenas e só na amplitude da onda. [29]

Uma maneira de a quantificar consiste em verificar as componentes do sinal à saída do amplificador, no domínio das frequências. Se a amplificação adiciona frequências diferentes das que inicialmente compunham o sinal original a razão entre estas e as originais indicarão, de algum modo, a distorção.

2.7.1 - THD - Distorção Harmónica Total

Uma das formas de medir a distorção introduzida no sinal amplificado é calculando a distorção harmónica total da amplificação. A distorção harmónica total produzida por um amplificador é definida matematicamente no standard do IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) [30] como sendo a razão entre a raiz quadrada da soma dos valores eficazes ao quadrado de cada harmónico individual, pelo valor eficaz da frequência fundamental sendo esse valor apresentado em percentagem.

$$THD = \frac{\sqrt{V_{ef2}^2 + V_{ef3}^2 + \dots + V_{efn-1}^2 + V_{efn}^2}}{V_{ef}} \times 100\% \quad (2.1)$$

A equação (2.1) representa o cálculo da Distorção Harmónica Total no sinal para os primeiros n harmónicos.

2.7.2 - IMD - Distorção de Intermodulação

Outra forma de medir a distorção é verificando o que acontece quando se injectam dois ou mais sinais com frequências fundamentais diferentes.

Devido às não linearidades do amplificador, os diversos sinais interagem e dão origem a um outro sinal, diferente, criado pela sua soma ou diferença, com componentes espectrais que inicialmente não se encontravam na entrada.

Os testes para este tipo de distorção normalmente usam um sinal de baixa frequência e grande amplitude com um sinal de alta frequência e baixa amplitude, verificando depois o quanto a amplitude do sinal de alta frequência é modulado pelo da baixa frequência. [4]

O primeiro teste padrão foi aplicado pela SMPTE (*Society of Motion Picture and Television Engineers*) em 1939, o qual se realizava aplicando um sinal de 60Hz e um de 7KHz com a proporção de 4:1 respectivamente para a amplitude dos sinais [4].

2.8 - Conclusão

A amplificação de sinais de áudio tem acompanhado a evolução do estado da arte da electrónica. O aparecimento de novos semicondutores, com maiores velocidades de comutação possibilitaram o aparecimento de novas classes de amplificação como é o caso da classe D, que em termos práticos consegue obter aproveitamentos energéticos na ordem dos 90%.

Por outro lado, a amplificação do áudio tem ainda possibilitado um enriquecimento cultural da sociedade por permitir, no caso particular da música, que um maior número de pessoas tenha acesso à mesma.

Capítulo 3

Escolha dos componentes do amplificador Classe D

3.1 - Resumo

Neste capítulo apresentam-se os elementos constituintes do amplificador classe D e quais os parâmetros que devem ser levados em conta quando se efectua a sua escolha, tendo em vista uma dada aplicação. Termina com a escolha dos componentes que se julgam adequados à aplicação pretendida.

3.2 - Elementos constituintes do amplificador classe D

3.2.1 - Topologia

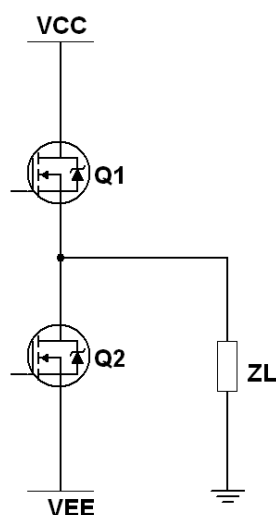


Figura 3-1 - Meia Ponte alimentada de forma Bipolar, composta pelos MOSFETS Q1 e Q2. Note-se a impedância da carga, ZL, conectada do seu ponto intermédio à referência zero das fontes

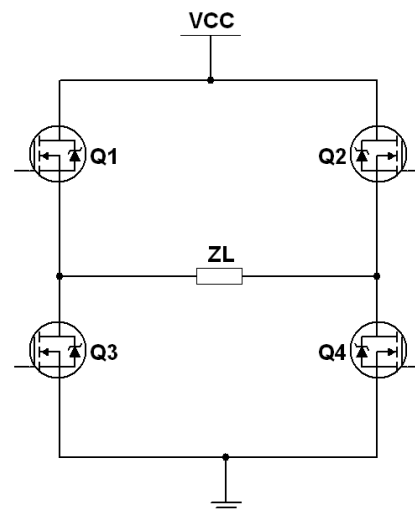


Figura 3-2 - Ponte completa alimentada de forma Unipolar composta por dois braços. Cada braço é composto por um par de MOSFETS. ZL é a impedância que se encontra ligada entre os pontos intermédios de cada braço

Um dos primeiros passos a dar, no início do desenvolvimento do projecto de um amplificador classe D, é a escolha da topologia a ser usada. De facto essa decisão irá influenciar a posterior escolha dos restantes componentes constituintes do amplificador.

Basicamente existem dois tipos de topologias a serem aplicadas em amplificadores classe D,[28]:

- A topologia Meia ponte
- A topologia Ponte completa

A topologia de meia ponte, apresentada na Figura 3-1, é mais simples do que a topologia de ponte completa, ilustrada na Figura 3-2. É composta por apenas dois interruptores e pode ser alimentada quer de forma unipolar quer bipolar. No caso de se efectuar a alimentação de forma unipolar verifica-se aparecimento de uma tensão DC (*Direct Current*) constante a ser aplicada à carga, o que corresponde a um dispêndio de energia desnecessário [25].

A topologia de ponte completa, por sua vez, é composta por 4 interruptores dispostos dois a dois em cada braço, podendo também ser alimentada de forma bipolar ou unipolar.

O número de interruptores a usar na topologia escolhida tem implicações no número de dissipadores assim como no número de *drivers* necessários ao circuito. Neste sentido o uso da meia ponte tem a vantagem de necessitar de menos componentes quando comparada com a ponte completa. Por outro lado se não for bem projectada pode acontecer o fenómeno de *bus pumping*, que acontece quando uma carga indutiva devolve a sua energia armazenada à fonte de alimentação coisa que não acontece no caso da ponte completa [26].

A ponte completa para além de não sofrer do fenómeno *bus pumping* possui ainda a vantagem de conseguir obter aos seus terminais de saída o dobro da tensão fornecida pela fonte de alimentação. O dobro da tensão significa que se consegue fornecer quatro vezes, mais potência utilizando a mesma alimentação, quando comparada com a outra topologia, já que a potência aumenta com o quadrado da tensão ($P = \frac{V_{ef}^2}{Z_L}$; em que P é a potência fornecida à carga, Z_L é a impedância da carga e V_{ef} o valor eficaz da tensão de alimentação).

3.2.2 - Interruptores

Na escolha dos interruptores a utilizar tem de se ter em conta como requisitos principais a tensão mínima que têm de suportar aos seus terminais, a resistência que apresentam quando em condução, R_{on} , a quantidade de corrente máxima associada e aos tempos de comutação para a frequência pretendida [31].

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 de ser constantemente injectada 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 colector, 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 retirar corrente pela mesma para que o BJT possa entrar em corte de forma rápida[32][34].

Por sua vez o transistor de efeito de campo (MOSFET) comporta-se como um interruptor que é controlado por tensão. Assim, o circuito de *drive* deve ser capaz de fornecer uma tensão entre os terminais da porta e da fonte (V_{GS}) de valor superior à tensão de patamar (V_{TH}) e, ao mesmo tempo, deve ser capaz de fornecer/retirar corrente até se carregarem/descarregarem as capacidades do dispositivo para que o MOSFET possa entrar em condução/corte. É um dispositivo em que não existe armazenamento e recombinação de portadores minoritários, como acontece no BJT, o que se traduz numa velocidade de comutação superior [34].

Sendo o MOSFET um dispositivo com uma alta impedância de entrada, controlado por tensão, que é capaz de comutar a frequências elevadas (ordem dos MHz), acrescido do facto de exigir uma menor complexidade, e custo de implementação do circuito de *drive* quando comparado com o BJT, chega-se à conclusão que a escolha deve recair sobre os Transístores de Efeito de Campo, MOSFETS.

MOSFETs

A escolha adequada dos MOSFETs de potência adequados encontra-se directamente relacionada com o desempenho do amplificador em termos de eficiência energética, interferências electromagnéticas e THD. Assim, a escolha dos MOSFETs deve ser baseada nas especificações técnicas do amplificador em que vão estar inseridos, como: potência de saída, impedância da carga, topologia do amplificador e factor de modulação. [31]

Existe um conjunto de parâmetros eléctricos constituintes dos MOSFETs, que devem ser tomados em conta quando se efectua a sua escolha de modo a poderem ser utilizados num amplificador classe D.

BV_{DSS} (*Drain Source Breakdown Voltage*) - é a tensão máxima que é possível aplicar entre o dreno e a fonte, com a porta curtocircuitada à fonte, sem que o dispositivo entre em rotura por avalanche [32].

$R_{DS(on)}$ (*Static Drain-to-Source On-Resistance*) - é a resistência de condução, vista entre o dreno e a fonte do MOSFET que se encontra relacionada com a BV_{DSS} [31] pela equação (3.1),

$$R_{DS(on)} = k \times BV_{DSS} \quad (3.1)$$

Na equação (3.1), k é uma constante que depende da geometria do dispositivo [35]. Torna-se então necessário escolher o menor valor possível para a tensão de ruptura de modo a que as perdas de condução não sejam elevadas.

$$P_{condução} = I_{D_{ef}}^2 \times R_{DS(on)} \quad (3.2)$$

Com a equação (3.2) calculam-se as perdas por condução, em que $I_{D_{ef}}$ é o valor eficaz da corrente de dreno e $R_{DS(on)}$ é a resistência de condução. Pela equação (3.2) torna-se óbvio que quanto menor for $R_{DS(on)}$ também menor será o valor das perdas por condução e como consequência maior será a eficiência energética.

Q_g (*Gate Charge*) - é a carga que é necessária fornecer à porta do MOSFET de modo a que se consigam carregar as suas capacidades internas.

Este parâmetro encontra-se directamente ligado à velocidade de comutação do MOSFET. Menor Q_g significa maior velocidade de comutação, porque é necessária menos corrente para carregar as capacidades internas do MOSFET. Isto resulta em menores perdas na porta, calculadas pela equação (3.3), obtendo-se desta forma melhores resultados em termos de eficiência energética.

$$P_{Gate} = Q_g \times V_{GS} \times f_{sw} \quad (3.3)$$

Na equação (3.3) V_{GS} é a tensão aplicada entre a porta e a fonte e f_{sw} é a frequência de comutação.

Q_{rr} (*Base Diode Reverse Recovery Charge*) - é a carga acumulada no díodo interno do MOSFET enquanto este se encontra directamente polarizado e que é necessário descarregar antes de poder entrar em corte. O Q_{rr} afecta a eficiência do amplificador e o seu comportamento em termos de interferências electromagnéticas (EMI). Pois a descarga de Q_{rr} em cada período de comutação do MOSFET corresponde a um acréscimo de corrente que se apresenta sob a forma de picos associados a I_{rr} [31].

É desejável que o MOSFET escolhido possua um BV_{DSS} que seja, no mínimo, superior ao valor máximo de tensão que irá ser aplicada entre os terminais do dreno e da fonte (V_{DS}), mas também é preciso levar em conta que, para valores elevados de BV_{DSS} aumenta também a resistência de condução, $R_{DS(on)}$, o que leva a maiores perdas por condução. Q_g deve ser pequena, para permitir uma frequência de comutação elevada, e menores perdas de comutação, e Q_{rr} deve ser pequena para se diminuir as interferências electromagnéticas resultantes das altas frequências de funcionamento [31].

Após a escolha do MOSFET, em tensão e corrente, calcula-se a corrente mínima que é necessário fornecer à porta de modo a que se consiga carregar as capacidades internas no menor tempo possível fazendo com que o dispositivo comute à velocidade máxima.

3.2.3 - Circuito de *drive* dos MOSFETs

Com o conhecimento da corrente de porta e do tempo de mínimo de comutação do dispositivo, escolhe-se o driver de MOSFET mais adequado para o efeito.

Este deve fornecer a corrente necessária para carregar as capacidades internas do MOSFET, no tempo máximo pretendido, e deve ainda ser capaz de dissipar a energia associada sem comprometer a sua integridade física.

O acto de carregar e descarregar as capacidades da gate do MOSFET exige praticamente a mesma quantidade de energia, pelo que a capacidade de fornecer corrente pelo driver, alimentado com uma tensão constante, não afecta o valor de potência dissipada no driver, pois o valor da carga capacitiva da porta do MOSFET mantém-se inalterada [37]. No entanto, é importante que o driver escolhido tenha velocidade suficiente para fornecer essa corrente dentro do intervalo de tempo estipulado.

É de referir que uma das dificuldades para a implementação do circuito de *drive* deriva do facto de que em cada braço de MOSFETs, presente quer na topologia de meia ponte quer na ponte completa, existir sempre um MOSFET que possui a tensão V_{GS} referenciada a um ponto de tensão variável. No entanto já existem no mercado circuitos integrados que efectuem o comando para as portas de cada MOSFET presentes em cada braço, em que o comando da porta do MOSFET superior é efectuado utilizando uma alimentação com um circuito de *bootstrapping*. [26]

3.2.4 - Modulação do sinal de áudio

Todas as técnicas de modulação de sinal aplicadas em amplificadores classe D condensam a informação de áudio numa sequência de impulsos em que normalmente a largura dos mesmos está directamente relacionada com a amplitude do sinal de áudio [25].

O espectro do sinal dos impulsos, no domínio das frequências, apresenta componentes referentes ao sinal de entrada mais um conteúdo de altas frequências referentes à portadora.

A técnica de modulação mais comum é modulação por largura de impulsos PWM - (*Pulse Width Modulation*). Em termos práticos a modulação por PWM compara o sinal de áudio com uma onda triangular, ou em dente de serra, 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.

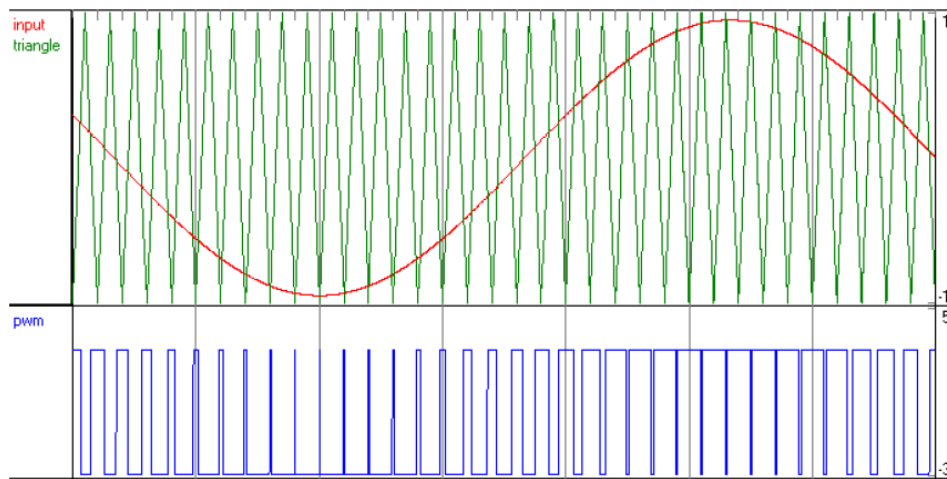


Figura 3-3 - Sinais envolvidos na modelação por largura de impulsos [26]

A Figura 3-3 apresenta o exposto, em que se pode visualizar que durante o tempo em que amplitude da onda sinusoidal é superior à da triangular ocorre um impulso. Se a onda triangular for superior em amplitude tal não acontece.

Outra técnica de modulação usada é a modulação por densidade de impulsos - PDM (*Pulse Density Modulation*), em que o número de impulsos num dado período de tempo é proporcional ao valor médio do sinal de áudio. O sinal fica assim codificado em densidade de impulsos. Significa que o maior número de impulsos num dado intervalo de tempo representam um valor elevado de amplitude do sinal de áudio e um menor número de impulsos representa um valor mais pequeno de amplitude [25].

Um dos elementos envolvidos na modulação por PWM, é a onda triangular, ou dente de serra, que deve ter uma frequência igual à que se deseja efectuar a modulação do sinal. Deve possuir também uma amplitude adequada à realização da comparação com o sinal de áudio. Se, por algum acaso, não for conseguida a amplitude necessária, posteriormente pode-se condicionar o sinal de modo a corrigir esse facto.

O circuito de geração de onda triangular, representado na Figura 3-4, envolve a utilização de um amplificador operacional a operar como um integrador e um comparador com histerese. Usando realimentação positiva, com o comparador na configuração não inversora, conseguimos obter níveis de disparo para a subida e para a descida bem distintos. A saída fica com o valor de saturação positiva quando se ultrapassa o valor de disparo superior e apenas adquire o valor de saturação negativa quando ultrapassa o valor de disparo inferior.

Desta forma, à saída do comparador temos uma onda quadrada que, ao sofrer uma integração no amplificador operacional origina uma onda triangular, que, por sua vez será o sinal de entrada do comparador.

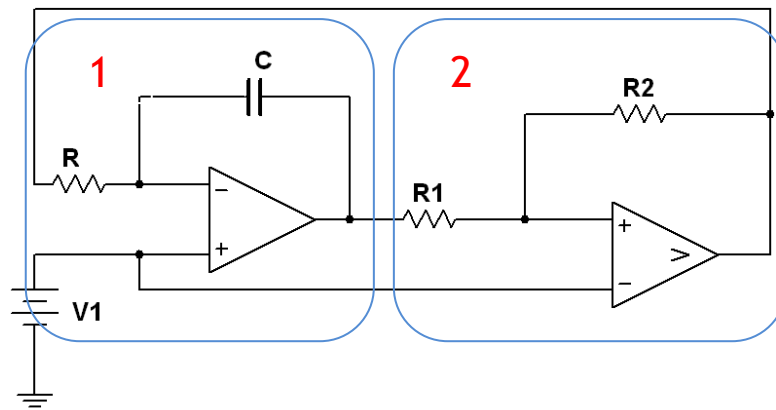


Figura 3-4 - Gerador de onda triangular composto por um integrador inversor (bloco 1) e um comparador com histerese (bloco 2). O sinal de onda triangular é retirado à saída do amplificador operacional (bloco1).

Para o circuito representado na Figura 3-4 tem-se que a frequência de oscilação f é dada pela equação (3.4) [38]:

$$f = \frac{R2}{4 \times R \times C \times R1} \quad (3.4)$$

A razão entre $R2$ e $R1$ afecta a frequência e a amplitude da onda triangular. Desta forma a excursão do sinal pode ser controlada usando a equação (3.5):

$$\Delta V = \frac{R1}{R2} \times Vp; \quad (R2 > R1) \quad (3.5)$$

Na equação (3.5) ΔV representa a excursão do sinal da onda triangular, Vp é o valor pico da onda quadrada e $R1$ e $R2$ são as resistências representadas na Figura 3-4. [38]

3.2.5 - Filtro passa baixo

O filtro passa baixo é a parte constituinte do amplificador que realiza a desmodulação do sinal à saída da parte de potência. Deve deixar passar as frequências que correspondem ao sinal de áudio e atenuar o conteúdo às altas frequências provenientes da modulação da portadora [40].

A principal função do filtro é agir como uma indutância à frequência de comutação. Desta forma impede que a corrente oscile com a tensão que varia à frequência da portadora, limitando a corrente que é fornecida pela fonte de alimentação ao amplificador e tornando-se também um meio de diminuição das interferências electromagnéticas [41].

Normalmente é usado um filtro Butterworth passa baixo de segunda ordem, pois apresenta uma resposta plana na banda passante e uma atenuação de 40dB/década na banda de transição.

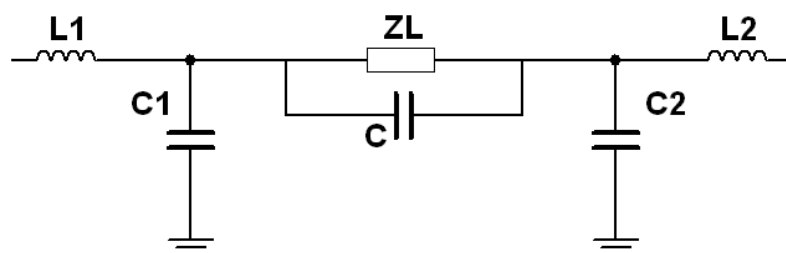


Figura 3-5 - Filtro Butterworth de 2º ordem

Há ainda a hipótese de o amplificador classe D poder ser implementado sem se recorrer ao uso de filtros, desde que o altifalante a utilizar seja indutivo na zona de frequência de comutação [41]. Assim, o próprio altifalante efectua a filtragem do sinal apenas deixando passar a sinal de áudio. O facto da onda a aplicar aos terminais do altifalante ser uma onda quadrada, com um ciclo de trabalho variável, poderia ser um perigo para o mesmo em termos estruturais, mas isso não se verifica visto que o movimento do cone do altifalante é proporcional a $1/f^2$ [41] para as frequências mais elevadas que as do espectro do áudio. Pode-se considerar, desta forma, que o movimento do altifalante para a frequência elevada da portadora é praticamente insignificante.

Por outro lado como o próprio ouvido humano se comporta como um filtro passa-banda, apenas conseguindo captar sinais que se situem na gama de frequências que vão de 20Hz até 20KHz, tal contribui para a possibilidade de o amplificador não necessitar de filtro. No entanto, a não utilização de um filtro para efectuar a rejeição das frequências indesejadas do sinal acarreta alguns problemas.

1 - Verifica-se um aumento da corrente que é exigida à fonte de alimentação e que consequentemente atravessa o altifalante, que deve ser suportada pelo mesmo. Como consequência há um aumento da energia dissipada, resultante da componente resistiva da impedância do altifalante [41].

2 - Deixam-se de eliminar as componentes de alta frequência que geram as interferências electromagnéticas que são transmitidas pelos cabos que vão desde o amplificador até ao altifalante. Torna-se então necessário o uso de blindagem nos cabos e que a distância, que vai desde o amplificador até altifalante seja reduzida, de modo a diminuir a radiação dessas interferências [41].

3.2.6 - Altifalantes

Os altifalantes são os elementos que realizam a transdução da energia eléctrica, fornecida pelo andar de saída do amplificador, em energia acústica [4]. São então transdutores electroacústicos. São caracterizados pela sua impedância e pela sua resposta em frequência. Possuem ainda a particularidade de a sua impedância variar mediante as frequências do sinal que é aplicado aos seus terminais. A título de exemplo, um altifalante de

graves de 15 polegadas, pode aos “olhos” do amplificador apresentar-se como uma carga de 5.5Ω a 450Hz e mudar para o valor 40Ω ao atingir sua frequência de ressonância, que se situa entre os valores de 30Hz e 40Hz . O exposto está ilustrado na Figura 3-6.

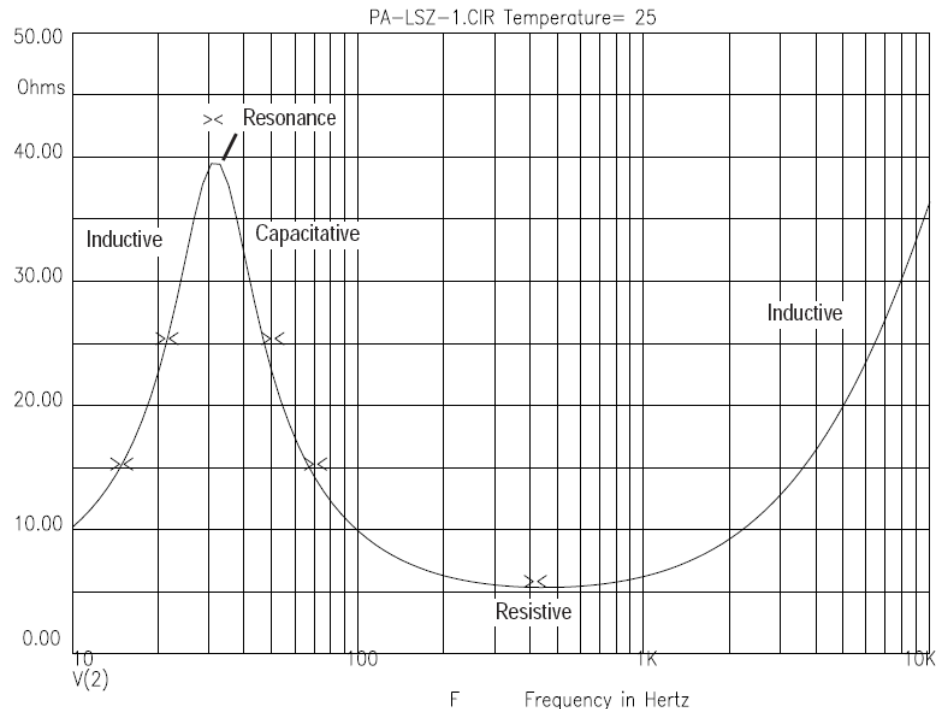


Figura 3-6 Impedância em função da frequência de um altifalante de graves de 15 polegadas [4]

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

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

3.3 - Escolha dos componentes

3.3.1 - Topologia

A topologia escolhida foi a topologia de ponte completa de forma a poder alimentar-se a mesma de forma unipolar e evitar o fenómeno de *bus pumping* que pode acontecer na implementação da topologia de meia ponte.

De seguida apresenta-se o cálculo da tensão de alimentação, que tem de ser aplicada à ponte completa, para se obterem os 30W de potência, numa carga com impedância nominal de 8Ω usando um índice de modulação de 90%:

$$P = \frac{V_{ef}^2}{Z} \quad (3.6)$$

$$P \times Z = V_{ef}^2 \quad (3.7)$$

$$P \times Z = \left(\frac{V}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (3.8)$$

$$\sqrt{2 \times P \times Z} = V \quad (3.9)$$

$$V = V_{fonte} \times ma \quad (3.10)$$

$$\frac{\sqrt{2 \times P \times Z}}{ma} = V_{fonte} \quad (3.11)$$

De (3.6) até (3.11), P é a potência fornecida à carga, V_{ef} é a tensão eficaz aplicada a carga, Z é a impedância do altifalante, V_{fonte} é a tensão da alimentação e ma é o índice de modulação.

$$\frac{\sqrt{2 \times 30 \times 8}}{0.9} = 24,34 \text{ V} \quad (3.12)$$

Logo a tensão de alimentação deve ser de 24 V.

Cálculo da corrente máxima:

$$P = Z \times I_{ef}^2 \quad (3.13)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{P}{Z}} \quad (3.14)$$

$$I_p = \sqrt{2} \times I_{ef} \quad (3.15)$$

$$\sqrt{\frac{30 \times 2}{8}} = 2,73 \text{ A} \quad (3.16)$$

Na equação (3.13) até (3.15), I_{ef} é o valor eficaz da corrente e I_p é o valor de pico da amplitude da corrente que circula na ponte. A corrente máxima que pode percorrer os interruptores é aproximadamente 3 A.

3.3.2 - Escolha dos MOSFET

Os MOSFETs têm de ser capazes de suportar pelo menos o dobro da tensão aplicada á ponte (factor de segurança) e a condução de pelo menos 3 A. Deve se ter em conta as dimensões dos parâmetros descritos em 3.2.2.

Após várias pesquisas, foram encontrados os seguintes dispositivos que satisfazem os requisitos mínimos de corrente e de tensão pretendidos.

Tabela 3-1 - MOSFETs pesquisados e seus parâmetros eléctricos principais

Fabricantes	MOSFET	BV_{DSS}	I_D	Q_g	R_{DSon}	Q_{rr}
IRF	IRFI4024h-117p	55V	6.9A	8.9nC	48m Ω	17nC
IRF	IRFI4019H-117P	150V	6.2A	13nC	80m Ω	210nC
NPX	PHP3055E	60V	7.3A	5.8nC	150m Ω	50nC
IRF	IRF7478QPbF	60V	5.6A	21nC	26m Ω	150nC
IXYS	DE150-101N09A	100V	9A	22nC	160m Ω	não
FAIRCHILD	FDS9945	60V	3.5A	13nC	170m Ω	não
NPX	PHD20N06T	55V	13A	11nC	154m Ω	120nC

Tabela 3-2 - MOSFETs pesquisados e seus parâmetros eléctricos principais (continuação)

MOSFET	C_{iss}	t_{on}	t_{off}	Nº de MOSFETs	Montagem
IRFI4024h-117p	320pF	7.9ns	16.4ns	2 - Meia ponte	Through-Hole
IRFI4019H-117P	810pF	13.6ns	16.1ns	2 - Meia ponte	Through-Hole
PHP3055E	250pF	29ns	18ns	1	Through-Hole
IRF7478QPbF	1740pF	10.3ns	57ns	1	SMD
DE150-101N09A	800pF	8ns	8ns	1	SMD
FDS9945	420pF	11.3ns	20ns	2- Separados	SMD
PHD20N06T	422pF	60ns	110ns	1	SMD

Na escolha dos MOSFETs a usar na ponte completa, para além de levar em conta os parâmetros já mencionados em 3.2.2, foram também considerados os tempos de comutação (t_{on} , t_{off}) assim como a capacidade de entrada (C_{iss}) de cada dispositivo, apesar de estes se encontrarem directamente relacionados com a carga da porta (Q_g). Foi também tido em conta o do tipo de montagem e a quantidade de MOSFETs que cada dispositivo já incorpora.

Comparando as características e pesados os benefícios do uso de um dispositivo que já possua dois MOSFETs, no seu interior, dispostos em topologia de meia ponte, escolheu-se o MOSFET IRFI4024h-117p da International Rectifier (IRF). Assim apenas são necessários dois CI para implementar a topologia pretendida.

3.3.3 - Circuito de drive dos MOSFETs

O facto de se ter escolhido uma topologia em ponte completa faz com que sejam necessários quatro sinais de comando de porta para se controlar os MOSFETs que a compõem. No entanto, como já foi referido em 3.2.3, existem no mercado circuitos integrados que realizam os comandos de porta necessários para fazer o drive de cada MOSFET existente em cada braço da ponte.

Tornou-se então necessário calcular a quantidade de corrente que é preciso fornecer à porta dos MOSFET de modo a que possam comutar à velocidade máxima indicada na folha de características.

O cálculo da corrente de pico mínima é o seguinte:

$$I_g = C_{iss} \times \frac{V_{GS}}{t_r} \quad (3.17)$$

Na equação (3.17) a corrente I_g é a corrente que entra na porta para carregar as capacidades internas do mosfet, C_{iss} e a capacidade de entrada do MOSFET e t_r período que ocorre após a tensão da porta ter chegado ao valor de patamar e que corresponde ao tempo necessário para carregar a carga entre a porta e o dreno (Q_{GD}).

Olhando para a folha de característica do MOSFET escolhido, retirou-se que $C_{iss} = 320pF$ e $t_r = 2ns$. Sabendo que a tensão de patamar do MOSFET V_{TH} é igual a 4 V, que a corrente de dreno máxima é igual 3A e que g_{fs} (transcondutância) é igual a 6.5 S obtém-se uma tensão V_{GS} mínima para esta aplicação de 4.46V. Assim estipulou-se uma tensão de porta $V_{GS} = 10V$.

Usando a equação (3.17) calculou-se o valor da corrente que deve ser aplicada na porta do MOSFET:

$$320p \times \frac{10}{2n} = 1.6A \quad (3.18)$$

Após alguma pesquisa decidimos utilizar um drive de MOSFETs que apresentava as características pretendidas.

O MAX5063 da Dallas Maxim, é capaz de realizar o drive de meia ponte de MOSFETs, tem a capacidade de fornecer e absorver uma corrente de pico de 2A, pode ser alimentado com níveis de tensão entre 8 e 12.6 V, é capaz de suportar tensões até 125V, possui entradas com histerese e já implementa o circuito de *bootstrapping*.

3.3.4 - Modulação do sinal de áudio

Para a implementação da modelação por PWM optou-se pela frequência de modulação de 0.5MHz que é 25 vezes superior à frequência máxima do sinal de áudio o que permitirá aliviar o projecto do filtro de saída.

Tendo em conta que uma das razões pela qual se escolheu a topologia de ponte completa foi o facto de esta poder ser alimentada de forma unipolar, decidiu-se alimentar o circuito de condicionamento do sinal de áudio também unipolarmente. Assim, para a implementação do circuito gerador de onda triangular foi necessário encontrar componentes que pudessem funcionar da forma pretendida sendo alimentados com uma única tensão.

O comparador a utilizar deveria ser suficientemente rápido para conseguir gerar uma onda quadrada à frequência desejada, 0.5MHz e, ao mesmo tempo, teve de se encontrar um amplificador operacional que tivesse largura de banda suficiente para realizar a integração da onda quadrada gerando assim uma onda triangular.

O comparador escolhido foi o comparador da Linear Technology LT1715 que possui:

- frequência máxima de comutação de 150MHz;
- 4mV de histerese interna;
- funcionamento em modo comum que vai desde os $-100mV$ até $3,8V$ se alimentado com 5V
- taxa de variação (*Slew Rate*) de $2V/ns$;
- possui tempos de subida (t_r) e descida (t_f) de $2ns$;
- possui dois comparadores;

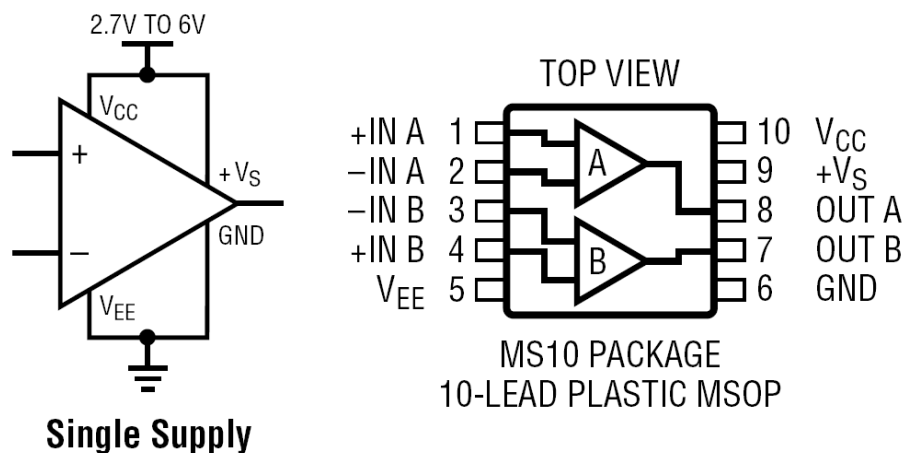


Figura 3-7 - LT1715 - esquema de alimentação unipolar e esquema de encapsulamento com disposição dos pinos [42]

O amplificador operacional escolhido foi o AD8041 da Analog Devices que possui as seguintes características:

- largura de banda de 160MHz;
- alimentação de 3V, 5V ou $\pm 5V$;
- taxa de variação (*Slew Rate*) de $160V/\mu s$;

36 Escolha dos componentes

Optou-se para o gerador de forma de onda triangular uma excursão de 1V de pico a pico com a frequência de 0.5MHz e, caso fosse necessário, far-se-ia uma amplificação posterior para poder ser utilizada na parte da comparação com o sinal de áudio.

Usando a equação (3.5) estipulou-se a excursão de 1V pico a pico com $R1 = 10k\Omega$, $R2 = 50k\Omega$ e $Vp = 5$.

$$\frac{10K\Omega}{50K\Omega} \times 5 = \Delta V = 1V \quad (3.19)$$

Usando os valores de $R1$ e $R2$ em (3.4) e arbitrando um valor para a resistência $R = 5k\Omega$ calculou-se o valor da capacidade C que era necessário para que frequência da onda triangular fosse 0.5MHz.

$$\frac{50k}{500k \times 4 \times 5k \times 10k} = C = 500pF \quad (3.20)$$

Para a geração do PWM optou-se também pelo uso de outro comparador LT1715 para gerar o sinal PWM negado e não negado utilizado na comutação complementar dos MOSFETs de cada braço integrante da ponte.

3.3.5 - Filtro LC passa baixo de segunda ordem

O filtro usado foi um filtro de modo comum LC passa baixo passivo de segunda ordem com uma resposta plana na banda passante e uma atenuação de 40dB/década na banda de transição.

Para se calcularem os valores das indutâncias e capacidades constituintes do filtro com uma frequência de corte (f_c) de 30kHz utilizou-se [43]:

$$L = \frac{Z}{4\pi f_c} \quad (3.21)$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 \times L} \quad (3.22)$$

Desta forma primeiro se calcula o valor da indutância L , que é o mesmo para as duas bobinas do filtro e, de seguida, utiliza-se esse valor para se encontrar o valor de C que também é comum aos dois condensadores do filtro. O valor da impedância da carga considerado foi o equivalente à impedância nominal do altifalante. Ou seja 8 Ω .

$$L = \frac{8}{4\pi \times 30k} \quad (3.23)$$

$$L = L1 = L2 = 21,2\mu H \quad (3.24)$$

$$C = \frac{1}{(2\pi \times 30k)^2 \times 21,2\mu} \quad (3.25)$$

$$C = C1 = C2 = 1,33\mu F \quad (3.26)$$

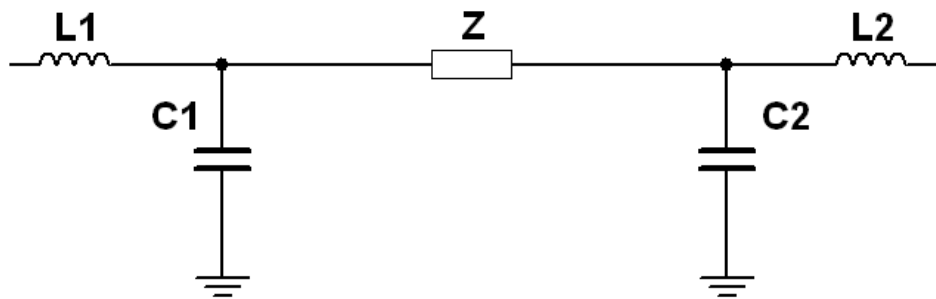


Figura 3-8 - Imagem do filtro de modo comum passa baixo passivo de segunda ordem

A Figura 3-8 apresenta o filtro de modo comum passa baixo LC de segunda ordem, no qual L1, L2, C1 e C2 são os seus elementos constituintes. Z representa a impedância nominal do altifalante.

Escolha das bobinas e dos condensadores

As bobinas escolhidas foram do tipo toroidal para se tentarem minorar os efeitos electromagnéticos, criados pela passagem de corrente à frequência de comutação. O valor para a resistência da bobina foi tido como um parâmetro relevante para se efectuar a escolha pois um valor elevado teria implicações no aumento das perdas por efeito de joule.

Procurou-se também que o valor de corrente suportado pela bobina fosse bastante superior ao valor máximo que a iria percorrer de modo a evitar a saturação magnética [44]. Na Figura 3-9 exhibe-se a bobina escolhida para a realização do filtro passa baixo.

Características da Bobina

- $L = 22\mu H \pm 15\% @1KHz$
- $R_{DC} = 7m\Omega$

38 Escolha dos componentes

- $I_{DC} = 16,6A$



Figura 3-9 - Bobina toroidal escolhida para o filtro

Escolheram condensadores de poliéster com capacidade normalizada de $1.5\mu F$ com 100V para a tensão máxima de funcionamento. O condensador escolhido encontra-se ilustrado na Figura 3-10.



Figura 3-10 - Condensador de poliéster

3.3.6 - Altifalantes

Tendo em vista que o amplificador classe D projectado seria capaz de funcionar desde 20 a 20kHz, com uma potência máxima de 30W, escolheu-se o altifalante apresentado na Figura 3-11, que possuía as seguintes características.

VISATON FR 10 HM 8 OHM, fullrange:

- 30W de potência máxima;
- Impedância nominal de 8Ω ;
- Resposta em frequência desde 95 até 22000Hz;
- Frequência de ressonância nos 120Hz
- Resistência DC de $7,2\Omega$
- Indutância do altifalante = $0,2mH @ 1KHz$



Figura 3-11 - Altifalante VISATON *FR 10 HM 8 OHM fullrange*

3.3.7 - Amplificador operacional

Escolheu-se o OPA2350 para se implementar o condicionamento dos sinais antes da comparação com a onda triangular.

O opa2350 possui as seguintes características:

- Entradas e saídas *Rail-to-Rail*
- Largura de banda de 38Mhz
- Alimentação unipolar até 7V
- Corrente de saída de 10mA

3.3.8 - Transdutor de corrente

Para se implementar a medida do sinal de corrente no altifalante foi necessário escolher um transdutor que tivesse uma gama de medida adequada à corrente que iria circular nos altifalantes.

Escolheu-se o LEM LT 25-NP que possui as seguintes características:

- Alimentação bipolar de $\pm 15V$
- Corrente nominal de 25A
- Saída em corrente
- Possibilidade de configuração para 5A de corrente nominal
- Frequência máxima de medição de 150kHz

3.4 - Conclusão

A correcta escolha dos componentes usados no amplificador Classe D é um requisito obrigatório quando se pretende um bom resultado final em termos de áudio. Assim neste capítulo, tendo em conta a potência do amplificador, o índice de modulação máximo e gama de frequências de funcionamento, escolheram-se os componentes que se julgaram ser os mais adequados à realização do objectivo pretendido.

Capítulo 4

Simulação

4.1 - Resumo

Neste capítulo recorrendo a simulações efectuadas através de programas orientados à simulação de circuitos eléctricos, valida-se o dimensionamento do filtro passa baixo e simula-se o circuito gerador de onda triangular. Apresenta-se o procedimento usado para se obter o modelo Spice do MOSFET escolhido e efectuam-se simulações do amplificador classe D das quais se conclui sobre as distorções harmónicas, para diferentes frequências, e diferentes tempos mortos. Calcula-se ainda, um compensador recorrendo à ferramenta matemática SISOTOOL existente no Matlab.

4.2 - SPICE

Pressupõe-se como simulação o acto de imitar a realidade [45]. Assim, emulando o comportamento de sistemas é possível analisar como seria a sua resposta caso fossem concretizados fisicamente. Consegue-se desta forma prever o seu comportamento e realizar uma análise pormenorizada do mesmo, pelo que a simulação torna-se então numa ferramenta útil ao projecto de sistemas sejam eles eléctricos ou de outro tipo.

O SPICE (*Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis*) é um programa de simulação de circuitos eléctricos, originalmente desenvolvido no departamento da EECS (*Electrical Engineering and Computer Science*) da Universidade da Califórnia em Berkeley, que permite, entre outras, a realização de análises em regime transitório, DC (*Direct Current*) e AC (*Alternating Current*). Os circuitos simulados podem ser compostos por diversos tipos de componentes, como: resistências, condensadores, bobinas, fontes independentes e dependentes de tensão e corrente, dispositivos semicondutores como, díodos, BJTs, JFETs (*Junction Field Effect Transistor*), MESFETs (*Metal Field Effect Transistor*), e MOSFETs.[46]

No presente trabalho o programa utilizado para se efectuarem as simulações foi o desenvolvido pela empresa de software National Instruments, Multisim versão 10.

Este programa consegue integrar numa única aplicação a parte da representação e construção esquemática de circuitos eléctricos com a parte de simulação realizada através do Spice [47].

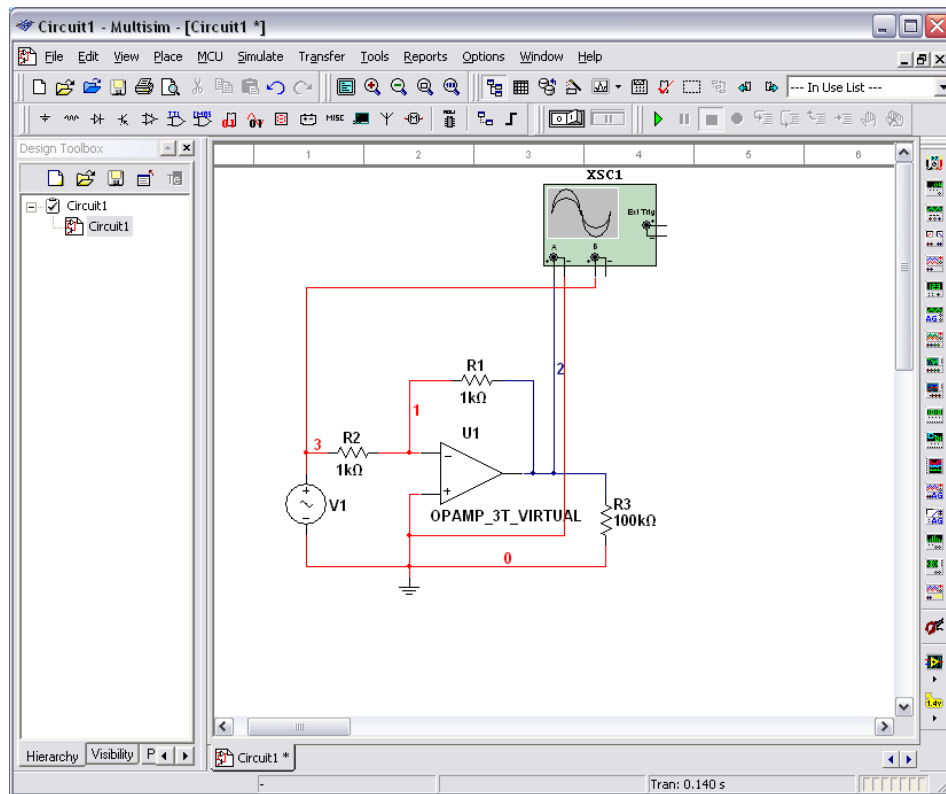


Figura 4-1 - Interface gráfica do programa NI Multisim 10

A título de exemplo, na Figura 4-1 encontra-se representada a interface gráfica do Multisim na qual está montado o circuito de um amplificador operacional na configuração inversora com ganho unitário. O sinal à entrada é fornecido por uma fonte de tensão AC e o sinal a saída encontra-se aplicado a uma resistência de 100kΩ.

Para se realizar a análise das formas de onda à entrada e à saída recorre-se a um osciloscópio virtual que permite visualizar as tensões nos nós em que as suas “pontas de prova” se encontram ligadas.

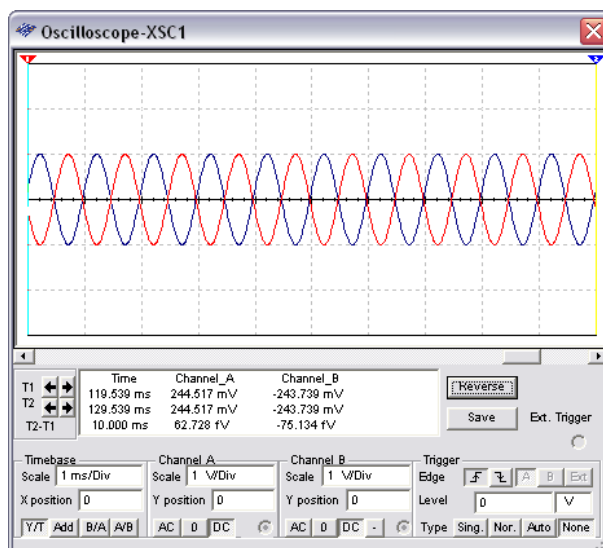


Figura 4-2 - Formas de onda obtidas através do osciloscópio virtual. Entrada - sinusóide Vermelha. Saída - sinusóide Azul.

Na Figura 4-2 vêem-se as formas de onda obtidas pelo osciloscópio virtual no nó 3 (sinal à entrada) e no nó 2 (sinal à saída). Verifica-se desta forma a inversão do sinal e o ganho unitário da montagem.

Pelo exposto demonstram-se as vantagens da simulação de circuitos eléctricos. No exemplo da montagem inversora do amplificador operacional confirmaram-se os pressupostos teóricos sem se ter que recorrer à implementação do circuito.

4.3 - Simulação do Filtro Passa Baixo de segunda ordem

Após o dimensionamento dos componentes constituintes do filtro passa baixo, foi necessário validá-lo. Na Figura 4-3 representa-se esquematicamente o circuito do filtro passa baixo, com os valores dos componentes calculados anteriormente, ao qual se encontra aplicada de forma diferencial uma fonte de tensão alternada. Para simular a impedância do altifalante assumiu-se que esta era equivalente à soma da sua resistência DC e o valor da indutância medida à frequência de 1kHz.

44 Simulação do Filtro Passa Baixo de segunda ordem

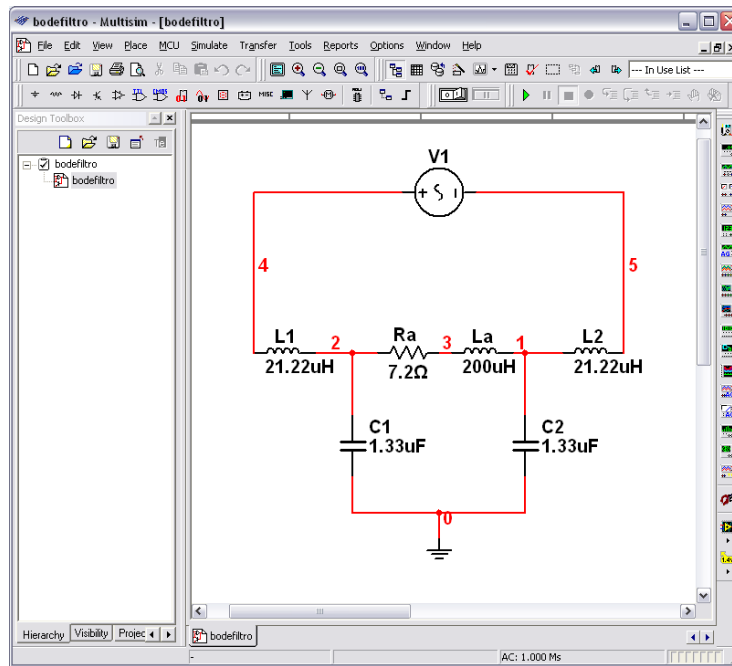


Figura 4-3 - Circuito usado para simular a resposta do filtro LC de segunda ordem. L1 e L2 representam a indutância das bobinas presentes no filtro; C1 e C2 representam as capacidades existentes no filtro; Ra e La representam, respectivamente, a resistência DC do altifalante e a indutância à frequência de 1kHz.

Realizou-se o seguinte procedimento para se efectuar a validação do dimensionamento do filtro.

Começamos por realizar uma análise AC ao circuito da Figura 4-3 considerando o valor de 1 V de amplitude para a fonte tensão. Assim, obteve-se a resposta em frequência do filtro (Traçado de Bode) apresentada na Figura 4-4.

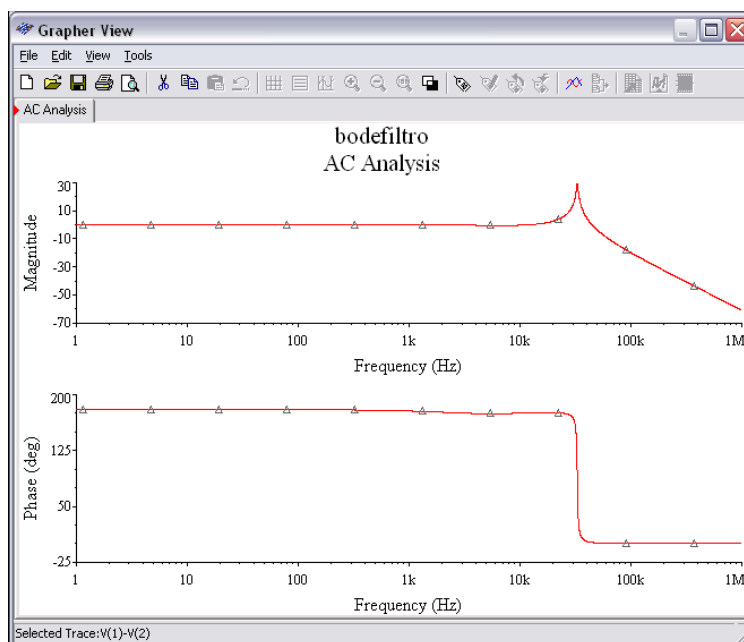


Figura 4-4 - Resposta em frequência do filtro passa baixo com altifalante no Multisim

Tornou-se então necessário comprovar os resultados da simulação do Multisim. A maneira de realizar essa verificação passou pelo cálculo da função de transferência do sistema filtro e altifalante, para posteriormente se compararem os ganhos obtidos através de cada um dos métodos (Multisim e aplicação de Matlab).

Função de transferência do filtro mais Altifalante

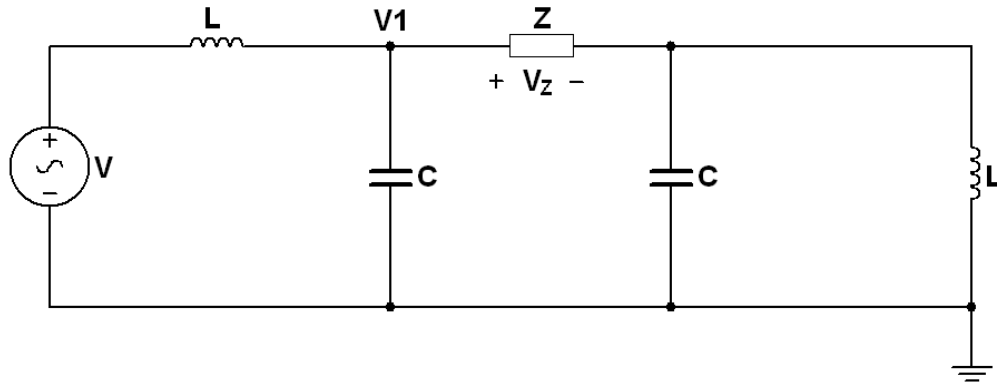


Figura 4-5 - Circuito usado para o cálculo da função de transferência

Apresentam-se em seguida os passos efectuados para se calcular a função de transferência V_z/V , no domínio das frequências, para o circuito esboçado na Figura 4-5.

$$C||L = \frac{sL}{s^2LC + 1} \quad (4.1)$$

$$Z + C||L = \frac{s^2LCZ + sL + Z}{s^2LC + 1} \quad (4.2)$$

$$C||(Z + C||L) = \frac{s^2LCZ + sL + Z}{s^3LC^2Z + s^22LC + sCZ + 1} \quad (4.3)$$

$$V1 = V \times \frac{s^2LCZ + sL + Z}{s^4L^2C^2Z + s^32L^2C + s^22LCZ + s2LC + Z} \quad (4.4)$$

$$\frac{V_z}{V} = \frac{s^2LCZ + Z}{s^4L^2C^2Z + s^32L^2C + s^22LCZ + s2LC + Z} \quad (4.5)$$

Fazendo:

$$Z = sLa + Ra \quad (4.6)$$

Z corresponde à impedância do altifalante.

$$\frac{V_z}{V} = \frac{s^3LCLa + s^2LCRa + sLa + Ra}{s^5L^2C^2La + s^4L^2C^2Ra + s^3(2L^2C + 2LCLa) + s^2LCRa + s(2L + La) + Ra} \quad (4.7)$$

46 Simulação do Filtro Passa Baixo de segunda ordem

Calculada a função de transferência, representada na equação (4.7), criou-se posteriormente, uma aplicação em MATLAB (código em anexo) a qual, especificando a frequência de teste, retornava o valor do ganho em dBs (decibéis).

Os resultados obtidos pelas duas diferentes metodologias encontram-se representados na Tabela 4-1.

Tabela 4-1 - Resultados obtidos pelas duas simulações

Frequências Testadas	Ganho em dBs		Erro em Módulo
	Matlab	Multisim	
5kHz	-0,5807	-0,580100	0,0006
10kHz	-0,4456	-0,443000	0,0026
15kHz	0,5572	0,562800	0,0056
20kHz	2,4553	2,468811	0,013511
30kHz	13,6204	13,7115	0,0911
33kHz	28,8765	28,75441	0,12209
50kHz	-3,9378	-3,954300	0,0165
80kHz	-15,4172	-15,4416	0,0244
100kHz	-19,9125	-19,939000	0,0265
200kHz	-32,7169	-32,7396	0,0227
300kHz	-39,8981	-39,9134	0,0153
500kHz	-49,0176	-48,8613	0,1563

Dada a proximidade dos valores obtidos para as mesmas frequências de teste comprovou-se o dimensionamento do filtro.

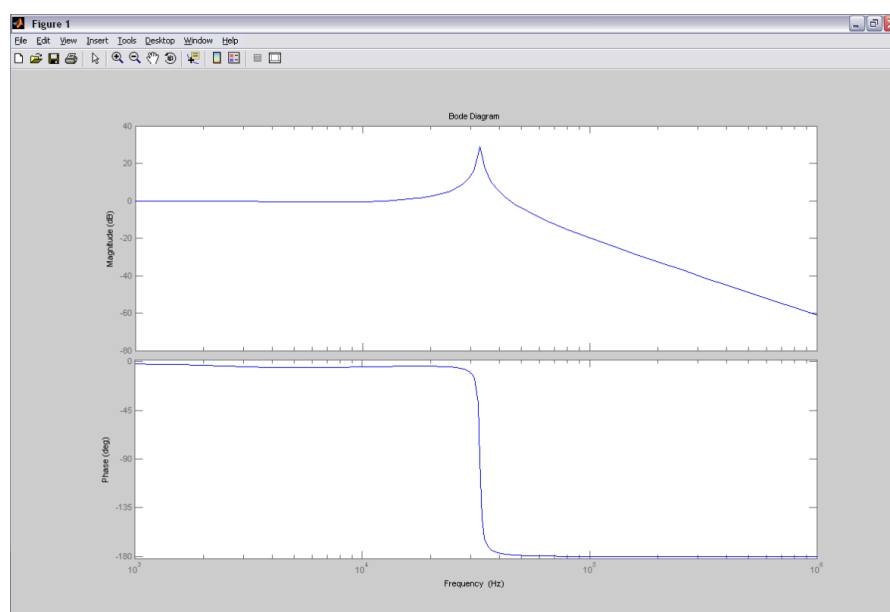


Figura 4-6 - Traçado de Bode da função de transferência calculada

4.4 - Simulação do circuito gerador de onda triangular

Realizou-se também a verificação relativa ao dimensionamento do circuito gerador de onda triangular, de modo que esta apresentasse uma excursão do sinal de 1 Volt de pico a pico com uma frequência de 500KHz. Para a realização da simulação utilizou-se o circuito ilustrado na Figura 4-7

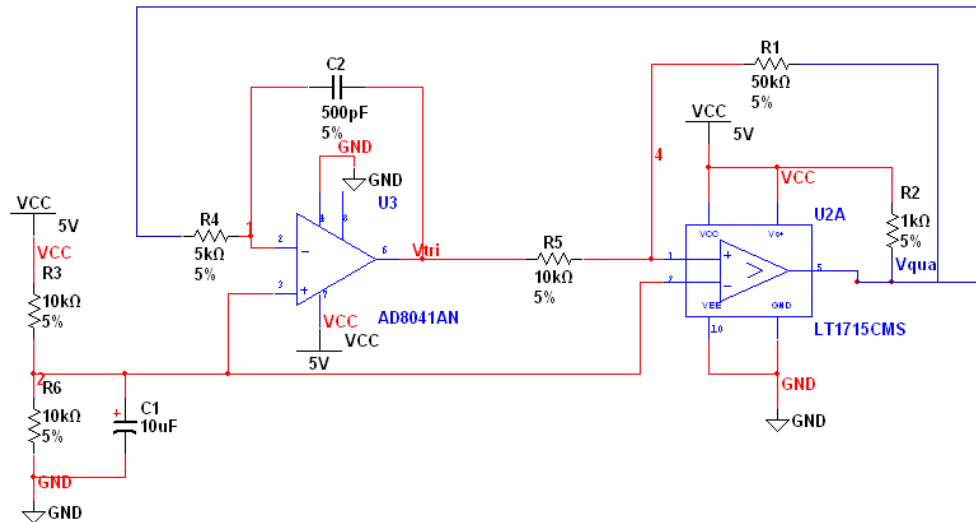


Figura 4-7 - Circuito utilizado na simulação do gerador de onda triangular, composto por um amplificador operacional a funcionar como um integrador inversor e um comparador com histerese no qual variando o valor das resistências R2 e R1 é possível definir diferentes valores de disparo.

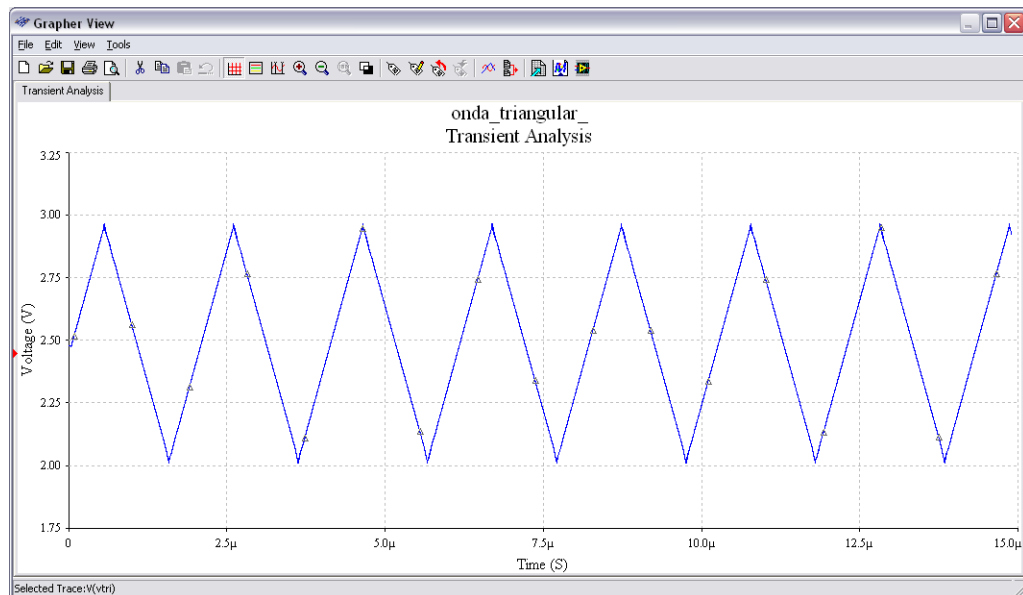


Figura 4-8 - Resultado da simulação do circuito gerador de onda triangular

Na Figura 4-8 podem-se ver os resultados da simulação. Verificou-se que quer o valor da frequência assim como o da excursão do sinal eram ligeiramente inferiores ao previsto. Obteve-se assim uma onda triangular com excursão de sinal de 941mV e uma frequência de

0.489MHz. No entanto considerou-se que os resultados obtidos eram satisfatórios visto que a frequência se aproximava bastante dos 0.5MHz e o sinal posteriormente iria ser amplificado.

4.5 - Criação do modelo do IRFI4024h-117p

Escolhido o Mosfet constatou-se que fabricante não disponibilizava um modelo para o mesmo. Assim, foi necessário desenvolver um modelo SPICE para se poder realizar a simulação do circuito.

A primeira tentativa de modelação do IRFI4024h-117p usou a ferramenta *Model Maker* existente no programa Multisim destinada a esse propósito. Esta mediante o preenchimento de uns campos, correspondentes a parâmetros eléctricos retirados da folha de características, do dispositivo em questão, permite criar um modelo que depois poderá ser usado nas simulações pretendidas.

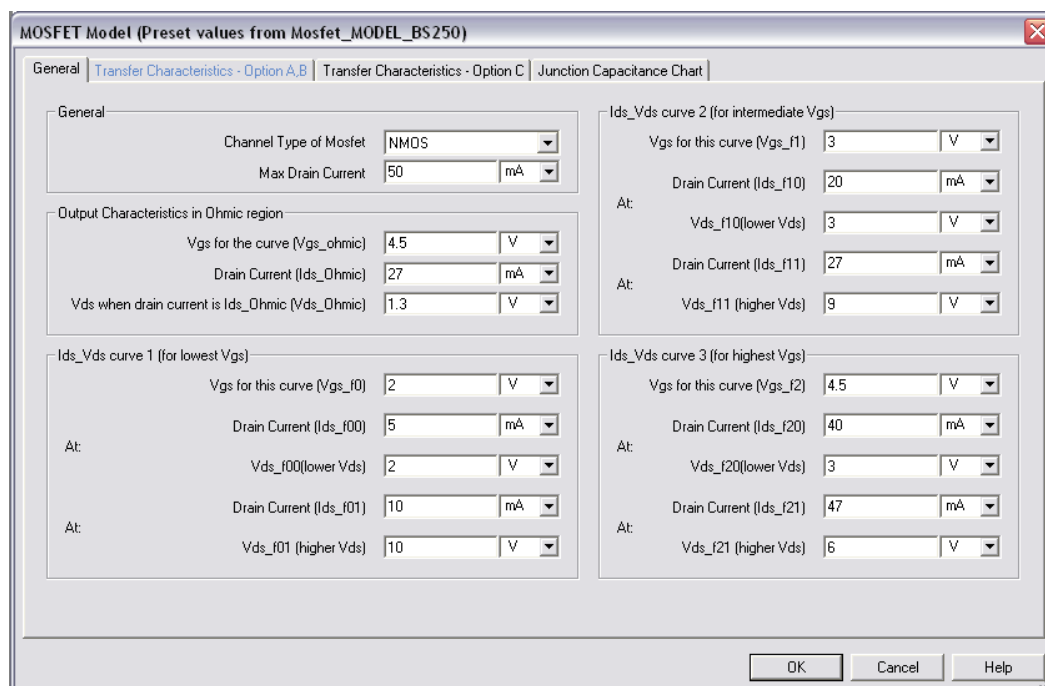


Figura 4-9 - Interface gráfica do *Model Maker* do Multisim

No entanto, após várias tentativas, inglórias, de criação do modelo, recorrendo a essa metodologia, decidiu-se desenvolver o mesmo usando a metodologia apresentada nos capítulos 4 e 6 do livro *Semiconductor Device Modeling* [48], referentes ao transistor MOS (*Metal Oxide Semiconductor*) e ao cálculo e modo de medição dos parâmetros eléctricos do mesmo.

4.5.1 - Cálculo dos parâmetros do modelo SPICE do MOSFET

Extracção das curvas características existentes na folha de características

Em primeiro lugar foi preciso extraírem-se os valores das curvas com a temperatura de junção a 25° Celsius (V_{DS} , I_{DS}) e (V_{GS} , I_{DS}) existentes na folha de características do transistor.

Para se realizar essa extracção utilizou-se o Engauge Digitizer, que é um programa freeware que permite, mediante a escolha do tipo de escala dos eixos do gráfico (logarítmica ou linear), seleccionar um conjunto de pontos contidos numa curva e fazer a sua exportação para um ficheiro CSV (*Coma-Separated Values*), que posteriormente pode ser importado e tratado no Excel.

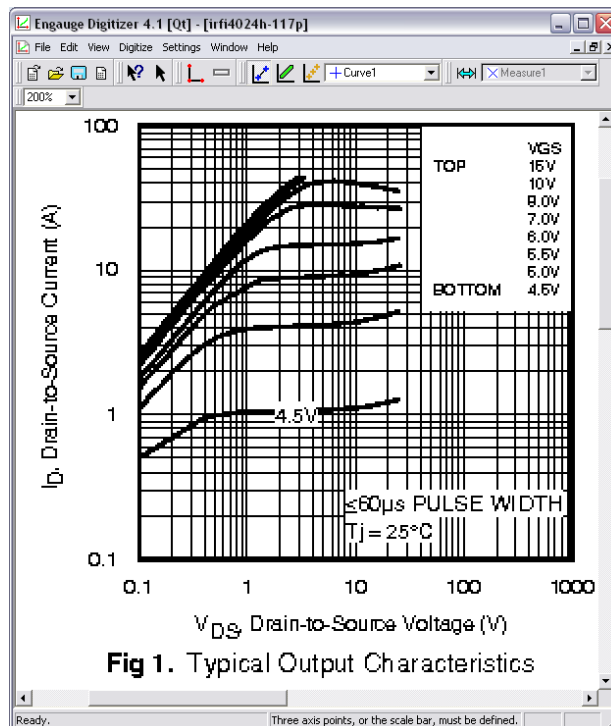


Figura 4-10 - Imagem inicial antes de se efectuar a extracção dos parâmetros

Na Figura 4-10 representa-se o aspecto da imagem correspondente à característica I_{DS} em função de V_{DS} antes de se iniciar o tratamento da mesma. De seguida apresenta-se na Figura 4-11 a mesma imagem após a eliminação da grelha ficando apenas os eixos e as formas de onda desejadas. Representa ainda os pontos seleccionados (com cruzeiros azuis) da curva referente a V_{GS} igual a 4,5V, que foram exportados para um ficheiro CSV.

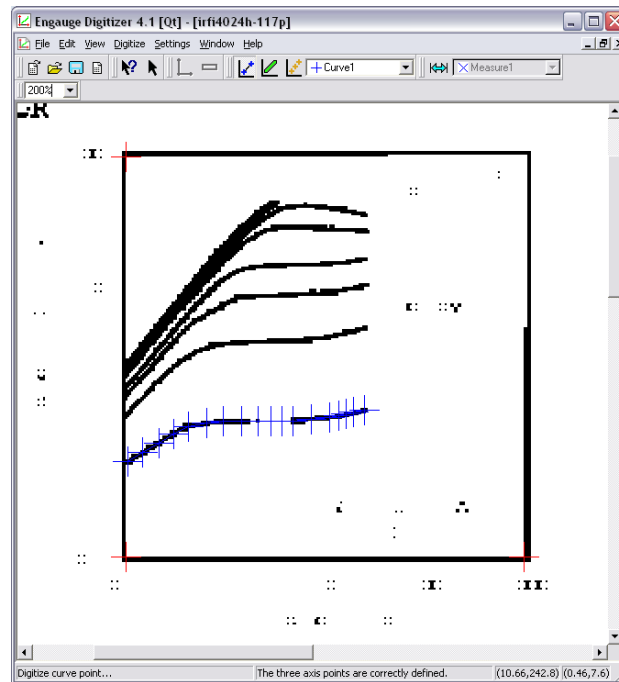


Figura 4-11 - Pontos seleccionados da curva que se pretendem extrair.

Para se poder utilizar o Engauge Digitizer teve de se converter a página de interesse, que se encontra no formato PDF (*Portable Document Format*), para PNG (*Portable Network Graphics*) que é um dos formatos suportados pelo programa. Para se realizar essa conversão utilizou-se o programa *freeware* IrfanView.

Na Figura 4-12 e na Figura 4-13 podem-se ver, respectivamente, as curvas (V_{DS} , I_{DS}) e (V_{GS} , I_{DS}) que foram traçadas utilizando os valores extraídos pelo processo descrito.

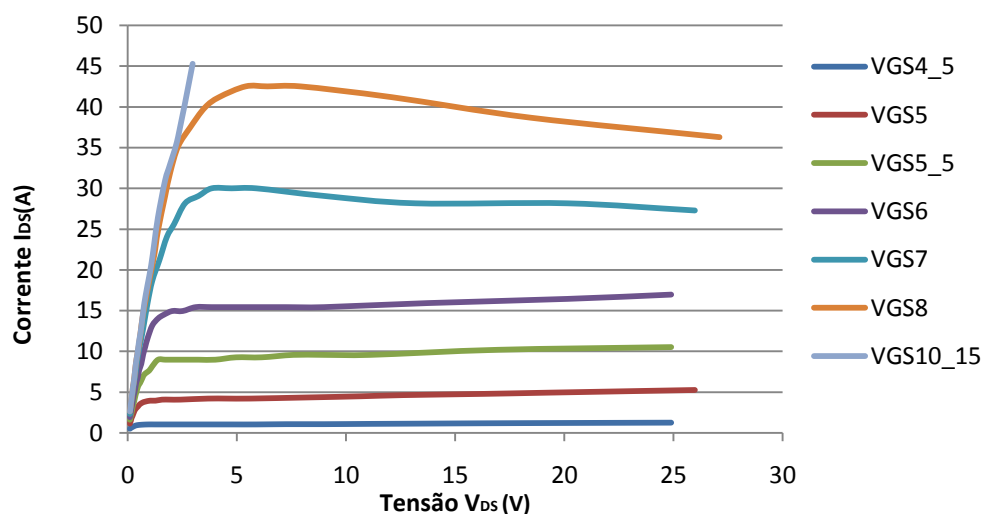


Figura 4-12 - I_{DS} em função de V_{DS} . Valores extraídos da folha de características (25°C)

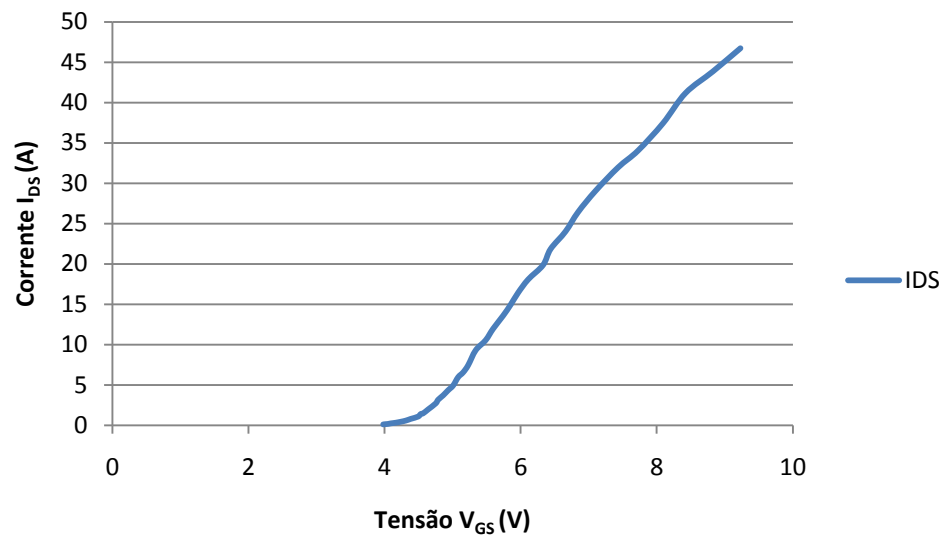


Figura 4-13 - I_{DS} em função de V_{GS} para um $V_{DS} = 25V$: valores da folha de características ($25^{\circ}C$)

Com os valores extraídos das curvas características (V_{DS}, I_{DS}) e (V_{GS}, I_{DS}) pôde-se, no Excel, retirar os parâmetros correspondentes ao modelo.

Modelo do MOSFET

O modelo do mosfet nível 1 em SPICE usa W , L , V_{TO} , KP , $LAMBDA$, $CGSO$ e $CGDO$, em que:

- W (largura-width) e L (length-comprimento) representa as dimensões físicas do canal do MOSFET.

- V_{TO} representa a tensão de patamar (V_{TH}) quando o substrato se encontra ao mesmo potencial da fonte.

- KP representa o parâmetro de transcondutância do MOSFET.

- $LAMBDA$ representa o parâmetro de modulação de comprimento do canal.

- $CGSO$ representa a capacidade entre o terminal da porta e a fonte.

- $CGDO$ representa a capacidade entre o terminal da porta e o dreno.

Como os parâmetros retirados com o transistor numa dada zona de funcionamento (linear ou saturação) simulam com mais precisão o seu comportamento nessa mesma região [48], foram utilizadas as equações que são descritivas do comportamento do transistor na zona de saturação para se criar o modelo a utilizar para esta aplicação. A Figura 4-14 ilustra as diferentes zonas de funcionamento do MOSFET.

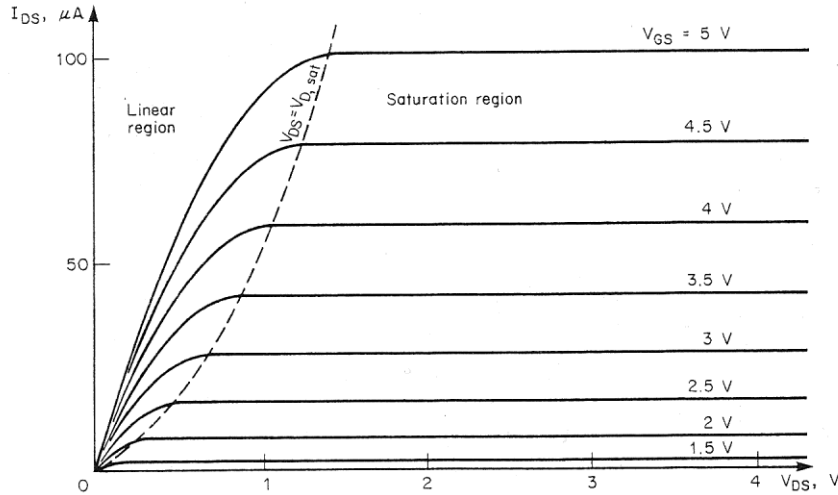


Figura 4-14 - Representação das zonas de funcionamento do MOSFET [48]

As condições de tensão para o MOSFET funcionar na zona linear (4.8) são:

$$V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH}) \wedge V_{GS} > V_{TH} \quad (4.8)$$

A equação da corrente de dreno na zona linear (4.9).

$$I_{DS} = \beta \times (V_{GS} - V_{TH}) \times V_{DS} \quad (4.9)$$

Em que:

$$\beta = KP \times \frac{W}{L} \quad (4.10)$$

As condições de tensão para o MOSFET funcionar na zona de saturação (4.11) são:

$$V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH}) \wedge V_{GS} > V_{TH} \quad (4.11)$$

A equação da corrente de dreno na zona de saturação (4.12).

$$I_{DS} = \frac{\beta}{2} \times (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (4.12)$$

Usando a metodologia apresentada no capítulo 6 do livro *Semiconductor Device Modeling* [48], assume-se que o comprimento e largura do canal do MOSFET a modelar são iguais e de valor $100\mu m$. Pelo que $W/L = 1$ e consequentemente $\beta = KP$.

A partir de duas medições de I_{DS} com diferentes V_{GS} , efectuadas com valores de V_{DS} iguais, é possível calcular V_{TH} .

$$\frac{\sqrt{I_{DS1}}}{V_{GS1} - V_{TH}} = \sqrt{\frac{KP}{2}} = \frac{\sqrt{I_{DS2}}}{V_{GS2} - V_{TH}} \quad (4.13)$$

Pondo V_{TH} em evidência obtém-se,

$$V_{TH} = \frac{\left(V_{GS1} - \sqrt{\frac{I_{DS1}}{I_{DS2}}} \right)}{1 - \sqrt{\frac{I_{DS1}}{I_{DS2}}}} \times V_{GS2} \quad (4.14)$$

No entanto de modo a utilizar-se esta relação (4.14) é necessário que no mínimo $I_{DS2} = 4 \times I_{DS1}$.

Para calcular o KP , torna-se necessário realizar a substituição dos valores na equação.

$$KP = 2 \times \frac{I_{DS}}{(V_{GS} - V_{TH})^2} \quad (4.15)$$

Para o Cálculo de $LAMBDA$ tem-se que,

$$\lambda = \frac{G_{DS,sat}}{I_{DS,sat}} \quad (4.16)$$

Em que $G_{DS,sat}$ corresponde ao declive da característica do MOSFET na zona de saturação e $I_{DS,sat}$ corresponde à corrente do dreno no ponto em que as rectas que definem a zona de saturação e zona linear se interceptam. O exposto encontra-se ilustrado na Figura 4-15.

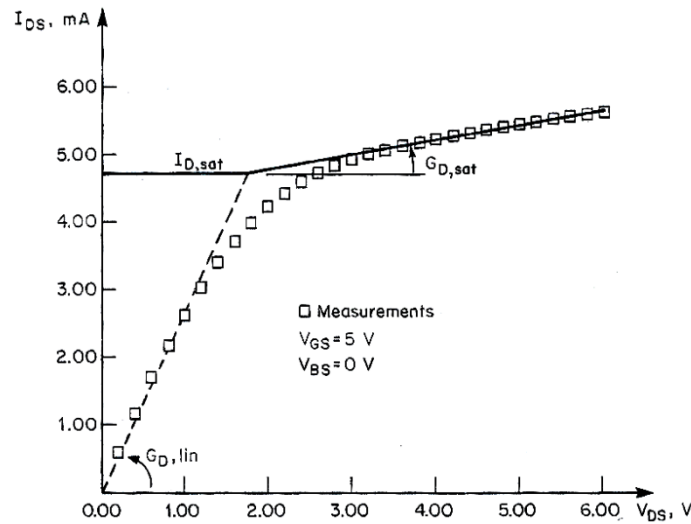


Figura 4-15 - Representação gráfica dos valores envolvidos no cálculo do LAMBDA [48]

Para a obtenção dos valores de $CGSO$ e $CGDO$ utilizou-se a metodologia usada na secção 8.7 do livro *Spice for Power Electronics and Electric Power* [49] na qual se assume que $CGDO$ é igual ao valor de C_{rss} (reverse transfer capacitance) e que $CGSO$ é igual à diferença entre C_{iss} e $CGDO$ para C_{iss} é medido com V_{GS} nulo.

$$CGDO = C_{rss} \quad (4.17)$$

$$CGSO = C_{iss} - C_{rss} \quad (4.18)$$

Para se efectuarem os cálculos que determinam o valor de V_{TO} e de KP , usaram-se as curvas características (V_{DS}, I_{DS}) medidas com V_{GS} igual a 4.5V, 5V, 5.5V e 6V em detrimento das outras, visto que, por mera inspecção visual as restantes curvas apresentavam declive negativo na zona de saturação, o que se pode traduzir num comportamento diferente do esperado.

Cálculo de V_{TO}

Usando uma regressão linear para os valores de V_{DS} iguais a 6, 7 e 8 V para as curvas com V_{GS} igual a 4.5V, 5V, 5.5V e 6V obtiveram-se os seguintes valores de I_{DS} .

Tabela 4-2 - I_{DS} em função de V_{GS} com $V_{DS} = 6\text{ V}$

$V_{GS}(\text{V})$	$I_{DS}(\text{A})$
4,5	1,06163632
5	4,266225728
5,5	9,287268
6	15,45013

Tabela 4-3 - I_{DS} em função de V_{GS} com $V_{DS} = 7\text{ V}$

$V_{GS}(\text{V})$	$I_{DS}(\text{A})$
4,5	1,072443271
5	4,315543084
5,5	9,359741
6	15,52172

Tabela 4-4 - I_{DS} em função de V_{GS} com $V_{DS} = 8\text{ V}$

$V_{GS}(\text{V})$	$I_{DS}(\text{A})$
4,5	1,083250223
5	4,36486044
5,5	9,432214
6	15,59331

Com estes valores e usando a equação (4.14), com $V_{TO} = V_{TH}$, e tendo em atenção o facto de $I_{DS2} \geq 4 \times I_{DS1}$, obteve-se o valor de cada V_{TO} correspondente a cada V_{DS} . De seguida realizou-se a média dos valores calculados para cada V_{DS} e posteriormente a média total.

Tabela 4-5 - Valores de V_{TO} com $V_{GS1}=4,5\text{V}$ e média aritmética dos valores totais

V_{DS}	$V_{GS2} = 5,5\text{V}$	$V_{GS2} = 6\text{V}$	Média de V_{TO} por V_{DS}
6	3,989200022	3,967113134	3,978156578
7	3,988290292	3,965120509	3,9767054
8	3,987394517	3,963147727	3,975271122
			Média total V_{TO}
			3,976711034 V

Cálculo de KP

Aplicando os valores retirados da curva característica apresentada na Figura 4-13 à equação (4.15) calculou-se o valor de KP correspondente a cada par V_{GS} , I_{DS} . Realizou-se em seguida a média aritmética dos KP obtidos.

Tabela 4-6 - Cálculo de KP

V_{GS}	I_{DS}	KP
4,6422	1,96597	8,878204885
4,75229	2,69894	8,973692434
4,78899	3,16228	9,585613235
4,86239	3,70516	9,446790857
4,93578	4,34125	9,439415766
5,00917	4,92788	9,24580051
5,08257	5,95977	9,746754072
5,15596	6,55411	9,426114549
5,22936	7,43977	9,482672165
5,33945	9,28731	10,00217823
5,48624	10,5423	9,252997909
5,59633	11,9669	9,124014142
5,74312	13,584	8,707132381
5,85321	14,9387	8,484888554
5,9633	16,4284	8,325478931
6,11009	18,0668	7,939172069
6,33028	19,8685	7,173667091
6,44037	21,8499	7,199764133
6,66055	24,0289	6,671922263
6,84404	26,4252	6,428257045
7,10092	29,0605	5,954604605
7,43119	31,9586	5,356148832
7,72477	34,0494	4,847598355
8,09174	37,4451	4,422615637
8,42202	41,1793	4,167782554
8,82569	43,8735	3,731914426
9,22936	46,7439	3,388427392
		Média total KP
		7,607541593 A/V ²

Cálculo de LAMBDA

Para o cálculo do LAMBDA realizaram-se duas regressões lineares a cada curva I_{DS} em função V_{DS} . Uma para os valores na zona de funcionamento de saturação e a outra para a zona linear.

$$V_{GS} = 4,5V$$

Zona linear

$$I_{DS} = 1,3326V_{DS} + 0,4079 \quad (4.19)$$

Zona Saturação

$$I_{DS} = 0,0108V_{DS} + 0,9968 \quad (4.20)$$

$$V_{GS} = 5V$$

Zona linear

$$I_{DS} = 4,0091V_{DS} + 1,1045 \quad (4.21)$$

Zona Saturação

$$I_{DS} = 0,0493V_{DS} + 3,9703 \quad (4.22)$$

$$V_{GS}=5,5V$$

Zona linear

$$I_{DS} = 5,8005V_{DS} + 2,0453 \quad (4.23)$$

Zona Saturação

$$I_{DS} = 0,0725V_{DS} + 8,8524 \quad (4.24)$$

$$V_{GS}=6V$$

Zona linear

$$I_{DS} = 10,197V_{DS} + 1,6634 \quad (4.25)$$

Zona Saturação

$$I_{DS} = 0,0716V_{DS} + 15,021 \quad (4.26)$$

Posteriormente calculou-se o ponto de intersecção das rectas e o correspondente valor de $I_{DS,sat}$. Com o declive da recta obtida para a zona de saturação ($G_{DS,sat}$) pôde-se calcular o valor do LAMBDA para cada V_{GS} através da equação (4.16).

$$V_{GS} = 4,5V$$

$$V_{DS1} = 0,445 \rightarrow I_{DS1,sat} = 1,0016A \quad (4.27)$$

$$\lambda_1 = \frac{0,0108}{1,0016} = 0,0107V^{-1} \quad (4.28)$$

$$V_{GS} = 5V$$

$$V_{DS2} = 0,7237 \rightarrow I_{DS2,sat} = 4,00597A \quad (4.29)$$

$$\lambda_2 = \frac{0,0493}{4,00597} = 0,0123V^{-1} \quad (4.30)$$

$$V_{GS}=5,5V$$

$$V_{DS3} = 1,18839 \rightarrow I_{DS3,sat} = 8,9385A \quad (4.31)$$

$$\lambda_3 = \frac{0,0725}{8,9385} = 0,00811V^{-1} \quad (4.32)$$

$$V_{GS}=6V$$

$$V_{DS4} = 1,31921 \rightarrow I_{DS4,sat} = 15,1207A \quad (4.33)$$

$$\lambda_4 = \frac{0,0716}{15,1207} = 0,00474V^{-1} \quad (4.34)$$

Calculou-se então a média aritmética de todos os valores de LAMBDA obtidos.

$$LAMBDA = \lambda = \frac{\lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4 + \lambda_4}{4} = 0,0089625V^{-1} \quad (4.35)$$

Cálculo de CGSO e CGDO

Com os valores de C_{rss} e C_{iss} retirados da folha de características calcularam-se CGDO E CGSO usando as equações (4.17) e (4.18).

$$CGDO = C_{rss} = 31pF \quad (4.36)$$

$$CGSO = C_{iss} - C_{rss} = 289pF \quad (4.37)$$

Ajuste dos parâmetros do modelo do MOSFET

Usando a análise DC *Sweep* existente no Multisim, para variar a tensão VDS aplicada ao MOSFET, apresentado na Figura 4-16, verificou-se o comportamento do modelo desenvolvido.

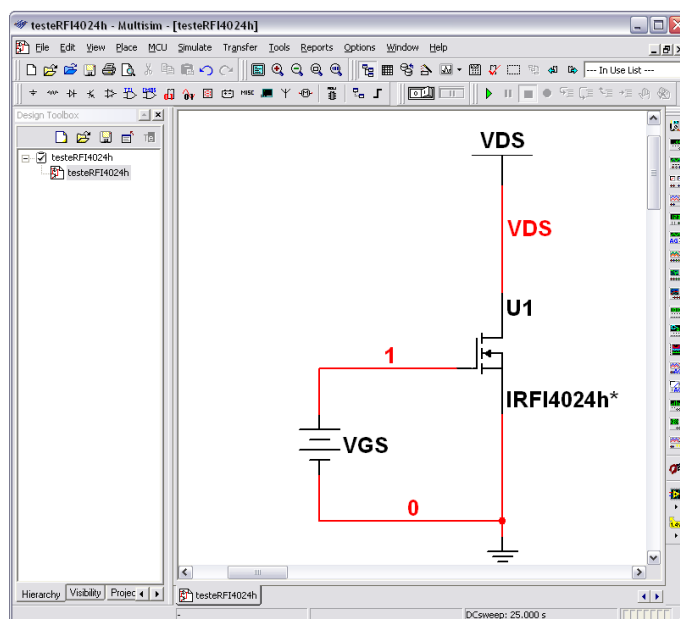


Figura 4-16 - Circuito utilizado para realizar o teste do modelo Spice obtido

Após um pequeno ajuste de 3 décimas no valor do KP calculado (de 7,607541593 para 7,307541593) obtiveram-se os seguintes resultados.

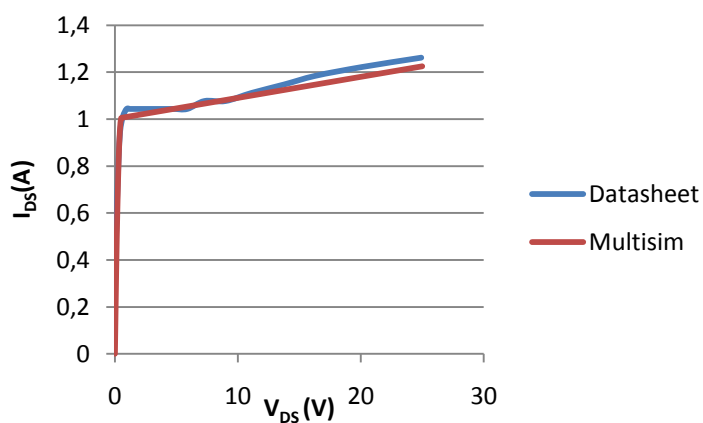


Figura 4-17 - I_{DS} em função de V_{DS} com $V_{GS} = 4.5V$

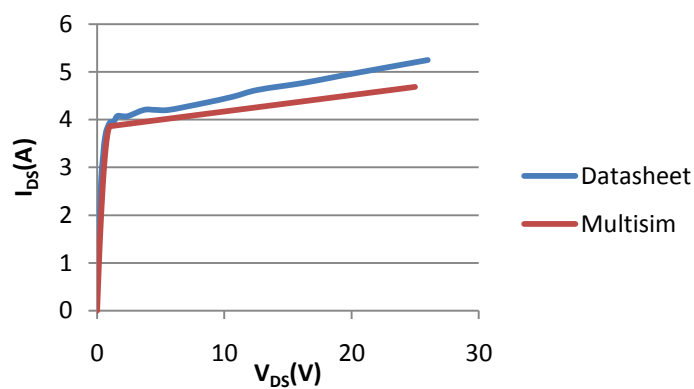


Figura 4-18 - I_{DS} em função de V_{DS} com $V_{GS} = 5V$

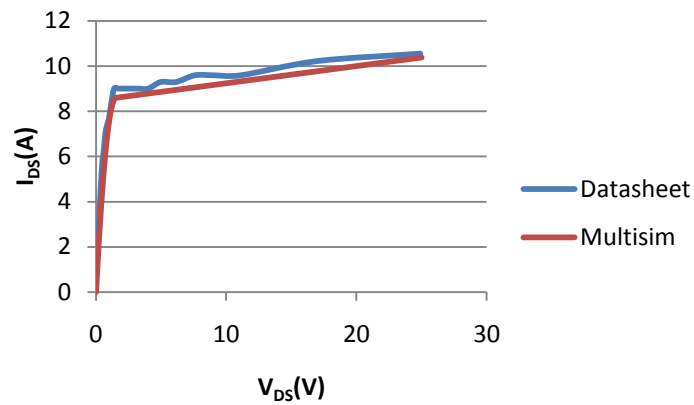


Figura 4-19 - I_{DS} em função de V_{DS} com $V_{GS}= 5.5V$

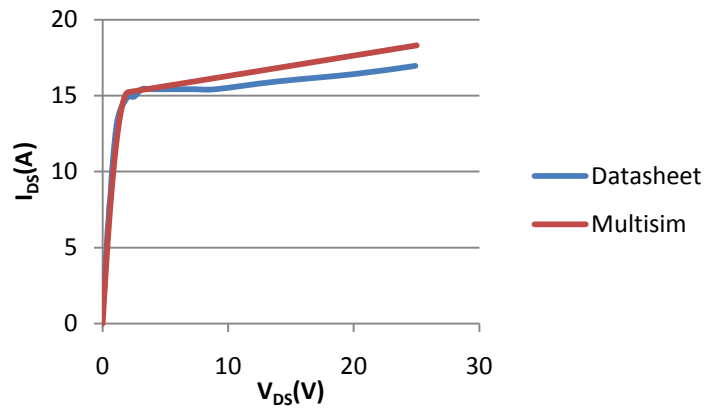


Figura 4-20 - I_{DS} em função de V_{DS} com $V_{GS}= 6V$

Da Figura 4-17 até à Figura 4-20 comparam-se os valores extraídos da folha de características com os valores obtidos pela simulação do modelo.

Como se verifica os valores obtidos, para tensões V_{GS} de 4.5, 5, 5.5 e 6 V apresentaram um erro máximo na ordem dos 10%.

O ficheiro de texto do modelo final obtido é o seguinte:

```
M1 1 2 3 3 MM L=100u W=100u
.MODEL MM NMOS LEVEL=1
+VTO=3.976711034
+KP=7.307541593
+LAMBDA=0.0089625
+CGSO=289e-12
+CGDO=31e-12
```

4.6 - Componente e modelo do *Driver*

Para além das características eléctricas do *driver* escolhido corresponderem às desejadas, uma vantagem adicional da escolha do MAX5063 foi o facto do fabricante, MAXIM, fornecer um modelo Spice para um driver idêntico a este. O MAX5064A. Assim e partindo deste modelo foi necessário criar o componente no Multisim de modo a que se pudesse efectuar a simulação do seu funcionamento.

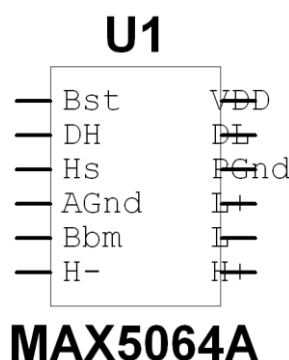


Figura 4-21 - Componente MAX5064A criado no Multisim

No entanto, para que o modelo funcionasse, tiveram de se alterar alguns parâmetros referentes às iterações da simulação. Este procedimento foi retirado da informação que acompanhava o modelo Spice de outro driver: o IR2010 da *International Rectifier*. [50]

Na Tabela 4-7 encontram-se representados os valores predefinidos para tolerâncias de erros no Multisim e os valores que foram usados para se realizar a simulação.

Tabela 4-7 - Parâmetros de simulação alterados

Nome	Valor predefinido	Valor Usado
ABSTOL (<i>Absolute error tolerance</i>)	$1 \times 10^{-12} \text{A}$	$1 \times 10^{-11} \text{A}$
RELTOL (<i>Relative error tolerance</i>)	0.001	0.025
ITL4 (<i>Upper transient iteration limit</i>)	100	200
METHOD (<i>Integration Method</i>)	TRAPEZOIDAL	GEAR

Na Figura 4-22 ilustra-se a interface onde se podem alterar os parâmetros de simulação no Multisim, onde se pode ver os parâmetros ABSTOL e o RELTOL alterados.

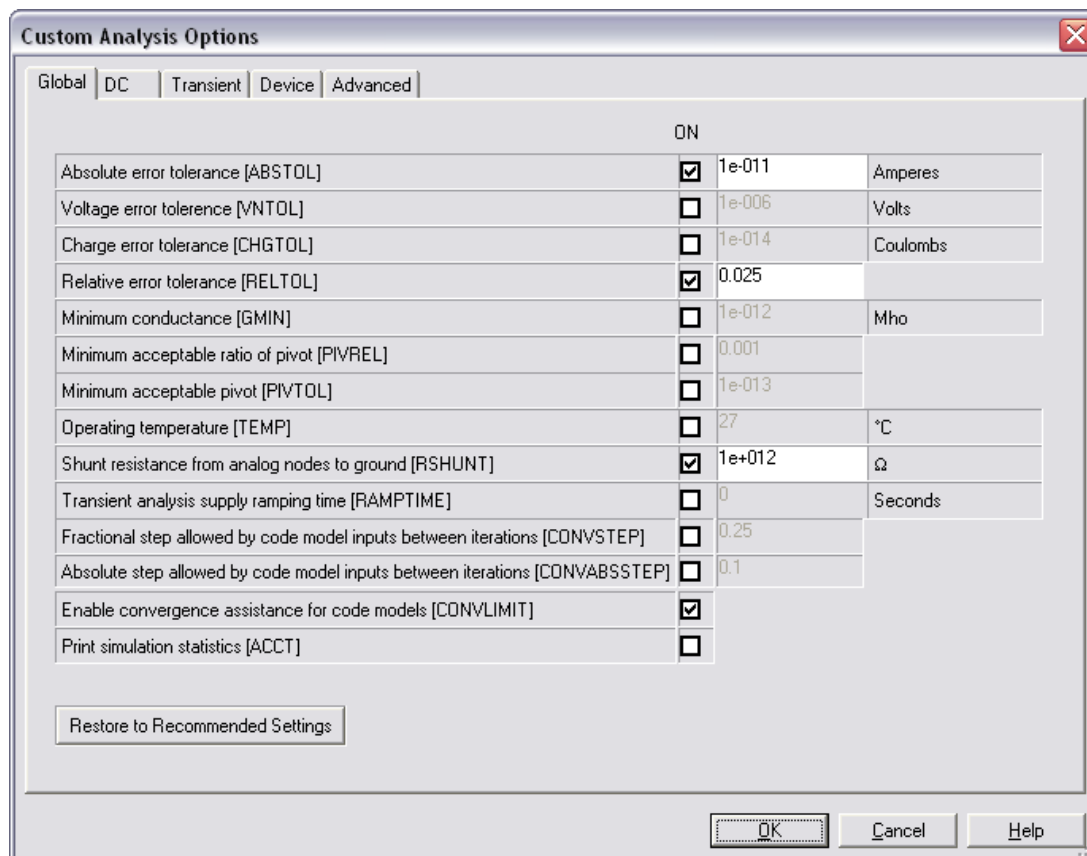


Figura 4-22 - Parâmetros de simulação do Multisim

4.7 - Simulação do amplificador Classe D

Apesar da criação dos modelos SPICE decidiu-se após algumas simulações, efectuar-se a simulação com componentes ideais, visto que o tempo de duração das simulações era incomportável para a quantidade de simulações que se pretendia fazer.

Na Figura 4-23 e Figura 4-24 apresenta-se o circuito usado para realizar as simulações com o modelo calculado para o MOSFET e drive. Na Figura 4-23 usaram-se dois geradores de forma de onda e um comparador virtuais para se obter o sinal de PWM, um buffer complementar para se obter sinal negado e não negado de comando para as portas dos MOSFETs e dois circuitos geradores de atraso, compostos por um condensador, uma resistência e um diodo. Na Figura 4-24 representa-se o resto do circuito que é composto pelos 4 MOSFETs, díodos de *free-wheeling*, dois drivers de MOSFETs, resistências usadas para limitar a corrente fornecida às portas dos MOSFETs e filtro mais impedância do altifalante.

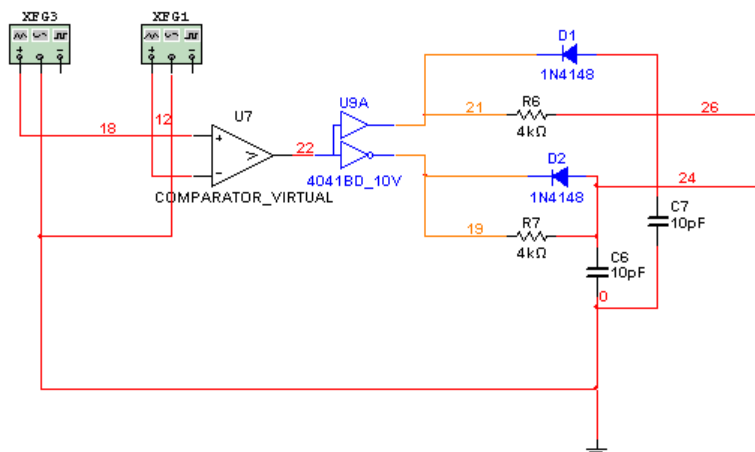


Figura 4-23 - Circuito composto com modelos dos componentes: PWM com componentes ideais, Buffer de tensão complementar e geração de tempo morto

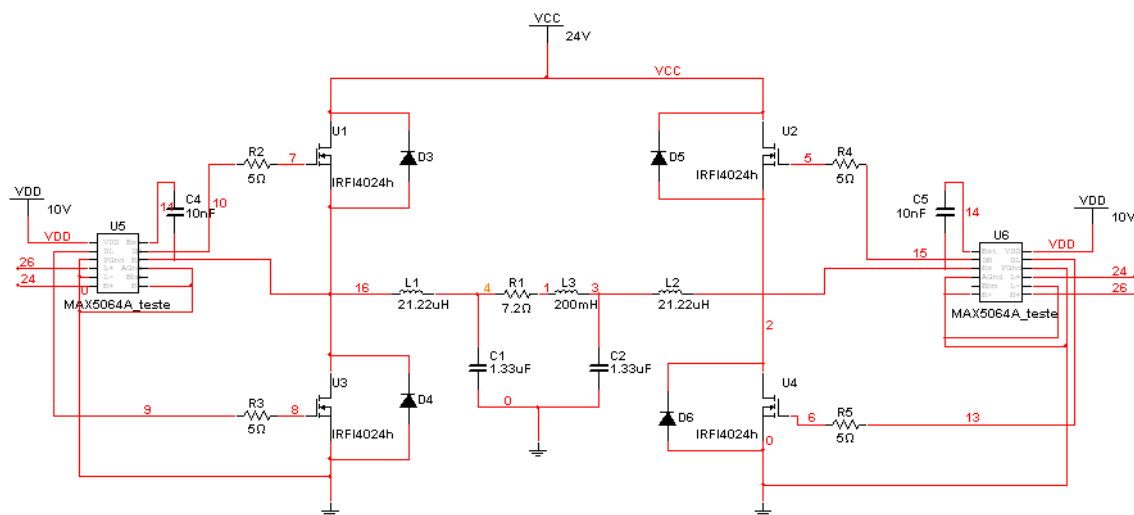


Figura 4-24 - Circuito composto com modelos dos componentes (continuação): Ponte completa de MOSFETs e drivers

Com a decisão de se efectuar a simulação com componentes ideais, teve de se arranjar algo que substituisse o funcionamento do MOSFET e o *driver*. Assim foi utilizado um interruptor ideal controlado por tensão. Este interruptor possuía a opção de introdução de histerese aos níveis de tensão de entrada e a possibilidade de se definir o valor de resistência interna de condução. Pôde-se então simular a histerese existente no driver escolhido e a resistência $R_{DS(ON)}$ do MOSFET. No entanto continuou a ser necessária a inclusão de um diódo de *free-wheeling* ligado aos terminais de saída de cada um dos interruptores.

Por sua vez para a modelação PWM continuaram-se a utilizar os dois geradores de sinal mas em vez de se usar um buffer complementar utilizou-se outro comparador virtual para gerar o sinal negado. O descrito encontra-se representado na Figura 4-25.

64 Simulação do amplificador Classe D

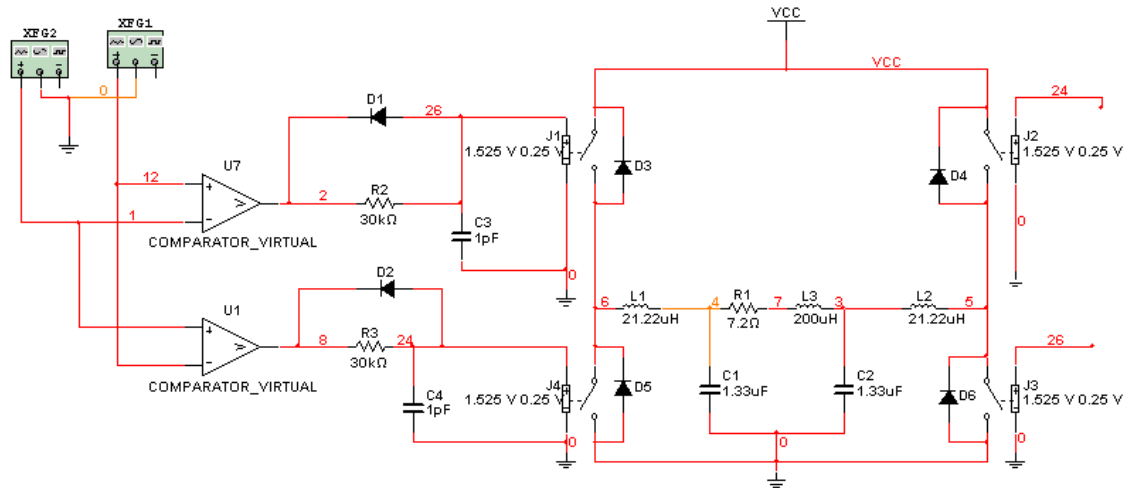


Figura 4-25 - Circuito utilizado na simulação do amplificador Classe D

4.7.1 - Cálculo da distorção harmónica total no Multisim

Para encontrar o valor da distorção harmónica total para cada frequência testada recorreu-se à análise de Fourier existente no Multisim, cuja interface se apresenta na Figura 4-26.

Nesta análise, mediante a escolha da frequência fundamental a analisar, do número de harmónicos a simular e respectivo tempo inicial e final de simulação, obtém-se o valor da distorção harmónica total. No entanto tem de se garantir que a frequência de amostragem obedeça à equação (4.38).

$$f_{samp} \geq f_{fund} \times (n_{Har} + 1) \times 10 \quad (4.38)$$

Na equação (4.38) f_{samp} é a frequência de amostragem, f_{fund} é a frequência fundamental e n_{Har} é o número de harmónicos.

O cálculo é realizado usando a definição do standard do IEEE na equação (2.1).

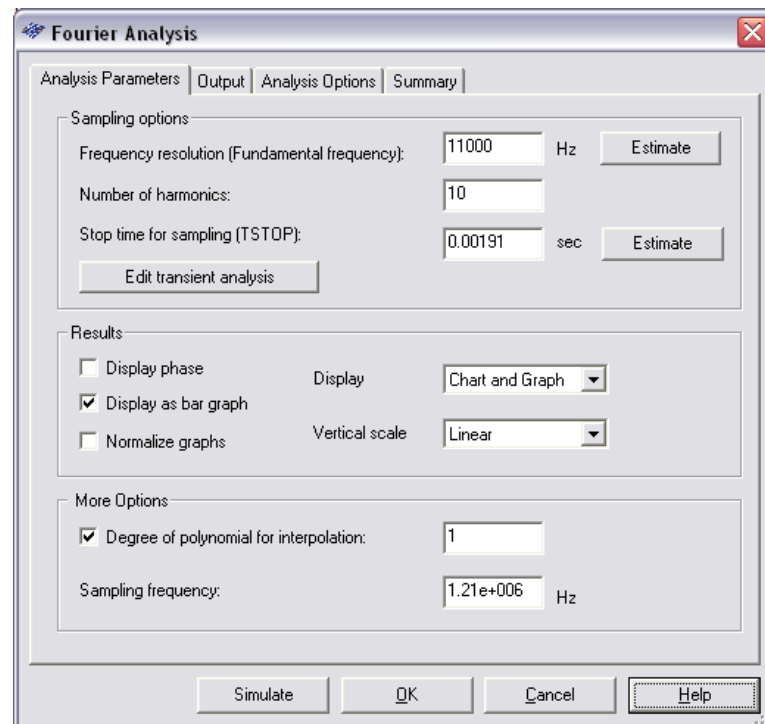


Figura 4-26 - Parâmetros de simulação para a análise de Fourier

Procedimento adoptado para as simulações

Após a realização de algumas simulações, a diversas frequências fundamentais, verificou-se que era necessária a passagem de um certo tempo até que a forma de onda estabilizasse. Por mera inspecção visual, chegou-se à conclusão que a partir de 1milissegundo esse regime transitório já teria sido ultrapassado, pelo que se usou esse tempo como sendo o tempo inicial de simulação. Na Figura 4-27 representa-se a tensão aos terminais do altifalante para a simulação realizada à frequência de 20kHz, onde se consegue ver a resposta transitória referida.

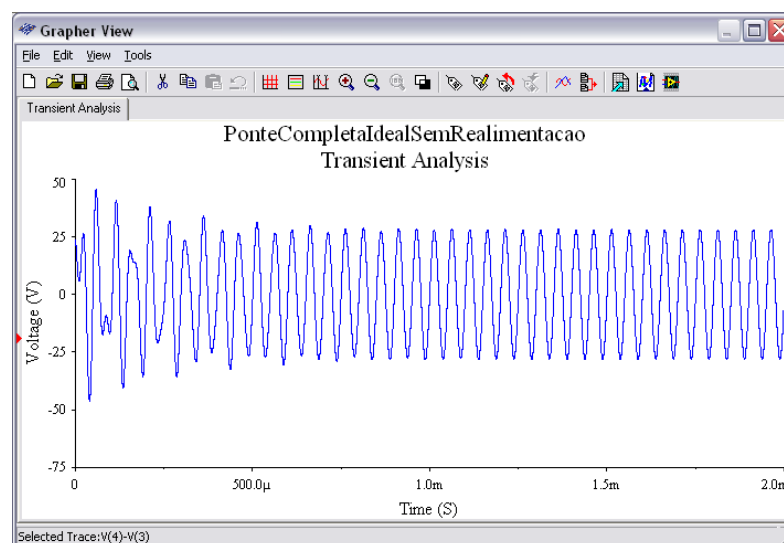


Figura 4-27 - Representação da resposta transitória para a frequência de 20kHz

Outro ponto de destaque é o facto de se ter verificado que a distorção harmónica total variava com a mudança do tempo total de simulação. No entanto não se verificava uma correspondência directa do valor da distorção com o valor do tempo de simulação. Ou seja, com o aumento do tempo de simulação tanto se podia obter um aumento da distorção como uma diminuição.

Por esse motivo tentou-se arranjar uma forma de uniformizar as simulações, pelo que se estipulou que o tempo total de simulação (T_{total}) seria o equivalente a 10 períodos completos à frequência de interesse.

$$t_{total} = \frac{10}{f_{fund}} \quad (4.39)$$

Na equação (4.39), t_{total} é o tempo total de simulação e f_{fund} é a frequência fundamental da simulação.

4.7.2 - SIMULAÇÕES

A realização das simulações foi dividida em duas fases.

Numa primeira fase tentou-se simular o efeito do tempo morto na distorção da forma de onda obtida à saída. Foi então considerado um índice de modulação 1 e tensão de alimentação de 24V. Para cada frequência testada variou-se o valor do tempo morto na comutação do circuito desde 0ns até 100ns com incrementos de 10ns. A gama de frequências utilizada variou desde 1kHz até 20 kHz usando incrementos de 1kHz.

Numa segunda fase realizou-se a simulação do circuito considerando os parâmetros usados no circuito real. Ou seja índice de modulação 0.5 utilizando-se a tensão igual a 10V.

Considerou-se ainda a variação do tempo morto desde 20ns até 60ns com incrementos de 10ns. A gama de frequências usada foi a mesma que na primeira fase de simulações.

Em cada fase obteve-se a distorção harmónica total (THD) para a tensão aos terminais da impedância do altifalante.

RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Primeira fase ($24V$; $am = 1$):

A Tabela 4-8 e a Tabela 4-9 apresentam os valores obtidos da distorção harmônica para diferentes frequências e tempos mortos simulados com um índice de modulação 1 e com 24 V de alimentação.

Tabela 4-8 - THD da Tensão Medida [0-50ns]

Frequência Em kHz	Tempo Morto					
	0ns	10ns	20ns	30ns	40ns	50ns
20	1,12%	1,91%	2,98%	14,99%	2,76%	11,71%
19	16,59%	14,81%	11,98%	9,92%	3,64%	7,33%
18	7,77%	10,39%	5,55%	19,67%	7,25%	5,62%
17	13,42%	23,00%	9,23%	20,06%	19,22%	13,53%
16	12,56%	12,45%	14,05%	4,80%	4,42%	9,46%
15	16,49%	16,76%	21,91%	11,37%	8,52%	10,61%
14	19,85%	15,62%	22,17%	24,80%	27,24%	14,80%
13	20,73%	24,00%	21,61%	21,91%	9,74%	13,66%
12	32,83%	17,12%	33,59%	20,13%	17,77%	14,38%
11	68,40%	45,28%	132,74%	115,18%	67,96%	100,94%
10	27,17%	13,11%	37,27%	21,12%	11,83%	41,56%
9	16,64%	9,93%	25,27%	13,47%	25,72%	14,94%
8	14,25%	17,67%	12,02%	13,49%	17,79%	13,17%
7	13,40%	13,07%	13,00%	22,49%	8,20%	19,35%
6	13,32%	25,64%	13,51%	13,94%	23,57%	17,69%
5	16,21%	14,82%	20,61%	14,98%	14,77%	17,19%
4	14,14%	15,16%	13,11%	12,39%	21,81%	15,22%
3	5,13%	7,32%	10,32%	7,07%	13,09%	8,86%
2	3,25%	3,64%	6,26%	5,90%	6,66%	6,83%
1	2,89%	3,22%	6,12%	5,41%	4,85%	4,87%

Tabela 4-9 - THD da Tensão Medida [60-100ns]

Frequência Em kHz	Tempo Morto				
	60ns	70ns	80ns	90ns	100ns
20	0,92%	3,82%	5,60%	2,94%	2,89%
19	13,72%	6,69%	13,30%	5,33%	11,23%
18	9,20%	4,29%	3,36%	10,31%	13,24%
17	11,24%	6,30%	6,08%	3,22%	14,59%
16	10,76%	6,75%	10,69%	6,94%	7,24%
15	9,32%	9,38%	6,70%	9,92%	3,61%
14	12,45%	6,20%	11,90%	12,60%	6,15%

13	9,82%	11,94%	10,65%	11,34%	10,21%
12	22,58%	23,48%	9,69%	6,05%	7,34%
11	61,11%	26,62%	29,39%	22,45%	16,14%
10	25,01%	18,63%	22,27%	18,07%	18,99%
9	13,19%	9,26%	16,01%	18,56%	13,34%
8	12,10%	11,90%	15,56%	10,50%	21,17%
7	13,13%	9,26%	23,23%	13,73%	10,21%
6	16,18%	6,90%	9,85%	15,29%	16,91%
5	20,78%	13,37%	20,04%	18,35%	16,50%
4	12,93%	10,77%	13,75%	19,64%	14,71%
3	6,71%	9,64%	6,84%	10,82%	7,93%
2	5,54%	4,46%	6,04%	5,69%	4,63%
1	5,41%	4,20%	4,69%	4,97%	3,85%

Segunda fase ($am = 0.5$)

As Tabela 4-10 e Tabela 4-11 apresentam os valores obtidos da distorção harmônica total para diferentes frequências e tempos mortos simulados com um índice de modulação 0.5 e com 10 V e 24V alimentação, respectivamente.

Tabela 4-10 - THD da Tensão com Alimentação de 10V [20-60ns]

Frequência Em kHz	Tempo Morto				
	20ns	30ns	40ns	50ns	60ns
20	12,13%	16,13%	13,23%	6,60%	6,88%
19	22,45%	31,55%	17,54%	5,57%	6,49%
18	12,86%	21,24%	18,97%	3,41%	15,16%
17	74,69%	57,82%	6,62%	10,97%	15,32%
16	52,65%	47,27%	13,52%	6,94%	12,95%
15	46,78%	63,25%	46,51%	40,56%	17,68%
14	44,39%	35,11%	21,05%	21,79%	14,02%
13	54,63%	50,82%	40,38%	25,45%	18,30%
12	47,33%	60,80%	30,58%	39,88%	16,37%
11	104,53%	49,82%	70,13%	46,10%	13,29%
10	82,38%	46,81%	54,65%	46,18%	27,33%
9	59,80%	43,08%	26,52%	17,58%	35,43%
8	91,47%	68,67%	23,80%	23,48%	13,99%
7	49,58%	58,13%	34,89%	35,58%	33,11%
6	17,42%	39,98%	33,42%	29,46%	28,28%
5	15,34%	37,55%	24,41%	35,71%	22,23%
4	34,15%	63,25%	27,50%	60,11%	24,77%
3	16,89%	14,49%	25,38%	18,67%	15,63%
2	10,65%	6,32%	11,07%	8,49%	8,73%
1	5,98%	4,74%	11,93%	4,62%	7,79%

Tabela 4-11 - THD da Tensão com Alimentação de 24V [20-60ns]

Frequência Em kHz	Tempo Morto				
	20ns	30ns	40ns	50ns	60ns
20	13,68%	43,71%	17,69%	14,15%	9,25%
19	21,72%	13,53%	13,53%	5,36%	7,82%
18	38,48%	11,10%	13,09%	9,35%	6,07%
17	59,11%	43,10%	15,52%	9,03%	18,84%
16	59,16%	20,51%	11,75%	14,68%	11,05%
15	32,42%	37,98%	39,74%	12,55%	23,83%
14	41,96%	71,94%	25,68%	16,79%	8,78%
13	43,60%	42,67%	14,24%	39,75%	18,34%
12	46,80%	36,61%	54,62%	53,85%	17,71%
11	91,92%	72,53%	96,02%	73,74%	35,28%
10	61,06%	55,13%	44,17%	48,23%	16,39%
9	78,00%	67,62%	45,55%	21,74%	19,63%
8	34,19%	59,41%	26,15%	53,53%	19,59%
7	21,22%	28,57%	89,79%	20,78%	48,29%
6	34,56%	69,21%	48,62%	40,27%	34,96%
5	22,89%	53,72%	38,54%	29,00%	32,76%
4	75,64%	25,24%	34,94%	39,63%	25,84%
3	18,66%	12,97%	18,51%	6,70%	16,57%
2	7,14%	11,07%	9,87%	7,44%	8,54%
1	7,15%	4,08%	10,97%	5,20%	7,63%

Após uma análise dos resultados obtidos, para diferentes simulações, não foi possível chegar a uma conclusão definitiva, relativamente à influência do tempo morto na distorção harmónica total resultante.

No entanto, verificou-se que em todas as simulações se obtinha um valor máximo de distorção harmónica total para a frequência de 11kHz. O que pode ser explicado pelo facto do seu terceiro harmónico ficar situado à frequência de ressonância do filtro chegando mesmo a ultrapassar em valor, a amplitude do primeiro harmónico. O exposto encontra-se ilustrado na Figura 4-28.

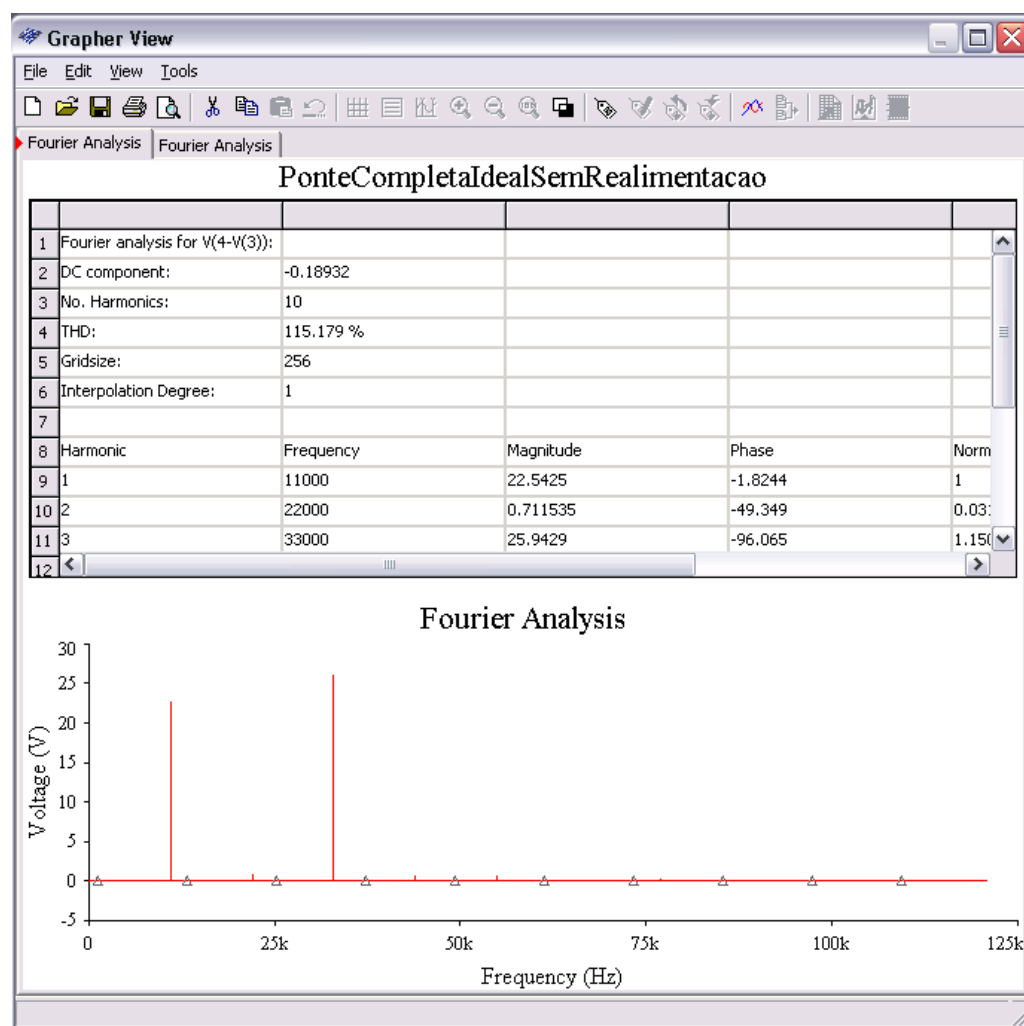


Figura 4-28 - Distorção Harmónica Total para a frequência de 11kHz

4.8 - Realimentação

Para dimensionar as partes necessárias à implementação da realimentação do amplificador, tendo como referência o sinal de corrente no altifalante, recorreu-se a um estudo baseado em simulações do sistema, realizadas em MATLAB. Para esse fim usou-se uma ferramenta que o software referido possui: O SISOTOOL.

O SISOTOOL é uma ferramenta existente no MATLAB que permite simular sistemas que possuam uma única entrada e uma única saída (SISO - *single input single output*)[51] e mediante a escolha do tipo de arquitectura de controlo, de configuração da malha de realimentação e sistema a simular, permite efectuar o dimensionamento do compensador. Tem ainda a funcionalidade de se poder realizar esse dimensionamento inserindo pólos, zeros e/ou variando o ganho do compensador directamente sobre o gráfico da análise feita ao sistema (Traçado de Bode, Lugar Geométrico das raízes e Traçado de Nyquist) no qual se vê o

efeito imediato dessa alteração. Torna-se assim num instrumento útil ao dimensionamento pretendido.

4.8.1 - Dimensionamento do compensador

Começou-se por calcular a função de transferência do sistema composto pelo filtro e impedância do altifalante que possui como parâmetro de entrada a tensão aplicada ao sistema e como parâmetro de saída a corrente no altifalante.

Dividindo a equação (4.7) pela impedância do altifalante, obtém-se a função de transferência desejada.

A função de transferência do sistema é:

$$\frac{I_a}{V} = \frac{s^2 LC + 1}{s^5 L^2 C^2 La + s^4 L^2 C^2 Ra + s^3 (2L^2 C + 2LCLa) + s^2 (LCRa) + s(2L + La) + Ra} \quad (4.40)$$

Na equação (4.40) I_a é a corrente que percorre a impedância do altifalante; La e Ra correspondem respectivamente à indutância e resistência do altifalante; L é a indutância de cada bobina do filtro e C é a capacidade de cada condensador do mesmo.

Verificou-se seguidamente a resposta em frequência do sistema associado à equação (4.40).

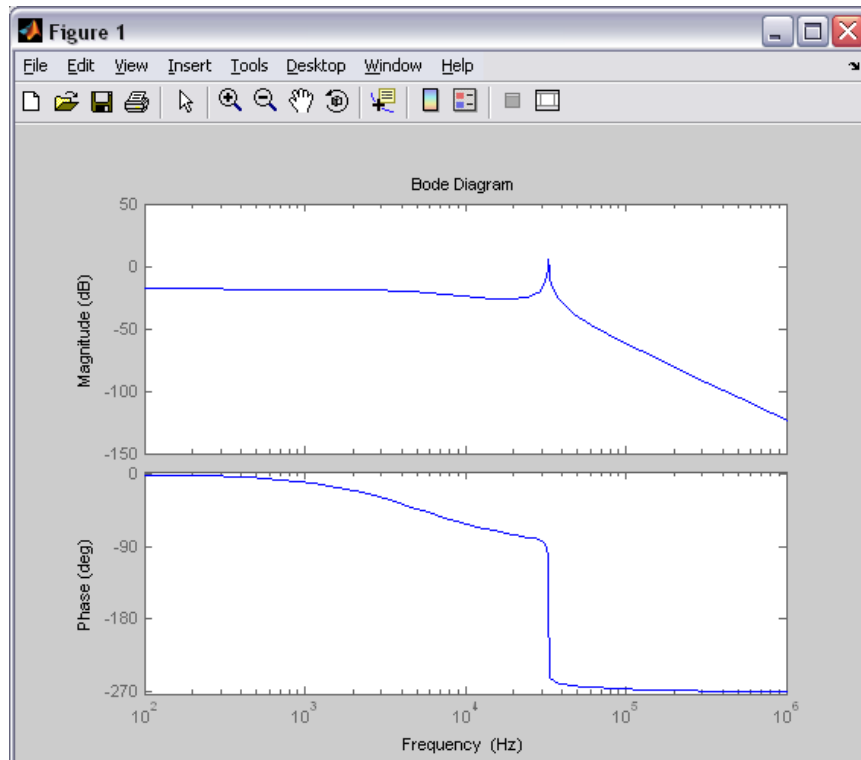


Figura 4-29 - Resposta em frequência da Planta em malha aberta

Analisando a resposta em frequência, representada graficamente na Figura 4-29, constatou-se a existência de um atraso de fase em relação à tensão de entrada. A título de exemplo, para a frequência de 20KHz obteve-se à saída um atraso de fase de 75°.

Escolheu-se então uma arquitectura de controlo adequada a realizar a realimentação do sistema, com o intuito de melhorar a resposta em frequência do mesmo. Pretendia-se que no ramo de realimentação apenas fosse inserido um ganho e o compensador fosse inserido no ramo de acção directa.

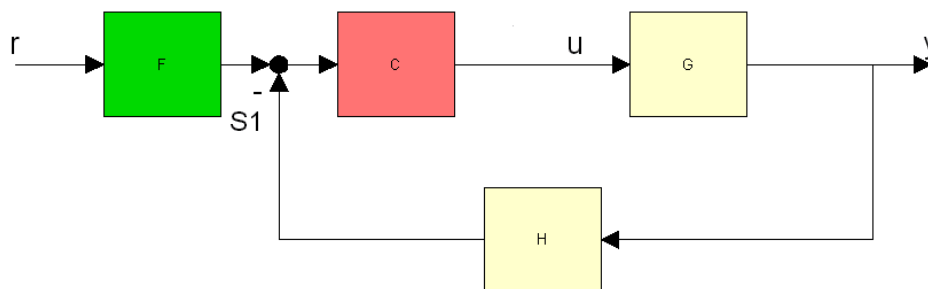


Figura 4-30 - Arquitectura de controlo utilizada: C = compensador; G = Planta; H e F=1; r = sinal de entrada; u = sinal à saída do compensador; y = sinal de saída do sistema em malha fechada; S1- realimentação negativa

Com a arquitectura escolhida, ilustrada na Figura 4-30, seguiu-se o dimensionamento do compensador, o qual deveria obedecer a alguns requisitos de projecto predeterminados.

Sabe-se que um sistema de fase mínima que possua uma margem de fase situada entre 30° e 60° e que tenha ainda uma margem de ganho superior a 6dB, tem estabilidade garantida, mesmo que o ganho em malha aberta e as constantes de tempo dos componentes variem dentro de certos limites. Um sistema de fase mínima é um sistema que não possua pólos ou zeros no semiplano direito do plano s [52].

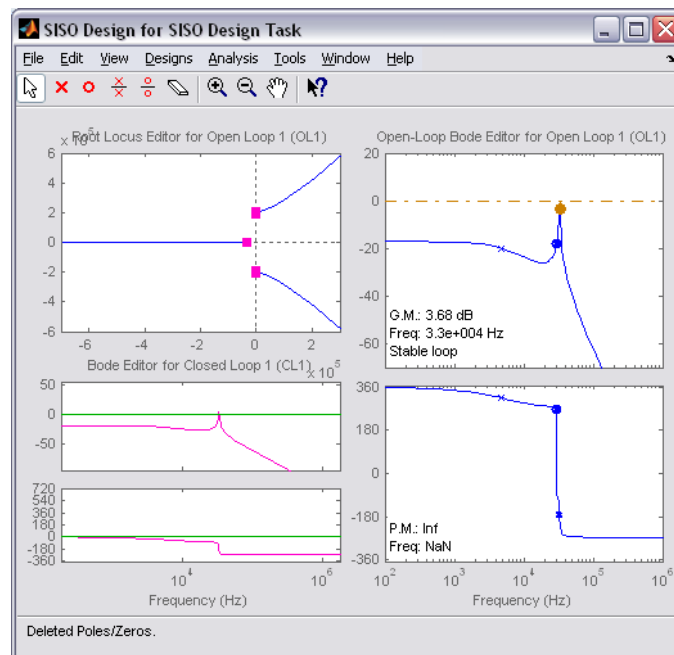


Figura 4-31 - Sistema sem Compensador: representação do Lugar Geométrico das Raízes (em cima à esquerda); Traçado de Bode em malha aberta (esquerda em baixo); Traçado de Bode em malha fechada (lado direito)

Pela análise do traçado de Bode em malha aberta, presente na Figura 4-31, retira-se a margem de fase de valor infinito e a margem de ganho de valor 3.68 dB. Olhando para a representação do Lugar Geométrico de Raízes observa-se que, aumentando o ganho em malha aberta, as raízes se deslocam para o semi-plano direito do plano s o que faz com que o sistema se torne instável.

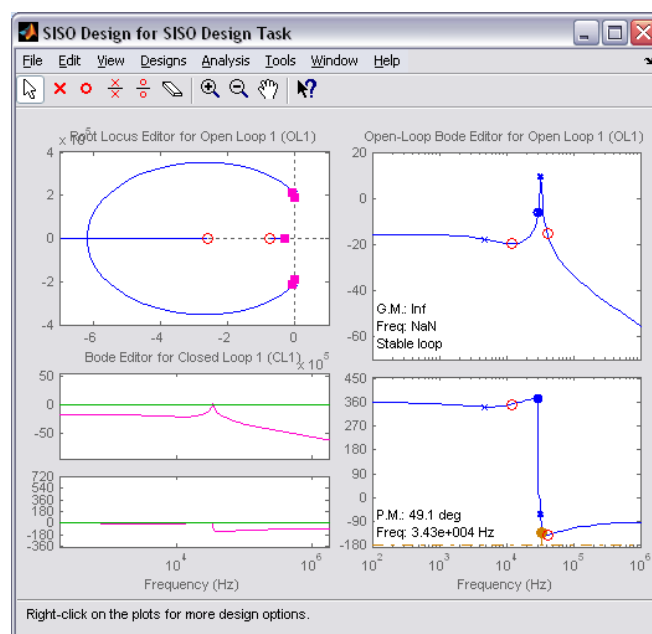


Figura 4-32 - Planta com Compensador: representação do Lugar Geométrico das Raízes (em cima à esquerda); Traçado de Bode em malha aberta (esquerda em baixo); Traçado de Bode em malha fechada (lado direito)

Com o compensador implementado, usando dois zeros reais, um situado à frequência de 11,92kHz e o outro situado à frequência de 41,11kHz conseguiu-se que o lugar geométrico das raízes ficasse no semi-plano esquerdo do plano s . O exposto encontra-se ilustrado na Figura 4-32.

O sistema a malha aberta passou a apresentar uma margem de fase de 49° e uma margem de ganho infinita pelo que se garantiu desta forma a sua estabilidade.

Por sua vez, como era pretendido, conseguiu-se uma melhoria da resposta em malha fechada em termos de fase. Para a frequência de 20kHz passou a apresentar um avanço de fase de 6° que se contrapõe aos anteriores -75° .

Na Figura 4-33 representa-se a resposta em frequência obtida do sistema com compensador, na qual se pode verificar a melhoria em termos de fase do sistema.

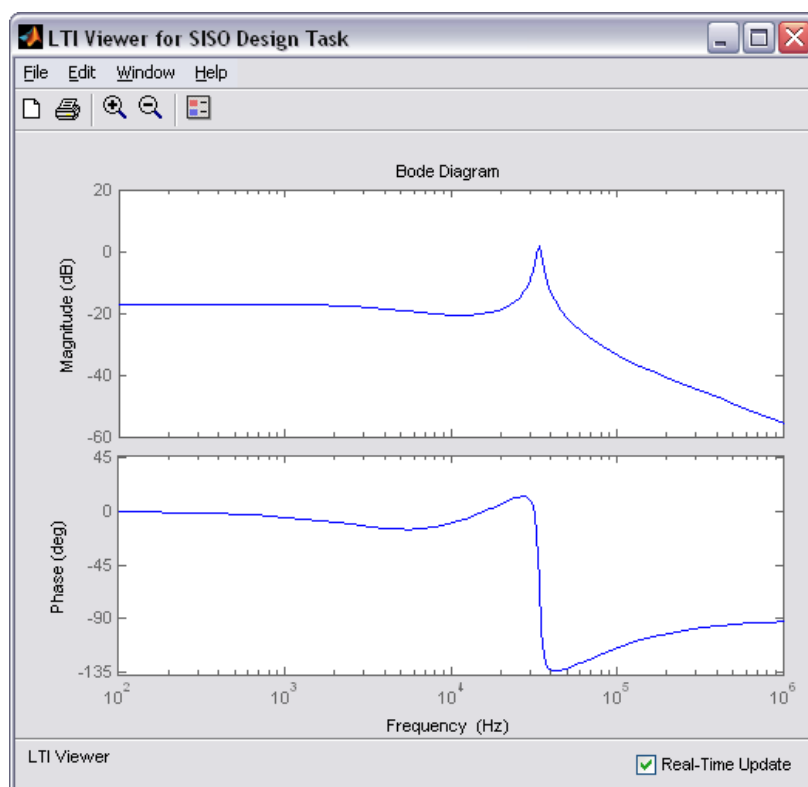


Figura 4-33 - Resposta em frequência do Sistema com Compensador em malha fechada

O compensador obtido ficou com a seguinte forma:

$$\text{Compensador} = 1,17 \times (1 + 3,871 \times 10^{-6}s)(1 + 13,355 \times 10^{-6}s) \quad (4.41)$$

4.9 - Conclusão

Apesar de se terem criado um modelos Spice para o MOSFET e *driver* utilizados, acabou por se realizar a simulação do amplificador classe D recorrendo a componentes ideais pois de outra forma os tempos de simulação seriam inoportáveis para a quantidade simulações pretendida. Quanto à influência da quantidade de tempo morto, incluída na comutação do circuito no correspondente valor da distorção harmónica total, não é possível chegar a uma conclusão definitiva, pois não se nota uma correspondência directa entre as duas. Para se chegar a uma conclusão seria necessário desenvolver um estudo centrado à volta desse tema.

Validou-se o bom dimensionamento do filtro passa baixo de segunda ordem confrontando os valores obtidos através de uma aplicação desenvolvida em Matlab com os resultados da simulação efectuada no Multisim. Verificou-se também o bom funcionamento do circuito gerador de onda triangular, cujos valor de frequência e amplitude se aproximavam bastante dos valores esperados.

Por último, usando a ferramenta do Matlab SISOTOOL, foi possível chegar a uma expressão para o compensador que seria o mais indicado para melhorar a resposta em frequência do sistema desenvolvido.

Capítulo 5

Implementação do circuito

5.1 - Resumo

Neste capítulo descrevem-se os blocos constituintes do circuito implementado e a razão da sua escolha. Efectuam-se medições da distorção harmónica total para diferentes frequências e tempos mortos. Termina-se com apresentação de resultados práticos obtidos.

5.2 - Blocos do Circuito

O LT1715 usado para gerar o sinal de PWM possui um funcionamento em modo comum para entradas que vai desde -100mV abaixo da alimentação V_{EE} até 1.2V abaixo de V_{CC} . Ao ser alimentado unipolarmente com 5 V é necessário referenciar os sinais, que vão ser comparados, a uma tensão positiva que se situe entre esses dois limites. Neste caso como o limite máximo de tensão fica igual a 3.8V referenciaram-se todos os sinais a metade desse valor. Isso foi realizado usando um divisor resistivo composto por uma resistência de 4.7k Ω e um potenciômetro multivolta de 10k Ω . Para se evitar que o divisor resistivo variasse o seu valor em tensão, devido a algum efeito de carga dos circuitos a que seria ligado, usou-se um *buffer* de tensão.

5.2.1 - *Buffer* de tensão

O *buffer* de tensão foi implementado usando um amplificador operacional (opa2350) não inversor em que a malha de realimentação negativa é realizada por um curto-circuito entre a saída e a entrada inversora. Como o amplificador operacional apresenta um curto-circuito virtual aos seus terminais de entrada, qualquer tensão que seja aplicada à entrada não

inversora aparecerá na entrada inversora e na sua saída. O circuito referido encontra-se ilustrado na Figura 5-1.

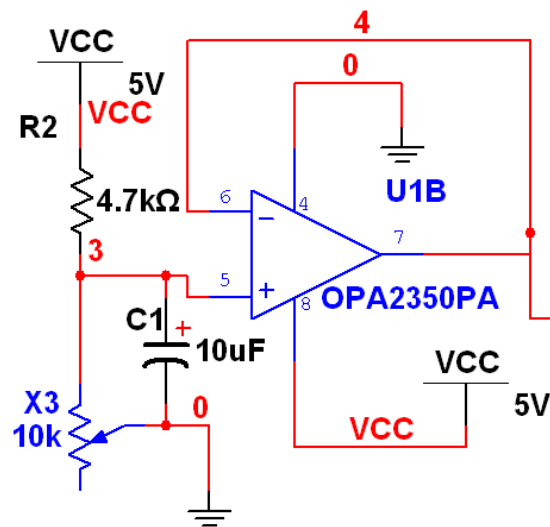


Figura 5-1- Divisor resistivo feito entre uma resistência de 4,7kΩ e um potenciômetro de 10kΩ seguido de um *buffer* de tensão

A Figura 5-2 apresenta o circuito do Buffer de tensão implementado. Na referida figura consegue-se visualizar o divisor resistivo realizado entre a resistência de 4.7kΩ e o potenciômetro de 10kΩ cuja tensão é estabilizada usando condensadores de desacoplamento. Vê-se ainda o amplificador operacional montado na configuração inversora com condensadores de desacoplamento inseridos nos seus terminais de alimentação.

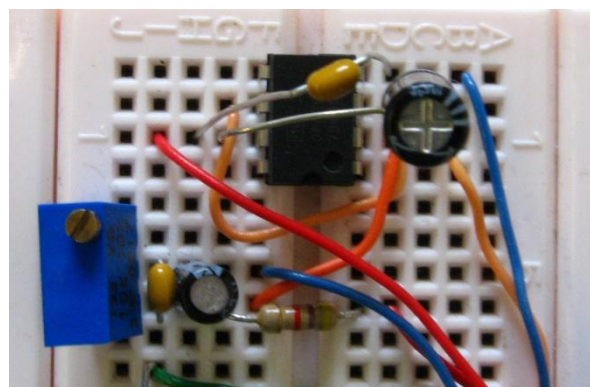


Figura 5-2 - Buffer de tensão implementado

5.2.2 - Amplificador montado em configuração inversora com acoplamento AC

A Figura 5-3 apresenta o circuito utilizado. Com esta montagem foi possível eliminar a componente DC do sinal à entrada e referenciá-lo à tensão que se encontra aplicada no terminal não inversor do amplificador operacional [39].

O circuito da Figura 5-3 a resistência R6 e a condensador C5 implementam um filtro passa alto que possui uma frequência de corte que pode ser calculada usando (5.1):

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times C5 \times R6} \quad (5.1)$$

Dentro da banda passante esta montagem apresenta um ganho igual a $-X4/R6$.

Aplicando a tensão de referência do buffer à entrada não inversora do amplificador operacional consegue-se alterar o valor DC do sinal a amplificar.

Esta montagem foi usada para a entrada do sinal de áudio, para a entrada da onda triangular e seria usada para efectuar o acoplamento AC do sinal vindo da malha de realimentação.

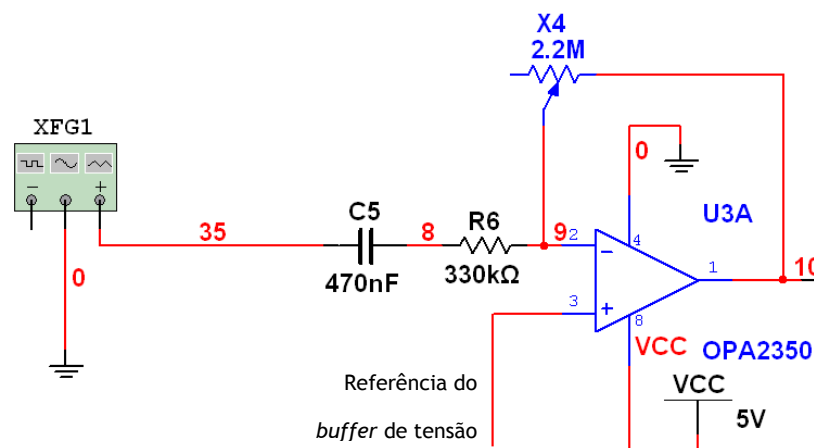


Figura 5-3 - Amplificador inversor com acoplamento AC- Sinal de áudio

Como o sinal de áudio e o sinal de realimentação podem apresentar o valor mínimo de 20Hz procurou-se que a frequência de corte do filtro passa alto fosse muito inferior a esse limiar. É importante no dimensionamento deste filtro que R6 possua um valor elevado. Escolheram-se então os valores de C5 = 470nF e R6 = 330kΩ para o dimensionamento do filtro com frequência de corte de 1.02Hz.

Para o caso da onda triangular, montagem na Figura 5-4, visto a frequência ser constante e de valor elevado, usaram-se valores de C14=33nF e R39=5.6kΩ o que dá uma frequência de corte de 861Hz.

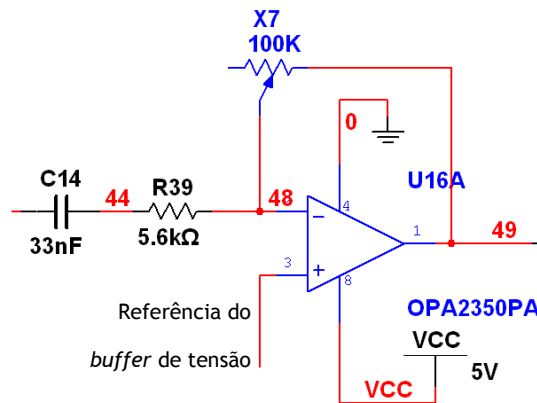


Figura 5-4 - Amplificador inversor com acoplamento AC- Onda triangular

A Figura 5-5 apresenta o circuito do amplificador na configuração inversora com acoplamento AC mais filtro passa baixo activo usado para o sinal de áudio.

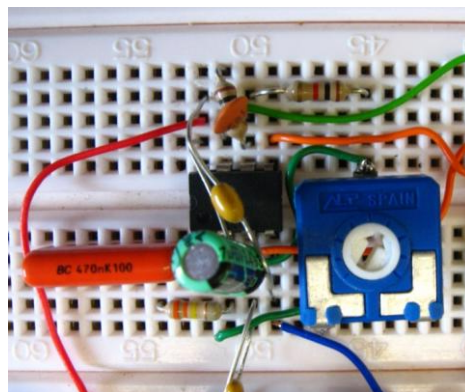


Figura 5-5 - Amplificador na configuração inversora com acoplamento AC e filtro passa baixo activo

5.2.3 - Filtro passa baixo activo

Devido ao ruído a alta frequência existente no circuito provocado pelas comutações dos comparadores, tornou-se necessária a inserção de um filtro passa baixo activo logo após o bloco do amplificador, com acoplamento AC, para o sinal de áudio, e após o bloco do amplificador, de instrumentação, com o intuito de se minimizar esse ruído.

A Figura 5-6 apresenta o filtro passa baixo realizado por um amplificador operacional montado na configuração inversora, que possui no ramo de realimentação negativa uma impedância composta por uma resistência em paralelo com um condensador (5.2).

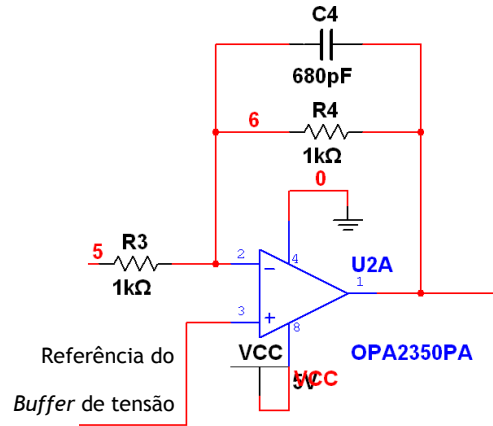


Figura 5-6 - Filtro passa baixo com frequência de corte de 230kHz

$$C4||R4 = \frac{R4}{sR4C4 + 1} \quad (5.2)$$

Pelo que a função de transferência apresenta a seguinte forma (equação (5.3)):

$$\frac{Vo}{Vi} = -\frac{\frac{R4}{sR4C4 + 1}}{R3} \quad (5.3)$$

Como se pretendia que filtro possuísse ganho unitário escolheram-se valores idênticos para R4 e R3, obtendo-se a seguinte expressão de ganho:

$$\frac{Vo}{Vi} = -\frac{1}{sR4C4 + 1} \quad (5.4)$$

Como o sinal de áudio pode apresentar um valor máximo de 20kHz dimensionou-se o filtro passa baixo para que a frequência de corte fosse no mínimo uma década acima desse valor. Garantia-se assim que o sinal de áudio não fosse afectado em termos de fase pelo pólo existente na função de transferência do filtro.

Usando 1kΩ para as resistências em conjunto com uma capacidade de 680pF obteve-se uma frequência de corte de 230kHz.

5.2.4 - Amplificador de instrumentação

Para se obter a diferença entre os sinais de áudio e o da malha de realimentação pensou-se em usar um amplificador de instrumentação [53] apresentado na montagem existente na Figura 5-7.

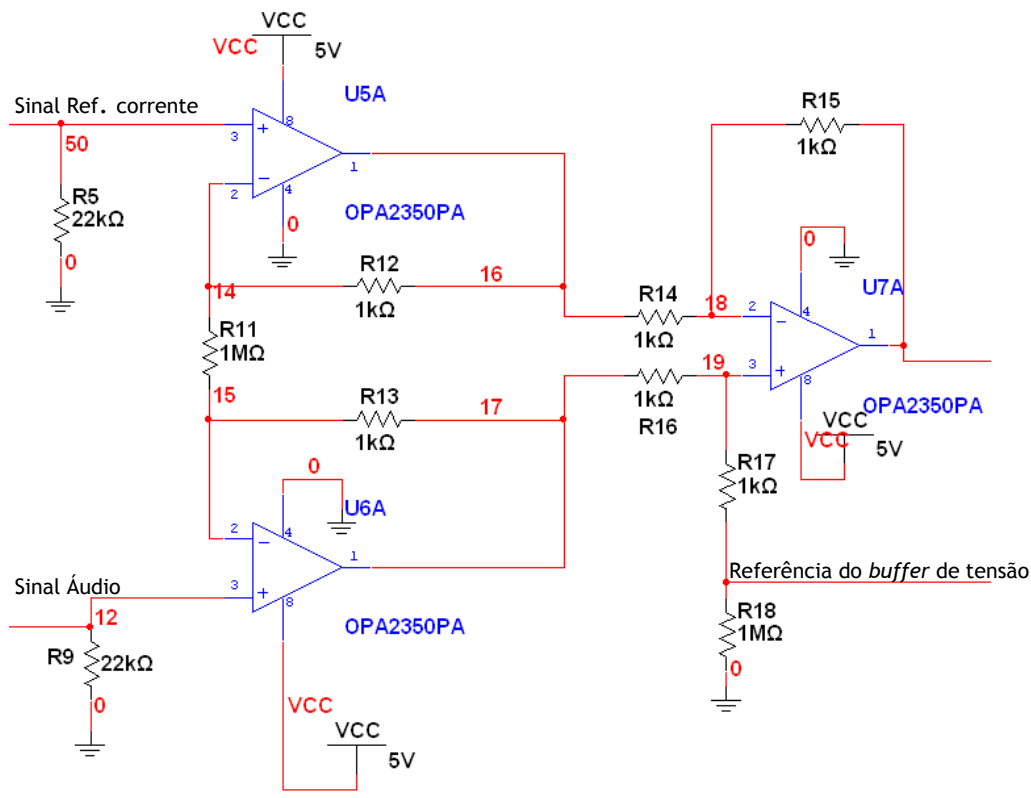


Figura 5-7 - Amplificador de instrumentação

Considerando $R1=R11$, $R2=R12=R13$, $R3=R14=R16$ e $R4=R15=R17$, e que V_i é a diferença entre a tensão no nó 12 menos a tensão no nó 50 obtém-se a seguinte função de ganho:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R4}{R3} \left(1 + \frac{2R2}{R1} \right) \quad (5.5)$$

Para o circuito representado na Figura 5-7 o ganho é aproximadamente unitário visto que $R1$ é mil vezes superior a $R2$ e todas as outras resistências são iguais a $1k\Omega$.

A Figura 5-8 apresenta o circuito do amplificador de instrumentação e filtro passa baixo activo implementado.

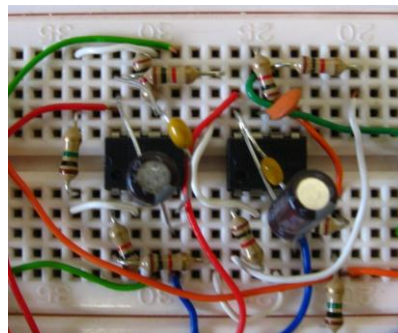


Figura 5-8 - Amplificador de instrumentação com filtro passa baixo activo implementado laboratorialmente

5.2.5 - Implementação dos Zeros

Para a implementação de cada zero usou-se um amplificador operacional montado na configuração inversora com impedância de entrada igual ao paralelo entre uma resistência e um condensador.

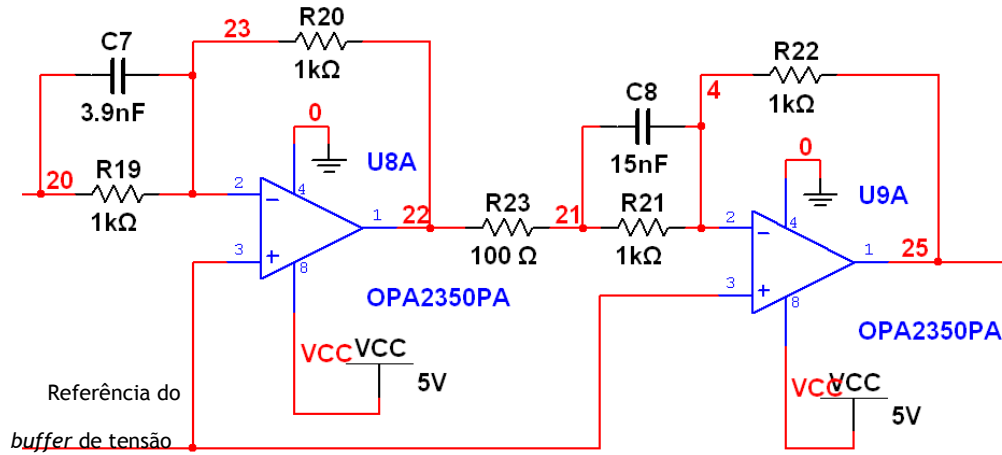


Figura 5-9 - Implementação dos zeros

Calculando a função de transferência da montagem do amplificador operacional representado à esquerda na Figura 5-9 tem-se:

$$C7 || R19 = \frac{R19}{s \times R19 \times C7 + 1} \quad (5.6)$$

$$\frac{Vo}{Vi} = - \frac{R20}{\frac{R19}{s \times R19 \times C7 + 1}} \quad (5.7)$$

Fazendo $R19 = R20$,

$$\frac{Vo}{Vi} = -s \times R19 \times C7 + 1 \quad (5.8)$$

Pelo que se obtém assim um zero com frequência de corte (f_c) igual a:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times R19 \times C7} \quad (5.9)$$

Calculando os zeros para as frequências desejadas de 11.92kHz e 41.11kHz usando resistências de 1kHz obtiveram-se 13.35nF e 3.87nF, respectivamente. O que fez com que se usasse os valores normalizados de 15nF e 3.9nF para a implementação dos mesmos.

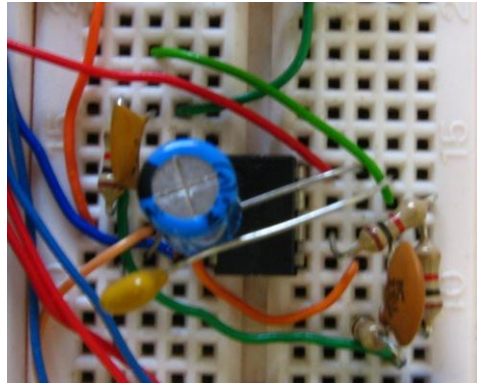


Figura 5-10 - Implementação dos Zeros

A Figura 5-10 apresenta o circuito dos zeros no qual se podem ver os condensadores desacoplamento ligados aos terminais de alimentação do CI, à esquerda do mesmo vê-se a parte referente ao zero com frequência de corte de 41kHz e à direita o zero para a frequência de 11kHz.

5.2.6 - Comparador, Buffer inversor e circuito gerador de tempo morto

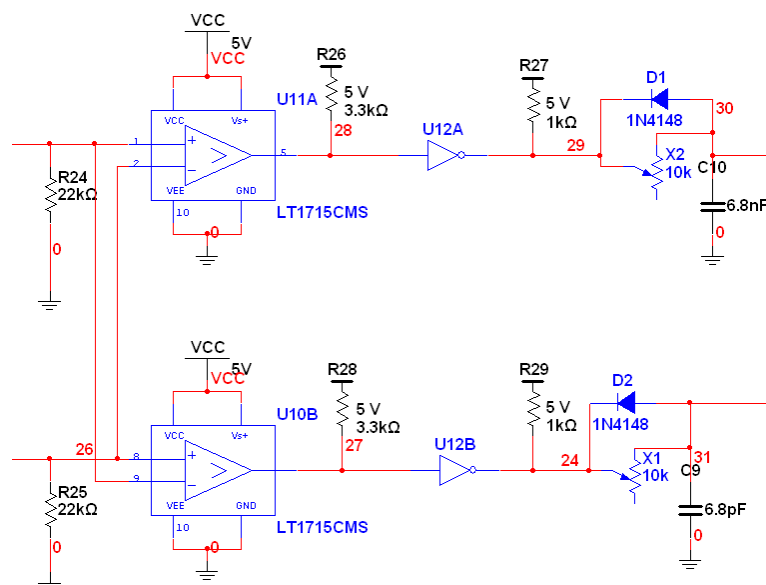


Figura 5-11 - Comparador LT1715 mais buffer de tensão 4049UB seguidos do gerador de tempo morto

Como cada LT1715 possui dois comparadores usou-se um único integrado para gerar o sinal de PWM negado e não negado. Colocou-se um buffer inversor a saída do mesmo para fornecer corrente suficiente ao circuito gerador de tempo morto. O LT1715 e o buffer inversor 4049UB têm saídas em colector aberto pelo foi necessária a inclusão de resistências de *pull-up* à saída dos mesmos.

Para o circuito gerador de tempo morto usou-se um potenciômetro multi-volta de 10k Ω e um condensador de 6.8pF de forma a se poder variar o valor da constante de tempo desde 68ns até 0ns. O diodo 1n4148 serve para descarregar a carga do condensador nas alturas em que o buffer apresenta à saída o nível lógico de 0V. O descrito encontra-se exposto na Figura 5-11. Na Figura 5-12 visualiza-se, à direita da mesma, o circuito usado para gerar o sinal de PWM, ao centro, o *buffer* de tensão inversor e à esquerda os circuitos geradores de tempo morto.

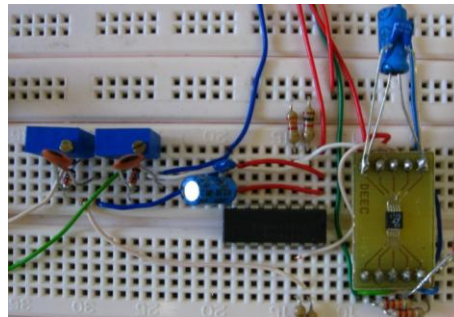


Figura 5-12 - Comparador, Buffer inversor e circuito gerador de tempo morto implementado laboratorialmente

5.2.7 - Driver de MOSFETs e resistência da porta dos MOSFETs.

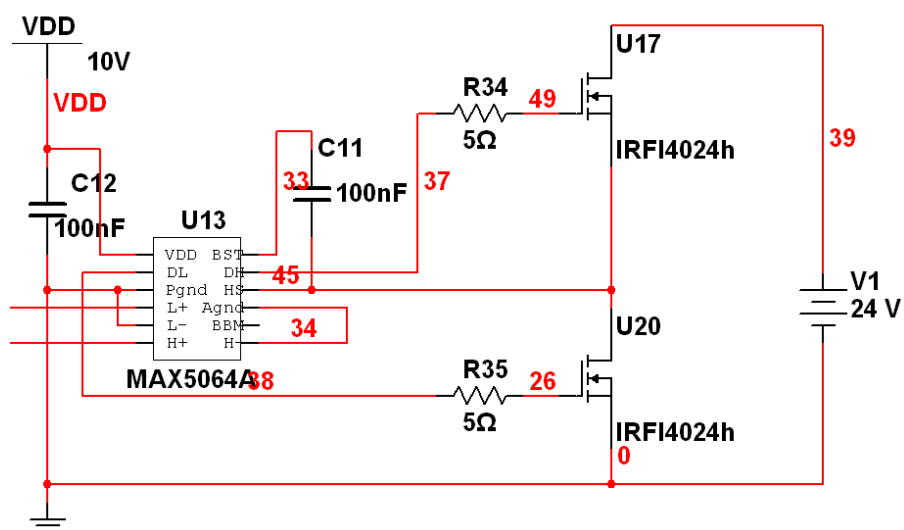


Figura 5-13 - Circuito do driver dos MOSFETs e um braço da ponte completa

Para o circuito de driver dos MOSFETs usou-se um condensador de *Bootstrapping* de 100nF, como recomendado na folha de características do mesmo, e utilizou-se uma resistência de porta de 5Ω de forma a garantir que a corrente máxima fornecida pelo driver não ultrapassasse os 2A de pico ($10V/5\Omega$). A Figura 5-13 ilustra metade da ponte completa com o respectivo driver para os MOSFETs. Na Figura 5-14 apresenta-se o circuito dos dois *drivers* de MOSFETs mais resistências de porta referidos. Vêem-se ainda os condensadores de 100nF usados no circuito de *Bootstrapping*.

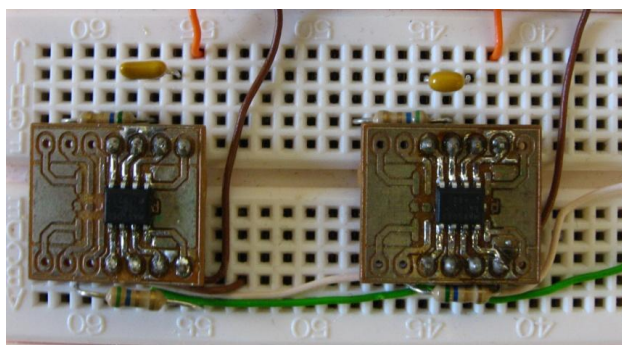


Figura 5-14 - Driver dos MOSFETs e resistência de porta dos MOSFETs

5.2.8 - Esquema do Circuito completo

De seguida representa-se esquematicamente o circuito implementado.

Na Figura 5-15 apresenta-se a montagem do condicionamento do sinal de áudio no bloco 3 e do sinal vindo da referência para a realimentação no bloco 2. O bloco 1 representa a montagem do *buffer* de tensão e o bloco 4 referente ao amplificador de instrumentação.

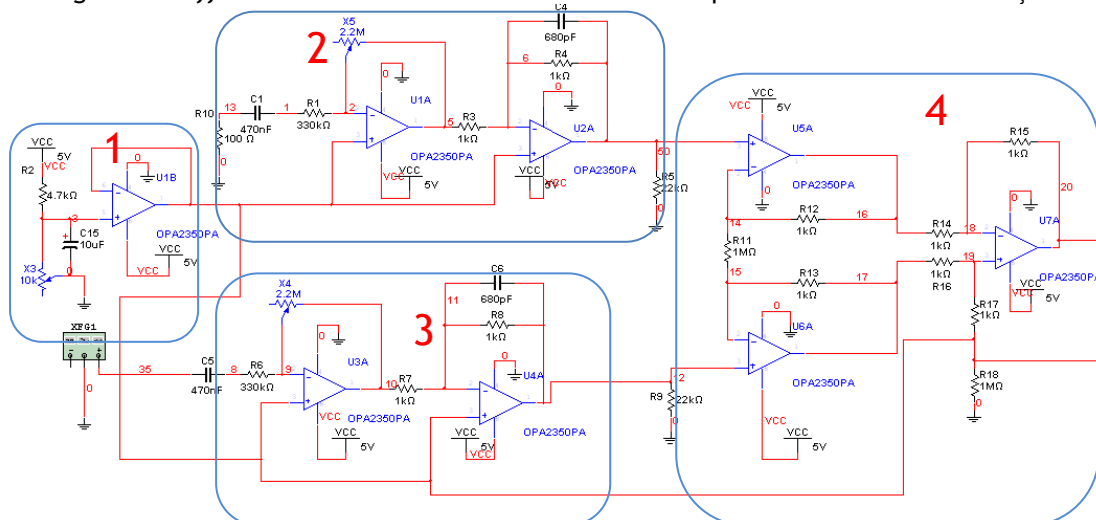


Figura 5-15 - Bloco 1- Buffer de tensão; Bloco 2 circuito de condicionamento do sinal de realimentação; Bloco 3- circuito de condicionamento do sinal de entrada de áudio; Bloco 4 - Amplificador de instrumentação.

Na Figura 5-16 encontra-se representado no bloco 5 o filtro passa baixo existente à saída do amplificador instrumentação e no bloco 6 a montagem referente aos zeros do compensador.

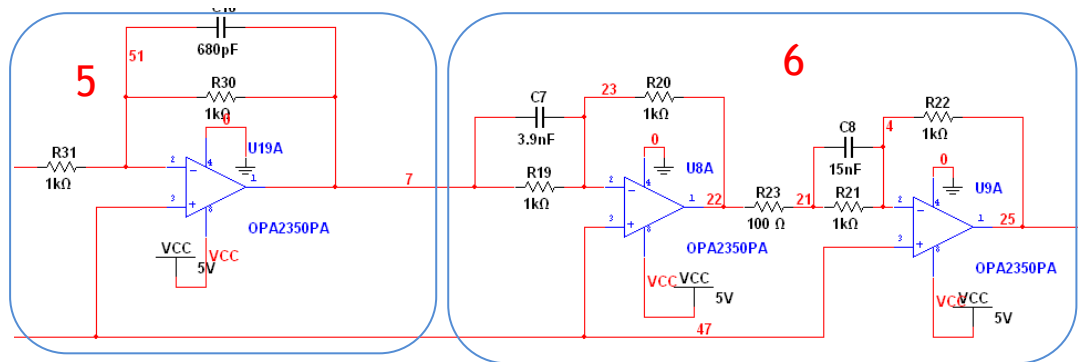


Figura 5-16 - Bloco 5 - Filtro passa baixo à saída do amplificador de instrumentação; Bloco 6 - Zeros do compensador.

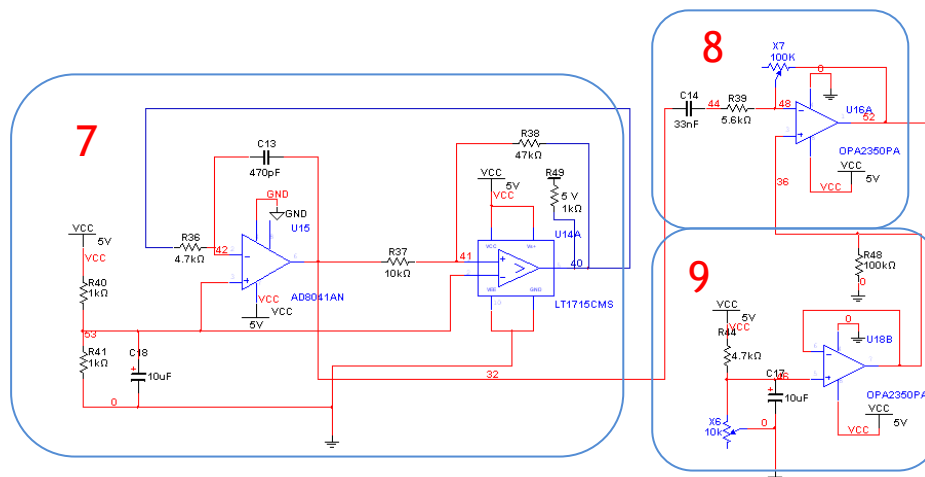


Figura 5-17 - Bloco 7- Circuito gerador de onda triangular; Bloco 8 - amplificador com acoplamento AC; Bloco 9 - Buffer de tensão

Na Figura 5-17 representa-se a montagem do circuito gerador de onda triangular no bloco 7. O bloco 9 corresponde à montagem do buffer de tensão e no bloco 9 encontra-se o circuito do amplificador com acoplamento AC usado para a onda triangular.

Na Figura 5-18 ilustram-se no Bloco 10 o circuito de comparação do sinal de áudio, retirado à saída dos zeros, com a onda triangular, o buffer inversor 4049UB e o circuito gerador de tempo de morto. No bloco 11 representa-se o circuito de drive dos MOSFETs de um braço da ponte completa.

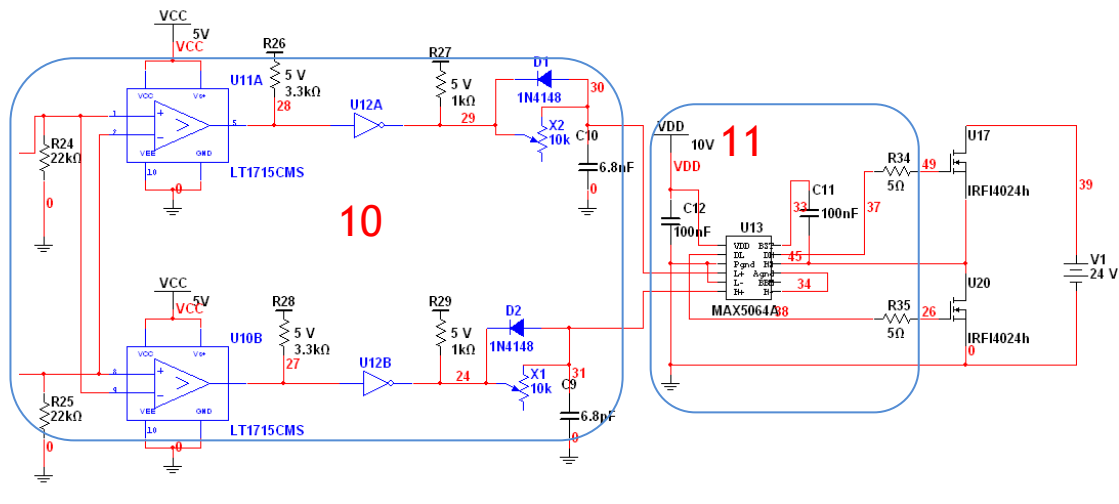


Figura 5-18 - Bloco 10 - Comparador LT1715 e *buffer* de tensão 4049UB seguidos do gerador de tempo morto; Bloco 11- Driver dos MOSFETs

5.3 - Resultados práticos

Implementado o circuito referente à parte de condicionamento de sinal até ao driver dos MOSFETs foi possível verificar o comportamento das diversas montagens descritas anteriormente. A Figura 5-19 ilustra o circuito implementado.

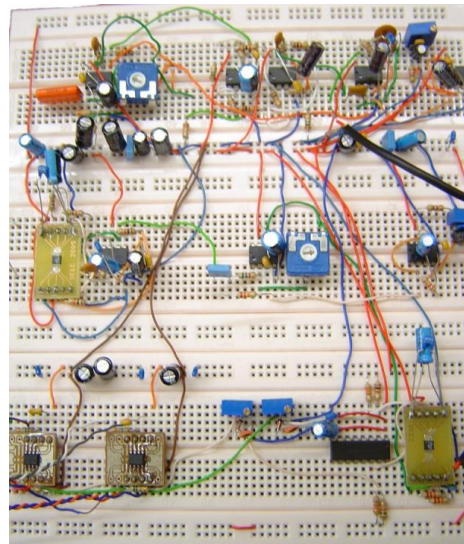


Figura 5-19 - Circuito de condicionamento de sinal implementado

A parte do circuito referente ao filtro e ponte completa é apresentada na Figura 5-20, no qual se pode ver o transdutor de corrente escolhido (LEM LT 25-NP) e os CI de cada braço da ponte de MOSFETs e respectivo dissipador. Visualiza-se ainda o filtro composto por duas bobinas toroidais e pelos dois condensadores de poliéster.

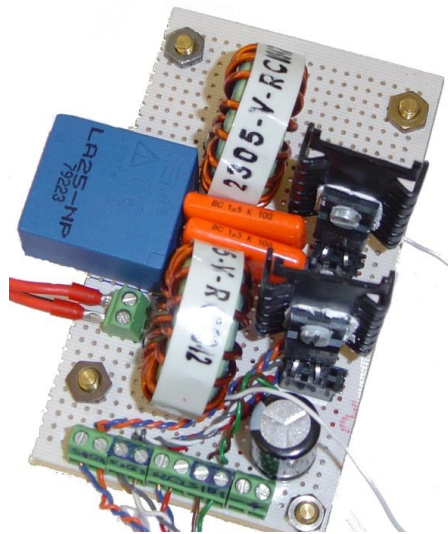


Figura 5-20 - Filtro e Ponte completa

Mediante o uso de ondas sinusoidais com 1V de pico a pico (nível de linha) geradas por uma fonte de sinal simulou-se o sinal de áudio.

De seguida apresentam-se as formas de onda obtidas na realização do trabalho prático.

5.3.1 - Onda triangular

Como era previsto, na saída do circuito gerador de onda triangular obteve-se uma amplitude de sinal de 1V pico a pico com uma componente DC de 2.5V. O sinal passou posteriormente pelo amplificador, com acoplamento AC, sendo condicionado para uma tensão DC igual à da saída do buffer de tensão. A amplitude pretendida ajusta-se variando o ganho com o potenciômetro existente na montagem. Na Figura 5-21 pode-se ver a forma de onda obtida após o condicionamento descrito.

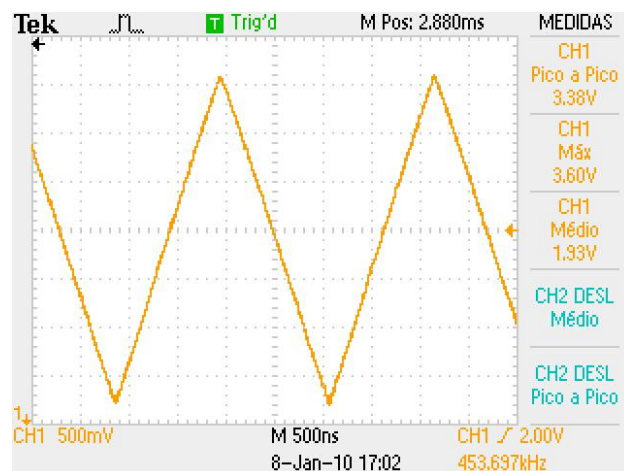


Figura 5-21 - Onda triangular após condicionamento do sinal para a referência de 1.9 V e 3.38V de pico a pico

5.3.2 - Sinais à entrada do comparador

Após o tratamento do sinal de áudio, e do sinal da onda triangular em termos de valores DC, e amplitudes pretendidas, visualizou-se o sinal à entrada do comparador. Na Figura 5-22 apresenta-se o sinal com um índice de modulação em amplitude igual a 0.35.

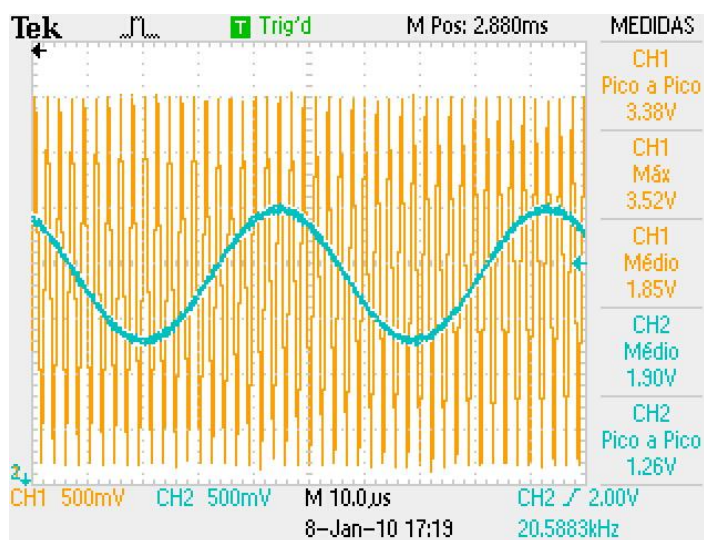


Figura 5-22 - Sinais à entrada do comparador

5.3.3 - Sinal à saída do comparador

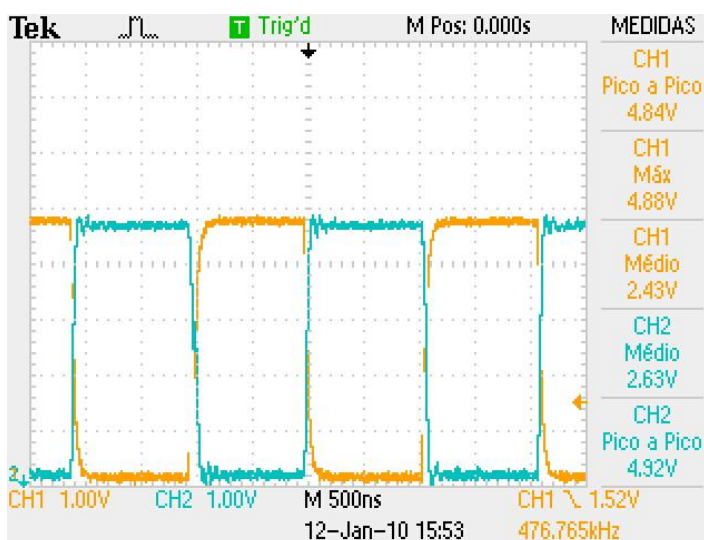


Figura 5-23 - Sinal a saída do comparador com sinal de áudio nulo

Para se ajustarem os valores dos tempos mortos, e comprovar-se o correcto funcionamento dos restantes componentes, usou-se um sinal de entrada nulo, a que

corresponde à entrada do comparador, a um sinal DC, com valor igual 1.9V, e à saída a uma onda quadrada, com ciclo de trabalho igual a 0.5. O exposto apresenta-se na Figura 5-23.

5.3.4 - Sinal à saída do Buffer 4049UB

À saída do buffer inversor obteve-se, como era esperado, um sinal similar ao da entrada mas negado. O sinal referido encontra-se ilustrado na Figura 5-24.

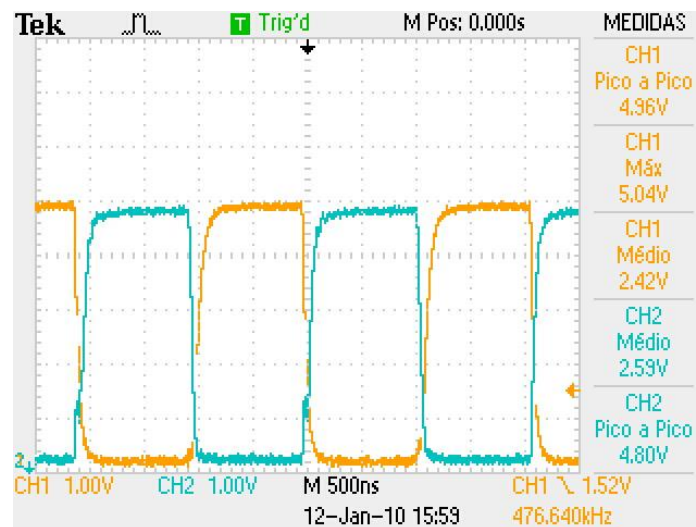


Figura 5-24 - Sinal à saída do buffer 4049UB

5.3.5 - Sinal à saída do circuito de geração de Tempo Morto

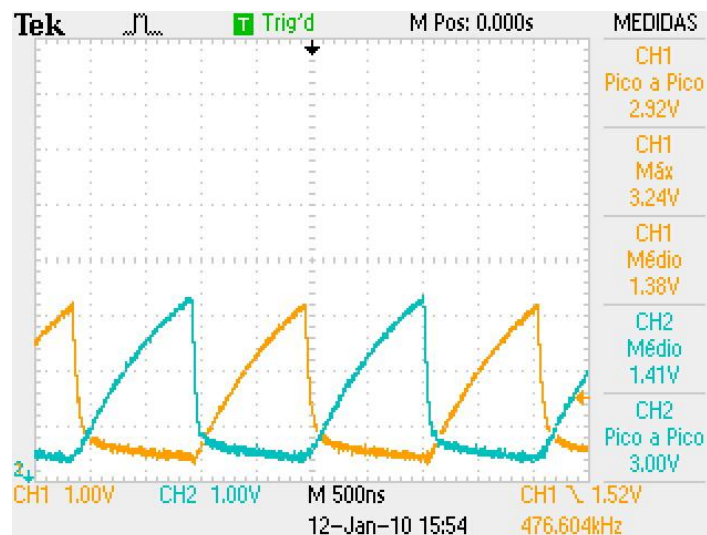


Figura 5-25 - Sinal à saída do gerador do Tempo Morto

Na Figura 5-25 representa-se o sinal à saída do circuito gerador de tempo morto, que devido à sua constante de tempo não ser nula, origina um atraso na resposta do mesmo. Isso traduz-se num aumento do tempo de subida da forma de onda.

5.3.6 - Sinal de comando das portas dos MOSFETs

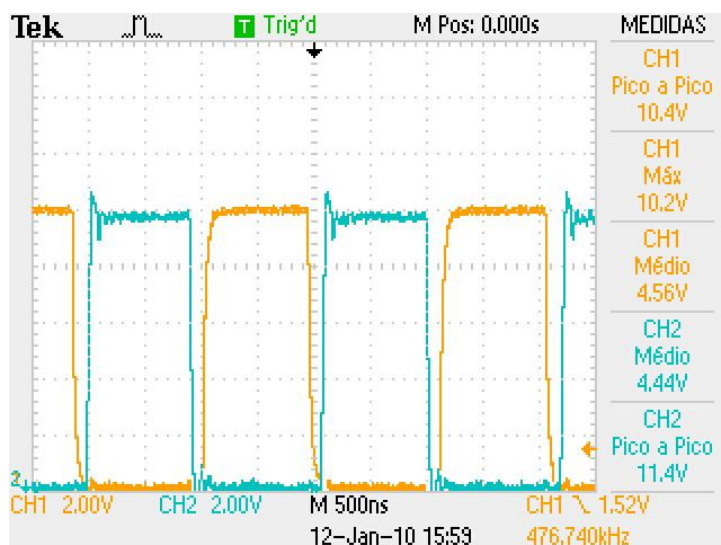


Figura 5-26 - sinal de comando das portas dos MOSFETs

A Figura 5-26 apresenta o resultado da introdução do atraso entre comutações, o qual evita a sobreposição dos sinais de comando dos MOSFETs. Este atraso usa-se para se impedir que dois MOSFETs dum mesmo braço estejam em condução ao mesmo tempo. Desta forma apenas se dá comando “on” a um MOSFET depois do outro estar “off”.

5.3.7 - Ruído à saída dos circuitos derivadores

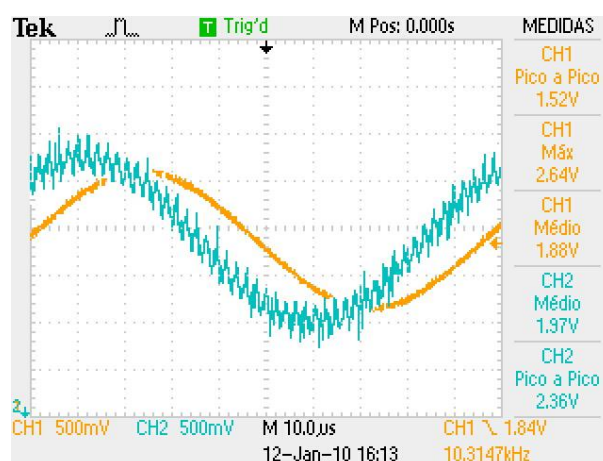


Figura 5-27 - Ruído à saída do bloco correspondente aos zeros: CH1 onda à entrada dos zeros; CH2 onda à saída dos zeros

Como os zeros têm a característica do ganho aumentar com a frequência, tornam-se mais susceptíveis aos efeitos do ruído resultante da alta frequência de comutação dos comparadores. Facto que se pode verificar na Figura 5-27, em que se vêem as formas de onda à entrada e à saída dos zeros implementados com amplificadores operacionais.

5.3.8 - Medições aos terminais do altifalante para diferentes frequências com um índice de modulação de 0.5

Realizaram-se medições aos terminais do altifalante, a diferentes frequências, e variando o tempo morto. Usaram-se tempos mortos de 60ns, 40ns e 20ns, para as frequências de 1Khz, 5Khz, 10Kz, 15Khz e 20Khz.

Utilizou-se a funcionalidade, existente no osciloscópio digital Tektronix TDS-20014B, de realização de Transformada de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*) e consequente exportação dos dados num ficheiro CSV. Posteriormente pôde-se calcular o valor da distorção harmónica total para as frequências testadas. Os valores da FFT obtidos no osciloscópio correspondem aos valores eficazes das tensões de cada harmónico em dBs.

Cálculo da distorção harmónica total em dBs:

Equação para o cálculo da tensão eficaz (V_{ef}) em dBs.

$$dB = 20 \log_{10} V_{ef} \quad (5.10)$$

Fazendo a operação inversa tem-se,

$$V_{ef} = 10^{\frac{dB}{20}} \quad (5.11)$$

Para o valor quadrático da tensão fica,

$$V_{ef}^2 = 10^{\frac{dB}{10}} \quad (5.12)$$

Usando os valores eficazes da tensão em dBs para os n primeiros harmónicos, é possível calcular valor da THD mediante o uso da equação (5.13).

$$THD = 100 \times \sqrt{\frac{10^{\frac{dB1}{10}} + 10^{\frac{dB2}{10}} + 10^{\frac{dB3}{10}} + 10^{\frac{dB4}{10}} + \dots + 10^{\frac{dBn}{10}}}{10^{\frac{dBF}{10}}}} \quad (5.13)$$

Em que dB1, dB2 até dBn correspondem ao valor em dBs para as tensões eficazes de cada harmónico e dBF corresponde ao valor em dBs para a tensão eficaz da frequência fundamental.

Recorrendo ao programa Excel, calcularam-se as distorções harmónicas para cada frequência de teste utilizando os valores contidos no ficheiro CSV gerados pelo osciloscópio.



Figura 5-28 - Tempo morto de 20 ns

Na Figura 5-28 ilustra-se a medida do tempo morto inserido entre comutações dos sinais comando das portas dos MOSFETs.

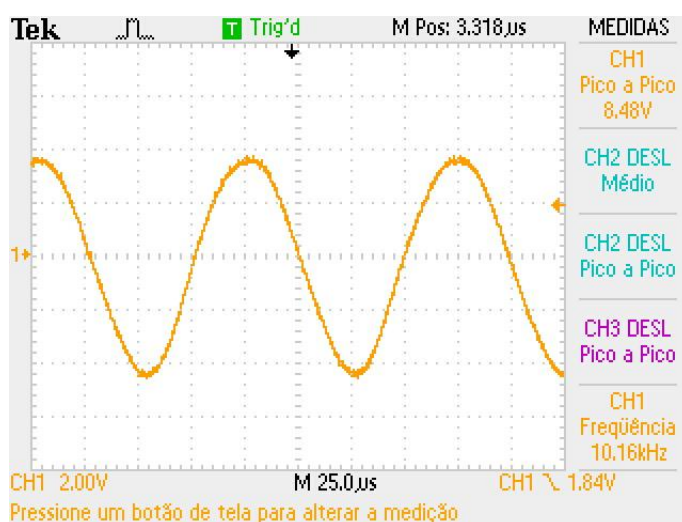


Figura 5-29 - Forma de onda à saída do amplificador para a frequência de 10kHz

A Figura 5-29 ilustra a forma de onda à saída do amplificador para um sinal sinusoidal de 10kHz à entrada. Efectuando a FFT, no osciloscópio, obteve-se o resultado representado na Figura 5-30, a partir do qual se calculou a THD para esta frequência.

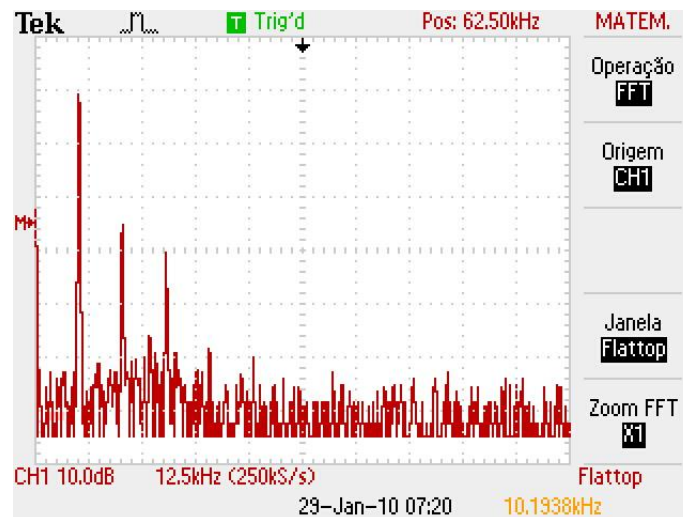


Figura 5-30 - FFT para a frequência de 10kHz

Na Figura 5-31 apresenta-se o resultado da aplicação de uma senoide de 15kHz à entrada do amplificador. Na Figura 5-32 pode-se ver o resultado da FFT realizada ao sinal à saída do amplificador para a frequência de 15kHz.

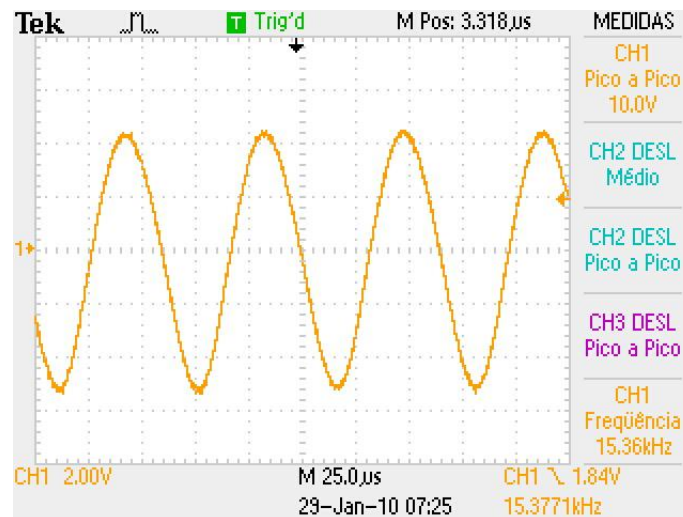


Figura 5-31 - Forma de onda à saída do amplificador para a frequência de 15kHz

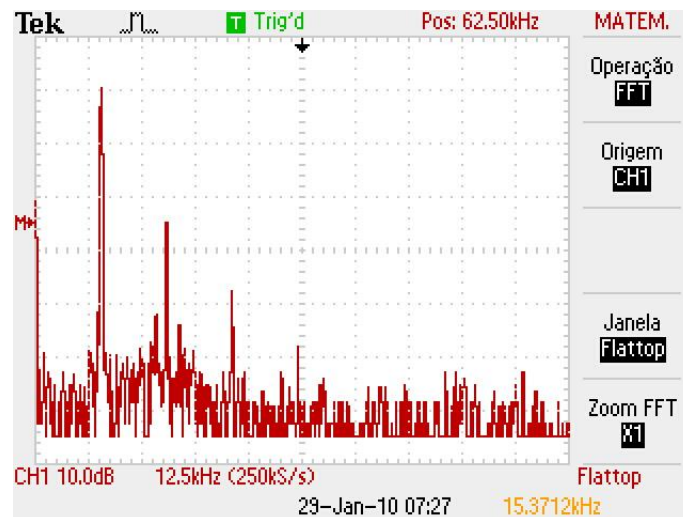


Figura 5-32 - FFT para a frequência de 15kHz

Na Figura 5-33 ilustra-se o sinal a saída do amplificador quando lhe é aplicada uma sinusóide de 20kHz à entrada. Verifica-se uma aumento da amplitude da onda quando comparada com as amplitudes obtidas para outras frequências. Este aumento resulta do facto desta frequência se aproximar da frequência de ressonância do filtro passa baixo (33kHz).

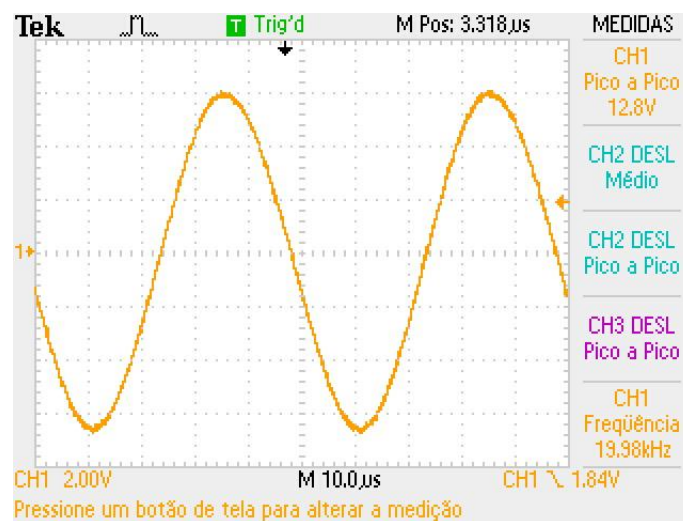


Figura 5-33 - Forma de onda à saída do amplificador para a frequência de 20kHz

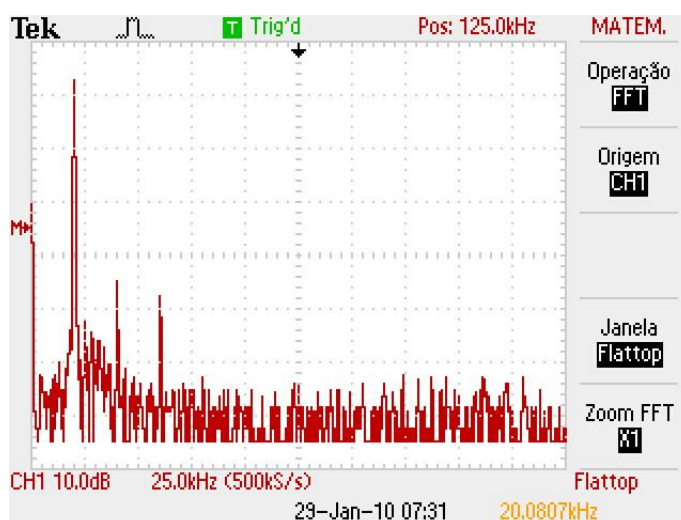


Figura 5-34 - FFT para a frequência de 20kHz

A Figura 5-34 apresenta a FFT realizada à onda à saída do amplificador para a frequência de 20kHz.

A Tabela 5-1 representa os valores da THD calculados para as frequências e tempos mortos testados.

Tabela 5-1 - THD verificado para um dado par Frequência/Tempo morto

Frequência em kHz	Tempo Morto		
	60ns	40ns	20ns
1	12.93%	10.28%	6.09%
5	12.90%	10.70%	6.30%
10	9.15%	5.60%	6.68%
15	7.94%	5.66%	5.65%
20	3.079%	2.48%	1.62%

5.4 - Conclusão

Após a implementação do circuito surgiram alguns problemas causados pelo ruído das comutações a alta frequência dos dispositivos comparadores. Tentou-se minimiza-lo:

- Colocando condensadores electrolíticos e cerâmicos de desacoplamento directamente sobre os terminais da alimentação dos circuitos integrados usados e entre os barramentos de alimentação;
- Referenciando todas alimentações o mais perto possível umas das outras e fazendo o mesmo a todas as massas;

- Evitando a formação de malhas de massa;

- Inserindo filtros passa baixo activos, a seguir a cada bloco constituinte do condicionamento do sinal de áudio. Desta forma filtrou-se o ruído antes de entrar no próximo bloco.

Após se ter realizado o procedimento descrito o ruído foi minimizado, apenas se tornando notório, como seria de esperar, na implementação dos zeros do compensador.

Outro tipo de ruído presente no sinal de saída foi introduzido pelas fontes de alimentação. Este ruído era do tipo Gaussiano e não pôde ser filtrado do sinal de áudio.

Pelos resultados obtidos experimentalmente verificou-se que diminuindo o tempo morto inserido entre comutações se obtinha uma diminuição da distorção harmónica total. Obtendo-se uma melhor prestação para os 20ns. Verificou-se também que para a frequência de 20kHz ocorria um aumento da amplitude da forma de onda quando comparada com outras frequências, facto que pode ser explicado pela frequência de ressonância do filtro se situar aos 33kHz.

Outra observação retirada dos valores calculados foi o facto da distorção harmónica total ter diminuído com o aumento da frequência da sinusóide de entrada.

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

6.1 - Conclusões

Este trabalho apresentou o projecto e implementação de um amplificador de áudio classe D com frequência de comutação de 0.5MHz.

Após a escolha dos componentes adequados à concretização do projecto, efectuou-se uma verificação do seu comportamento mediante o uso de simulações em SPICE.

Relativamente a simulação do filtro e do circuito gerador de onda triangular comprovou-se o correcto dimensionamento dos mesmos, sendo os resultados obtidos aproximados dos valores esperados. Foi desenvolvido um modelo para o MOSFET IRFI4024h-117p, que apresentou para os valores obtidos por simulação um erro máximo de 10%, comparativamente com os valores retirados da folha de características do MOSFET. Como a simulação do amplificador classe D efectuada com os modelos do MOSFET e *driver* eram bastante morosas (30 minutos para simulação mais rápida), optou-se por se efectuarem as simulações substituindo os mesmos por um interruptor controlado por tensão. Tentou-se verificar qual o efeito da inserção do tempo morto no valor da distorção harmónica total, no entanto os resultados não foram conclusivos, pelo que seria necessário um estudo mais elaborado à volta do problema para se poder chegar a alguma conclusão. Dimensionou-se um compensador utilizando a ferramenta SISOTOOL existente no MATLAB, e com a sua simulação verificou-se uma melhoria em termos de fase para a resposta em frequência do sistema.

Na implementação do amplificador constatou-se a existência de ruído proveniente da comutação dos dispositivos comparadores e ruído gaussiano introduzido pelas fontes de alimentação. Utilizando filtros passa baixo activos à saída dos diversos blocos de circuitos envolvidos no condicionamento do sinal de áudio, foi possível atenuar os efeitos do ruído proveniente da comutação dos comparadores, no entanto não se encontrou forma de fazer o mesmo relativamente ao ruído Gaussiano.

Pelos resultados obtidos experimentalmente verificou-se que diminuindo o tempo morto inserido entre comutações se obtinha uma diminuição da distorção harmónica total para a qual se obteve uma melhor prestação com 20ns de tempo morto. Para as frequências de 1, 5, 10 e 15kHz obteve-se o valor aproximado de 6% de THD, diminuindo para 2% para a frequência de 20kHz. Outra conclusão retirada dos valores calculados foi o facto da distorção harmónica total ter diminuído com o aumento da frequência da sinusóide de entrada.

6.2 - Trabalho futuro

Em termos de trabalho futuro aponta-se a implementação em placa de circuito impresso bem como a realimentação com referência em corrente.

Referências

- [1] Rumsey, F. and McCormick, T., “*Sound and Recording: An introduction*”, 3rd ed. 1997: Focal Press
- [2] Ballou, G., “*Handbook for sound engineers, the new audio cyclopedia*”, 3rd ed. 2002: Focal Press
- [3] Sinclair, I. R., “*Audio and Hi-fi Handbook*”, 3rd ed. 1998: Newnes
- [4] Duncan, B., “*High performance audio power amplifiers, for music performance and reproduction*”.1997: newness
- [5] Henrique, L. L., “*Acústica Musical*”, 2002: Fundação Calouste Gulbenkian
- [6] American Memory Library of Congress, The History of the Edison Cylinder Phonograph, [acedido em 30-01-2010], disponível em <http://memory.loc.gov/ammem/edhtml/edcylldr.html>
- [7] Slone, G. R., “*High-Power Audio Amplifier Construction Manual*”. 1st ed. 1999: McGraw-Hill
- [8] Fender, American Special Stratocaster, [acedido em 30-01-2010], disponível em <http://www.fender.com/products/search.php?partno=0115602309#>
- [9] IEEE Global History Network, Edison effect, [acedido em 16-01-2010], disponível em http://www.ieeeeghn.org/wiki/index.php/Edison_Effect
- [10] All About Circuits, Early Tube History, [acedido em 16-01-2010], disponível em http://www.allaboutcircuits.com/vol_3/chpt_13/2.html
- [11] IEEE Global History Network, Fleming Valve, [acedido em 16-01-2010], disponível em http://www.ieeeeghn.org/wiki/index.php/Fleming_Valve
- [12] IEEE Global History Network, Fleming Valve 1904, [acedido em 16-01-2010], disponível em http://www.ieeeeghn.org/wiki/index.php/Milestones:Fleming_Valve%2C_1904
- [13] IEEE Global History Network, Diode, [acedido em 16-01-2010], disponível em <http://www.ieeeeghn.org/wiki/index.php/Diode>
- [14] IEEE Global History Network, Lee de Forest, [acedido em 16-01-2010], disponível em http://www.ieeeeghn.org/wiki/index.php/Lee_De_Forest
- [15] IEEE Global History Network, The Transistor and Portable Electronics, [acedido em 16-01-2010], disponível em http://www.ieeeeghn.org/wiki/index.php/The_Transistor_and_Portable_Electronics
- [16] Barbour, E., “*The Cool Sound of Tubes*”, IEEE spectrum, Aug. 1998, 35(8): p 24-35
- [17] Hamm, R. O., “*Tubes Versus Transistors - Is There an Audible Difference?*”, Journal of the audio engineering society, May 1973, 21(4): p 267-273

- [18] Peavey, Equalizers, [acedido em 30-01-2010], disponível em <http://www.peavey.com/products/browse.cfm/action/detail/item/103702/QF%20131%28TM%29%20Graphic%20EQ%20with%20FLS%28R%29.cfm>
- [19] Self, D., “*Audio Power Amplifier Design Handbook*”, 3rd ed., 2002: Newnes
- [20] Sedra, A. S. and Smith, K. C., “*Microelectronic Circuits*”, 4th ed. 1998: Oxford University Press
- [21] Silva, M. M., “*Circuitos com Transistores Bipolares e Mos*”. 3rd ed. 2008: Fundação Calouste Gulbenkian
- [22] Horowitz, P. and Hill, W., “*The art of electronics*”, 2nd ed. 1999: Cambridge university Press
- [23] Self, D., “*A new look at class G Power*”, Electronics world, Dec. 2001, 70(1788): p 900-905
- [24] Self, D., “*Self on Audio*”, 2nd ed. 2006: Newnes
- [25] Gaalaas, E., “*Class D Audio Amplifiers: What, Why and How*”, Analog Dialog, June 2006, 40(2): p 6-12
- [26] Moreno, S. S., “*Class D audio amplifiers: theory and design*”, jun. 2005, revision A, disponível em <https://www.coldamp.com/store/reading-room/>
- [27] Maxim, “*Class d Amplifiers: Fundamentals of operation and recent developments*”, Application Note 3977, Jan. 31 2007
- [28] Honda, J., Adams, J., “*Class D Audio Amplifier Basics*”, IRF Application Note AN-1071, Aug. 2005
- [29] Bohn, D., “*Audio specifications*”, Ranenote 145, Jan. 2003
- [30] “*IEEE recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*”, IEEE std 519-1992, 1993
- [31] Cerezo, J., “*Class D Audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameters*”, IRF Application Note AN-1070
- [32] Barkhordarian, V., “*Power MOSFET Basics*”, IRF Application Note AN-1084
- [33] Locher, R., “*Introduction to power MOSFETs and their Applications*”, National Semiconductor Application Note 558, Dec 1988
- [34] Oh, K. S., “*MOSFET Basics*”, Fairchild Semiconductor Application Note AN9010, Jul 2000
- [35] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins W. P., “*Power Electronics, Converters, Applications and Design*”, 2nd ed., JOHN WILEYS & SON, INC
- [36] Hussain, A., “*Driving Power MOSFET in High-Current, Switch Mode Regulators*”, Microchip Application Note AN786, 2002
- [37] Dunn, J., “*Matching MOSFET Drivers to MOSFETs*”, Microchip Application Note AN7999, 2004
- [38] Dallas/Maxim, “*Pulse-Width Modulation Operates at Various Levels of Frequency and Power*”, Maxim Dallas Semiconductors Application Note 3201, Apr. 2004
- [39] Pallás-Areny, R. and Webster, J. G., “*Analog Signal Processing*”, 1999: JOHN WILEY & SONS
- [40] Higashi, R., “*Filterless Class D Amplifiers*”, National Semiconductor Application Note AN-1497, May 2006
- [41] Score, M., “*Reducing the output filter of a Class-D Amplifier*”, Texas Instruments Incorporated Analog Applications, Aug. 1999

- [42] Linear Technology, “LT1715, 4ns, 150Mhz, Dual comparator with independent input/output supplies”, disponível em <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1715fa.pdf>
- [43] Wider, J. and Zhao, Y. T., “Understanding Output Filters for Class-D Amplifiers”, Jan. 2008, [Acedido em 30-09-2009], disponível em <http://www.audiodesignline.com/showArticle.jhtml?articleID=205601397>
- [44] Texas Instruments, “Design Considerations for Class-D Audio Power Amplifiers, Application Report”, Texas Instruments, Advanced Analog Products SLOA031, Aug. 1999
- [45] Dicionário Priberam da Língua Portuguesa, Simulação, [Acedido em 30-09-2009], disponível em <http://www.priberam.pt/DLPO/default.aspx?pal=simula%C3%A7%C3%A3o>
- [46] EECS Department of the University of the California At Berkley, The Spice Page [Acedido em 21-01-2010], disponível em <http://bwrc.eecs.berkeley.edu/classes/lcBook/SPICE/>
- [47] National Instruments, NI Multisim, [Acedido em 30-01-2010], disponível em <http://www.ni.com/multisim/>
- [48] Antognetti, P. and Massobrio, G. “Semiconductor Device Modeling With Spice”, 1988: Macgraw Hill
- [49] Rashid, M. and Rashid, H., “Spice for Power Electronics And Electric Power”, 2nd ed., 2006: CRC Press
- [50] International Rectifier, IR2010, [Acedido em 30-09-2009], disponível em <https://ec.irf.com/v6/en/US/adirect/ir?cmd=catProductDetailFrame&productID=IR2010PBF>
- [51] The Mathworks, Sisotool, [Acedido em 31-01-2010], disponível em <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/control/ref/sisotool.html>
- [52] Ogata, K., “Engenharia de Controlo Moderno”, 4th ed., 2003: Prentice Hall
- [53] Silva, M. M., “Introdução aos Circuitos Eléctricos e Electrónicos”, 3rd ed. 2006: Fundação Calouste Gulbenkian

Anexo

```
% verificação da resposta em frequência para o sistema a entradas
% sinusoidais

clear;
clc;
close all;
%Cálculo dos valores das bobinas e condensadores a utilizar no filtro
passa
%baixo de segunda ordem com frequência de corte nos 30kHz
f =50000 % frequência da sinusóide de entrada

Ra = 7.2
La = 0.2e-3
freqcorte = 30e3
periodos=1000;
temposimulacao= periodos/f;
tensao=1

Lvalue = (8/(2*pi*freqcorte));
Cvalue = (1/((2*pi*freqcorte)^2)*Lvalue));
L = Lvalue/2;
C = Cvalue*2;

num = [(La*C*L) (L*Ra*C) (La) Ra]/(L^2*C^2*La);
den = [(L^2*C^2*La) (L^2*Ra*C^2) (2*L*C*La+2*L^2*C) (2*L*Ra*C)
(2*L+La) Ra]/(L^2*C^2*La);

sys = tf(num,den);
bodeplot(sys) % traçado de Bode da função de transferência sys

fs = 20*4*500e3; % frequência de amostragem
t = [0:1/fs:temposimulacao]; % variável de tempo independente
A = 1; % amplitude da onda sinusoidal a aplicar ao sistema sys
x = A*sin(2*pi*f*t);% criação da onda sinusoidal de amplitude A e
frequência f

resp=lsim(sys,x*tensao,t);

%inicialização de maxsyssin com o valor do início da última sinusóide
maxsyssin=resp(length(t)-round(fs/f)-1,1);
```

```
tinicio=length(t)-round(fs/f);

for temp = 1 : round(fs/f)
    if (resp(tinicio+temp-1,1) < resp(tinicio+temp,1)) &&
resp(tinicio+temp,1)>maxsyssin
        maxsyssin=resp(tinicio+temp,1);
    end
end

maxsyssin
maxsyssindB = 20*log10(maxsyssin)
```