

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

BRUNO BERTOLDI

**ESTUDO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D DESTINADO À GUITARRA
ELÉTRICA**

**JOINVILLE
2016**

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

BRUNO BERTOLDI

**ESTUDO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D DESTINADO À GUITARRA
ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Dr. Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: Eng. Edson Brusque

JOINVILLE

2016

BRUNO BERTOLDI

**ESTUDO DE UM AMPLIFICADOR CLASSE D DESTINADO À GUITARRA
ELÉTRICA**

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

Banca Examinadora

Orientador:

Dr. Yales Rômulo de Novaes
UDESC

Coorientador:

Eng. Edson Brusque
UDESC

Membros:

Dr. Alessandro Luiz Batschauer
UDESC

Dr. Volney Coelho Vincence
UDESC

Joinville, 08 de Dezembro 2016.

A Deus, que todos os dias me dá forças para buscar ser alguém melhor, e aos meus pais que me educaram, me apoiaram e servem como inspiração para a minha vida.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Yales pela orientação, dedicação, fomento e confiança.

Ao Engenheiro Edson Brusque pela confiança, disponibilização de materiais e coorientação.

Ao Professor Airton Ramos pela disponibilidade do laboratório para experimentos.

Ao Professores Alessandro Luiz Batschauer, Marcello Mezaroba e Mariana Santos Matos Cavalca pelas conversas.

A Vitor Roberto pelo empréstimo do amplificador valvulado da Giannini.

Ao mestrando Rodolfo Lauro Weinert pelo auxílio em alguns experimentos.

Aos mestrandos e doutorandos do nPEE, em especial Felipe Joel Zimann, Marcus Vieira Soares e Gustavo Lambert, pelas conversas e outros auxílios.

Aos mestrandos Christian Joezer Meirinho e Gustavo Carlos Knabben pelas conversas.

À todos os integrantes do PET que tive oportunidade de conviver.

Aos acadêmicos Maicon William Machado de Carvalho, Eduardo Falchetti Sovrani e Nicolas Yago Zaporá pelas conversas, auxílio e principalmente pela amizade.

Ao acadêmico Bruno Lodi pela troca de informações entre os trabalhos de conclusão de curso.

Às amigas de colégio que perduram até os dias de hoje.

Ao nPEE, pela estrutura laboratorial.

Ao grupo PET Engenharia Elétrica da UDESC, que sem dúvida foi fundamental na minha formação, proporcionando oportunidades indescritíveis.

À FAPESC pelo fomento.

Ao MEC/SESu e FNDE, pela manutenção do PET e pela bolsa de iniciação científica.

À minha família, especialmente aos meus pais, Maria Aparecida Carline Bertoldi e José Vilson Bertoldi, que com muito carinho e apoio, não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa da minha vida.

A Deus.

“Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água no mar. Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota”. (Madre Teresa de Calcuta)

RESUMO

BERTOLDI, Bruno. **Estudo de um amplificador classe D destinado à guitarra elétrica.** Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica – Área: Eletrônica de Potência) - Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, 2016.

A proposta do presente trabalho visa o desenvolvimento de um amplificador classe D destinado a instrumentos musicais de corda, especialmente guitarras. Busca-se explorar a alta eficiência encontrada nos amplificadores chaveados e construir um dispositivo que apresente qualidade semelhante a produtos disponíveis hoje no mercado. Para isso, todo o projeto do amplificador será baseado no modelo completo da carga, caracterizado através de experimentos realizados em laboratório. O amplificador será acoplado à um pré-amplificador valvulado que possui ajuste de tons, e naturalmente produz parte das distorções características de um amplificador valvulado. Para que um comparativo seja feito de maneira mais objetiva, a comparação será feita com um único dispositivo, também caracterizado em laboratório, visto que amplificadores valvulados também apresentam diferenças entre si.

Palavras-chave: Amplificadores valvulados, Amplificador classe D, Guitarra, Distorção harmônica, Projeto.

ABSTRACT

BERTOLDI, Bruno. **Study of a Class D amplifier destined to electric guitar.** Undergraduate thesis (Bachelor in Electrical Engineering – Area: Power Electronics) - Santa Catarina State University. Joinville, 2016.

The purpose of this work is to develop a class D amplifier for string musical instruments, especially electric guitars. The high efficiency found in switching amplifiers will be explored and a device that presents similar quality to products available today in the market will be built. For this, the entire design of the amplifier will be based on the complete load model, characterized by experiments performed in the laboratory. The amplifier will be coupled to a tube pre-amplifier that has tonal adjustment and, of course, produces some of the characteristic distortions of a tube amplifier. It will be made the comparison with a single device, also characterized in laboratory, since tube amplifiers also present differences between them.

Keywords: Tube amplifiers, Class D amplifier, Electric guitar, Harmonic distortion, Project.

LISTA DE FIGURAS

2.1	Estrutura das válvulas.	24
2.2	Circuito básico de um amplificador valvulado.	24
2.3	Formatos de saturação.	28
2.4	Comparação de THD entre os tipos de amplificadores.	28
2.5	Componentes harmônicas produzidas pelos pré-amplificadores valvulados	29
2.6	Tensão de saída x Tempo - Valvulados	30
2.7	Componentes harmônicas produzidas por pré-amplificadores lineares de estado sólido.	31
2.8	Tensão de saída x Tempo - Estado sólido	31
2.9	Comparação das componentes harmônicas.	32
2.10	Comparação de THD	32
2.11	Comparação de componentes harmônicas entre topologias de pré-amplificadores.	33
2.12	Comparação de THD entre amplificadores de multiestágio.	35
2.13	Características de transferência e de THD dos pré-amplificadores.	36
2.14	Componentes de distorção harmônica com relação à tensão de entrada.	36
2.15	Espectro de um bom amplificador.	37
2.16	Resposta em frequência dos amplificadores.	39
2.17	Fator de Amortecimento.	40
2.18	Intermodulação.	43
3.1	Análise de pequenos sinais - Alto-falantes	46
3.2	Análise de grandes sinais - Vintage 30	47
3.3	Circuito elétrico do modelo - Parte 1	48
3.4	Modelagem - Parte 1	49
3.5	Circuito elétrico do modelo - Parte 2	49
3.6	Modelagem - Parte 2	50
3.7	Circuito elétrico do modelo completo	50
3.8	Modelagem completa	51
3.9	Modelo - Vintage 30	51
3.10	Amplificadores valvulados caracterizados.	52
3.11	Formas de onda de saída com aplicação de uma onda quadrada na entrada.	53
3.12	Ganho estático para diferentes tensões de entrada em 1 kHz - Amplificador 1	53
3.13	Ganho estático para diferentes tensões de entrada em 1 kHz - Amplificador 2 - Com distorção	54

3.14	Análise na frequência - Amplificador 1 (Completo)	55
3.15	Análise na frequência - Amplificador 2 (Pré-amplificador)	55
3.16	Análise na frequência - Amplificador 2 (Parte de potência)	56
3.17	Análise na frequência - Amplificador 2 (Completo)	56
3.18	Tensão de saída distorcida - Amplificador 1 (1,5 Vpp; 1,5 kHz)	58
3.19	Tensão de saída distorcida - Amplificador 1 (1,5 Vpp; 5 kHz)	58
3.20	Tensão de saída do pré-amplificador distorcida - Amplificador 2 (1,5 Vpp; 1 kHz) .	58
3.21	Tensão de saída distorcida - Amplificador 2 (1,5 Vpp; 1 kHz)	59
3.22	THD - Amplificador 1	59
3.23	THD - Amplificador 2	60
3.24	Componentes de distorção harmônica - Amplificador 1	60
3.25	Componentes de distorção harmônica - Amplificador 2 (pré-amplificador)	61
3.26	Componentes de distorção harmônica - Amplificador 2 (completo)	61
4.1	Topologia Meia ponte.	65
4.2	Topologia Ponte Completa.	66
4.3	Modulação PWM.	67
4.4	Diagrama de blocos - Modulador Delta-Sigma.	68
4.5	Tempo morto.	70
4.6	Circuito <i>bootstrap</i>	72
4.7	Topologias de Filtro.	73
5.1	THD provocado pelas topologias de acordo com a forma de onda aplicada na entrada.	76
5.2	Filtro - terceira ordem	79
5.3	Diagrama de Bode do filtro	81
5.4	Ondulação de corrente em 100 kHz.	82
5.5	Corrente de saída em 6kHz para $D = 0,5$	82
5.6	Tensão de saída em 6 kHz.	82
5.7	Perdas no Núcleo - Material S60	86
5.8	Ábaco de capacitâncias.	87
5.9	Ábaco da corrente no capacitor.	88
5.10	Circuito gerador de onda triangular	91
5.11	Ábaco fornecido pelo fabricante para projeto	92
5.12	Análise das formas de onda do estágio 1 e 2	93
5.13	Simulação das formas de onda de cada estágio	95
5.14	Circuito responsável pela proteção contra sobrecorrentes	98
6.1	Formas de onda - Geração PWM.	102
6.2	Sensores das malhas de controle.	103

6.3	Estrutura meia ponte para modelagem.	104
6.4	Validação do modelo de $V_0(s)/D(s)$	105
6.5	Validação do modelo de $I_L(s)/D(s)$	106
6.6	Validação do modelo de $I_0(s)/D(s)$	107
6.7	Planta + compensador de tensão após primeira modificação	108
6.8	Planta + compensador de tensão após segunda modificação	109
6.9	Bode do sistema + compensador de tensão - Malha aberta	109
6.10	Bode do sistema + compensador de tensão - Malha fechada	110
6.11	PID + filtro com AMPOP	110
6.12	Planta + compensador de corrente após primeira modificação	111
6.13	Bode do sistema + compensador de corrente - Malha aberta	112
6.14	Bode do sistema + compensador de corrente - Malha fechada	112
6.15	PD com AMPOP	113
6.16	Prévia da resposta em frequência do sistema	114
7.1	Protótipo construído.	116
7.2	Forma de onda da portadora.	117
7.3	Forma de onda resultante do PWM.	117
7.4	Tempo morto nas chaves.	118
7.5	Sobretensão nas chaves.	119
7.6	Oscilação do barramento na frequência de chaveamento.	120
7.7	Oscilação do barramento na frequência da moduladora.	120
7.8	Indutor Projetado.	121
7.9	Corrente na carga em 6kHz.	121
7.10	Resposta em frequência do pré-amplificador nos dois experimentos.	122
7.11	Resposta em frequência do amplificador completo.	123
7.12	Resposta em frequência da parte de potência.	123
7.13	Respostas na frequência do amplificador classe D em malha aberta.	124
7.14	Tensão de saída do amplificador em malha aberta sem ajuste de ganho na saída do pré-amplificador.	125
7.15	Tensão de saída do amplificador em malha fechada sem ajuste de ganho na saída do pré-amplificador.	125
7.16	Formas de onda com ajuste de ganho na saída do pré-amplificador.	126
7.17	THD.	126
7.18	Componentes harmônicas do amplificador em malha aberta.	127
7.19	Componentes harmônicas do amplificador em malha fechada.	127
7.20	Componentes harmônicas do pré-amplificador.	127

7.21	Ganho estático do amplificador para diferentes tensões de entrada em 1 kHz.	128
7.22	Rendimento em função da potência de saída.	129
7.23	Temperatura no indutor.	130
7.24	Temperatura nos interruptores e no dissipador.	130

LISTA DE TABELAS

2.1 Vantagens e desvantagens dos transistores.	26
2.2 Vantagens e desvantagens das válvulas.	27
2.3 Resultados dos testes.	40
4.1 Parâmetros importantes para a escolha de um MOSFET.	71
7.1 Rendimento do amplificador para diversas potências de saída.	129

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ALES	Amplificador Linear de Estado Sólido
AMPOP	Amplificador Operacional
CI	Circuito Integrado
FA	Fator de Amortecimento
PALES	Pré-amplificador Linear de Estado Sólido
PCI	Placa de Circuito Impresso

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS ESTRANGEIRAS

BVDSS	<i>Drain Source Breakdown</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
Qg	<i>Gate Charge</i>
Qrr	<i>Base Diode Reverse Recovery Charge</i>
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PDM	<i>Pulse Density Modulation</i>
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RDSon	<i>Static Drain-to-Source On-Resistance</i>
RGint	<i>Internal Gate Resistance</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
WTHD	<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔT	Elevação de temperatura
μ_r	Permeabilidade relativa
μ_{req}	Permeabilidade requerida
ϕ_{ext}	Diâmetro externo do núcleo
ϕ_{int}	Diâmetro interno do núcleo
ϕ_{max}	Diâmetro máximo do fio
ψ	Densidade de potência
ρ_{fio}	Resistência nominal do fio
A_e	Área da seção transversal
A_{ifio}	Área do fio com isolamento
A_{nfio}	Área necessária do fio da bobina
A_p	Produto das áreas
A_{pmin}	Produto das áreas da janela e seção transversal minimamente necessário
A_w	Área da janela
A_{wef}	Área efetiva da janela
B_{max}	Densidade de fluxo máxima
B_p	Pico de densidade de fluxo AC
C_f	Capacitor do filtro
E_n	Energia armazenada no núcleo
f	Frequência
f_s	Frequência de chaveamento
f_{sinal}	frequência do sinal
G_f	Função de transferência do filtro (Genérico)

h	Altura do núcleo
I_{ef}	Corrente eficaz
I_{med}	Corrente média
I_p	Corrente de pico
J	Densidade de corrente
K_u	Fator de ocupação do núcleo
K_{wu}	Real fator de ocupação da janela
L_{AF}	Indutor do alto-falante (Genérico)
L_f	Indutor do filtro (Genérico)
MLT	Comprimento médio de uma espira
MPL	Comprimento do caminho magnético
N_e	Número de espiras
N_{emax}	Número máximo de espiras
P_{bloq}	Perdas de bloqueio
P_{bob}	Potência dissipada no enrolamento
P_{cond}	Perdas por condução
P_{econd}	Perdas de entrada em condução
P_{dtot}	Perdas totais do dispositivo
P_n	Perdas no núcleo
P_{tn}	Perdas totais no núcleo
P_{tot}	Perdas totais
R_{AF}	Resistor do alto-falante (Genérico)
R_{bob}	Resistência do enrolamento
R_{JA}	Resistência térmica da junção até o ambiente
R_{JC}	Resistência térmica da junção até a cápsula

R_{SA}	Resistência térmica do dissipador até o ambiente
T_a	Temperatura ambiente
T_J	Temperatura de junção
T_{st}	Período da onda quadrada do primeiro estágio de geração de onda triangular
V_b	Tensão de barramento
V_{DS}	Tensão entre dreno e source do MOSFET
Z_{AF}	Função de transferência da carga

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA - AMPLIFICADORES	22
2.1	INTRODUÇÃO À ESTRUTURA DE AMPLIFICADORES	23
2.2	DEPOIMENTOS E ANÁLISE QUALITATIVA	25
2.3	ANÁLISE QUANTITATIVA	27
2.3.1	Distorção Harmônica	27
2.3.2	Relação entre componentes harmônicas e áudio	37
2.3.3	Resposta em frequência, impedância de saída e fator de amortecimento	38
2.3.4	Transformador de saída e outros componentes	41
2.3.5	Distorção de intermodulação	42
2.4	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	43
3	CARACTERIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES VALVULADOS E OUTROS	45
3.1	GUIARRA	45
3.2	ALTO-FALANTES	46
3.2.1	Comportamento em pequenos e grandes sinais	46
3.2.2	Modelagem	47
3.3	AMPLIFICADORES VALVULADOS	52
3.3.1	Resposta na tensão	53
3.3.2	Resposta na frequência	54
3.3.3	Formas de onda	57
3.3.4	Distorção harmônica	59
3.4	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	62
4	AMPLIFICADOR CLASSE D	63
4.1	TOPOLOGIAS	64
4.2	MODULAÇÃO	66
4.2.1	PWM	66
4.2.2	Delta-sigma	67
4.3	INTERRUPTORES	68
4.4	DRIVER DOS INTERRUPTORES	71
4.5	FILTRO DE SAÍDA E MALHA DE REALIMENTAÇÃO	72

4.6	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	74
5	PROJETO DO AMPLIFICADOR CLASSE D	75
5.1	ESCOLHA DA TOPOLOGIA E MODULAÇÃO	75
5.2	PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA	77
5.2.1	Sem filtro	77
5.2.2	Filtro de primeira ordem	78
5.2.3	Filtro de maior ordem	79
5.3	PROJETO DO INDUTOR	83
5.4	DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE BARRAMENTO	86
5.5	ESCOLHA DAS CHAVES E DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR	89
5.6	GERADOR DE ONDA TRIANGULAR	91
5.7	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES EXTERNOS DO <i>DRIVER</i>	95
5.7.1	Capacitor de reset	95
5.7.2	Alimentação e resistores de gate	96
5.7.3	Definição do tempo morto	97
5.7.4	Proteção contra sobrecorrente	98
5.7.5	Capacitor de Bootstrap	100
6	MODELAGEM E CONTROLE	102
6.1	MODELAGEM	102
6.1.1	PWM	102
6.1.2	Sensores de tensão e corrente	103
6.1.3	Plantas	104
6.2	PROJETO DOS CONTROLADORES	107
6.2.1	Controle de tensão	108
6.2.2	Controle de corrente	111
6.3	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	114
7	CONSTRUÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS	116
7.1	LAYOUT E PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	116
7.2	GERADOR PWM	117
7.3	INTERRUPTORES	118
7.4	BARRAMENTO	119
7.5	FILTRO	120
7.6	RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	122
7.7	FORMAS DE ONDA, THD E ANÁLISE HARMÔNICA	124

7.8	RESPOSTA NA TENSÃO	128
7.9	ANÁLISE TÉRMICA E EFICIÊNCIA	128
7.10	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	131
8	CONCLUSÃO	132
9	TRABALHOS FUTUROS	133
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	134
	ANEXO A – Reportagem GuitarPlayer	137
	ANEXO B – Distorção harmônica em topologias de classe D	139
	ANEXO C – Simulação em malha fechada - Controlador de tensão	141
	ANEXO D – Simulação em malha fechada - Controlador de corrente	142
	ANEXO E – Esquemático do amplificador	143
	ANEXO F – Face superior da PCI	144
	ANEXO G – Face inferior da PCI	145
	ANEXO H – Disposição de componentes na PCI	146

1 INTRODUÇÃO

Amplificadores de guitarra são protagonistas de uma discussão histórica entre amplificadores valvulados e de estado sólido. A maior preferência dos músicos é pelos amplificadores valvulados, que de modo geral são pesados, caros e possuem uma baixa eficiência energética. O diferencial dos valvulados está na distorção produzida pelas válvulas, que aparentemente acontece de forma diferente do que em transistores. Por isso, esses amplificadores perduram até hoje no mercado e aparentemente continuarão competindo com os transistorizados por um longo tempo.

Os amplificadores classe D estão evoluindo em paralelo a isso. Esta classe, que apresenta alta eficiência, pouco participou dessa concorrência no mercado. No entanto, recentemente em aplicações de alta-fidelidade, estes amplificadores vem sendo bastante utilizados e aparentemente tendem a crescer cada vez mais no mercado de áudio nos próximos anos. Isso se deve principalmente à evolução dos semicondutores que estão cada vez mais rápidos.

Neste trabalho pretende-se analisar o comportamento e as características dos amplificadores valvulados, buscando identificar as principais diferenças com relação aos amplificadores de estado sólido. Com base nas informações coletadas, um amplificador classe D será projetado de forma a comparar as características entre os dispositivos e estudar a possibilidade de, futuramente, realizar modificações para que os dois amplificadores sejam o mais semelhantes possível. Assim, acredita-se que possa ser construído um amplificador que agrade à maioria dos guitarristas.

O amplificador terá o seu projeto totalmente elaborado, desde o gerador da portadora até o filtro de saída. A metodologia de cálculo será desenvolvida com base no modelo da carga, que também será obtido no presente trabalho. Pretende-se aplicar individualmente um controle de tensão, corrente e também operar em malha aberta, para que comparações também possam ser feitas entre as formas de controle. Por fim, a comparação com amplificadores valvulados terá foco em um amplificador valvulado específico, que será caracterizado experimentalmente.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA - AMPLIFICADORES

Os transistores surgiram no final da década de 1940 e foram os principais responsáveis pela revolução da eletrônica (SANTOS, 2016). Como consequência disso, válvulas começaram a ser substituídas por esses novos dispositivos. No entanto, em paralelo à evolução dos transistores, os amplificadores valvulados ficavam cada vez mais apreciados no mundo da música, visto que tornaram-se populares na década de 1950, época que o *rock and roll* começava a virar febre no mundo. As válvulas ganharam o mercado naquela época e são bastante influentes no setor de amplificadores de áudio até os dias de hoje (SOLLO, 2016).

No final do século XX, dispositivos valvulados já movimentavam aproximadamente 100 milhões de dólares no mercado de amplificadores de áudio para guitarras. Nesta época estimava-se que desde a década de 1980, havia um crescimento de cerca de 10% ao ano da demanda por válvulas utilizadas em aplicações de áudio. Outra estimativa indica que a cada quatro válvulas fabricadas no mundo, três são utilizadas em amplificadores de guitarra (BARBOUR, 1998). Atualmente, essa perspectiva não é muito diferente. As questões a serem levantadas são o porquê de os amplificadores valvulados ainda perdurarem no mercado e se existem realmente diferença audível com relação aos amplificadores de estado sólido.

O sistema auditivo humano é bastante complexo e não se sabe como modelá-lo perfeitamente. As não-linearidades dos aparelhos auditivos entre o ouvido e o cérebro estão longe de serem completamente entendidas (BARBOUR, 1998). Por este fato, é difícil medir o desempenho de aparelhos reprodutores de som e definir qual o tipo de áudio mais prazeroso aos ouvidos. Como a melhor maneira de avaliar o áudio ainda é simplesmente ouvindo-o, comparações entre amplificadores são muito subjetivas. Por conta disso, uma disputa entre amplificadores valvulados e de estado sólido perdura ao longo de décadas e vem se alastrando até os dias atuais, dividindo opiniões e preferências.

O objetivo deste capítulo é propiciar uma breve introdução à estrutura de um amplificador de guitarra, mais especificamente um valvulado, apresentar análises subjetiva e qualitativa sobre a qualidade dos amplificadores e uma análise quantitativa, através de uma síntese dos trabalhos estudados. Busca-se nessa última seção apresentar experimentações e algumas conclusões obtidas por diversos autores a respeito das possíveis causas da diferença sonora entre os tipos de amplificadores. A estrutura de um amplificador classe D, objeto de estudo principal neste trabalho, será apresentada apenas no capítulo 4.

2.1 INTRODUÇÃO À ESTRUTURA DE AMPLIFICADORES

Um amplificador de guitarra típico consiste de um pré-amplificador, um circuito para controle de tom, um amplificador de potência e, no caso dos valvulados, um transformador que faz o acoplamento do amplificador com o alto-falante.

Os amplificadores de estado sólido podem ser construídos utilizando diversos tipos de estrutura, as quais permitem classificar esses amplificadores em diferentes classes. Devido ao grande número de classificações e a variedade de trabalhos relacionados à esse assunto, essas classes e suas respectivas topologias não serão apresentadas no presente trabalho.

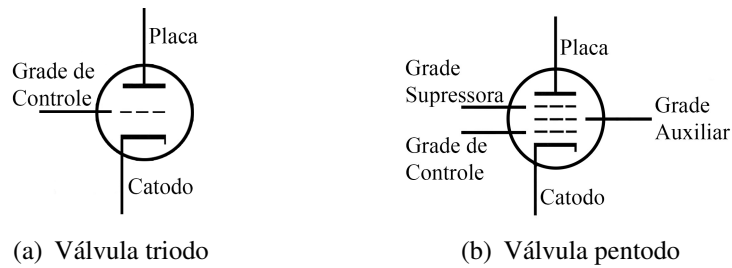
Nos amplificadores valvulados, o pré-amplificador geralmente é construído com válvulas do tipo triodo, enquanto a parte de amplificação de potência costuma ser construída com válvulas do tipo pentodo. Existem também alguns amplificadores híbridos, que mesclam transistores e válvulas em sua composição. Já os amplificadores *all-tube*, ou inteiramente valvulados, usam apenas válvulas para amplificar o sinal, tanto no pré-amplificador como nos circuitos de potência. Tipicamente, estes circuitos de amplificação contém um ou mais blocos de circuitos, que consistem de uma válvula ligada a componentes resistivos e capacitivos.

Duas configurações podem ser usadas, a *single-ended* e a *push-pull*, sendo esta última a mais comum. Na configuração *single-ended* o sinal de áudio é amplificado com apenas uma válvula. Na configuração *push-pull*, um conjunto de duas válvulas de saída conduzindo em fases opostas é utilizado, onde a saída de uma das válvulas é invertida e combinada com a outra através do acoplamento transformador (PAKARINEN; YEH, 2009). O circuito da figura 2.2 representa uma configuração básica do estágio de potência de um amplificador valvulado com dois canais de entrada.

As válvulas utilizadas são do tipo pentodo e a configuração é a *push-pull*. A válvula tipo triodo possui três terminais: placa, grade e catodo. A válvula tipo pentodo possui duas grades a mais que a do tipo triodo, sendo chamadas de grade supressora, grade auxiliar e grade de controle, onde esta última equivale-se à única grade da outra válvula. A figura 2.1 mostra as estruturas das válvulas com mais clareza.

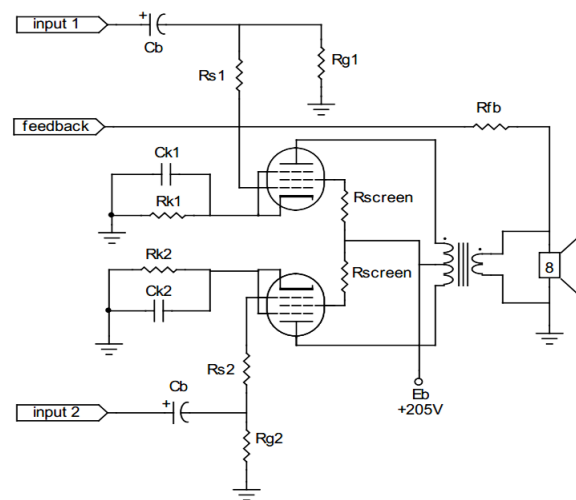
Na válvula pentodo, a grade supressora é mantida a uma tensão negativa em relação à placa e à grade auxiliar. Portanto, deve-se ligá-la ao catodo internamente ou externamente. Isso é facilmente visto no circuito da figura 2.2. A grade auxiliar deve ser polarizada com potencial sempre mais positivo que o catodo, não sofrendo com as alterações da tensão de placa. No circuito apresentado, isso é feito através do pequeno circuito com os resistores R_{screen} .

Figura 2.1 – Estrutura das válvulas.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 2.2 – Circuito básico de um amplificador valvulado.



Fonte: Couch (2009).

Com base em Karjalainen e Pakarinen (2006), uma breve análise deste circuito pode ser feita. Para facilitar o entendimento, uma analogia imaginando a grade de controle como a base de um transistor, o catodo como emissor e a placa como coletor pode ser feita. As conexões da grade supressora e da grade auxiliar já foram justificadas anteriormente. Os capacitores C_b inibem a passagem de componentes DC e formam um filtro passa-alta com os resistores R_{g1} e R_{g2} para os canais 1 e 2 respectivamente. Esse sinal alimenta a grade da válvula, que no caso da figura é a grade de controle. Os resistores R_{s1} e R_{s2} podem ser utilizados para limitar a corrente da grade quando a tensão entre grade e catodo é positiva e para evitar instabilidades. Os resistores R_{k1} e R_{k2} que estão conectados ao catodo das válvulas são utilizados para realizar uma polarização negativa entre grade e catodo. Por fim, os capacitores C_{k1} e C_{k2} servem de *bypass*, ou desvio, para R_{k1} e R_{k2} respectivamente.

2.2 DEPOIMENTOS E ANÁLISE QUALITATIVA

As opiniões a respeito de qualidade de áudio variam muito devido as preferências de cada pessoa. No entanto, as discussões começam a aparecer nas próprias publicidades de produtos desse setor do mercado. Alguns fabricantes divulgam que os seus amplificadores de estado sólido produzem o mesmo som de um valvulado, enquanto que outros insistem que isso não é possível (BUSSEY; HAIGLER, 1981). Esse fato levanta a suspeita de que essa disputa é realizada apenas para defender interesses comerciais, sem preocupações com o verdadeiro motivo da comparação, que é a qualidade do som.

Algumas publicações obtiveram relatos de diversos públicos em busca de opiniões, como por exemplo músicos e profissionais de estúdio. Para auxiliar na compreensão do assunto, alguns depoimentos serão relatados a seguir. É importante deixar claro que como esta seção trata de uma análise subjetiva, termos informais e muitas vezes abstratos serão utilizados, onde procurou-se apresentar uma tradução literal para os termos descritos nos trabalhos de referência.

Um engenheiro entrevistado em (HAMM, 1973) admite a possibilidade de existir diferenças sonoras consideráveis entre os tipos de amplificadores. No entanto, o engenheiro acredita que as pessoas apenas tem que se acostumar com o som limpo e agradável dos amplificadores de estado sólido, visto que os amplificadores valvulados provocam muita distorção. Essa distorção característica dos valvulados também é comentada por Pakarinen e Yeh (2009), que alegam que esses amplificadores distorcem o sinal de uma maneira diferente que os de estado sólido e os ouvintes tendem a preferir isso. A hipótese levantada pelos autores é que esta diferença pode ocorrer pelo fato do som dos valvulados estar presente desde as décadas de 1950 e 1960, fazendo com que músicos e ouvintes se acostumassem com a distorção provocada pelas válvulas.

Hamm (1973) também coletou depoimentos de profissionais de estúdio, os quais relataram que nos valvulados cada instrumento tem presença, sendo facilmente diferenciados na música. Os entrevistados completam dizendo que os amplificadores de estado sólido enfatizam os sibilantes e címbalos, além de produzirem um som muito limpo, mas falta-lhes o “ar” de um valvulado. Um guitarrista de rock que também foi entrevistado concorda com relação à presença dos instrumentos nos valvulados e alega que nota-se mais os tons baixos (HAMM, 1973). O som dos valvulados também foi definido como “suave” e “eufônico” em (BARBOUR, 1998) e “quente”, “redondo” ou “cheio” em (BUSSEY; HAIGLER, 1981). Já o som dos amplificadores de estado sólido é descrito como sendo “magro”, “oco” ou “metálico” (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

Por fim, relatos mais técnicos descritos em (HAMM, 1973), afirmam que os transistores acrescentam várias harmônicas sem relação musical, ou ruído branco, produzindo um som de

“vidro quebrado”. Já para um produtor de discos, os amplificadores de estado sólido têm um som restrito, como se estivesse sob um “cobertor”. Segundo o produtor, amplificadores de estado sólido têm altos e baixos, mas não dão um “soco” no som, diferentemente do som dos valvulados, que parece “saltar” do alto-falante (HAMM, 1973).

Para uma análise mais qualitativa, pode-se destacar as vantagens e desvantagens dos principais responsáveis por toda essa discussão, as válvulas e os transistores. As tabelas 2.1 e 2.2 apresentam as principais diferenças entre os dispositivos, apontadas em Barbour (1998).

Com base nas tabelas, percebe-se que as válvulas são fisicamente mais frágeis, volumosas e devem ser operadas em altas tensões, o que indica que as mesmas possuem impedância elevada. São vantajosas quanto a simplicidade dos circuitos e são mais tolerantes a algumas variáveis, como por exemplo sobrecargas e picos de tensão. Os transistores, dispositivos de baixa impedância, em contrapartida tem maior vida-útil e são mais eficientes, mas a manutenção é mais complicada e dependem de circuitos complexos. No entanto, a diferença que parece ser a mais importante não está listada, que é o fato de as válvulas serem dispositivos altamente não lineares e os transistores operarem a maior parte do tempo na região linear. Essa não linearidade é um dos fatores que podem explicar a distorção das válvulas, que como visto é considerada agradável. Como a distorção dos transistores é vista como não agradável, os circuitos deste tipo de amplificador necessitam de malhas de realimentação para que essa distorção seja minimizada.

Tabela 2.1 – Vantagens e desvantagens dos transistores.

Transistores	
Vantagens	Menor consumo de energia que válvulas equivalentes e consequentemente menos perdas de calor.
	São menores e mais baratos que válvulas.
	Podem ser combinados em um circuito integrado.
	Podem operar com baixa tensão de alimentação, proporcionando maior segurança e possibilitando a utilização de componentes de custo menor.
	Normalmente são mais robustos fisicamente do que as válvulas.
Desvantagens	Circuitos complexos e considerável realimentação negativa, necessária na maioria das vezes para baixa distorção.
	Menor tolerância a sobrecargas e picos de tensão do que as válvulas.
	Efeitos de carga armazenada adicionam um atraso no sinal, dificultando o layout da placa de circuitos que operam em alta frequência e possuem realimentação.
	Difícil manutenção.
	Devido ao avanço da tecnologia, alguns modelos de transistores vão deixando de ser fabricados, tornando a substituição difícil ou impossível.

Fonte: Construído com base em (BARBOUR, 1998).

Tabela 2.2 – Vantagens e desvantagens das válvulas.

Válvulas	
Vantagens	Tolerância a sobrecargas e picos de tensão.
	Faixa dinâmica mais ampla do que circuitos típicos com transistores, devido ao fato de operarem em tensões elevadas.
	Fácil manutenção, visto que as válvulas podem ser substituídas pelo usuário.
	Circuitos com válvula tendem a ser mais simples do que com semicondutores na mesma aplicação.
Desvantagens	Necessidade de altas tensões de operação.
	Consumo de energia elevado, conseqüentemente geram mais calor e tem baixa eficiência.
	São fisicamente frágeis por serem de vidro.
	Possuem baixa vida-útil (Geralmente de 5 anos).
	Normalmente são mais caras que transistores equivalentes.
	São volumosas.

Fonte: Construído com base em (BARBOUR, 1998).

2.3 ANÁLISE QUANTITATIVA

Como as análises anteriores são subjetivas, pessoais e feitas com pouco embasamento teórico, é importante realizar uma análise técnica e com base científica para tentar identificar diferenças concretas. Nesta seção alguns estudos publicados serão apresentados e analisados de forma a compreender melhor o comportamento dos diferentes tipos de dispositivo. Como os trabalhos publicados não referem-se diretamente a amplificadores chaveados, mas sim a amplificadores de estado sólido como um todo, não pode-se afirmar com clareza se um classe D também apresenta tais comportamentos. Desse modo, o conteúdo apresentado será referenciado apenas para amplificadores lineares de estado sólido (ALES).

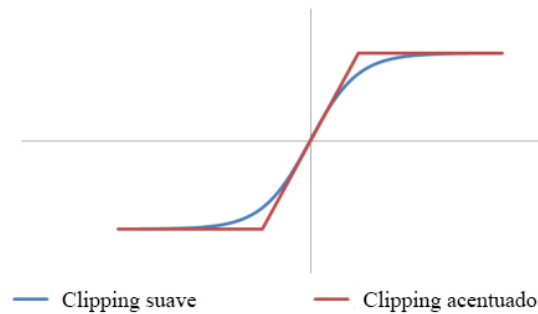
2.3.1 Distorção Harmônica

Uma das diferenças mais comentadas entre ALES e amplificadores valvulados é o chamado *clipping*, que ocorre quando os amplificadores provocam a saturação do sinal de áudio. Barbour (1998) afirma que os transistores provocam um *clipping* acentuado, de forma amplamente considerada não-musical. Isso ocorre devido à considerável realimentação negativa comumente usada, necessária para se obter baixos níveis de distorção. Amplificadores valvulados por sua vez, tem um *clipping* suave, considerado bem mais musical do que o dos transistores (BARBOUR, 1998).

Covert e Livingston (2013) tem uma visão bastante semelhante. Segundo os autores, a principal razão da preferência dos guitarristas por amplificadores valvulados são as caracterís-

ticas da distorção harmônica produzida. Essa característica está diretamente ligada à forma que os amplificadores são levados à saturação. Os amplificadores lineares de estado sólido tendem a cortar os sinais abruptamente, enquanto que os valvulados provocam uma saturação mais gradual. (COVERT; LIVINGSTON, 2013). Para ilustrar esse fenômeno a figura 2.3 pode ser observada.

Figura 2.3 – Formatos de saturação.

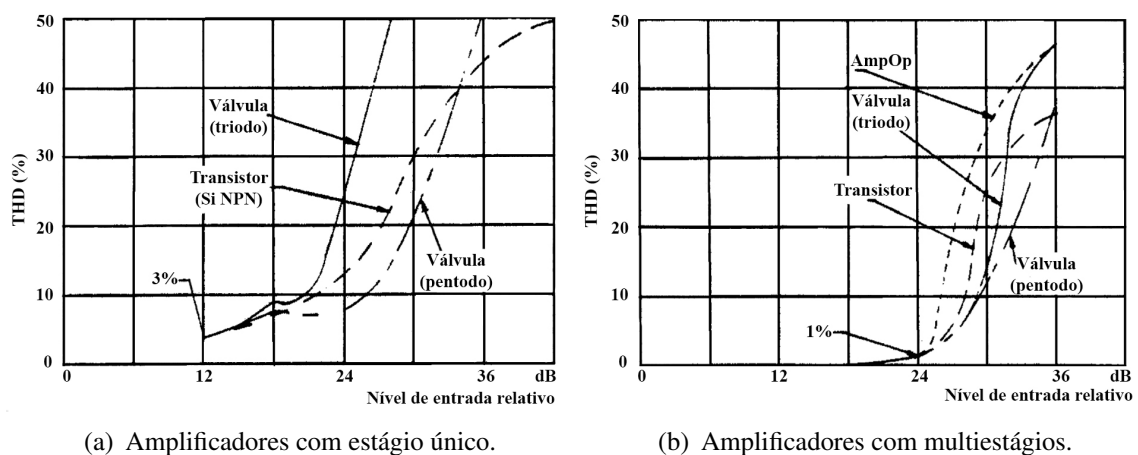


Fonte: Adaptado de Covert e Livingston (2013).

Sabendo que formas de onda distintas possuem uma composição harmônica diferente, a análise feita acima parece ser bastante pertinente. Quanto maior o número de componentes harmônicas, maior a distorção. Portanto, essa característica de saturação está diretamente ligada com a distorção harmônica total e com o comportamento harmônico. Assim, um estudo mais aprofundado a respeito desse assunto deve ser feito.

A THD, *Total Harmonic Distortion*, representa o quanto o sinal de saída foi distorcido em relação ao sinal de entrada, desconsiderando o fator de amplificação. Para analisar esse parâmetro, Hamm (1973) plotou curvas de diferentes tipos de pré-amplificadores nas condições de saturação, como mostra a figura 2.4.

Figura 2.4 – Comparação de THD entre os tipos de amplificadores.



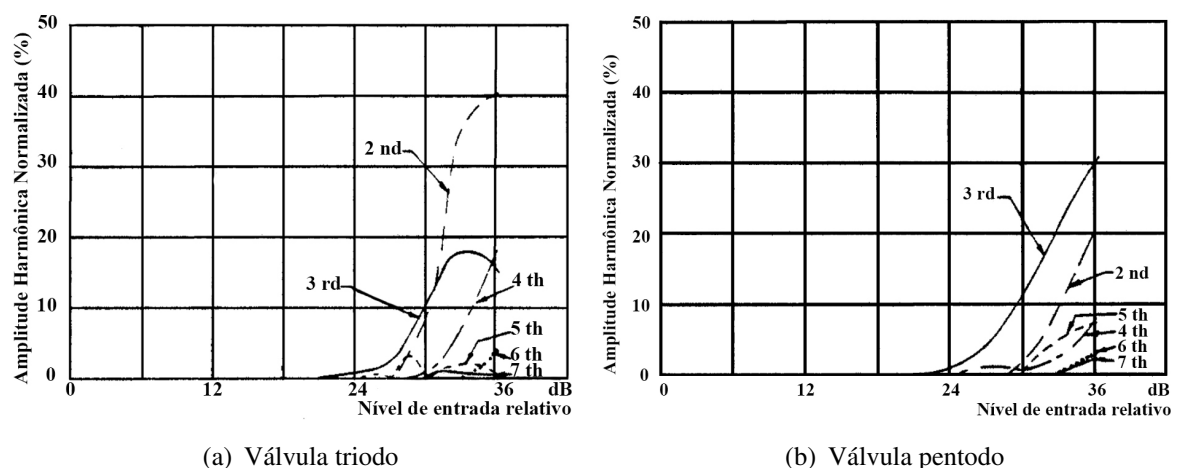
Fonte: Adaptado de Hamm (1973).

A figura 2.4(a) representa o nível de THD dos diferentes tipos de pré-amplificadores de áudio operando em classe A com único estágio. Estas estão referenciadas em um ponto comum, correspondente a 3% de THD. Uma análise do gráfico indica que a hipótese que afirma que as válvulas saturam mais suavemente que os transistores pode não ser correta (HAMM, 1973). Nota-se que a partir de um determinado nível de entrada, tanto a válvula tipo triodo como a pentodo crescem de forma praticamente linear, enquanto o transistor, em um determinado ponto, é quem sofre uma suavização na inclinação da curva.

A figura 2.4(b) mostra os níveis de THD de pré-amplificadores que utilizam dois ou mais estágios de amplificação. De forma similar à figura 2.4(a), as curvas estão referenciadas no ponto com 1% de THD (HAMM, 1973). Hamm (1973) afirma que a falta de uma grande variação entre as curvas indica que as parcelas de THD não são muito relevantes para ocasionar diferenças audíveis. No entanto, esta afirmação é bastante contestável. Analisando o gráfico, percebe-se que o comportamento das curvas difere em alguns pontos, como por exemplo o sentido e tamanho da abertura das concavidades.

Essa distorção total pode ser decomposta em diversas componentes harmônicas. Desse modo, o autor obteve essas componentes para cada pré-amplificador operando saturado a um nível de 12 dB, a partir de um ponto de referência de 1% da terceira harmônica. O eixo y representa a amplitude harmônica normalizada e o eixo x representa um nível de entrada relativo, normalizada para que o ponto de referência estabelecido inicie em 24dB, independente das considerações de impedância do circuito.

Figura 2.5 – Componentes harmônicas produzidas pelos pré-amplificadores valvulados



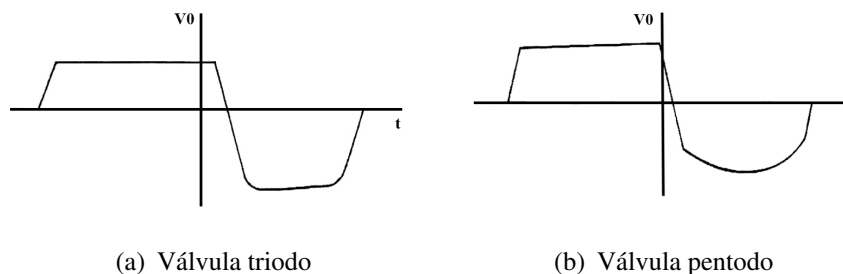
Fonte: Adaptado de Hamm (1973).

A figura 2.5(a) representa as harmônicas de um dispositivo que utiliza válvulas do tipo triodo. Percebe-se que a componente de segunda ordem é predominante e que a partir da quinta, todas tem amplitude menor que 5% da fundamental. Segundo Hamm (1973), essas curvas

descrevem aparentemente um comportamento geral das válvulas tipo triodo. A figura 2.5(b) mostra as harmônicas referentes a dispositivos com válvulas do tipo pentodo. Diferentemente da figura 2.5(a), a componente de terceira ordem é predominante e, a partir da quarta, todas estão abaixo de 5%.

Diretamente ligadas a isso, como já comentado, as formas de onda da tensão de saída no tempo também foram plotadas e estão representadas na figura 2.6. Ambas as ondas são assimétricas e possuem um comportamento bastante semelhante. As diferenças estão na leve inclinação de corte no primeiro semiciclo e a forma mais arredondada no segundo semiciclo na onda do amplificador com válvula pentodo.

Figura 2.6 – Tensão de saída x Tempo - Valvulados



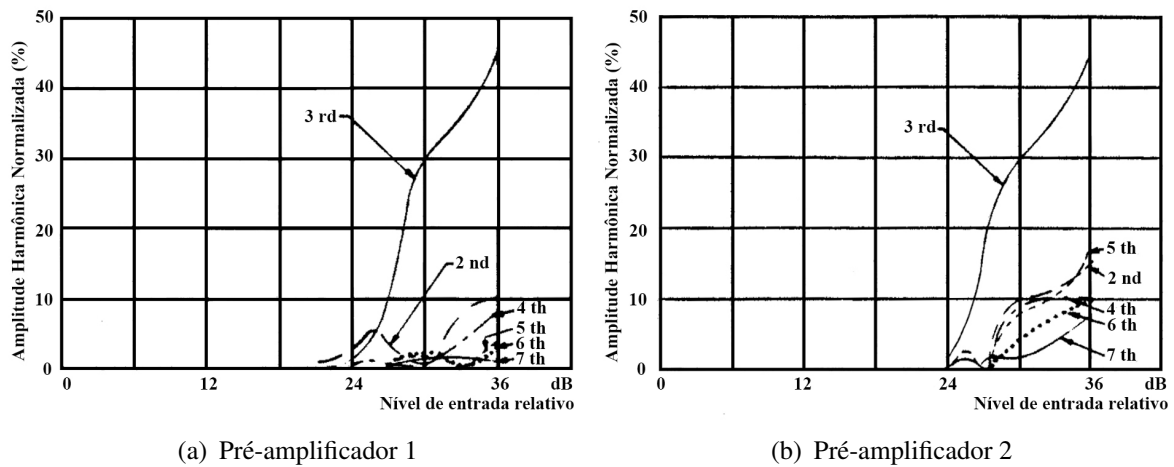
Fonte: Adaptado de Hamm (1973).

Segundo Hamm (1973), em amplificadores com parâmetros bastante distintos essas diferenças parecem ser comuns. Já a predominância da terceira ou segunda harmônica é uma característica que varia entre os amplificadores valvulados independentemente do tipo de válvula, o que é perceptível na figura 2.5.

As mesmas análises foram feitas para Pré-Amplificadores Lineares de Estado Sólido (PALES). As harmônicas de dois dispositivos desse gênero, os quais tinham circuitos consideravelmente diferentes, estão representadas na figura 2.7.

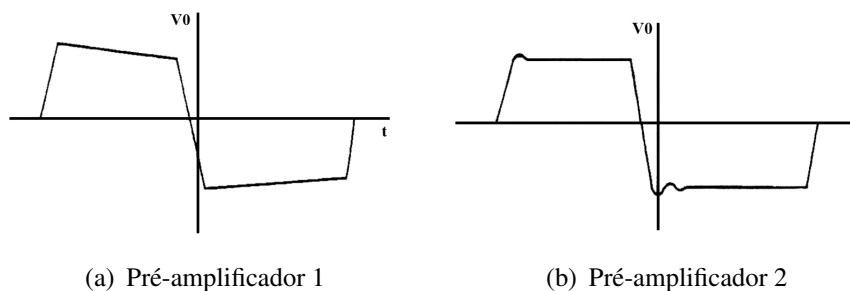
Claramente percebe-se que a componente de terceira ordem é mais predominante e com uma amplitude muito maior que as demais. Em comparação com as curvas da figura 2.5, nota-se que a terceira harmônica dos PALES é muito maior que a dos valvulados e que as harmônicas pares estão bem mais presentes nos amplificadores valvulados. Esse último fato pode ser observado nas formas de onda das tensões de saída, onde percebe-se que os PALES possuem ondas simétricas, como mostra a figura 2.8, indicando a ausência de componentes pares.

Figura 2.7 – Componentes harmônicas produzidas por pré-amplificadores lineares de estado sólido.



Fonte: Adaptado de Hamm (1973).

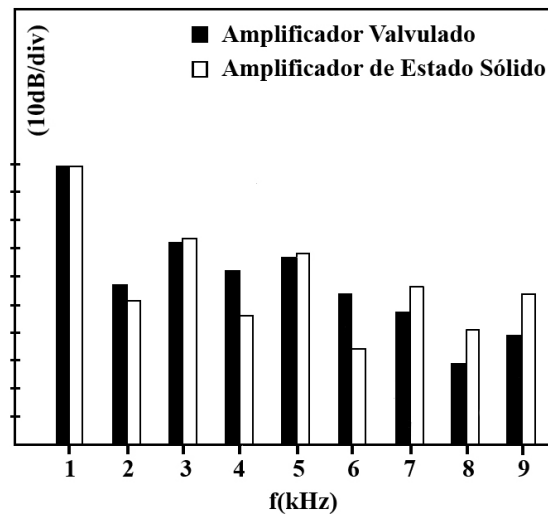
Figura 2.8 – Tensão de saída x Tempo - Estado sólido



Fonte: Adaptado de Hamm (1973).

Uma análise semelhante é feita por Bussey e Haigler (1981), onde um gráfico representando as componentes harmônicas dos amplificadores comparados pelos autores foi obtido. Este gráfico, que pode ser visto na figura 2.9, representa estas componentes quando os amplificadores estão operando saturados com 5% de distorção harmônica total. Nesta situação, a terceira harmônica é predominante em relação as demais tanto no amplificador valvulado, quanto no ALES. Porém, esta componente é menor no valvulado. Nota-se também que o valvulado possui mais componentes pares, exceto a oitava inexplicavelmente. Em contrapartida as componentes ímpares estão mais presentes nos amplificadores lineares de estado sólido. Assim, percebe-se que essa análise parece convergir com o estudo realizado por Hamm (1973).

Figura 2.9 – Comparação das componentes harmônicas.

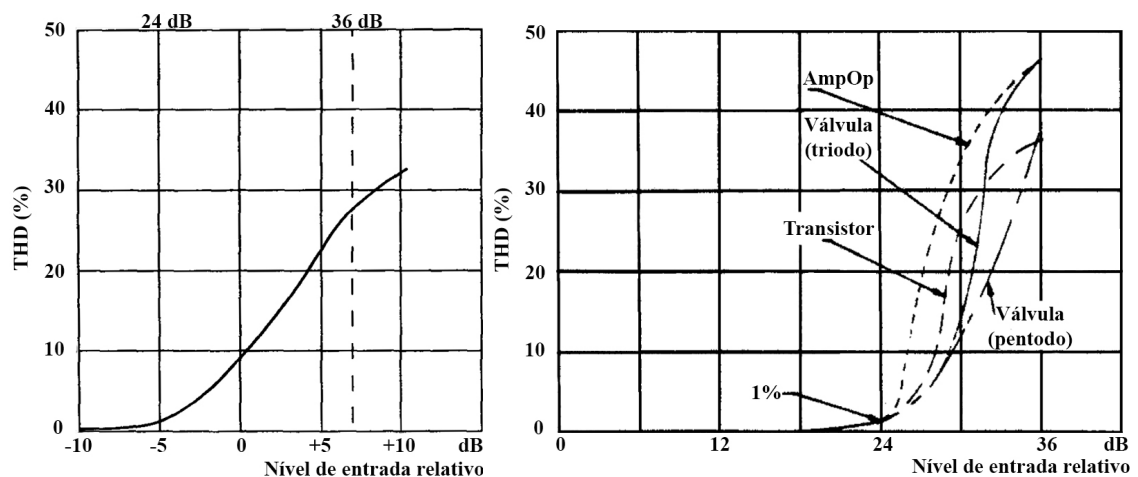


Fonte: Adaptado de Bussey e Haigler (1981).

Seguindo o estudo de Hamm (1973), Monteith e Flowers (1977) propõem a utilização de pré-amplificadores lineares de estado sólido operando em alta tensão, eliminando assim uma das diferenças comparadas aos valvulados, que são os níveis de tensão de operação. Os autores fizeram diversos testes nas mesmas condições dos realizados por Hamm (1973).

A figura 2.10(a) mostra a distorção harmônica total (THD) do pré-amplificador de alta tensão. As curvas obtidas em (HAMM, 1973) foram replicadas na figura 2.10(b) para facilitar a análise.

Figura 2.10 – Comparação de THD



(a) Pré-amplificador de alta tensão proposto por Monteith e Flowers (1977)

(b) Pré-amplificadores caracterizados por Hamm (1973))

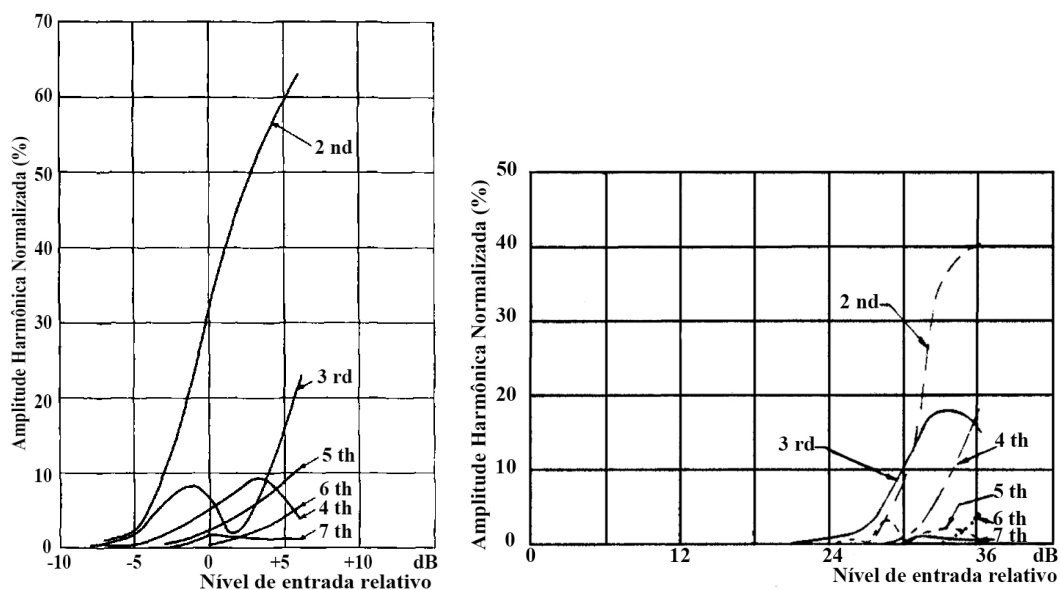
Fonte: Adaptado de Monteith e Flowers (1977).

Ao analisar os gráficos, percebe-se que na figura 2.10(a) a curva sobe mais suavemente do que as outras apresentadas na imagem 2.4(b). O pré-amplificador apresentado por Monteith

e Flowers (1977) produz 30% de THD para um nível de entrada de aproximadamente 37dB. Já o pré-amplificador com válvula pentodo, que parece aumentar a THD mais lentamente, produz os mesmos 30% com um nível de entrada de cerca de 34 dB. Isto é, cerca de 3dB antes. Este fato indica que o PALES de alta tensão produz níveis de distorção bem menores. Além disso, segundo Monteith e Flowers (1977), as formas de onda da tensão saída mostraram um *clipping* assimétrico, o que a torna relativamente similar as dos valvulados.

Na figura 2.11(a) as componentes harmônicas são apresentadas. Estas podem ser comparadas com a figura 2.11(b), que foi replicada para maior comodidade. As curvas do pré de alta tensão mostraram uma segunda harmônica bem maior que as demais. Os autores supõem que quando este pré-amplificador é levado à saturação, produz componentes de distorção harmônica que são similares, e talvez sonoramente mais agradáveis, às dos pré-amplificadores valvulados. (MONTEITH; FLOWERS, 1977).

Figura 2.11 – Comparação de componentes harmônicas entre topologias de pré-amplificadores.



(a) Pré-amplificador linear de estado sólido de alta tensão

(b) Pré-amplificador válvulado

Fonte: Adaptado de Monteith e Flowers (1977).

Testes audíveis foram feitos posteriormente por Aitchison (2011), que realizou ensaios envolvendo 11 ouvintes não treinados. Através dos ensaios, um estudo estatístico foi feito, permitindo concluir com elevado nível de confiança que na região de saturação, especificamente entre 0,5% a 16% de THD, o pré-amplificador preferido é o valvulado.

Para Aitchison e Fenton (2010), embora existam componentes de distorção harmônica com comportamento similar entre o pré-amplificador valvulado e o pré-amplificador de alta tensão, algumas diferenças são aparentes. Entre estas estão uma terceira harmônica mais do-

minante que ultrapassa os 20% de amplitude com relação à fundamental e uma diminuição da quarta harmônica que cai para menos de 5%, enquanto no valvulado parece crescer. Outra diferença levantada é em relação à quinta harmônica, que ultrapassa os 10% em contraste com o valvulado, onde a quinta, sexta e sétima harmônicas permanecem sob os 5%.

A forma de onda assimétrica obtida no pré-amplificador proposto por Monteith e Flowers (1977), pode ser explicada de acordo com o estudo feito por Millet (2004), que através da análise de Fourier de sinais complexos demonstra que qualquer forma de onda com uma grande presença de segunda harmônica, resultará em uma saída assimétrica.

Diferentemente dos estudos realizados em (HAMM, 1973) e (MONTEITH; FLOWERS, 1977), que tem foco em aplicações que envolvem microfones, Aitchison e Fenton (2010) e Aitchison (2011) tem como foco a amplificação dos sinais de guitarra. Assim, testes foram realizados considerando os níveis de tensão típicos de um captador, variando a tensão de entrada de 10 mV à 3 V de pico a pico, onde este último proporciona um bom nível de saturação.

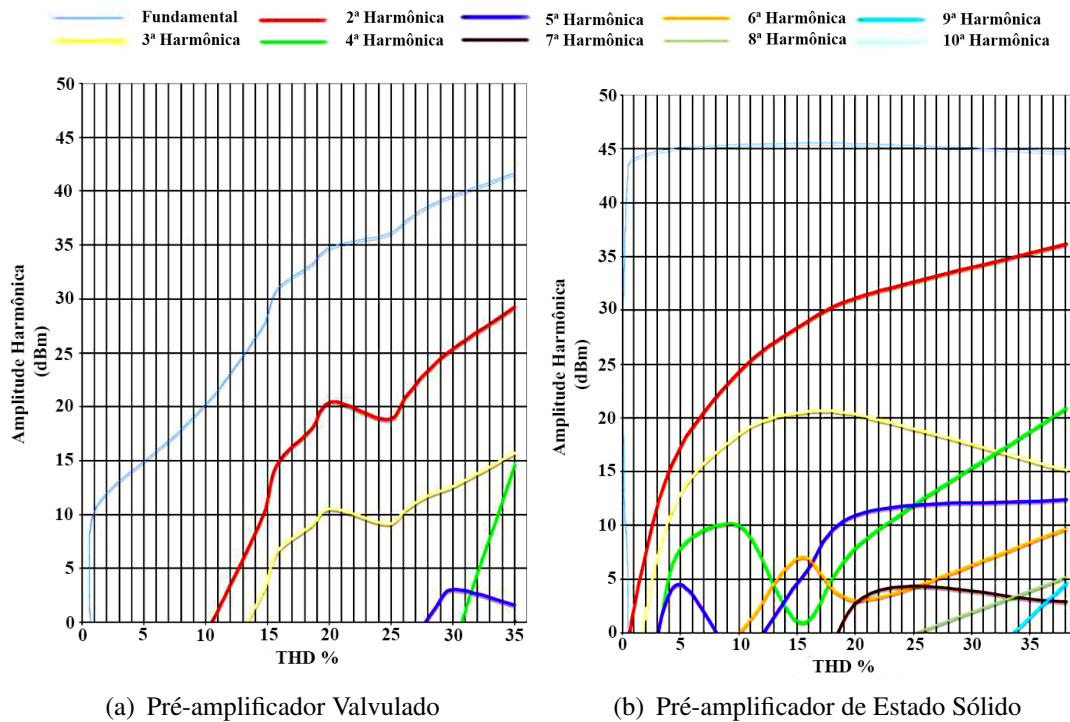
O captador de uma guitarra é composto de uma bobina eletromagnética, que transduz o movimento das cordas de metal suspensas acima dele, em uma tensão elétrica. De acordo com Rutt (1984), o menor pico de saída controlável produzido por um toque suave em uma única corda da guitarra é inferior a 100 μ V. Já o nível máximo obtido ao dedilhar fortemente todas as seis cordas é maior do que 1 V e a gama dinâmica de uma guitarra é maior do que 80 dB, onde o nível de pico típico de saída é aproximadamente 100 mV. A gama dinâmica indica a faixa de intensidades que podem ocorrer no sinal, indo do ruído ao nível máximo do sinal sem distorção (RUTT, 1984).

Nos testes entre os pré-amplificadores realizados por Aitchison e Fenton (2010) e Aitchison (2011), a maioria das diferenças começaram a aparecer com níveis mais baixos de tensão de entrada. Segundo os autores, os transistores precisam de mais tensão para produzir a mesma distorção que as válvulas, o que mostra que o valvulado começa a distorcer antes que os PALES.

Os gráficos apresentados na figura 2.12, representam a amplitude das componentes harmônicas em relação à THD de ambos os pré-amplificadores. Percebe-se um comportamento da fundamental bastante diferente entre os dois gráficos. O PALES parece saturar muito mais rápido que o valvulado, o que resulta em uma gama linear menor, além de características e distorções diferentes (AITCHISON; FENTON, 2010).

Os gráficos também mostram um *clipping* muito mais suave nas válvulas. Ambos os sistemas produzem níveis dominantes de segunda harmônica, porém de forma inesperada o valvulado apresenta uma terceira harmônica mais prevalente que a quarta entre 25 e 35% de THD, contradizendo os resultados obtidos em (HAMM, 1973). Outra diferença está relacionada com a quarta harmônica, que se torna mais dominante que a terceira no PALES quando atinge a máxima saturação (AITCHISON; FENTON, 2010).

Figura 2.12 – Comparação de THD entre amplificadores de multiestágio.

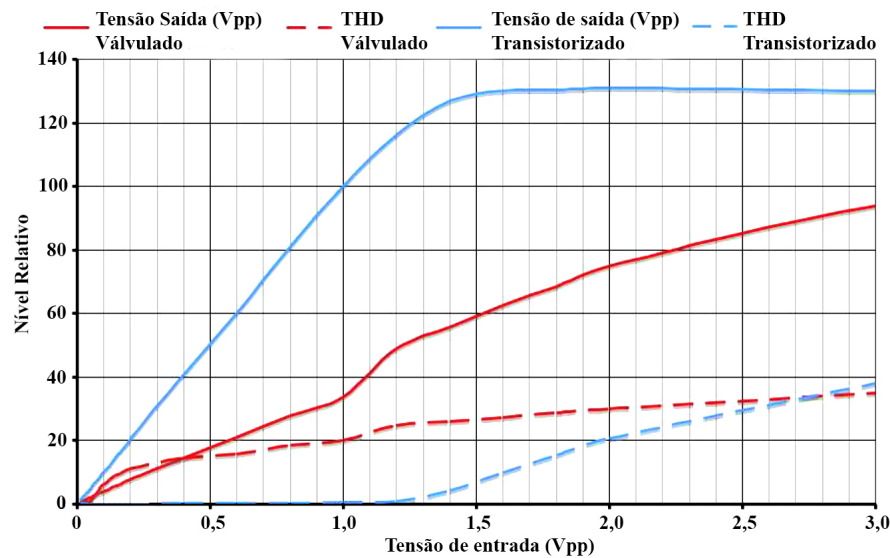


Fonte: Adaptado de Aitchison e Fenton (2010).

Em (AITCHISON, 2011), as curvas das características de transferência são apresentadas junto aos níveis relativos de THD, estas podem ser vistas na figura 2.13. Novamente é possível observar que as válvulas começam a distorcer bem antes que os transistores. A forma que o circuito do PALES chega à saturação, antes que o valvulado, também é novamente perceptível. Segundo o autor, essa última diferença se deve ao fator de amplificação dos transistores ser por volta de 100, em contraste com o das válvulas, que é aproximadamente 40.

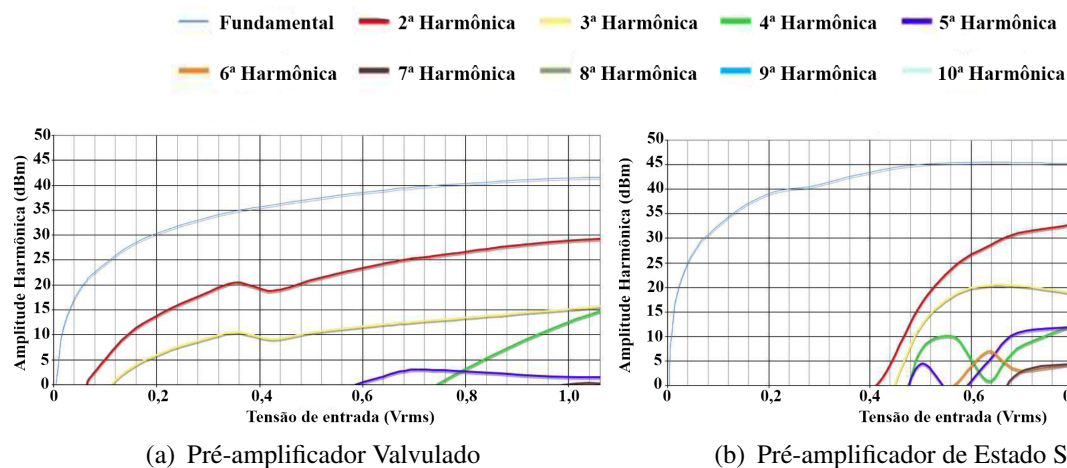
Um “joelho”, ou “limite rígido” como definido por Aitchison (2011), é visível na curva de transferência do PALES, como mostra a figura 2.13, a partir de um nível de entrada com cerca de 1,4 V de pico a pico. Analisando a figura 2.14, percebe-se que no circuito do PALES, as componentes de distorção harmônica começam a aparecer rapidamente depois de 0,4 V eficaz, equivalente a 1,13 V de pico a pico aproximadamente, o que representa um ponto um pouco antes do joelho. De modo contrário, antes dos mesmos 0,4 V eficaz, um sinal fiel ao sinal de entrada é produzido, sem qualquer componente de distorção harmônica (AITCHISON, 2011). No circuito valvulado, nota-se que essas componentes começam a aparecer antes, porém, surgem de forma mais lenta, pouco a pouco.

Figura 2.13 – Características de transferência e de THD dos pré-amplificadores.



Fonte: Adaptado de Aitchison (2011).

Figura 2.14 – Componentes de distorção harmônica com relação à tensão de entrada.



Fonte: Adaptado de Aitchison e Fenton (2010).

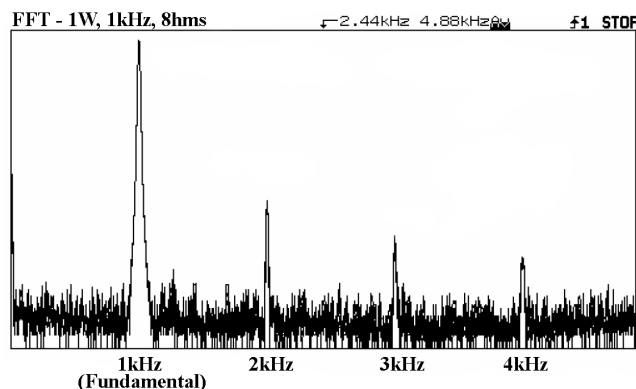
Para Aitchison e Fenton (2010), mesmo com a dominância de harmônicas pares em ambos os pré-amplificadores, as diferenças nas harmônicas de ordem superior são significativas. Os autores acreditam que a qualidade do som do pré-amplificador desenvolvido por Monteith e Flowers (1977) pode ser prejudicada por ter harmônicas de ordem superior mais elevadas. Aitchison (2011), acredita que essa é a principal causa da preferência pelo válvulado nos seus testes e que a THD não teve grande influência nos resultados. No entanto, nota-se nos diversos estudos que a THD é relativamente diferente nos dois tipos de dispositivo, logo, esse fator não deveria ser simplesmente descartado.

2.3.2 Relação entre componentes harmônicas e áudio

As componentes de distorção harmônica parecem ser a causa mais relevante das diferenças entre os tipos de pré-amplificadores e amplificadores. Para que essa diferença seja entendida, deve-se perguntar qual o significado de cada componente e qual o efeito sonoro provocado por cada uma delas. Novamente deve ser ressaltado que devido a subjetividade, termos informais e abstratos serão utilizados.

Segundo Millet (2004), as harmônicas pares são “harmoniosas”, enquanto as ímpares podem ser indesejáveis. Porém, essas descrições podem variar de acordo com o ouvinte. Algumas pessoas não gostam de muita distorção, outras preferem distorções de ordem par (“doces, harmonicamente ricas”), mas também há aquelas que gostam de distorções de ordem ímpar (“brilhante, detalhada”) (MILLET, 2004). O autor acredita que as harmônicas de ordens superiores, como por exemplo sexta e sétima ordem, são mais audíveis que as de ordem inferior. Millet (2004) sugere então que a distorção total deve ser minimizada e que as harmônicas de ordens superiores devem ter uma amplitude menor do que as harmônicas de ordens inferiores. Na opinião do autor, o espectro de um amplificador com som agradável é semelhante ao dado na figura 2.15. Observa-se que a medida que a ordem da harmônica aumenta, a sua amplitude diminui em relação à da ordem anterior.

Figura 2.15 – Espectro de um bom amplificador.



Fonte: Adaptado de Millet (2004).

Hamm (1973) tem uma visão semelhante. O autor relata que harmônicas ímpares, terceira e quinta mais especificamente, produzem uma “barreira” ou som “coberto”. As harmônicas pares, segunda, quarta e sexta, produzem um som de “coral” ou “cantante”. A segunda e terceira harmônicas são as mais importantes do ponto de vista dos gráficos apresentados anteriormente. Musicalmente a componente harmônica de segunda ordem é uma oitava acima da fundamental, acrescentando corpo ao som e tornando-o mais “cheio”. Já a terceira produz um som no qual muitos músicos descrevem como se estivesse embaixo de uma “coberta”. Ao contrário da se-

gunda harmônica, a terceira dá ao som uma qualidade metálica que a medida que sua amplitude aumenta, torna-se desagradável. Quando essas duas harmônicas estão em grandes proporções, ao adicionar a quarta e a quinta, o som se assemelha com o de um “chifre aberto” (HAMM, 1973).

As componentes de ordem mais alta, acima da sétima, quando em grande quantidade, produzem uma qualidade dissonante rouca. Como o ouvido parece muito sensível a essas harmônicas, controlar a sua amplitude é de suma importância. Além disso, tocar a mesma nota forte ou suave, faz pouca diferença na amplitude da fundamental e das harmônicas mais baixas. Porém, acima da sexta harmônica, a amplitude aumenta e diminui em proporção quase direta à amplitude do sinal de áudio (HAMM, 1973).

2.3.3 Resposta em frequência, impedância de saída e fator de amortecimento

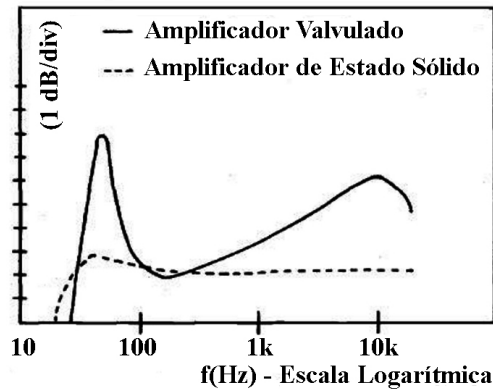
A resposta em frequência de amplificadores foi observada por Bussey e Haigler (1981), que propuseram ensaios com guitarristas, na busca por diferenças entre pré-amplificadores e amplificadores dos tipos valvulado e lineares de estado sólido. Com uma carga de 4 ohms em cada amplificador, notou-se que a resposta do amplificador valvulado sofria mudanças radicais, fato que não ocorria com ALES. Segundo o autor, esse efeito é causado devido a relação entre a impedância reativa do alto-falante e a impedância de saída do amplificador. Os amplificadores valvulados possuem uma impedância de saída maior que 5 ohms. Já os amplificadores lineares de estado sólido tem uma impedância muito menor, em torno de 1 décimo de ohm (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

Observando a figura 2.16, nota-se que essa é uma diferença bastante considerável. Segundo Bussey e Haigler (1981), este efeito pode ser facilmente ouvido. Através de uma análise do gráfico, percebe-se que o sinal no amplificador linear de estado sólido basicamente não é alterado. Isso indica que ALES fazem uma reprodução mais fiel do som. Já o amplificador valvulado primeiramente permite a passagem de frequências baixas até cerca de 100 Hz, depois atua como um filtro e novamente permite a passagem da frequência a partir de 1 kHz até 10 kHz, onde parece começar a ocorrer uma nova restrição.

Outra diferença observada foram as tensões de saída máximas que cada amplificador fornece sob condições dinâmicas. Sem saturar o amplificador valvulado fornecia cerca de 96 volts pico a pico, enquanto o linear de estado sólido apenas 27 volts. Para que testes com guitarristas fossem feitos, os autores propuseram medidas corretivas para que as diferenças fossem minimizadas e os testes ficassem mais confiáveis. Os pré-amplificadores e amplificadores eram distribuídos em duas caixas, A e B. Estas também podiam conter o mesmo amplificador, para analisar

se os guitarristas encontravam falsas diferenças. Cada guitarrista poderia utilizar mais de uma guitarra e alternar entre as caixas quantas vezes quisessem (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

Figura 2.16 – Resposta em frequência dos amplificadores.



Fonte: Adaptado de Bussey e Haigler (1981).

O primeiro teste comparou os amplificadores ajustados para que não ocorresse *clipping*. O pré-amplificador utilizado para o teste era valvulado. Um único guitarrista identificou diferenças consistentes em dois de três ensaios, onde em nenhum destes, falsas diferenças foram relatadas. O segundo teste era bastante semelhante ao primeiro, porém permitia a ocorrência de *clipping*. Dois guitarristas conseguiram descrever uma diferença. Um deles, que no primeiro teste foi o único a encontrar uma diferença consistente, identificou um “zumbido” com mais pronúncia no amplificador valvulado durante 100% do tempo. Já o segundo descreveu o som do amplificador valvulado como mais completo em dois dos três ensaios. O terceiro teste comparou os pré-amplificadores. O amplificador usado para o teste foi um valvulado. Os controles de tom dos dois pré-amplificadores foram ajustados para proporcionar respostas em frequência coincidentes e o volume foi ajustado a proporcionar um funcionamento linear do pré-amplificador. O quarto e último teste comparou o sistema de forma completa, pré-amplificador e amplificador da mesma tecnologia operando juntos. Neste teste, o guitarrista que identificou a diferença no primeiro teste não participou (BUSSEY; HAIGLER, 1981). Os resultados de cada teste, podem ser vistos na tabela 2.3.

Para os autores, as diferenças no fator de amortecimento (FA) entre os amplificadores e nas componentes de distorção harmônica não foram detectados pelos ouvintes. No entanto, observando os dois primeiros testes, nota-se que a ocorrência do *clipping* no segundo teste permitiu que mais de um guitarrista identificasse uma diferença, além de ambos conseguirem descrevê-la de forma mais clara (BUSSEY; HAIGLER, 1981). Analisando este resultado, percebe-se que esse fator ajuda a comprovar os resultados obtidos por (HAMM, 1973), o que indica que as componentes de distorção harmônica podem ser a causa. Diferentemente da suposição dos autores, o fator de amortecimento, que está diretamente relacionado com a impedância de saída

do amplificador, pode ter causado diferenças audíveis. Isso porque entre as ações tomadas para minimizar as diferenças entre os amplificadores, nenhuma corrigiu a diferença entre os valores das impedâncias de saída. Logo, os autores podem ter se precipitado nesta conclusão.

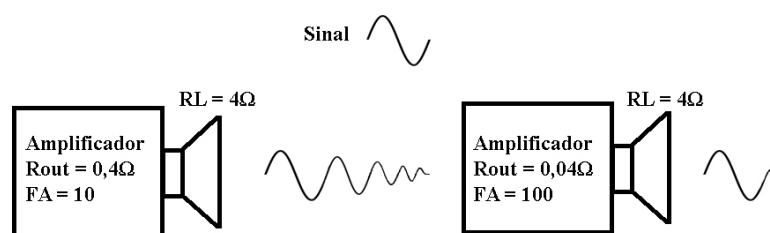
Tabela 2.3 – Resultados dos testes.

Teste	Guitarristas participantes	Número de ensaios	Não relataram diferenças	Relataram falsas diferenças	Relataram diferenças (Não sabem descrever)	Relataram diferenças (Sabem descrever)
1	12	54	4	–	7	1
2	6	23	3	1	–	2
3	5	24	2	1	2	–
4	9	49	3	–	6	–

Fonte: Construído com base em Bussey e Haigler (1981).

O fator de amortecimento (FA) comentado acima é, a grosso modo, a relação entre a impedância de saída do amplificador e a impedância da carga, que no caso é o alto-falante. Obviamente a resposta do alto-falante em relação ao sinal de áudio não é imediata, sem que haja algum tipo de inércia. Quando o sinal de saída do amplificador sofre uma transição muito rápida, ocorre uma vibração, fazendo com que o cone do alto-falante se movimente para frente ou para trás, provocando perdas na qualidade do som (BRAGA, 2014). A figura 2.17 ilustra esse fenômeno.

Figura 2.17 – Fator de Amortecimento.



Fonte: Refeito com base em Braga (2014).

Para que o som não seja afetado, é necessário que o fator de amortecimento tenha um valor alto, o que indica uma baixa impedância de saída do amplificador (em torno de miliohms). Assim, o controle da tensão sobre os alto-falantes é feito de forma mais fácil. De modo contrário, quando a impedância de saída é alta (entre 0 e 10 ohms), interfere no valor da impedância da carga, alterando a qualidade do áudio (SCHWAAB, 2012).

Aitchison (2011) também observou a resposta em relação à frequência dos pré-amplificadores os quais comparou. Segundo o autor, quando os pré-amplificadores operam com uma tensão de entrada de 3 V de pico a pico por exemplo, a resposta é bastante similar entre os dois dispositivos. No entanto, para níveis de tensão de entrada menores, como 200 mV, a resposta em

frequência pode ser completamente diferente. Esse fator deve ser considerado portanto na hora da experimentação prática, onde a análise na frequência deve ser feita para níveis de entrada mais baixos, para que assim, os testes representem uma condição real de uso de amplificador.

2.3.4 Transformador de saída e outros componentes

Barbour levanta outros pontos de vista em relação as possíveis diferenças entre os amplificadores. Uma suposição indica que as diferenças no som podem não ter tanta ligação aos dispositivos transistor e válvula em si, mas sim com o uso de capacitores de acoplamento eletrolítico e CIs Amplificadores Operacionais (AMPOPs) de baixo custo, além de outros motivos, como o fato de os amplificadores valvulados utilizarem um transformador na saída (BARBOUR, 1998).

Opiniões de especialistas, como engenheiros e representantes de fabricantes de amplificadores, foram coletadas durante o estudo realizado pelo autor. Um dos especialistas acredita que algumas diferenças na qualidade do áudio entre ALES e valvulados estão relacionadas com as propriedades físicas inerentes dos dispositivos e com as topologias de circuitos e componentes utilizados em cada um, onde as válvulas triodo produzem uma distorção geral menor do que os transistores bipolares ou FETs. Quanto ao *clipping*, o especialista acredita não ser uma diferença significativa, o problema é realimentação, que na maioria dos modelos de ALES provoca um desempenho pior em condições de saturação (BARBOUR, 1998).

Outro fator bastante discutido é a respeito da utilização de grandes capacitores de acoplamento, na maioria das vezes eletrolíticos, necessários devido à baixa impedância de transistores bipolares. Para um dos especialistas o problema desses capacitores são as suas características em baixa frequência. De modo contrário, outro especialista acredita que os problemas são as características imperfeitas em alta frequência, alta absorção dielétrica, e o rápido envelhecimento. Ambos supõem que esses fatores prejudicam a qualidade do som, tendo um desempenho pior se comparado aos capacitores de filme de boa qualidade, comumente usados em amplificadores valvulados. Comentou-se também que é possível construir amplificadores lineares de estado sólido sem capacitores eletrolíticos, no entanto, raramente isso é feito (BARBOUR, 1998).

Um dos relatos afirma que os termos som “alto” e “cheio”, utilizados para descrever amplificadores de guitarra valvulados, devem-se em parte, à saturação do transformador de saída. Outro depoimento descreve o transformador de saída como um fator extremamente importante no som dos valvulados. Além do grande componente de distorção de segunda ordem, o tempo de subida lento do transformador provoca uma efeito “maciez” no som. O fato do transformador ser um elemento não linear, faz com ocorram alterações no sinal nos domínios de tempo e frequência, alterando assim o som. Um terceiro ponto de vista refere-se ao fato das distorções de transformadores dependerem da frequência, ao contrário da maioria das distorções provocadas

por dispositivos, como os semicondutores por exemplo. Comentou-se também que o ouvido é muito mais sensível à distorções de intermodulação do que a distorção harmônica total (THD), essa questão será melhor abordada na próxima subseção. Na maioria dos casos, espera-se que a distorção de intermodulação seja três a quatro vezes a THD, entretanto, em transformadores esta distorção é cerca de um terço a um quarto da THD (BARBOUR, 1998).

As questões levantadas pelos especialistas parecem ser pontos importantes. No entanto, se o problema forem os capacitores eletrolíticos, fabricantes de amplificadores já teriam utilizado outros tipos de capacitores, medida que dificilmente é tomada, como já comentado. O que de fato pode ser relevante, é o transformador na saída dos valvulados, que além dos efeitos já discutidos, influencia na impedância de saída do amplificador, onde o mesmo reduz a impedância.

2.3.5 Distorção de intermodulação

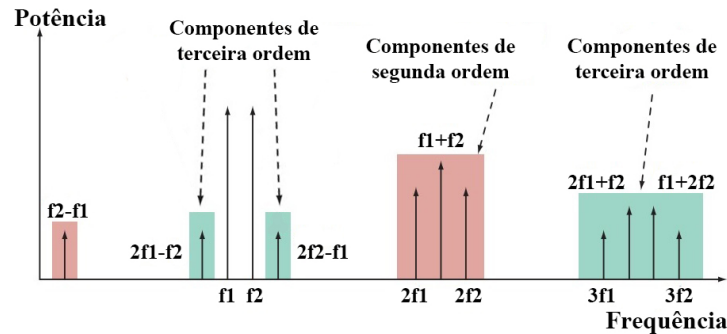
A distorção de intermodulação é uma distorção harmônica que ocorre quando frequências indesejáveis são geradas devido à combinação de outras frequências, em um dispositivo não linear (LIESKE, 2014). Se um sinal que contenha frequências de duas notas for colocado na entrada de amplificador perfeitamente linear, o sinal de saída estará simplesmente amplificado, com as mesmas frequências. Se o mesmo sinal de entrada for colocado em um amplificador que contenha não-linearidades, o que é mais próximo de um amplificador real, o sinal de saída terá um conteúdo harmônico com frequências adicionais, além das que já estavam presentes no sinal (HALL, 2013). Algumas dessas componentes espectrais adicionais possuem frequências múltiplas das harmônicas de entrada ou frequências resultantes da soma e subtração delas. Essas componentes são denominadas componentes de intermodulação (CARVALHO, 1999). A figura 2.18, ilustra os conceitos apresentados.

Como pode ser visto na figura, as frequências f_1 e f_2 são as fundamentais. A soma e subtração das mesmas, geram as componentes de distorção de segunda ordem que, somadas com a fundamental geram as de terceira ordem e assim por diante. Isso ocorre de modo reverso também, onde a subtração das componentes de terceira ordem com a fundamental, formam outras componentes de segunda ordem.

Para Rutt (1984) além do *clipping*, comentado nas subseções anteriores, a distorção de intermodulação é bastante importante. Segundo o autor, quando uma corda é tocada individualmente em dois amplificadores diferentes, o som pode ser bastante semelhante. Porém, quando várias cordas são tocadas juntas, e consequentemente múltiplas formas de onda são misturadas, a diferença audível pode ser bastante significativa. Por mais que amplificadores diferentes

tenham características de distorção harmônica semelhantes, os seus efeitos de distorção de intermodulação podem diferir muito (RUTT, 1984).

Figura 2.18 – Intermodulação.



Fonte: Adaptado de Hall (2013).

A distorção de intermodulação comentada em (RUTT, 1984) e nos depoimentos colhidos por Barbour, é a causa apontada por Bussey e Haigler (1981) para explicar as diferenças encontradas pelos guitarristas que participaram dos seus testes. Segundo Bussey e Haigler (1981), o zumbido identificado no amplificador valvulado era mais visível em notas individuais acima de 500 Hz (primeira corda, 7º traste). O autor acredita que a ondulação AC na fonte de alimentação do amplificador valvulado, a qual deve inserir componentes de 120 Hz no sistema, é a causa provável da distorção. Assim, componentes harmônicas em outras frequências como por exemplo em 380 Hz, 620 Hz e 880 Hz são acrescentadas.

Essa distorção é um dos principais problemas a serem enfrentados na topologia do amplificador classe D. Geralmente esse efeito ocorre devido as perturbações na fonte de alimentação, podendo ter uma magnitude bastante significativa, principalmente se for utilizada uma fonte não estabilizada. Quaisquer componentes de perturbação na fonte irão intermodular diretamente com o sinal modulado, gerando componentes de distorção de intermodulação (NIELSEN, 1998). Assim, deve-se ter uma atenção especial com essa distorção. A utilização de uma fonte de alimentação estabilizada é um fator importante para reduzir esse problema.

2.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Claramente o diferencial de um amplificador valvulado está na distorção particular que este produz. O comportamento harmônico é o fator que mais aparenta ser a causa do problema, visto que outras questões relatadas, como a intermodulação ou a utilização de componentes periféricos específicos como transformadores, também ocorrem nos amplificadores de estado sólido, ou no caso dos componentes, podem ser propositalmente inseridos no circuito de forma

a emular tais efeitos. Não foram encontradas informações a respeito da fase das componentes harmônicas e da possível influência delas na qualidade do áudio.

Como visto nos estudos, os amplificadores valvulados de modo geral apresentam mais componentes harmônicas pares, principalmente a segunda. Porém, não são todos os amplificadores valvulados que apresentaram essa característica. Portanto, não deve ser considerada uma "regra". Neste caso, acredita-se que a melhor maneira de se comparar e buscar um comportamento igual entre amplificadores valvulados e de estado sólido, é escolhendo um amplificador valvulado específico bem conceituado e utilizá-lo como única fonte de comparação com o de estado sólido projetado.

Grande parte dos estudos relatados foram feitos utilizando pré-amplificadores. Esse fato pode não ser uma coincidência, mas sim uma indicação de que os principais responsáveis por provocar distorções no sinal de áudio são os pré-amplificadores. Portanto, o presente trabalho terá um foco na parte de potência dos amplificadores, onde acredita-se que este estágio de amplificação apresente semelhanças maiores entre os tipos de dispositivos. Dessa forma, um pré-amplificador valvulado será escolhido para que se construa um amplificador híbrido, esperando que assim sejam obtidos resultados bastante satisfatórios.

3 CARACTERIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES VALVULADOS E OUTROS

Com base nos estudos apresentados, tem-se como objetivo caracterizar e escolher um amplificador valvulado para que o mesmo possa futuramente ser tomado como base na construção do amplificador classe D. A caracterização pode ser aproveitada também para comparar os resultados obtidos com os apresentados no capítulo anterior. Outras caracterizações e definições também são importantes, como a modelagem da carga e um breve estudo de uma guitarra.

Este capítulo irá apresentar caracterizações realizadas neste trabalho através de experimentação. Será elaborada uma breve introdução teórica sobre a fonte de sinal, que é a guitarra e serão caracterizados três alto-falantes e dois amplificadores valvulados.

3.1 GUITARRA

Em amplificadores de áudio de alta fidelidade, busca-se reproduzir o sinal de áudio da forma mais fiel possível dentro de toda a faixa de frequências audíveis. Uma guitarra não emite sinais em toda essa faixa de frequências e, como visto anteriormente, a fidelidade do áudio não agrada a maioria dos guitarristas. Portanto, um amplificador específico para uma guitarra, não necessita ter uma banda passante tão elevada. Para definir uma banda ideal faz-se necessário uma análise mais aprofundada desse instrumento musical.

Em geral as guitarras possuem entre 21 e 24 trastes ao longo do seu braço. Outro fator importante é que a sua afinação padrão é com a sexta corda em Mi, sendo que alguns guitarristas afinam-na tons abaixo, como Ré. Cada traste da guitarra aumenta meio tom, o que significa um aumento da frequência do sinal de aproximadamente 1,0595 vezes por traste.

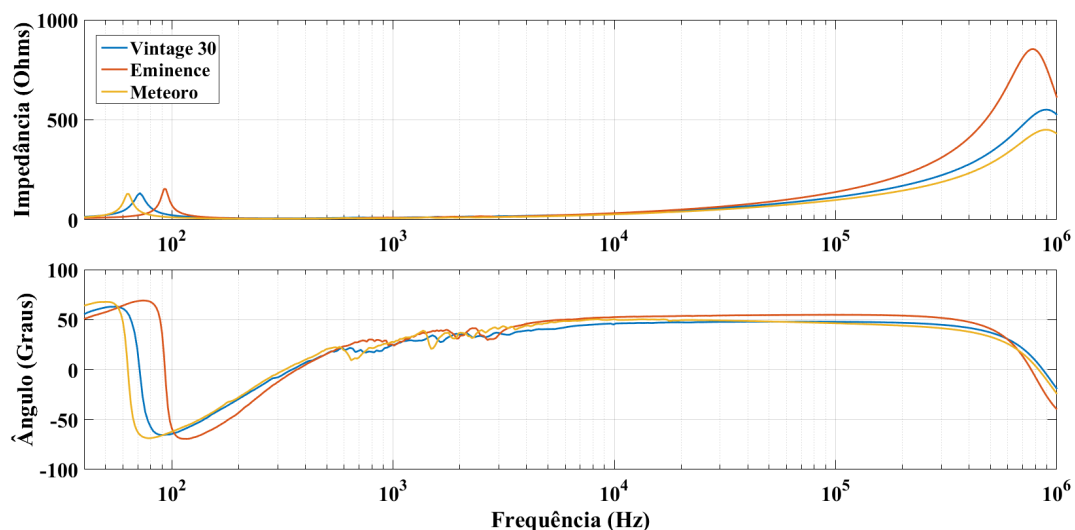
A frequência mais baixa é estipulada pela sexta corda solta. Assim, se esta estiver afinada em Mi, produzirá um sinal de 82,4 Hz. Se afinada em Ré, 73,4 Hz e em um caso mais extremo, caso seja afinada em Dó, 65,4 Hz. Já a frequência mais alta é definida pelo último traste da corda mais fina. Considerando uma guitarra com 24 trastes e sabendo que a corda mais fina também é afinada em Mi (329,6 Hz), encontra-se a frequência do 24º traste, que corresponde a 1318,5 Hz. Por fim, considerando um aumento máximo de 2 oitavas através de um pedal de efeitos, chega-se à uma frequência final de 5274 Hz. Assim, através dessas informações, considera-se adequada uma banda passante entre 65 Hz e 6 kHz.

3.2 ALTO-FALANTES

3.2.1 Comportamento em pequenos e grandes sinais

Para caracterizar os alto-falantes dois tipos de testes foram feitos, a análise em pequenos sinais e em grandes sinais. A análise de pequenos sinais foi feita para três modelos de alto-falantes, Celestion Vintage 30, Eminence Ramrod e Meteoro modelo que utilizado no amplificador Mgv30, ambos de $8\ \Omega$, utilizando o analisador de impedância Agilent 4294A. Como o movimento do cone altera a resposta do alto-falante, todos os testes foram realizadas sem caixa e com o auto-falante posicionado para cima. As curvas obtidas estão apresentada na Figura 3.1

Figura 3.1 – Análise de pequenos sinais - Alto-falantes



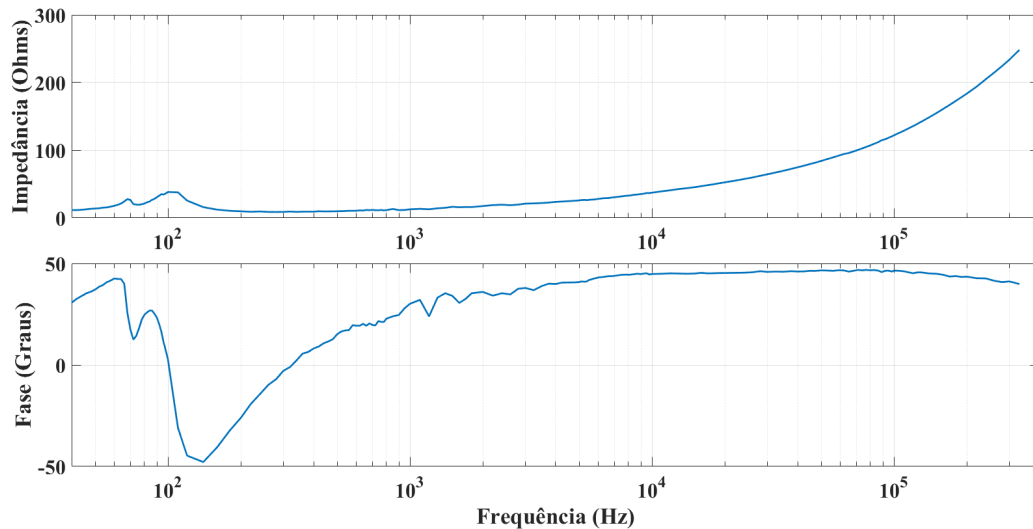
Fonte: Produção do Próprio autor.

Como pode ser observado, as maiores diferenças estão nas frequências de ressonância. A primeira ressonância do Meteoro corre em aproximadamente 63 Hz, a segunda em 324 Hz e a terceira em 833 kHz. No Eminence os valores são 92,5 Hz, 365 Hz e 768 kHz respectivamente. Por fim, no Vintage 30 as frequências são 71,30 Hz, 347 Hz e 860 kHz. O meteoro apresentou as menores impedâncias para praticamente todas as frequências. Já o Vintage 30 e o Eminence se alternaram durante toda a faixa, onde entre 126 Hz e 6 kHz essas diferenças variam entre 0 e $5\ \Omega$.

O fato do Vintage 30 ser um modelo clássico, utilizado por diversos guitarristas, motivou a escolha deste alto-falante para o trabalho. Portanto, a análise de grandes sinais foi realizada apenas para esse modelo. Esta foi feita utilizando um amplificador linear classe AB integrado, modelo TDA2030A, para amplificar o sinal a ser aplicado sobre o alto-falante, visto que um gerador de função não possui uma alta capacidade de corrente. Devido a resposta em frequência

do amplificador, a análise foi feita até 330 kHz, aplicando-se 12 V de pico sobre o alto-falante. Essa tensão foi determinada de modo que não ocorresse saturação. O diagrama de Bode pode ser observado na Figura a seguir.

Figura 3.2 – Análise de grandes sinais - Vintage 30



Fonte: Produção do Próprio autor.

Nota-se que o comportamento é bastante similar ao de pequenos sinais, onde para grandes sinais a impedância manteve-se levemente maior após a primeira ressonância. A primeira ressonância aparentemente sofre um leve deslocamento, porém essa parte da curva não é totalmente confiável devido a dificuldade de reproduzir grandes sinais em frequências muito baixas. Além disso, a aquisição de dados foi feita ponto a ponto, acarretando em um erro de medição maior do que os obtidos na análise anterior. Considerando que o modelo do alto-falante será utilizado futuramente apenas no projeto de controle e em algumas definições de projeto, onde não pretende-se realizar cálculos de perdas, a modelagem para pequenos sinais é a mais adequada. Esta será apresentada na subseção 3.2.2.

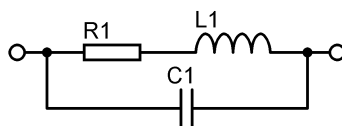
3.2.2 Modelagem

O modelo da carga pode ser obtido analisando o comportamento da impedância do alto-falante com a variação da frequência, conforme visto na Figura 3.1. Optou-se por fazer a modelagem até 1 MHz, visto que esta já é uma frequência relativamente alta e maior do que a frequência de chaveamento de amplificadores classe D em geral. A modelagem de alto-falantes também é feita por Ge e Chang (2010) e Wright (1989). Os autores consideram modelos de circuitos onde os componentes variam suas impedâncias com relação a frequência. Ge e Chang

(2010) por exemplo, consideram como modelo equivalente uma resistência e uma indutância em série, onde ambos são variáveis de acordo com a frequência. Os trabalhos realizados pelos autores foram utilizados apenas como base, onde não se adotou diretamente os mesmos métodos sugeridos.

Observando a curva de impedância do Vintage 30, percebe-se que o alto-falante tem um comportamento indutivo até aproximadamente 70 Hz, onde ocorre a primeira ressonância. Nota-se que a fase não chega a 90°, o que indica a existência de uma resistência em série com um indutor. Após a ressonância, o comportamento torna-se capacitivo até aproximadamente 347 Hz onde ocorre outra ressonância. Dessa forma, o modelo elétrico desse primeiro trecho da curva é dado pelo circuito abaixo.

Figura 3.3 – Circuito elétrico do modelo - Parte 1

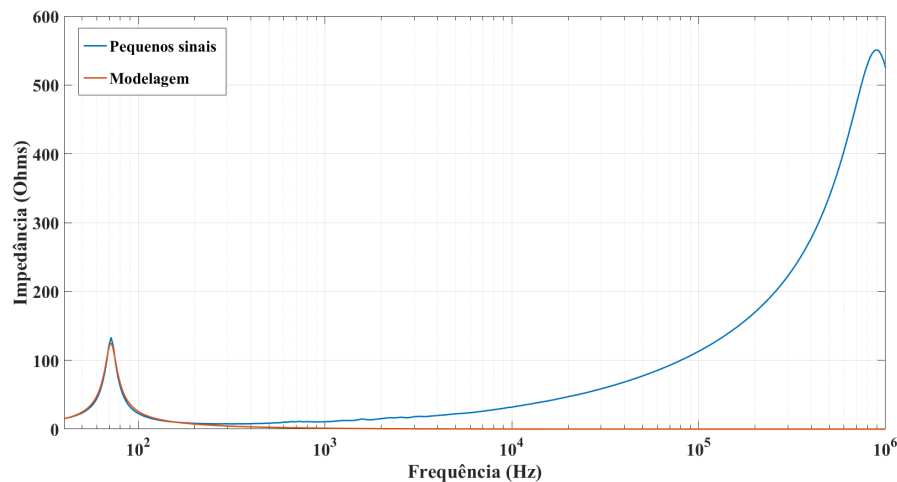


Fonte: Produção do Próprio autor.

O procedimento padrão para se obter os valores dos elementos do circuito é feito através da análise dos pontos da curva. Mede-se inicialmente a resistência do alto-falante com um multímetro, onde este valor medido corresponde à resistência que está em série com a indutor do modelo. Depois, um ponto durante a subida da curva é retirado juntamente com a fase correspondente. Assim, pode-se separar a impedância em partes imaginária e real, onde com a frequência correspondente do ponto escolhido, é possível obter o valor da indutância. Após esse procedimento, utiliza-se a equação da frequência de ressonância $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ para calcular o capacitor.

Como essa parcela da curva é relativamente pequena e a fase não está fixa em um único ângulo, como ocorre em outras partes da curva, os valores obtidos através deste procedimento não chegaram ao melhor resultado possível. Assim, optou-se por escolher outros valores de indutâncias em torno do que já havia sido obtido, e calcular as capacitâncias correspondentes de acordo com a equação apresentada anteriormente. O valor da resistência foi ajustado posteriormente. Dessa maneira, chegou-se a um resultado ótimo com $L1 = 40 \text{ mH}$, $C1 = 124,5 \text{ }\mu\text{F}$ e $R1 = 2,6 \text{ }\Omega$. A Figura 3.4 mostra a validação do comportamento da impedância na primeira parte da curva.

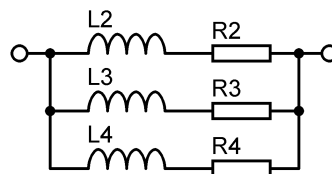
Figura 3.4 – Modelagem - Parte 1



Fonte: Produção do Próprio autor.

Na sequência, percebe-se um comportamento indutivo. Tentou-se modelar apenas com uma resistência em série com uma indutância, porém não foi possível. Se for bem observado, percebe-se que a curva não representa o comportamento de uma única exponencial. Na verdade, são exponenciais diferentes dependendo do trecho. Logo, adicionou-se mais uma indutância e uma resistência em paralelo. O modelo ficou ainda mais próximo, porém não satisfatório. Então adicionou-se uma terceira indutância e resistência em paralelo, chegando-se a um resultado ótimo, mostrado na Figura 3.5. Esse circuito mostra convergência com o que é apresentado por Ge e Chang (2010), onde o autor representa esse comportamento com uma indutância e uma resistência variáveis.

Figura 3.5 – Circuito elétrico do modelo - Parte 2

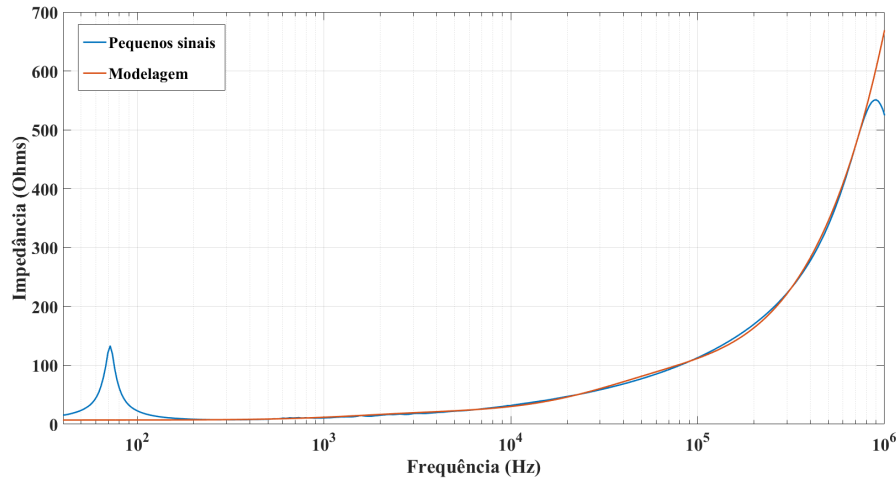


Fonte: Produção do Próprio autor.

Para calcular a primeira indutância escolheu-se o ponto em 400 Hz, cujo o módulo da impedância é de $7,814 \, \Omega$ e a fase corresponde ao ângulo de $\phi = 6,674^\circ$. Seguindo o procedimento descrito anteriormente, obtêm-se uma impedância de $(7,76 + 0,91j) \, \Omega$ e conseqüentemente uma indutância de $L2 = 0,362 \, \text{mH}$. O valor de $R2$ é definido com base na parte real da impedância. Posteriormente, com a inserção das demais impedâncias em paralelo, adequou-se esses valores para $L2 = 0,1 \, \text{mH}$ e $R2 = 10 \, \Omega$. A segunda indutância foi calculada considerando o ponto correspondente a frequência de 4 kHz, onde $|Z| = 20,04 \, \Omega$ e $\phi = 39,21^\circ$. Assim, $Z = (15,53 +$

12,67j) Ω . A indutância calculada é $L3 = 0,5$ mH. A resistência foi ajustada para $R3 = 30$ Ω . Já a terceira indutância foi calculada com base no ponto de $f = 100$ kHz, resultando em $Z = (76,02 + 83,74j)$ Ω e $L4 = 0,133$ mH. Os valores foram ajustados para $L4 = 0,141$ mH e $R4 = 138$ Ω .

Figura 3.6 – Modelagem - Parte 2

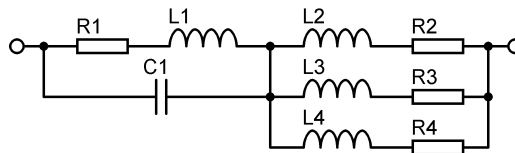


Fonte: Produção do Próprio autor.

A validação do modelo pode ser vista na Figura 3.6. É importante observar que um pouco antes de 1 MHz ocorre uma nova ressonância. Como essa faixa de frequências não é relevante para este trabalho, visto que a frequência de chaveamento será menor que 1 MHz, e a reprodução desse comportamento implicaria em um circuito mais complexo ainda e consequentemente de maior ordem, optou-se por não modelar esta ressonância.

Para que o modelo fique completo, basta colocar os circuitos obtidos em série, como mostra a Figura 3.7.

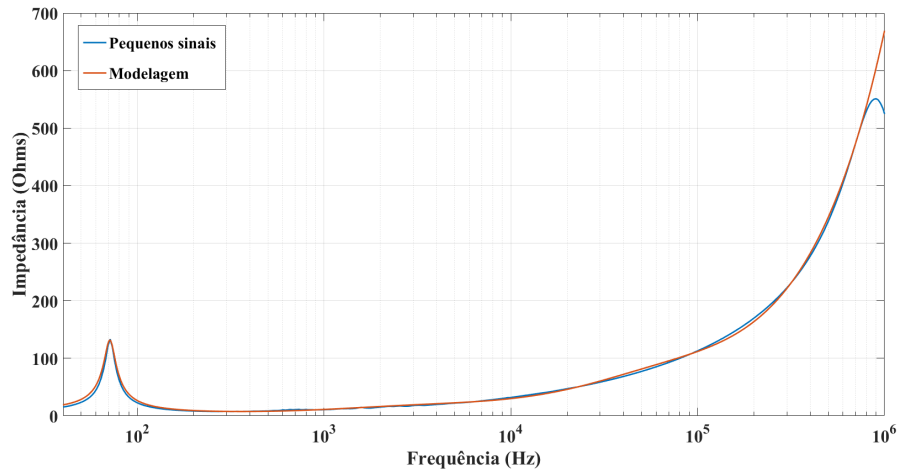
Figura 3.7 – Circuito elétrico do modelo completo



Fonte: Produção do Próprio autor.

A validação do modelo completo é observada na Figura 3.8, onde percebe-se que o resultado ficou bem próximo do real. A função de transferência da carga pode então ser definida na Equação (3.1).

Figura 3.8 – Modelagem completa

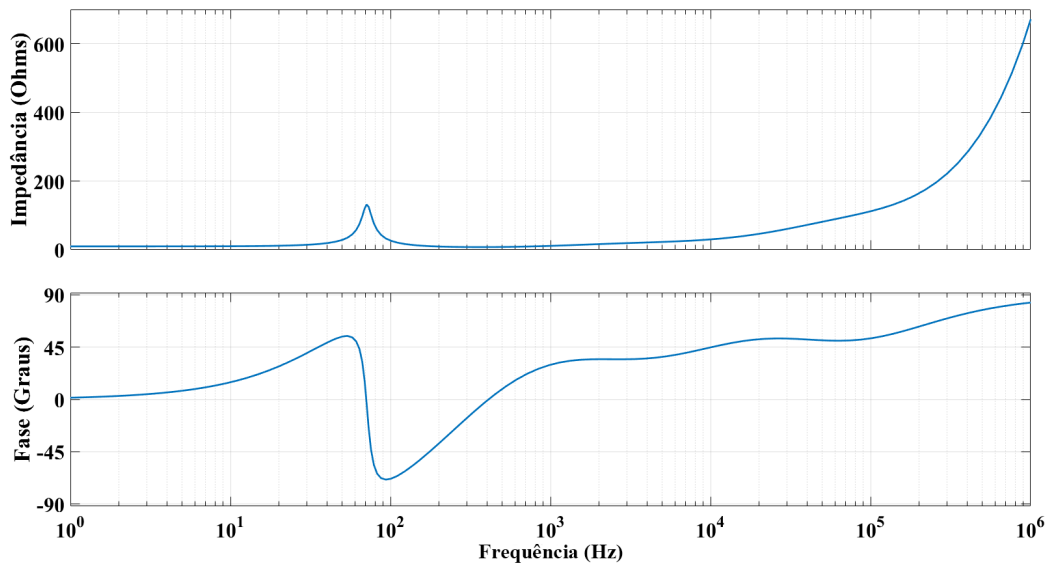


Fonte: Produção do Próprio autor.

$$Z_{AF} = \frac{1,053 \cdot 10^{-4} s^5 + 109,8 s^4 + 6,64 \cdot 10^6 s^3 + 2,76 \cdot 10^{10} s^2 + 3,104 \cdot 10^{13} s + 6,785 \cdot 10^{15}}{s^4 + 298,765 \cdot 10^3 s^3 + 3,499 \cdot 10^9 s^2 + 2,861 \cdot 10^{11} s + 6,986 \cdot 10^{14}} \quad (3.1)$$

Por fim o diagrama de Bode completo pode ser plotado, como pode ser visto na Figura 3.9. Percebe-se que o comportamento do ganho e da fase é bastante similar ao da Figura 3.1. No entanto, a partir de 100 kHz, a fase começa a aumentar até tender à 90°, o que não ocorre no modelo real. Isso acontece justamente pelo fato da segunda ressonância não ter sido modelada.

Figura 3.9 – Modelo - Vintage 30



Fonte: Produção do Próprio autor.

3.3 AMPLIFICADORES VALVULADOS

A caracterização foi feita em dois amplificadores, um Giannini TREMENDÃO III, que será chamado de amplificador 1, e um Bruschi G40, chamado de amplificador 2. Os amplificadores são de 100 W e 40 W respectivamente, e estão apresentados na Figura 3.10. O TREMENDÃO III possui um circuito bastante similar ao Fender Twin Reverb, que é um amplificador bem conceituado. No entanto, a principal diferença é que o amplificador da Giannini não possui ajuste de médios. Já o G40 foi muito bem conceituado pela revista Guitar Player, edição de Novembro de 2010. A matéria está disponível no Anexo A.

Figura 3.10 – Amplificadores valvulados caracterizados.



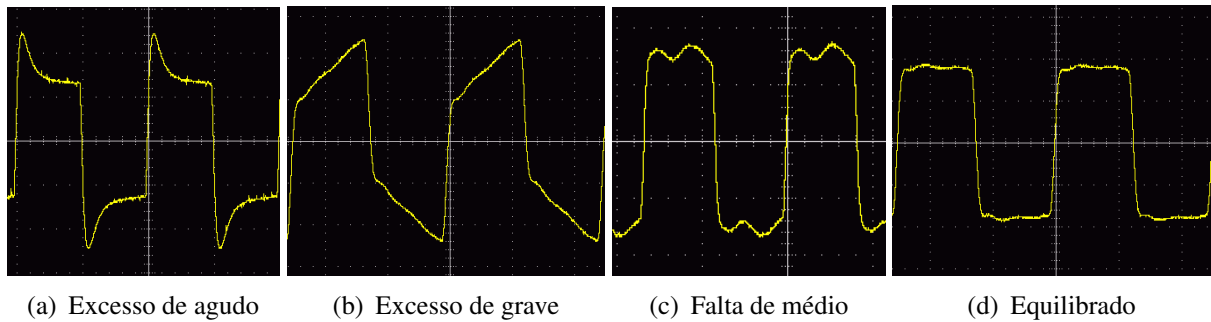
(a) Amplificador 1

(b) Amplificador 2

Fonte: Produção do Próprio autor.

A coleta de dados tem como principal objetivo analisar o comportamento do ganho com relação à frequência e obter a função de transferência dos amplificadores. Alguns fatores foram levados em conta quando essas medidas são obtidas. Para se obter a THD e as componentes de distorção harmônica, optou-se por realizar os ajustes no amplificador de modo que a forma das distorções ficassem o mais próximo possível das apresentadas no capítulo anterior, para que assim comparações mais diretas fossem feitas. Aparentemente isso não é um problema, visto que das formas de onda possíveis, estas também se mostraram as mais assimétricas. Com relação à análise na frequência, os pontos coletados devem seguir a escala logarítmica e deve-se efetuar o ajuste de graves, médios e agudos, de forma que ao ser colocada uma onda quadrada na entrada do amplificador, a saída fique "flat", ou seja, o mais quadrada possível. Como em frequências mais baixas obviamente o grave é mais presente e em frequências mais altas a presença de agudos é maior, assim, o ajuste foi feito para uma frequência 1 kHz por ser considerada intermediária. A Figura 3.11 apresenta a forma de onda na saída dependendo do ajuste de graves, agudos e médios.

Figura 3.11 – Formas de onda de saída com aplicação de uma onda quadrada na entrada.



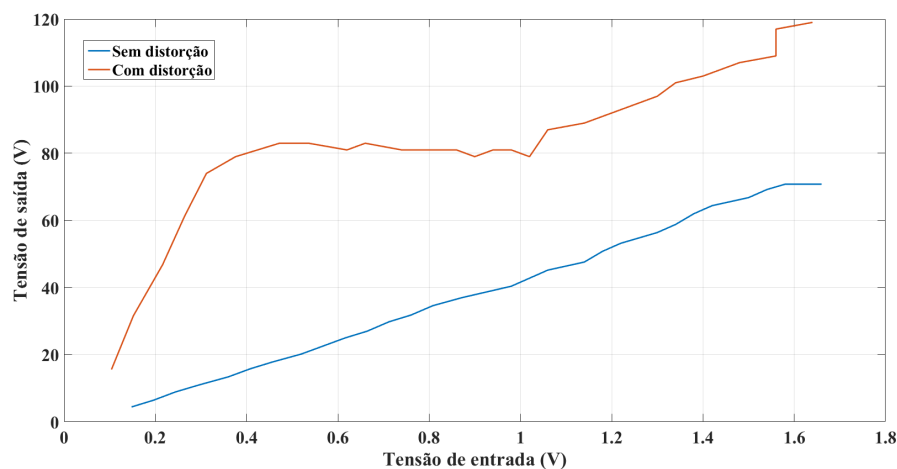
Fonte: Produção do Próprio autor.

3.3.1 Resposta na tensão

Neste experimento não foi possível analisar o amplificador 2 sem distorção. Assim, para fins de comparação, o comportamento da saída pela entrada com distorção também foi obtida para o amplificador 1. Os gráficos das funções de transferência obtidas para cada amplificador estão apresentadas a seguir.

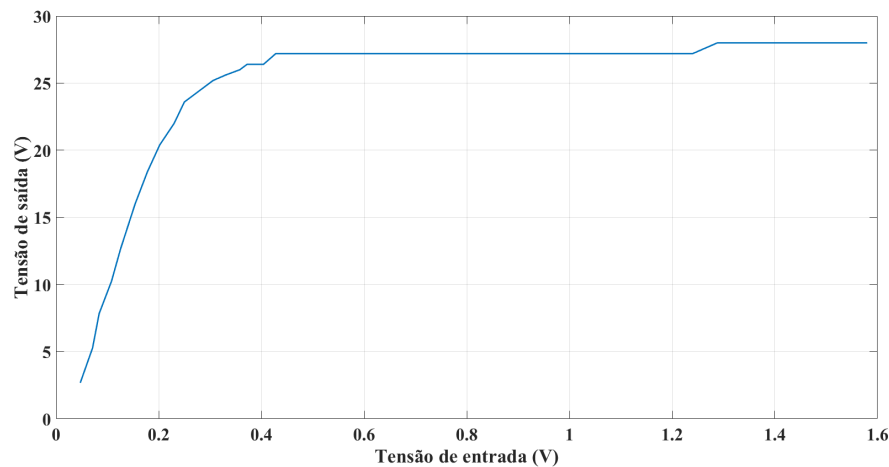
A curva obtida sem distorção na Figura 3.12 pode ser comparada diretamente com a Figura 2.13, apresentada no capítulo anterior. É importante observar que no capítulo anterior, esta análise foi feita em um pré-amplificador, diferentemente desta que foi feita considerando o conjunto completo. No entanto, como a curva foi obtida sem distorção, acredita-se que o comportamento não deve sofrer grandes alterações.

Figura 3.12 – Ganho estático para diferentes tensões de entrada em 1 kHz - Amplificador 1



Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 3.13 – Ganho estático para diferentes tensões de entrada em 1 kHz - Amplificador 2 - Com distorção



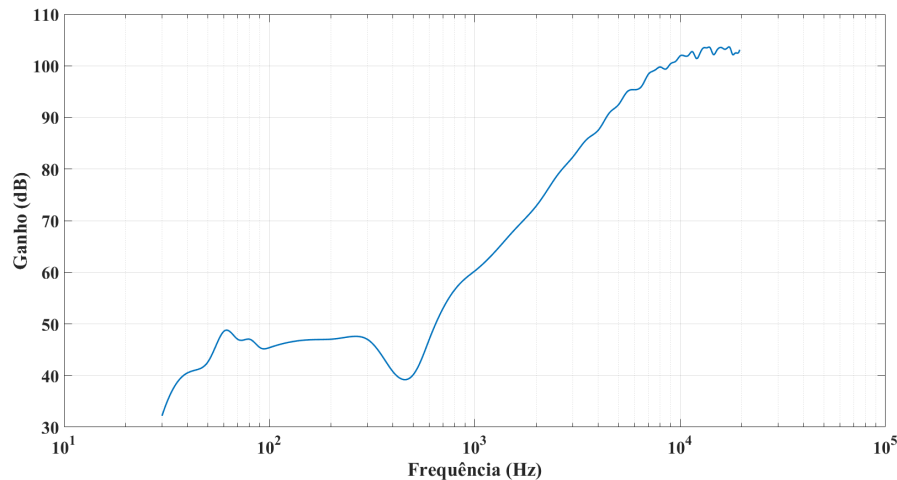
Fonte: Produção do Próprio autor.

As curvas com distorção, são observadas nas Figuras 3.12 e 3.13. A diferença de ganho entre as duas Figuras pode ser explicada devido ao ajuste de volume ser diferente e pelo fato de os amplificadores terem potências de saída diferentes. Isso não foi levado em consideração visto que o intuito era analisar apenas o comportamento. Percebe-se que o amplificador 2 mantém uma saturação praticamente constante em quase toda a faixa de tensão aplicada quando ocorre a distorção. Esse comportamento é semelhante ao de amplificadores de estado sólido, o que mostra que provavelmente não será difícil de ser obtido com um amplificador classe D. Já o amplificador 1 também apresenta esse comportamento, mas o nível de saturação começa a aumentar a partir de 1 V de pico a pico de entrada. Isso ocorre devido à uma ressonância que apareceu na forma de onda, a qual pode ser vista na Figura 3.19, que será apresentada futuramente. Desse modo, isso não indica um aumento de potência. Na curva sem distorção, o comportamento ficou bem parecido com o visto na Figura 2.13. .

3.3.2 Resposta na frequência

A análise na frequência foi feita sem distorção. Neste caso, foi possível ajustar o ganho do pré-amplificador do amplificador 2 de forma que esta não ocorresse, mostrando que aparentemente o nível do sinal de entrada provoca mais distorção do que a variação da frequência. Além disso, o G40 possibilita um acesso à saída do pré-amplificador, permitindo uma análise separada do pré-amplificador e amplificador, como também uma análise do conjunto. As Figuras abaixo apresentam o comportamento do ganho com relação à variação da frequência dos amplificadores.

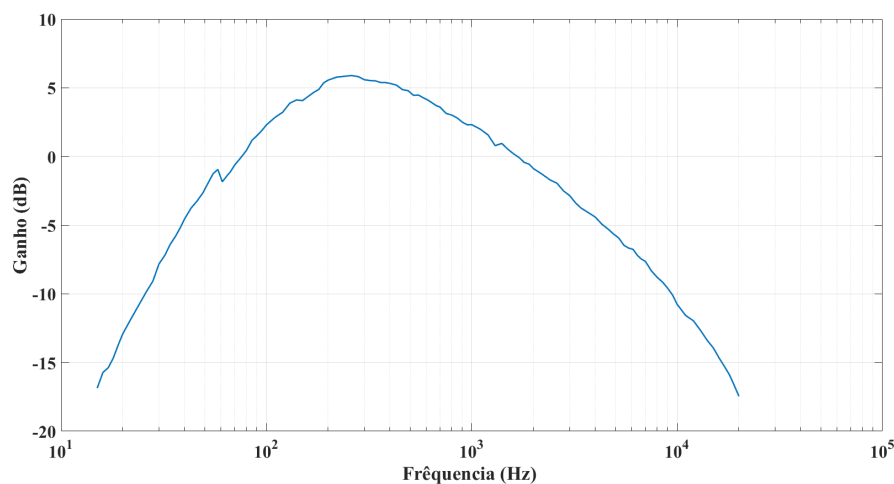
Figura 3.14 – Análise na frequência - Amplificador 1 (Completo)



Fonte: Produção do Próprio autor.

Durante a coleta de dados deste experimento com o amplificador 1, não tomou-se cuidado com a escala logarítmica, portanto não se tem uma curva com devida precisão, principalmente em baixas frequências. No entanto, ao analisar o seu comportamento, nota-se uma pequena similaridade com a análise realizada por Bussey e Haigler (1981), apresentada na Figura 2.16. Isto era esperado, visto que o TREMENDÃO III possui um circuito bastante similar ao Fender Twins Reverb. Observa-se que um pouco antes de 100 Hz existe um pico que cai e volta a subir antes de 1 kHz. Infelizmente, devido a indisponibilidade do amplificador, os testes não puderam ser refeitos.

Figura 3.15 – Análise na frequência - Amplificador 2 (Pré-amplificador)

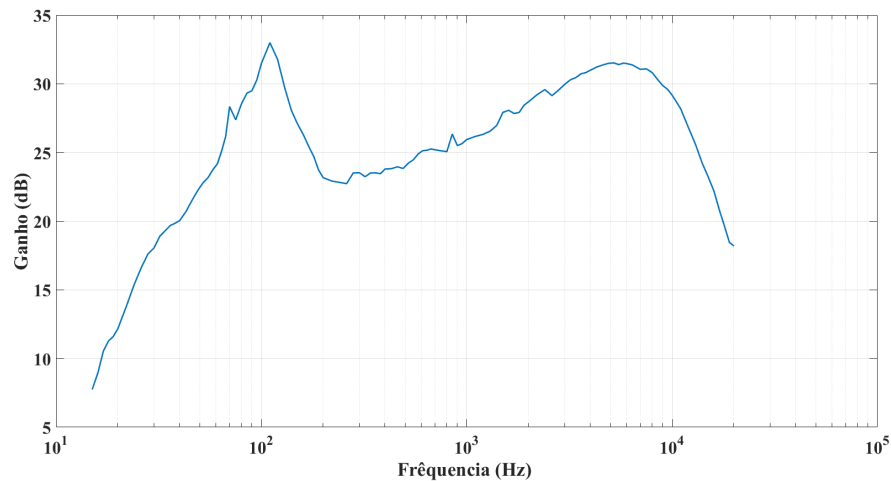


Fonte: Produção do Próprio autor.

O comportamento do pré-amplificador mostra que o mesmo atua praticamente como um filtro para determinadas frequências. Assim, o mesmo amplifica frequências entre 80 Hz e

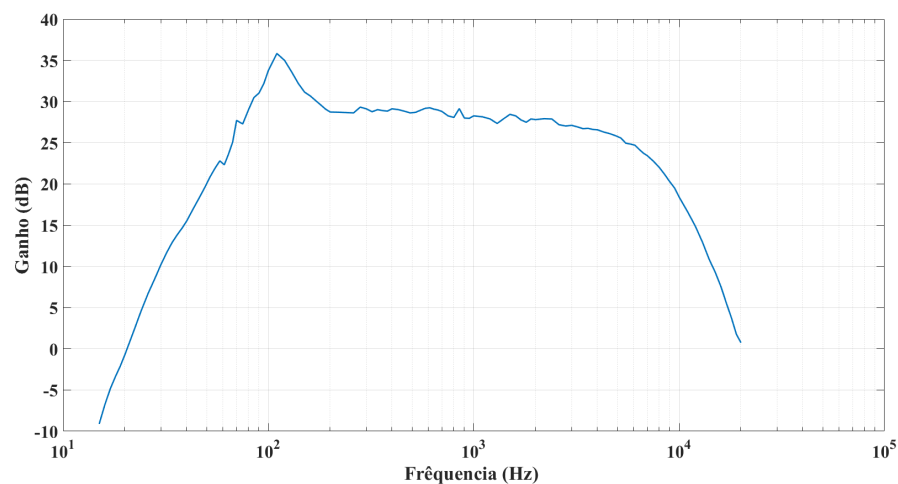
aproximadamente 2 kHz. É importante destacar que o principal responsável pela geração de distorção em um amplificador é o seu pré-amplificador, onde o ajuste do seu "volume" está diretamente relacionado com a distorção provocada. Desse modo, deve-se ter em mente que o comportamento mostrado na Figura 3.15 refere-se ao comportamento do pré-amplificador sem distorção.

Figura 3.16 – Análise na frequência - Amplificador 2 (Parte de potência)



Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 3.17 – Análise na frequência - Amplificador 2 (Completo)



Fonte: Produção do Próprio autor.

Da mesma forma que foi feito para o Amplificador 1, a Figura 3.16 possibilita uma comparação com os resultados de Bussey e Haigler (1981). As curvas ficaram mais parecidas ainda, o que parece mostrar um comportamento em comum dos amplificadores valvulados operando nessas circunstâncias. Esse comportamento lembra a curva de um alto-falante, onde tem-se os

picos de ganho praticamente nas mesmas frequências. Assim pode-se levantar a hipótese de que esse comportamento nos amplificadores pode ter grande influência da carga.

Por fim, analisando o comportamento do amplificador 2 completo, mostrado na Figura 3.17, percebe-se uma boa amplificação do sinal na faixa de frequências entre 80 Hz e 5 kHz. Essa banda passante é bastante coerente tomando como base as frequências que um sinal produzido por uma guitarra pode ter. O comportamento mais inesperado nesta curva é um pequeno pico que ocorre entre 100 Hz e 200 Hz. Acredita-se que novamente esse comportamento ocorre devido a influência da carga.

3.3.3 Formas de onda

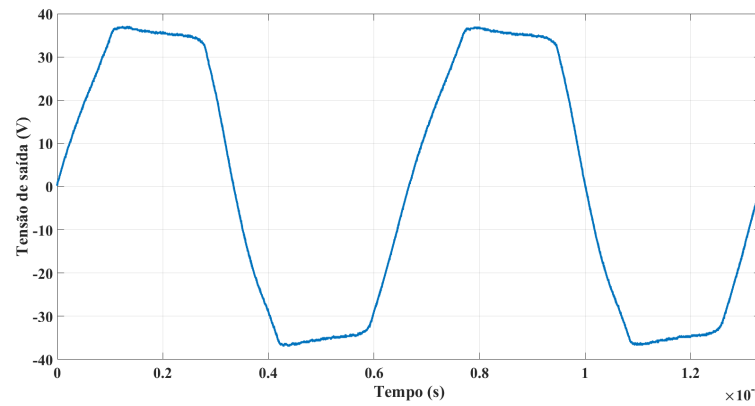
Ao realizar este experimento percebeu-se conforme já comentado, que o amplificador 2 distorce mais facilmente com a variação da tensão do que em relação à frequência. Já para o amplificador 1 é necessário aumentar tanto o nível quanto a frequência do sinal de entrada para que se possa observar alguma distorção. Portanto, as formas de onda coletadas não estão na mesma frequência, visto que os amplificadores distorcem em condições diferentes. Isso não é um problema para essa análise, visto que o objetivo é analisar apenas o formato da distorção. A frequência e a tensão do sinal de entrada aplicado são vistos juntamente com os títulos das Figuras. As formas de onda coletadas estão apresentadas nas Figuras 3.18 a 3.21.

O amplificador 1 possui uma distorção mais simétrica que o amplificador 2, sofrendo uma pequena variação com o aumento da frequência, onde aparece um pico de tensão. Isso também ocorre do modo inverso, ou seja, deixando a frequência fixa e aumentando a tensão. Uma das hipóteses para explicar esse fato é devido aos fatores construtivos dos amplificadores valvulados. Porém, isso não acontece no amplificador 2. Ao ser comparado com as curvas apresentadas no capítulo anterior, percebe-se uma maior semelhança com a Figura 2.8, que se refere à distorção de dois pré-amplificadores transistorizados. Percebe-se que a Figura 3.18 se assemelha à Figura 2.8(a) e a Figura 3.19 à 2.8(b). Isso permite concluir que o amplificador 1 tem um som mais limpo que o 2, além de produzir um som semelhante ao de um amplificador de estado sólido.

No caso do amplificador 2, tanto o pré-amplificador quanto o amplificador completo mostraram um comportamento similar à Figura 2.6(b). No estudo apresentado por (HAMM, 1973) esse comportamento é característico de pré-amplificadores que possuem válvulas pentodo. Esse não é o caso do G40 que possui válvulas triodo no estágio de pré-amplificação e válvulas pentodo no estágio de potência. Entretanto, acredita-se que essa característica pode variar de acordo com os parâmetros de cada amplificador. É importante deixar claro que o amplificador 2 dis-

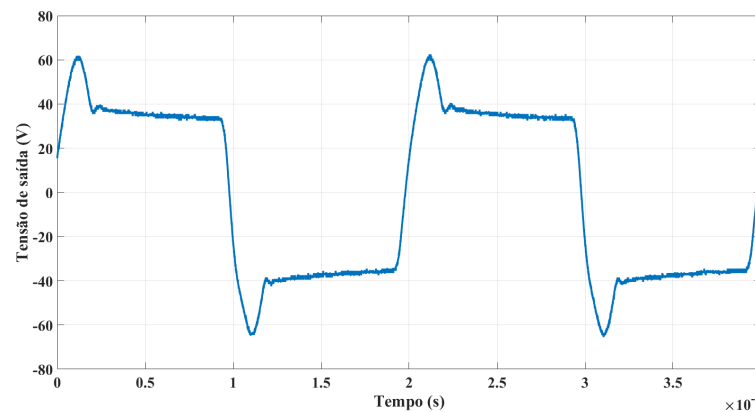
torce de diferentes formas dependendo do ajuste de graves médios e agudos. As formas de onda foram obtidas da distorção de formato mais similar aos apresentados nos estudos anteriores.

Figura 3.18 – Tensão de saída distorcida - Amplificador 1 (1,5 Vpp; 1,5 kHz)



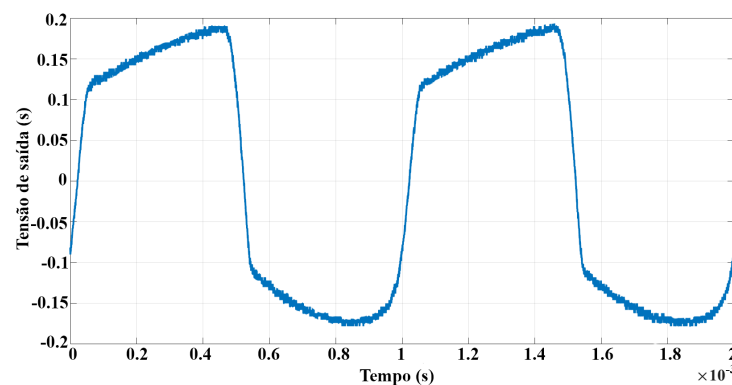
Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 3.19 – Tensão de saída distorcida - Amplificador 1 (1,5 Vpp; 5 kHz)



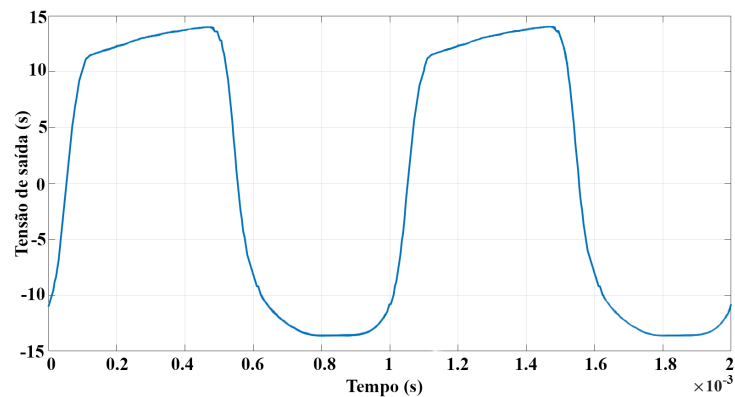
Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 3.20 – Tensão de saída do pré-amplificador distorcida - Amplificador 2 (1,5 Vpp; 1 kHz)



Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 3.21 – Tensão de saída distorcida - Amplificador 2 (1,5 Vpp; 1 kHz)



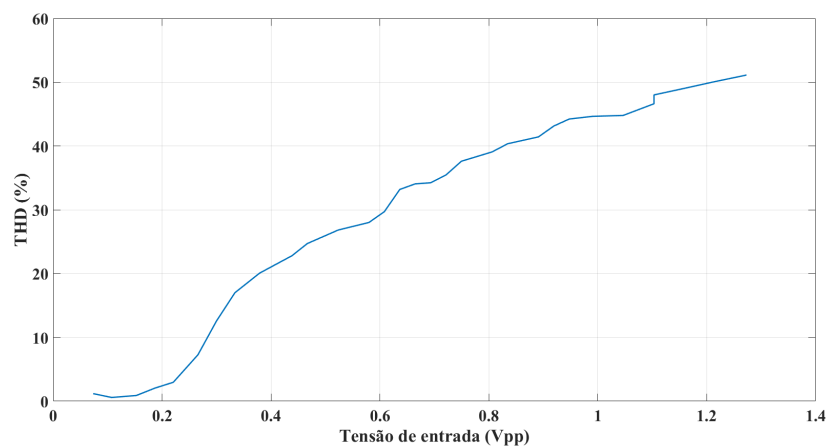
Fonte: Produção do Próprio autor.

3.3.4 Distorção harmônica

A curva de THD e o comportamento das componentes de distorção harmônica também foram obtidos com o objetivo de comparação com os estudos já apresentados. As curvas estão apresentadas nas Figuras 3.22 e 3.23.

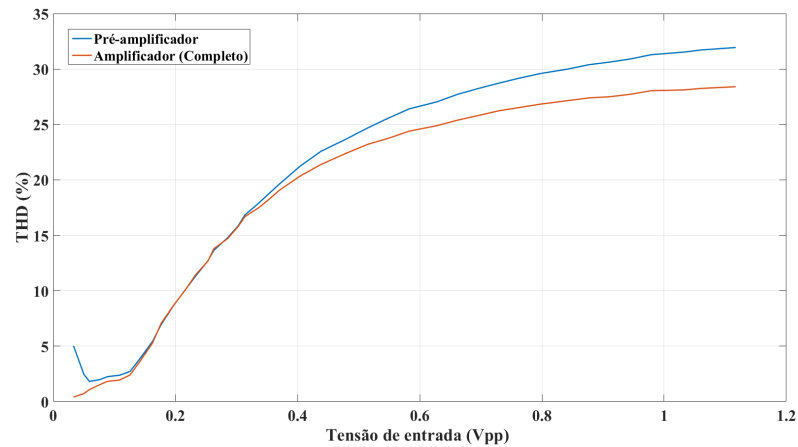
Percebe-se que em ambos os amplificadores, a THD começa a aparecer com pouca tensão de entrada, o que não parece acontecer com amplificadores de estado sólido, conforme pode ser visto na Figura 2.13. Apenas deve-se notar que o amplificador 1 demora mais para distorcer que o amplificador 2, o que pode ser visto claramente quando é aplicada uma tensão de 0,2 V de pico a pico. Outro ponto a ser observado é na faixa de 1 V de pico a pico, a THD do amplificador 2 parece começar a "saturar", enquanto o amplificador 1 parece iniciar esse comportamento com uma tensão de entrada um pouco mais alta.

Figura 3.22 – THD - Amplificador 1



Fonte: Produção do Próprio autor.

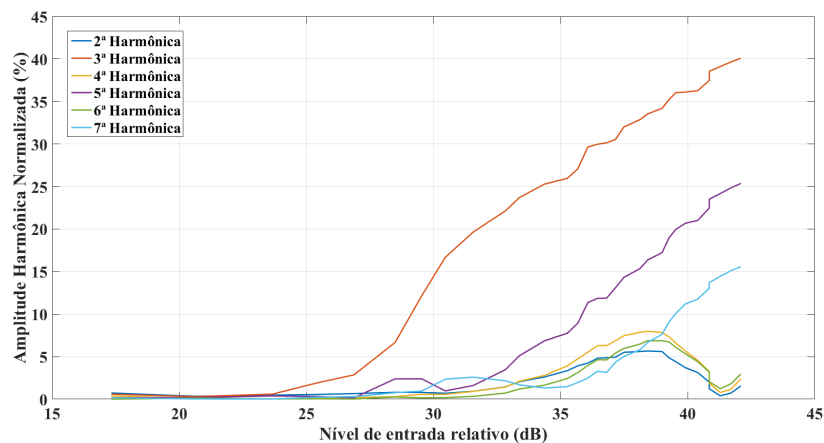
Figura 3.23 – THD - Amplificador 2



Fonte: Produção do Próprio autor.

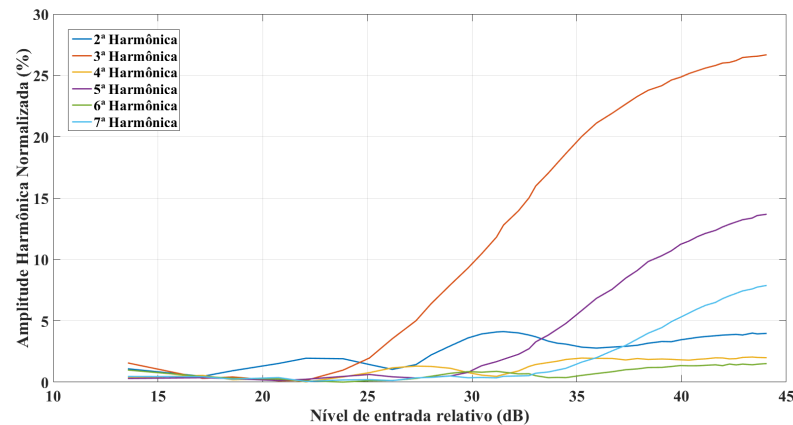
Na análise do comportamento das harmônicas, apresentada nas Figuras 3.25, 3.26 e 3.24, pode-se comparar os resultados com as Figuras 2.5 e 2.7. Em ambos os amplificadores percebe-se uma forte presença da quinta e da terceira harmônica. A terceira harmônica do amplificador 1, tem um comportamento bastante similar ao dos pré-amplificadores transistorizados caracterizados por Hamm (1977). Percebe-se que no seu comportamento aparece um "joelho". Já no amplificador 2, a terceira harmônica apresentou maior semelhança com as dos valvulados, tendo um comportamento mais suave.

Figura 3.24 – Componentes de distorção harmônica - Amplificador 1



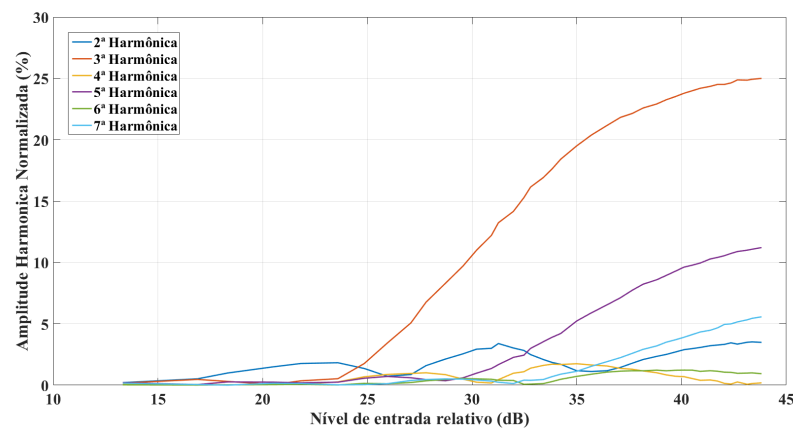
Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 3.25 – Componentes de distorção harmônica - Amplificador 2 (pré-amplificador)



Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 3.26 – Componentes de distorção harmônica - Amplificador 2 (completo)



Fonte: Produção do Próprio autor.

Como já era esperado após as análises anteriores, o amplificador 1 apresentou um comportamento harmônico mais parecido com os amplificadores transistorizados. Quanto ao amplificador 2, após observar a assimetria das formas de onda, esperava-se uma presença maior da segunda harmônica e das harmônicas pares.

Mesmo com a forma da tensão de saída do amplificador 2 sendo visivelmente assimétrica, a segunda harmônica não foi uma das predominantes. Como o amplificador 2 possui ajuste de ganho no pré, que parece aumentar diretamente a distorção, e os testes não foram realizados com ganho máximo, é provável que a segunda harmônica apresente um comportamento diferente para outras configurações.

3.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Através das análises, optou-se por utilizar o amplificador BRUSCHI G40 para futuros testes, comparação com o amplificador classe D e sugestões de modificação no mesmo.

Conforme já esperado, o pré-amplificador parece ser o principal responsável por gerar distorção nos amplificadores valvulados. Portanto, de acordo com a suposição feita anteriormente, acredita-se que a utilização de um pré-amplificador valvulado em um amplificador classe D, possa gerar um resultado bastante similar a um amplificador totalmente valvulado. Como o G40 possibilita uma acesso à saída do pré-amplificador, este será utilizado como primeiro estágio de amplificação, não havendo necessidade de se construir um pré-amplificador.

Outro ponto importante a ser destacado é que como o pré-amplificador BRUSCHI já atua como um filtro, não é necessário definir uma banda passante específica no classe D, possibilitando projetar um controlador com base na estabilidade.

4 AMPLIFICADOR CLASSE D

O amplificador classe D é um dos amplificadores mais recentes, criado com o propósito de operar com alta eficiência. Problemas como distorções de *crossover* não ocorrem nesta topologia, porém, outras limitações estão presentes e dificultam a sua utilização em áudio. Por esse motivo, por um longo tempo essa classe foi utilizada em aplicações limitadas, como por exemplo o controle de motores, onde não há necessidade de se ter um sinal de saída com uma qualidade tão elevada como em amplificadores de áudio (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008). Entretanto, a sua alta eficiência motivou a realização de estudos ao longo dos últimos anos, onde essas limitações vêm sendo eliminadas à medida que a tecnologia evolui. Hoje, esta classe apresenta uma das tecnologias mais modernas no mercado de amplificadores, contendo as maiores potências de amplificação e tamanho reduzido, a um preço bastante acessível (YAZBEK, 2013). Isso se deve principalmente à evolução dos semicondutores.

Atualmente, no que tange à aplicações em áudio, esses amplificadores são frequentemente usados em aplicações envolvendo locais públicos, como arenas esportivas, concertos de rock ao ar livre, sistemas públicos de informação, entre outros (HIMMELSTOSS; EDELMO-SER, 1998). Também existe a participação no mercado automotivo, devido à demanda de alta potência e fonte de alimentação limitada. A maior eficiência permite que estes amplificadores, quando com potência de até 100W, operem sem superaquecimento e sem sistemas de ventilação extras, como por exemplo coolers (COX; DURST; SILVIA, 2008). Além disso, amplificadores para contra-baixo, home theaters e outras aplicações também são facilmente encontrados no mercado.

Em potência mais baixas esses amplificadores podem ser feitos inteiramente em um circuito integrado. Em maior potência um dissipador de calor pode ser necessário. Entretanto, este seria muito menor do que em um amplificador Classe A, AB ou B compatível. Além dos custos com dissipadores serem diminuídos, o tamanho reduzido dessa topologia possibilita uma redução geral do preço de produto (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008).

A letra D que dá nome à classe, pode ter vindo da palavra “digital”, mesmo não havendo circuitos digitais na topologia. Isso pode estar diretamente ligado ao fato dos transistores serem operados como chaves, comandados fora da região linear e apenas com dois níveis de comando, nível lógico alto ou baixo. Desse modo, os amplificadores desta classe também são conhecidos como “amplificadores chaveados”. O fato dos transistores operarem nas regiões de corte e saturação, proporciona uma eficiência teórica de 100%. Quando um transistor ideal está na região de corte, há tensão entre o coletor e emissor, mas não há circulação de corrente. Quando

saturado, ocorre a passagem de corrente, porém não há tensão sobre o dispositivo. Assim, em ambos os casos, a potência resultante, que é referente às perdas, é zero.

Na prática, a eficiência de um classe D é próxima de 90%, e pode ultrapassar os 95%, ficando bem acima de qualquer outra topologia (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008). As principais responsáveis pela redução da eficiência são as perdas de condução e comutação nos interruptores e perdas nos circuitos auxiliares, como por exemplo os drivers e filtros. A maioria das desvantagens não estão ligadas à eficiência, mas em relação a complexidade no projeto de placas, elevada quantidade de ruído de alta frequência, distorção de intermodulação e alta distorção harmônica total (THD). No entanto, no caso desta última desvantagem, avanços tecnológicos vem permitindo a redução da THD a frações de um percentual (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008).

Neste capítulo, parâmetros e componentes importantes para a composição e o bom funcionamento de um amplificador classe D serão discutidos.

4.1 TOPOLOGIAS

As duas estruturas mais utilizadas em um classe D são as topologia em meia ponte e ponte completa. Essas duas topologias são na realidade, conversores CC-CA. Porém, podem ser operadas como amplificadores.

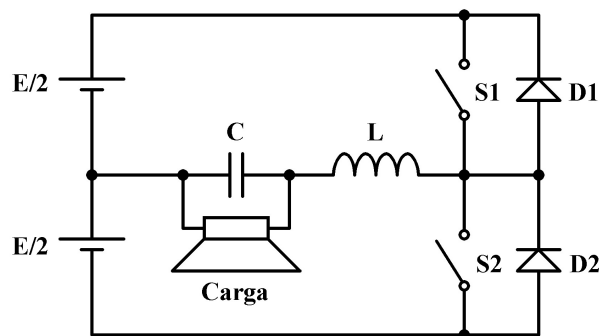
O conversor CC-CA de meia ponte também é chamado de inversor meia ponte e pode ser visto na Figura 4.1. Segundo Martins e Barbi (2011), recomenda-se essa estrutura para aplicações com baixas potências. Isso pelo fato do nível de tensão na carga ser duas vezes menor que na topologia em ponte completa, onde para a mesma potência, a corrente na carga é o dobro. Assim, os dispositivos semicondutores devem ser dimensionados para esforços de corrente mais altos (MARTINS; BARBI, 2011). Em contrapartida, o fato de serem utilizados apenas dois interruptores, faz com que o projeto da placa de circuito impresso e o custo do produto sejam menores em relação ao ponte completa.

A configuração em meia ponte pode ser alimentada de forma unipolar ou bipolar (PIRES, 2010). Na forma unipolar, nota-se o aparecimento de um nível DC constante a ser aplicado à carga, determinável através do valor de tensão médio da tensão de saída. Para solucionar este problema, é necessário utilizar capacitores para bloquear o nível DC, de forma a proteger a carga. Isso provoca um aumento de volume e custo, além de aumentar a distorção do sinal de saída, devido à natureza dos capacitores de filtro. Na forma bipolar, quando a saída for aproximadamente zero os interruptores devem trabalhar com uma razão cíclica de 50%, a fim de alcançar um nível médio de tensão zero na carga. Essa última característica é mais específica

da modulação em dois níveis, onde essa comutação provoca um desperdício de energia maior do que quando a modulação é de três níveis. (COX; DURST; SILVIA, 2008).

Outra desvantagem dessa estrutura, que também ocorre no caso da topologia ponte completa com modulação de dois níveis, é o fenômeno chamado de *Bus Pumping*, que pode ser observado quando a carga é alimentada em baixas frequências. O ganho do estágio de amplificação de um classe D é diretamente proporcional à tensão do barramento, logo, a flutuação dessa tensão cria distorções na saída. Como o fluxo de energia no estágio de comutação desta classe é bidirecional, existe um período em que o amplificador devolve energia para a fonte, onde a maior parte desta vem da energia armazenada no indutor do filtro de saída. Essa energia devolvida é armazenada pelos capacitores do barramento, provocando variações e picos de tensão no barramento de alimentação. Esse problema não ocorre na topologia de ponte completa com modulação de três níveis, porque a energia que seria devolvida para a fonte a partir de um dos braços de interruptores é "consumida" no outro braço, por uma espécie de roda livre (HONDA; ADAMS, 2005). Porém, é importante ressaltar que o *Bus Pumping* provocado pela frequência de chaveamento provavelmente não será audível, não provocando assim grandes preocupações.

Figura 4.1 – Topologia Meia ponte.



Fonte: Produção do Próprio autor.

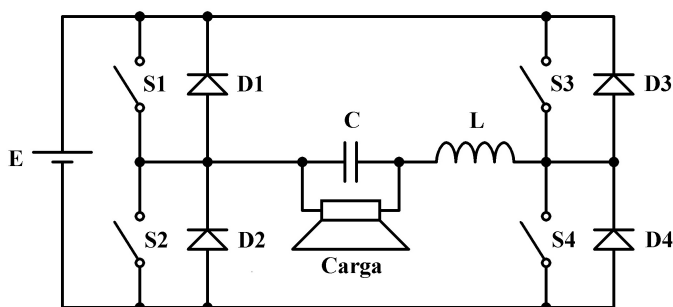
O ponto médio, necessário na topologia meia ponte, é obtido facilmente através de um divisor capacitivo, principalmente em aplicações de baixas potências e frequências elevadas (MARTINS; BARBI, 2011).

Com relação ao conversor em ponte completa, apresentado na Figura 4.2, Martins e Barbi (2011) recomenda-o em aplicações com altas potências, alegando que ela apresenta um esforço pequeno de tensão e corrente nas chaves. Assim, em uma determinada potência, a tensão e a corrente nos semicondutores é menor, comparada com a estrutura meia ponte. (MARTINS; BARBI, 2011).

A utilização de quatro interruptores é o fator que possibilita a operação em dois ou três estados, positivo, negativo e nível zero, diferentemente do meia ponte que pode operar em apenas dois, positivo e negativo. O amplificador fornece à carga uma tensão positiva somente

quando os interruptores S1 e S4 estão ligados, uma tensão negativa apenas quando estão ativos S3 e S2, e quando S2 e S4 ou S1 e S3 são ativados ao mesmo tempo, aplica-se nível zero de tensão na carga (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008).

Figura 4.2 – Topologia Ponte Completa.



Fonte: Produção do Próprio autor.

Como visto anteriormente, essa estrutura fornece o dobro de tensão de saída que a apresentada anteriormente. Teoricamente isso resulta na capacidade de entregar quatro vezes mais potência à saída, utilizando a mesma fonte de alimentação (COX; DURST; SILVIA, 2008).

4.2 MODULAÇÃO

A modulação de um amplificador classe D é um dos principais fatores que influenciam na qualidade do sinal de saída. Qualquer perda de informação do sinal original durante a modulação, seja pela atenuação ou pela introdução de ruído excessivo, provocará distorções na saída e consequentemente, afetará na qualidade do som (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008).

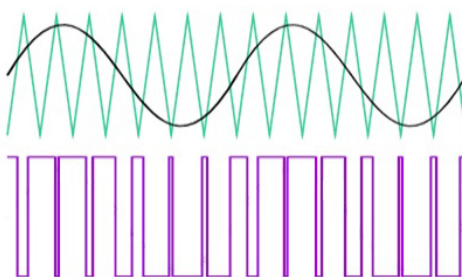
Nielsen (1998) fez uma comparação entre quatro métodos de modulação: modulação por amplitude de pulso (PAM), modulação por posição de pulso (PPM), modulação por densidade de pulso (PDM) e modulação por largura de pulso (PWM). Todas possuem algumas vantagens bastante atrativas. No entanto, a modulação PAM possui limitações quanto a precisão do sinal e a modulação PPM quanto aos níveis requeridos de amplitude de pulso, afetando a eficiência, nível de complexidade e desempenho de áudio. Desse modo, para obter resultados consideráveis, os dois métodos relevantes são o PDM e o PWM (NIELSEN, 1998). O sinal PDM é codificado por meio do processo de modulação delta-sigma (COX; DURST; SILVIA, 2008).

4.2.1 PWM

Essa é a técnica de modulação mais comum, bastante usada em inversores e outros conversores estáticos. Basicamente compara-se o sinal de áudio (moduladora) com uma onda trian-

gular ou uma dente de serra (portadora), que deve ter idealmente amplitude e frequência fixas. Além disso, com base no teorema de Nysquist, a frequência fundamental da onda deve ter no mínimo o dobro da frequência máxima do sinal a ser modulado (PIRES, 2010). A comparação em questão resulta em uma onda quadrada, na qual possui nível lógico alto sempre que o sinal analógico é maior do que a onda triangular, e um nível lógico baixo quando ocorre o oposto. O *duty cycle* desta onda quadrada, representa a tensão instantânea do sinal de entrada analógico (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008). Esse processo pode ser visto na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Modulação PWM.



Fonte: Adaptado de Bortoni (2012).

O processo descrito e representado na Figura 4.3 corresponde à modulação de dois níveis. O número de níveis da modulação é definido pelo número de portadoras menos um, ou seja, na modulação de três níveis são necessárias duas portadoras. Entre os meios de aplicar essa última técnica, as portadoras podem estar com o mesmo nível DC, porém defasadas, ou estar com níveis DC diferentes, podendo neste último caso estar dispostas em fase, oposição de fases ou oposição alternada de fase. As vantagens e desvantagens dos meios de aplicação dessa técnica estão relacionadas com as perdas de comutação, a distribuição de perdas nos semicondutores, a THD e a WTHD, que é uma medida de distorção harmônica total que contempla em seu cálculo a ordem das componentes harmônicas (BATSCHAUER, 2012).

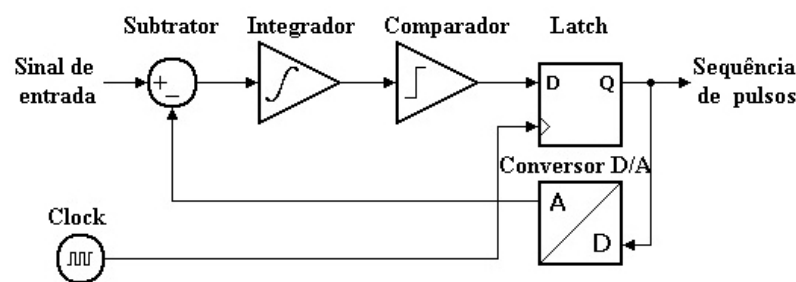
A frequência dos pulsos de saída é definida através da frequência do sinal de rampa. Assim, a escolha do tipo e o dimensionamento do tamanho do filtro de saída também são definidos através desse parâmetro. Desse modo, quanto maior a frequência, maior a facilidade de filtrar componentes harmônicas indesejáveis e menor o tamanho físico do filtro. Entretanto, devido à limitações tecnológicas de componentes utilizados, existe um limite máximo para essa frequência de operação (HEERDT, 1997).

4.2.2 Delta-sigma

A principal vantagem dessa técnica é a ocorrência do deslocamento de todo o ruído gerado durante a modulação para as altas frequências, tornando-o inaudível (SCHWAAB, 2012).

Um diagrama de blocos, de forma simplificada, pode ser visto na Figura 4.4. O sinal de áudio é conectado à entrada do integrador. Quando este sinal ultrapassa um determinado limite, a entrada do integrador é redefinida, devido à realimentação negativa. Na saída do latch D uma sequência de pulsos com larguras e espaçamentos variáveis entre si é criada, na qual a distribuição do tempo de densidade representa a amplitude instantânea do sinal de entrada original (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008). A implementação desta técnica é um pouco mais complexa comparada à modulação PWM. Como o objetivo deste trabalho não é o estudo de modulações, não será realizada uma análise mais aprofundada desta técnica.

Figura 4.4 – Diagrama de blocos - Modulador Delta-Sigma.



Fonte: Adaptado de Beis (2007).

4.3 INTERRUPTORES

Os transistores BJT foram amplamente utilizados ao longo de décadas em aplicações com áudio. Esses dispositivos são comandados por corrente, a qual deve ser constante na base do transistor, para que o mesmo seja mantido em condução. Já os transistores de efeito de campo (MOSFET), são comandados por tensão. Diferentemente dos amplificadores lineares de estado sólido, onde os transistores operam na região linear, no classe D os interruptores trabalham de forma chaveada. Uma análise entre BJT, MOSFET e IGBT deve ser feita, de forma a analisar qual o tipo mais indicado para a aplicação desejada.

Os transistores bipolares (BJT) são dispositivos lentos e possuem baixa impedância de entrada, o que exige um circuito de driver mais complexo e comprometem a eficiência. Os MOSFETs são dispositivos mais rápidos que os BJTs com relação ao chaveamento, resultando em tempos de comutação menores. Uma outra alternativa é o IGBT, que é uma mistura do BJT com o MOSFET, sendo preferível em comparação com o BJT, uma vez que é controlado por tensão. Entretanto, para potências de saída não muito altas, as características do IGBT quando ligado comprometem a eficiência, onde este tipo de dispositivo é mais indicado para tensões altas, acima de 600 V. Logo, em aplicações com potências inferiores à aproximadamente 2 kW, como áudio por exemplo, o MOSFET é um dispositivo comum e de baixo custo que se

aproxima de um interruptor ideal, tornando-se assim a melhor opção para o amplificador que será desenvolvido (NIELSEN, 1998).

Uma chave ideal é um perfeito curto-circuito quando ligada e uma impedância infinita quando desligada, além de comutar instantaneamente. Na prática a idealidade não é possível. O atraso de comutação é inevitável, e a impedância finita dos interruptores de potência pode interferir principalmente na amplitude do pulso de modulação, gerando distorção. Porém, com a escolha adequada do interruptor, os efeitos dessa impedância podem se tornar insignificantes, e na comutação, é possível reduzir o atraso absoluto a menos de 10 ns e o atraso diferencial para níveis insignificantes, sem comprometer outros aspectos. Ainda em relação a comutação, um erro devido aos tempos de subida e descida finitos, que pode afetar tanto o tempo como a amplitude do pulso de modulação, também ocorre. Na prática, esse efeito irá contribuir para ruídos e distorções, apesar de não ser dominante comparado com outros erros (NIELSEN, 1998).

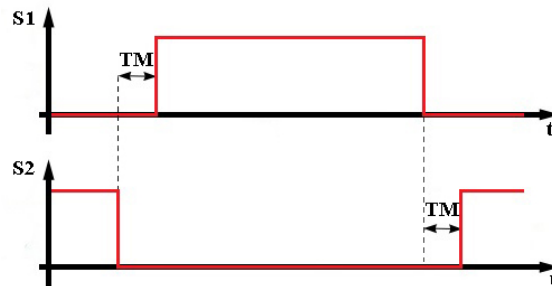
As perdas por condução devem ser equilibradas com as perdas no capacitor presente no *gate* do MOSFET. Assim, é necessário escolher uma frequência de comutação que equilibre essas perdas e esteja dentro de uma faixa específica. Segundo Dondon e Micouleau (1999), o aumento da frequência de comutação não melhora o nível de distorção, aumenta as perdas de comutação e reduz a proporção de energia. Vale destacar que, de acordo com o teorema da amostragem, a frequência de comutação dos interruptores deve ser de no mínimo duas vezes a frequência do sinal de áudio, ou seja, para uma faixa de áudio definida até 20 kHz, a frequência de comutação deverá ser de no mínimo de 40 kHz (COX; DURST; SILVIA, 2008).

Segundo Dondon e Micouleau (1999), o aumento dessa frequência não melhora o nível de distorção, aumenta as perdas de comutação e reduz a proporção de energia. Desse modo, o seu valor não deve exceder dez vezes a frequência máxima de áudio. No entanto, com a evolução dos dispositivos semicondutores ao longo dos últimos anos, o aumento dessa frequência não parecer ser mais um problema. Isso é comprovado com os bons resultados obtidos no trabalho de Schwaab (2012), que trabalhou com uma frequência de chaveamento variável, com um máximo de 400 kHz, ou seja, vinte vezes a frequência máxima de áudio. Atualmente, as promessas e demonstrações realizadas em unidades de MHz com interruptores de *Gallium Nitride* (GaN) indicam um novo passo tecnológico. Acredita-se que futuramente esse tipo de dispositivo será amplamente utilizado em amplificadores classe D.

A ação da ressonância em alta frequência entre as indutâncias e capacitâncias parasitas nos interruptores também provoca um erro no pulso de modulação. Porém, esse fator geralmente é insignificante em comparação a outros erros, uma vez que a distorção do pulso afeta principalmente o espectro de alta frequência. Mesmo assim, esse efeito é indesejável e deve ser minimizado através de um projeto adequado do estágio de potência (NIELSEN, 1998).

Na topologia do classe D, um tempo morto é necessário para evitar um curto-circuito nos braços de interruptores. De modo simples, é um atraso relativo para ligar uma chave após o desligamento da outra, evitando assim que ambas conduzam ao mesmo tempo. A Figura 4.5 exemplifica este conceito.

Figura 4.5 – Tempo morto.



Fonte: Produção do próprio autor.

Esse efeito provoca um erro de tensão na saída do estágio de potência, o qual está correlacionado com a corrente na carga. Segundo Nielsen (1998), para se obter níveis suficientemente baixos de THD, é necessário um tempo morto abaixo do que geralmente é praticado. Como um tempo morto muito baixo pode comprometer fatores como a eficiência do amplificador e uma operação segura, é necessário uma ponderação desse tempo para se obter o desempenho desejado.

Por fim, alguns parâmetros devem ser observados na escolha de um MOSFET adequado. A tabela 4.1 apresenta esses parâmetros, retirados de *application notes*, por Pires (2010) e Schwaab (2012).

O BVDSS deve ser superior ao maior valor de tensão que será aplicada entre os terminais *drain* e *source*. Entretanto, esse valor não deve ser muito alto, pois para valores elevados de BVDSS, o R_{DSon} também será elevado, levando assim à maiores perdas por condução. O Q_g está diretamente ligado à velocidade de comutação. Quanto menor seu valor, maior a velocidade de comutação, pois menos corrente é necessária para carregar as capacitâncias internas do MOSFET, resultando em perdas menores no *gate*. O Q_{rr} afeta a eficiência do amplificador e o seu comportamento em termos de interferências eletromagnéticas (EMI). Isso acontece devido a sua descarga em cada período de comutação corresponder a um acréscimo de corrente que se apresenta sob a forma de picos. Dessa forma, o Q_{rr} deve ser pequeno para diminuir as interferências eletromagnéticas resultantes das altas frequências de funcionamento (PIRES, 2010). Com relação ao R_{Gint} , variações do seu valor podem afetar o controle de tempo morto. Além disso, quanto maior for seu valor, maior o tempo de comutação, assim aumentando as perdas por comutação (SCHWAAB, 2012). Dessa forma, deve-se verificar os tempos de comutação na máxima temperatura de operação.

Tabela 4.1 – Parâmetros importantes para a escolha de um MOSFET.

Parâmetro	Descrição
BVDSS - <i>Drain Source Breakdown Voltage</i>	Máxima tensão entre <i>drain</i> e <i>source</i> , com o <i>gate</i> conectado ao <i>source</i> , sem que ocorra uma ruptura por avalanche.
RDS(on) - <i>Static Drain-to-Source On-Resistance</i>	Resistência de condução entre <i>drain</i> e <i>source</i> .
Qg - <i>Gate Charge</i>	Carga necessária para fornecer ao gate de forma a carregar as suas capacitâncias internas.
Qrr - <i>Base Diode Reverse Recovery Charge</i>	Carga acumulada no diodo do MOSFET quando diretamente polarizado, a qual é necessário descarregá-la antes do bloqueio.
RGint - <i>Internal gate resistance</i>	Resistência interna do gate. Seu valor depende da temperatura, o qual aumenta proporcionalmente com o aumento da temperatura.
TJ - <i>Junction temperature</i>	Temperatura máxima de junção. É um dos Parâmetros usados para definir o tamanho do dissipador de calor.

Fonte: Produção do próprio autor.

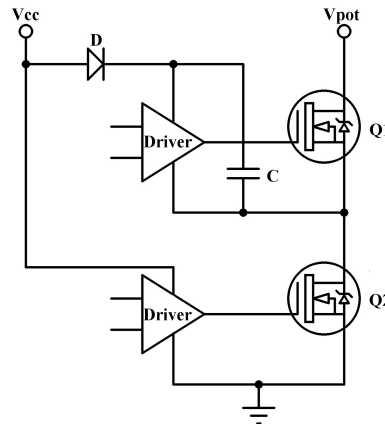
4.4 DRIVER DOS INTERRUPTORES

O circuito de driver é utilizado para o acionamento dos interruptores. Este deve ser capaz de fornecer a corrente necessária para carregar as capacitâncias internas do MOSFET com uma velocidade capaz de carregá-las dentro de um tempo estipulado (PIRES, 2010). A maioria dos autores utilizam circuitos integrados comerciais como drivers. Alguns desses permitem o ajuste do tempo morto entre valores pré-definidos, proporcionando um controle mais preciso da distorção harmônica e diminuindo as chances de ocorrer o fenômeno denominado *shoot-through* (MOREY; VASUDEVAN; WOLOSCHIN, 2008). Esse fenômeno é o curto-circuito de braço, muitas vezes ocasionados devido à um atraso no comando das chaves, o que faz com que uma chave feche antes que a outra abra. Morey, Vasudevan e Woloschin (2008) acreditam que a utilização de CIs drivers fabricados pelo mesmo fabricante do MOSFET é interessante, pois os componentes são projetados para trabalhar bem em conjunto, o que pode evitar alguns problemas como o próprio *shoot-through*.

Um dos problemas que ocorrem em topologias meia ponte ou ponte completa é o fato do interruptor superior do braço do inversor não ser referenciado em relação ao terra do circuito. Assim, este é referenciado à um ponto de tensão variável (PIRES, 2010). Para solucionar esse

problema, o driver deve conter um circuito denominado *bootstrap*, que é composto basicamente por um capacitor e um diodo, como pode ser visto na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Circuito *bootstrap*.



Fonte: Produção do próprio autor.

O funcionamento desse circuito é relativamente simples. O capacitor C é carregado com a tensão V_{cc} através de D enquanto o interruptor $Q2$ está fechado. Quando $Q2$ é aberto, C fornece uma tensão de referência correta para o “driver” acionar $Q1$ (SCHWAAB, 2012). É necessário ter uma diferença de potencial positiva entre os pinos de *gate* e *source* do MOSFET. Como o capacitor tem o modelo de uma fonte de tensão, essa diferença de potencial é garantida através do driver. É importante observar que o capacitor não deve ter um valor muito baixo, de modo que possa fornecer a energia necessária para $Q1$ permanecer em condução durante todo o tempo necessário. Alguns CIs de driver já contém o circuito *bootstrap* internamente.

4.5 FILTRO DE SAÍDA E MALHA DE REALIMENTAÇÃO

O filtro tem a função de eliminar as componentes de frequência indesejadas do sinal de saída da parte de potência, eliminando as altas frequências provenientes da portadora sem afetar o ganho e a fase do sinal modulado. Levando em consideração esse fato, nota-se que é necessário utilizar um filtro passa-baixa.

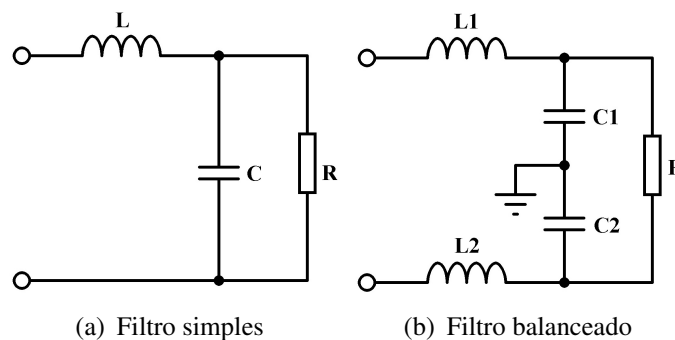
Bortoni (2012) comenta sobre a possibilidade de não utilizar um filtro, desde que o alto-falante seja indutivo na zona de frequência de comutação, ou considerando que o próprio ouvido humano se comporta como um filtro passa-banda, apenas conseguindo captar sinais que se situem na gama de frequências que vão de 20 Hz até 20 kHz. No entanto, isso provocaria um aumento da corrente no alto-falante, aumentando assim também a energia dissipada na componente resistiva do mesmo. Devido à não filtragem das componentes de altas frequências, responsáveis por interferências electromagnéticas, quando não se utiliza um filtro, faz-se necessário utilizar blindagem nos cabos e garantir que o alto-falante fique o mais próximo possível

da saída do amplificador, de forma a diminuir as interferências eletromagnéticas e possíveis sobreensões no alto-falante.

Existem diversos tipos de filtro. Entre as diversas topologias, duas delas são as mais interessantes. As topologias mais usadas são o filtro de segunda ordem balanceado e o filtro simples, apresentados na Figura 4.7. Para Cox, Durst e Silvia (2008), o filtro simples tem tantos benefícios quanto o balanceado, porém, apresenta problemas com interferências eletromagnéticas (EMI) devido a distribuição dos componentes. Portanto, este filtro é útil em situações em que a EMI não é uma das principais preocupações. Já para Morey, Vasudevan e Woloschin (2008), a única vantagem do filtro simples é a utilização de menos componentes. Segundo os autores, para a classe D, a utilização de um filtro balanceado é desejável porque elimina o nível DC por centrar o sinal em torno de zero, sem a utilização de um barramento negativo. Essa última consideração faz mais sentido quando utiliza-se uma configuração em ponte completa ou um duplo meia-ponte.

As duas entradas do filtro, nas duas figuras, representam o ponto de conexão entre os braços de interruptores, na topologia ponte completa, ou entre um braço e o ponto entre os dois capacitores, no caso da topologia meia ponte. Já o terra na Figura 4.7(b) representa o terra de uma fonte de alimentação simétrica. O filtro simples também pode ser observado nas Figuras 4.1 e 4.2, apresentadas anteriormente.

Figura 4.7 – Topologias de Filtro.



Fonte: Produção do próprio autor.

Outro ponto a ser levantado em relação ao filtro de saída é o seu posicionamento em relação à malha de realimentação. De acordo com Dondon e Micouveau (1999), para se obter um efeito ótimo, a malha de realimentação deveria iniciar imediatamente antes do alto-falante. Porém, com a inclusão do filtro na malha, uma rotação de fase muito grande é gerada, e assim, a compensação do sistema torna-se bastante complexa (DONDON; MICOULEAU, 1999).

Segundo Jeong et al. (1995), quando utiliza-se uma realimentação de tensão simples, o aumento do fator de realimentação ou do ganho de malha aberta, tornam o amplificador instável. Para solucionar o problema, o autor então sugere a utilização de uma dupla malha de

realimentação, sendo uma de tensão e a outra de corrente. O autor realizou medições no domínio da frequência e analisou a eficiência do sistema com e sem a dupla malha de realimentação. Segundo o autor, os resultados mostraram que o sistema com dupla malha apresentou um comportamento na frequência consideravelmente melhor e uma eficiência maior. Essas conclusões no entanto são questionáveis, pois o fato do sistema em malha simples ter ficado instável pode ter sido o motivo pelo qual resultou em um pior comportamento do sistema e uma eficiência menor.

4.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

A maioria das aplicações de um amplificador classe D em áudio são em alta-fidelidade ou em amplificadores para contra-baixo. Dispositivos com essa topologia específicos para guitarra são bem difíceis de encontrar no mercado. Isso permite questionar se esse fato ocorre devido a uma possível capacidade de reproduzir bem os graves, falta de investimentos e estudos ou a dificuldade de inserção no mercado.

Quanto aos fatores construtivos do amplificador classe D apresentados ao longo do capítulo, acredita-se que a topologia meia ponte não deve diferir muito do ponte completa em termos da qualidade sonora produzida. Oscilações no barramento ocorrem em qualquer uma das topologias, portanto é interessante comparar o conteúdo harmônico produzido por cada estrutura, de modo a identificar melhor diferenças que podem ser significativas. Essa comparação será realizada de forma breve no próximo capítulo.

A modulação delta-sigma é utilizada por alguns autores de trabalhos sobre amplificadores classe D. Porém, a sua implementação é um pouco mais complicada. Além disso, a técnica de modulação PWM é amplamente difundida, fator que será importante caso seja necessário efetuar modificações na modulação de forma a tornar o amplificador classe D mais similar ao valvulado. Desse modo, a busca por informações é facilitada.

Para o filtro, em geral utiliza-se a configuração simples, a qual já apresenta excelentes resultados. Uma análise harmônica também é interessante neste caso, visto que o filtro é um fator importante e diretamente ligado à qualidade do sinal.

Por fim, com relação aos interruptores e ao driver, a escolha parece ser mais simples, visto que já existem diversos interruptores e CIs dedicados para aplicações em amplificadores classe D. Enquanto a tecnologia dos interruptores de GaN ainda não é amplamente dominada, o MOSFET parece ser melhor opção para esse tipo de aplicação em baixas tensões.

5 PROJETO DO AMPLIFICADOR CLASSE D

5.1 ESCOLHA DA TOPOLOGIA E MODULAÇÃO

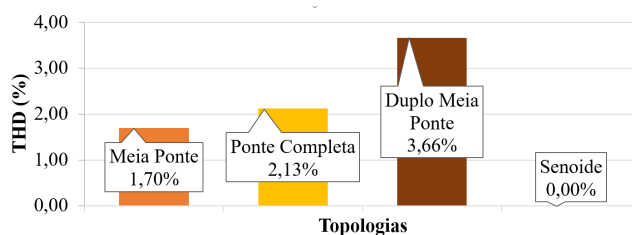
A escolha da topologia teve como base alguns fatores. O primeiro ponto levantado é quanto ao fenômeno de *Bus Pumping*. Esse problema como comentado é uma distorção que ocorre na tensão de barramento, problema o qual é evitado com a modulação de três níveis na configuração ponte completa. Já a oscilação do barramento ocorrerá em todas as topologias, nas quais o barramento sofrerá com oscilações na frequência da moduladora no meia ponte ou no dobro da frequência da moduladora no ponte completa. Também haverá oscilação na frequência de chaveamento em ambas as topologias. Devido à maior complexidade de uma modulação de três níveis e considerando que o fenômeno do *Bus Pumping* não será um fator de alta relevância para qualidade do áudio por ocorrer nas proximidades da frequência de chaveamento, preferiu-se projetar um amplificador com modulação de dois níveis.

Outro fator a ser analisado é o comportamento das componentes de distorção harmônica. Como o amplificador valvulado possui um comportamento harmônico particular, analisou-se também através de simulação o comportamento harmônico de três topologias, meia ponte, ponte completa e um duplo meia ponte. A topologia do duplo meia ponte, é composta por dois meia pontes, onde a carga pode ser conectada entre os capacitores de cada filtro, ou pode-se operar com duas saídas independentes.

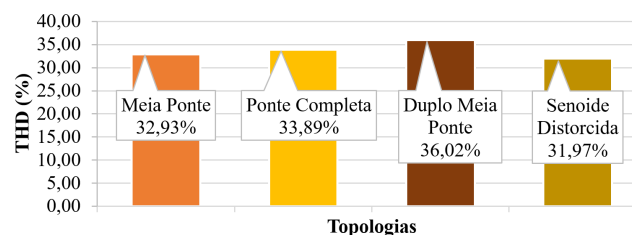
Para a análise harmônica, realizou-se duas simulações, uma delas com um sinal senoidal de entrada e outra com um sinal retirado experimentalmente de uma senoide distorcida pelo pré-amplificador, ambos com frequência de 1 kHz. A forma de onda retirada do pré-amplificador foi apresentada na Figura 3.20. É importante destacar que como a frequência de chaveamento ainda não havia sido definida, utilizou-se 400 kHz. As topologias foram simuladas em malha aberta, com tensão de barramento de 70 V e tempo morto de 12 ns.

Em ambas simulações a maior THD aparece na topologia do duplo meia ponte, seguido pela topologia ponte completa e meia ponte. Acredita-se que o fato de ter o dobro de chaves comutando na topologia de ponte completa e duplo meia ponte, provoca uma distorção harmônica maior. Além disso, o filtro balanceado é utilizado na topologia duplo meia ponte, sendo provavelmente o principal responsável pelo aumento da THD. Para uma comparação direta, a THD da forma de onda senoidal e da forma de onda distorcida também foram obtidas, tendo valores de 0,001326% e 31,97% respectivamente. Os gráficos da THD das topologias podem ser vistos a seguir.

Figura 5.1 – THD provocado pelas topologias de acordo com a forma de onda aplicada na entrada.



(a) Senoide na entrada



(b) Senoide distorcida na entrada

Fonte: Produção do próprio autor.

Essa distorção pode ser interessante, dependendo da ordem das harmônicas geradas. Para isso, as componentes harmônicas foram decompostas e estão apresentadas no Anexo B.

As componentes harmônicas que mais interessam são as que estão dentro do espectro audível, entre a 2ª e a 8ª. Comparando as topologias, quando uma senoide é aplicada na entrada, a topologia meia ponte apresentou maior distorção das componentes de ordem 4 e 6. Já a configuração ponte completa de ordem 2 e 5. Por fim, o duplo meia ponte, ordens 3, 6 e 7, onde nas ímpares a diferença para as outras as topologias é bem elevada.

Quando uma senoide distorcida é aplicada na entrada, o meia ponte não teve nenhuma dessas harmônicas em destaque, onde todos os valores de distorção ficaram menores que os do ponte completa, porém semelhantes. Comparado ao duplo meia ponte, o ponte completa destacou apenas as componentes de ordem 4 e 6.

Apesar de a topologia ponte completa ter algumas componentes de ordem par maiores que na configuração meia ponte, essa diferença é bem menor comparando as componentes ímpares das duas estruturas. Já a topologia duplo meia ponte claramente apresenta muita distorção de ordem ímpar, o que aparentemente a torna menos interessante.

Na frequência de chaveamento, entre a 32ª à 44ª harmônica, o duplo meia ponte parece não distorcer tanto, ao contrário das outras duas topologias. No entanto, como essas componentes estão em frequências bem maiores que o espectro audível, não influenciarão na qualidade de áudio.

O objetivo principal dessa análise era verificar se alguma topologia proporcionava um cancelamento de harmônicas e se produzia consideravelmente mais harmônicas pares. Como

isso não ocorreu, optou-se pela topologia que apresentasse menor diferença de amplitude entre suas harmônicas ímpares e pares, visto que claramente as ímpares são maiores em todas as estruturas. Definiu-se assim a topologia meia ponte. No entanto, pensando na possibilidade de futuramente ser testada a topologia do duplo meia ponte também, optou-se por construir o protótipo nesta última configuração, porém com saídas independentes. Assim, esse fato será aproveitado para aplicar tipos de controle diferentes em cada saída, um de corrente e um de tensão, possibilitando comparações futuras.

A modulação escolhida é a PWM, devido à maior simplicidade e facilidade de aplicação. Além disso, com esse método de modulação tem-se maior liberdade para realizar sugestões e futuras modificações caso necessárias.

O projeto foi definido com uma tensão de barramento de 70 V, o que proporciona uma potência máxima de aproximadamente 84 W. Considerando uma banda passante até 6 kHz, conforme definido na seção 3.1 capítulo 3 a frequência de chaveamento será de 100 kHz.

5.2 PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

O filtro de saída deve ser projetado com muito cuidado. Um projeto mal dimensionado pode não fazer o tratamento adequado do sinal de saída, prejudicando qualidade do áudio e até mesmo podendo danificar o alto-falante dependendo das circunstâncias, conforme comentado na seção 4.5 do capítulo 4.

O sinal de saída é composto pelas componentes do sinal de entrada e de chaveamento. A função do filtro é eliminar as componentes de chaveamento sem atenuar o sinal de entrada. Levando em conta que não é possível se obter um filtro ideal, ainda haverá uma ondulação em alta frequência, a qual deve ser considerada no projeto.

Uma das alternativas para diminuir a ondulação é adicionar um indutor em série com a carga. Como o alto-falante pode ser modelado como um indutor em série com um resistor em altas frequências, é possível que a afirmação de Bortoni (2012), na qual diz não ser necessário a utilização de filtro, esteja correta. Portanto, nesta seção será realizada uma verificação da possibilidade de não se utilizar filtro para este trabalho ou de utilizar apenas um indutor em série com o alto-falante. O projeto de um filtro de ordem maior também será abordado.

5.2.1 Sem filtro

Para se ter uma margem de segurança, inicialmente estipulou-se uma máxima oscilação na corrente de saída de 5%. Como a frequência de chaveamento é 100 kHz, para calcular o filtro e a ondulação, utiliza-se a impedância equivalente do alto-falante nesta frequência. A

ondulação percentual é inversamente proporcional ao valor da corrente de pico, que é calculada na frequência do sinal de áudio. Sabe-se que a corrente de saída tende a diminuir com o aumento da frequência devido ao aumento da impedância dos indutores presentes no modelo da carga. Assim, considerando que a maior frequência possível da moduladora será de 6 kHz, a situação que apresentará a menor corrente de pico será nesta frequência. Desse modo, para os cálculos também deve-se considerar o valor da impedância em 6kHz.

Através da curva de impedância do alto-falante, apresentada no capítulo 3, obteve-se $Z_{100k} = (76,02 + 83,74) \Omega$, que equivale a aproximadamente $R_{100k} = 76 \Omega$ e $L_{100k} = 133,28 \mu H$ e $|Z_{6k}| = 23,78 \Omega$, resultando em $R_{6k} = 17,6 \Omega$ e $L_{6k} = 424,12 \mu H$. Para a obtenção das equações e realização dos cálculos utilizou-se um índice de modulação igual a 1. Considerando que metade da tensão do barramento será aplicada sobre a carga, calcula-se a corrente de pico na carga conforme equação a seguir.

$$I_{0p} = \frac{V_b}{2 \cdot |Z_{6k}|} \quad (5.1)$$

O resultado é $I_{0p} = 1,47 A$. A ondulação de corrente pode ser simplesmente obtida pela Equação (5.2).

$$\Delta i_0 = \frac{V_b \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot L_{100k}} \quad (5.2)$$

Considerando uma razão cíclica de trabalho igual a 0,5, visto que é a situação que apresenta a maior oscilação, tem-se $\Delta i_0 = 1,31 A$. Pode-se verificar então a oscilação em porcentagem:

$$\Delta i_0 \% = \frac{\Delta i_0}{I_{0p}} \cdot 100 \quad (5.3)$$

O resultado é 89,12%. Percebe-se assim que para o projeto em questão, com o valor da frequência de chaveamento escolhida, torna-se necessário a utilização de um filtro. É importante destacar que a ondulação é inversamente proporcional à frequência de chaveamento. No caso do alto-falante modelado, fez-se uma análise rápida para verificar as melhores condições possíveis, onde para uma frequência de chaveamento de 550 kHz, em que $R_{550k} = 307 \Omega$ e $L_{550k} = 59,97 \mu H$ tem-se $\Delta i_0 \% = 36,1\%$. Para uma situação que o alto-falante é colocado à uma curta distância da saída do amplificador, essa ondulação pode ser aceitável. Assim, entende-se que em determinadas especificações de projeto e condições estipuladas, é possível utilizar apenas o alto-falante como filtro, mas não é o mais adequado.

5.2.2 Filtro de primeira ordem

Como a possibilidade de não utilizar filtro não é válida para este trabalho, sugeriu-se adicionar apenas um indutor em série com a carga, aumentando assim a indutância e diminuindo

a oscilação de corrente. Porém, o acréscimo de um novo indutor implicará em uma queda de tensão e consequentemente na diminuição da corrente de saída, visto que um indutor na frequência é uma impedância. Logo, precisa-se estipular um queda de corrente máxima aceitável. Determinou-se assim, que o indutor pode gerar no máximo 10% de queda na corrente.

$$I_{0p-queda} = I_{0p} \cdot 0,9 = 1,32A \quad (5.4)$$

Com a adição do indutor, as equações 5.1 e 5.2 precisam ser alteradas de forma a considerar a indutância do filtro:

$$I_{0p} = \frac{V_b}{2 \cdot \sqrt{R_{6k}^2 + (2\pi \cdot 6000 \cdot (L_f + L_{6k}))^2}} \quad (5.5)$$

$$\Delta i_0 = \frac{V_b \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot (L_f + L_{100k})} \quad (5.6)$$

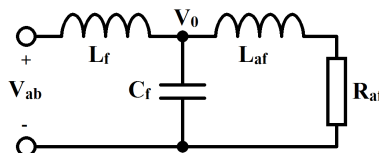
A maior indutância possível é determinada quando $I_{0p} = I_{0p-queda}$, que resulta em $L_f = 99 \mu H$. Assim, $\Delta i_{0p} = 0,753 A$, provocando uma oscilação de aproximadamente 60,12%. Logo, esse tipo de filtro também não é adequado para o projeto atual.

5.2.3 Filtro de maior ordem

A próxima opção é um filtro de segunda ordem, tradicional nos amplificadores classe D. Nesse filtro, um capacitor é colocado em paralelo com a carga, e um indutor em série é adicionado. A maioria dos projetos é feita desconsiderando o modelo da carga, onde utiliza-se apenas a resistência fornecida pelo fabricante, que geralmente é medida em 1kHz, frequência na qual não ocorre o pior caso em termos de porcentagem de ondulação de corrente. Além disso, leva-se em conta apenas a frequência de corte, sem estabelecer uma relação direta com a ondulação de corrente na carga. Com base nisso, a metodologia adotada para o projeto considerará a ondulação de corrente na carga e o comportamento indutivo da carga, o que pode reduzir o valor do indutor do filtro.

Primeiramente obtêm-se a Equação (5.7), que representa a função de transferência do circuito da Figura 5.2.

Figura 5.2 – Filtro - terceira ordem



Fonte: Produção do próprio autor.

$$G_f = \frac{V_0}{V_{ab}} = \frac{\frac{s}{L_f \cdot C_f} + \frac{R_{af}}{L_f \cdot C_f \cdot L_{af}}}{s^3 + s^2 \cdot \frac{R_{af}}{L_{af}} + s \cdot \frac{L_f + L_{af}}{C_f \cdot L_f \cdot L_{af}} + \frac{R_{af}}{C_f \cdot L_f \cdot L_{af}}} \quad (5.7)$$

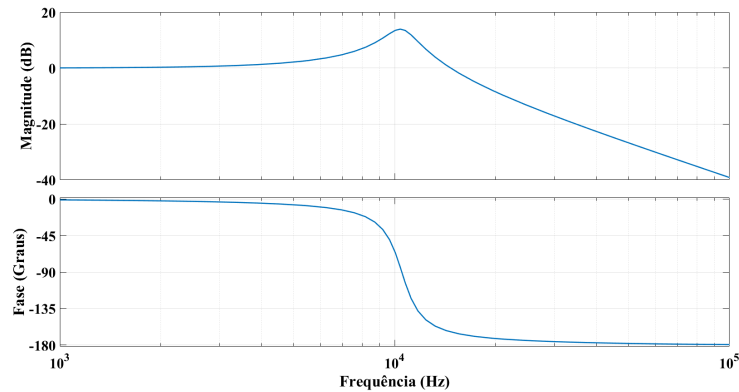
Para este filtro, estipulou-se uma máxima oscilação de corrente de 0,47% na frequência de chaveamento. Um erro foi encontrado na metodologia de projeto após a construção do filtro. Portanto, este valor de oscilação estipulado foi escolhido de forma que com o método correto, os valores batessem com o construído. Assim, com base na corrente da carga em 6kHz calculada anteriormente, calcula-se o valor absoluto da ondulação, resultando em $\Delta i_0 = 6,91 \text{ mA}$. Esse valor será a amplitude de pico a pico da ondulação que ocorrerá com a frequência de chaveamento.

A função de transferência apresentada na Equação (5.7) representa o ganho de tensão. Observa-se que esse ganho depende da impedância do alto-falante também. Portanto, se o cálculo for feito utilizando a indutância e a resistência da carga, equivalentes para a frequência de 100 kHz, a tensão V_0 representará uma tensão nesta frequência, que no caso corresponderá ao valor da amplitude de pico da ondulação de tensão. Assim, pode-se projetar um L_f e C_f de acordo com a oscilação de corrente estipulada, basta transformar a ondulação de corrente definida em oscilação de tensão.

Considerando o módulo da impedância do alto-falante na frequência de chaveamento $|Z_{100k}| = 113,1 \, \Omega$, obtém-se $\Delta v_0 = 0,782 \text{ mV}$, tensão de pico a pico da ondulação máxima estipulada. Assim, o ganho é definido por $\frac{\Delta v_0}{\frac{2}{35}} = 11,2 \text{ mV}$, equivalente à -39,05 dB. Esse é o valor da atenuação necessária do filtro.

Para calcular a indutância do filtro, estipula-se um valor de capacitância e através da função de transferência calcula-se a indutância correspondente para obter-se o ganho estipulado. Os valores de L_{af} e R_{af} são os valores correspondentes à impedância de 100 kHz, visto que a ondulação tem essa frequência. O diagrama de bode deve ser traçado para verificar se a frequência de corte está adequada. Inicialmente havia sido estipulado um capacitor de $C_f = 100 \text{ nF}$ que resultou em um indutor $L_f = 2,55 \text{ mH}$. No entanto, a impedância de um indutor com elevada indutância é relativamente alta em frequências elevadas, provocando uma queda de tensão e consequentemente diminuindo a corrente da carga. Assim, o percentual de ondulação real é maior que o calculado, onde através de simulação obteve-se uma ondulação de 2,66%. Portanto, aumentou-se o valor do capacitor para $C_f = 1 \, \mu\text{F}$ e encontrou-se uma nova indutância de aproximadamente $L_f = 235 \, \mu\text{H}$. O diagrama de bode pode ser observado a seguir.

Figura 5.3 – Diagrama de Bode do filtro



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se o aparecimento de uma ressonância em aproximadamente 10,06 kHz, com uma magnitude de aproximadamente 14 dB. Considerando que o filtro deve filtrar apenas as componentes de chaveamento e que a ressonância está acima da banda passante desejada, esse fato não foi levado em consideração.

A ondulação de corrente pode ser obtida pela seguinte Equação:

$$\Delta i_0 = \frac{V_b \cdot |G(100k)|}{Z_{100k}} \quad (5.8)$$

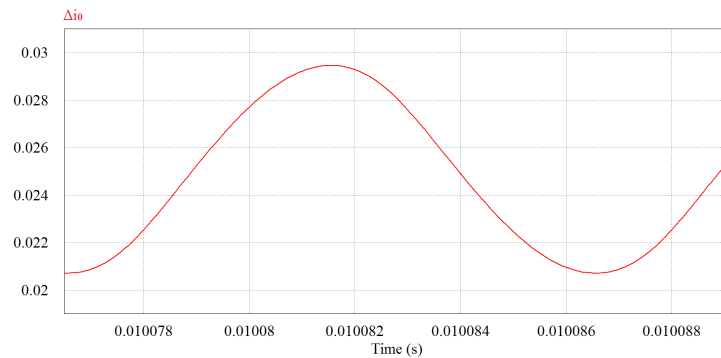
O valor encontrado é de $\Delta i_0 = 6,82 \text{ mA}$, que é bem próximo do valor estipulado. No entanto, esse valor é válido para uma senoide aplicada sobre a carga. Na prática, será aplicado uma onda quadrada devido às características da modulação. Portanto, para uma melhor aproximação com a prática, faz-se necessário decompor essa onda quadrada utilizando séries de Fourier, onde pode-se utilizar o valor da sua fundamental nos cálculos, que corresponde à uma senoide. A fundamental de uma onda quadrada é obtida facilmente multiplicando o seu valor de pico por $\frac{4}{\pi}$. Logo, basta multiplicar o Δi_0 encontrado por esse valor. Assim, obtém-se $\Delta i_0 = 8,68 \text{ mA}$.

Para validar os cálculos, uma simulação foi realizada. Como a ondulação de corrente é muito pequena, é muito difícil de medi-la. Assim adotou-se outro procedimento. Inicialmente o valor da ondulação considerando o sinal da moduladora em 0 Hz é obtido, resultando assim na oscilação gerada apenas pela portadora. Esta pode ser vista na Figura 5.4, onde o valor de oscilação obtido é de $\Delta i_0 = 8,75 \text{ mA}$. Depois coloca-se a moduladora em 6 kHz e procura-se o valor de corrente quando $D = 0,5$, pois é a situação em que ocorre a oscilação máxima, conforme a Figura 5.5.

Assim, obtém-se também o valor da corrente na carga para essa situação, que é aproximadamente $I_{0p} = 1,35 \text{ A}$. Portanto, $\Delta i_0\% = 0,65\%$. Conforme comentado, a oscilação projetada considera uma senoide aplicada à carga. Como o valor da ondulação aumenta razoavelmente

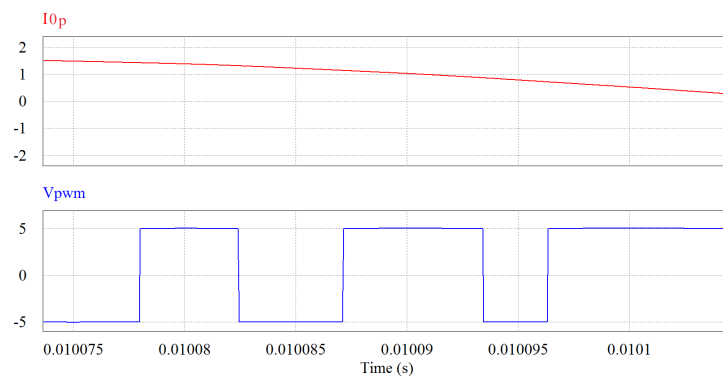
devido à onda quadrada, já era esperado que o percentual de ondulação fosse levemente maior que o calculado. Como este valor é menor que 1%, o que já é bastante pequeno, o projeto do filtro foi considerado satisfatório. A forma de onda de tensão também foi observada e está apresentada na Figura 5.6.

Figura 5.4 – Ondulação de corrente em 100 kHz.



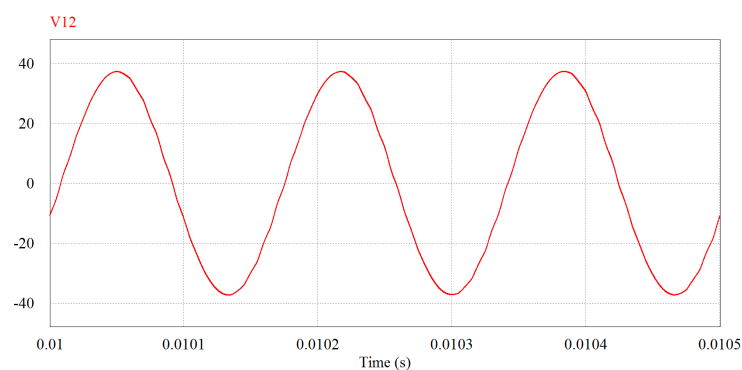
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.5 – Corrente de saída em 6kHz para $D = 0,5$.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.6 – Tensão de saída em 6 kHz.



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se claramente que a ondulação de tensão também é bastante pequena. Desse modo, o projeto do filtro está validado, definido-se assim $C_f = 1 \mu F$ e $L_f = 235 \mu H$.

5.3 PROJETO DO INDUTOR

Para o indutor, escolheu-se um núcleo toroidal, que é comumente usado em amplificadores classe D. Esse tipo de núcleo tem uma dispersão menor e são mais compactos que os do tipo E. O núcleo escolhido é de Sendust, o qual possui uma permeabilidade maior que os feitos de pó de ferro. O projeto foi baseado em Dekker (2004) e é descrito a seguir.

Os parâmetros de projeto foram definidos com $L = 235 \mu H$, maior corrente de pico de saída $I_{M0} = 4,68 A$ (sem considerar a oscilação), que ocorre em aproximadamente 326 Hz, e ondulação de corrente sobre o indutor de 10%. Definiu-se uma densidade de corrente $J = 450 \frac{A}{cm^2}$, temperatura ambiente $T_a = 25^\circ C$ e um fator de ocupação do núcleo $K_u = 0,4$. O núcleo escolhido tem saturação de 1,05T, no entanto preferiu-se trabalhar com $B_{max} = 0,3T$ para que a permeabilidade necessária do projeto fosse menor e o núcleo escolhido atendesse as necessidades do projeto.

Inicialmente calcula-se a corrente de pico I_p , energia armazenada no núcleo E_n e o produto das áreas da janela e secção transversal minimamente necessário A_{pmin} . Isso é feito através das Equações (5.9), (5.10) e (5.11).

$$I_p = I_{M0} + \frac{\Delta I}{2} \quad (5.9)$$

$$E_n = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_p^2 \quad (5.10)$$

$$A_{pmin} = \frac{2 \cdot E_n}{B_{max} \cdot K_u \cdot J} \quad (5.11)$$

Os valores obtidos foram $I_p = 4,914 A$, $E_n = 2,837 mJ$ e $A_{pmin} = 1,051 cm^4$. Pode-se assim verificar se o tamanho do núcleo escolhido atende essas especificações e pode-se calcular também a bitola do fio que será utilizado. O núcleo possui um $AL = 75 \frac{nH}{esp^2}$, diâmetro externo $\phi_{ext} = 2,69 cm$, diâmetro interno $\phi_{int} = 1,47 cm$, altura $h = 1,12 cm$, área da superfície $A_s = 31 cm^2$, volume $V = 4,15 cm^3$ e permeabilidade $\mu_r = 60 \frac{H}{m}$. Assim, calcula-se o comprimento do caminho magnético MPL, a área da janela A_w , área da secção transversal A_e e o produto das áreas real A_p , conforme a sequência das equações a seguir.

$$MPL = \pi \frac{(\phi_{ext} + \phi_{int})}{2} \quad (5.12)$$

$$A_w = \pi \frac{\phi_{int}^2}{4} \quad (5.13)$$

$$A_e = \frac{(\phi_{ext} - \phi_{int}) \cdot h}{2} \quad (5.14)$$

$$A_p = A_w \cdot A_e \quad (5.15)$$

Obtém-se assim $MPL = 6,535 \text{ cm}$, $A_w = 1,697 \text{ cm}^2$, $A_e = 0,683 \text{ cm}^2$ e $A_p = 1,16 \text{ cm}^4$. Percebe-se que o produto das áreas real, atende ao requerido. Assim, calcula-se a corrente eficaz I_{ef} e área necessária do fio da bobina A_{nfio} . O diâmetro máximo ϕ_{max} também é calculado considerando o efeito skin na frequência de 6 kHz, que é a máxima frequência do sinal de áudio.

$$i_{ef} = \frac{I_{M0}}{\sqrt{2}} \quad (5.16)$$

$$A_{nfio} = \frac{i_{ef}}{J} \quad (5.17)$$

$$\phi_{max} = \frac{150}{\sqrt{f_{sinal}}} \quad (5.18)$$

Encontra-se assim $i_{ef} = 3,309 \text{ A}$, $A_{nfio} = 0,735 \text{ mm}^2$ e $\phi_{max} = 1,936 \text{ mm}$. Devido a disponibilidade de materiais no laboratório, escolhe-se o AWG 17, que sem isolamento tem uma área e diâmetro de $1,0405 \text{ mm}^2$ e $1,151 \text{ mm}$ respectivamente. Para futuros cálculos será utilizado a área do fio com isolamento $A_{ifio} = 1,208 \text{ mm}^2$ e a sua resistência nominal $\rho_{fio} = 0,0001657 \frac{\Omega}{\text{cm}}$. Na sequência calcula-se a área efetiva da janela A_{wef} , o número máximo de espiras possíveis N_{emax} , a permeabilidade requerida μ_{req} e o número de espiras para o projeto N_e .

$$A_{wef} = A_w \cdot 0,75 \quad (5.19)$$

$$N_{emax} = \frac{A_{wef} \cdot 0,6}{A_{ifio}} \quad (5.20)$$

$$\mu_{req} = \frac{(B_{max} \cdot MPL) \cdot 10^6}{0,4 \cdot \pi \cdot A_w \cdot K_u \cdot J} \quad (5.21)$$

$$N_e = \sqrt{\frac{L}{AL}} \quad (5.22)$$

Realizando os cálculos chega-se em $A_{wef} = 1,273 \text{ cm}^2$, $N_{emax} = 63$, $\mu_{req} = 51,065 \frac{H}{m}$ e $N_e = 56$. Percebe-se que a permeabilidade requerida é atendida pelo núcleo escolhido e que o número de espiras necessário está abaixo do máximo possível.

A próxima etapa é o cálculo de perdas, onde são calculadas as perdas no cobre e no núcleo. Para calcular as perdas no cobre, é necessário conhecer o comprimento médio de uma espira MLT, obter a resistência de todo o enrolamento R_{bob} e assim a potência P_{bob} dissipada no mesmo.

$$MLT = (\phi_{ext} + 2h) \cdot 0,8 \quad (5.23)$$

$$R_{bob} = MLT \cdot N_e \cdot \rho_{fio} \quad (5.24)$$

$$P_{bob} = R_{bob} \cdot I_{ef}^2 \quad (5.25)$$

Obteve-se assim $MLT = 3,944 \text{ cm}^2$, $R_{bob} = 36,597 \text{ m}\Omega$ e $P_{bob} = 0,81 \text{ W}$. Para as perdas no núcleo, obtêm-se o seu valor através de um gráfico fornecido pelo fabricante, que é apresentado na Figura 5.7. Para utilizar o gráfico é necessário calcular B_p , pico de densidade de fluxo AC. Observando o gráfico, percebe-se que para a frequência da corrente I_{M0} , utilizada até agora, as perdas podem ser desprezadas. Portanto, optou-se por calcular B_p para 6 kHz, que é a máxima frequência do sinal de áudio, e para a ondulação ΔI_0 que ocorre em 100 kHz. Assim, encontra-se duas perdas, as quais serão somadas resultando nas perdas totais no núcleo. Na Equação (5.26), I é a representação genérica da corrente de pico correspondente à frequência na qual B_p está sendo calculado.

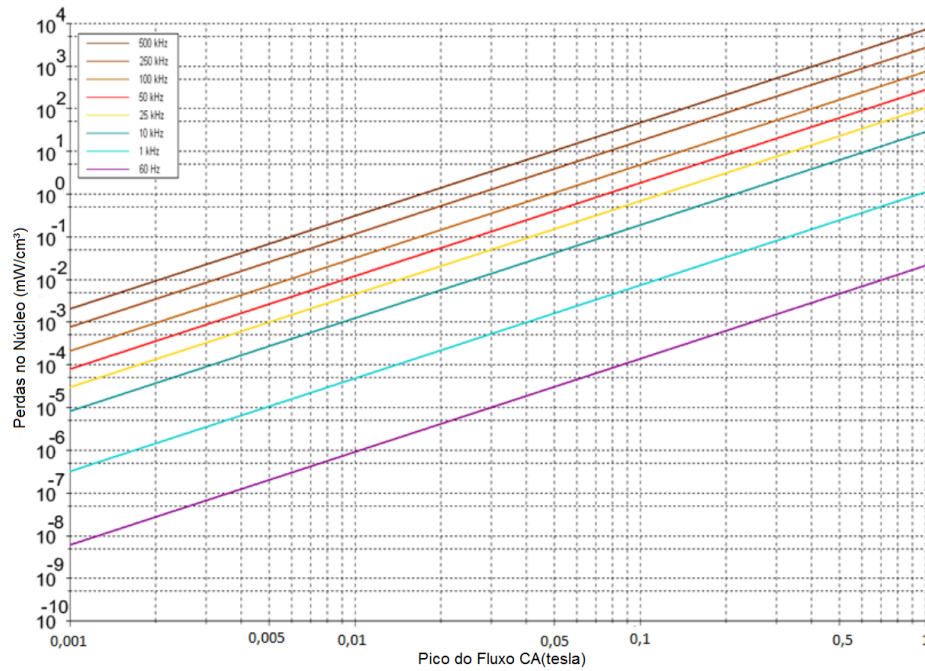
$$B_p = \frac{(0,4 \cdot \pi \cdot N_e \cdot I \cdot \mu_r) \cdot 10^{-4}}{MPL \cdot 10^2} \quad (5.26)$$

Como visto anteriormente a corrente em 6 kHz é 1,47 A. Assim, através dos cálculos encontra-se $B_{p6k} = 94,985 \text{ mT}$ e $B_{p100k} = 30,24 \text{ mT}$. Observando a curva de 100 kHz no gráfico tem-se que as perdas em 100 kHz $P_{n100k} = 0,56 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$. No caso dos 6 kHz, pegou-se um valor próximo da curva de 10 kHz resultando em $P_{n6k} = 0,075 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$. A soma das duas multiplicado pelo volume do núcleo resulta nas perdas totais no núcleo. Obtém-se assim $P_{tn} = 2,63 \text{ mW}$. Pode-se agora calcular a densidade de potência ψ e a elevação de temperatura ΔT . É importante lembrar que para isso utiliza-se as perdas totais no indutor, ou seja, a soma das perdas no núcleo e do cobre.

$$\psi = \frac{P_{tn} + P_{bob}}{A_s} \quad (5.27)$$

$$\Delta T = \psi^{0.826} \cdot J \quad (5.28)$$

Figura 5.7 – Perdas no Núcleo - Material S60



Fonte: Adaptado de Magmattec (2016).

Assim $\psi = 26,2 \frac{mW}{cm^2}$ e $\Delta T = 22,22^\circ C$. Logo, a temperatura de operação do indutor é $\Delta T + T_a$, que resulta em $47,22^\circ C$. Por fim, pode-se calcular o real fator de ocupação da janela K_{wu} .

$$K_{wu} = \frac{(N_e A_{ifio}) 10^{-2}}{A_w} \quad (5.29)$$

O resultado é $K_{wu} = 0,399$, batendo com o estipulado inicialmente.

5.4 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE BARRAMENTO

O projeto dos capacitores do barramento foi baseado em dois parâmetros, a ondulação de tensão, que ocorre com a mesma frequência do sinal de áudio e a corrente eficaz no capacitor. O equacionamento foi feito observando a topologia meia ponte. Se os capacitores forem substituídos por fontes de tensão para uma melhor visualização e duas etapas forem analisadas, durante o semiciclo positivo do sinal e durante o semiciclo negativo, pode-se realizar conclusões a respeito da corrente.

No modelo equivalente tem-se duas fontes em paralelo e que ao substituir a fonte de entrada por um curto-circuito, percebe-se também que os capacitores ficam em paralelo. Logo, é possível concluir que a corrente se divide entre os capacitores, e conseqüentemente, a corrente em cada capacitor é a metade da corrente na carga mais filtro.

Com base nesta consideração, a tensão sobre o capacitor é igual à sua impedância multiplicada pela corrente. Logo, uma oscilação de tensão no barramento ΔV_b é igual à impedância

do capacitor Z_C multiplicada pela oscilação de corrente, que neste caso é igual à metade da corrente que circula sobre o indutor do filtro ΔI_L , conforme a equação a seguir.

$$\Delta V_b = \frac{\Delta I_L}{2} \cdot Z_C \quad (5.30)$$

Sabendo que $Z_C = \frac{1}{sC}$, chega-se em:

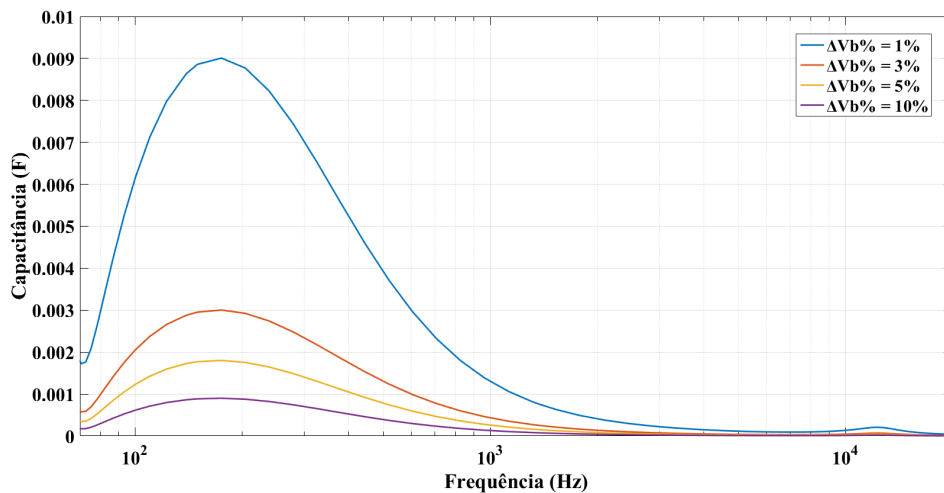
$$C(s) = \frac{\Delta I_L(s)}{2s\Delta V_b} \quad (5.31)$$

Como o capacitor oscilará na frequência do áudio, a ondulação de corrente é a própria corrente de pico a pico da saída. A corrente de pico é obtida através da razão entre a tensão aplicada na carga, que no caso do meia ponte é a metade da tensão de barramento, e a impedância equivalente da carga mais filtro Z_{eq} . Assim, a equação final é dada por:

$$C(s) = \frac{\frac{V_b}{2}}{s \cdot \Delta V_b \cdot Z_{eq}} \quad (5.32)$$

Deve-se lembrar apenas que ΔV_b é um valor absoluto, ou seja, a metade da tensão de barramento multiplicada pela porcentagem de oscilação. Com base nas equações, dois gráficos podem ser plotados, o de corrente no capacitor e a capacitância necessária para dada oscilação com relação à frequência. Os valores obtidos nos gráficos foram validados através de simulações no software Orcad, onde os valores obtidos na simulação ficaram bem próximos dos valores do ábaco. É importante apenas destacar que os gráficos abaixo não consideram a queda de tensão na chave, portanto, se esta for considerada na simulação, os valores de corrente simulados serão levemente menores que os apresentados no ábaco.

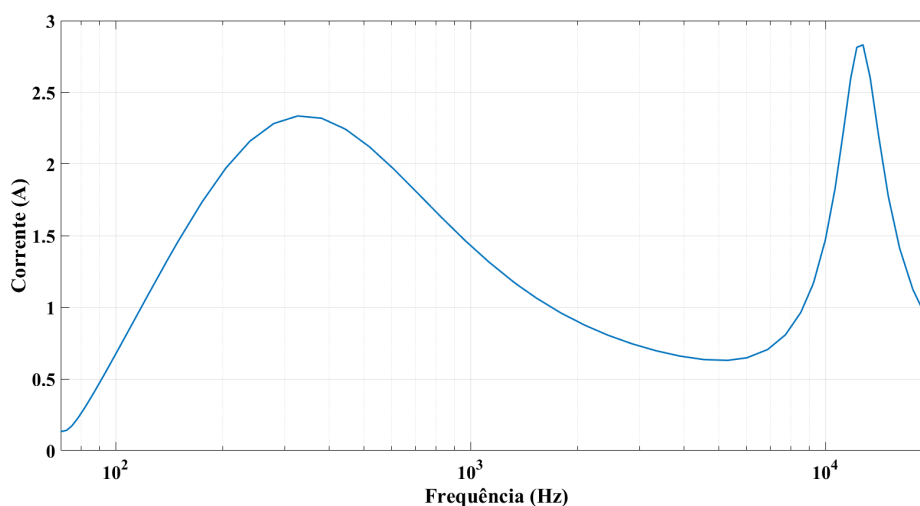
Figura 5.8 – Ábaco de capacitâncias.



Fonte: Produção do próprio autor.

A capacitância foi plotada para diferentes valores de oscilação, sendo estes 1%, 3%, 5% e 10%. Visivelmente o maior valor de capacitância necessário é exigido na frequência de 175 Hz. Com base nos valores observados no gráfico, para se ter uma oscilação de 1%, faz-se necessário utilizar um capacitor de aproximadamente $9100 \mu F$, o que é inviável. Os demais valores de oscilação apresentam capacitâncias aceitáveis, onde 3% corresponde a $3000 \mu F$, 5% a $1800 \mu F$ e 10% a $901 \mu F$. Optou-se assim por utilizar um capacitor de $3300 \mu F$, valor que é disponível comercialmente. No entanto, deve-se verificar se o capacitor escolhido suporta a máxima corrente necessária. O gráfico abaixo, apresenta a corrente no capacitor em função da frequência.

Figura 5.9 – Ábaco da corrente no capacitor.



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se dois pontos de máxima corrente. O primeiro ocorre em 326 Hz com aproximadamente 2,34 A e o segundo em 12,8 kHz com aproximadamente 2,83 A. É importante observar que as frequências que apresentam as maiores correntes não correspondem exatamente às maiores oscilações no barramento e consequentemente aos maiores valores de capacitância. Isso acontece porque a oscilação depende tanto da impedância equivalente entre carga e filtro, quanto da impedância do capacitor, sendo que ambas variam com relação à frequência. Com os valores de corrente obtidos, capacitância escolhida e tensão de 50 V, visto que será aplicado no máximo 35 V em cada capacitor, basta verificar se o capacitor suporta esta corrente. Analisando o catálogo de alguns fabricantes de capacitores, percebe-se que o capacitor de $3300 \mu F$ de 50 V, suporta mais que o dobro da corrente máxima calculada. Portanto, o projeto está adequado.

5.5 ESCOLHA DAS CHAVES E DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR

O interruptor foi escolhido observando os parâmetros comentados no capítulo 4. Optou-se pela utilização do IRFI4019H-117P, dispositivo específico para aplicações em áudio, composto por dois MOSFETs, compondo assim um braço. Dessa forma, a quantidade de componentes na placa é reduzida, diminuindo perdas provenientes do layout, otimizando o espaço e principalmente minimizando indutâncias parasitas. O dispositivo pode entregar até 200 W por canal com carga de $8\ \Omega$ na configuração meia ponte. Considerado altamente robusto, eficiente e confiável segundo o fabricante. Os valores típicos fornecidos são:

- Resistência de condução (R_{DSon}) típica de $80m\Omega$;
- Parâmetro de carga de gate (Qg) de $13nC$;
- Carga de recuperação reversa (Qrr) de $140nC$;
- Tempo de recuperação reversa (trr) de $57ns$;
- Tempo de subida e descida da corrente de $6,6ns$ e $3,1ns$ respectivamente;
- Resistência interna de $2,5\ \Omega$;
- Máxima tensão entre dreno e fonte (BVDSS) de $150V$; e
- Temperatura de junção máxima (TJmax) de $150^{\circ}C$.

Com o interruptor definido, deve-se avaliar a necessidade de utilizar um dissipador, e caso este seja necessário, escolher um adequado. Para isso, deve-se calcular a temperatura de junção do MOSFET. Para o cálculo considera-se as perdas por comutação e condução, responsáveis pelo aumento da temperatura do componente. Inicialmente calcula-se as perdas por condução através das equações a seguir. Como R_{DSon} aumenta exponencialmente com o aumento da temperatura, será utilizado um valor de $132\ m\Omega$, equivalente à temperatura de junção de $90^{\circ}C$.

$$P_{cond} = I_{ef}^2 \cdot R_{DSon} \quad (5.33)$$

onde,

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(I_p \sin \omega t \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \omega t} \right)^2 d\omega t} \quad (5.34)$$

Os limitantes da integral na equação acima são explicados pelo fato de cada chave conduzir apenas durante meio período. É importante destacar que como a corrente nos interruptores

é pulsada, calcula-se os valores médios instantâneos de corrente ao longo de um período de comutação. Esses valores dependem de uma razão cíclica variável, e são utilizados para calcular a corrente eficaz na chave.

Sabendo que a corrente de pico na pior situação é de 4,68 A, encontra-se uma corrente eficaz na chave de 2,25 A. Assim, as perdas por condução são iguais à 668,25mW. A diferença de fase entre corrente e tensão foi desprezada para esse cálculo, não havendo necessidade de ser calculadas as perdas por condução nos diodos das chaves.

Para o cálculo das perdas por comutação é necessário considerar duas situações, quando a chave entra em condução e quando bloqueia. Para isso, será considerada a corrente média no interruptor, tensão sobre a chave, que será igual a tensão do barramento, tempo de subida (t_r) e descida (t_f) da corrente e a frequência de chaveamento.

$$I_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_p \sin \omega t d\omega t \quad (5.35)$$

$$P_{bloq} = \frac{1}{2} \cdot V_b \cdot I_{med} \cdot t_f \cdot f_s \quad (5.36)$$

$$P_{econd} = V_b \cdot f_s \left(\frac{1}{2} \cdot I_{med} \cdot t_r + Q_{rr} \right) \quad (5.37)$$

Substituindo valores obtêm-se $I_{med} = 1,49$ A, $P_{bloq} = 0,0172$ W e $P_{econd} = 1,014$ W. Portanto, a perda total no interruptor é dada por:

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{bloq} + P_{econd} \quad (5.38)$$

Chega-se assim à uma perda total. Esse valor é calculado para apenas uma chave. Como tem-se duas chaves em um só dispositivo, deve-se multiplicar este valor por 2. Logo, a perda total no dispositivo é $P_{dtot} = 3,40$ W.

Observando a folha de dados do MOSFET, encontram-se os seguintes valores:

- Resistência térmica da junção até o ambiente (R_{JA}) igual à 65°C/W;
- Resistência térmica da junção até a cápsula (R_{JC}) igual à 6,9°C/W.

Através de catálogos verifica-se que a resistência térmica da cápsula até o dissipador com isolamento de mica, equivalente a 2,2°C/W.

Primeiramente é possível verificar a necessidade da utilização de um dissipador através da equação a seguir.

$$T_j = R_{JA} \cdot P_{dtot} + T_a \quad (5.39)$$

Substituindo os valores encontra-se $T_j = 246^\circ\text{C}$, valor que é quase duas vezes maior que a temperatura de junção máxima do dispositivo. Deste modo, constata-se a necessidade de utilizar um dissipador. Pode-se calcular então a resistência dissipador-ambiente, parâmetro o qual é utilizado para a escolha de dissipadores. Isso pode ser feito através da Equação (5.40).

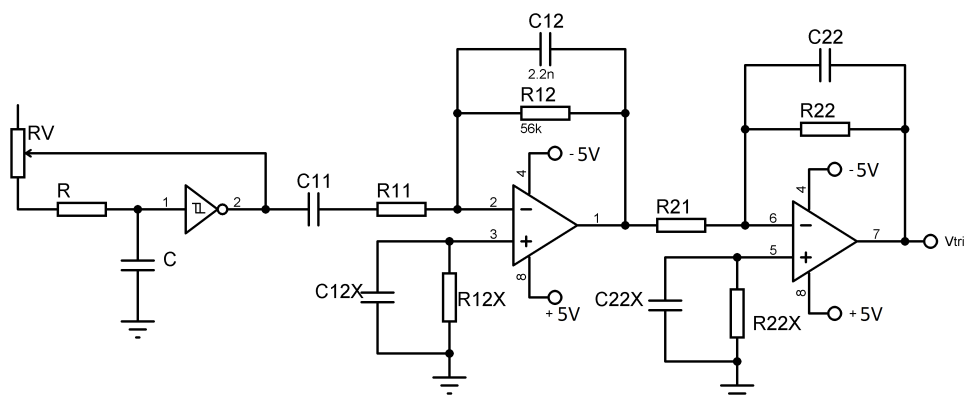
$$R_{SA} = \frac{T_j - T_a}{P_{dtot}} - R_{CS} - R_{JC} \quad (5.40)$$

Considerando uma temperatura de junção de 90°C e ambiente de 25°C , encontra-se $R_{SA} = 10,02^\circ\text{C/W}$

5.6 GERADOR DE ONDA TRIANGULAR

A maneira mais comum de gerar uma onda triangular é através da integração de uma onda quadrada. Uma das alternativas para a implementação é gerar a onda através de um AMPOP na configuração de *schmitt trigger* e integrar através de um AMPOP na configuração integrador inversor, conforme feito por Cox, Durst e Silvia (2008) e Pires (2010). No entanto, a onda quadrada deve ter um tempo de subida pequeno, idealmente instantâneo, o que torna necessário a utilização de um AMPOP com altíssimo *Slew Rate*, o qual tem um custo mais elevado e não é facilmente encontrado em qualquer comércio de componentes eletrônicos. Levando isso em consideração, o circuito adotado neste trabalho é constituído de três etapas. O primeiro estágio é composto por um CI *schmitt trigger* de baixo custo CD40106B e os outros dois estágios são filtros utilizando o AMPOP TL082. O circuito está representado na Figura 5.10.

Figura 5.10 – Circuito gerador de onda triangular



Fonte: Produção do próprio autor.

O CI CD40106 possui apenas alimentação simétrica, onde a tensão de saída na configuração apresentada é definida pela própria alimentação. Como o dispositivo foi alimentado com 5 V, teoricamente a onda quadrada na saída também terá 5 V de pico. O resistor R e o capacitor

da função de transferência acima é válido considerando um sinal senoidal na entrada. Dessa forma utilizou-se a metodologia apresentada a seguir.

Observando o circuito, considera-se a onda quadrada já simétrica após o primeiro capacitor. Esse ponto será chamado de V_i . Considera-se também que o resistor R_{12} será alto a ponto de desprezar a corrente que circula pelo mesmo. Assim:

$$i_{c12} \cong i_{R11} \quad (5.44)$$

A corrente no capacitor é definida por:

$$i_{c12} = C \frac{d(-v_0)}{dt} \quad (5.45)$$

Através de uma análise de nó, considerando a tensão nos terminais do AMPOP igual a zero, tem-se que:

$$\frac{V_i}{R_{11}} dt = C_{12} \frac{d(-v_0)}{dt} \quad (5.46)$$

Integrando os dois lados obtem-se:

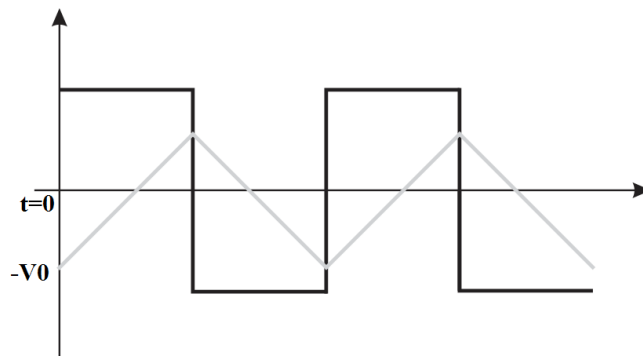
$$\int_0^t \frac{V_i}{R_{11}C_{12}} dt = \int_0^t \frac{d(-v_0)}{dt} dt \quad (5.47)$$

Resultando em:

$$v_0 = \frac{1}{R_{11}C_{12}} \int_0^t V_i dt + k \quad (5.48)$$

Onde k é a constante de integração e corresponde à tensão de saída no instante $t = 0$. Ao analisar as formas de onda, disponíveis na Figura 5.12, nota-se que $k = -v_0$. Substituindo este valor na Equação (5.48) e resolvendo a integral para metade do período $\frac{T}{2}$, chega-se na Equação final (5.49). Com a equação definida, pode-se calcular R_1 , resultando no valor de $1,2 \text{ k}\Omega$.

Figura 5.12 – Análise das formas de onda do estágio 1 e 2



$$v_0 = \frac{V_i T}{4R_1 C_2} \quad (5.49)$$

A configuração de um integrador miller provoca um nível CC, devido às tensões e correntes de *offset*. Esse nível CC é corrigido com a adição do resistor R_{12} , o qual não deve ser muito alto (SEDRA; SMITH, 2007). Portanto, o valor de R_{12} deve ser escolhido de forma que compense o nível CC, mas que também posicione o polo na posição desejada. Para a compensação, R_{12} deve ter um valor baixo, porém quanto menor seu valor, mais distante de zero o polo é colocado, tornando o integrador cada vez menos ideal. Portanto, deve-se escolher um valor de modo a ponderar o desempenho do integrador e o desempenho do sinal (SEDRA; SMITH, 2007). Isso pode ser feito mais facilmente através de simulação, onde definiu-se $R_{12} = 33k\Omega$.

Observando a posição dos polos, C_{11} e R_{11} posicionam um polo em 6,03 kHz e C_{12} e R_{12} em 1,46 kHz. Desse modo, o efeito do zero é anulado em 1,46 kHz e o filtro começa a cair à 20 dB/dec em 6,03 kHz. Mesmo não sendo um integrador ideal, o estágio apresentou resultados satisfatórios, os quais serão apresentados futuramente.

O segundo filtro é mais simples, visto que a entrada já é uma onda triangular e não possui o primeiro capacitor, não alterando a dinâmica do sistema. Este estágio foi projetado para melhorar o desempenho do sinal, eliminando eventuais ruídos provocados por elementos parasitas e ajustar a amplitude final da onda triangular. A função de transferência desse estágio está representada na Equação (5.50). O polo presente neste estágio foi colocado em alta frequência, acima da sétima harmônica da onda triangular de modo a não prejudicar as principais componentes harmônicas que compõem o mesmo.

$$G_{v2} = -\frac{1}{R_{21} \cdot C_{22}} \cdot \frac{s}{\left(s + \frac{1}{R_{22} \cdot C_{22}}\right)} \quad (5.50)$$

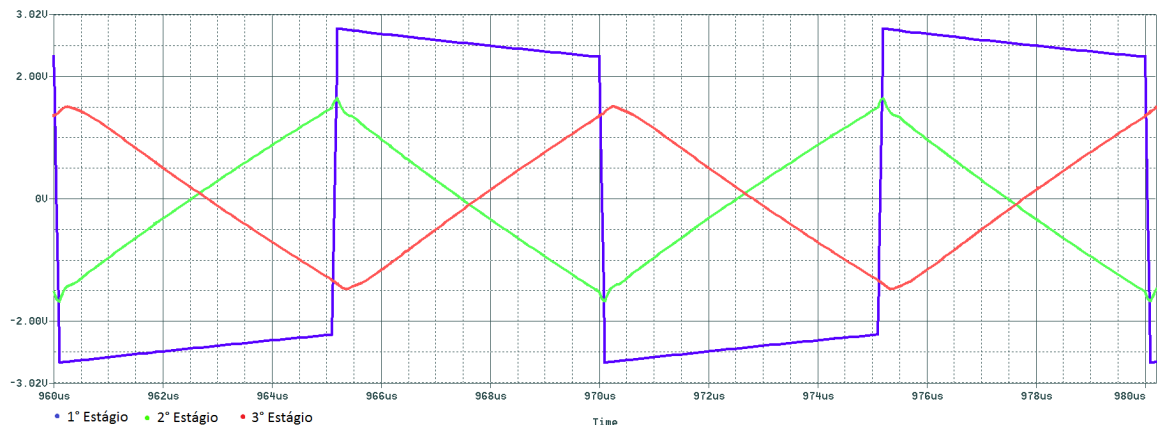
O ganho é obtido quando a equação é escrita da seguinte forma:

$$G_{v2} = -\frac{R_{22}}{R_{21}} \cdot \frac{s}{(s \cdot R_{22} \cdot C_{22} + 1)} \quad (5.51)$$

Como a tensão da triangular já foi teoricamente ajustada para o valor desejado, o ganho deste estágio deve ser unitário. Assim, definiu-se $R_{21} = 10 k\Omega$ e $R_{22} = 10 k\Omega$. Na prática, possivelmente esses valores terão que ser ajustados devido às não idealidades de um circuito real. Por fim, basta escolher um capacitor que posicione o polo acima de 700 kHz. Este foi definido no valor de 22 pF, posicionando o polo em aproximadamente 723 kHz.

O circuito é finalizado adicionando os componentes $C_{12X} = 2,2 nF$, $R_{12X} = 33 k\Omega$, $C_{22X} = 22 pF$ e $R_{22} = 10 k\Omega$ para ajudar na compensação de offset. A finalidade desses componentes é fazer com que a impedância de cada entrada vistas pelo AMPOP sejam o mais próximo possível.

Figura 5.13 – Simulação das formas de onda de cada estágio



Fonte: Produção do próprio autor.

As formas de onda simuladas estão apresentadas na Figura 5.13 e os resultados práticos serão apresentados no próximo capítulo.

Através da simulação o projeto pode ser validado. Percebe-se um pequeno pico na extremidade da onda triangular da saída do segundo estágio. Isso é corrigido com o segundo filtro. No entanto, ocorre um pequeno arredondamento. Isso acontece devido a seletividade do filtro, mas acredita-se que este fato não gerará diferenças audíveis perceptíveis. Um projeto mais seletivo, buscando corrigir essa imperfeição pode ser realizado futuramente. Isso pode ser feito mudando os parâmetros de projeto, bem como a alimentação dos CIs, assim tem-se maior liberdade com a tensão de saída do segundo estágio, podendo preocupar-se mais com a alocação dos polos do filtro.

5.7 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES EXTERNOS DO *DRIVER*

Para a escolha do *driver*, procurou-se circuitos integrados específicos para aplicação em amplificadores classe D e que não possuem modulação integrada, visto que pretende-se ter maior liberdade para efetuar o controle. O CI escolhido é o IRS20957 que além de atender os requisitos comentados, comanda os interruptores complementarmente, possui ajuste de tempo morto e proteção contra sobrecorrentes. Os componentes e periféricos foram projetados seguindo as recomendações da folha de dados e o *application note* do CI.

5.7.1 Capacitor de reset

A principal função do capacitor de reset é garantir a proteção do CI e dos interruptores. A tensão sobre o capacitor é comparada com duas tensões de limiar estabelecidas internamente. Ao ocorrer alguma sobrecorrente, o capacitor começa a descarregar. Quando a tensão sobre

o mesmo fica abaixo da primeira tensão de limiar, as saídas que comandam os MOSFETs são cortadas. Quando fica abaixo da segunda tensão de limiar o CI é completamente reiniciado. O capacitor começa a ser carregado novamente e o processo se repete enquanto houver necessidade. Outras configurações através de interruptores externos também podem ser feitas de forma a proporcionar uma reinicialização manual do CI.

Para o cálculo do capacitor deve-se ter em mente que o tempo de *reset* deve ser longo o suficiente para evitar o sobreaquecimento dos MOSFETs, fato que pode acontecer caso o processo se repita várias vezes. O cálculo leva em consideração a máxima tensão sobre o capacitor V_{DD} , que é estabelecida por um zener interno no valor de 10,2 V, e a corrente de carga do capacitor I_{CSD} . Sabendo que o valor do capacitor provavelmente será na ordem de μF , procurou-se em catálogo de fabricantes uma possível faixa de corrente, onde foi encontrado o intervalo de 70 μA a 130 μA . Portanto, definiu-se $I_{CSD} = 100 \mu A$. Utiliza-se para o cálculo a Equação (5.52).

$$C_t = \frac{t_{reset} \cdot 1,1 \cdot I_{CSD}}{V_{DD}} \quad (5.52)$$

Definindo um tempo de *reset* de 500 ms, tem-se $C_t = 5,39 \mu F$. Devido a disponibilidade de valores comerciais e para uma margem de segurança maior, definiu-se $C_t = 10 \mu F$. Assim, $t_{reset} = 0,93$ ms. O tempo de inicialização também pode ser obtido através da Equação (5.53). Para este caso, o tempo de inicialização é de $t_{su} = 1,4$ s.

$$t_{su} = \frac{C_t \cdot V_{DD}}{0,7 \cdot I_{CSD}} \quad (5.53)$$

5.7.2 Alimentação e resistores de gate

O *driver* necessita de duas alimentações. A primeira delas é conectada ao pino V_{CC} e deve ter o seu potencial referenciado ao barramento negativo. Esta fonte pode ser feita facilmente através de um circuito auxiliar entre o barramento e o pino V_{CC} , evitando assim a necessidade de utilizar mais de uma fonte. No entanto, esta alternativa não foi utilizada neste trabalho. Nos pinos de alimentação foram colocados capacitores para filtro e desacoplamento nos valores de 100 μF e 10 nF.

A tensão V_{DD} é a segunda alimentação do *driver* e é obtida através do barramento. Conforme comentado anteriormente, esta tensão é grampeada em 10,2 V através de um diodo zener interno. O cálculo leva em consideração a corrente I_{DD} , calculado pela Equação (5.54), e representa a soma da corrente de consumo de energia dinâmico e estático e a corrente de polarização do zener. Assim, R_{DD} é calculado através da Equação (5.55).

$$I_{DD} = 1,5 \cdot 300 \cdot 10^{-9} \cdot f_s + 0,5 + 0,5 \quad (5.54)$$

$$R_{DD} \leq \frac{\frac{V_b}{2} - 10,2}{I_{DD}} \quad (5.55)$$

Sabendo que a tensão de barramento é $V_b = 70 \text{ V}$ e que a frequência de chaveamento é $f_s = 100 \text{ kHz}$, obtém-se $I_{DD} = 1,045 \text{ mA}$ e $R_{DD} = 23,73 \text{ k}\Omega$, portanto definiu-se $R_{DD} = 22 \text{ k}\Omega$. Um capacitor de filtro também é conectado ao pino V_{DD} e definido no valor de $10 \mu\text{F}$.

Os resistores de gate, utilizados para medições na folha de dados do MOSFET, são de $2,4 \Omega$. No entanto, o *application note* no *driver* recomenda um valor na faixa de 10Ω para evitar picos de corrente muito altos, que eventualmente possam queimar o CI. Portanto, os resistores de gate foram definidos com o valor recomendado para o *driver*. É importante destacar que aumentando o resistor de gate, o tempo para ligar e desligar a chave aumenta. Portanto, deve-se prestar atenção à esse fator na hora de definir o tempo morto.

5.7.3 Definição do tempo morto

O *driver* possibilita definir o tempo morto entre quatro opções fixas. São estas 15 ns, 25 ns, 35 ns e 80 ns. Através de simulações que não serão apresentadas no presente trabalho, percebeu-se que a distorção harmônica não é inversamente proporcional ao tempo morto, ou seja, um tempo morto menor não significa ter uma THD menor. Um estudo mais aprofundado foi feito por Pires (2010), onde este observou o comportamento da THD em diferentes frequências de chaveamento e tensões de barramento, de acordo com a variação do tempo morto. O autor não conseguiu identificar um comportamento padrão, no entanto, foi possível observar novamente que não existe uma relação direta entre tempo morto e THD.

Desse modo, para a escolha do tempo considerou-se inicialmente o valor que apresentou menor THD nas condições deste trabalho, sendo este em torno de 12 ns. Porém, é importante observar que este é o tempo morto efetivo, descontando o tempo de ligamento e desligamento da chave. A soma destes tempos, fornecida pela folha de dados dos MOSFETs é de 9,9 ns para um resistor de $2,4 \Omega$ no *gate*. No entanto, conforme já comentado, utilizou-se um resistor maior, e portanto este tempo também é maior. Assim, preferiu-se definir o valor de 35 ns.

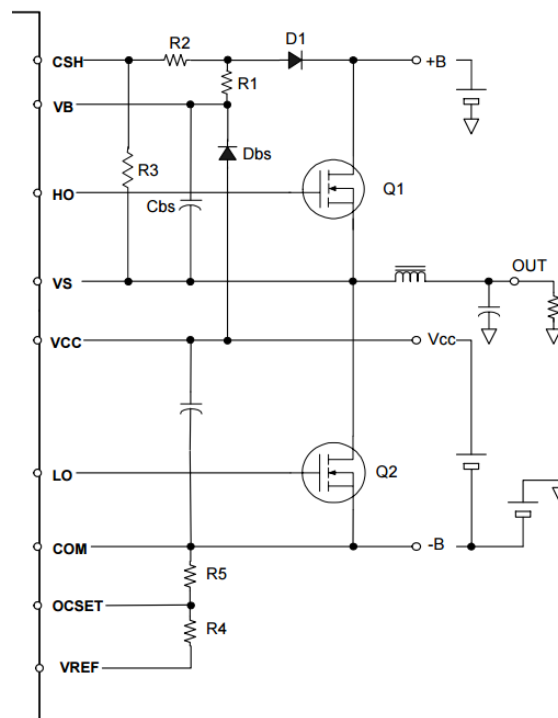
A configuração do tempo morto no CI é feita através de um divisor resistivo, no qual os valores dos resistores já estão disponíveis em uma tabela fornecida pelo *application note*. Os valores definidos para o projeto foram $R_{1DT} = 8,2 \text{ k}\Omega$ e $R_{2DT} = 3,3 \text{ k}\Omega$, onde R_{2DT} é o resistor

que vai conectado ao pino COM do *driver*. É importante destacar que para esta configuração, o fabricante recomenda a utilização de resistores com tolerância menor ou igual à 5%.

5.7.4 Proteção contra sobrecorrente

A Figura 5.14 apresenta parte do esquemático do *driver*. Os componentes responsáveis pela proteção contra sobre corrente são R1, R2, R3 e D1 para o MOSFET superior e R4 e R5 para o MOSFET inferior.

Figura 5.14 – Circuito responsável pela proteção contra sobrecorrentes



Fonte: Adaptado de (HONDA; CHENG, 2016).

O IRS20957 utiliza o próprio R_{DSon} dos MOSFETs para realizar a detecção de corrente, onde o *driver* mede a tensão VDS e compara com valores configurados. A Equação (5.56) mostra como obter a tensão VDS máxima através de um limite de corrente estabelecido, no qual deve-se proteger os interruptores.

$$VDS_{max} = R_{DSon} \cdot Is_{max} \quad (5.56)$$

Devido às limitações estruturais de CIs de alta tensão, a detecção de sobrecorrente é feita de maneiras diferentes entre os dois MOSFETs do braço. No MOSFET inferior a tensão VDS, medida através dos pinos VS e COM, é comparada diretamente com a tensão estabelecida no pino de configuração OCSET através de um divisor resistivo. Para desativar a proteção, basta

colocar a tensão V_{CC} neste pino. Já para programar um limite de corrente máximo, calcula-se os resistores do divisor conforme as equações 5.57 e 5.58, onde VDS_{max} é substituído em V_{OCSET} . O fabricante aconselha a fazer o divisor resistivo entre o pino COM (referência da fonte V_{CC}) e o pino VREF, o qual fornece uma tensão de 5,1 V regulada internamente pelo CI. Isso proporciona uma maior imunidade à flutuações de V_{CC} . Além disso, a corrente que passa pelo divisor deve ser 0,5mA ou mais. Desse modo, a resistência total do divisor não deve exceder 10 k Ω .

$$R5 = \frac{V_{OCSET} \cdot 10 \cdot 10^3}{VREF} \quad (5.57)$$

$$R4 = 10 \cdot 10^3 - R5 \quad (5.58)$$

No cálculo do dissipador dos interruptores considerou-se uma temperatura de junção de 90°C. Portanto, no projeto da proteção considerou-se o R_{DSon} para esta temperatura, 132 m Ω . A corrente IDS máxima dos interruptores para essa temperatura é de aproximadamente 5,9 A. Como a corrente máxima na carga é aproximadamente de 4,68 A, define-se uma corrente limite de 5 A. Assim obtém-se $VDS_{max} = 0,66$ V. O cálculo do resistor R_4 , resultou em 1,29 k Ω . O valor escolhido foi $R_4 = 1,2$ k Ω , resultando em um resistor R_5 no valor de 8,8 k Ω , onde escolheu-se $R_5 = 8,2$ k Ω . Se as equações forem feitas partindo dos valores escolhidos, verifica-se que o nível de corrente em que a proteção atuará será de 4,93 A.

O MOSFET superior não tem sua tensão VDS referenciada com o pino COM do CI, portanto não é possível fazer uma relação direta com a tensão VDS_{max} definida. A medição é feita utilizando os pinos CSH e VS. O *driver* compara a tensão no pino CSH, com uma tensão de limiar interna $V_{thOCH} = 1,2$ V. Quando a tensão VDS for maior que essa tensão, a proteção deverá atuar. Os resistores R2 e R3 são ajustados de forma que quando VDS do interruptor estiver exatamente com a tensão máxima definida, seja aplicado 1,2 V no pino CSH. Estes podem ser calculados através das equações 5.59 e 5.60. Novamente sugere-se que a soma dos dois resistores não exceda 10 k Ω .

O diodo D1 possibilita a conexão do dreno do MOSFET com o *driver* de forma que a alta tensão do barramento seja bloqueada e não danifique o CI. A tensão de bloqueio no diodo deve suportar a tensão total de barramento, que no caso é 70 V e o tempo de recuperação reversa deve ser tão rápido quanto o do diodo de bootstrap. O próprio fabricante sugere alguns modelos, onde escolheu-se o BAV21, que gera uma queda de tensão de aproximadamente $V_{fD} = 1$ V. Por fim, o resistor R1 faz a polarização do diodo, e também é definido pelo fabricante com o valor de 10 k Ω .

$$R3 = \frac{V_{thOCH}}{VDS_{max} + V_{fD} 10 \cdot 10^3} \quad (5.59)$$

$$R2 = 10 \cdot 10^3 - R3 \quad (5.60)$$

Através dos cálculos encontra-se $R3 = 7,23 \text{ k}\Omega$, onde escolhe-se o valor comercial mais próximo, $6,8 \text{ k}\Omega$. Assim, $R2 = 3,2 \text{ k}\Omega$, onde escolhe-se $3,3 \text{ k}\Omega$. Com esses valores verifica-se que o *driver* acionará a proteção a partir de $5,79 \text{ A}$, que está dentro do limite estipulado. Caso fosse escolhido um $R3$ maior, disponível comercialmente, a proteção atuaria em correntes menores que a máxima corrente de carga. Portanto, optou-se por manter esses valores.

5.7.5 Capacitor de Bootstrap

Como o *application note* do *driver* não apresentou muitas informações sobre o projeto do capacitor do bootstrap, utilizou-se um *application note* de outro *driver*, do mesmo fabricante, como base para o projeto (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2016).

O capacitor de bootstrap pode ser carregado pelo barramento através de um resistor R_{ch} . A tensão máxima sobre o capacitor é limitada por um diodo zener interno do *driver* com tensão $V_z = 15,3 \text{ V}$. O valor máximo do resistor de carga é limitado pela corrente quiescente do circuito da parte superior do *driver*, definida no seu datasheet como sendo $I_{QBS} = 1 \text{ mA}$. Portanto, o resistor pode ser calculado de acordo com a Equação (5.61).

$$R_{ch} = \frac{\frac{V_b}{2} - V_z}{I_{QBS}} \quad (5.61)$$

Assim encontra-se $R_{ch} = 19,7 \text{ k}\Omega$ e escolhe-se o valor de $18 \text{ k}\Omega$. Para o cálculo do capacitor uma série de parâmetros são necessários. Estes estão definidos nas folhas de dados do interruptor e *driver* utilizados e em catálogos de capacitores. A Equação (5.62) é utilizada para o cálculo.

$$C_{bst} \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f_s} + Q_{1s} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (5.62)$$

Entre os parâmetros já conhecidos tem-se um parâmetro de carga de gate $Q_g = 13 \text{ nC}$, frequência de chaveamento $f_s = 100 \text{ kHz}$, tensão de alimentação $V_{CC} = 12 \text{ V}$, corrente quiescente máxima do circuito da parte superior do *driver* $I_{QBSmax} = 1 \text{ mA}$ e queda de tensão sobre a chave de baixo $V_{LS} = VDS_{max} = 0,66 \text{ V}$. Na folha de dados do *driver* encontra-se a mínima tensão entre os pinos VB e VS, $V_{Min} = 8 \text{ V}$. O *application note* utilizado como base para o cálculo fornece uma taxa de mudança de nível requerida por ciclo típica em *driver* da IR

de $Q_{1s} = 5 \text{ nC}$. Já a corrente de fuga no capacitor de bootstrap é obtida através de catálogos de capacitores eletrolíticos no valor de $I_{Cbs(leak)} = 50 \text{ }\mu\text{A}$. O diodo deve suportar a tensão de barramento menos a tensão de alimentação e ser ultra-rápido. Devido a disponibilidade de componentes, escolheu-se o MUR140. Este apresenta uma queda de tensão de aproximadamente $V_{fDbst} = 1,25 \text{ V}$, completando assim todos os dados necessários para calcular capacitor.

O valor encontrado através do cálculo foi $C_{bst} \geq 39,71 \text{ nF}$. Porém, segundo Adams (2016), este valor é o mínimo absoluto recomendado, portanto o autor sugere multiplicar este valor por um fator de segurança de 15. Multiplicando o resultado obtido, chega-se em $C_{bst} = 0,59 \text{ }\mu\text{F}$. Definiu-se assim, um capacitor de $1 \text{ }\mu\text{F}$.

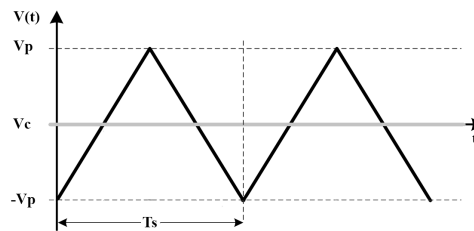
6 MODELAGEM E CONTROLE

6.1 MODELAGEM

6.1.1 PWM

A portadora da modulação PWM é uma onda triangular simétrica, com valores que variam entre $-V_p$ e $+V_p$. Como o sinal de controle deve seguir o sinal de áudio, este possui a mesma frequência da moduladora e também varia entre $-V_p$ e $+V_p$. Como a frequência do sinal da moduladora é bem menor que a da portadora, o sinal de controle pode ser representado apenas pela reta V_c . Para a modelagem e projeto de controle, faz-se necessário encontrar o ganho gerado pela modulação PWM. Isso pode ser feito analisando a Figura 6.1.

Figura 6.1 – Formas de onda - Geração PWM.



Fonte: Produção do próprio autor.

Observa-se inicialmente três situações:

- $V_c = V_p \rightarrow D = 1$
- $V_c = 0 \rightarrow D = 0,5$
- $V_c = -V_p \rightarrow D = 0$

Analisando essas condições, pode-se obter:

$$d(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_c(t)}{V_p} + \frac{1}{2} \quad (6.1)$$

Aplicando uma perturbação em $d(t)$ e $v_c(t)$, pode-se abrir a expressão em componentes AC e DC:

$$D + \hat{d} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_c + \hat{v}_c}{V_p} + \frac{1}{2} \quad (6.2)$$

Desprezando as componentes DC e aplicando a transformada inversa de Laplace tem-se:

$$d(s) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_c}{V_p} \quad (6.3)$$

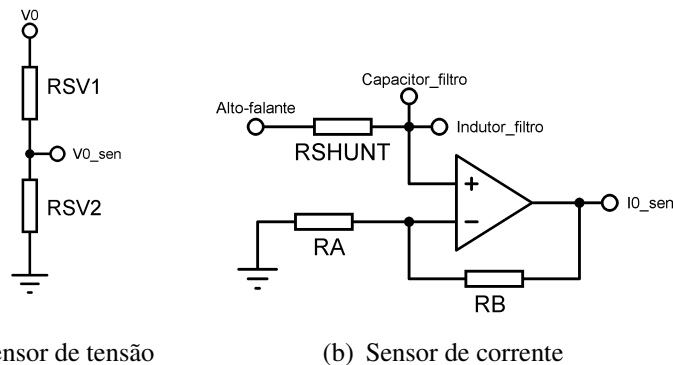
Onde o ganho do PWM é definido por:

$$K_{PWM} = \frac{d(s)}{V_c} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{V_p} \quad (6.4)$$

6.1.2 Sensores de tensão e corrente

Para monitorar a tensão sobre o alto-falante é utilizado um divisor resistivo. Inicialmente considera-se uma tensão de pico máxima na carga de 35 V, que corresponde à metade do barramento, e que o sinal de referência proveniente da saída do pré-amplificador que será utilizado, apresentará sinais de no máximo 2 V de pico. Dessa forma, quando há 35 V na carga, deseja-se ter 2 V na entrada do controlador. A Figura 6.2(a) apresenta o sensor de tensão não isolado.

Figura 6.2 – Sensores das malhas de controle.



(a) Sensor de tensão

(b) Sensor de corrente

Fonte: Produção do próprio autor.

O ganho do sensor de tensão é dado por:

$$K_{V\_sen} = \frac{V_{0\_sen}}{V_0} = \frac{R_{sv2}}{R_{sv1} + R_{sv2}} \quad (6.5)$$

Portanto, $K_{V\_sen} = \frac{2}{35}$. Define-se assim, $R_{sv1} = 2 \text{ k}\Omega$ e $R_{sv2} = 33 \text{ k}\Omega$.

Para o sensoriamento de corrente, utiliza-se um resistor *shunt* e um amplificador operacional, conforme apresentado na Figura 6.2(b). O resistor é colocado em série com alto-falante, onde o seu valor foi determinado para que tenha uma queda de tensão de 100 mV quando a corrente é de 5 A. Através desse parâmetro pode-se definir o valor do resistor, sendo $R_{shunt} = \frac{100\text{mV}}{5\text{A}} = 0,02 \text{ }\Omega$. A queda de tensão no resistor é lida por um AMPOP configurado como um amplificador não inversor, o qual possui um ganho de 20 para que quando a corrente for máxima, a tensão a ser comparada com a referência tenha amplitude de 2 V de pico.

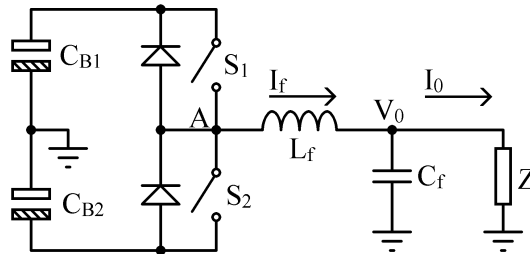
Dessa forma, o ganho total do sensor de corrente é definido pela Equação (6.6), resultando em $K_{i\_sen} = 0,04$.

$$K_{i\_sen} = R_{shunt} \cdot K_{ampop} \quad (6.6)$$

6.1.3 Plantas

Três modelos de planta foram obtidos. O primeiro considerando a medição de tensão sobre o alto-falante, o segundo a corrente no indutor de filtro e o terceiro a corrente no alto-falante. O controle depende da existência de componentes armazenadores de energia, onde no caso da tensão depende de capacitores e no caso da corrente depende de indutores. Como o alto-falante possui um forte elemento indutivo em seu modelo, pretende-se verificar a possibilidade de controlar a corrente diretamente nele. Inicialmente obteve-se o modelo de tensão, e com base neste, os demais modelos foram obtidos. A Figura 6.3, apresenta a estrutura meia ponte e os pontos onde devem ser efetuadas as medições, V_0 , I_f e I_0 . Para facilitar o equacionamento, considera-se a carga uma impedância Z , a qual será substituída pelo modelo do alto-falante no final do equacionamento.

Figura 6.3 – Estrutura meia ponte para modelagem.



Fonte: Produção do próprio autor.

Um inversor meia ponte aplica no máximo metade da tensão de barramento sobre a carga. No entanto esse valor varia e pode ser modelado de acordo com a variação do duty cycle. Assim, obtém-se a expressão da tensão aplicada no ponto A em função do *duty cycle*, a qual é apresentada pela Equação (6.7)

$$V_A = V_b(d(t) - 0,5) \quad (6.7)$$

O circuito pode ser equacionado através de uma análise de malhas, considerando o valor médio da tensão de saída em um período de comutação. Assim, chega-se na Equação (6.8).

$$V_b(d(t) - 0,5) = L_f C_f \frac{d^2 \langle v_0(t) \rangle}{dt^2} + \frac{L_f}{Z} \cdot \frac{d \langle v_0(t) \rangle}{dt} + \langle v_0(t) \rangle \quad (6.8)$$

Da mesma maneira que foi feito na modelagem do PWM, aplica-se uma perturbação em $d(t)$ e $v_0(t)$, onde pode-se expandir em componentes AC e DC:

$$V_b \cdot \hat{d} + V_b \cdot (D - 0,5) = L_f \cdot C_f \frac{d(V_0 + \hat{v}_0)}{dt} + \frac{L_f}{Z} \cdot \frac{d(V_0 + \hat{v}_0)}{dt} + V_0 + \hat{v}_0 \quad (6.9)$$

Desprezando as componentes DC tem-se:

$$V_b \cdot \hat{d} = L_f \cdot C_f \frac{d\hat{v}_0}{dt} + \frac{L_f}{Z} \cdot \frac{d\hat{v}_0}{dt} + \hat{v}_0 \quad (6.10)$$

Aplica-se então a transformada de Laplace inversa e obtém-se a expressão $\frac{V_0(s)}{D(s)}$:

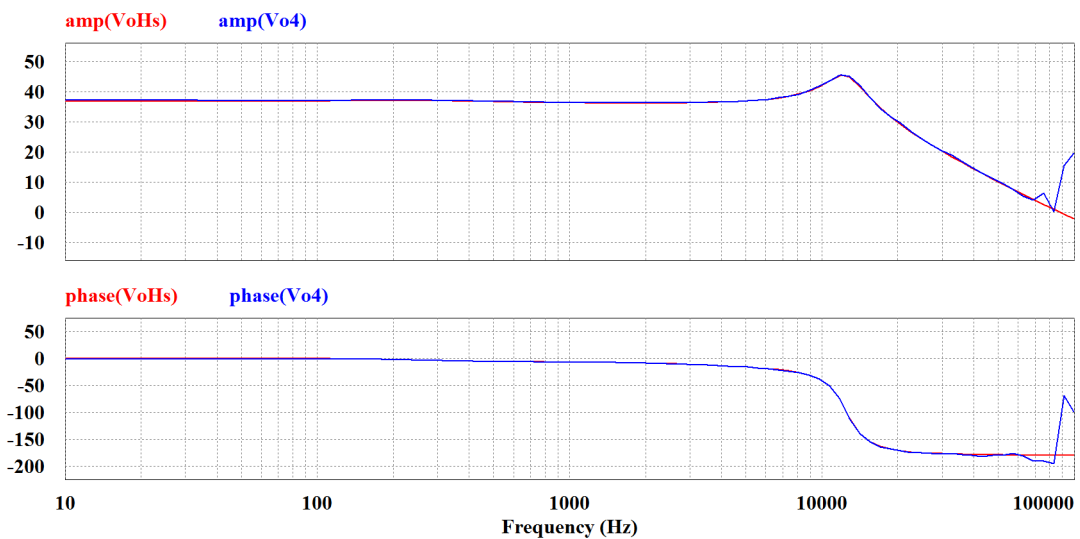
$$\frac{V_0(s)}{D(s)} = \frac{V_b}{L_f \cdot C_f} \cdot \frac{1}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_f \cdot Z} \right) + \frac{1}{L_f \cdot C_f}} \quad (6.11)$$

Para obter a função de transferência $\frac{V_0(s)}{D(s)}$ considerando o modelo do alto-falante, basta substituir a Equação (3.1) na variável Z. Como a substituição é bastante trabalhosa, esta foi feita utilizando o software MATLAB. Os valores dos componentes também foram substituídos. Assim a expressão 6.12 é obtida.

$$\frac{V_0(s)}{D(s)} = \frac{2,979 \cdot 10^{11} s^3 + 1,901 \cdot 10^{16} s^2 + 7,421 \cdot 10^{19} s + 6,837 \cdot 10^{22}}{s^5 + 71086 s^4 + 7,417 \cdot 10^9 s^3 + 3,072 \cdot 10^{14} s^2 + 1,062 \cdot 10^{18} s + 9,965 \cdot 10^{20}} \quad (6.12)$$

O modelo da planta foi validado através do software PSIM, onde o efeito provocado pelo chaveamento foi considerado. A validação pode ser vista na Figura 6.4. Em vermelho está representado o comportamento do modelo teórico da planta, e em azul o módulo simulado.

Figura 6.4 – Validação do modelo de $V_0(s)/D(s)$



Fonte: Produção do próprio autor.

Um bom modelo deve seguir o sistema adequadamente até pelo menos metade da frequência de chaveamento, que neste caso é de 50 kHz. Como pode ser observado na simulação, o modelo teve um comportamento bastante fiel até quase 70 kHz, validando o equacionamento. É importante observar um pico no ganho em aproximadamente 12 kHz. Esse comportamento é provocado devido à ressonância entre os elementos do filtro e da própria carga.

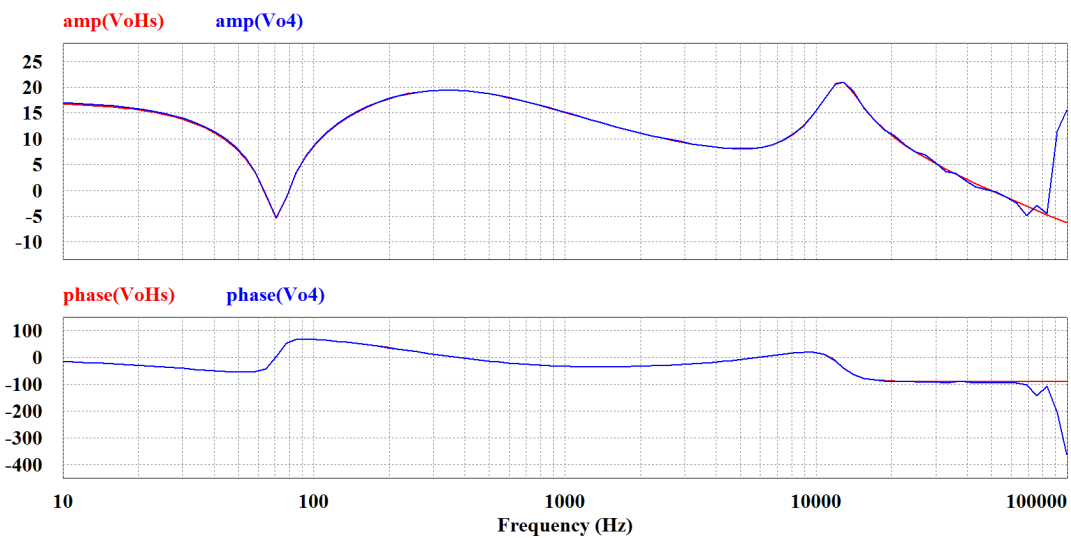
Através da expressão 6.12 pode-se então obter as plantas $\frac{I_L(s)}{D(s)}$, considerando a medição de corrente no indutor do filtro, e $\frac{I_O(s)}{D(s)}$ considerando a medição de corrente diretamente no alto-falante. Pretende-se verificar o quão mais complexo torna-se efetuar o controle de corrente diretamente sobre o alto-falante e avaliar a possibilidade de ser implementada esta malha de realimentação.

Analisando o circuito, percebe-se que a relação entre a tensão V_0 e a corrente I que passa pelo indutor do filtro é $V_0 = \frac{Z}{sC_f Z + 1}$. Portanto, substituindo essa relação na expressão que determina $\frac{V_0(s)}{D(s)}$, pode-se obter $\frac{I_L(s)}{D(s)}$. O resultado é observado na Equação (6.13).

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{297860s^5 + 2.127 \cdot 10^{10}s^4 + 9.391 \cdot 10^{14}s^3 + 1.027 \cdot 10^{19}s^2 + 8.5 \cdot 10^{20}s + 2.033e24}{s^6 + 7.137 \cdot 10^4s^5 + 7.437 \cdot 10^9s^4 + 3.093 \cdot 10^{14}s^3 + 1.149 \cdot 10^{18}s^2 + 1.297 \cdot 10^{21}s + 2.821 \cdot 10^{23}} \quad (6.13)$$

O resultado da simulação de validação é apresentado na Figura 6.5. Novamente o modelo apresentou um comportamento aceitável com relação ao real. No entanto, uma nova ressonância é observada, a qual ocorre exatamente na frequência da primeira ressonância vista no modelo do alto-falante na Figura 3.1. Portanto, este comportamento é provocado devido as características da carga.

Figura 6.5 – Validação do modelo de $I_L(s)/D(s)$



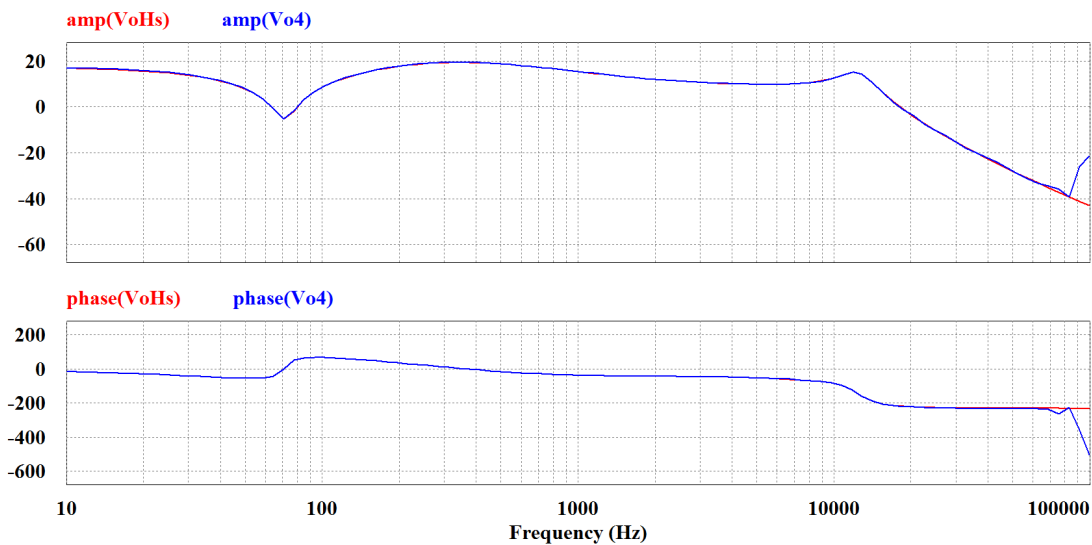
Fonte: Produção do próprio autor.

O último modelo também foi obtido a partir da expressão $\frac{V_0(s)}{D(s)}$. Desta vez, a relação é mais simples, onde $V_0 = I_0 \cdot Z$. Portanto, basta dividir a expressão 6.12 pela impedância equivalente

da carga. O resultado é apresentado abaixo. O modelo também foi simulado e a validação é apresentada na Figura 6.6.

$$\frac{I_0(s)}{D(s)} = \frac{2,828 \cdot 10^{15} s^4 + 8,446 \cdot 10^{20} s^3 + 9,89 \cdot 10^{24} s^2 + 8,091 \cdot 10^{26} s + 1,976 \cdot 10^{30}}{s^7 + 1,043 \cdot 10^6 s^6 + 7,677 \cdot 10^{10} s^5 + 7,535 \cdot 10^{15} s^4 + 3,016 \cdot 10^{20} s^3 + 1,118 \cdot 10^{24} s^2 + 1,26 \cdot 10^{27} s + 2,741 \cdot 10^{29}} \quad (6.14)$$

Figura 6.6 – Validação do modelo de $I_0(s)/D(s)$



Fonte: Produção do próprio autor.

Do mesmo modo que os modelos anteriores, este apresentou um comportamento satisfatório. Além disso, o comportamento da planta é bastante parecido com o anterior, a diferença é que $\frac{I_0(s)}{D(s)}$ apresenta um polo a mais que $\frac{I_L(s)}{D(s)}$. Assim, após a segunda ressonância a atenuação ocorre com uma inclinação de -20 db/dec a mais. Mesmo assim, acredita-se que a dificuldade na implementação de um compensador não diferirá muito entre as duas plantas. Portanto, a malha de controle de corrente será projetada para a planta $\frac{I_0(s)}{D(s)}$.

Como escolheu-se construir uma topologia que permite ter duas saídas independentes, optou-se por fazer o compensador de tensão para umas das saídas e o compensador de corrente para a outra. Assim, pode-se futuramente verificar qual das duas apresenta um melhor resultado tanto no comportamento, quanto sonoramente.

6.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

Inicialmente o projeto dos controladores foi realizado buscando uma banda passante de 6 kHz. No entanto, a ressonância em aproximadamente 12 kHz torna essa tarefa muito complicada, fazendo com que o ganho tenha dois cruzamentos por zero. Além disso, no projeto do

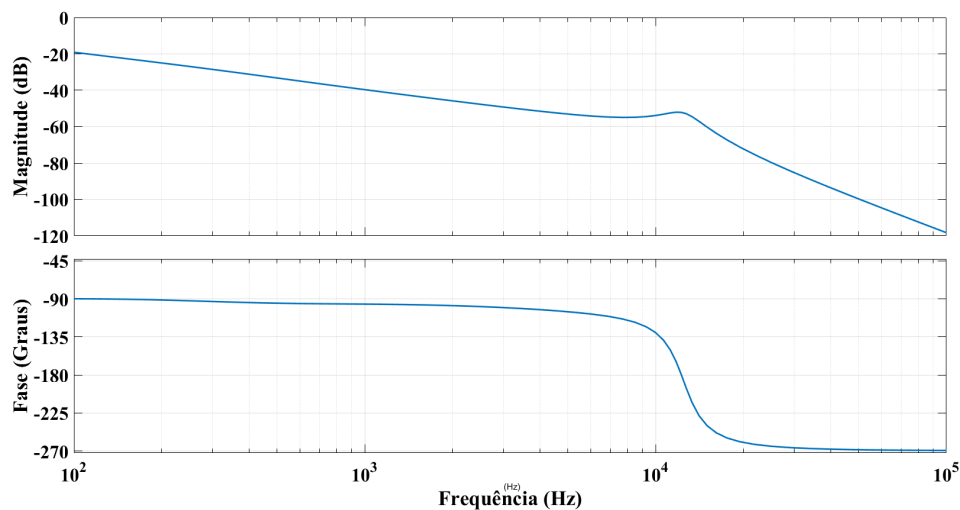
compensador de corrente, a primeira ressonância também cruza por zero, visto que com uma banda menor, o ganho em malha aberta é menor.

Optou-se assim por realizar o projeto dos controladores acima dos 12 kHz, mais especificamente em 20 kHz, que representa $\frac{f_s}{5}$. Assim o controle torna-se mais rápido e proporciona maior ganho. Isso pode ser feito porque o pré-amplificador já atua como um filtro, não havendo assim necessidade de limitar a banda do sinal pelo compensador.

6.2.1 Controle de tensão

O projeto do controlador é realizado através da função de transferência de malha aberta da planta, na qual tem o seu comportamento apresentado na Figura 6.4. Inicialmente parte-se do princípio de eliminar o erro de regime permanente colocando um polo na origem. O resultado é apresentado na Figura 6.7.

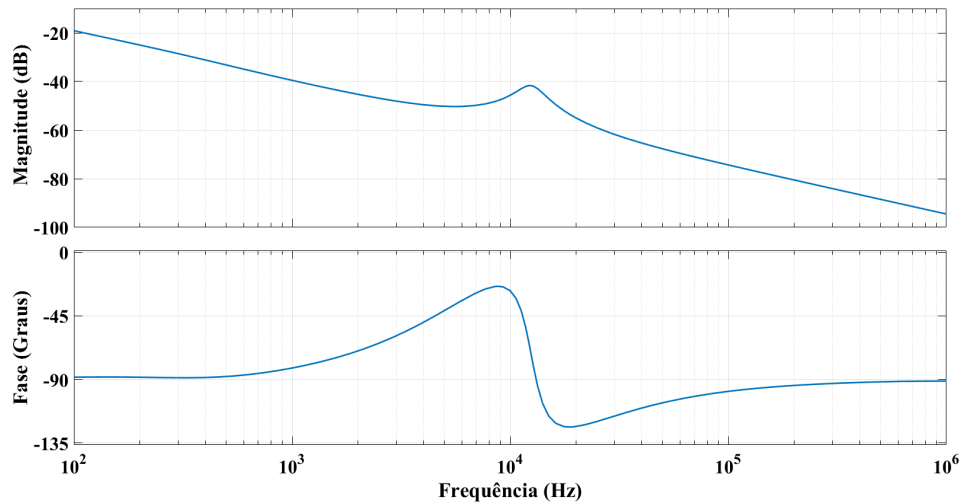
Figura 6.7 – Planta + compensador de tensão após primeira modificação



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se que após a ressonância, a fase chega a -270° . Isso acontece devido ao par de polos conjugados presentes na ressonância. Para que não ocorra uma realimentação positiva, é necessário evitar que a fase chegue em -180° quando o ganho cruzar por zero. Desse modo, é importante garantir uma margem de fase de no mínimo 45° . Como não é possível alocar polos e zeros complexos em um controle analógico, sugere-se posicionar dois zeros na frequência de ressonância. O resultado pode ser observado a seguir.

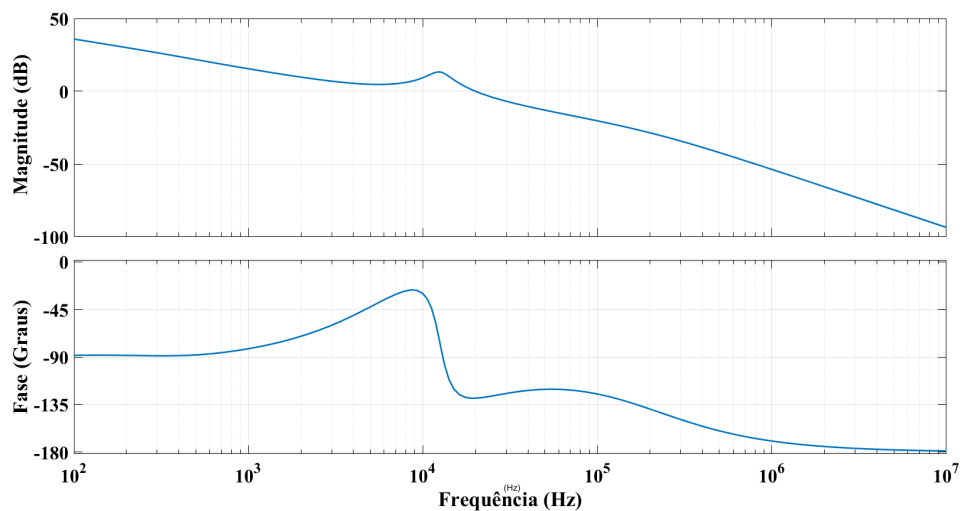
Figura 6.8 – Planta + compensador de tensão após segunda modificação



Fonte: Produção do próprio autor.

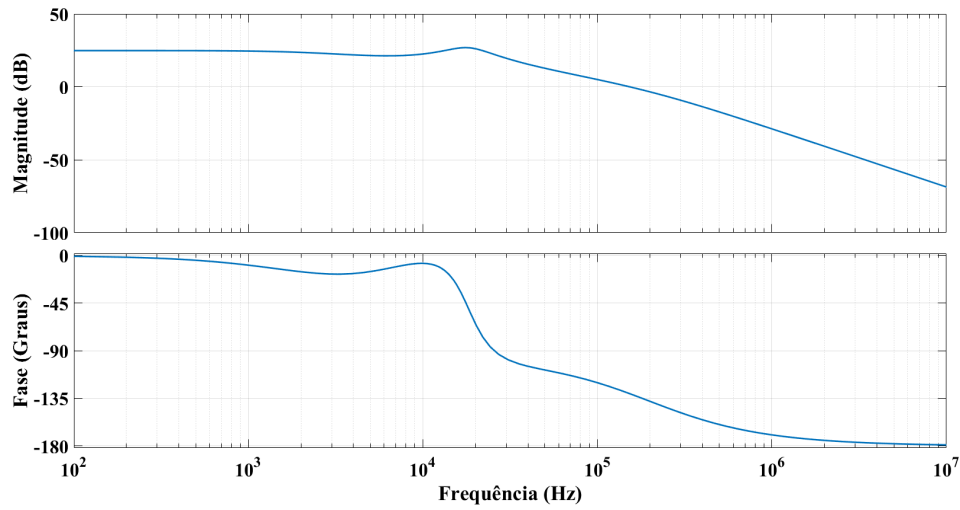
Com a margem de fase ajustada em aproximadamente 51° , basta aplicar um ganho para que a banda passante seja 20 kHz. Além disso, sugere-se colocar um polo na frequência de chaveamento, de modo que o número de polos e zeros do compensador seja o mesmo. O diagrama de bode de malha aberta e malha fechada do sistema com compensador pode ser visto nas Figuras 6.9 e 6.10 respectivamente.

Figura 6.9 – Bode do sistema + compensador de tensão - Malha aberta



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 6.10 – Bode do sistema + compensador de tensão - Malha fechada



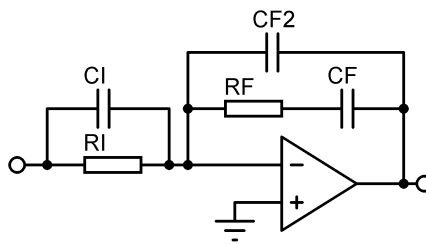
Fonte: Produção do próprio autor.

O compensador portanto é um PID + filtro, visto que possui um ganho proporcional, dois zeros e dois polos. A função de transferência do compensador é apresentada na Equação (6.15).

$$C_v(s) = \frac{19,573(s + 5,027 \cdot 10^4)^2}{s(s + 1,257 \cdot 10^6)} \quad (6.15)$$

A implementação é facilmente realizada através de um amplificador operacional. O circuito responsável por realizar a compensação é apresentado na Figura 6.11, bem como a sua função de transferência, apresentada na Equação (6.16).

Figura 6.11 – PID + filtro com AMPOP



Fonte: Produção do próprio autor.

$$C_{PIDf}(s) = \frac{C_1}{C_3} \frac{\left(s + \frac{1}{C_1 R_1}\right) \left(s + \frac{1}{C_2 R_2}\right)}{s \left(s + \frac{C_3 + C_2}{R_2 C_2 C_3}\right)}; \quad (6.16)$$

Para projetar os componentes do compensador, basta comparar a função de transferência do circuito com a Equação (6.15). Uma aproximação dos valores obtidos deve ser feita para que possam ser escolhidos valores de componentes comerciais. Deve-se ficar atento para que o compensador não mude suas características devido às aproximações. Desse modo, os valores

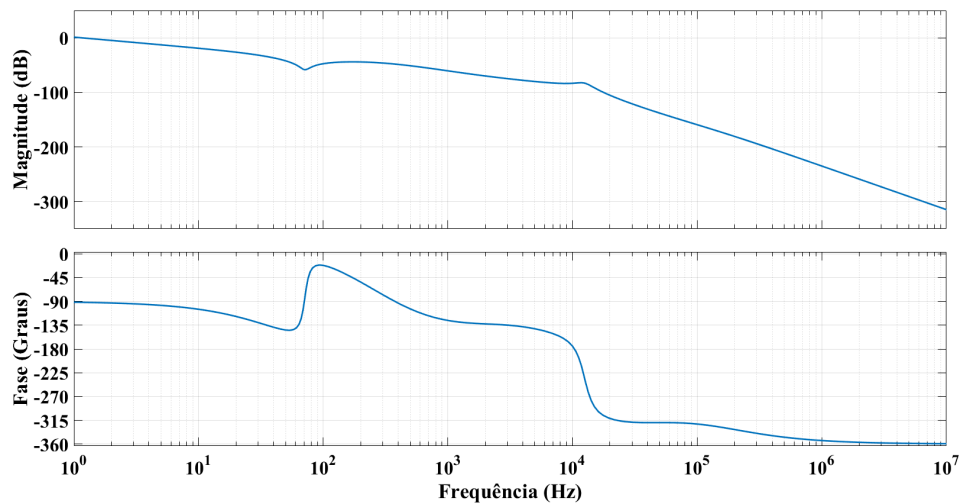
escolhidos foram $R_i = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_f = 4,7 \text{ k}\Omega$, $C_i = 3,3 \text{ nF}$, $C_f = 3,9 \text{ nF}$ e $C_{f2} = 150 \text{ pF}$. O circuito completo do compensador de tensão pode ser visto no Anexo E.

O sistema foi simulado para diversas amplitudes e frequências, onde o compensador atuou de forma satisfatória e o sistema apresentou um ganho adequado, validando o projeto. As formas de onda da tensão de referência (Vermelho), corrente na carga (Verde) e tensão de saída (Azul) podem ser vistas no Anexo C para algumas situações simuladas.

6.2.2 Controle de corrente

Para o projeto do compensador de corrente, procurou-se seguir o mesmo procedimento utilizado no compensador de tensão. No entanto, o projeto mostrou-se bastante complicado devido ao comportamento da planta. Portanto, utilizou-se a ferramenta SISO tool do MATLAB para auxiliar na alocação dos polos e zeros. Inicialmente colocou-se um polo na origem de forma a eliminar o erro de regime permanente. A Figura abaixo mostra o resultado.

Figura 6.12 – Planta + compensador de corrente após primeira modificação

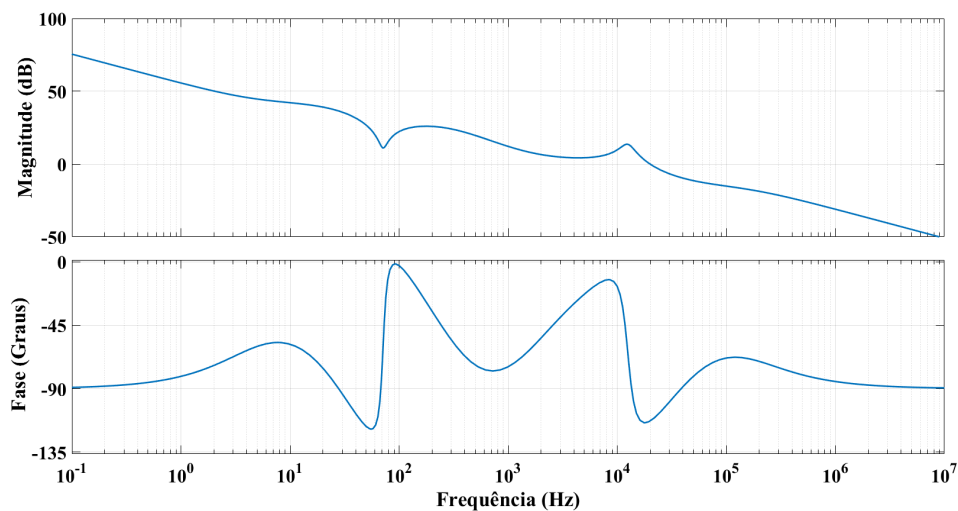


Fonte: Produção do próprio autor.

Percebe-se que na primeira ressonância a fase ultrapassa -135° . Mesmo não sendo um ponto de cruzamento por zero, o ganho é pequeno, portanto sugere-se aumentar a fase neste ponto. Para solucionar o problema tentou-se adicionar polos na frequência de ressonância. Porém, alguns problemas acontecem, onde a primeira ressonância passa a cruzar por zero, além de não ser possível ajustar uma margem de fase adequada devido a grande presença de polos na planta. Foi necessário então colocar um zero próximo a origem de forma que o ganho aumentasse e evitasse que a primeira ressonância cruzasse por zero, e um polo logo depois, de forma que cancelasse o efeito que o zero provoca no comportamento do sistema nas frequências superiores. Assim, o ganho na primeira ressonância foi levemente ajustado e fase aumentada.

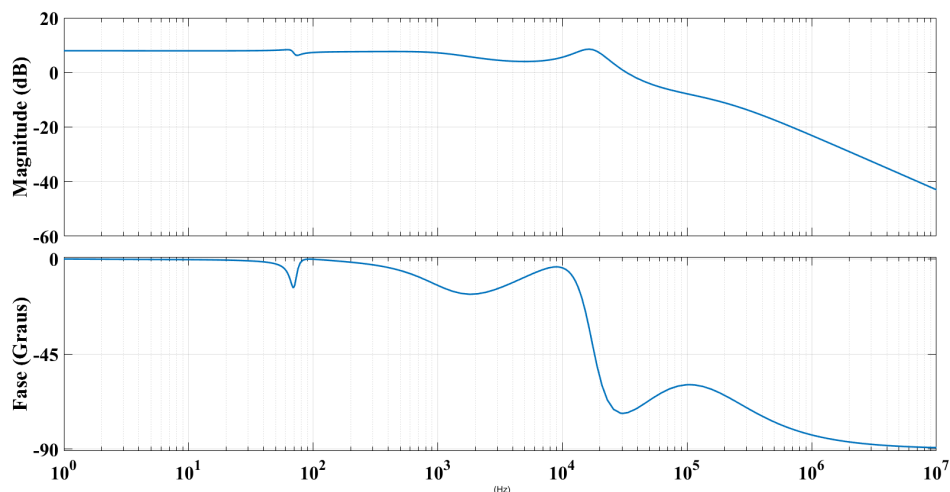
O próximo passo é ajustar a banda passante e a margem de fase. Isso foi feito em conjunto. Inicialmente três zeros foram colocados na frequência da segunda ressonância. O comportamento do ganho ficou satisfatório, mas a margem de fase ficou menor que 45° . Portanto, empiricamente através do software afastou-se um dos zeros para uma frequência razoavelmente mais baixa ($\cong 1,1$ kHz), ajustando a margem de fase. Para ajustar a banda passante, colocou-se o outro zero um pouco antes da frequência de ressonância ($\cong 11$ kHz) e o último zero um pouco depois ($\cong 16,4$ kHz), deixando a curva do ganho com a inclinação mais adequada para o caso. O sistema completo em malha aberta pode ser visto na Figura 6.13. Já o sistema em malha fechada está apresentado na Figura 6.14.

Figura 6.13 – Bode do sistema + compensador de corrente - Malha aberta



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 6.14 – Bode do sistema + compensador de corrente - Malha fechada



Fonte: Produção do próprio autor.

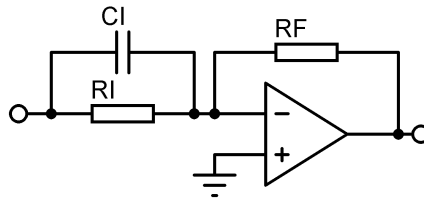
A função de transferência final do compensador é mostrada na Equação 6.17.

$$C_i(s) = \frac{6,3128 \cdot 10^{-10}(s + 1,03 \cdot 10^5)(s + 6,94 \cdot 10^4)(s + 7090)(s + 29,1)}{s(s + 179)} \quad (6.17)$$

Observa-se que o controlador possui dois zeros a mais em relação ao número de polos. Como o controle será implementado utilizando três AMPOPS, que em seu comportamento natural introduzem um polo em altas frequências e sabendo que o compensador já terá um tamanho relativamente grande, optou-se por não inserir polos em alta frequência no projeto do compensador.

Dessa forma, para que o circuito pudesse ser implementado, adotou-se a estrutura PID + filtro, que posiciona dois zeros e dois polos, seguida por dois PD, adicionando os dois zeros faltantes. O PID + filtro já foi apresentado na Figura 6.11 e na Equação (6.16). Já o PD é apresentado a seguir, conforme a Figura 6.15 e a Equação (6.18).

Figura 6.15 – PD com AMPOP



Fonte: Produção do próprio autor.

$$C_{PD}(s) = R_f C_i \left(s + \frac{1}{R_i C_i} \right) \quad (6.18)$$

Comparando o compensador projetado com as funções de transferência dos AMPOPs, obteve-se os valores dos respectivos componentes, os quais estão representados no circuito do compensador de corrente completo, disponível no Anexo E.

O compensador foi simulado, e os resultados estão mostrados no Anexo D, onde estão representados a corrente na carga (Verde), o sinal de referência (Vermelho) e a tensão de saída (Azul). É importante destacar que o controle em corrente, quando simulado no software OrCad, não apresentou bons resultados nas frequências baixas, onde ocorre a ressonância provocada pelo alto-falante. O primeiro controlador PD sempre satura, e provoca o problema que pode ser visto na simulação apresentada. O mesmo sistema foi simulado utilizando o software SIMULINK, também do MATLAB, onde foram utilizados saturadores para simular o comportamento dos AMPOPs. No SIMULINK, o controle funcionou perfeitamente, o que permite concluir que o problema está na configuração escolhida para implementação do compensador no AMPOP ou na própria simulação do OrCad. Devido ao tempo disponível para a realização do trabalho, a malha de corrente será mantida no projeto, porém não serão apresentados os resultados

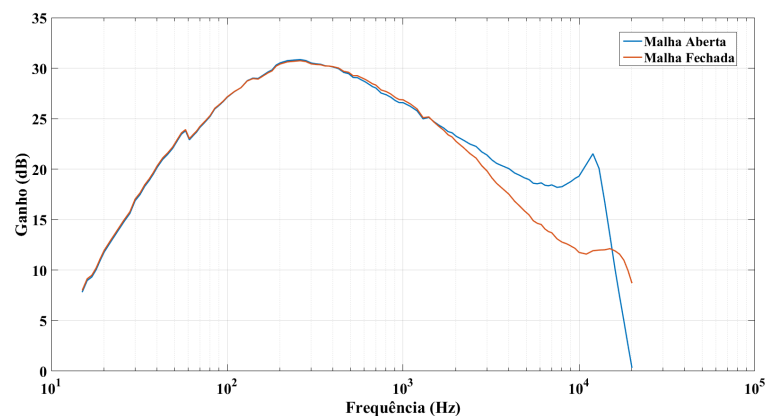
no presente trabalho. Na configuração escolhida, o controlador PD possui ganho infinito para altas frequências devido ao capacitor C_i , que pode ser observado na Figura 6.15. Caso o problema seja esse, pode-se resolvê-lo na prática adicionando um resistor em série com o capacitor limitando assim o ganho.

6.3 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

O modelo do sistema mostrou-se bastante complexo devido as ressonâncias. O controle de tensão foi facilmente implementado devido a possibilidade de utilizar uma banda passante em uma frequência maior que a de ressonância, evitando um segundo cruzamento do ganho por zero. No entanto, o ganho próximo à ressonância ainda ficou comprometido. Mesmo assim, esse fator não deve gerar um problema grade de operação.

O projeto do controle de corrente é mais trabalhoso que o de tensão. Isso devido à uma segunda ressonância, na qual a sua correção compromete diversos fatores da planta, como a margem de fase, ganho e frequência de cruzamento por zero. O fato da frequência de chaveamento escolhida ainda ser baixa comparada às utilizadas em outros amplificadores classe D, limitou o projeto em diversos parâmetros, sendo um deles a banda passante do controlador, fator que dificultou o projeto do compensador de corrente.

Figura 6.16 – Prévia da resposta em frequência do sistema



Fonte: Produção do próprio autor.

Inicialmente será implementada somente a malha de tensão. Portanto, uma previsão dos resultados práticos pode ser feita utilizando os dados coletados nos experimentos feitos com o amplificador valvulado. Para isso, multiplica-se a função de transferência da planta pelo compensador calculado. Aplica-se uma varredura na frequência substituindo o valor de " s " por " $2\pi \cdot f$ ". É importante utilizar os valores de frequência utilizados nos experimentos realizados com o amplificador valvulado. Por fim, multiplica-se esses dados pelos dados correspondentes

do pré-amplificador, que foram coletados anteriormente. Transforma-se esses valores em dB e pode-se plotar a curva resultante.

A Figura 6.16 apresenta a prévia feita para o amplificador classe D operando em malha aberta e em malha fechada com controle de tensão. É importante deixar claro que na curva que representa a malha aberta não é considerado o compensador e o ganho do sensor, apenas a função de transferência da planta e o ganho do PWM. No próximo capítulo essas curvas poderão ser comparadas com as coletadas experimentalmente.

7 CONSTRUÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS

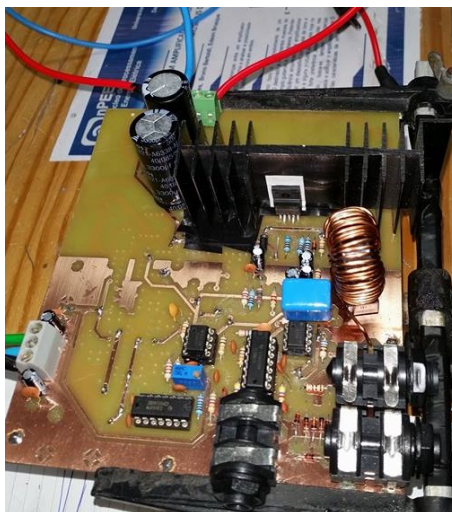
7.1 LAYOUT E PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Com o hardware todo projetado e devidamente simulado em malha aberta e malha fechada, pode-se fazer o projeto da placa de circuito impresso. Diversos critérios foram seguidos para evitar problemas provocados por possíveis elementos parasitas: capacitores de barramento posicionados próximos aos interruptores; comando dos interruptores o mais próximo possível do *gate* dos MOSFETs; sensores de corrente e tensão perto tanto da carga quanto do controlador; o comparador PWM não deve ficar distante do gerador de onda triangular e do controlador; comando e controle visivelmente separados da potência; malha de terra apenas para o circuito de controle e comando, de forma à evitar capacitâncias parasitas no lado de potência; capacitores de desacoplamento e filtro na entrada de cada fonte de alimentação e nos pinos de alimentação de todos os circuitos integrados.

O esquemático do circuito completo está apresentado no Anexo E e as faces da placa nos Anexo F, G e H.

O amplificador foi construído e inicialmente montou-se apenas o meia ponte com controlador de tensão. A Figura 7.1 apresenta uma foto do protótipo construído.

Figura 7.1 – Protótipo construído.

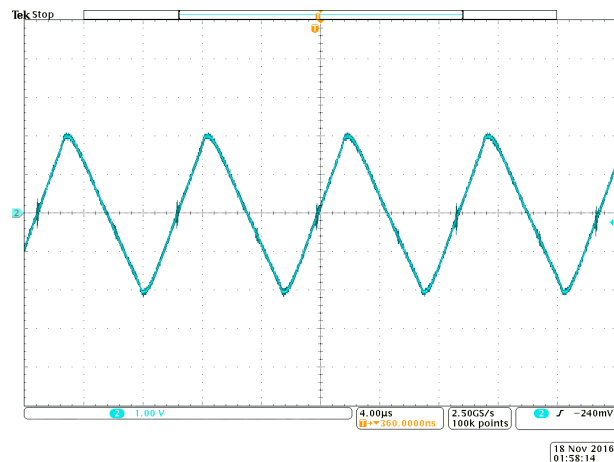


Fonte: Produção do próprio autor.

7.2 GERADOR PWM

O gerador de onda triangular ficou bem próximo do simulado. As imperfeições já eram esperadas, as quais não devem provocar grande influência na qualidade do áudio. Reafirma-se que com a estrutura montada, o projeto pode ser futuramente reajustado para que tenha-se maior seletividade dos filtros. A forma de onda é apresentada na Figura 7.2 e foi obtida do amplificador operando com uma carga resistiva de $R = 2,6 \Omega$.

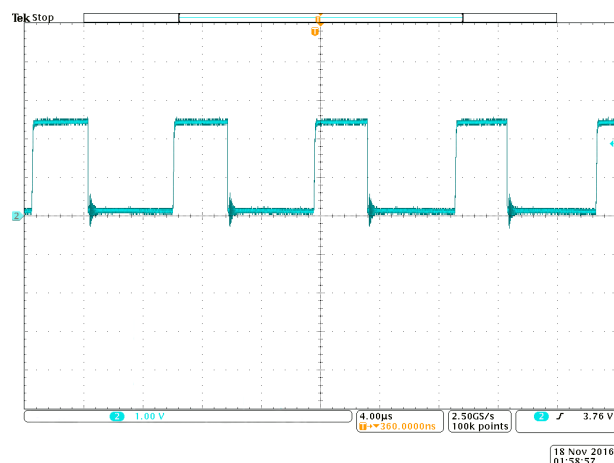
Figura 7.2 – Forma de onda da portadora.



Fonte: Produção do próprio autor.

O gerador PWM também mostrou um comportamento satisfatório. A largura do pulso varia corretamente de acordo com o índice de modulação. A Figura 7.3 mostra a forma de onda do PWM, resultante da comparação da parte negativa da senoide com a portadora, visto que a largura de pulso é menor que 50%. Boa parte do ruído observado é atribuído à própria medição.

Figura 7.3 – Forma de onda resultante do PWM.

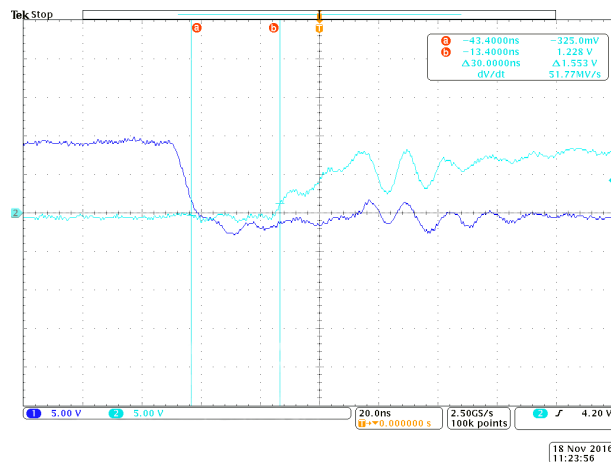


Fonte: Produção do próprio autor.

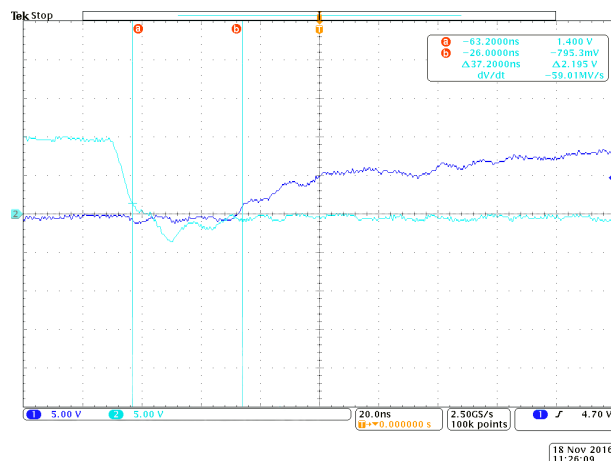
7.3 INTERRUPTORES

O tempo morto, que é observado através das formas de onda da tensão V_{GS} dos interruptores, foi medido e pode ser observado na Figura 7.4. Devido às não idealidades no *driver*, das chaves e de outros elementos do circuito, o tempo morto não ficou exatamente igual, onde os valores são 30 ns e 37,2 ns. No entanto, isso não parece ser um problema grave, visto que a diferença é pequena.

Figura 7.4 – Tempo morto nas chaves.



(a) Descida do interruptor superior



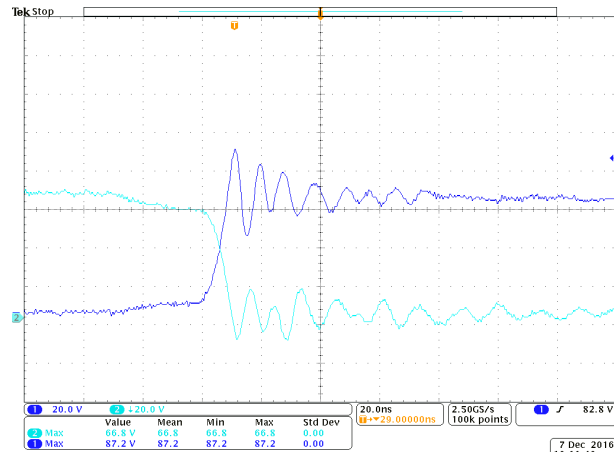
(b) Descida do interruptor inferior

Fonte: Produção do Próprio autor.

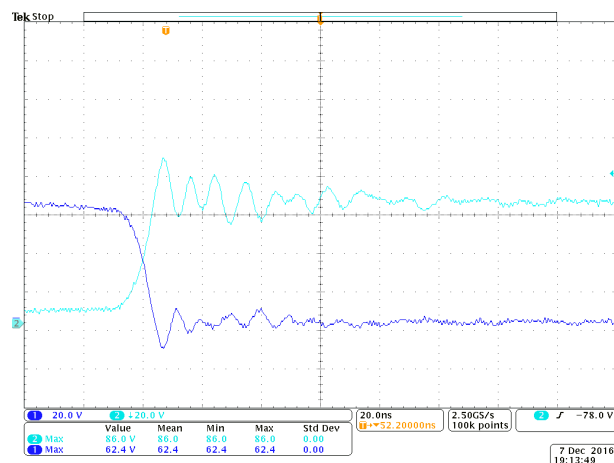
A sobretensão nas chaves não ultrapassou o limite definido na folha de dados fornecida pelo fabricante. Porém, notou-se que em determinadas situações, mais especificamente com índice de modulação alto, os pulsos mais estreitos aparentavam gerar um curto circuito de braço. Para resolver esse problema, os resistores de gate foram aumentados para $39\ \Omega$ e ainda houve a necessidade de adicionar um capacitor entre *gate* e *source* da chave superior. Esse capacitor, da

mesma forma que o aumento do resistor do gate, faz com que o tempo de subida dos interruptores fique mais lento. O problema foi minimizado, mas ainda percebia-se o fenômeno. Após a utilização de ponteiras não isoladas para a medição, esse problema não ficou mais visível. A Figura 7.5 apresenta a sobretensão nos interruptores após as modificações. Em ambas as chaves a sobretensão não ultrapassou 20 V.

Figura 7.5 – Sobretensão nas chaves.



(a) Chave superior



(b) Chave inferior

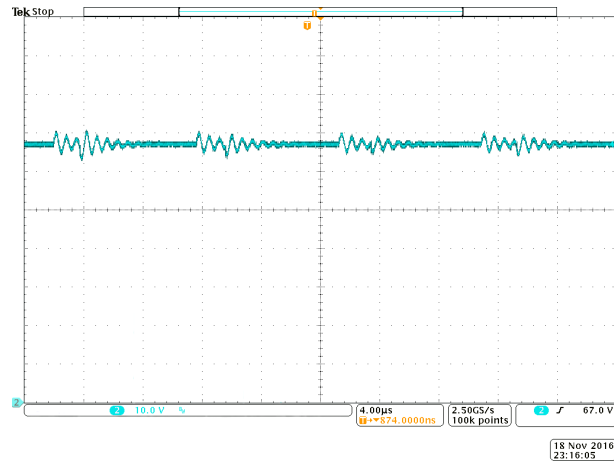
Fonte: Produção do Próprio autor.

7.4 BARRAMENTO

A tensão no barramento apresentou bastante ruído de chaveamento conforme visto na Figura 7.6. A medição de ondulação na frequência da moduladora é observada na Figura 7.7, onde é possível ver apenas a parte AC da onda. Como os valores são relativamente pequenos, na escala de 50 mV, a medição apresentou bastante ruído. A medição foi realizada com uma carga resistiva de $R = 7,6 \, \Omega$, onde aplicou-se um sinal de entrada com uma frequência de 1

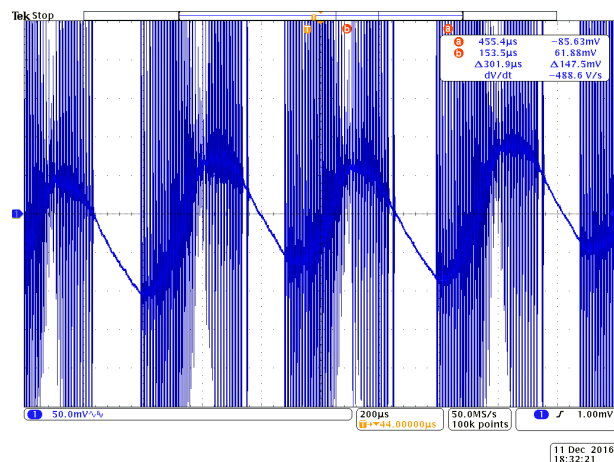
kHz. A ondulação obtida foi de aproximadamente 0,21%. É importante destacar também que um capacitor de polipropileno de $1\ \mu F$ foi adicionado em paralelo com o barramento.

Figura 7.6 – Oscilação do barramento na frequência de chaveamento.



Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 7.7 – Oscilação do barramento na frequência da moduladora.



Fonte: Produção do Próprio autor.

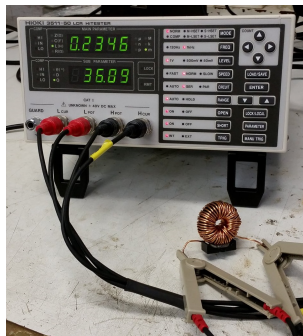
7.5 FILTRO

Inicialmente o indutor do filtro foi construído e validado através de uma ponte RL. É possível perceber que o projeto ficou bastante preciso com relação à teoria, apresentando um valor de $L = 234,6\ \mu H$. A Figura 7.8 ilustra a medição.

A Figura 7.9 apresenta a corrente na carga ao se aplicar um sinal de 6kHz, onde a carga utilizada foi o alto-falante Vintage 30. O índice de modulação é um pouco menor que 1 e o

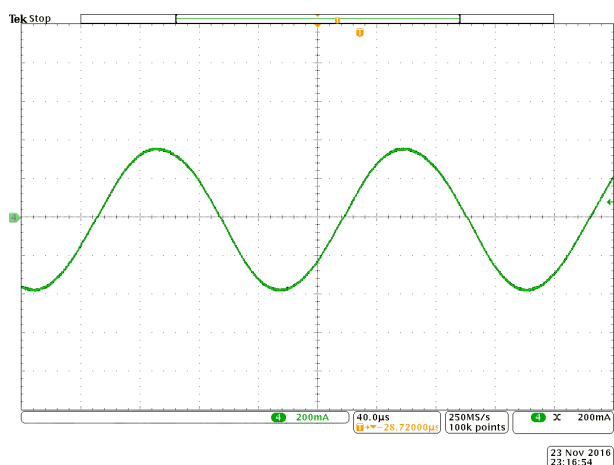
excelente resultado pode ser percebido. Como pode-se ver nas imagens, é bastante difícil de ser identificada a oscilação, portanto, não foi possível estimar a sua porcentagem.

Figura 7.8 – Indutor Projetado.

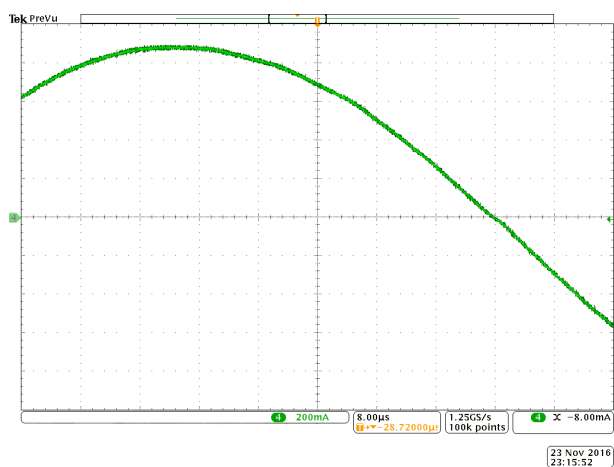


Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 7.9 – Corrente na carga em 6kHz.



(a) Escala de tempo - $40\mu s$



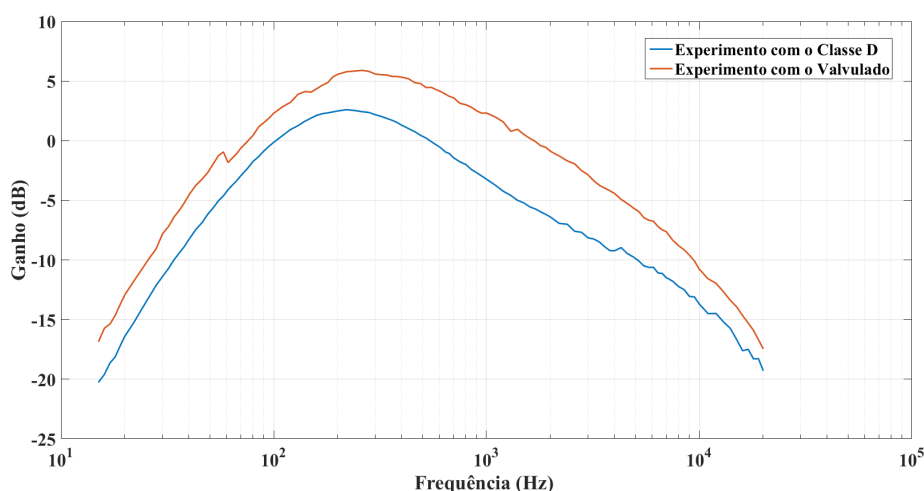
(b) Escala de tempo - $8\mu s$

Fonte: Produção do Próprio autor.

7.6 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

A resposta do amplificador completo com relação a frequência está apresentada na Figura 7.11 e também foi obtida com o alto-falante sendo utilizado como carga. Claramente percebe-se uma grande semelhança com a prévia que foi feita no capítulo anterior, apresentada na Figura 6.16. No entanto, o ganho em malha aberta ficou menor do que em malha fechada para quase todas as frequências. Outras diferenças com relação à prévia realizada podem ser explicadas devido a uma diferença diretamente no ganho do pré-amplificador. Quando foram comparadas as respostas do pré-amplificador, obtidas neste experimento e no experimento realizado no capítulo 3, percebeu-se que o comportamento se manteve bastante parecido, mas com o ganho relativamente maior no primeiro teste. As respostas do pré-amplificador obtidas neste experimento e no realizado com os valvulados é apresentada na Figura 7.10.

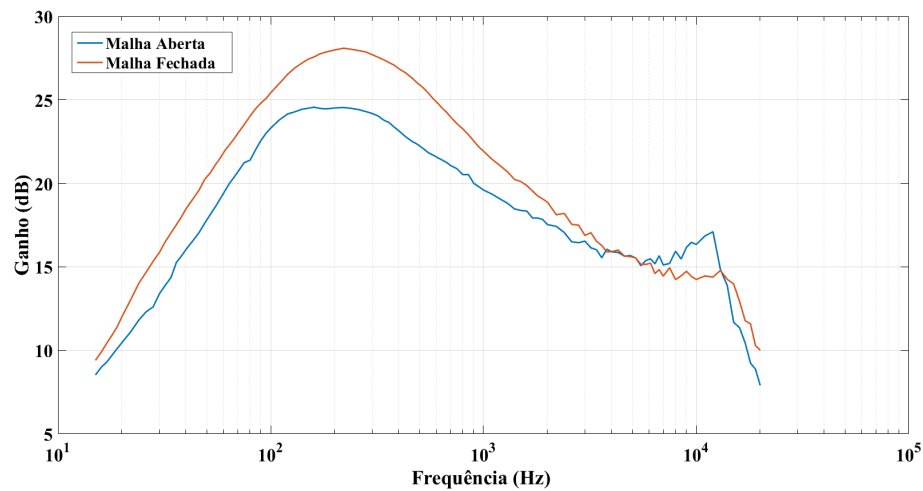
Figura 7.10 – Resposta em frequência do pré-amplificador nos dois experimentos.



Fonte: Produção do Próprio autor.

Em uma comparação direta com as curvas das Figuras 3.15 e 3.17, nota-se um comportamento relativamente diferente do amplificador valvulado completo. No entanto, há uma grande similaridade com a curva do pré-amplificador valvulado, onde percebe-se que o amplificador classe D manteve uma reprodução bem mais fiel do mesmo. Boa parte das diferenças se deve à diferença de ganho do próprio pré-amplificador entre os testes, as quais podem ser identificadas comparando as curvas apresentadas na Figura 7.10.

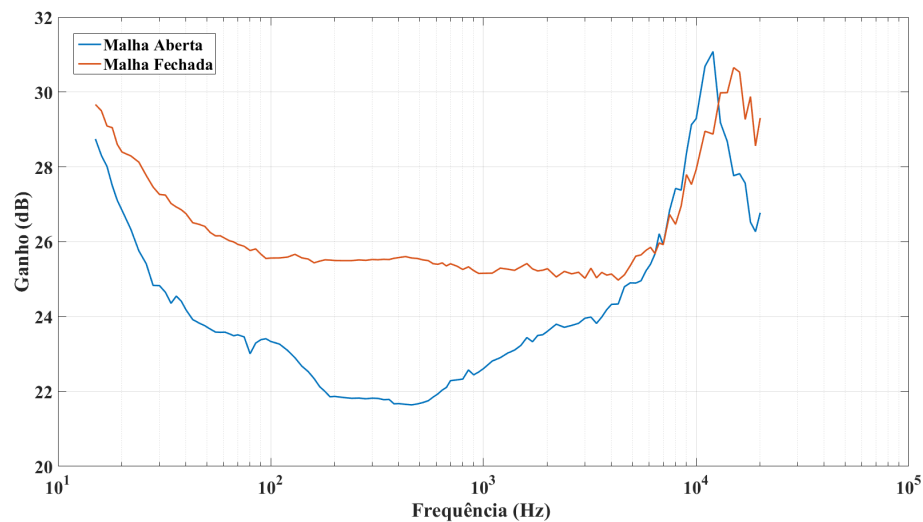
Figura 7.11 – Resposta em frequência do amplificador completo.



Fonte: Produção do Próprio autor.

O comportamento só da parte de potência, apresentado na Figura 7.12, é comparado diretamente com a Figura 3.16. Uma pequena semelhança pode ser vista, mas nota-se que a maior ressonância no classe D ocorre em frequências mais altas. Como essa ressonância ocorre em aproximadamente 12 kHz, esse efeito pode ser atribuído ao filtro de saída.

Figura 7.12 – Resposta em frequência da parte de potência.

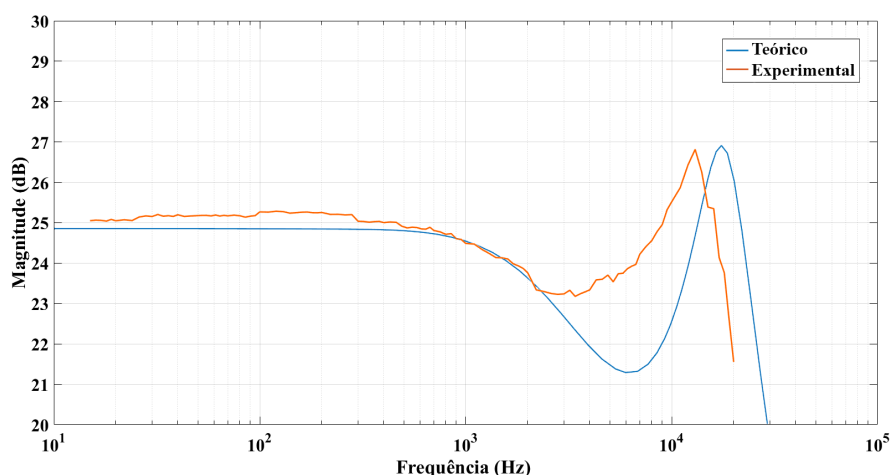


Fonte: Produção do Próprio autor.

As curvas apresentadas anteriormente não podem ser comparadas com a função de transferência de malha fechada do classe D, visto que nos testes apresentados o sinal de entrada da parte de potência é proveniente da saída do pré-amplificador, o qual altera algumas características do sinal, como amplitude por exemplo. Para uma comparação direta com a função de

transferência de malha fechada, o experimento deve ser realizado aplicando o sinal do gerador de funções diretamente na entrada do classe D. Os resultados desse experimento podem ser vistos na Figura 7.13, onde percebe-se uma leve diferença nos pontos próximos à frequência de ressonância.

Figura 7.13 – Respostas na frequência do amplificador classe D em malha aberta.

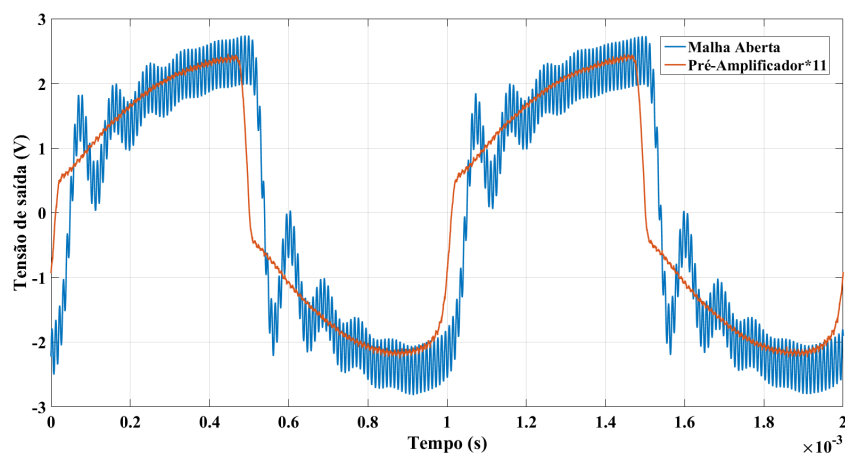


Fonte: Produção do Próprio autor.

7.7 FORMAS DE ONDA, THD E ANÁLISE HARMÔNICA

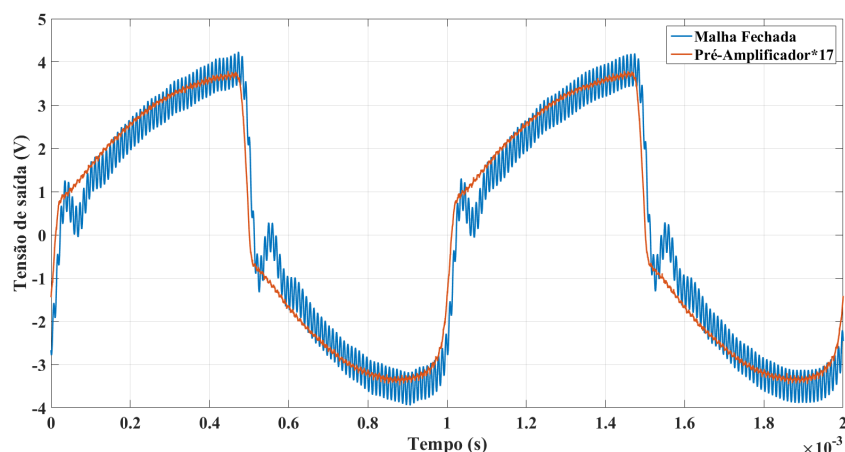
Observando as Figuras 7.14 e 7.15, é possível notar que as formas de onda ficaram assimétricas e bastante parecidas com as que o pré-amplificador produz. Outro fator facilmente percebido é uma maior distorção provocada em malha aberta. Na realidade, em malha fechada o amplificador reproduz de forma mais fiel o pré-amplificador. Já em malha aberta, o amplificador sofre influência maior de outros aspectos no circuito como por exemplo o filtro, onde as maiores oscilações, facilmente observadas na Figura 7.14, ocorrem aproximadamente na frequência de ressonância do mesmo. As diferenças no ganho e o atraso de fase já eram esperadas na frequência de 1kHz, na qual foram realizadas as medidas, visto que isso pode ser observado nos diagramas de bode do amplificador. A forma de onda do pré-amplificador foi multiplicada por um fator escolhido para que esta ficasse sobreposta às formas de onda de saída do amplificador, proporcionando assim uma melhor visualização.

Figura 7.14 – Tensão de saída do amplificador em malha aberta sem ajuste de ganho na saída do pré-amplificador.



Fonte: Produção do Próprio autor.

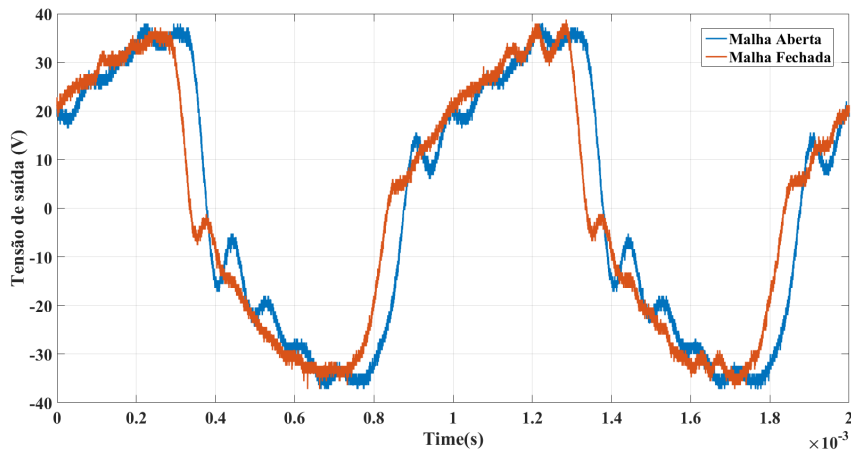
Figura 7.15 – Tensão de saída do amplificador em malha fechada sem ajuste de ganho na saída do pré-amplificador.



Fonte: Produção do Próprio autor.

Ao se observar as formas de onda, notou-se a necessidade de ajustar o ganho do sinal de saída do pré-amplificador tanto em malha aberta quanto em malha fechada, para que assim o amplificador possa operar com uma potência maior. O ajuste foi feito com um amplificador não inversor, construído externamente com o CI TL081. O ganho foi ajustado de forma que a saída do amplificador classe D não saturasse. As formas de onda estão apresentadas na figura 7.16. Neste caso a diferença de ganho pôde ser compensada devido ao ajuste pós pré-amplificador.

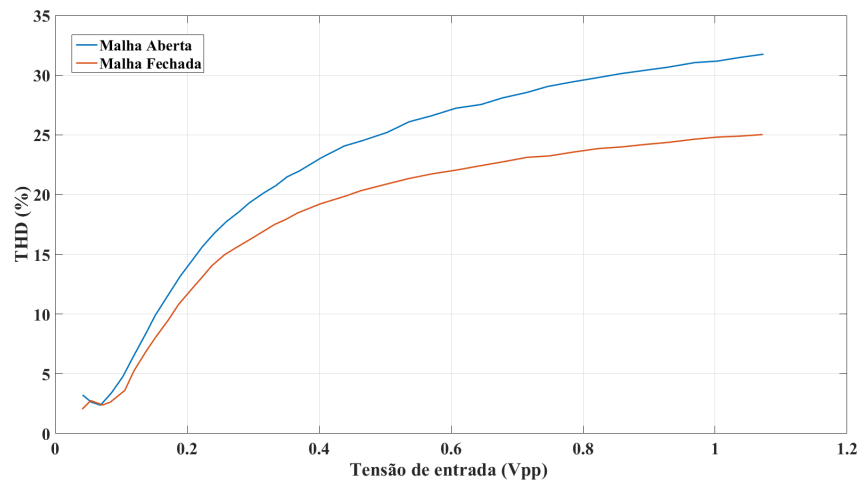
Figura 7.16 – Formas de onda com ajuste de ganho na saída do pré-amplificador.



Fonte: Produção do Próprio autor.

O comportamento da THD ajuda a confirmar esse raciocínio. As curvas ficaram extremamente semelhante às obtidas no capítulo 3 e percebe-se claramente a diferença nos níveis de distorção.

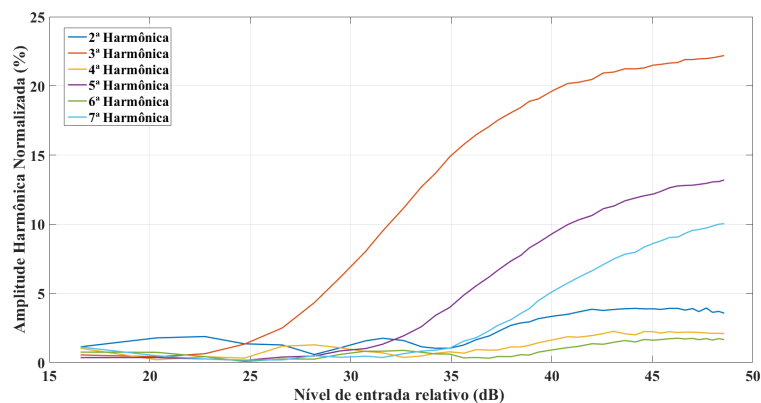
Figura 7.17 – THD.



Fonte: Produção do Próprio autor.

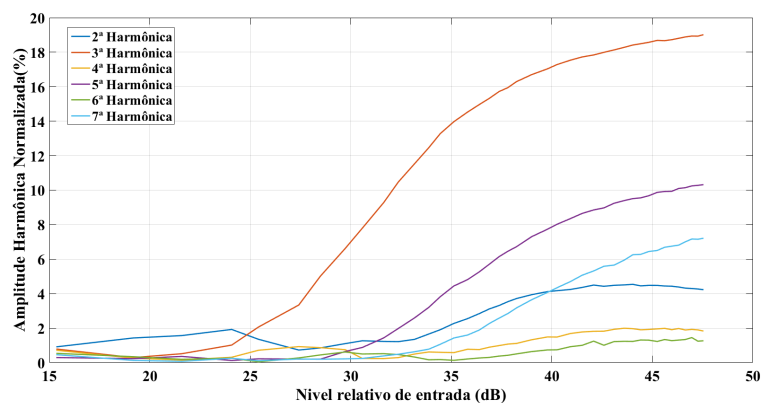
As componentes de distorção harmônica ficaram parecidas entre os dois testes do classe D. Nota-se que a malha aberta adiciona mais distorção em basicamente todas as componentes harmônicas. Se comparadas com as curvas obtidas no amplificador valvulado, nota-se uma segunda harmônica mais presente. Porém, isso é justificado após observar o comportamento das componentes do pré-amplificador no segundo teste na Figura 7.20.

Figura 7.18 – Componentes harmônicas do amplificador em malha aberta.



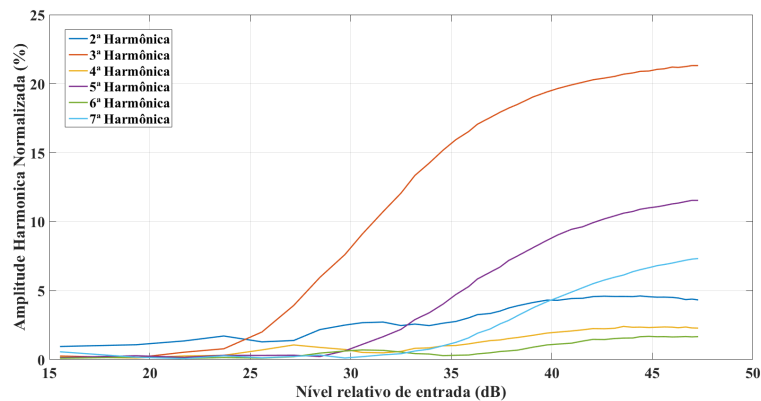
Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 7.19 – Componentes harmônicas do amplificador em malha fechada.



Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 7.20 – Componentes harmônicas do pré-amplificador.

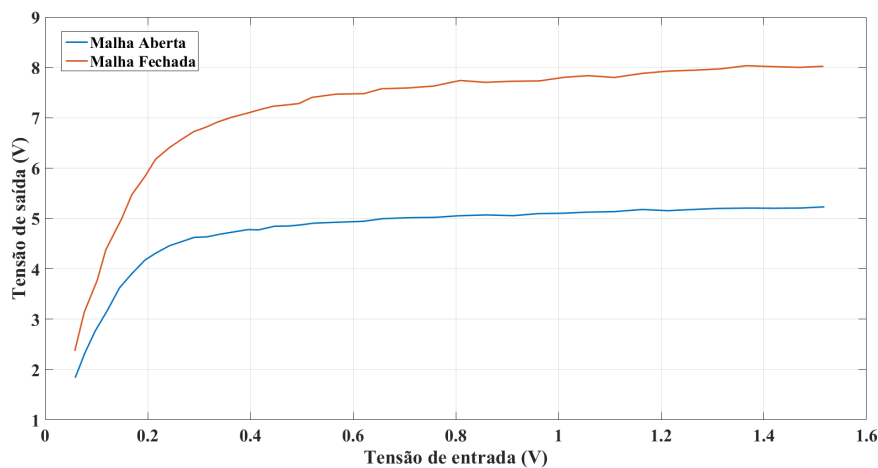


Fonte: Produção do Próprio autor.

7.8 RESPOSTA NA TENSÃO

O ganho estático do amplificador para diferentes tensões de entrada é observado na Figura 7.21. Se comparado com o amplificador valvulado, o comportamento é teoricamente o mesmo. Entretanto, a diferença de ganho comentada anteriormente é novamente perceptível e pode ser explicada pela diferença do ganho no pré-amplificador entre os experimentos e devido a necessidade de um ajuste de ganho da tensão de saída do pré-amplificador, antes de ser comparada com a portadora no caso do malha aberta ou, antes de ser compensada no caso do malha fechada. A diferença de ganho entre as estruturas em malha aberta e malha fechada também é perceptível, no entanto, é facilmente explicada observando os diagramas de bode do amplificador, onde já é esperado que em malha fechada, na frequência de 1kHz, o amplificador apresente maior ganho.

Figura 7.21 – Ganho estático do amplificador para diferentes tensões de entrada em 1 kHz.



Fonte: Produção do Próprio autor.

7.9 ANÁLISE TÉRMICA E EFICIÊNCIA

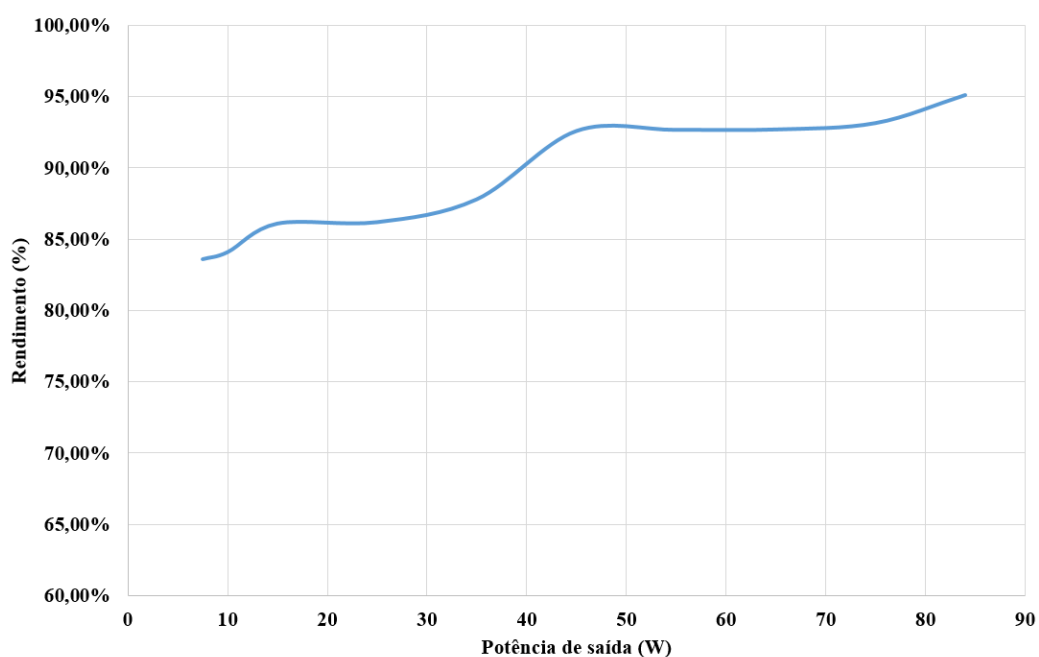
Para a realização das medidas, utilizou-se uma carga resistiva de $R = 7,4 \, \Omega$, onde a frequência do sinal aplicado é 1 kHz. A Tabela 7.1 apresenta as medições. O gráfico do rendimento pode ser visto na Figura 7.22, onde percebe-se um bom aproveitamento do amplificador, chegando a um rendimento maior que 95% quando operado na potência nominal.

Tabela 7.1 – Rendimento do amplificador para diversas potências de saída.

Potência de saída (W)	Potência de entrada (W)	Rendimento (%)
84	88,32	95,11
75	80,52	93,14
65	70,18	92,62
55	59,20	92,91
45	48,60	92,59
35	39,86	87,81
25	29,00	86,21
15	17,42	86,11
10	11,89	84,10
7,5	8,85	84,75

Fonte: Produção do próprio autor.

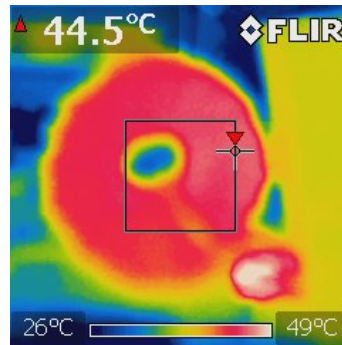
Figura 7.22 – Rendimento em função da potência de saída.



Fonte: Produção do Próprio autor.

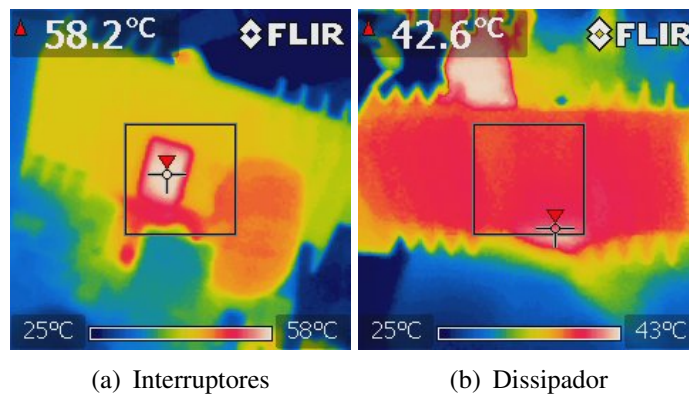
A temperatura dos componentes foi observada com o amplificador operando na potência nominal. Antes das imagens serem obtidas, aguardou-se que o amplificador entrasse em regime térmico. A temperatura ambiente do laboratório era de 23°C.

Figura 7.23 – Temperatura no indutor.



Fonte: Produção do Próprio autor.

Figura 7.24 – Temperatura nos interruptores e no dissipador.



Fonte: Adaptado de Aitchison e Fenton (2010).

A Figura 7.23 apresenta a temperatura no indutor, a qual apresentou um valor de $44,5^{\circ}\text{C}$, bem próximo dos $47,22^{\circ}$ que foram calculados na seção 5.3 do capítulo 5, onde havia sido considerada uma temperatura ambiente de 25°C . A Figura 7.24 apresenta a temperatura nas chaves e no dissipador. Se as temperaturas do dissipador e dos interruptores forem calculadas, tomando como base valores apresentados na seção 5.5 do capítulo 5, chega-se em $34,1^{\circ}\text{C}$ e $41,54^{\circ}\text{C}$ respectivamente. Na prática, como visto nas figuras, o dissipador apresentou uma temperatura de $42,6^{\circ}\text{C}$ e as chaves $58,2^{\circ}\text{C}$. Essas diferenças podem ter ocorrido devido às aproximações feitas nos cálculos e o fato das perdas nos diodos das chaves terem sido desconsideradas. Outro motivo é o fato do material utilizado para a isolamento térmica ser uma fita específica para colar dispositivos em dissipadores, a qual apresenta uma resistência térmica menor que o isolador considerado no cálculo.

7.10 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

De acordo com os resultados, as técnicas de projeto utilizadas parecem ser adequadas e convergirem com a prática, visto que o amplificador funcionou bem. No entanto, alguns problemas com medição ocorreram, como por exemplo a identificação da oscilação de corrente, o que prejudicou a realização de conclusões mais pontuais a respeito da precisão dos cálculos com relação à parte experimental. É importante apenas reafirmar que as medições que foram realizadas com o intuito de avaliar os esforços dos componentes e necessitavam aplicar potência máxima, foram realizadas utilizando uma carga resistiva, para que não houvesse riscos de danificar o alto-falante. Já as medições com o intuito de avaliar o comportamento do sistema, como análise na frequência, tensão e formas de onda, foram feitas utilizando o próprio alto-falante como carga.

Quanto as semelhanças com um amplificador valvulado, percebe-se que o amplificador classe D reproduz bem as distorções do pré-amplificador. Os comportamentos das partes de potência ainda apresentam algumas diferenças que podem ser melhor estudadas e minimizadas através de modificações.

8 CONCLUSÃO

Conclusões mais específicas já foram realizadas nas considerações de cada capítulo. Portanto, aqui serão apresentadas conclusões de aspecto mais geral a respeito do trabalho.

O amplificador classe D, conforme esperado, reproduz bem as características do pré-amplificador. Supõe-se que esse fato pode proporcionar uma qualidade interessante ao áudio, onde é possível obter um bom desempenho tanto em malha aberta como em malha fechada, sendo que em malha aberta uma distorção maior é perceptível. A estrutura com a malha de controle de tensão, projetada utilizando o modelo do alto-falante, mostrou resultados satisfatórios e com base em testes auditivos, é a que mais se aproximou do som de um amplificador valvulado.

Quanto a validação do projeto teórico, mesmo que dados como a oscilação de corrente na carga não puderam ser totalmente comprovados devido a problemas de medição, os resultados práticos convergem com a teoria, mostrando assim uma validade dos métodos utilizados para o projeto do amplificador. Os resultados experimentais com relação às análises na tensão e na frequência mostraram uma diferença no ajuste do pré-amplificador entre os testes com o amplificador valvulado e com o classe D, dificultando a comparação direta entre os dois. O problema pode ter ocorrido por falha no ajuste ou pela influência da parte de potência na resposta do pré-amplificador, visto que a impedância de saída do pré-amplificador não é zero e a impedância de entrada do amplificador não é idealmente infinita.

Os custos para a fabricação do classe D não ultrapassaram R\$150,00, valor no qual é bem menor que o custo de fabricação de um valvulado. Além do custo, o classe D é consideravelmente mais leve, menor e apresenta um rendimento consideravelmente elevado. Essas características e o fato do amplificador apresentar certa similaridade com o som dos amplificadores valvulados, mostram que o mesmo pode ser uma alternativa viável para a inserção no mercado no futuro.

Por fim, uma análise pessoal concluiu que as maiores diferenças entre o amplificador classe D e o valvulado estão na reprodução de agudos, onde acredita-se que o valvulado apresenta maior presença dos mesmos.

9 TRABALHOS FUTUROS

Apesar de problemas ocorrerem na simulação do amplificador com a malha de corrente, sugere-se a montagem prática do circuito de forma a analisar o real comportamento do sistema. Acredita-se que há grandes possibilidades de não ocorrerem tais problemas devido às não idealidades do circuito que provocam certo amortecimento e ajudam a evitar que o controlador PD sature. Outras medidas também podem ser tomadas para que o problema seja minimizado. Com a malha de corrente funcionando recomenda-se fortemente uma comparação direta com os resultados obtidos utilizando a malha de tensão.

Como foi possível reproduzir bem as características do pré-amplificador, recomenda-se a realização de testes com alguns guitarristas, procurando avaliar a aceitação do som produzido pelo amplificador. Acredita-se que é possível agradar uma boa parcela dos músicos.

Devido às diferenças, mesmo que pequenas, entre as respostas do pré-amplificador durante os testes, sugere-se a repetição de um dos experimentos, buscando a mesma configuração para que os resultados possam ser diretamente comparados. Com as diferenças claramente visíveis, modificações podem ser propostas para se buscar um comportamento mais semelhante entre os dois amplificadores. Para concluir a respeito da necessidade dessas modificações é importante realizar avaliações com guitarristas, conforme comentado anteriormente.

Algumas modificações podem ser feitas como a adição de fontes auxiliares, eliminando a necessidade de utilizar mais de uma fonte de alimentação externa, projetar um circuito capaz de garantir o balanceamento dos capacitores e ajustar o ganho do sinal de saída do pré-amplificador. A sobretensão nas chaves ainda pode ser diminuída com melhorias no layout e a forma da onda triangular pode ser melhorada. Provavelmente essas modificações não provocarão grandes diferenças na qualidade do áudio. No entanto, controlar a sobretensão proporcionará um aumento da vida útil do amplificador e uma diminuição do ruído de chaveamento, o qual é refletido em outros componentes.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADAMS, J. **Bootstrap Component Selection For Control IC's**. [S.l.], 2016.
- AITCHISON, M. **The thermionic valve and its uses for low powered guitar amplification**. Dissertação (Mestrado) — University of Huddersfield, 2011.
- AITCHISON, M.; FENTON, S. Can transistors sound like valves? In: **Future Technologies in Computing and Engineering: Proceedings of Computing and Engineering Annual Researchers' Conference 2010: CEARC'10**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 20–26.
- BARBOUR, E. The cool sound of tubes [vacuum tube musical applications]. **Spectrum, IEEE**, 1998. v. 35, n. 8, p. 24–35, 1998. ISSN 0018-9235.
- BATSCHAUER, A. L. **Modulação por Largura de Pulso**. [S.l.], 2012.
- BEIS, U. **An Introduction to Delta Sigma Converters**. 2007. Disponível em: <<http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma.html>>.
- BORTONI, R. Amplificadores de potência. In: **Encontro de Sistemas de Áudio - STUDIO R / SELENIUM**. [s.n.], 2012. Disponível em: <http://www.studior.com.br/amp_avan.pdf>.
- BRAGA, N. C. **Fator de amortecimento (ART271)**. 2014. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/como-funciona/1751-art271>>.
- BUSSEY, W.; HAIGLER, R. Tubes versus transistors in electric guitar amplifiers. In: **Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '81**. [S.l.: s.n.], 1981. v. 6, p. 800–803.
- CARVALHO, N. M. G. B. de. **Otimização da Distorção Não-linear de Intermodulação em Amplificadores de Sinais Multi-Portadora**. Tese (Doutorado) — Universidade de Aveiro, 1999.
- COUCH, C. R. **Designing Vacuum Tube Amplifiers and Related Topics**. 2009. Disponível em: <<http://www.guitarstudio.tv/documents/Designing-V-T-Amplifiers.pdf>>.
- COVERT, J.; LIVINGSTON, D. L. A vacuum-tube guitar amplifier model using a recurrent neural network. In: **Southeastcon, 2013 Proceedings of IEEE**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–5. ISSN 1091-0050.
- COX, J.; DURST, J.; SILVIA, J. **Class D Audio Amplifier**. 2008. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado) - Worcester Polytechnic Institute, 2008.
- DEKKER, M. **DC Inductor Design Using Powder Cores**. [S.l.], 2004.
- DONDON, P.; MICOULEAU, J. M. An original approach for the design of a class d power switching amplifier-an audio application. In: **Electronics, Circuits and Systems, 1999. Proceedings of ICECS '99. The 6th IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 161–164 vol.1.

GE, T.; CHANG, J. Filterless class d amplifiers: power-efficiency and power dissipation. **IET Circuits, Devices & Systems**, 2010. v. 4, n. 1, p. 48–56, Janeiro 2010.

HALL, D. A. **Understanding Intermodulation Distortion Measurements**. 2013. Disponível em: <<http://electronicdesign.com/communications/understanding-intermodulation-distortion-measurements>>.

HAMM, R. O. Tubes versus transistors-is there an audible difference. **J. Audio Eng. Soc**, 1973. v. 21, n. 4, p. 267–273, 1973. Disponível em: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=1980>>.

HAMM, R. O. Comments on “transistors can sound better than tubes”. **J. Audio Eng. Soc**, 1977. v. 25, n. 3, p. 119–120, Março 1977.

HEERDT, F. W. **Amplificadores Chaveados para Aplicações em Áudio**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal Santa Catarina, Florianópolis, Dezembro 1997.

HIMMELSTOSS, F. A.; EDELMOSER, K. H. High dynamic class-d power amplifier. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, 1998. v. 44, n. 4, p. 1329–1333, 1998. ISSN 0098-3063.

HONDA, J.; ADAMS, J. **Application Note AN-1071: Class D Audio Amplifier Basics**. [S.l.], 2005. Disponível em: <<http://www.infineon.com/dgdl/an-1071.pdf?fileId=5546d462533600a40153559538eb0ff1>>.

HONDA, J.; CHENG, X. chang. **AN-1144 - IRS20957S Functional Description**. [S.l.], 2016.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **HV Floating MOS-Gate Driver ICs**. [S.l.], 2016.

JEONG, J. H.; SEONG, H. H.; YI, J. H.; CHO, G. H. A class d switching power amplifier with high efficiency and wide bandwidth by dual feedback loops. In: **Consumer Electronics, 1995., Proceedings of International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1995. p. 428–429.

KARJALAINEN, M.; PAKARINEN, J. Wave digital simulation of a vacuum-tube amplifier. In: **2006 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2006. v. 5, p. V–V. ISSN 1520-6149.

LIESKE, W. F. **Intermodulation Interference**. 2014. Disponível em: <<https://www.midians.com/html/intermod-explained.php>>.

MAGMATTEC. **Núcleos de Sendust**. [S.l.], 2016.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. Florianópolis: [s.n.], 2011.

MILLET, P. The sound of distortion. In: **The European Triode Festival**. [S.l.: s.n.], 2004.

MONTEITH, D.; FLOWERS, R. Transistors can sound better than tubes. **J. Audio Eng. Soc**, 1977. v. 25, n. 3, p. 116–119, Março 1977.

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

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

PAKARINEN, J.; YEH, D. T. A review of digital techniques for modeling vacuum-tube guitar amplifiers. **Computer Music Journal**, 2009. v. 33, n. 2, p. 85–100, 2009. ISSN 0148-9267.

PIRES, F. J. A. **Amplificador de Áudio Classe D**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Porto, 2010.

RUTT, T. E. Vacuum tube triode nonlinearity as part of the electric guitar sound. In: **Audio Engineering Society Convention 76**. [s.n.], 1984. Disponível em: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=11614>>.

SANTOS, M. A. da S. **Transistor**. 2016. Disponível em: <<http://mundoeducacao.bol.uol.com.br/fisica/transistor.htm>>.

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

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 5. ed. [S.l.]: Oxford University Press, 2007.

SOLLO. **AMPLIFICADORES VALVULADOS X TRANSISTORIZADOS**. 2016. Disponível em: <<http://www.solloamps.com.br/blog/2016/05/10/amplificadores-valvulados-x-transistorizados/>>.

TEXAS INSTRUMENTS. **CD40106B CMOS Hex Schmitt-Trigger Inverters**. [S.l.], 2016.

WRIGHT, J. R. An empirical model for loudspeaker motor impedance. In: **Audio Engineering Society Convention 86**. [s.n.], 1989. Disponível em: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=5918>>.

YAZBEK, J. **Amplificadores de potência: Mitos e Verdades parte 3**. 2013. (Revista Áudio e Vídeo). Disponível em: <<http://www.jyazbek.com.br/img/artigos/pdf/amplificadores-3.pdf>>.

Testes



Bruschi G40

JAQUES MOLINA

POR MAIS QUE A TECNOLOGIA EVOLUA, um dos segmentos que mais cresce, inclusive no Brasil, é dos amplificadores valvulados de boutique. Uma interessante novidade vinda do Sul são os amps Bruschi, fabricados em Blumenau, Santa Catarina. O G40 é o primeiro representante da marca. Possui construção robusta, acabamento caprichado e desperta boa dose de curiosidade para quem se depara com ele pela primeira vez.

À primeira vista, sua concepção e design são tradicionalistas, e o revestimento de vinil marrom do modelo avaliado realça ainda mais essa característica vintage. Mas, na realidade, seu projeto

é bem mais avançado do que parece. Possui 40 watts, obtidos por meio de duas válvulas 6L6GC, e apenas um canal, que possui entrada de baixa ou alta impedância. Seus controles – com knobs estilo cabeça-de-galinha situados em um painel dourado na parte frontal – são de ganho, graves, médios, agudos, reverb, presença e máster, além das chaves Power e Standby e uma terceira denominada SAG, que aciona um exclusivo circuito que altera o comportamento geral do amp. A tela frontal possui design diferenciado, graças aos cantos inferiores arredondados, e oculta dois ótimos falantes Eminence Copperhead de 10". A traseira é do tipo semiaberta e conta com chave seletora de voltagem, entrada para cabo de força removível, chave ground/lift, send/return e saída auxiliar com botão de nível. Seu par de falantes é conectado por meio de um plugue P10 e o mesmo pode ser retirado para conexão de caixa externa. Um detalhe inovador, que confirma a

racionalidade do projeto, é que apenas as válvulas de saída e os transformadores encontram-se no exterior do chassi, com as válvulas de pré-amp localizadas em seu interior, visíveis através das aletas de refrigeração. Para finalizar com chave de ouro a atenção aos detalhes por parte do fabricante, o G40 vem com uma capa protetora do mesmo material do revestimento externo, que possui outras opções de cores, a gosto do cliente.

Para este teste, utilizei duas guitarras Duesenberg Starplayer. Elas combinaram perfeitamente com a proposta do Bruschi G40. Plugadas na entrada de alta impedância, obtive timbres clássicos e precisos, com incrível dose de definição e dinâmica. A equalização do amp é excelente, com a faixa de atuação das três frequências básicas muito bem focadas. Com o botão Presence próximo ao máximo, foi muito simples chegar ao som desejado, fosse ele limpo ou saturado.

Os graves do G40 são bem definidos, característica obtida provavelmente em virtude da utilização dos dois Eminence de 10", em vez de um único falante de 12". A atuação dos médios é bem legal, mas não proporciona um corte muito radical mesmo com o botão Presence no máximo, respeitando a importância dessa

BRUSCHI G40

PRÓS	Totalmente valvulado. Proporciona timbres clean bastante complexos e drives encorpados e muito dinâmicos. Exclusivo recurso SAG.
CONTRAS	Nenhum.
CONTATO	Tel.: (47) 3323-1838 – www.bruschiamps.com.br



frequência no timbre, sem torná-lo artificial. Os agudos do G40 são musicais e vivos, sem a necessidade de ajustes muito altos para que seus timbres ficassem brilhantes na medida exata.

Os timbres clean do amp remetem

aos de um bom Fender ou Mesa/Boogie, e seu controle de ganho pode fazê-los soar completamente limpos ou com uma leve dose de crunch. O excelente reverb Accutronics do G40 é capaz de tornar seus timbres limpos ainda mais sofisticados, mas deve ser ajustado com moderação. O volume do amp é bem generoso, dando a impressão de que possui bem mais do que 40 watts. O amp apresenta ainda transformadores superdimensionados e um engenhoso sistema de estabilização de voltagem que mantém estável a voltagem enviada ao filamento das válvulas.. Além disso, uma de suas ótimas características é que ele foi capaz de soar bastante limpo mesmo em volumes altíssimos.

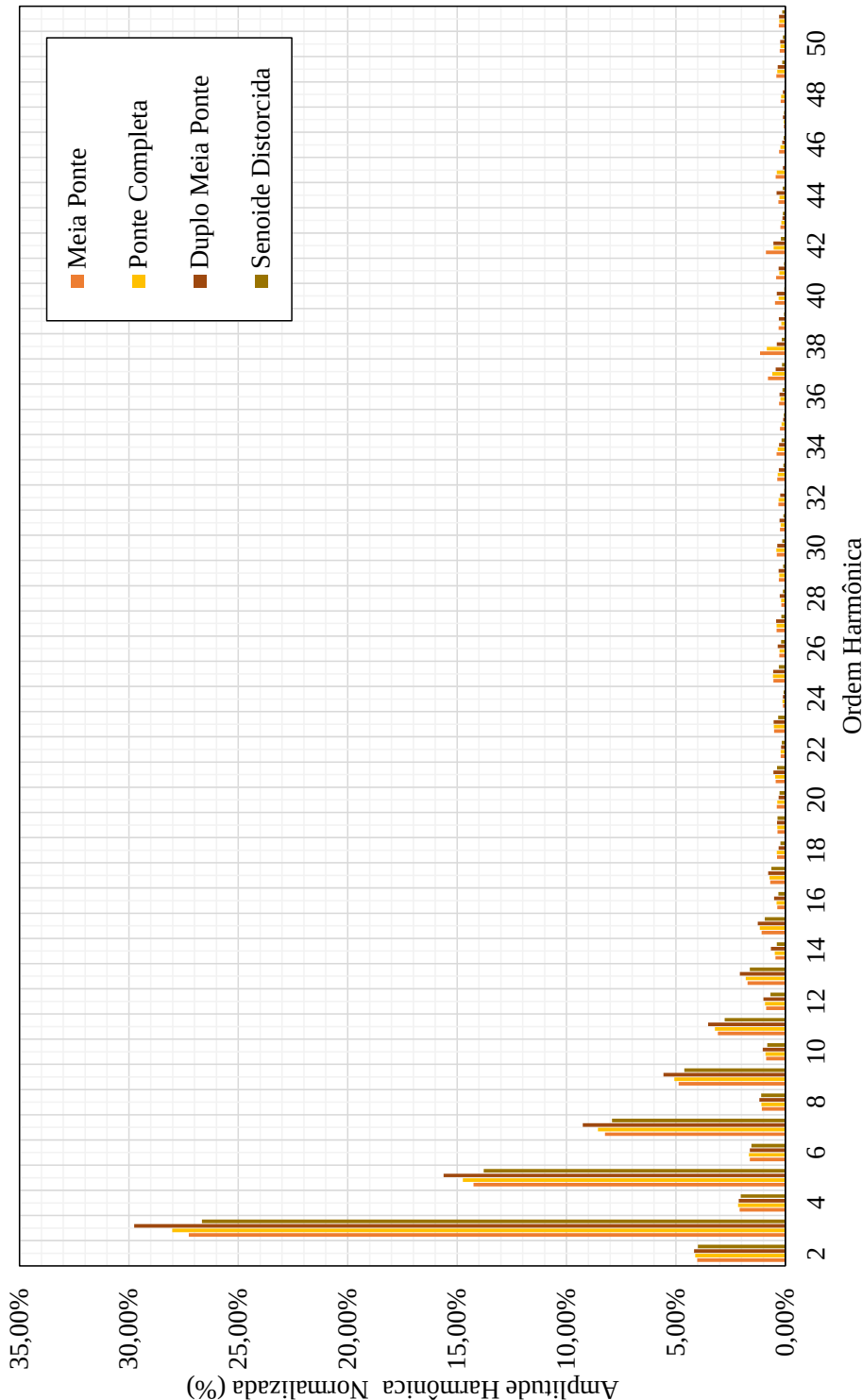
Com o ganho em ajustes extremos, o G40 proporciona um drive bem dinâmico, que traduz fielmente a potência e o timbre dos pickups das guitarras utilizadas e pode tornar-se bem limpo com a diminuição do volume do instrumento. Com as Duesenberg, consegui sons matadores para rock básico e blues, mas timbres mais radicais exi-

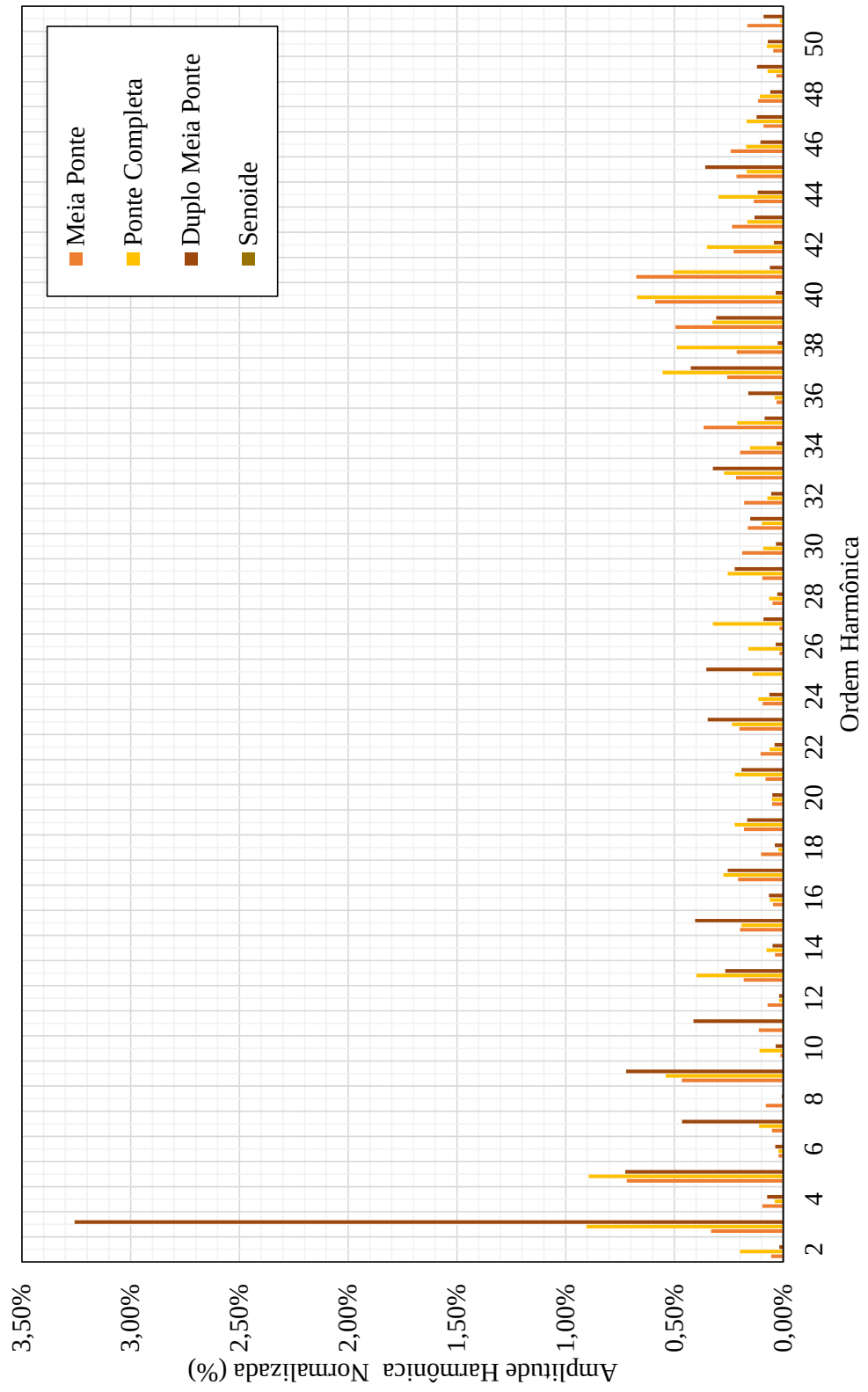
giram guitarras com pickups bem mais potentes ou pedais extras.

Ao acionar a chave SAG, ocorreu uma compressão bem maior nos timbres saturados, como ocorreria em um amp com válvulas retificadoras reais. Porém, nessa regulagem, o G40 perdeu um bocado de seu ataque e vivacidade, mas acredito que muitos blueseiros que utilizam pouca saturação e altos volumes vão curtir a “aveludada” que a chave SAG proporciona. Esse amp agradará em cheio aos seguidores desse estilo ou roqueiros mais sofisticados. Por mais genial que seja o recurso SAG, preferi a sonoridade natural desse Bruschi, bastante dinâmica e explosiva. Ao utilizar alguns pedais de distorção conectados à sua entrada, obtive um resultado espetacular, que somou o ganho do amp com os ganhos dos pedais, que apenas deram uma “empurradinha” extra.

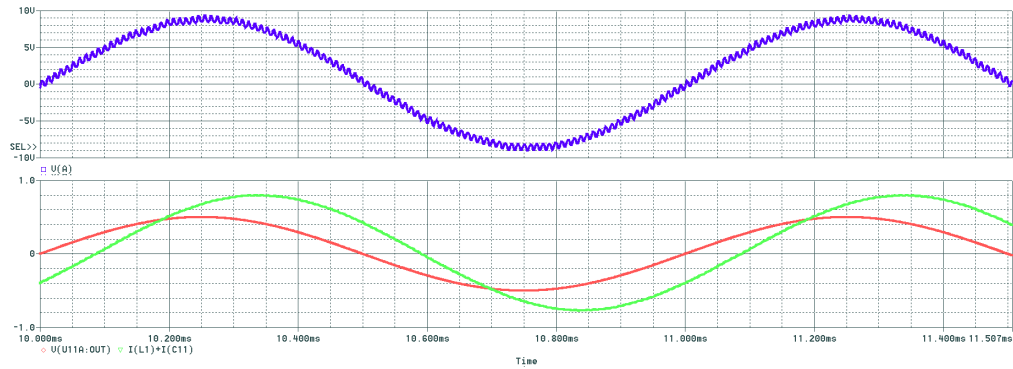
O Bruschi G40 é um amp de concepção muito inteligente, que possui potência na medida certa e timbres quentes e sofisticados, além de construção e acabamento dignos de um genuíno amp de boutique dos bons, que merece o Prêmio Equipa de Ouro. ■

ANEXO B – Distorção harmônica em topologias de classe D

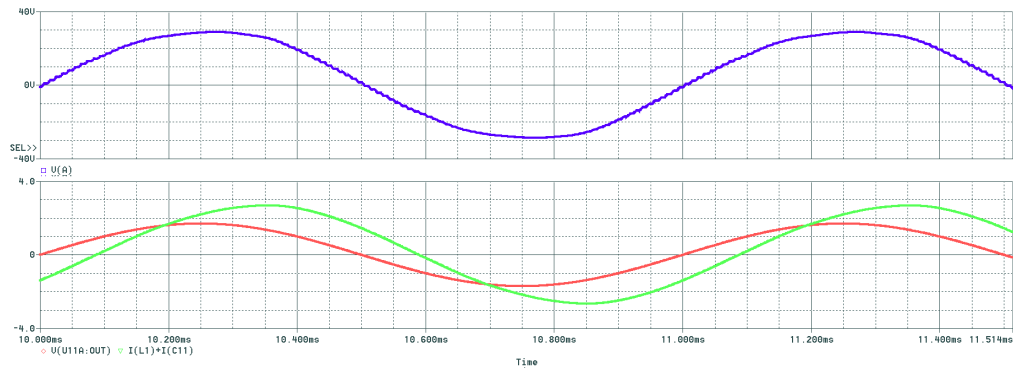




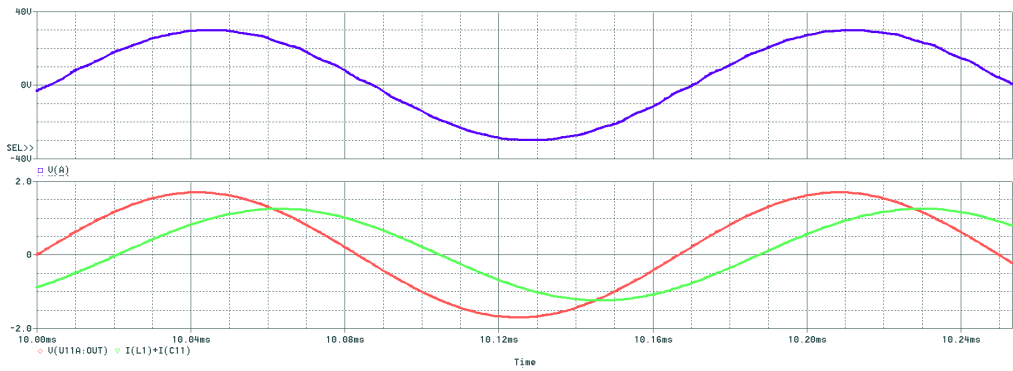
ANEXO C – Simulação em malha fechada - Controlador de tensão



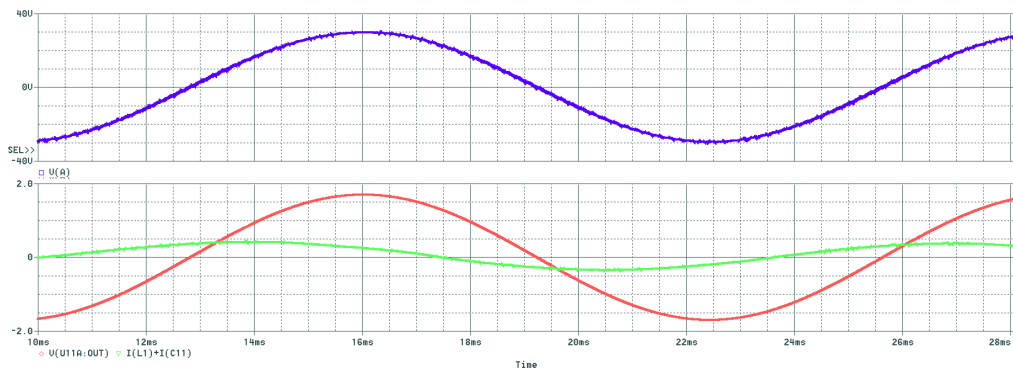
(a) Sinal de referência: 0,5 Vpp - 1kHz



(b) Sinal de referência: 1,7 Vpp - 1kHz

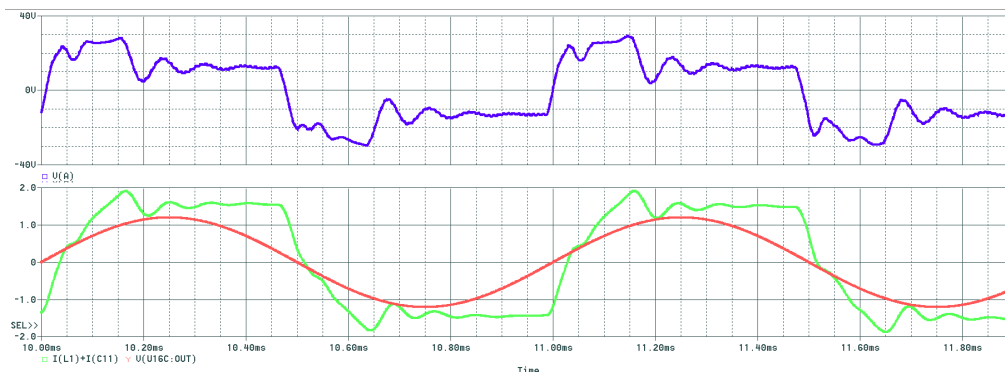


(c) Sinal de referência: 1,7Vpp - 6kHz

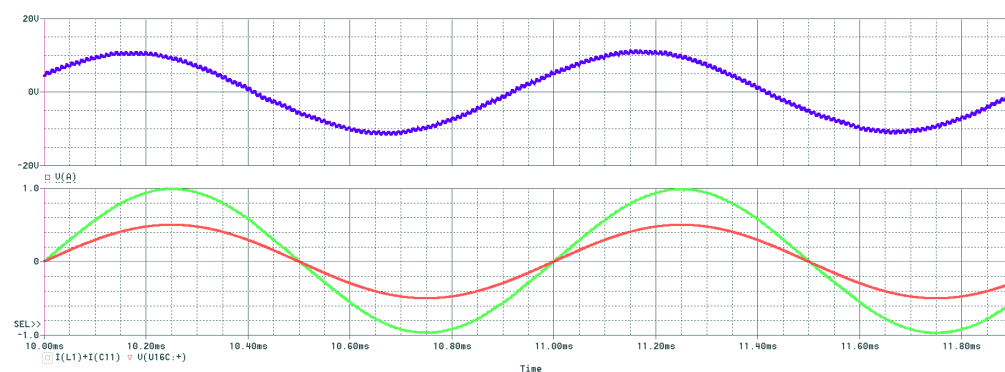


(d) Sinal de referência: 1,7Vpp - 78Hz

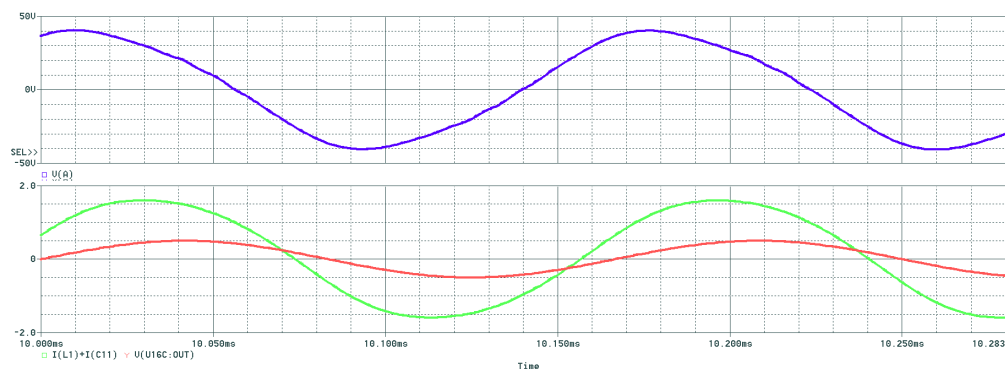
ANEXO D – Simulação em malha fechada - Controlador de corrente



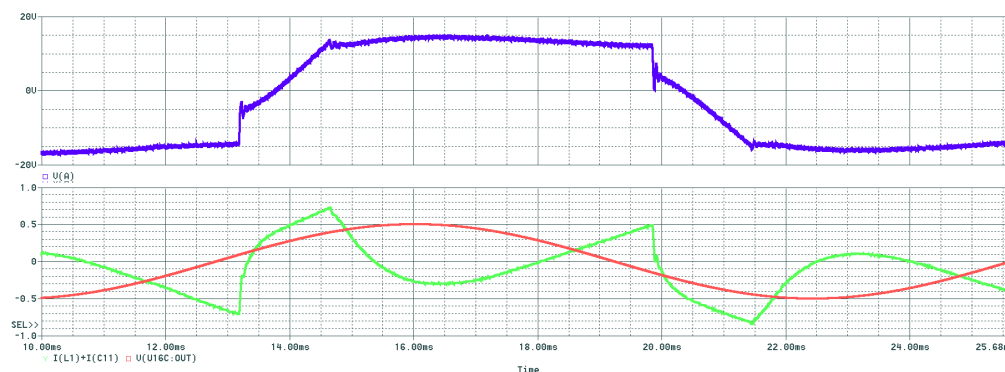
(e) Sinal de referência: 1,2 Vpp - 1kHz



(f) Sinal de referência: 0,5 Vpp - 1kHz

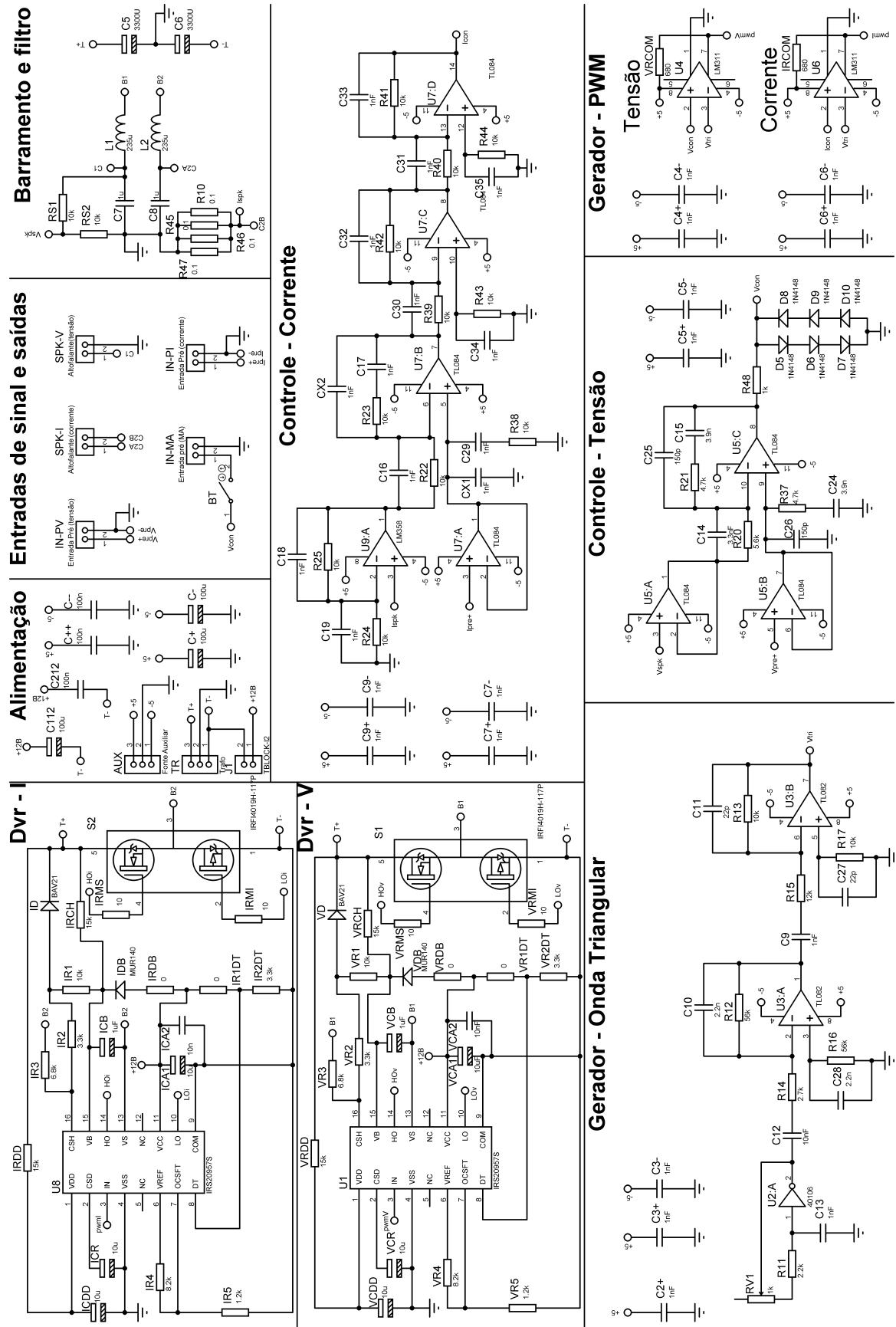


(g) Sinal de referência: 0,5Vpp - 6kHz

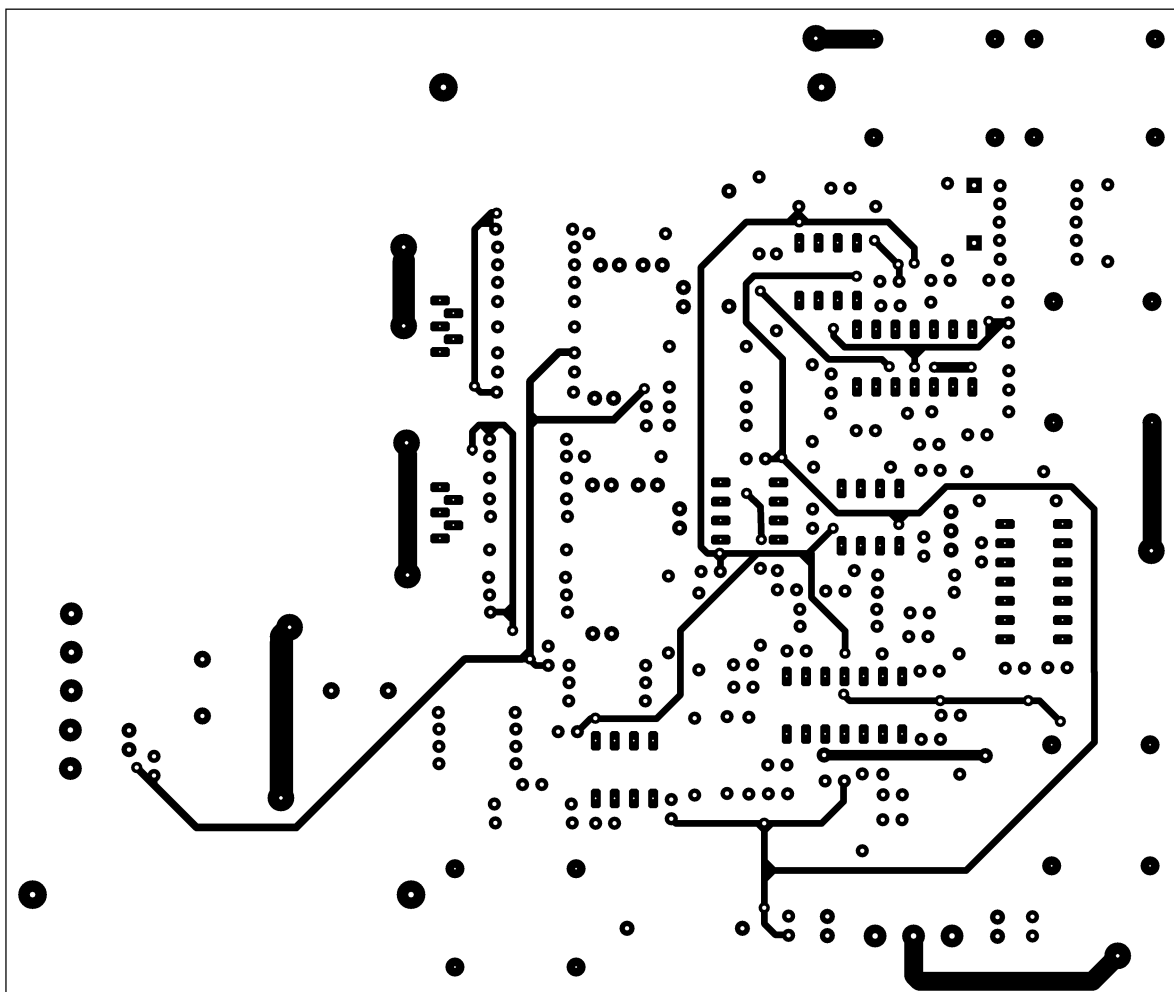


(h) Sinal de referência: 0,5Vpp - 78Hz

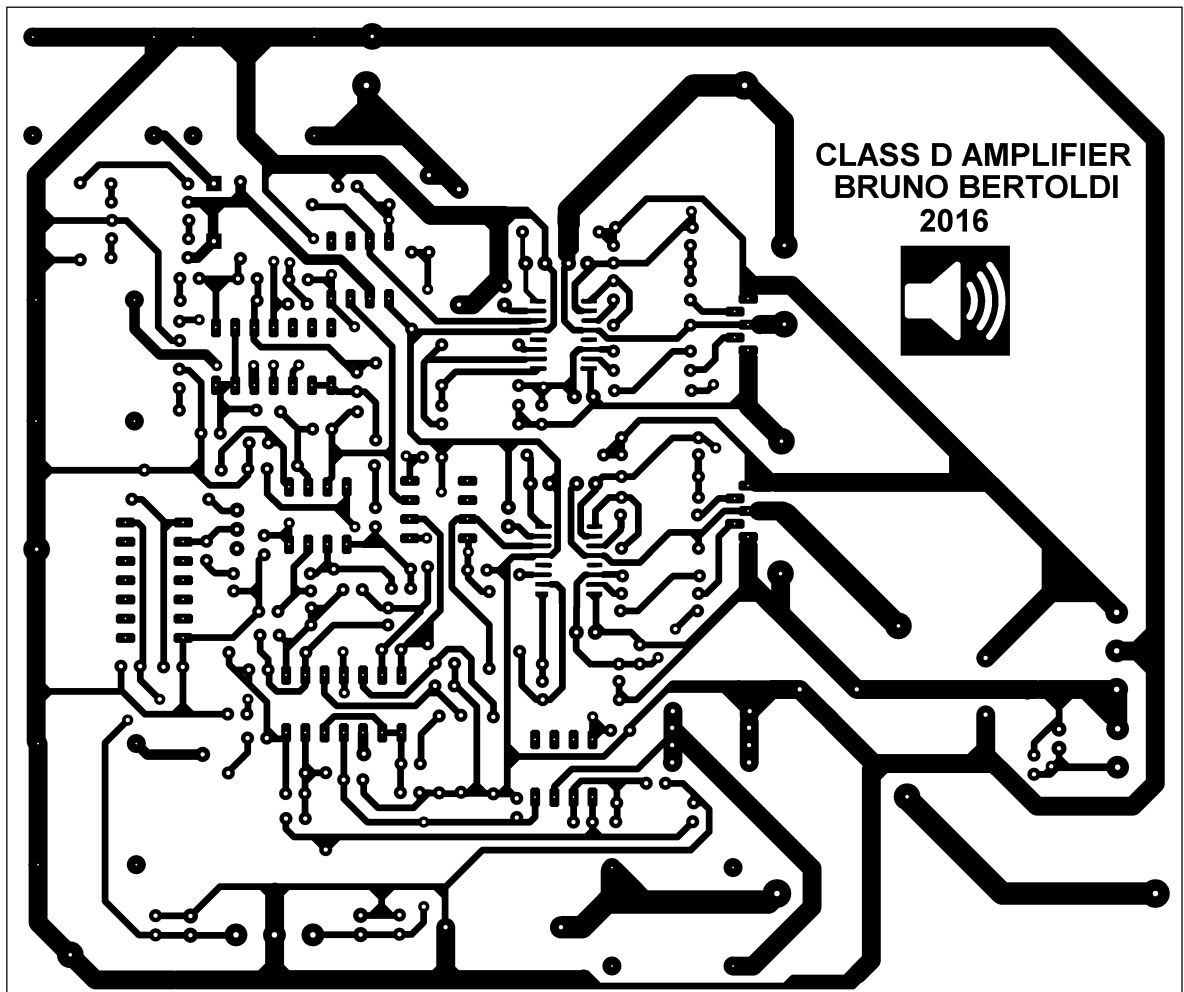
ANEXO E – Esquemático do amplificador



ANEXO F – Face superior da PCI



ANEXO G – Face inferior da PCI



ANEXO H - Disposição de componentes na PCI

