

Este trabalho apresenta o projeto e implementação de um amplificador classe D destinado a guitarra elétrica. Esta topologia apresenta geralmente em sua saída um filtro LC com a carga, onde usualmente redes passivas como a rede Zobel são conectadas a este estágio para fornecer um amortecimento da impedância do alto-falante.

O sistema passivo realiza satisfatoriamente o amortecimento, contudo com a desvantagem de inserir perdas e assim comprometer a eficiência. Utilizando uma rede de amortecimento ativo pode-se prover uma forma de minimizar estas perdas. O projeto do amplificador Classe D foi validado via simulação numérica e de forma experimental por meio da construção de um protótipo de 80W que comprova a eficácia da utilização de controle digital com amortecimento ativo.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE, 2020

ANO
2020

EDERSON ANTÔNIO DE COSTA | VIRTUALIZAÇÃO DA REDE ZOBEL PARA APLICAÇÃO EM AMPLIFICADORES DE ÁUDIO CLASSE D



UDESC

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**VIRTUALIZAÇÃO DA REDE ZOBEL
PARA APLICAÇÃO EM
AMPLIFICADORES DE ÁUDIO
CLASSE D**

EDERSON ANTÔNIO DE COSTA

JOINVILLE, 2020

EDERSON ANTÔNIO DE COSTA

**VIRTUALIZAÇÃO DA REDE ZOBEL PARA APLICAÇÃO EM
AMPLIFICADORES DE ÁUDIO CLASSE D**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes, Dr.

Joinville

2020

De Costa, Ederson Antônio

Virtualização da rede Zobel para aplicação em amplificadores de áudio classe D / Ederson Antônio De Costa. - Joinville, 2020.

165 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes, Dr.

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2020.

1. Palavra-chave. 2. Palavra-chave. 3. Palavra-chave. 4. Palavra-chave. 5. Palavra-chave. I. de Novaes, Dr., Yales Rômulo . II. , . III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título

Virtualização da Rede Zobel para Aplicação em Amplificadores de Áudio

Classe D

por

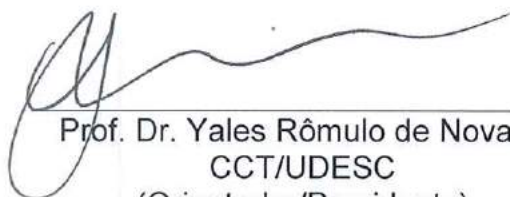
Ederson Antonio de Costa

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

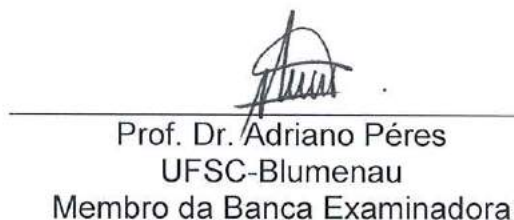
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em “Sistemas Eletroeletrônicos”
e aprovada em sua forma final pelo

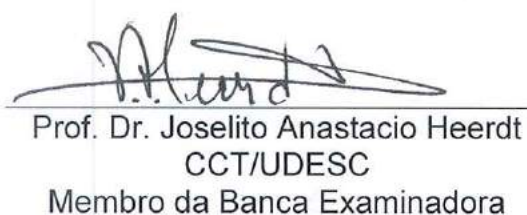
CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.



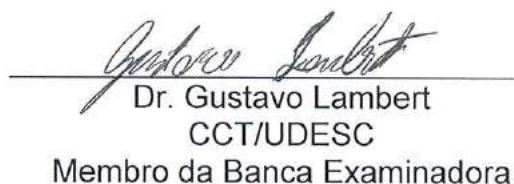
Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UEDESC
(Orientador/Presidente)



Prof. Dr. Adriano Péres
UFSC-Blumenau
Membro da Banca Examinadora



Prof. Dr. Joselito Anastacio Heerd
CCT/UEDESC
Membro da Banca Examinadora



Dr. Gustavo Lambert
CCT/UEDESC
Membro da Banca Examinadora

Joinville, SC, 28 de fevereiro de 2020.

*Este trabalho é dedicado a todas as pessoas que sonharam
em estudar, enxergando na aprendizagem uma saída para melhorar de vida
e mesmo com todas as dificuldades da vida, nunca desistiram e continuaram a agregar
conhecimento.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por ter me dado saúde e força durante o período do curso. Os agradecimentos principais são direcionados aos meus pais, Antenor Fidelis De Costa e Lenir Cortina De Costa, pelo carinho e amor dedicado a mim, no apoio em minhas decisões, pela confiança em meu trabalho, pelos conselhos trocados diversas vezes e também pela paciência muitas vezes necessária. Este trabalho não seria possível sem vocês, sem dúvida nenhuma.

A minha querida irmã Elisângela pelo amor e amizade que sempre tivemos, pelos conselhos e conversas que compartilhamos, pelo apoio mesmo nos momentos mais difíceis de nossas vidas. Igualmente a Jaqueline Mokfa pelo amor, incentivo e ajuda motivacional.

Ao meu orientador Prof. Dr. Yales Romulo de Novaes por acreditar e apoiar as minhas ideias e ajudar a direcionar meu trabalho.

Além disso gostaria de agradecer a Bruno Bertoldi, Felipe Zimann, Eduardo Falchetti Sovrani pelas inúmeras horas divididas na pesquisa, descobrindo e solucionando problemas sem nunca perder a confiança e assim contribuindo para a realização deste trabalho.

Agradecimentos direcionados ao Núcleo de Processamento em Eletrônica de Potência (NPPE) da UDESC Joinville, aos professores Dr. Sérgio Vidal, Dr. Marcello Mezaroba e Dr. Alessandro Batschauer pelos conhecimentos e experiências compartilhados. Igualmente ao Dr. Gustavo Lambert e todos os demais membros do grupo que tive o privilégio de conviver durante o período do curso.

A todos os amigos e professores da pós-graduação não citados porém não menos importantes.

A toda minha família e amigos que compreendem minha ausência durante este período.

*“Filho meu, não rejeites a correção do Senhor,
nem te enojes da sua repreensão.
Porque o Senhor repreende aquele a quem ama,
assim como o pai, ao filho a quem quer bem.
(Bíblia Sagrada, Provérbios 3:11-12)*

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto e implementação de um amplificador classe D destinado a guitarra elétrica. Esta topologia apresenta geralmente em sua saída um filtro *LC* com a carga, onde usualmente redes passivas como a rede *Zobel* são conectadas a este estágio para fornecer um amortecimento da impedância do alto-falante.

O sistema passivo realiza satisfatoriamente o amortecimento, contudo com a desvantagem de inserir perdas e assim comprometer a eficiência. Utilizando uma rede de amortecimento ativo pode-se prover uma forma de minimizar estas perdas. O projeto do amplificador Classe D foi validado via simulação numérica e de forma experimental por meio da construção de um protótipo de 80 W que comprova a eficácia da utilização de controle digital com amortecimento ativo.

Palavras-chave: Amplificador de guitarra, Amplificador classe D, Rede Zobel, Amortecimento ativo, Controle digital.

ABSTRACT

This work presents the design and implementation of a class D amplifier for the electric guitar. This topology usually has an LC filter with the load at its output. Usually passive networks connected to the output stage like the Zobel network are used to provide a damping of the speaker impedance.

The passive system satisfactorily performs the damping, however with the disadvantage of inserting losses and thus compromising efficiency. Using an active damping network, it is possible to provide a way to minimize these losses. The design of the Class D amplifier was validated via numerical simulation and experimentally through the construction of an 80W prototype that proves the effectiveness of using digital control with active damping.

Keywords: Guitar Amplifiers, Class D Amplifier, Zobel Network, Active Damping, Digital Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diagrama de blocos do sistema de amplificação para guitarra.	27
Figura 2 – Estrutura das válvulas: (a) triodo; (b) pêntodo.	28
Figura 3 – Exemplo de válvulas: (a) triodo (modelo 12AX7); (b) pêntodo (modelo 6L6).	28
Figura 4 – Amplificador <i>K&F</i> da década de 1940: (a) parte frontal; (b) parte traseira.	29
Figura 5 – Amplificador <i>Marshall JCM800 2203</i>	29
Figura 6 – Amplificador: (a) <i>Peavey Valveking 212</i> ; (b) <i>Mesa/Boogie Mark V</i>	30
Figura 7 – Amplificador <i>Roland JC-40 Jazz Chorus</i>	31
Figura 8 – Amplificador: (a) <i>Hughes and Kettner ATTAX 80</i> ; (b) <i>BOSS Katana-50</i>	31
Figura 9 – Amplificador: (a) <i>Marshall JMD1</i> ; (b) <i>Laney LV200</i>	32
Figura 10 – Amplificador <i>Meteoro G100</i>	32
Figura 11 – Amplificador <i>Marshall Code 50</i>	33
Figura 12 – Comparação de <i>THD</i> : (a) amplificadores com estágio único; (b) amplificadores com multiestágios.	35
Figura 13 – Componentes harmônicas produzidas pelos PA valvulados: (a) válvula triodo; (b) válvula pêntodo.	36
Figura 14 – Componentes harmônicas produzidas por PALES: (a) amplificador multiestágio transistorizado com acoplamento capacitivo (b) com transformador acoplado.	36
Figura 15 – Formatos de saturação.	37
Figura 16 – Tensão de saída x tempo: (a) válvula triodo (b) válvula pêntodo.	37
Figura 17 – Tensão de saída x tempo PALES: (a) PALES 1; (b) PALES 2.	38
Figura 18 – Diferenças de resposta em frequência com uma carga de alto-falante.	39
Figura 19 – Comparação das componentes harmônicas entre amplificador valvulado e transistorizado	39
Figura 20 – Comparação de <i>THD</i> : (a) PA em elevada tensão proposto por Monteith e Flowers (1977); (b) PA caracterizados por Hamm (1973).	40
Figura 21 – Comparação de componentes harmônicas entre PA valvulado e transistorizado: (a) PA em elevada tensão proposto por Monteith e Flowers (1977); (b) PA caracterizado por(HAMM, 1973)..	40
Figura 22 – Comparação de <i>THD</i> entre amplificadores com multiestágio: (a) PA valvulado; (b) PA de estado sólido.	42
Figura 23 – Características de tensão de saída e <i>THD</i> dos pré-amplificadores.	43
Figura 24 – Componentes de distorção harmônica com relação à tensão de entrada:(a) PA valvulado; (b) PA de estado sólido.	43
Figura 25 – Topologias do amplificador Classe D: (a) Meia Ponte; (b) Ponte Completa.	49
Figura 26 – Circuito bootstrap.	52
Figura 27 – Topologias de filtros <i>LC</i> : (a) não-simétrico; (b) simétrico.	53
Figura 28 – Circuito do filtro de segunda ordem proposto PIREs (2010).	54

Figura 29 – Circuito com filtro não-simétrico usado para o cálculo da função de transferência.	55
Figura 30 – Alto-falante <i>Celestion Vintage 30 G12</i>	58
Figura 31 – Componentes de um alto-falante de bobina móvel.	59
Figura 32 – Impedância em função da frequência de um alto-falante de graves de 15 polegadas.	60
Figura 33 – Impedância do alto-falante <i>Vintage 30</i> em função da frequência.	61
Figura 34 – Circuito elétrico do modelo para o alto-falante <i>Vintage 30</i>	61
Figura 35 – Partes e componentes da guitarra elétrica padrão.	62
Figura 36 – Captador simples.	65
Figura 37 – Topologia de captadores.	66
Figura 38 – Amplificador caracterizado.	67
Figura 39 – Tensão de saída do PA <i>Attax 80</i> em 1 kHz: (a) com excesso de agudo; (b) com excesso de grave.	68
Figura 40 – Tensão de saída do PA <i>Attax 80</i> em 1 kHz: (a) com falta de médio; (b) distorcida.	68
Figura 41 – Tensão de saída do PA <i>Attax 80</i> distorcida em: (a) 3 kHz; (b) 6 kHz.	69
Figura 42 – Tensão de Saída do conjunto Completo - <i>Attax 80</i> em 1 kHz.	69
Figura 43 – Tensão de saída do conjunto completo <i>Attax 80</i> em: (a) 3 kHz; (b) 6 kHz.	69
Figura 44 – Ganho estático para diferentes tensões de entrada em 1 kHz do <i>Attax 80</i>	70
Figura 45 – Diagrama de Bode do amplificador <i>Attax 80</i>	71
Figura 46 – THD do amplificador <i>Attax 80</i>	72
Figura 47 – Valor normalizado das componentes harmônicas do PA <i>Attax 80</i>	73
Figura 48 – Valor normalizado das componentes harmônicas do conjunto completo do <i>Attax 80</i>	73
Figura 49 – Topologia de Redes Crossover: (a) <i>Two-way</i> ; (b) <i>Three-way</i>	75
Figura 50 – Resposta do filtro crossover de duas vias (segunda ordem, 12dB/oitava)	76
Figura 51 – Rede de compensação genérica com impedâncias Z_1 , Z_2 e Z_3	77
Figura 52 – Rede de compensação genérica de quarta ordem.	77
Figura 53 – Rede de compensação ativa.	78
Figura 54 – Topologias de filtro ativo Sallen-Key: (a) filtro passa-baixa (b) filtro passa-alta.	78
Figura 55 – Rede Zobel com o circuito equivalente da bobina de voz do alto-falante.	81
Figura 56 – Circuito equivalente da bobina de voz.	83
Figura 57 – Circuito equivalente da impedância da bobina de voz.	83
Figura 58 – Circuitos equivalentes da bobina de voz: (a) Em alta frequência com rede Zobel R_2C_2 ; (b) Para obter a função de transferência da impedância da rede Zobel.	84
Figura 59 – Rede Zobel para altas frequências.	88
Figura 60 – Rede Zobel completa.	89
Figura 61 – Circuito para simulação da impedância da carga.	90
Figura 62 – Diagrama de bode da impedância do AF <i>Vintage 30</i> ($f_s = 75$ Hz).	90

Figura 63 – Circuito de simulação da impedância Z_{af} com rede Zobel Z_2	91
Figura 64 – Diagrama de bode da impedância Z_{af} com rede Zobel Z_2	92
Figura 65 – Comparação da impedância Z_{af} com $Z_{af} + Z_2$	93
Figura 66 – Circuito de simulação da impedância de carga com rede Zobel completa ($Z_1 + Z_2$).	93
Figura 67 – Diagrama de bode da impedância com rede Zobel completa.	94
Figura 68 – Diminuição da escala da curva $Z_{af+Z_1Z_2}$	94
Figura 69 – Circuito de simulação para obtenção das perdas nos resistores das redes Z_1 e Z_2	95
Figura 70 – Potência dissipada nos resistores R_1 e R_2	96
Figura 71 – Potência de saída, perdas nos interruptores e resistores.	97
Figura 72 – Circuito para obtenção da resposta em frequência do filtro com rede Zobel Z_1 e Z_2	98
Figura 73 – Diagrama de bode do filtro.	99
Figura 74 – Comparação do diagrama de bode do filtro com e sem a rede Z_2	100
Figura 75 – Comparação do diagrama de bode do filtro com as redes Z_1 e Z_2	100
Figura 76 – Circuito elétrico do inversor monofásico <i>PWM</i> com filtro de saída <i>LC</i>	104
Figura 77 – Diagrama de blocos com controle de tensão do inversor monofásico.	104
Figura 78 – Conexões possíveis do resistor virtual com o filtro de saída <i>LC</i>	105
Figura 79 – Diagrama de Bloco do Inversor com Resistor em Paralelo com C_f	106
Figura 80 – Diagrama de Bloco com Resistor Virtual.	106
Figura 81 – Comparação diferenciador ideal e controlador <i>Lead</i>	109
Figura 82 – Variação do ângulo ϕ_{max} na FTMF do Controlador <i>Lead</i>	110
Figura 83 – Variação do ganho K_d na FTMF do controlador <i>Lead</i>	110
Figura 84 – Estrutura do amplificador meia ponte para modelagem.	111
Figura 85 – Circuito com rede Zobel completa: (a) Descrição de componentes (b) Com impedâncias Z_1 e Z_2	113
Figura 86 – Diagrama de Bode da planta de tensão com rede Zobel completa para $R_1 =$ $R_2 = 0$	114
Figura 87 – Circuito com rede Zobel virtual completa com: (a) impedâncias Z_1 e Z_2 (b) componentes $R_1L_1C_1$ e R_2C_2	115
Figura 88 – Diagrama de blocos com rede Zobel virtual.	116
Figura 89 – Comparação planta de tensão com amortecimento ativo e passivo.	117
Figura 90 – Diagrama de blocos do controle de tensão com amortecimento ativo.	117
Figura 91 – Circuito digital PWM com dupla atualização.	120
Figura 92 – Diagrama de blocos para discretização das plantas de controle.	121
Figura 93 – Comparação entre as plantas de tensão no plano s e w	122
Figura 94 – Diagrama de bloco do controle de tensão digital.	122
Figura 95 – Variação do ganho K_d do Lead na FTMF da malha de amortecimento.	123
Figura 96 – Comparação da malha de amortecimento ativo nos planos S , W com $KpG_{vd}(w)$	124
Figura 97 – FTMA da planta com o controlador PID.	125

Figura 98 – Formas de onda da tensão de saída para referência em 65,4 Hz e 75 Hz.	126
Figura 99 – Formas de onda da tensão de saída para referência em 326 Hz e 1 kHz.	127
Figura 100–Formas de onda da tensão de saída para referência em 3 kHz e 6 kHz.	127
Figura 101–Formas de onda da tensão de saída e referência com a malha de amorteci- mento desabilitada.	128
Figura 102–Formas de onda da tensão de saída do controlador e referência com a malha de amortecimento desabilitada.	129
Figura 103–Protótipo construído.	131
Figura 104–Tensão de barramento.	132
Figura 105–Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 65,4 Hz.	133
Figura 106–Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 75 Hz.	133
Figura 107–Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 326 Hz.	134
Figura 108–Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 1 kHz.	134
Figura 109–Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 3 kHz.	135
Figura 110–Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 6 kHz.	135
Figura 111–Diagrama de blocos da ligação do PA Hughes & Kettner com o AP classe D.	136
Figura 112–Tensão de saída do PA <i>Attax</i> 80 em 1 kHz: (a) Falta de médio, (b) Distorcida.	136
Figura 113–Tensão de saída do AP classe D em malha aberta: (a) Falta de médio, (b) Distorcida.	137
Figura 114–Tensão de saída do AP classe D em malha fechada: (a) Falta de médio, (b) Distorcida.	137
Figura 115–Ganho estático para o conjunto completo do amplificador <i>Attax</i> 80.	138
Figura 116–Ganho estático: (a) AP classe D, (b) Conjunto completo.	138
Figura 117–Diagrama de Bode para o conjunto completo do <i>Attax</i> 80.	139
Figura 118–Diagrama de Bode do conjunto completo.	140
Figura 119–Diagrama de Bode do amplificador classe D.	140
Figura 120–THD do conjunto completo.	141
Figura 121–Componentes harmônicas PA H&K.	142
Figura 122–Componentes harmônicas conjunto completo.	142
Figura 123–Resistor de 8 Ω utilizado no experimento.	143
Figura 124–Medição de temperatura: (a) Face superior da PCI (b) Interruptores e dissipador.	144
Figura 125–Face superior da <i>PCI</i>	159
Figura 126–Face posterior da <i>PCI</i>	159
Figura 127–Circuito das fontes auxiliares.	161
Figura 128–Circuito de condicionamento de sinal.	163
Figura 129–Circuito de potência do amplificador classe D.	165

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resultados dos testes.	46
Tabela 2 – Parâmetros importantes para a escolha de um MOSFET.	51
Tabela 3 – Notas e frequências correspondentes nos trastes da guitarra.	64
Tabela 4 – Especificações do amplificador classe D.	87
Tabela 5 – Parâmetros de pequenos sinais do alto-falante <i>Vintage</i> 30.	88
Tabela 6 – Eficiência do amplificador com adição das redes.	97
Tabela 7 – Parâmetros do compensador da malha de amortecimento ativo	109
Tabela 8 – Rendimento do amplificador para diversas potências de saída.	144

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	INTRODUÇÃO À ESTRUTURA DOS AMPLIFICADORES DE GUITARRA	26
1.1.1	Amplificadores Valvulados	27
1.1.2	Amplificadores Transistorizados	30
1.1.3	Amplificadores Híbridos	31
1.1.4	Amplificadores Digitais	33
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE AMPLIFICADORES DE GUITARRA. .	33
1.2.1	Distorção em amplificadores de guitarra elétrica	34
1.2.2	Relação entre componentes harmônicas e áudio	44
1.2.3	Resposta em frequência, impedância de saída e fator de amortecimento	45
1.3	AMPLIFICADORES CLASSE D	47
1.3.1	Topologias	48
1.3.2	Modulação PWM	49
1.3.3	Interruptores	50
1.3.4	Circuito de drive dos MOSFETs	51
1.3.5	Malha de Realimentação	51
1.3.6	Filtro Passa-Baixa de Saída	52
1.4	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	55
2	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	57
2.1	ALTO-FALANTES	57
2.2	GUITARRA ELÉTRICA	61
2.3	CAPTADORES	65
2.4	AMPLIFICADOR DE GUITARRA COMERCIAL	66
2.4.1	Formas de Onda	67
2.4.2	Reposta em Tensão	70
2.4.3	Resposta em Frequência	70
2.4.4	THD e Componentes de Distorção Harmônica	71
2.5	REDES DE COMPENSAÇÃO	74
2.5.1	Redes Crossover Passivas	75
2.5.2	Redes Crossover Ativas	78
2.5.3	Rede Zobel	79
2.6	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	85
3	PROJETO DA REDE ZOBEL	87
3.1	REDE ZOBEL Z_2	87
3.2	REDE ZOBEL Z_1	88

3.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	90
3.3.1	Efeito da Rede Zobel sobre a Impedância da Carga	90
3.3.2	Considerações sobre Eficiência	92
3.3.3	Efeito da Rede Zobel sobre a Resposta do Filtro de Saída	98
3.4	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	101
4	SOLUÇÕES ATIVAS PARA A REDE ZOBEL	103
4.1	MÉTODO DO RESISTOR VIRTUAL	103
4.2	COMPENSADOR DE AVANÇO	108
4.3	PROJETO DO CONTROLADOR	111
4.3.1	Planta de Tensão	111
4.3.2	Metodologia do Projeto de Controle	114
4.4	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	118
5	CONTROLE DIGITAL	119
5.1	MODULADOR PWM DIGITAL	119
5.2	PROJETO DOS CONTROLADORES	120
5.2.1	Discretização da Planta de Tensão	120
5.2.2	Controlador para Implementar o Amortecimento Ativo	121
5.2.3	Controlador da Tensão de Saída	123
5.2.4	Validação do Controlador e Malha de Amortecimento	125
5.3	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	129
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	131
6.1	LAYOUT E PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	131
6.2	TENSÃO DE BARRAMENTO	132
6.3	RESPOSTA DO CONTROLE A SINAIS DE REFERÊNCIA	132
6.4	FORMAS DE ONDA, THD E ANÁLISE HARMÔNICA COM O PRÉ-AMPLIFICADOR ATTAX 80	136
6.4.1	Formas de Onda	136
6.4.2	Resposta em Tensão	137
6.4.3	Resposta em Frequência	138
6.4.4	THD e Componentes de Distorção Harmônica	139
6.5	EFICIÊNCIA E ANÁLISE TÉRMICA	143
6.6	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	144
7	CONCLUSÃO	147
8	TRABALHOS FUTUROS	149
	REFERÊNCIAS	151

APÊNDICES	157
APÊNDICE A – FACES DA PCI DO AMPLIFICADOR CLASSE D. .	159
APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO DAS FONTES AUXILIARES DO AMPLIFICADOR CLASSE D.	161
APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DE CONDICIONAMENTO DE SI- NAL DO AMPLIFICADOR CLASSE D.	163
APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO DE POTÊNCIA DO AMPLIFICA- DOR CLASSE D.	165

1 INTRODUÇÃO

Desde o início do uso da guitarra elétrica os amplificadores são elementos essenciais para uma boa qualidade do som a ser produzido. Apesar de haver diversos modelos no mercado hoje em dia, muitos não contemplam cuidados referentes à eficiência energética.

Com a melhoria constante na tecnologia de semicondutores os amplificadores classe D estão evoluindo em paralelo a isso, operando cada vez mais rápidos atualmente. Esta topologia apresenta alta eficiência possui uma parcela reduzida no mercado de amplificadores. Porém, atualmente em aplicações de alta-fidelidade, estes estão sendo amplamente utilizados e aparentemente tendem a aparecer cada vez mais no mercado de áudio nos próximos anos.

Neste trabalho pretende-se analisar preliminarmente o comportamento e as características dos amplificadores transistorizados e valvulados, buscando identificar as principais diferenças entre ambos. Sequencialmente serão apresentadas as topologias mais comumente utilizadas de amplificadores chaveados, os filtros passa-baixas utilizados e as características construtivas e funcionais do alto-falante. Os aspectos fundamentais desses componentes são relatados de forma introdutória para fornecer uma visão geral sobre o tema.

Posteriormente será realizado o projeto de duas redes Zobel que conectadas em paralelo com a carga, produzem uma compensação da indutância da bobina de voz do alto-falante. Estas redes são filtros, geralmente passivos e estão em uso desde o início do desenvolvimento da telefonia para controlar os níveis de som e o casamento de impedâncias (BALLOU, 2008).

Com a utilização da Rede Zobel com o modelo da carga a impedância de entrada do conjunto fornece uma característica resistiva tanto em baixas como em altas frequências, fornecendo uma melhoria no projeto do controlador de tensão (LEACH, 2003). Cargas reativas provocam instabilidade em amplificadores que exigem uma realimentação, ou seja, influenciam no controle do amplificador. No entanto, a configuração passiva destas redes reduz a eficiência do sistema, desta forma estas serão implementadas através de uma metodologia de amortecimento ativo.

Uma estratégia de priorização da eficiência energética do amplificador classe D é proposta através de amortecimento ativo em substituição as redes Zobel, assim, aumentando eficiência do conversor. A metodologia de projeto digital é utilizada para o controlador e malha de amortecimento, onde a implementação utiliza um processador digital de sinais.

O amplificador terá o seu projeto elaborado contemplando na metodologia de dimensionamento da rede o modelo da carga. As análises matemáticas são validadas por simulação numérica e comprovadas pela construção de um protótipo em laboratório. Os resultados obtidos mostraram que o amplificador efetuou a regulação de tensão de saída no ponto de conexão com a carga e promoveu resposta satisfatória com o uso de um pré- amplificador comercial utilizado nos testes.

A contribuição deste trabalho é dada através da virtualização das impedâncias de Rede

Zobel descrita no Capítulo 3. Ao leitor que deseje ir diretamente ao tema é sugerida a leitura a partir do item 2.5. Contudo o leitor que não possui conhecimento sobre os aspectos fundamentais de amplificadores de guitarra e das características do sistema, a leitura integral dos capítulos iniciais se faz necessária.

O objetivo deste capítulo é propiciar uma breve introdução à estrutura dos amplificadores de guitarra e uma breve apresentação da topologia do amplificador Classe D. Além disso, tem por objetivo apresentar algumas conclusões obtidas por diversos autores a respeito das possíveis causas da diferença sonora entre os amplificadores.

1.1 INTRODUÇÃO À ESTRUTURA DOS AMPLIFICADORES DE GUITARRA

A estrutura típica de amplificador de guitarra consiste de um pré-amplificador, um circuito para controle de tom e um amplificador de potência. No caso dos valvulados, há um transformador que faz o acoplamento do amplificador com o alto-falante.

Os amplificadores de guitarra são basicamente equipamentos ativos que amplificam o sinal do instrumento e isto pode ser escutado em diferentes condições, desde uma pequena sala em estúdio ou em grandes concertos musicais (DARR, 1973). No entanto, a eletrônica oferece muitas possibilidades para adicionar variedade ao som básico da guitarra.

Existem dois tipos de estágios em um amplificador, o pré-amplificador e o amplificador de potência, onde ambos neste trabalho serão descritos com as siglas “PA” e “AP”. Este último é responsável pela amplificação final do som, sua função é entregar o sinal de áudio amplificado ao alto-falante. A potência de saída é dada em Watts (*RMS*), quanto maior é este valor, maior a potência fornecida pelo AP, sendo este o último estágio e acoplado ao alto-falante.

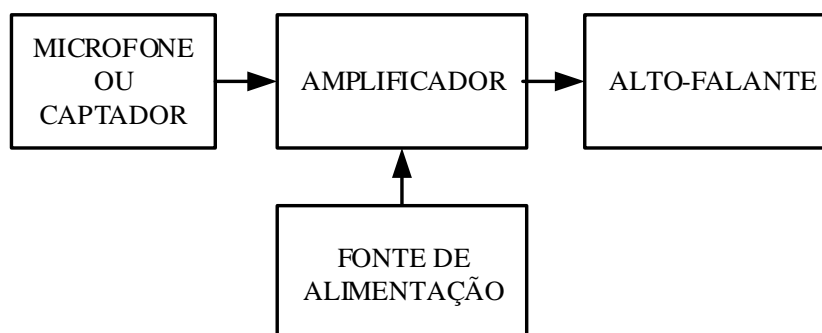
O pré-amplificador (PA), como o nome indica, é o circuito usado antes do estágio de potência (AP). Ele é responsável pela amplificação do sinal do instrumento. O PA discrimina o que é grave, médio, agudo e volume, podendo ser transistorizado, valvulado ou híbrido.

Na realidade, ambos os estágios nos amplificadores geralmente utilizam transistores e ou tubos de vácuo, estes últimos também conhecidos como “válvulas”. Usualmente amplificadores transistorizados possuem seu estágio de pré-amplificação também com componentes de estado sólido. O mesmo acontece com os amplificadores valvulados, contudo como será visto mais adiante, existem os modelos híbridos, que apresentam o estágio de pré-amplificação com válvulas e o AP com transistores ou vice-versa.

Em sistemas de som, os AP são a ponte entre os alto-falantes e o resto de qualquer sistema de som. Na linguagem cotidiana, o “AP de áudio” é abreviado para “amplificador” ou apenas utilizando o termo em inglês “*amp*” (DUNCAN, 1996). Às vezes, os amplificadores são combinados com os alto-falantes, formando “combos” ou podem ser separados onde são chamados de “cabeçotes”.

Para entender um sistema de amplificação de guitarra, o diagrama de bloco da Figura 1

Figura 1 – Diagrama de blocos do sistema de amplificação para guitarra.



Fonte: Próprio autor.

mostra as conexões entre os dispositivos. Em suma, consiste de um fonte de geração de sinal (captador) que está inserido na guitarra, o amplificador para fornecer a potência necessária a carga e o alto-falante.

O captador é um termo mais comum e utilizado publicamente, assim será mantido ao longo do texto. Este componente é um transdutor eletromecânico, converte o movimento das cordas da guitarra em sinais elétricos.

O sinal que é o equivalente elétrico do tom musical da guitarra (sinal proveniente do captador) é alimentado na entrada do amplificador através de um cabo blindado, para impedir ruídos, sendo este sinal amplificado (elevado a um nível elétrico muito mais alto) e direcionado ao alto-falante.

Na próxima seção é apresentada uma introdução à estrutura dos amplificadores e uma descrição sobre alguns modelos comerciais, mantendo uma atenção maior aos valvulados, transistorizados e híbridos. Uma breve análise sobre suas características é descrita visando a percepção da evolução decorrida nas últimas décadas no escopo de amplificadores para instrumentos musicais, mais especificamente, para a guitarra elétrica.

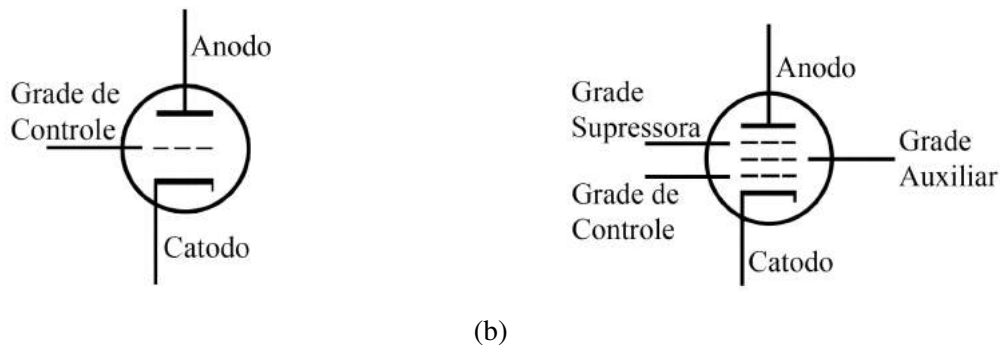
1.1.1 Amplificadores Valvulados

A origem das válvulas pode ser rastreada até 1880 quando Thomas Edison pesquisou o aumento da longevidade da lâmpada incandescente. O fenômeno conhecido até hoje como o efeito “Edison”, onde a liberação de elétrons de uma superfície de metal quando aquecido, forneceu o fundamento físico por trás do desenvolvimento do mundo moderno da eletrônica. John Flemming explorou este princípio em 1904, notando que ao colocar dois filamentos de carbono dentro de um recipiente a vácuo, aquecendo um e deixando o outro em menor temperatura, a corrente fluiu em apenas uma direção quando uma fonte AC for conectada através de dois eletrodos (AITCHISON, 2011).

A válvula consiste em um tubo de vidro com vácuo ou gases em seu interior, contendo um anodo e um catodo, além de grades metálicas. Para que elétrons fluam de um polo ao outro,

é necessário que a válvula seja aquecida (emissão termiônica), operação realizada por uma resistência interna denominada filamento aquecedor (Pakarinen; Yeh, 2009). A válvula pode ser diodo, triodo ou pêntodo, sendo respectivamente formada por: anodo e catodo; anodo, catodo e grade de controle ou anodo, catodo, grade de controle, grade auxiliar e grade de supressão (BLENCOWE, 2009). A grade de controle serve para controlar o fluxo de elétrons entre os polos, enquanto a grade auxiliar acelera os mesmos. A estrutura das válvulas triodo e pêntodo pode ser vista na Figura 2, enquanto um exemplo da forma física de cada uma está presente na Figura 3.

Figura 2 – Estrutura das válvulas: (a) triodo; (b) pêntodo.



(a)

(b)

Fonte: (BERTOLDI, 2016).

Figura 3 – Exemplo de válvulas: (a) triodo (modelo 12AX7); (b) pêntodo (modelo 6L6).



(a)



(b)

Fonte: (BERTOLDI, 2016).

Os amplificadores valvulados destacam-se pela sua sonoridade, distorcendo o som de uma forma que torna-o mais agradável ao ouvido humano, são preferidos por muitos guitarristas profissionais devido à distorção perceptivelmente favorável, produzindo um som rico e “quente” (KARJALAINEN; PAKARINEN, 2006). No primeiro caso, normalmente utilizam-se válvulas do tipo triodo, amplificando e distorcendo o sinal do instrumento musical por meio da saturação das válvulas e dos diversos filtros de equalização, atingindo um nível de amplitude adequada para a próxima etapa. No segundo caso, tem-se o AP, que usualmente é composto por válvulas pêntodo e também adiciona distorção ao sinal, porém de forma mais sutil. Sua principal função é amplificar o sinal anterior de forma que a potência do mesmo seja capaz de excitar a membrana de um alto-falante.

Duas configurações são normalmente 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 do transformador (KARJALAINEN; PAKARINEN, 2006).

O primeiro amplificador relevante ao tópico foi comercializado pela *Kauffman & Fender Amplifiers*. O amplificador denominado *K&F Amplifier* possui três válvulas, sendo estas para retificação, pré-amplificação e amplificação de potência, totalizando 3 W no total. Não tendo nenhum tipo de equalização no próprio amplificador, característica que surgiu anos depois. O mesmo pode ser observado conforme a Figura 4.

Figura 4 – Amplificador *K&F* da década de 1940: (a) parte frontal; (b) parte traseira.



(a)



(b)

Fonte: (FJESTAD, 2016).

Avançando na linha do tempo, tem-se o renomado *Marshall JCM8002203*, modelo inicialmente lançado em 1981 pela *Marshall Amplifiers*, sucessor do antigo *Marshall 2203* de 1975. O amplificador conta com três válvulas triodo em seu PA e quatro válvulas pênodo no AP, entregando 100 W de potência no estágio final. Neste caso, já percebe-se a presença de um *tone stack*, filtro equalizador de três bandas (grave, médio e agudo) com um controle de ganho.

Figura 5 – Amplificador *Marshall JCM800 2203*.



Fonte: (FJESTAD, 2016).

O *JCM800* é mundialmente reconhecido como um dos amplificadores mais icônicos já criados (MARSHALL, 2017). Nomeado conforme as iniciais de seu criador, Jim Charles

Marshall, este amplificador visto na Figura 5 destaca-se pela simplicidade e facilidade de utilização, assim como pela alta qualidade de construção e boa qualidade sonora.

Posteriormente a empresa *Peavey Electronics* lança em 2005 o amplificador denominado *ValveKing* 212 com 100 W, mostrado na Figura 6a. Este modelo é um combo totalmente valvulado de dois canais, equipado com três válvulas no PA modelo 12AX7 e quatro 6L6GC em seu estágio de potência.

Figura 6 – Amplificador: (a) *Peavey Valveking* 212; (b) *Mesa/Boogie Mark V*.



(a)



(b)

Fonte: (PEAVEY, 2019); (BOSS, 2017).

Em 2009, a empresa californiana *Mesa Engineering* (também conhecida como *Mesa/Boogie*) lançou um sucessor à série *Mark* de amplificadores de guitarra, denominado de *Mark V* (Figura 6b). Este amplificador contém “9 amplificadores em 1” (MESA/BOOGIE, 2018), representando todos os seus lançamentos dos quarenta anos anteriores. O mesmo possui três canais, com diversas opções de sonoridade e equalização. Em seu PA, estão presentes sete válvulas triodo, enquanto no estágio de potência, situam-se quatro válvulas pênodo, com potência que pode variar de acordo com a escolha do usuário, de 10 W à 90 W.

Conforme os modelos apresentados acima, percebe-se que esta evolução dos amplificadores valvulados foi motivada principalmente por apresentar diferentes sonoridades ou por flexibilidade. Há de se enfatizar que desde o surgimento dos primeiros amplificadores valvulados destinados ao tipo de guitarra elétrica que domina o mercado nos dias atuais, a tecnologia envolvida nestes produtos foi pouco ou em nada modificada.

1.1.2 Amplificadores Transistorizados

Os amplificadores de estado sólido (ou transistorizados) destinados a instrumentos musicais começaram a ganhar força em meados de 1970 (DUNCAN, 1996). Em 1975, a *Roland* lançava seu mais famoso amplificador de estado sólido, o *JC-40 Jazz Chorus*. Lançado como *combo* - amplificador e caixa com alto-falante juntos em um mesmo produto, diferentemente dos cabeçotes que só incluem o amplificador em si, este amplificador é reconhecido por ser a base para sonoridades limpas (sem distorção) dos últimos quarenta anos.

O *JC-40 Jazz Chorus* possui equalização de grave, médio e agudo, reverberação por mola, diversos efeitos analógicos e oferece 40 W de potência em sua versão mais comum. Este amplificador pode ser observado na Figura 7.

Figura 7 – Amplificador *Roland JC-40 Jazz Chorus*.

Fonte: (ROLAND, 2019).

Na metade da década de 90 a *Hughes & Kettner* uma fabricante alemã de amplificadores para guitarra lança o modelo *ATTAX 80*. Este modelo possui 100 W sendo o fabricante conhecido principalmente por seus amplificadores de guitarra de alta qualidade e robustos. O modelo pode ser visto na Figura 8a.

Figura 8 – Amplificador: (a) *Hughes and Kettner ATTAX 80*; (b) *BOSS Katana-50*.

(a)



(b)

Fonte: (KETTNER, 2019); (BOSS, 2017).

No início de 2017 a *BOSS*, renomada pelos seus pedais de efeitos para guitarra elétrica, lançou uma nova linha de amplificadores transistorizados/digitais chamada *Katana*, visto na Figura 8b. Os amplificadores desta linha variam de modelos com 50 W a 100 W no estágio de potência classe AB, possuindo diversos tipos de efeitos e distorções analógicas e digitais, customização de efeitos via *software* pelo próprio usuário, equalização e controle de potência para diferentes volumes (BOSS, 2017).

1.1.3 Amplificadores Híbridos

Amplificadores híbridos são aqueles que misturam válvulas com transistores em seus circuitos. Aliam as vantagens das duas tecnologias e possuem um preço menor que um totalmente valvulado. Esta topologia pode ter diferentes combinações, como PA valvulado e AP

transistorizado, ou um PA transistorizado com um AP valvulado. Também existe a opção com um “pré amplificador híbrido”, uma mescla de válvula e transistor com um AP valvulado”, como o caso do *Marshall JMD1* mostrado na Figura 9a que possui uma gama enorme de opções para o timbre. É um recurso bem interessante, como um meio termo entre a sonoridade e o custo benefício.

Figura 9 – Amplificador: (a) Marshall JMD1; (b) Laney LV200.



(a)



(b)

Fonte: (MARSHALL, 2019); (LANEY, 2019).

A fabricante britânica *Laney* possui o modelo *LV200* combo desenvolvido com esta configuração híbrida. Fornece uma potência de 65 W e possui válvula do PA modelo *ECC83*. O amplificador pode ser visto na Figura 9b.

Seguindo esta linha de produto o fabricante nacional *Meteoro* também possui modelos híbridos. Dentro destes o modelo *Vulcano G100* mostrado na Figura 10, contém um PA valvulado com uma válvula *6BQ7* e AP transistorizado, fornecendo 100 W.

Figura 10 – Amplificador Meteoro *G100*.



Fonte: (METEORO, 2019).

1.1.4 Amplificadores Digitais

Amplificadores digitais são aqueles que convertem o sinal de entrada para bits, processam este sinal e o convertem novamente para o analógico. Normalmente, este processamento é feito para acrescentar efeitos (*reverb, chorus, delay*) e em alguns casos, também são usadas emulações. Na maior parte dos casos, os amplificadores digitais são transistorizados, mas também existem valvulados e híbridos digitais. A maior desvantagem desta topologia é que, em caso de defeito, é muito mais difícil a manutenção.

O modelo *Marshall Code 50*, é uma nova geração dos amplificadores *Marshall*. Totalmente programável, os amplificadores da linha *CODE* utilizam modelos clássicos digitalizados da Marshall. Possui 150 W e com recursos de tecnologia *Bluetooth* e conectividade *USB*. Cada modelo programado cria uma configuração autêntica de PA, podendo emular 14 PA e 4 AP. A Figura 11 mostra o modelo.

Figura 11 – Amplificador *Marshall Code 50*.



Fonte: (MARSHALL, 2019).

A evolução da eletrônica afetou diretamente os amplificadores de guitarra não valvulados, seja por meio de circuitos analógicos ou através de efeitos e emulações digitais. A utilização de emulações digitais nos PA atualmente é uma característica dominante, por ser possível atingir uma sonoridade de maior qualidade.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE AMPLIFICADORES DE GUITARRA.

A análise sonora é subjetiva, pessoal e feita muitas vezes com pouco embasamento teórico, assim é importante realizar uma análise técnica e com base científica para tentar identificar diferenças concretas. Em (SELF, 2002) o autor comenta que a definição da posição subjetivista nos amplificadores se deve a não importância dada as medições objetivas do desempenho de um amplificador, somente em comparação com as impressões subjetivas recebidas em testes de escuta informais.

Nesta seção alguns estudos publicados serão apresentados e analisados de forma a compreender melhor o comportamento dos amplificadores. Devido aos trabalhos publicados não tratarem diretamente de amplificadores chaveados, mas sim de modelos valvulados ou de estado sólido, não se pode afirmar com clareza se a topologia classe D também apresenta o mesmo comportamento. Desse modo, o conteúdo apresentado será referenciado apenas para pré-amplificadores e amplificadores lineares de estado sólido (PALES e ALES).

1.2.1 Distorção em amplificadores de guitarra elétrica

Os amplificadores valvulados ainda são utilizados atualmente, assim como ocorrem tentativas de emulá-los, principalmente por causa de sua distorção. Um motivo para isso foi apontado por Hamm (1973) e faz referência às componentes harmônicas geradas pela válvula.

No projeto clássico de um amplificador a distorção é tratada como uma qualidade prejudicial a ser minimizada o máximo possível. Para os amplificadores de guitarra, no entanto, a distorção é algo a ser adotado e otimamente explorado Aitchison (2011). Distorção em um amplificador de guitarra é geralmente aceita como sendo favorável. O amplificador para guitarra elétrica torna-se parte do instrumento musical e é frequentemente usado para alterar radicalmente o sinal da guitarra.

Os equipamentos de áudio possuem uma função de transferência entre a entrada e a saída. A menos que a função de transferência seja exatamente reta ou linear, a forma de onda de saída será diferente da entrada. Uma função de transferência não linear causará distorção harmônica que altera a distribuição de harmônicos e muda o timbre Watkinson (1998).

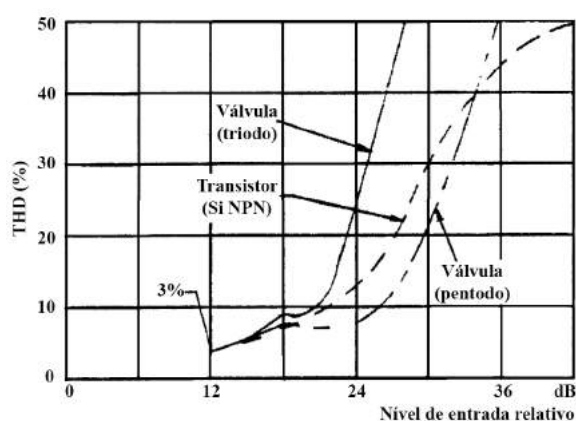
A distorção harmônica compreende a deformação ou modificação de um sinal de saída causada pela presença de frequências que não estão presentes no sinal de entrada (MILLETT, 2004). Portanto, esta é causada pelo sistema em que o sinal de entrada foi tratado. Estas harmônicas podem ser divididas em dois tipos principais, harmônicas de ordem par (segunda, quarta, etc.) e harmônicas de ordem ímpar (terceira, quinta, etc.).

O engenheiro Russell O. Hamm foi o primeiro a medir “termos significativos” nas diferenças entre amplificadores de estado sólido e valvulados. 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 12 e estão referenciadas em um ponto comum correspondente a 3 % de *THD*.

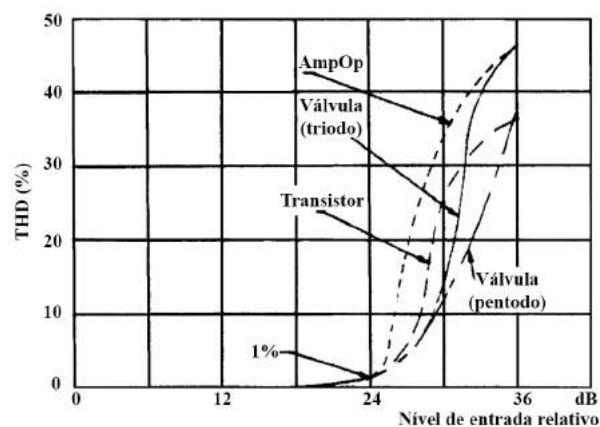
Uma análise dos gráficos da Figura 12 indicam que a hipótese que afirma que as válvulas saturam mais suavemente que os transistores pode não ser correta Hamm (1973). Nota-se que a partir de um determinado nível de entrada, tanto a válvula tipo triodo como a pênodo crescem de forma praticamente linear, enquanto o transistor, em um determinado ponto, é quem sofre uma suavização na inclinação da curva. O autor 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. Contudo esta afirmação é contestável, pois no gráfico percebe-se que o comportamento das curvas são diferentes em alguns pontos, como por exemplo o sentido e tamanho da abertura das concavidades.

Figura 12 – Comparação de *THD*: (a) amplificadores com estágio único; (b) amplificadores com multiestágios.



(a)



(b)

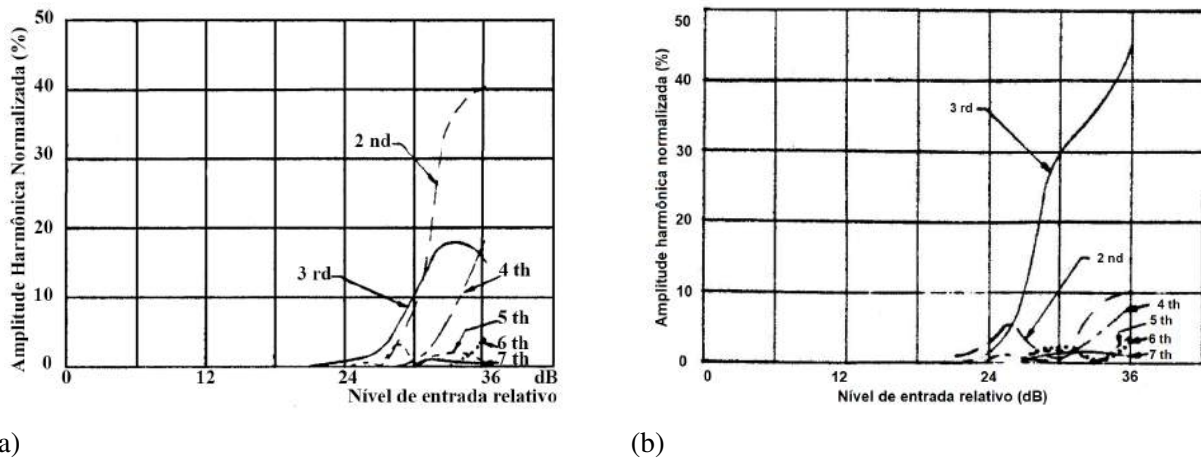
Fonte: Adaptado de (HAMM, 1973).

No mesmo trabalho Hamm (1973) também compara níveis de componentes harmônicos entre amplificadores de dois estágios contendo um válvula triódo e outro pênodo. As curvas estão referenciadas no ponto com 1 % de *THD*. 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 24 dB, independente das considerações de impedância do circuito.

Conforme apresentado na Figura 13a, percebe-se que à componente harmônica dominante gerada pela distorção em um PA com válvula triódo é a segunda seguida pela terceira, e que a partir da quinta, todas tem amplitude menor que 5 % da fundamental. Enquanto isso, na Figura 13b percebe-se o domínio da terceira harmônica, a partir da quarta, todas estão abaixo de 5 %. Tal fato não é uma regra e dependerá do projeto dos circuitos em questão, porém deve-se saber que às componentes harmônicas pares, no caso de um PA, são geradas pelas características inerentes às válvulas triódo, enquanto as mesmas não estão presentes em dispositivos de estado sólido.

Em Barbour (1998) o autor comenta que o “calor” do som proveniente de válvulas é criado por uma grande componente de distorção de segunda ordem. Logo 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 13.

Figura 13 – Componentes harmônicas produzidas pelos PA valvulados: (a) válvula triodo; (b) válvula pêntodo.

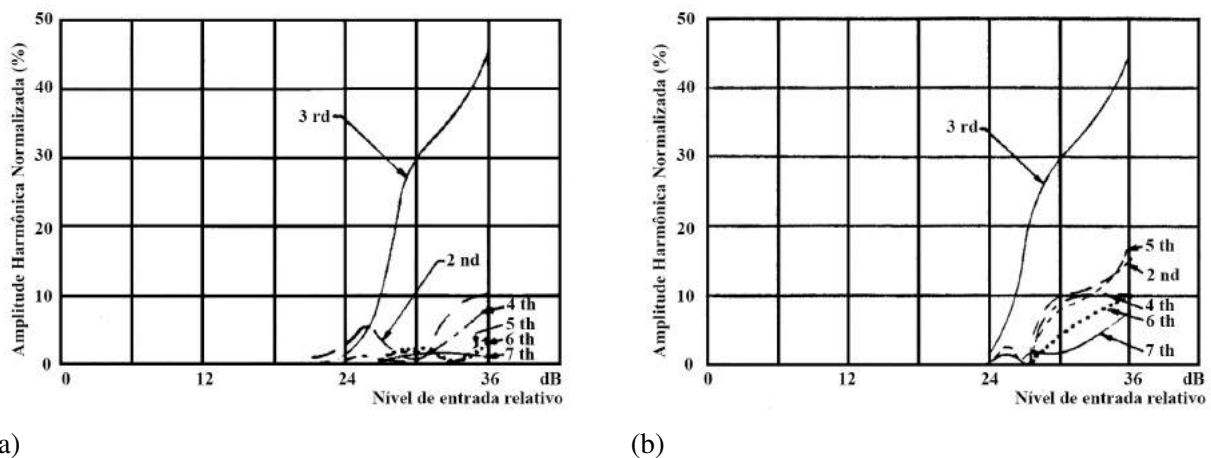


Fonte: adaptado de (HAMM, 1973).

A diferença extrema nos amplificadores valvulados é a mudança da posição do segundo e terceiro harmônicos. Este efeito não é apenas uma característica do tipo pêntodo, é comum a válvula triodo também. Assim a característica dominante desta topologia é a presença de fortes segundos e terceiros harmônicos, às vezes em conjunto com o quarto e o quinto, mas sempre muito maiores em amplitude.

Em relação aos amplificadores transistorizados, estes exibem um forte componente de distorção de terceiro harmônico quando acionados em sobrecarga, produzindo um som “coberto”. Isto pode ser visto na Figura 14, em comparação com as curvas da Figura 13, nota-se que a terceira harmônica dos PALES é muito maior que a dos valvulados, em contrapartida, as harmônicas pares estão bem mais presentes nos amplificadores valvulados.

Figura 14 – Componentes harmônicas produzidas por PALES: (a) amplificador multistágio transistorizado com acoplamento capacitivo (b) com transformador acoplado.



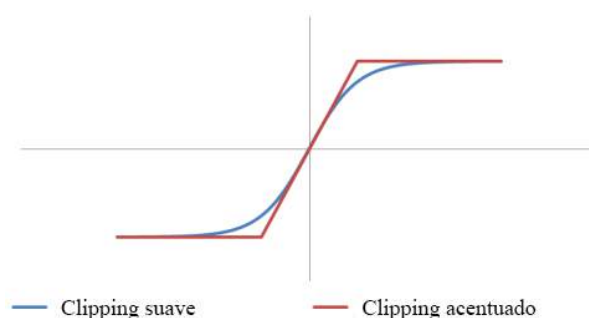
Fonte: Adaptado de (HAMM, 1973).

Segundo Hamm (1973) a causa básica da diferença no som da válvula e do transistor é a ponderação dos componentes de distorção harmônica na região de sobrecarga do amplificador.

Uma outra característica de diferença entre os amplificadores transistorizados e valvulados é o chamado *clipping*, que ocorre quando os amplificadores provocam a saturação do sinal de áudio. No trabalho de Barbour (1998) o autor afirma que os transistores provocam um *clipping* acentuado, de forma amplamente considerada não musical. Isso ocorre devido à considerável realimentação comumente usada, necessária para se obter baixos níveis de distorção. Contudo os amplificadores valvulados por sua vez, tem um *clipping* suave, considerado bem mais musical do que o dos transistores.

Os transistorizados tendem a cortar os sinais abruptamente, enquanto que os valvulados provocam uma saturação mais gradual. 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 BERTOLDI (2016).

Figura 15 – Formatos de saturação.



Fonte: (BERTOLDI, 2016).

No trabalho de Hamm (1973) formas de onda da tensão de saída foram traçadas e estão representadas na Figura 16. As diferenças estão na leve inclinação de corte no primeiro semiciclo e a forma mais arredondada no segundo na forma de onda do amplificador com válvula pêntodo.

Figura 16 – Tensão de saída x tempo: (a) válvula triodo (b) válvula pêntodo.



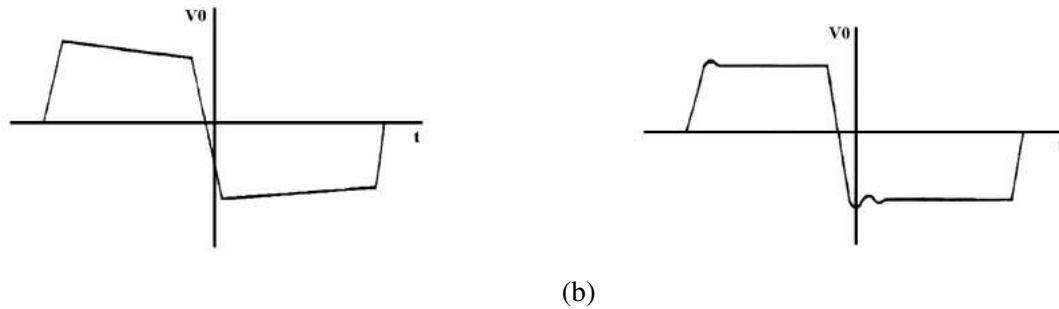
(a)

(b)

Fonte: adaptado de (HAMM, 1973).

As mesmas formas de onda foram extraídas para PALES, onde percebe-se que são simétricas, indicando a ausência de componentes harmônicas pares. Essas são mostradas conforme a Figura 17, onde descrevem uma onda retangular com *clipping* simétrico.

Figura 17 – Tensão de saída x tempo PALES: (a) PALES 1; (b) PALES 2.



Fonte: adaptado de (HAMM, 1973).

Percebe-se que duas das características principais dos amplificadores valvulados são:

- o som “quente” é criado por uma componente de distorção de “segunda ordem” (METZLER, 2005);

- o sinal de saída tem um corte assimétrico com uma assimetria da razão cíclica de trabalho;

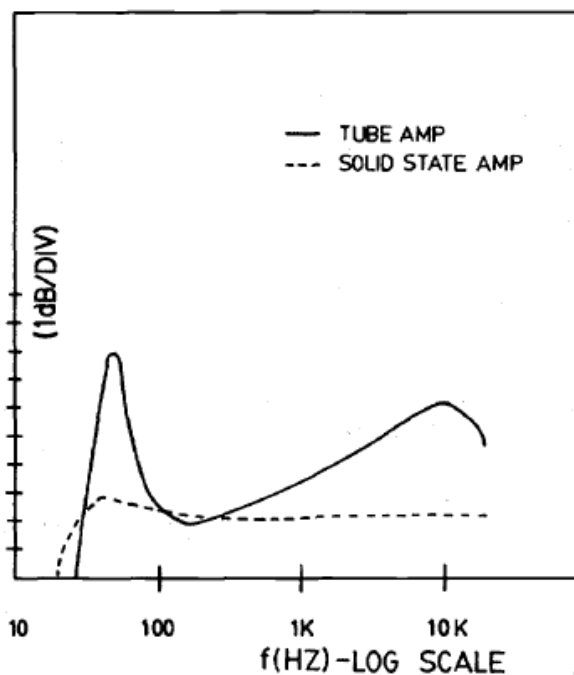
Posteriormente ao trabalho de Hamm (1973) uma análise semelhante foi feita por Bussey e Haigler (1981), onde um gráfico representando as componentes harmônicas dos amplificadores comparados pelos autores foi obtido. Um amplificador valvulado *Fender Twin Reverb* foi usado no teste e um modelo transistorizado comercialmente disponível com um PA feito sob medida. Para se obter resultados significativos houve ajuste de ganho e da resposta em frequência.

O teste realizado por Bussey e Haigler (1981) é mostrado na Figura 18, onde cada amplificador opera com uma carga de 4Ω . Verificou-se que a resposta do amplificador valvulado mudou drasticamente quando conectado ao alto-falante de carga de 4Ω , já isto não ocorreu com o transistorizado. O efeito é causado pela impedância reativa do alto-falante e a impedância de saída do amplificador. O amplificador transistorizado tem uma impedância de saída baixa ($0,1 \Omega$), enquanto o valvulado tem uma impedância de saída acima de 5Ω . Assim, a impedância de saída do valvulado aumentará conforme a impedância do alto-falante aumenta (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

Posteriormente com os ganhos definidos para dar níveis de *clipping* de saída idênticos para cada amplificador, foi feita uma medição objetiva para mostrar as diferenças no conteúdo harmônico. Este gráfico, que pode ser visto na Figura 19, 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 valvulado, quanto no ALES. Porém, a componente é menor no valvulado, que possui mais componentes pares. Em contrapartida, as componentes ímpares estão mais presentes nos ALES, desta forma percebe-se que essa análise converge com o estudo realizado por Hamm (1973).

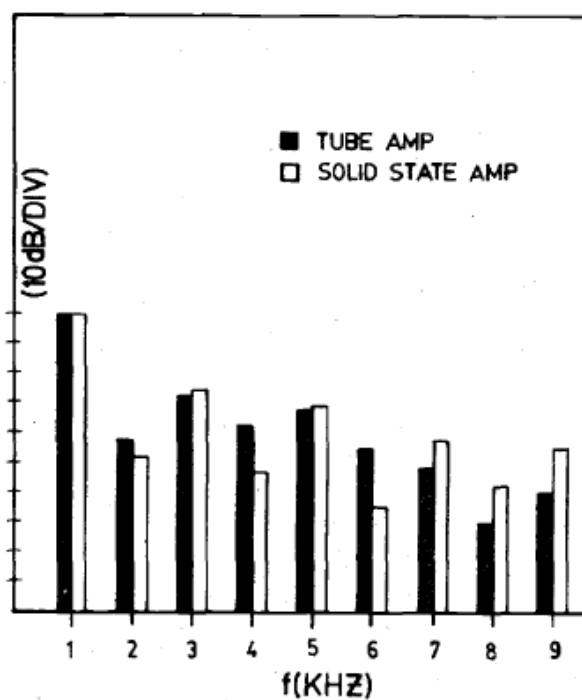
Com a mesma linha de Hamm (1973), um estudo realizado por Monteith e Flowers (1977) propõem a utilização de pré-amplificadores lineares de estado sólido operando em elevada

Figura 18 – Diferenças de resposta em frequência com uma carga de alto-falante.



Fonte: (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

Figura 19 – Comparação das componentes harmônicas entre amplificador valvulado e transistorizado

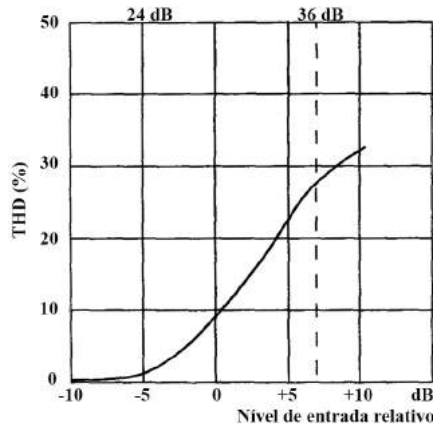


Fonte: (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

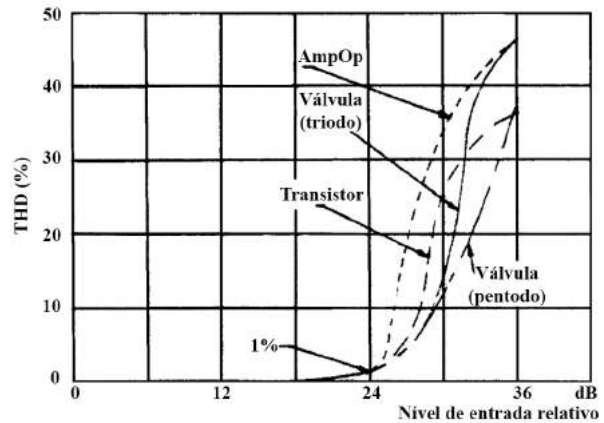
tensão, tornando-os mais parecidos aos níveis de tensão utilizados nos valvulados. Realizaram diversos testes nas mesmas condições dos realizados por (HAMM, 1973). A Figura 20a mostra

a distorção harmônica total (*THD*) do PA de alta tensão. As curvas obtidas em Hamm (1973) foram replicadas na Figura 20b para facilitar a análise.

Figura 20 – Comparação de *THD*: (a) PA em elevada tensão proposto por Monteith e Flowers (1977); (b) PA caracterizados por Hamm (1973).



(a)

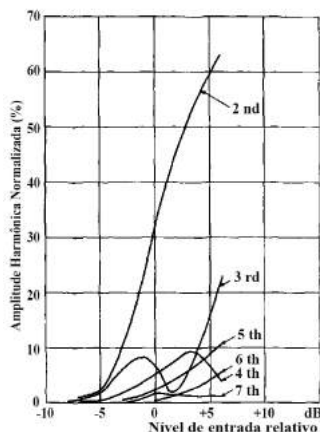


(b)

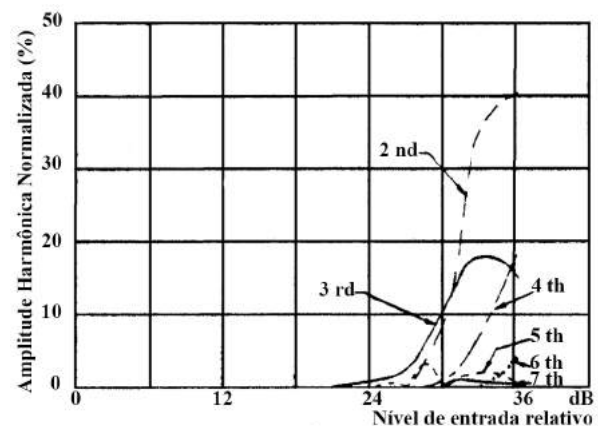
Fonte: Adaptado de Monteith e Flowers (1977).

Visualizando os gráficos acima, nota-se que na Figura 20a, a curva sobe mais suavemente do que na Figura 20b. O PA apresentado por Monteith e Flowers (1977) produz 30 % de *THD* para um nível de entrada de aproximadamente 37 dB, já o PA com válvula pêntodo, que parece aumentar a *THD* mais lentamente, produz os mesmos 30 % com um nível de entrada de cerca de 34 dB, sendo assim, cerca de 3 dB antes. Este fato indica que o PALES em elevada tensão produz níveis de distorção bem menores. Além disso, segundo Monteith e Flowers (1977), as formas de onda da tensão de saída mostraram um *clipping* assimétrico, o que torna relativamente similar aos valvulados.

Figura 21 – Comparação de componentes harmônicas entre PA valvulado e transistorizado: (a) PA em elevada tensão proposto por Monteith e Flowers (1977); (b) PA caracterizado por(HAMM, 1973)..



(a)



(b)

Fonte: Adaptado de (MONTEITH; FLOWERS, 1977).

Na Figura 21a, as componentes harmônicas extraídas do PA em elevada tensão são apresentadas. Este gráfico pode ser comparado com o da Figura 21b do estudo de Hamm (1973). As curvas do PA com elevada tensão mostraram uma segunda harmônica com maior amplitude que as demais. Os autores supõem que quando este PA é levado à saturação, produz componentes de distorção harmônica que são similares, e talvez sonoramente mais agradáveis do que os valvulados Monteith e Flowers (1977).

A conclusão do projeto do PA de alta tensão usando transistores apresentado por Monteith e Flowers (1977) exibe características de grandes sinais desejáveis aos valvulados. Em conclusão, o transistor de PA de alta tensão confirma o ponto de vista que a característica de um sistema típico utilizando transistores depende do projeto, como também é o caso nos circuitos valvulados, como comentado por Mintz (1973).

A forma de onda assimétrica obtida no PA proposto por Monteith e Flowers (1977), pode ser explicada de acordo com o estudo feito por Millett (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.

Para Aitchison e Fenton (2010), embora existam componentes de distorção harmônica com comportamento similar entre o PA valvulado e o de alta tensão, algumas diferenças são aparentes. Entre estas estão uma terceira harmônica mais dominante que ultrapassa os 20% de amplitude com relação à fundamental e uma diminuição da quarta harmônica que cai para menos de 5%.

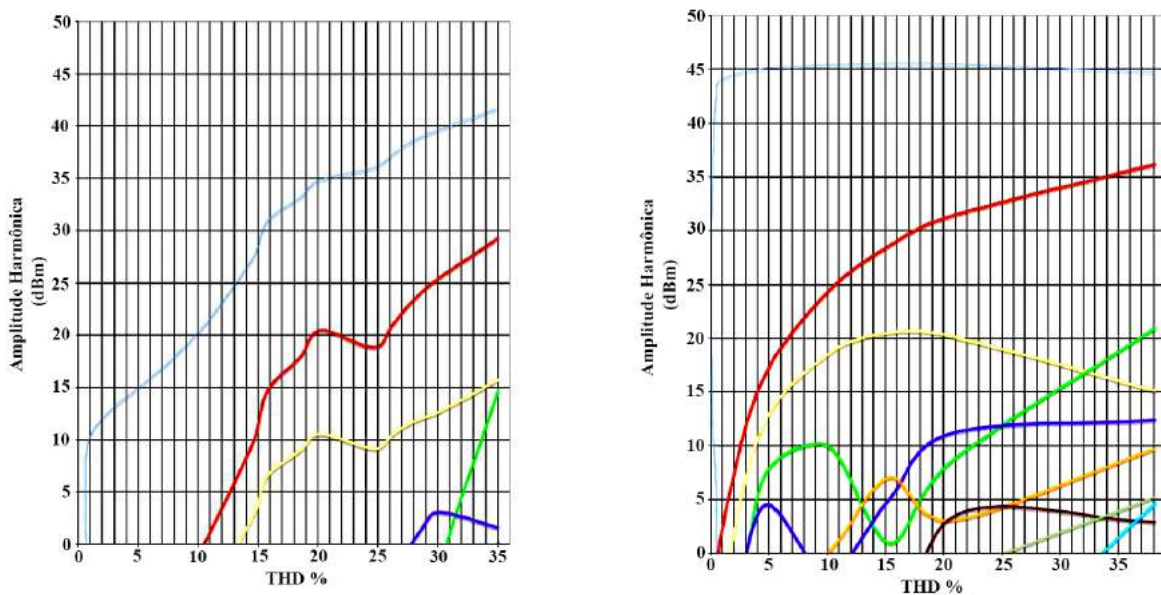
Diferentemente dos estudos realizados em Hamm (1973) e Monteith e Flowers (1977), que tem foco em aplicações que envolvem microfones, Aitchison e Fenton (2010) e Aitchison (2011) tem como foco a amplificação dos sinais de guitarra. Assim, testes foram realizados considerando os níveis de tensão típicos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

O trabalho de Rutt (1984) também possui foco em aplicação com a guitarra elétrica, onde o autor estudou ainda as características das válvulas para amplificação dando atenção especial ao estágio do PA, quase exclusivamente a não linearidade da válvula tipo triodo. O autor enfatizou de que seu trabalho analisa os efeitos da distorção do amplificador de guitarra em níveis de sobrecarga muito maior que realizado em trabalhos anteriores. Antes de analisar o conteúdo harmônico, Rutt (1984) inicialmente chamou a atenção para as descobertas de Hamm (1973) de que “o amplificador valvulado sob condições de sobrecarga causa uma mudança no ciclo de trabalho do sinal de saída, como mostrado anteriormente.

O conceito introduzido por Rutt (1984) de “*soft limiting*” e “*hard limiting*”, mostra que o *hard limiting* causa um tipo indesejável de distorção que afeta negativamente a qualidade do som de saída. Ele definiu as válvulas como *soft limiting* e transistores como *hard limiting*. Entretanto, Barbour (1998), acreditava que “a característica de *clipping* das válvulas não é, na verdade, muito mais suave do que os transistores.

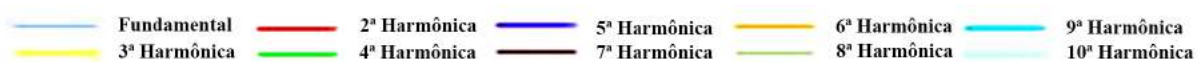
Outro trabalho de comparação objetiva é feita por Aitchison e Fenton (2010) entre um PA de estado sólido de alta tensão comparado com um AP valvulado. Os gráficos apresentados na Figura 22 representam a amplitude das componentes harmônicas em relação à THD de ambos os pré-amplificadores. Percebe-se um comportamento da fundamental 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.

Figura 22 – Comparação de *THD* entre amplificadores com multiestágio: (a) PA valvulado; (b) PA de estado sólido.



(a)

(b)

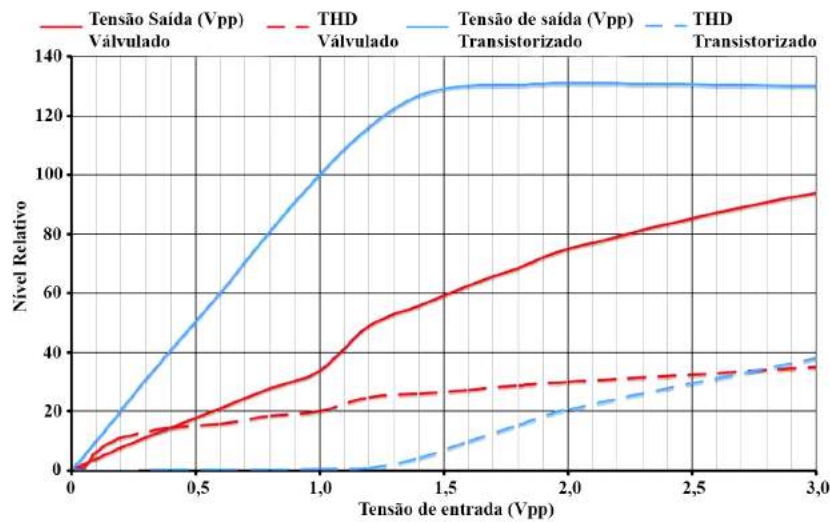


Fonte: Adaptado de Aitchison e Fenton (2010).

As curvas das características de transferência apresentadas em Aitchison (2011) junto aos níveis relativos de *THD*, podem ser vistas na Figura 23. Observa-se que as válvulas começam a distorcer bem antes que os transistores. Contudo 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. Através da Figura 24 vemos que circuito do PALES produz um “joelho”, ou um *hard limit* de qualquer sinal de entrada maior que 1,5 V pico a pico.

Analisando a Figura 24 do PA de estado sólido, percebe-se que no circuito do PALES, as componentes de distorção harmônica começam a aparecer rapidamente depois de 0,4 V eficazes, equivalente a 1,13 V pico a pico aproximadamente, o que representa um ponto antes do “joelho”, ou seja até o limite da região linear. No entanto, uma vez passado o “joelho”, os componentes de distorção harmônica são gerados rapidamente Aitchison (2011). Antes de 0,4 V eficazes, um

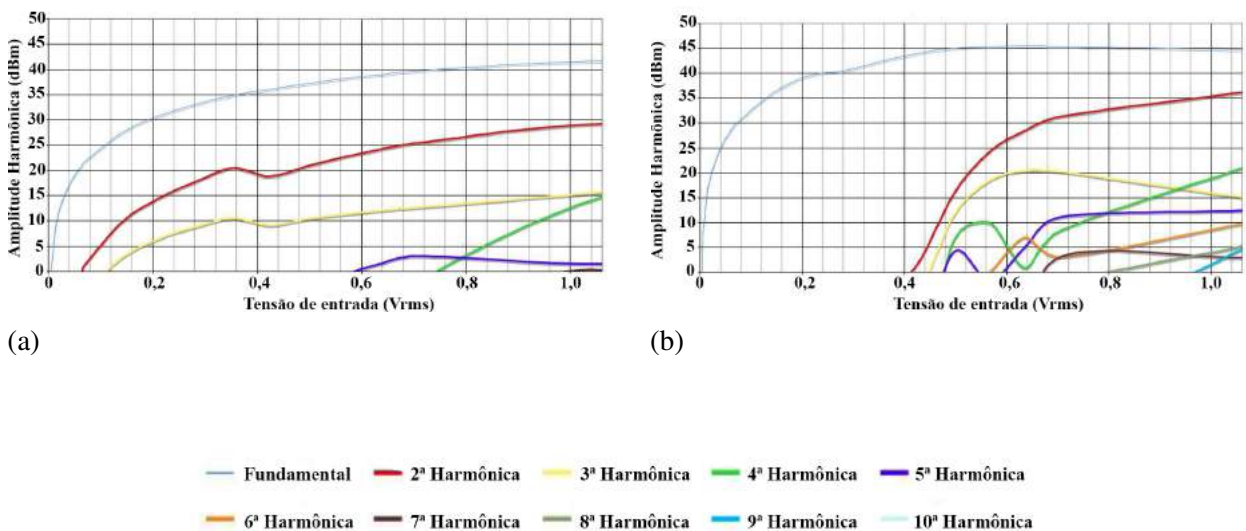
Figura 23 – Características de tensão de saída e THD dos pré-amplificadores.



Fonte: Adaptado de (AITCHISON, 2011).

sinhal fiel ao sinal de entrada é produzido, sem qualquer componente de distorção harmônica. No circuito válvulado, nota-se que essas componentes começam a aparecer antes, porém, surgem de forma mais lenta.

Figura 24 – Componentes de distorção harmônica com relação à tensão de entrada:(a) PA válvulado; (b) PA de estado sólido.



Fonte: Adaptado de (AITCHISON, 2011).

Como conclusão Aitchison e Fenton (2010) comentam que apesar da dominância de harmônica de ordem par no projeto de Monteith e Flowers (1977), a densidade geral das componentes harmônicas de ordem superiores difere significativamente daquela produzida pelo

PA valvulado. Os autores acreditam que a qualidade do som do PA desenvolvido por Monteith e Flowers (1977) pode ter sido prejudicada por ter harmônicas de ordem superior elevadas. Em Aitchison (2011) o autor afirma com 95% de certeza que o PA de transistor não soa como o circuito de pré-amplificação com válvula.

Outra afirmação importante de Aitchison (2011) é que a *THD* não teve grande influência nos resultados dos testes. No entanto, nota-se nos diversos estudos que a *THD* é relativamente diferente nos dois tipos de dispositivo, logo, esse fator não deveria ser ignorado.

1.2.2 Relação entre componentes harmônicas e áudio

Conforme relatado nos estudos descritos na seção anterior, torna-se coerente afirmar que as componentes de distorção harmônica parecem ser a causa mais provável relevante das diferenças entre os tipos de PA em amplificadores. Com o objetivo de entender essa diferença, deve-se analisar qual o significado de cada componente e qual o efeito sonoro provocado por cada uma delas. Devido a subjetividade, termos informais e abstratos serão utilizados.

Em Bussey e Haigler (1981) adjetivos como “fino” (*thin*), “oco” (*hollow*) ou “metálico” (*metallic*) foram usados para descrever amplificadores de transistor, enquanto os valvulados foram descritos como “quente” (*warm*), “completo” (*rounder*) ou “enérgico” (*punchier*). Foram realizados testes de escuta com guitarristas e pedido a eles identificarem os parâmetros elétricos causadores das diferenças sonoras. Segundo o autor os testes de escuta indicaram duas causas para diferenças no som percebido entre os transistorizados e valvulados, a ondulação da distorção de intermodulação que será comentada na próxima seção e a diferença de resposta de frequência causadas pela interação da carga (alto-falante) reativa com a impedância de saída do amplificador.

Na opinião de Millett (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 (harmonicamente ricas), mas também há aquelas que gostam de distorções de ordem ímpar (brilhante, detalhada). O autor acredita que as harmônicas de ordens superiores, como por exemplo sexta e sétima ordem, são mais audíveis que as de ordem inferior.

No estudo realizado por Hamm (1973) o autor tem uma opinião análoga. 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 segunda harmônica, a terceira dá ao som uma qualidade “metálica” que a medida que sua amplitude aumenta, torna-se desagradável (HAMM, 1973).

Os amplificadores valvulados comprimem suavemente o som, enquanto os de estado

sólido comprimem de forma mais brusca e dentro de alguns dB, entram em “*hard limiting*” ou “saturação forte”. Este “*hard limiting*” não é um som particularmente agradável, ao contrário da compressão suave de um válvula que não atinge este nível até depois de 4 dB a 8 dB (COUCH, 2009).

Em relação às 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, logo 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).

1.2.3 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 testes com guitarristas, na busca por diferenças entre PA e AP de estado sólido e valvulado. Com uma carga de $4\ \Omega$ em cada amplificador, notou-se que a resposta do 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 valvulados possuem uma impedância de saída maior que $5\ \Omega$, já os ALES muito menor, em torno de 1 décimo de ohm (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

Em Bussey e Haigler (1981) o autor cita que uma diferença grande da resposta em frequência pode ser facilmente ouvida, assim pode ser identificada uma diferença audível. Logo o autor comenta que para encontrar outros efeitos nos testes, este efeito foi removido aumentando a impedância de saída do amplificador transistorizado ou pré-equalizando anteriormente o AP (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

Conforme a Figura 18 mostrada anteriormente, percebe-se que existe uma diferença considerável na resposta em frequência dos ALES e valvulados. Através de uma análise do gráfico, percebe-se que o sinal no ALES 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

Antecipadamente aos testes com os guitarristas, os autores realizaram medidas corretivas para que as diferenças de tensões entre os amplificadores fossem minimizadas e os testes ficassem mais confiáveis. Essas tensões de saídas máximas que cada dispositivo fornece sob condições dinâmicas foram ajustadas. Sem saturar, o valvulado fornecia cerca de 96 V, enquanto o transistorizado apenas 27 V. Os PA e AP 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

Tabela 1 – 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: (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

quantas vezes quisessem (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

Os resultados encontrados podem ser vistos na Tabela 1 (BUSSEY; HAIGLER, 1981). Como teste inicial se comparou os amplificadores de potência valvulado e transistorizado, ambos ajustados com níveis de volume para que não ocorresse “*clipping*”. O PA utilizado para o teste era valvulado e guitarristas foram autorizados a ajustar os controles de tom do PA de acordo com sua preferência. Um único guitarrista identificou diferenças consistentes em dois de três ensaios, onde em nenhum destes, falsas diferenças foram relatadas (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

O segundo teste era bastante semelhante ao primeiro, com a mesma configuração dos equipamentos conforme realizado no 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 evidência no valvulado durante 100 % do tempo. Já o segundo descreveu o som do amplificador valvulado como mais completo em dois dos três ensaios. No terceiro teste se comparou os PA, utilizando um AP valvulado. Os controles de tom dos dois PA foram ajustados para proporcionar respostas em frequência coincidentes e o volume foi ajustado a proporcionar um funcionamento linear do PA.

Para finalizar, um quarto e último teste comparou o sistema de forma completa, PA e AP da mesma tecnologia operando juntos. A resposta em frequência do sistema foi igualada, e um ganho suficiente foi inserido para permitir uma sobrecarga no AP. Neste teste, o guitarrista que identificou a diferença no primeiro teste não participou (BUSSEY; HAIGLER, 1981).

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, isso pode ter afetado os resultados e os autores podem ter se precipitado nesta conclusão.

O fator de amortecimento (FA) é a relação entre a impedância da carga, no caso é o alto-falante e a impedância do amplificador Self (2002). Normalmente um ALES possui resistência de saída da ordem de $0,05 \Omega$, portanto, se ele acionar um alto-falante de 8Ω , obtemos um fator de amortecimento de 160 vezes. Esta definição simples ignora o fato de que a impedância de saída do amplificador geralmente varia consideravelmente através da banda de áudio, aumentando; isso indica que a resistência de saída é na verdade uma reatância indutiva e se comporta desta forma (SELF, 2002).

Outro ponto importante é que o FA é influenciado pelos componentes passivos adicionados juntos a carga, ou seja, a impedância em série de qualquer capacitor e dos fios de conexão da saída do amplificador até o alto-falante. Além disso, a impedância da bobina de voz do alto-falante, redes passivas de proteção e a própria impedância de saída do amplificador, todos variam de maneira própria com frequência. O resultado é que o fator de amortecimento “real” é a diferença entre a impedância do alto-falante e a soma das demais (DUNCAN, 1996). Esta mesma interpretação é feita em Self (2002), que vai mais além e afirma que o efeito da impedância de saída é geralmente considerado como sendo principal fator de amortecimento e que isso está errado, que também deve-se ter atenção a elementos inseridos entre a saída e a carga, e que essas impedâncias devem ser adicionadas para real determinação do fator.

1.3 AMPLIFICADORES CLASSE D

Os amplificadores de classe D foram propostos pela primeira vez em 1958 e tornaram-se cada vez mais populares nos últimos anos (GAALAAS, 2006). Esta topologia tem como objetivo o aproveitamento energético e utilizam interruptores de potência totalmente controlados, que são comandados, por uma modulação de largura de pulso (PWM) resultante da comparação do sinal de entrada com uma onda moduladora triangular (LEACH, 2001).

Neste tipo de amplificador, os interruptores estão totalmente ligados ou desligados, reduzindo significativamente as perdas de energia nos dispositivos de saída. Eficiências de 90 % a 99 % são possíveis (HONDA J.; ADAMS, 2005). Quando um transistor está bloqueado, a corrente através dele é zero. Quando está habilitado a queda de tensão é pequena, idealmente zero. Em cada caso, a potência dissipada é muito pequena. Isto aumenta a eficiência, assim requerendo menos energia da fonte de alimentação e um dissipador de calor menor no amplificador.

O termo “Classe D” é algumas vezes dito como um padrão “digital”. Contudo não é correto afirmar porque a operação do amplificador classe D é baseada em princípios analógicos. Não há codificação digital do sinal. Topologias antecessoras ao amplificador classe D, conhecidas como as classes padrões, dentre elas Classe A, B, AB e C já perpetuavam no mercado. Sendo assim o “D” simplesmente foi a próxima letra do alfabeto depois de “C” (LEACH, 2001).

Uma particularidade desta topologia é que deve-se ter a frequência fundamental do sinal

modulador no mínimo duas vezes superior ao valor de frequência máxima do sinal de entrada, respeitando assim o Teorema de *Nyquist-Shannon*, para não se ter recobrimento do sinal de saída devido à amostragem. Mediante a comparação de amplitudes entre a onda senoidal e a onda moduladora triangular obtém-se uma onda quadrada e assim o ciclo de trabalho para os interruptores (PIRES, 2010).

Os amplificadores de áudio Classe-D são usados quando a alta potência em áudio é necessária (por exemplo, em arenas esportivas, em shows de rock ao ar livre), mas também em sistemas de informação pública, sistemas de entretenimento, carros ou quando a eficiência tem prioridade (HIMMELSTOSS; EDELMOSER, 1998). Esta característica aliada a elevada potência motivou a realização de estudos ao longo dos últimos anos, onde essas limitações vêm sendo eliminadas com aumento da tecnologia de semicondutores, como no caso de semicondutores *GaN* (Nitreto de Galio) (LIDOW, 2014). 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 competitivo.

A característica de alta eficiência permite que estes amplificadores, quando com potência de até 100W, operem sem superaquecimento e sem sistemas de ventilação forçada, como por exemplo *coolers* (COX J.; DURST, 2008). Além disso, amplificadores classe D para contra-baixo, carros, barcos, *home theaters* e outras aplicações são facilmente encontrados no mercado. Esta topologia geralmente é 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 RAVI VASUDEVAN, 2008). Assim, esta classe de operação será objeto de estudo nos capítulos posteriores para as aplicação em áudio com especificamente o uso com guitarras elétricas.

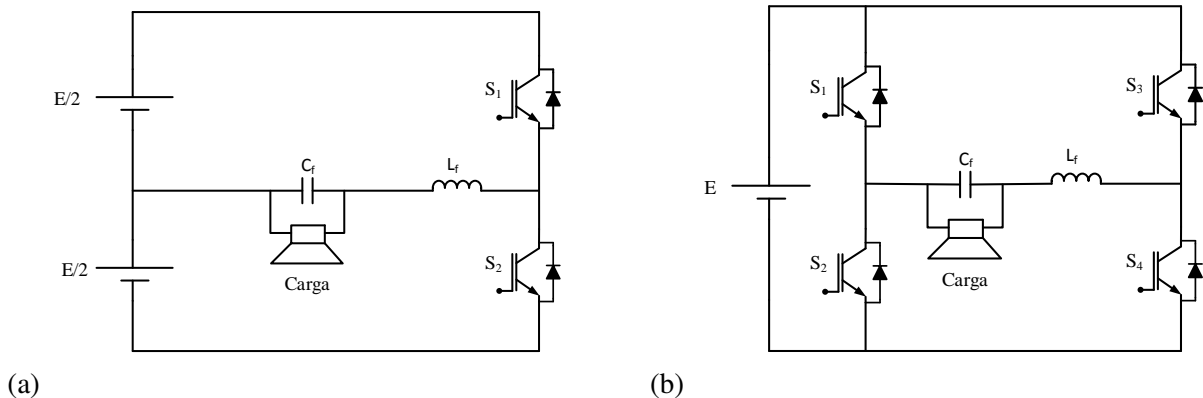
1.3.1 Topologias

As duas estruturas principais para o amplificador classe D é o meia ponte e o ponte completa. Esses também são classificados como conversores CC-CA e podem ser operadas como amplificadores.

A topologia de meia ponte é apresentada na Figura 25a e a topologia de ponte completa na Figura 25b. O meia ponte possui uma estrutura mais simples do que a topologia de ponte completa. 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.

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 D. C.; BARBI, 2011).

Figura 25 – Topologias do amplificador Classe D: (a) Meia Ponte; (b) Ponte Completa.



Fonte: Adaptado de Monteith e Flowers (1977).

A estrutura em ponte completa tem uma desvantagem com modulação de dois níveis, onde ocorre o fenômeno chamado de *Bus Pumping*, que pode ser observado quando a carga é alimentada em baixas frequências. Este fenômeno acontece quando uma carga indutiva devolve a sua energia armazenada à fonte de alimentação, efeito que também ocorre no meia ponte (PIRES, 2010).

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 circula internamente através de um fenômeno conhecido como de roda livre (HONDA J.; ADAMS, 2005). Contudo é importante ressaltar que o *Bus Pumping* provocado pela frequência de chaveamento provavelmente não será audível, não sendo assim motivo de preocupação.

A estrutura de ponte completa fornece o dobro de tensão de saída, teoricamente isso resulta na capacidade de entregar quatro vezes mais potência à saída, utilizando a mesma fonte de alimentação (COX J.; DURST, 2008).

1.3.2 Modulação PWM

A modulação do 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 RAVI VASUDEVAN, 2008). A técnica de modulação *PWM* (*Pulse Width Modulation*) é a mais comum, bastante usada em inversores e outros conversores estáticos e amplamente difundida na literatura, logo será usada neste trabalho.

A técnica de modulação *PWM* não é a única utilizada nos amplificadores classe D. Há também outras, tais como auto-oscilantes, modulação sigma delta e por densidade de pulso (FICHTENBAUM et al., 2017), (CHUNG; MCKENZIE; NG, 2016), (NIELSEN, 1998).

1.3.3 Interruptores

Para a escolha adequada dos interruptores que serão utilizados tem de se analisar como requisitos principais a tensão mínima que têm de suportar em seus terminais, a resistência que apresentam quando em condução, a quantidade de corrente máxima associada e aos tempos de comutação para a frequência pretendida.

A resistência interna do interruptor $R_{DS(on)}$ (*Static Drain-to-Source On-Resistance*) é a resistência de condução vista entre dreno e a fonte do *MOSFET*, sendo responsável pelas perdas de condução. Estas 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. Torna-se então necessário escolher o menor valor possível para a tensão de ruptura de modo a que as perdas de condução não sejam elevadas. Conforme o teorema da amostragem (Nyquist), 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 (OGATA, 2010),(COX J.; DURST, 2008).

No entanto, com a evolução dos dispositivos semicondutores ao longo dos últimos anos, o aumento da frequência não é mais um problema. Isso é comprovado com os bons resultados obtidos no trabalho de Chung, McKenzie e Ng (2016), que trabalhou com uma frequência elevada de chaveamento com dispositivo *GaN* (*Gallium Nitride*) em comparação com um dispositivo de silício, o que resultou em um desempenho do estágio de saída do *GaN* superior em frequências de comutação acima de 1,1MHz.

Atualmente, as promessas e demonstrações realizadas em unidades de MHz com interruptores com tecnologia *GaN* indicam um novo passo tecnológico. Acredita-se que futuramente esse tipo de dispositivo será amplamente utilizado em amplificadores classe D (TAYLOR, 2016). Apesar de pontos positivos do semicondutor e *GaN*, o acionamento necessita de *drivers* mais elaborados, assim tendo circuitos mais complexos. Nos últimos anos, grande atenção tem sido dada aos semicondutores de potência baseados nos materiais *wide-bandgap*, como *GaN* (JESKE, 2016).

Existem alguns parâmetros que devem ser observados na escolha de um *MOSFET* adequado. A Tabela 2 apresenta esses parâmetros, retirados de PAULY (2013), BARKHORDARIAN V. (1997), PIRES (2010), SCHWAAB (2012) e BERTOLDI (2016).

Outra tecnologia de semicondutor que pode ser utilizada como interruptores de amplificadores Classe D, são os interruptores de *SiC* (*Silicon Carbide*). Durante décadas, a qualidade do material e particularmente o seu custo foram os principais argumentos contra a aplicação do *SiC*. Estudos desencadearam a evolução da sua aplicação e redução do custo do produto final, contudo, o custo desta tecnologia ainda excede o custo total de um *chip* de silício do mesmo tamanho (KAMINSKI; HILT, 2012).

Tabela 2 – Parâmetros importantes para a escolha de um MOSFET.

Parâmetro	Descrição
BVDSS - <i>Drain Source Breakdown Voltage</i>	Máxima tensão entre drain e source, com o gate conectado ao source, sem que ocorra uma ruptura por avalanche.
RDS(on) - <i>Static Drain-to-Source On-Resistance</i>	Resistência de condução entre drain e source.
Q_g - <i>Gate Charge</i>	Carga necessária para fornecer ao gate de forma a carregar as suas capacitâncias internas.
Q_{rr} - <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
R_{Gint} - <i>Internal gate resistance</i>	Resistência interna do gate. Seu valor depende da temperatura, o qual aumenta proporcionalmente com o aumento da temperatura.
T_j - <i>Junction temperature</i>	Temperatura máxima de junção. É um dos Parâmetros usados para definir a resistência térmica do dissipador de calor.

Fonte: BERTOLDI (2016).

1.3.4 Circuito de drive dos MOSFETs

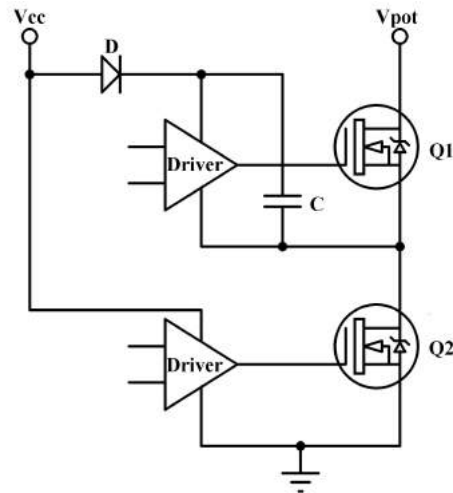
O circuito de *driver* é utilizado para o acionamento dos interruptores. Este deve ser capaz de fornecer a corrente necessária para carregar as capacitâncias internas do MOSFET com uma velocidade suficiente para carregá-las dentro de um tempo estipulado (PIRES, 2010). Na maior parte dos trabalhos, os autores utilizam circuitos integrados comerciais como *drivers*. Alguns dispositivos comerciais para este propósito permitem o ajuste do tempo morto entre valores pré-definidos, o que proporciona um controle mais preciso da distorção harmônica e diminui as chances de ocorrer o fenômeno denominado *shoot-through* (MOREY RAVI VASUDEVAN, 2008) ou curto-circuito de braço, caso os interruptores forem comandados simultaneamente.

Tanto para a topologia meia ponte quanto a ponte completa, uma das dificuldades encontradas é o fato do interruptor superior do braço do inversor não possuir a mesma referência do inferior, assim este é referenciado a um ponto de tensão variável (PIRES, 2010). Para solucionar esse problema, faz-se então necessário o uso de um *driver* adequado, uma possibilidade é a técnica com um circuito denominado *bootstrap*, que é composto basicamente por um capacitor e um diodo, como pode ser visto na Figura 26.

1.3.5 Malha de Realimentação

Segundo Self (2002) o principal uso de realimentação em amplificadores é a redução da distorção harmônica e da impedância de saída, onde seus efeitos benéficos são gradualmente ou eventualmente perdidos com uma frequência crescente, geralmente dentro da banda de áudio.

Figura 26 – Circuito bootstrap.



Fonte:(BERTOLDI, 2016).

A malha de realimentação pode não ser eficaz transitoriamente por diversos motivos, como por exemplo saturações. Quando isso acontece, o desempenho do amplificador se degrada momentaneamente para a resposta, o que implica em mudança na qualidade sonora (DUNCAN, 1996).

Existem diversas topologias de realimentação, dependendo da grandeza que se deseja controlar na saída do amplificador. São comumente realizadas por amostras de tensão (divisor de tensão com resistor shunt), corrente ou por técnica de feedforward (modo de correção de erro) para ajudar o amplificador a controlar a parte móvel do alto-falante. No material de (SELF, 2002) e (DUNCAN, 1996) os autores dedicam um capítulo inteiro sobre o tema, abordando este aspecto em diferentes topologias de amplificadores.

1.3.6 Filtro Passa-Baixa de Saída

O filtro de saída é implementado para recuperar o sinal amplificado de saída (CHUNG; MCKENZIE; NG, 2016). Tem a função de separar a informação da modulação de alta frequência indesejada do estágio de potência, removendo as altas frequências de comutação do conversor sem afetar idealmente o ganho e a fase do sinal modulado.

No material da fabricante *Texas Instruments* há uma abordagem em amplificadores classe D provendo informações para análise de redução e eliminação do filtro de saída *LC* usado tradicionalmente em aplicações de AP classe D. Segundo o autor o filtro pode ser completamente eliminado se um alto-falante predominantemente indutivo for utilizado; no entanto, a interferência eletromagnética EMI (Electromagnetic Interference) torna-se maior (TEXAS INSTRUMENTS, 1999) .

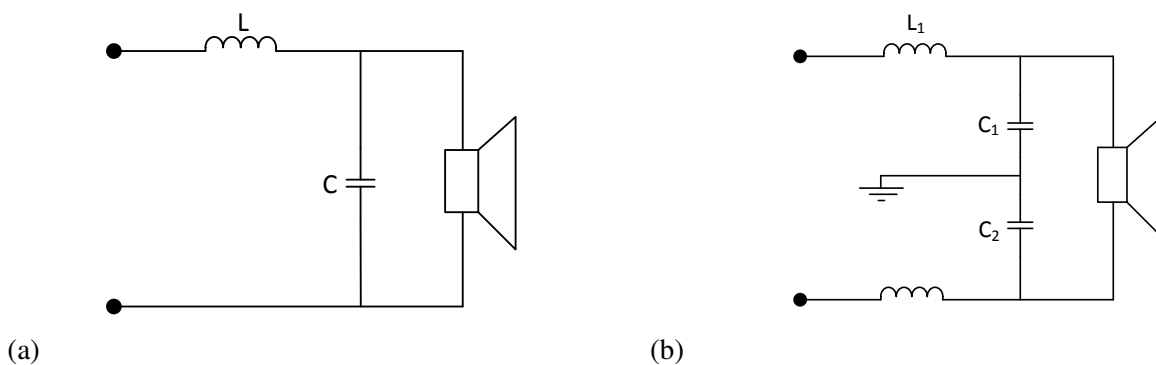
Tendo a mesma linha de pensamento, Bortoni (2012) também analisa a possibilidade de não utilizar um filtro, desde que o alto-falante seja indutivo na zona de frequência de comutação,

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. Porém, isso provocaria um aumento do valor eficaz da corrente no alto-falante, aumentando assim também a energia dissipada em seu componente resistivo. Entretanto quando não há a filtragem das componentes de altas frequências, faz-se necessário utilizar blindagem nos cabos e garantir que o alto-falante fique o mais próximo possível da saída do amplificador, desta forma, diminuindo as interferências eletromagnéticas e possíveis sobretensões no alto-falante.

No trabalho de GE T.; CHANG (2010) os autores utilizam um amplificador Classe D com modulação de três níveis e mostram que a remoção do filtro pode ser executada se certas condições do circuito forem satisfeitas, mais especificamente uma frequência de portadora suficientemente alta e um alto-falante com indutância determinada.

Na literatura existem diversas topologias de filtro, entre elas há duas mais utilizadas, sendo estas o filtro *LC* simétrico e não-simétrico. Ambos os filtros são apresentados na Figura 27.

Figura 27 – Topologias de filtros *LC*: (a) não-simétrico; (b) simétrico.



Fonte: Próprio autor

Similarmente para COX J.; DURST (2008), o filtro não-simétrico possui benefícios similares ao simétrico, porém, apresenta problemas com interferências eletromagnéticas (*EMI*) devido a distribuição dos componentes.

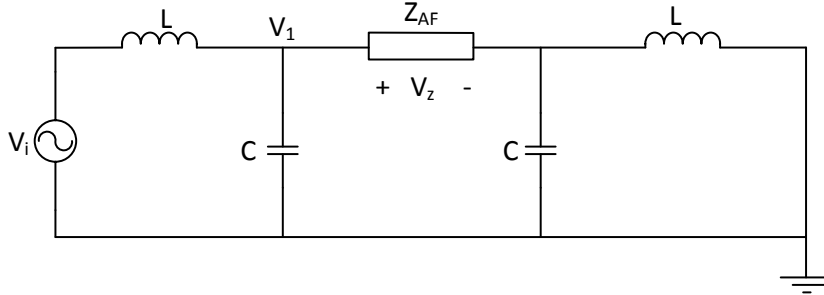
Em contrapartida, para Morey Ravi Vasudevan (2008) a única vantagem do filtro não-simétrico é a utilização de menor número de componentes. Segundo os autores, o filtro simétrico é vantajoso porque elimina o nível *DC* na carga.

Um aspecto importante de ser abordado em relação ao filtro de saída é o seu posicionamento em relação à malha de realimentação. Conforme (DONDON; MICOULEAU, 1999) para se obter um melhor desempenho do amplificador, a malha de realimentação deve iniciar imediatamente antes do alto-falante. Porém, com a inclusão do filtro na malha, um deslocamento de fase é gerado, sendo assim uma compensação do sistema torna-se bastante complexa.

No trabalho de PIRES (2010) o autor utiliza um filtro simétrico de segunda ordem *LC*, que é posicionado em ambos os lados da carga Z_{AF} . O autor não trata a carga como uma resistência pura para o projeto do filtro, mas como um elemento *RL*, sendo este definido por $Z_{AF} = R_{af} +$

sL_{af} . A Figura 28 mostra o circuito para obtenção da função de transferência do filtro mais o alto-falante em relação a tensão de entrada (V_i).

Figura 28 – Circuito do filtro de segunda ordem proposto PIRES (2010).



Fonte: Adaptado de PIRES (2010)

A função de transferência V_z/V_i é obtida conforme (1.1) descrita abaixo.

$$\frac{V_z}{V_i} = \frac{s^3 L C L_a + s^2 L C R_a + s L_a + R_a}{s^5 L^2 C^2 L_a + s^4 L^2 C^2 R_a + s^3 (2L^2 C + 2L C L_a) + s^2 L C R_a + s(2L + L_a + R_a)} \quad (1.1)$$

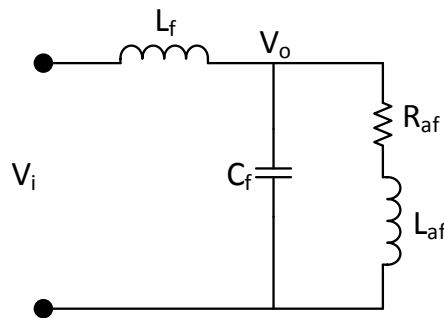
Para o projeto do filtro assumiu-se que a impedância do alto-falante é equivalente à soma da sua resistência DC e o valor da indutância medida à frequência de 1 kHz, assim sendo $R_a = 7,2 \Omega$ (DC) e $L_a = 0,2 \text{ mH}$ (@ 1 kHz), estes valores foram obtidos pelo datasheet do alto-falante utilizado (PIRES, 2010).

Em (BERTOLDI, 2016) uma abordagem similar é feita para determinação do filtro a ser utilizado no projeto. Contudo a análise é realizada utilizando um filtro não-simétrico, este circuito pode ser visto na Figura 29. Foi utilizado o valor da indutância e resistência da carga calculada na frequência de chaveamento do amplificador em 100 kHz, assim a tensão de saída representará uma tensão nesta frequência, que no caso corresponde ao valor da amplitude de pico da ondulação de tensão. Os valores de L_a e R_a são os valores correspondentes à impedância nesta especificação, onde foram obtidos através da curva de modelamento do alto-falante *Celestion Vintage 30*, obtendo-se $Z_{100K} = (76,02 + j83,7) \Omega$, que equivale aproximadamente a $R_{a100K} = 76 \Omega$ e $L_{a100K} = 133,28 \mu\text{H}$. Em (1.2) mostra-se a função de transferência para este caso.

Esta consideração da impedância do AF não é usual, uma vez que a maioria dos projetos é realizado desconsiderando o modelo da carga. Geralmente utilizando-se apenas a resistência DC fornecida pelo fabricante, tendo medida padronizada em 1 kHz, valor de frequência na qual não ocorre o pior caso em termos de porcentagem de ondulação de corrente.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{s}{L_f C_f} + \frac{R_{af}}{L_f C_f L_{af}}}{s^3 + s^2 \frac{R_{af}}{L_{af}} + s \frac{L_f + L_{af}}{C_f L_f L_{af}} + \frac{R_{af}}{C_f L_f L_{af}}} \quad (1.2)$$

Figura 29 – Circuito com filtro não-simétrico usado para o cálculo da função de transferência.



Fonte: Adaptado de BERTOLDI (2016)

Conforme as características dos filtros abordadas anteriormente a topologia escolhida para este projeto é a utilização do filtro não-simétrico por apresentar menos componentes em sua topologia e assim ocupando menor espaço físico no projeto da *PCI*.

1.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Através do exposto é possível observar que o principal diferencial entre os amplificadores de guitarra está na distorção particular que este produz. O comportamento harmônico é o fator que aparenta ser a causa da diferença entre estes e os amplificadores para guitarra de estado sólido.

Outras questões relatadas como a intermodulação ou a utilização de topologia de componentes específicos, por exemplo o transformador, ocorrem nos amplificadores de estado sólido e dependendo do projeto, são propositalmente inseridos no circuito de forma a emular efeitos ou inserir assimetrias. Os amplificadores de guitarra valvulados apresentam mais componentes harmônicas pares, principalmente a segunda. Contudo, não há uma maioria dominante de amplificadores que apresentaram essa característica.

A maioria dos estudos relatados foram feitos utilizando PA, esse fator é a “causa raiz”, ou seja, são os responsáveis por provocar distorções no sinal de áudio. Desta forma, 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. Assim, um PA será escolhido para que se construa um amplificador híbrido, esperando que assim sejam obtidos resultados satisfatórios em relação a resposta dinâmica do sistema.

Atualmente os amplificadores classe D em áudio são mais frequentemente encontrados no uso de alta-fidelidade ou em amplificadores para contra-baixo. Dispositivos com essa configuração sendo específicos para guitarra são bem difíceis de encontrar no mercado. Desta forma pode-se questionar se esse fato ocorre devido a uma possível capacidade de reproduzir bem os graves, ausência de estudo e investimento em amplificadores desta classe pelas empresas fabricantes ou a aceitação desta topologia no mercado.

Relativo aos fatores construtivos do amplificador classe D apresentados ao longo do capítulo, a topologia meia ponte será utilizada, uma vez que uma comparação do conteúdo harmônico produzido por cada estrutura foi abordada em BERTOLDI (2016) e nenhuma diferença significativa foi encontrada.

O filtro geralmente utilizado tem a configuração *LC*, com a qual apresenta resultados satisfatórios e apresenta poucos componentes. Uma análise harmônica será realizada, visto que o filtro é um componente importante e diretamente ligado à qualidade do sinal.

Para os interruptores e seus respectivos circuitos de acionamento, a escolha parece ser abrangente visto que já existem diversos interruptores e circuitos integrados específicos para aplicações em amplificadores classe D. O transistor MOSFET parece ser a melhor opção para esse tipo de aplicação em baixas tensões, uma vez que a tecnologia dos interruptores *GaN* ainda não é amplamente utilizada, apesar de já ser conhecida no mercado exterior.

2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Existem componentes pertencentes ao sistema que também devem ser abordados pois são de extrema importância para o uso com o amplificador Classe D. Assim as características da carga e um breve estudo sobre captores e guitarra elétrica é apresentado.

Além disso uma análise sobre um amplificador de guitarra comercial será realizada, com a finalidade de caracterizar um amplificador para que o mesmo possa futuramente ser tomado como base de comparação com o amplificador classe D que será projetado. A carga tem um aspecto principal, pois o projeto de controle será implementado visando uma carga específica.

2.1 ALTO-FALANTES

É necessário um alto-falante (AF) de alta qualidade para reproduzir som com fidelidade suficiente para satisfazer um público crítico quando alimentado por um sinal elétrico preciso Colloms (2005). Existem inúmeras aplicações para alto-falantes de alta qualidade, como para transmissão e gravação ou para análise crítica da qualidade do que se está produzindo. Outras aplicações variam de festival de rock, concertos musicais em auditório de teatro a uma sala de estar comum.

O primeiro AF de qualidade com uma bobina móvel foi desenvolvido por *Rice e Kellog* em 1925, logo após o amplificador a válvula. Eles descobriram que o deslocamento de um cone de AF de bobina móvel atinge um pico na ressonância e cai a 6 dB/oitava de cada lado dessa ressonância (WATKINSON, 1998), sendo uma característica existente nesses dispositivos.

Existem diversos tipos de AF usados para reprodução de áudio de qualidade, eles se diferenciam pela topologia de construção. O termo “*driver*” é amplamente utilizado na literatura para representá-lo, contudo para não gerar conflito com o termo utilizado anteriormente no acionamento de semicondutores, este não será aplicado.

O AF é um transdutor eletroacústico projetado para produzir som, sendo este o elemento que normalmente está conectado diretamente à saída do AP (HEERDT, 1997). Um transdutor é um dispositivo que converte um tipo de energia em outra. São caracterizados pela sua impedância e pela sua resposta em frequência. Possuem ainda a particularidade que a sua impedância varia mediante as frequências do sinal que é aplicado aos seus terminais (PIRES, 2010).

Desta forma o AF tem como objetivo transmitir um sinal, uma mensagem, seja ela um discurso, uma música, um alarme, etc. Logo, utiliza-se o AF que serve para transformar um sinal elétrico em pressão sonora. Certamente que todas essas conversões envolvidas têm um preço, a energia vai sendo gasta pelo caminho e no máximo 5% da energia elétrica aplicada é convertida em som (SETTE, 2019).

Existem algumas empresas que se destacam mundialmente na fabricação de AF destinados a amplificadores de guitarra elétrica. Sendo as duas mais conhecidas a fabricante britânica

Celestion fundada em 1924 e a americana *Eminence* que iniciou em 1966. Particularmente a primeira fabricante, foi a responsável pela primeira linha de produtos dedicados para guitarra elétrica, tendo seus produtos utilizados em diversas marcas de amplificadores. Sendo estes marcados em performances memoráveis de guitarristas do início do “*rock’n roll*” até os dias atuais.

Em 2016 o modelo “*Vintage 30*” da fabricante *Celestion* completou seu 30º aniversário. Lançado em 1986 destinado a amplificador de guitarra elétrica alcançando vendas superiores a um milhão de unidades. Possui a possibilidade de modelos com impedâncias nominais de $8\ \Omega$ e $16\ \Omega$ e potência de 60 W com 12 polegadas de diâmetro. A Figura 30 abaixo mostra o modelo citado.

Figura 30 – Alto-falante *Celestion Vintage 30 G12*.



Fonte: Celestion (2019)

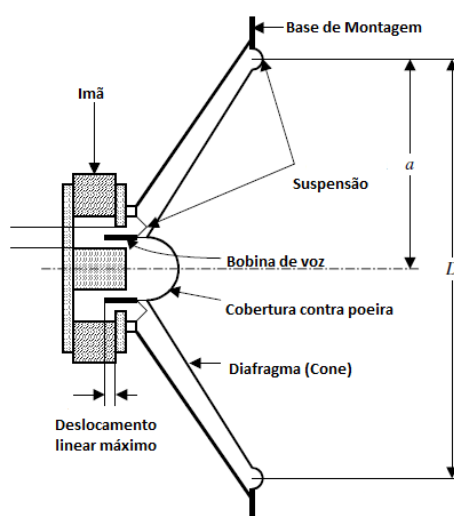
Para a utilização satisfatória do AF é necessário que suas características básicas sejam bem conhecidas pelo projetista e também pelo usuário. São dispositivos frágeis e com baixo rendimento eletroacústicos, transformam em calor quase toda a energia elétrica que recebem dos amplificadores, isto acontecendo na grande maioria dos casos (SETTE, 2019).

A impedância de um AF é muito raramente constante em relação à frequência. Contudo a impedância nominal fornecida nas especificações dos fabricantes é tipicamente $4\ \Omega$, $8\ \Omega$ ou $16\ \Omega$ (DUNCAN, 1996). Alguns fabricantes fornecem juntamente na ficha de especificação, a curva de impedância, a resistência DC da bobina de voz (R_E) e a indutância da bobina de voz (L_E). Além disso, outros dados importantes para conhecimento do projetista são fornecidos, como: a potência nominal, frequência de ressonância (f_S), curva SPL (Loudspeaker Pressure Sound), faixa de resposta em frequência, dados construtivos e em alguns casos os parâmetros de pequenos sinais que serão abordados mais adiante. A curva SPL mostra a intensidade sonora (em sua harmônica fundamental, ou seja, sem distorções) em função da frequência.

A descrição das partes de um AF eletrodinâmico é mostrada na Figura 31, onde os

componentes principais são o elemento magnético (ímã), bobina de voz e diafragma. O diafragma é a superfície móvel que irradia o som. O material preferido é o papel, devido ao seu baixo peso e alto amortecimento interno, embora também sejam utilizados plásticos e metal. O diafragma é em forma de cone, devido a isso comumente também é descrito por este termo (LEACH, 2003). Esta geometria tem o objetivo de melhorar a rigidez, embora existam modelos com diafragma plano. Um sistema de suspensão é usado para manter o diafragma na posição correta com a bobina de voz dentro do espaço do ímã e restringir o movimento do diafragma apenas para a direção axial.

Figura 31 – Componentes de um alto-falante de bobina móvel.



Fonte: Nielsen (2005)

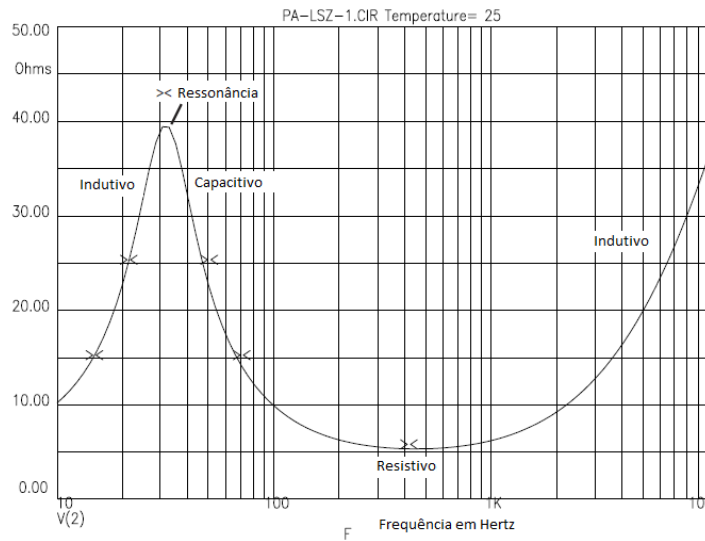
Em um AF a bobina de voz (*voice coil*) possui uma característica dada por uma resistência e uma reatância, logo não possui um caráter puramente resistivo. A Figura 32 mostra a impedância de um AF de 15 polegadas (DUNCAN, 1996). Note que esta muda de capacitiva para indutiva dentro da banda passante de áudio.

A Figura 32 mostra que a carga é capacitiva no lado direito da ressonância, onde a impedância está caindo com o aumento da frequência, enquanto a impedância aumenta com a frequência no lado esquerdo do pico ressonante, sendo neste caso indutiva.

Devido ao AF *Vintage 30* do fabricante *Celestion* ser um modelo clássico, utilizado por diversos guitarristas e presente em vários modelos de amplificadores para guitarra, o mesmo foi escolhido para este trabalho. O modelo da carga pode ser obtido analisando o comportamento da impedância com a variação da frequência, conforme mostrado anteriormente na Figura 32.

No trabalho de BERTOLDI (2016) foi realizada uma análise de pequenos sinais para o AF *Vintage 30* utilizando um analisador de impedâncias. Posteriormente o autor realizou uma modelagem do gráfico de impedância obtido. A frequência de limite superior adotada foi de 1 MHz, visto que esta já é uma frequência relativamente alta e maior do que a de chaveamento

Figura 32 – Impedância em função da frequência de um alto-falante de graves de 15 polegadas.



Fonte: Duncan (1996)

de amplificadores classe D em geral. O diagrama de Bode do alto-falante segundo BERTOLDI (2016) é mostrado na Figura 33.

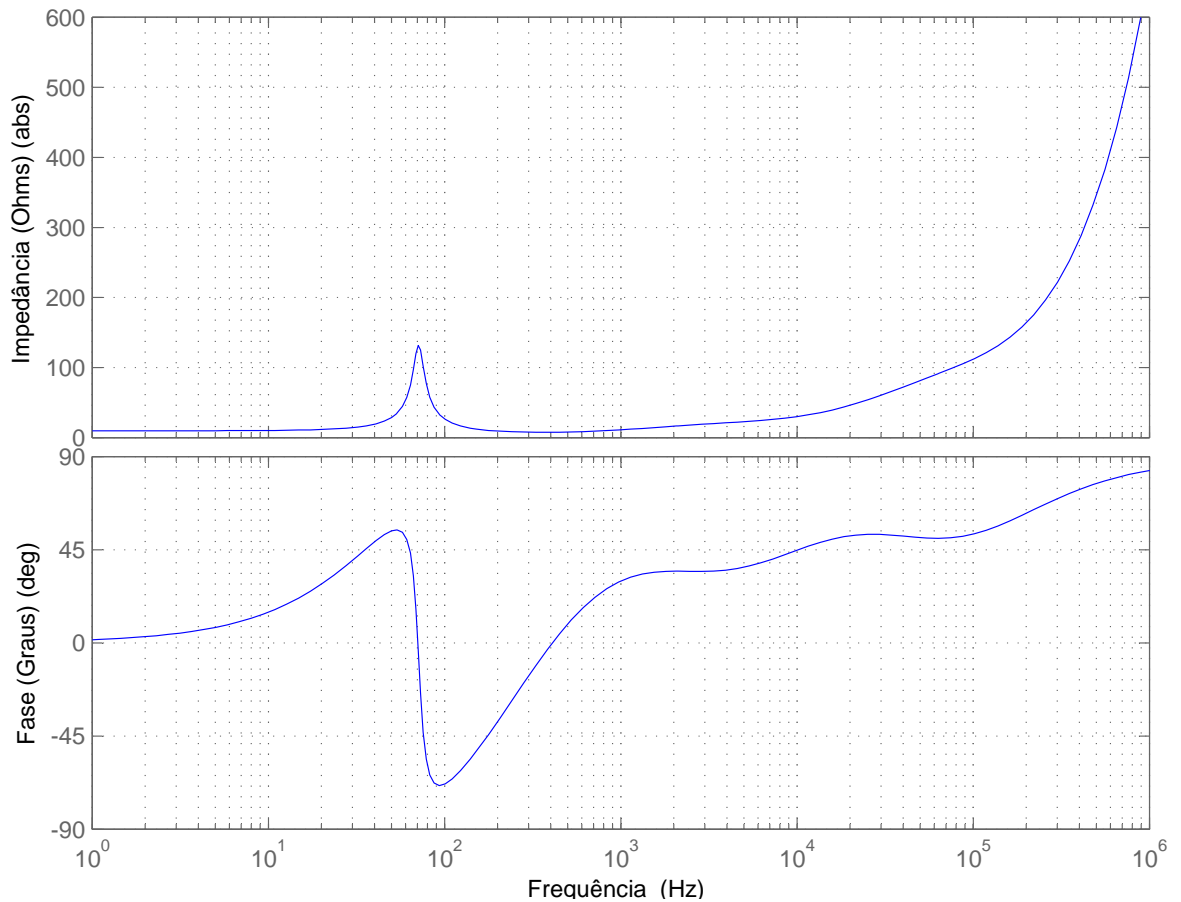
Uma modelagem de AF também é feita por (GE T.; CHANG, 2010). Os autores consideram modelos de circuitos onde os componentes variam suas impedâncias com relação a frequência. Os autores consideram como modelo equivalente uma resistência e uma indutância em série, onde ambos são variáveis de acordo com a frequência. Já em (GONZALEZ-ESPIN et al., 2007) uma outra forma de modelagem foi realizada utilizando uma expressão analítica, neste caso um modelo equivalente mais completo de AF é abordado através de um circuito *RLC* série, porém neste caso agregando a função de transferência do filtro de saída com a carga.

Em BERTOLDI (2016) o método utilizado para a modelagem foi similar a (GE T.; CHANG, 2010), tendo o autor obtido um resultado satisfatório. A Figura 34 mostra o circuito completo que representa a modelagem para o *Vintage 30* obtido por (BERTOLDI, 2016).

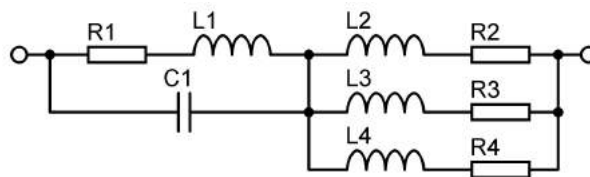
A modelagem realizada através do circuito da Figura 34 resultou nos seguintes valores de componentes $R_1 = 2,6\Omega$, $L_1 = 40\text{mH}$, $C_1 = 124,5\mu\text{F}$, $R_2 = 10\Omega$, $L_2 = 2,5\text{mH}$, $R_3 = 30\Omega$, $L_3 = 0,5\text{mH}$, $R_4 = 138\Omega$ e $L_4 = 0,141\text{mH}$ respectivamente. Assim a função de transferência Z_{af} da carga é definida por (2.1) (BERTOLDI, 2016).

$$Z_{af} = \frac{1,053 \cdot 10^{-4} s^5 + 109,8 s^4 + 6.64 \cdot 10^6 s^3 + 2,76 \cdot 10^{10} s^2 + 3,104 \cdot 10^{13} s + 6.785 \cdot 10^{15}}{s^4 + 298,765 \cdot 10^3 s^3 + 3,499 \cdot 10^9 s^2 + 2,861 \cdot 10^{11} s + 6,986 \cdot 10^{14}} \quad (2.1)$$

O gráfico da impedância na Figura 33 demonstra a complexidade da carga, onde a mesma varia na banda de áudio e em consequência disso a ação de controle deve ser projetada para suprir essa característica da carga. Esse assunto é abordado em capítulo futuro onde o projeto do controle de tensão é realizado.

Figura 33 – Impedância do alto-falante *Vintage 30* em função da frequência.

Fonte: BERTOLDI (2016)

Figura 34 – Circuito elétrico do modelo para o alto-falante *Vintage 30*.

Fonte: BERTOLDI (2016)

2.2 GUITARRA ELÉTRICA

Em definição o som é um movimento de onda acústica ou mecânica em um meio elástico. O meio mais familiar é o ar, porque é o meio pelo qual nos comunicamos com a fala (LEACH, 2003). Ele pode ser criado por diversos tipos de vibrações, como por exemplo pela vibração das cordas vocais, pela vibração de uma corda de guitarra, pelo bater da palma de uma mão contra a outra, pelo vibrar de um alto-falante, etc.

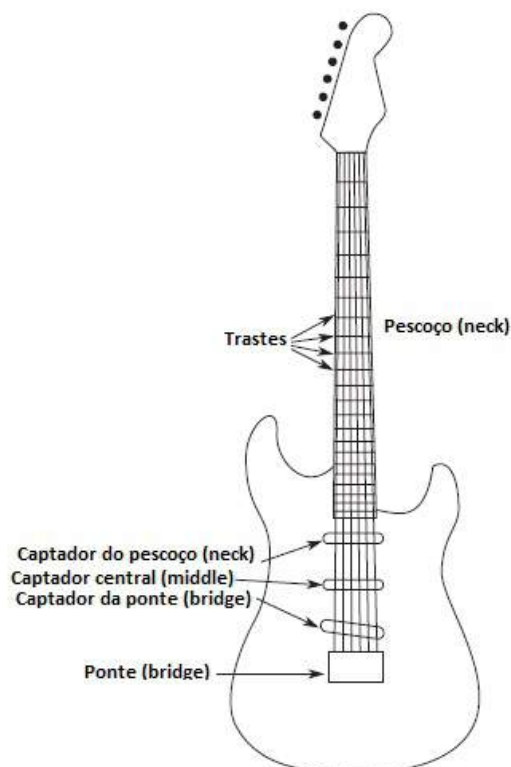
A guitarra elétrica de corpo maciço não possui qualquer componente de amplificação

acústica, em vez disso usa captadores (*pickups*) que captam o movimento das cordas metálicas e o transformam para sinais elétricos e que são amplificados e posteriormente “transformados” em ondas sonoras nos alto-falantes (PIRES, 2010). O movimento da corda de metal através do campo magnético da bobina induz uma tensão nos seus terminais, este é o sinal elétrico que é amplificado (DARR, 1973). Assim a guitarra elétrica foi originalmente desenvolvida para aumentar o nível de som além das capacidades de um violão (WATKINSON, 1998).

Os amplificadores de áudio de alta fidelidade tem como objetivo reproduzir o sinal da forma mais fiel possível dentro de toda a faixa de frequências audíveis. Como uma guitarra não emite sinais em toda essa faixa de frequências logo um amplificador específico para uma guitarra, não necessita ter uma banda passante tão elevada (BERTOLDI, 2016).

A estrutura de uma guitarra elétrica padrão é mostrada na Figura 35. Os trastes estão localizados no braço da guitarra, também conhecido como “pescoço” (*neck*) onde as cordas são fixadas através de uma extremidade deste até a ponte (*bridge*).

Figura 35 – Partes e componentes da guitarra elétrica padrão.



Fonte: Adaptado de Paiva J. Pakarinen (2012)

É conhecido que 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 e até mais abaixo como em Dó# ou Dó. 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 na guitarra é estipulada pela sexta corda solta (aberta), sendo assim, se esta estiver afinada em Mi, produzirá um sinal de 82 Hz. A Tabela 3 mostra as notas musicais e frequências em cada corda da guitarra em seus respectivos trastes (BLENCOWE, 2009). 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. Contudo, considerando um aumento máximo de duas oitavas através de um pedal de efeitos, chega-se à uma frequência final de aproximadamente 5274 Hz. Assim, através dessas informações, considera-se adequada uma banda passante para o amplificador entre 65 Hz e 6 kHz (BERTOLDI, 2016).

Tabela 3 – Notas e frequências correspondentes nos trastes da guitarra.

Solta	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
E	F	F#	G	G#	A	A#	B	C	C#	D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A#	B	C
330	349	370	392	415	440	466	494	523	554	587	622	659	698	740	784	831	880	932	988	1047
B	C	C#	D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A#	B	C	C#	D	D#	E	F	F#	G
247	262	277	294	311	330	349	370	392	415	440	466	494	523	554	587	622	659	698	740	784
G	G#	A	A#	B	C	C#	D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A#	B	C	C#	D	D#
196	208	220	233	247	262	277	294	311	330	349	370	392	415	440	466	494	523	554	587	622
D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A#	B	C	C#	D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A
147	156	165	175	185	196	208	220	233	247	262	277	294	311	330	349	370	392	415	440	466
A	A#	B	C	C#	D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A#	B	C	C#	D	D#	E	F
110	117	123	131	139	147	156	165	175	185	196	208	220	233	247	262	277	294	311	330	349
E	F	F#	G	G#	A	A#	B	C	C#	D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A#	B	C
82	87	92	98	104	110	117	123	131	139	147	156	165	175	185	196	208	220	233	247	262

Fonte: Adaptado de (BLENCOWE, 2009).

2.3 CAPTADORES

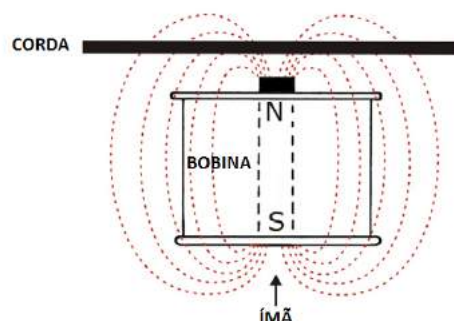
O captador consiste em um ímã permanente com uma bobina de fio em torno dele. Qualquer objeto ferroso que se mova por perto fará com que o campo magnético varie e isso induzirá um sinal na bobina (WATKINSON, 1998).

Todas as guitarras necessitam de captadores, conhecidos pelo termo em inglês “*pickup*”, assim o movimento das cordas metálicas é captado e se transformam em sinais elétricos. Os captadores são bobinas de alta impedância que são enroladas em núcleos de ímã permanente e colocadas próximos as cordas no instrumento. O movimento da corda através do campo magnético da bobina induz uma tensão na mesma, este é o sinal elétrico que é amplificado (DARR, 1973).

Quanto mais forte o ímã do captador, mais forte será a saída, o que significa que menos voltas de fio são necessárias para uma determinada saída de tensão. Como esses captadores geralmente têm altas impedâncias (maiores que $5\text{ k}\Omega$) e têm potenciômetros em média maiores que $100\text{ k}\Omega$ em seus circuitos de controle de tons e volume, eles exigem uma alta impedância de entrada no primeiro estágio do PA (normalmente utilizados valores maiores que $1\text{ M}\Omega$). O menor nível de saída de pico produzido de uma única corda é inferior a $100\text{ }\mu\text{V}$. O nível máximo obtido ao dedilhar fortemente as seis cordas é maior que 1 V . Assim, a faixa dinâmica de uma guitarra elétrica é superior a 80 dB . Um nível típico de pico de saída é de cerca de 100 mV (RUTT, 1984).

Os captadores usam geralmente uma bobina de forma plana e retangular e a tensão de saída dos captadores aumenta gradualmente com o enrolamento. Como resultado, os captadores possuem uma alta impedância de saída, além disso, geralmente utilizam um controle de volume (potenciômetro) juntamente com um ou mais controles de tons montados no corpo da guitarra (DARR, 1973). A Figura 36 descreve as partes principais de um captador simples.

Figura 36 – Captador simples.



Fonte: (WARD, 2012)

Há um número de projetos diferentes de captadores para guitarra disponíveis no mercado. O mais tradicional é o projeto de captação magnética passiva empregando a física da indução eletromagnética, sendo este o mais encontrado em guitarras elétricas. Outros projetos incluem

captadores piezoelétricos, normalmente encontrados em guitarras acústicas e modelos ópticos (BAN, 2012).

Os captadores possuem geralmente duas topologias de construção, o de bobina simples, chamado de “*single coil*” e de bobina dupla, conhecido como “*humbucker*”. A Figura 37 descreve estas duas topologias de captadores.

Figura 37 – Topologia de captadores.



(a) Captador *singlecoil*.

(b) Captador *humbucker*.

Fonte: Adaptado de (WARD, 2012).

Os captadores compõem uma parte importante do timbre de certos instrumentos de cordas. Os guitarristas reconhecem sua importância e incorporam cada tipo de captação conforme suas características desejadas bem como sua posição na guitarra para alcançar um estilo ou timbre específico. Por exemplo, alguns guitarristas preferem captador *humbucker* localizado na ponte (bridge) para tocar com distorção, mas com bobinas simples nas posições central (*middle*) e do pescoço (*neck*) para um timbre mais limpo. Essa diferença de posição dos captadores no corpo da guitarra pode ser observada na Figura 35 (PAIVA J. PAKARINEN, 2012).

Os captadores colocados ao lado da ponte produzem um tom “brilhante” (aguda), enquanto um tom “mais pesado” (grave) é alcançado quando a distância de captação para a ponte é aumentada. Assim, as guitarras geralmente têm dois ou três captadores, como mostrado na Figura 35. Por exemplo, as guitarras *Les Paul* têm tradicionalmente dois captadores *humbuckers*, um na ponte e outro no pescoço, enquanto as guitarras *Stratocaster* tradicionalmente têm três captadores: ponte, central e pescoço. (PAIVA J. PAKARINEN, 2012).

2.4 AMPLIFICADOR DE GUITARRA COMERCIAL

Com o objetivo de conhecer o desempenho de um amplificador comercial, foi realizada a caracterização de um modelo linear de estado sólido (ALES), modelo *Attax 80*. O amplificador possui 100 W com carga de 8 Ω , sendo apresentado na Figura 38. O *Attax 80* possui um circuito de emulação das características de amplificadores valvulados em seus efeitos. Além disso, seu alto-falante original de fábrica é o modelo *Celestion Vintage 30 G12*.

O ensaio para a coleta de dados teve como principal objetivo analisar o comportamento do amplificador. Ajustes de tons e regulação do ganho foram levados em conta para realização dos testes. 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 fossem mais similares possíveis das apresentadas no capítulo anterior, para que as comparações fossem mais pertinentes.

Figura 38 – Amplificador caracterizado.

Amplificador *Hughes and Kettner Attax 80*.

Em relação a análise na frequência, o ajuste de graves, médios e agudos e ganho do PA se deu de forma que ao ser colocada uma onda senoidal na entrada, esta se mantém sem distorções na saída para um sinal com frequência de 1 kHz, ou seja, o mais similar possível ao sinal de entrada. Esta mesma configuração se deu para obtenção dos dados para a resposta em tensão dos amplificadores.

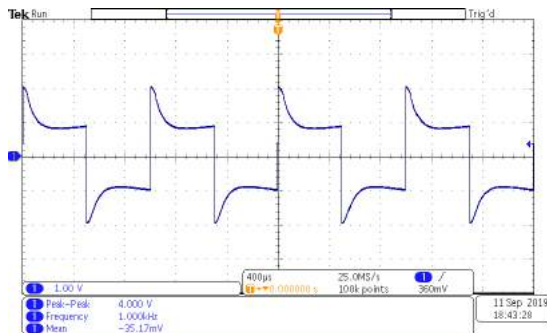
Para a obtenção dos dados de distorção harmônica e das componentes harmônicas, além dos ajustes citados acima, os ganhos do PA e AP foram colocados em seus níveis máximos (MATHEW, 2007).

Com relação as formas de onda na saída do PA, foi efetuado 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.

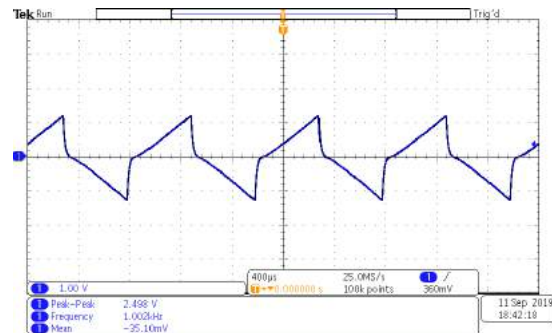
2.4.1 Formas de Onda

Com o objetivo de avaliar o formato da distorção do amplificador foram adquiridas as formas de ondas da saída do PA e do conjunto completo (PA+AP). O modelo utilizado possui um acesso à saída do PA, permitindo a obtenção de dados deste estágio. A tensão de entrada foi ajustada primeiramente para uma onda quadrada de $3V_{pp}$ em 1 kHz variando-se a frequência posteriormente em 3 kHz e 6 kHz. A Figura 39 e a Figura 40 representam as formas de onda na saída do PA realizada no modelo *Attax 80* para a frequência inicial de 1 kHz. A frequência do sinal aplicado é mostrada juntamente nestas figuras, mantendo-se fixa a tensão de entrada no valor previamente comentado.

Figura 39 – Tensão de saída do PA *Attax 80* em 1 kHz: (a) com excesso de agudo; (b) com excesso de grave.



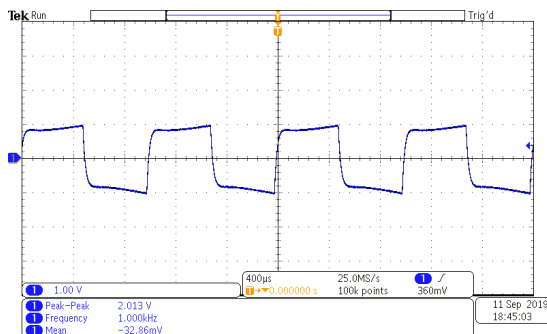
(a)



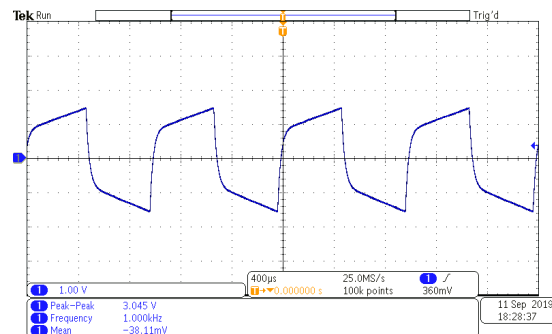
(b)

Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 40 – Tensão de saída do PA *Attax 80* em 1 kHz: (a) com falta de médio; (b) distorcida.



(a)



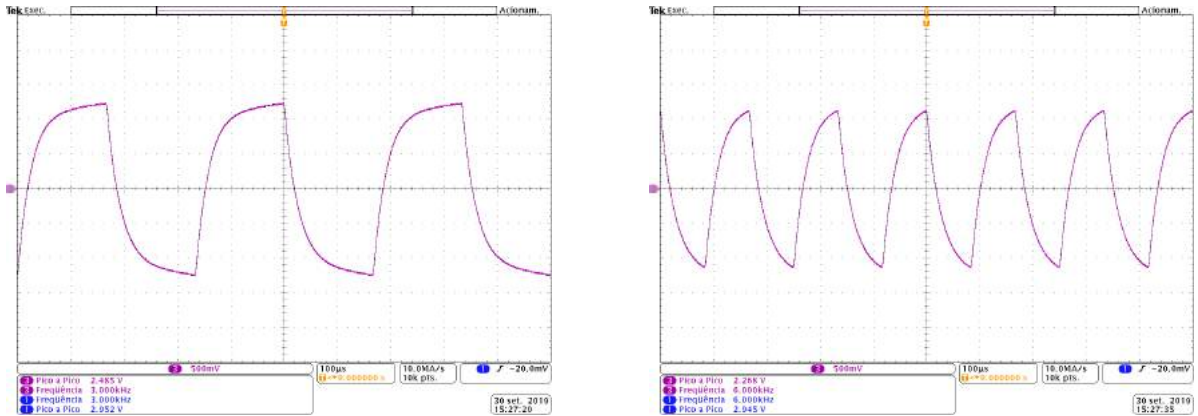
(b)

Fonte: Próprio autor, 2019.

Analisando a Figura 40b percebe-se uma similaridade com a forma de onda da Figura 17 apresentada em seção anterior. O PA do *Attax 80* tem sua distorção mais simétrica com o aumento do ganho, contudo conforme a frequência aumenta sofre uma pequena variação conforme pode ser visto na Figura 41 e para o conjunto completo na Figura 43. Isso também ocorre do modo inverso, ou seja, deixando a frequência fixa e aumentando a tensão.

Para as formas de onda com o conjunto completo, o amplificador mantém praticamente a distorção dada em seu PA na sua saída, tendo somente um ganho no sinal como pode ser visto nas Figura 42 e Figura 43 em relação a Figura 40a.

Figura 41 – Tensão de saída do PA *Attax 80* distorcida em: (a) 3 kHz; (b) 6 kHz.

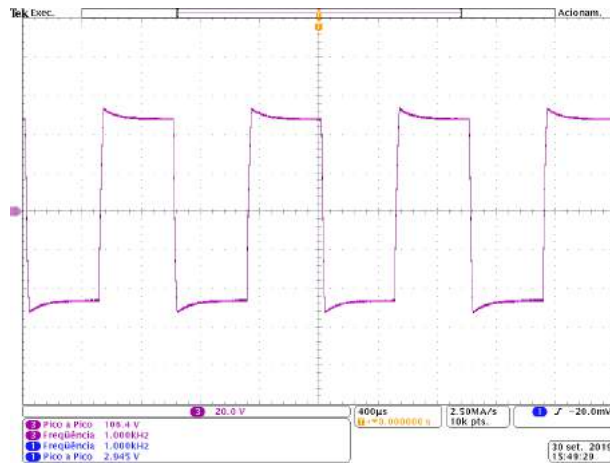


(a)

(b)

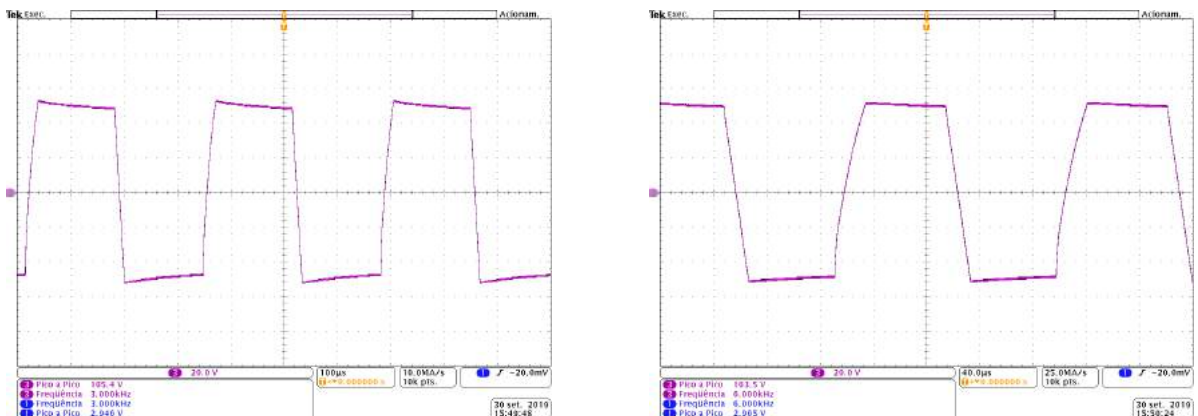
Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 42 – Tensão de Saída do conjunto Completo - *Attax 80* em 1 kHz.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 43 – Tensão de saída do conjunto completo *Attax 80* em: (a) 3 kHz; (b) 6 kHz.



(a)

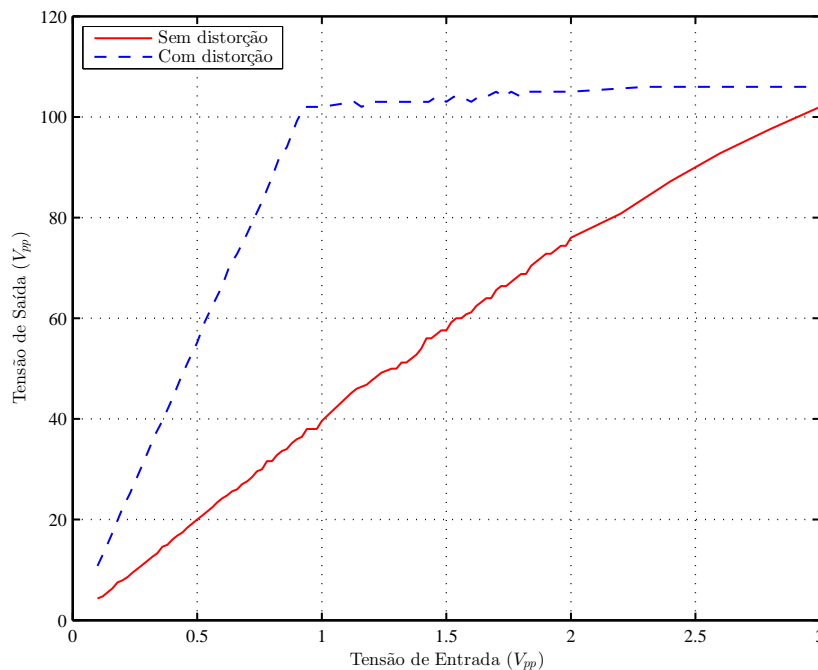
(b)

Fonte: Próprio autor, 2019.

2.4.2 Reposta em Tensão

Com a obtenção dos dados neste experimento foi possível analisar ambos os amplificadores com e sem distorção. Os gráficos das funções de transferência obtidas para cada amplificador estão apresentadas a seguir. A curva obtida sem distorção na Figura 44 pode ser comparada diretamente com a Figura 23, apresentada anteriormente, entretanto é importante observar que esta análise feita no *Attax 80* considera o conjunto completo (PA+AP), diferentemente da citada que é em relação somente ao PA. Porém como a curva foi obtida sem distorção para a frequência desejada o comportamento ficou similar.

Figura 44 – Ganho estático para diferentes tensões de entrada em 1 kHz do *Attax 80*.

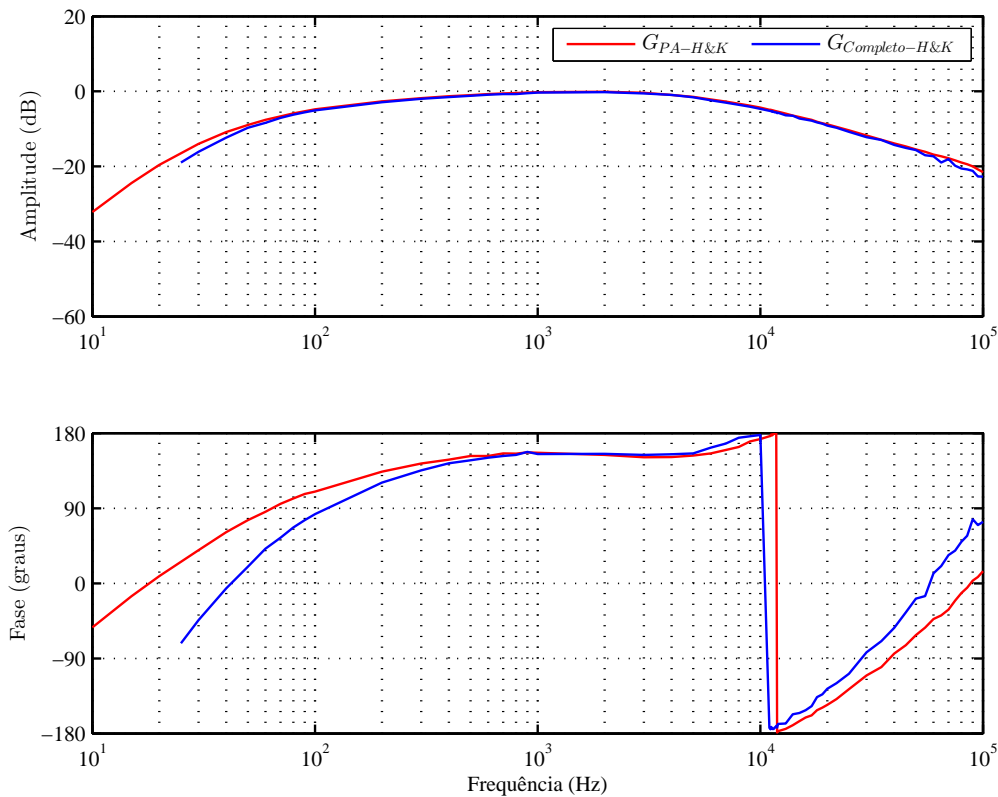


Fonte: Próprio autor, 2019.

Observa-se ainda na Figura 44 que com distorção o amplificador mantém uma saturação praticamente constante em aproximadamente 0,8 V. Já para a curva sem distorção, esta permanece de forma praticamente linear em toda a faixa de tensão aplicada. Tal comportamento é típico de amplificadores de estado sólido, o que provavelmente não será difícil de ser obtido com um amplificador classe D.

2.4.3 Resposta em Frequência

A análise na frequência foi feita sem distorção. Neste caso, foi possível ajustar o ganho do PA de forma que esta não ocorresse, mostrando que aparentemente o nível do sinal de entrada provoca mais distorção do que a variação da frequência. A Figura 45 apresenta o gráfico de Bode do amplificador *Attax 80*.

Figura 45 – Diagrama de Bode do amplificador *Attax 80*.

Fonte: Próprio autor, 2019.

Ao analisar o comportamento do *Attax 80*, nota-se uma pequena similaridade com a análise realizada por (BUSSEY; HAIGLER, 1981), apresentada na Figura 18. Uma vez que o teste foi realizado com carga resistiva, o pico inicial em baixa frequência não ocorreu. Observa-se um comportamento linear, com ganho praticamente estável entre 400 Hz a 5 kHz.

2.4.4 THD e Componentes de Distorção Harmônica

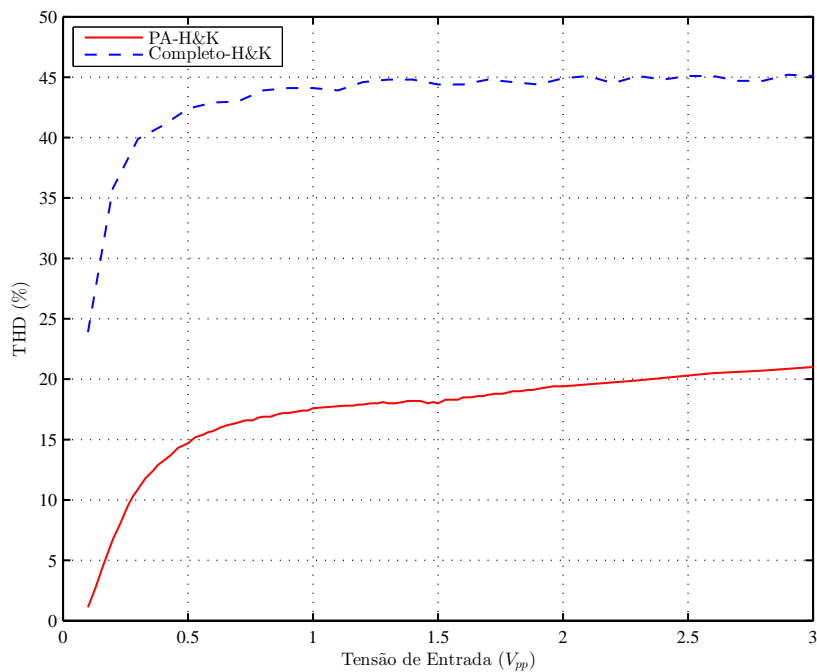
A Distorção Harmônica Total (*THD*) é definida matematicamente como a raiz quadrada do somatório dos quadrados das amplitudes harmônicas individuais dividida pela amplitude da fundamental (2.2). Os gráficos de *THD* e do comportamento das componentes de distorção harmônica foram obtidos para o amplificador com o objetivo de análise comparativa com os artigos estudados.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \cdot 100(\%) \quad (2.2)$$

A Figura 46 mostra a *THD* para ambos os estágios do amplificador *Attax 80* para um sinal de entrada em 1 kHz. Nota-se uma diferença acentuada para o conjunto completo em relação ao PA. Na configuração completo o nível de *THD* fica praticamente estável acima de

1,5 V, enquanto para o PA há um crescimento linear até a tensão máxima aplicada. Em ambos os estágios, a *THD* começa a aparecer com pouca tensão de entrada, o que difere do gráfico apresentado na Figura 23 referente a amplificadores de estado sólido. Contudo isto pode estar ligado a topologia de construção do amplificador.

Figura 46 – THD do amplificador *Attax 80*.

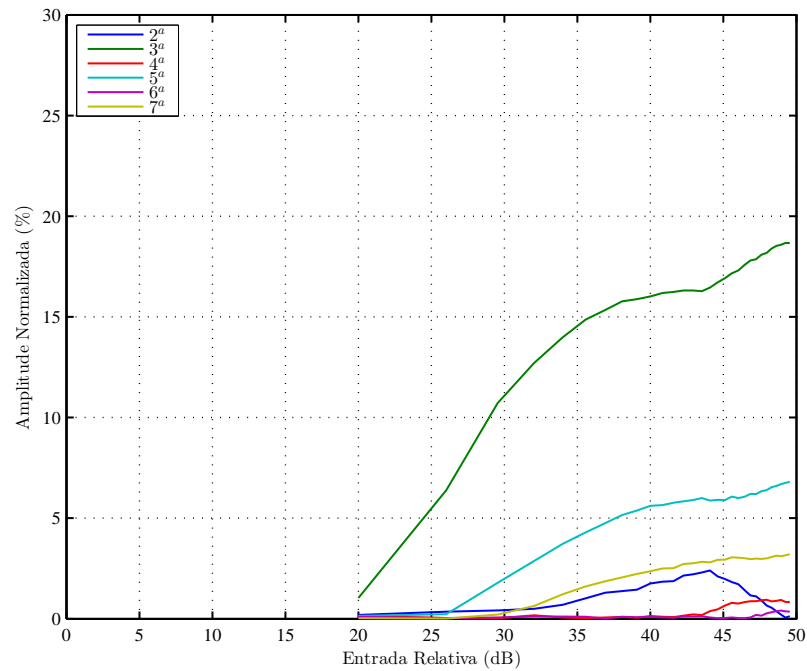


Fonte: Próprio autor, 2019.

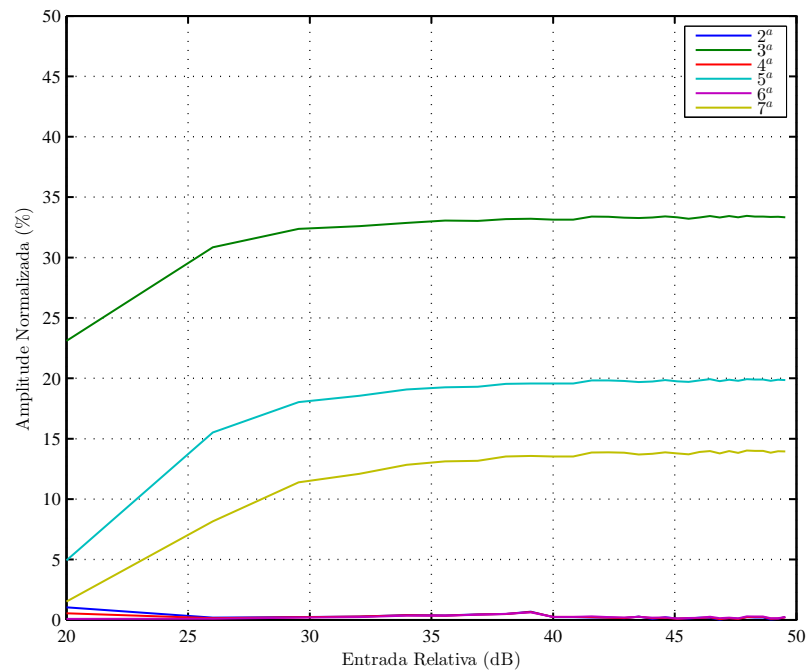
Referente ao comportamento das harmônicas mostrado na Figura 47, vemos que para o *Attax 80* há uma forte presença da quinta e da terceira harmônica, tendo um comportamento similar ao dos pré-amplificadores transistorizados caracterizados por Hamm (1973) como mostra a Figura 14. Além disso, a sétima harmônica também se torna presente destacando a característica de maior número de componentes harmônicos ímpares em amplificadores de estado sólido como já comentado anteriormente nos estudos. Um fato interessante é o decaimento da segunda harmônica logo próximo ao nível máximo de entrada relativa, o que acontece no gráfico de Hamm (1973) em um nível mais baixo para um dos amplificadores testados.

Ainda em relação ao *Attax 80*, o gráfico do comportamento harmônico das componentes também foi adquirido para o conjunto completo. A Figura 48 igualmente mostra uma presença mais relevante das harmônicas ímpares, destacando-se a terceira e quinta. Como já era esperado após as análises anteriores, o amplificador apresentou um comportamento harmônico mais parecido com os amplificadores transistorizados.

Como a maioria dos amplificadores possuem um acesso à saída do PA (saída “Send”), esta foi utilizada como primeiro estágio de amplificação, não havendo necessidade de se construir um PA para a obtenção das medições juntamente com o amplificador de potência Classe D. Portanto,

Figura 47 – Valor normalizado das componentes harmônicas do PA *Attax 80*.

Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 48 – Valor normalizado das componentes harmônicas do conjunto completo do *Attax 80*.

Fonte: Próprio autor, 2019.

acredita-se que a utilização de um PA valvulado ou de estado sólido em um amplificador classe D, possa gerar um resultado bastante similar a cada caso, um vez que o PA parece ser o principal

responsável por gerar distorção do sinal.

2.5 REDES DE COMPENSAÇÃO

As redes de compensação em suma são redes de impedâncias que atuam para amortecer o efeito da impedância indutiva do alto-falante. Além destas as redes “Crossover” (*Crossover Networks*) são comumente utilizadas em áudio, onde dividem o sinal de áudio em bandas de frequência adequadas para acionar diferentes alto-falantes em um sistema específico. Tais redes podem ser passivas ou ativas, uma descrição sobre ambas é apresentada a seguir.

Estas redes possuem diferentes topologias, consistindo tipicamente de resistores, indutores e capacitores conectados em série ou paralelo com o alto-falante. As redes passivas são sensíveis à impedância da carga e na maioria das vezes são projetadas pra uma carga resistiva e constante, mas a impedância do alto-falante não é constante e nem resistiva como abordado em anteriormente.

Um caso particular de rede passiva e de interesse a esse trabalho é conhecida como Rede Zobel ou *Matching Networks* (LEACH, 2003). A Rede Zobel é um filtro elétrico, geralmente passivo, consistindo de resistores, capacitores e indutores que pode proporcionar uma característica resistiva para a carga em baixas e altas frequências vista pelo amplificador (LEACH JR., 2004).

Duncan (1996) define a Rede AF como uma rede que atua para suavizar as variações de impedância de AFs. O nome Zobel vem em decorrência do Dr. Otto J. Zobel integrante dos laboratórios da empresa de telefonia *Bell* (empresa americana de telefone e telégrafo) e suas contribuições realizadas em filtros para a área de telecomunicações. As redes de compensação estão em uso desde o início do desenvolvimento da telefonia para controlar os níveis de som e o casamento de impedâncias. Muitas das configurações atuais são obra de Zobel (BALLOU, 2008).

Para Self (2002) a Rede Zobel atua para melhorar a estabilidade em cargas indutivas. O autor comenta que em sua maioria os amplificadores de potência, exceto os mais rudimentares, incluem uma rede Zobel em seus arranjos para estabilidade. Valores usuais típicos do resistor para uma rede simples *RC* estão entre $4,7 \Omega$ e 10Ω e para o capacitor em aproximadamente 100 nF , contudo isso depende das especificações do alto-falante e varia de acordo com a topologia utilizada. Ainda segundo o autor a função da Rede Zobel é raramente discutida, mas comenta que esta impede que uma reatância cause instabilidade em altas frequências, pois introduz atraso de fase na realimentação global do amplificador.

Embora seja teoricamente possível compensar a curva de impedância para a ressonância mecânica de baixa frequência, ela normalmente requer valores de componentes inconveniente-mente grandes e conseqüentemente com volumes consideráveis. Isto será abordado no dimensionamento da rede que será utilizada nesse trabalho posteriormente. Felizmente, a compensação da indutância da bobina de voz é simples, exigindo apenas uma rede Zobel nos terminais do alto-falante (JONES, 2014), contudo sendo realizada criteriosamente com os dados de pequenos

sinais da carga especificada.

Nesta seção é realizado um breve estudo sobre algumas topologias de rede de compensação para melhor entendimento, principalmente das redes Crossover. Uma abordagem é feita sobre as características das redes passivas e ativas quando agregadas ao circuito de saída do amplificador juntamente com a carga. E por final é apresentado o dimensionamento da Rede Zobel para a carga especificada anteriormente no item 2.1. Simulações em software foram realizadas para validação do projeto das redes e para verificar a eficácia.

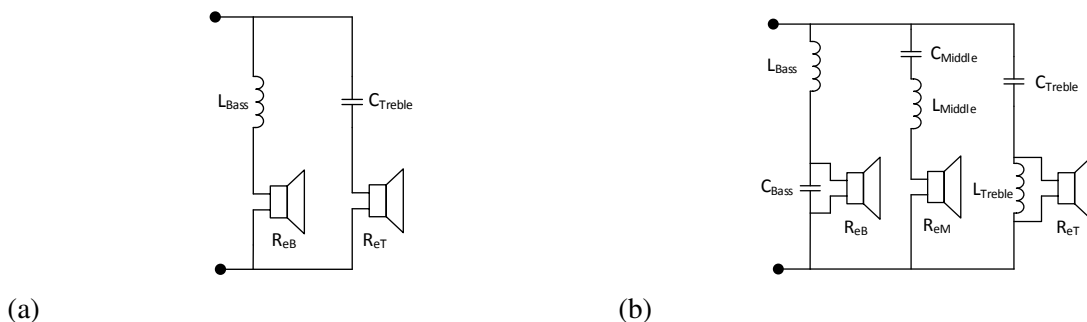
2.5.1 Redes Crossover Passivas

Classicamente uma rede *crossover* consiste em um circuito de filtro passivo e muitas vezes é composta por capacitores fisicamente grandes e pesados e de alta tensão, indutores de alta corrente e resistores de alta potência, possuindo diversas topologias de circuitos elétricos para estes filtros. Como somente utilizam elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) a dissipação de energia desses componentes afeta o rendimento do amplificador (COLLOMS, 2005).

As redes de duas vias (*two-way*) dividem o sinal de áudio em duas bandas de frequência, uma rede de filtro que direciona altas frequências para um alto-falante de alta frequência e baixas frequências para outro de baixa frequência.

As redes ainda podem ter três vias (*three-way*) ou quatro vias (*four-way*) e executam a mesma função, mas dividem as frequências em mais faixas. Por exemplo, existem dois alto-falantes em um sistema de duas vias, um *woofer* que reproduz as baixas frequências e um *tweeter* as altas. Um sistema desta topologia pode ser convertido em um sistema de três vias (*three-way*), adicionando um alto-falante *midrange* que reproduz as frequências médias. A Figura 49 abaixo mostra o esquema elétrico para estas duas configurações.

Figura 49 – Topologia de Redes Crossover: (a) *Two-way*; (b) *Three-way*

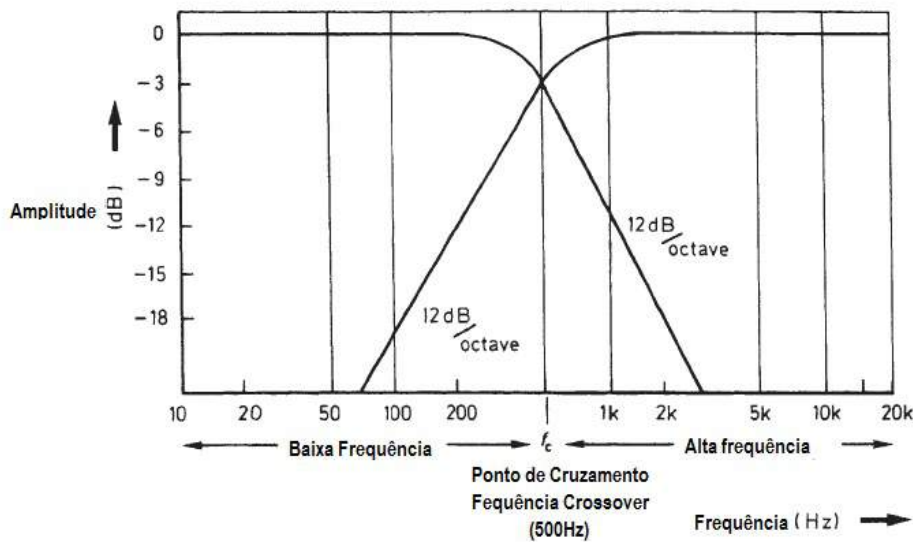


Fonte: Adaptado de Nielsen (2005).

A ordem da rede define a inclinação do gráfico de *Bode* referente a função de transferência de ganho de tensão. Depende dos componentes associados em série ou em paralelo. Assim uma rede de primeira ordem tem uma inclinação de $\pm 20\text{dB}/\text{dec}$ e uma rede de segunda ordem tem uma inclinação $\pm 40\text{dB}/\text{dec}$. Um sistema de redes *crossover* pode agregar filtros com diferentes topologias e ordens.

Conforme a ordem da função de transferência que representa a rede *crossover*, sua frequência de corte é calculada como a frequência em que a resposta é reduzida por um fator de -3 dB ou diminuído por um fator de -6 dB. Para critério de dimensionamento, o valor da carga conectada na rede é uma resistência igual a da bobina de voz do alto-falante (R_e). Como a impedância da bobina de voz não é puramente resistiva, a frequência de corte real com um alto-falante conectado à rede pode diferir significativamente. Além disso, a resposta de frequência da rede pode ser significativamente alterada. Um exemplo de um sistema de duas vias é mostrado na Figura 50, nota-se que a separação em frequência é realizada para direcionar sinais de baixa e alta frequências para suas respectivas cargas, ou seja utilizando típicos filtros passa-baixa e passa-alta.

Figura 50 – Resposta do filtro crossover de duas vias (segunda ordem, 12dB/oitava)



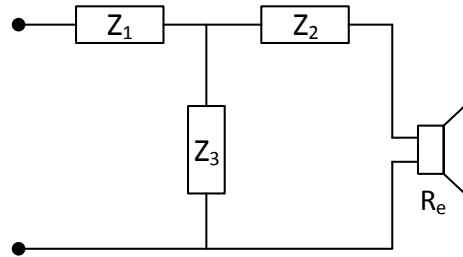
Fonte: Adaptado de Colloms (2005)

A frequência de cruzamento *crossover* (f_c) ou “*ponto*” é escolhida com base na dissipação de energia, pela distorção e resposta de frequência desejada do amplificador.

Uma rede passiva de compensação pode ser construída conforme a Figura 51, sendo que as impedâncias dadas pelos termos Z_1 , Z_2 e Z_3 podem ser resistores, indutores ou capacitores ou combinações destes componentes (NIELSEN, 2005).

Seguindo esta definição e arbitrando especificações para as impedâncias podemos ter diferentes ordens das redes de compensação e podendo esta se comportar como filtro passa-baixa (FPB) ou passa-alta (FPA). Por exemplo, para uma rede de primeira ordem, definindo Z_1 como um indutor ($Z_1 = Z_L = sL$), Z_2 não sendo utilizado e Z_3 como um curto-circuito e R_E como a resistência DC da bobina de voz do auto falante, temos um filtro passa-baixa. Da mesma forma definindo Z_1 como um capacitor ($Z_1 = Z_C = 1/sC$) temos um filtro passa-alta.

Similarmente para uma rede de segunda ordem com a adição de Z_2 e Z_3 definido como um curto-circuito, obtêm-se uma rede de segunda ordem. Para Z_1 sendo um indutor ($Z_1 = Z_L = sL$)

Figura 51 – Rede de compensação genérica com impedâncias Z_1 , Z_2 e Z_3 .

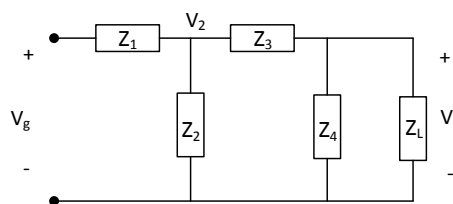
Fonte: Adaptado de Nielsen (2005)

e Z_2 como um capacitor ($Z_2 = Z_C = 1/sC$) temos um filtro-passa baixa. Igualmente definindo Z_1 como um capacitor ($Z_1 = Z_C = 1/sC$) e Z_2 sendo um indutor ($Z_2 = Z_L = sL$) temos um filtro passa-alta.

Para uma rede de terceira ordem a impedância Z_3 agora é inserida ao circuito juntamente com Z_1 e Z_2 . Definindo Z_1 como um indutor ($Z_1 = Z_L = sL$), Z_2 como um capacitor ($Z_2 = Z_C = 1/sC$) e Z_3 como um indutor ($Z_3 = Z_L = sL$) temos um filtro passa-baixa. De forma análoga para Z_1 como um capacitor ($Z_1 = Z_C = 1/sC$), Z_2 sendo um indutor ($Z_2 = Z_L = sL$) e Z_3 como um capacitor ($Z_3 = Z_C = 1/sC$) temos um filtro passa-alta.

Sendo assim um circuito genérico para determinação de uma rede de compensação de quarta ordem mostrado na Figura 52 pode ser utilizado. Onde a impedância Z representa qualquer combinação de capacitores ($Z = 1/sC$), indutores ($Z = sL$) ou resistores ($Z = R$). O resistor de carga Z_L representa o alto-falante.

Figura 52 – Rede de compensação genérica de quarta ordem.



Fonte: Adaptado de Nielsen (2005)

Sendo assim diferentes topologias de rede de compensação podem ser utilizadas dependendo do interesse do projetista em relação a faixa de frequência de operação e a dissipação de energia dada por esses componentes.

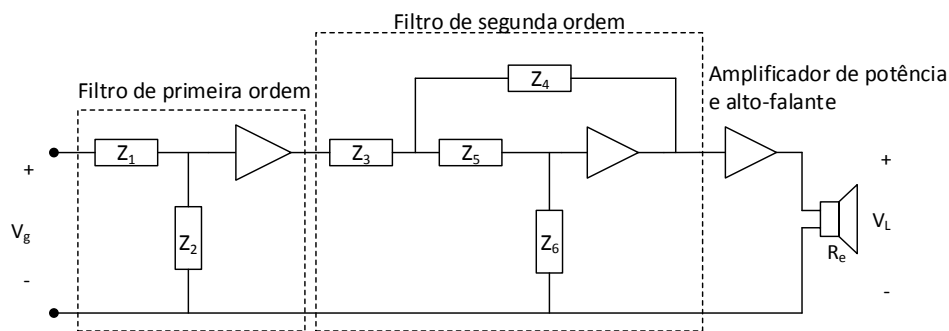
Em (WATKINSON, 1998) o autor comenta que as redes passivas não conseguem ter boa precisão e estão se tornando obsoletas para aplicações de alta qualidade, onde as redes ativas são mais frequentemente introduzidas.

2.5.2 Redes Crossover Ativas

As redes ativas são construídas a partir de blocos de filtros e caracterizam-se pelo uso de amplificadores operacionais (*Ampops*) juntamente com resistores, capacitores e indutores. Os *Ampops* são usados como amplificadores e “*buffers*”, evitando a interação entre as seções do filtro. Um ponto importante é mencionar que devido a grande variedade de circuitos os exemplos abaixo representam apenas algumas das possíveis implementações. Um dispositivo ativo usa um ou mais componentes ativos e requer algum tipo de fonte de alimentação.

Desta forma os filtros ativos são projetados a partir de resistores, capacitores e circuitos amplificadores. O indutor traz uma complexidade na construção e possuem valores consideráveis de resistência e capacitância, além do componente ser propenso a captar interferência dos campos magnéticos. A Figura 53 mostra um filtro ativo composto por um bloco de filtro de primeira ordem e um bloco de filtro de segunda ordem.

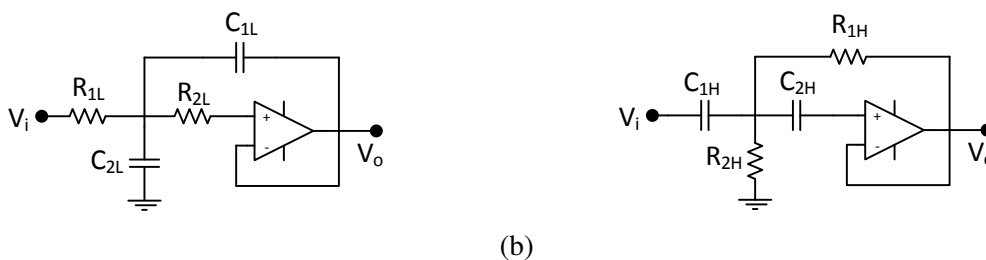
Figura 53 – Rede de compensação ativa.



Fonte: Adaptado de Nielsen (2005).

Uma das topologias de filtro mais comuns usadas em redes *crossover* ativas é o filtro *Sallen-Key* não inversor. Em comparação com as topologias inversoras, essas redes são preferíveis porque os amplificadores operacionais exibem uma maior largura de banda (LEACH, 2003). A Figura 54 mostra duas redes de filtro ativas desta topologia.

Figura 54 – Topologias de filtro ativo Sallen-Key: (a) filtro passa-baixa (b) filtro passa-alta.



Fonte: Adaptado de Leach (2003).

Uma relação das vantagens e desvantagens dos sistemas de redes ativas em relação aos passivos foi feita com base nas seguintes referências Colloms (2005), (BALLOU, 2008) e Duncan (1996).

- 1 - A principal desvantagem dos sistemas de filtros *crossover* ativos é o custo.
- 2 - Reduz a distorção de intermodulação, já que cada amplificador opera apenas com uma seção da faixa de áudio.
- 3 - Os amplificadores são conectados diretamente às respectivas cargas. Não há componentes reativos, ou seja, melhora a eficiência geral do sistema.
- 4 - Os problemas relacionados à impedância são muito menos significativos para os filtros ativos, principalmente os baseados em “*DSP*”¹. Estes oferecem várias opções que não estão prontamente disponíveis em versões passivas.
- 5 - O fator de amortecimento melhorado é outra vantagem do sistemas ativos. O fator de amortecimento de um AP é dado pela relação entre a impedância da carga (AF) e a impedância de saída, que será baixa para um moderno AP de estado sólido. Um amplificador com um alto fator de amortecimento pode exercer um maior controle sobre os movimentos do cone do AF do que um amplificador com um baixo fator de amortecimento. Assim, um alto fator de amortecimento pode melhorar a qualidade do som de um sistema. Um *crossover* passivo reduz o fator de amortecimento ao inserir sua impedância entre o amplificador e a carga.
- 6 - Os filtros eletrônicos fornecem uma variedade considerável de equalização, forma de resposta e características de fase que podem ser difíceis de controlar, se não impossíveis de realizar com redes passivas.
- 7 - Os filtros ativos têm potencialmente uma distorção muito menor do que os passivos, devido à eliminação de pequenos indutores e ao uso de capacitores de filme de alta qualidade.

Um tratamento completo dos filtros ativos está além do escopo deste trabalho. Detalhes do assunto são bem abordados em (COLLOMS, 2005) e (BALLOU, 2008). Contudo a abordagem da seção posterior será importante para o projeto da rede ativa que será projetada e implementada via *DSC (Digital Signal Controller)*² para melhor resposta do controle do amplificador a ser projetado.

2.5.3 Rede Zobel

A Rede Zobel é composta de capacitores, resistores e menos frequentemente de indutores, estes atuam para suavizar as variações de impedância do alto-falante (DUNCAN, 1996).

Utilizando um filtro passa-baixa na saída de um amplificador juntamente com uma Rede Zobel *RC*, conectada á carga e devidamente dimensionada, esta pode compensar a impedância indutiva da bobina de voz de um alto-falante específico (LEACH, 2003). Similarmente também é possível a diminuição do pico de ressonância da impedância do AF aliado ao deslocamento de fase, o que pode facilitar na estrutura de controle do amplificador (LEACH JR., 2004).

¹ DSP (Digital Signal Processor) são microprocessadores especializados em processamento digital de sinal usados para processar sinais de áudio, vídeo, etc.

² Um Controlador de Sinal Digital (DSC) é um híbrido de microcontroladores e processadores de sinais digitais (DSPs).

Outra topologia de rede com um circuito *RLC* pode ser adicionada para compensar a frequência de ressonância do AF, atenuando o pico causado pela impedância em baixas frequências, onde esta é dominante (LEACH JR., 2004). O uso do AF em baixas frequências e juntamente com a aplicação em potências elevadas pode causar um deslocamento excessivo do cone, causando danos estruturais no dispositivo, distorção harmônica relacionada à construção do alto-falante e de intermodulação entre graves e agudos causados pelo efeito *Doppler* (SETTE, 2019).

Em Wright (1989), GE T.; CHANG (2010) é mostrada a obtenção da impedância do alto-falante em função do modelo análogo elétrico da bobina de voz. A modelagem é realizada pelos autores utilizando circuitos elétricos e suas impedâncias. A modelagem para o alto-falante *Celestion Vintage 30* utilizado neste trabalho foi determinada em BERTOLDI (2016) e será utilizada para o projeto das duas redes Zobel a serem adicionadas a esta carga específica, uma vez que este é comumente utilizado em amplificadores para guitarras como foi comentado em seção anterior.

No trabalho mostrado em Dondon e Micouleau (1999) os autores comentam que a rede Zobel *RC* empregada ao circuito depende dos parâmetros da carga (alto-falante), porém nenhum dimensionamento da rede é efetuado. Já em Leach (2003), Leach Jr. (2004) e Nielsen (2005) é mostrado o uso de redes para compensação tanto em baixa como em altas frequências e exemplos numéricos são apresentados.

Neste trabalho é projetada uma rede Zobel *RC* para compensação da impedância em altas frequências, sendo composta de um resistor e um capacitor. Uma abordagem para esta topologia de rede pode ser encontrada também no material da TEXAS INSTRUMENTS (1999) onde o foco é uso para amplificadores classe D e em Jones (2014) para o uso em um amplificador de guitarra valvulado. Em relação a compensação do pico da frequência de ressonância uma rede *RLC* comumente utilizada será especificada.

Os parâmetros de pequenos sinais da carga são conhecidos como *Thiele-Small Parameters* na literatura. Esta descrição tem origem devido ao trabalho dos autores A.N.Thiele e Richard H. Small que no início dos anos setenta foram apresentados à AES (*Audio Engineering Society*). Onde seus artigos concentraram-se em mostrar como os seguintes parâmetros definem o relacionamento entre um alto-falante e um recinto particular (EMINENCE, 2019).

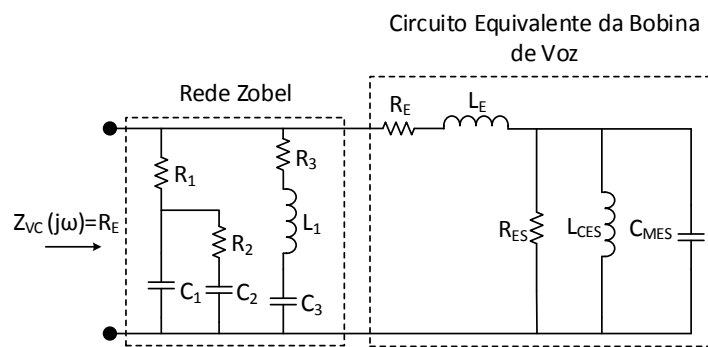
Os parâmetros relativos ao AF utilizado foram obtidos por contato com o fabricante, uma vez que os mesmos não são fornecidos na ficha de especificação, incluindo a curva de impedância. Os resultados do projeto das duas redes Zobel projetadas serão comparados com os resultados obtidos no trabalho de Leach Jr. (2004) através de simulação em software para comprovar a eficácia e o correto dimensionamento dos componentes das redes que serão utilizadas juntamente com o alto-falante *Celestion Vintage 30*.

Na seção sobre o alto-falante foi demonstrado que a impedância possui uma resposta em frequência que não é constante e isto se deve a sua bobina de voz. Principalmente em altas

frequências onde a impedância se torna indutiva como foi mostrado na Figura 32.

Em (LEACH, 2003) o autor mostra uma rede Zobel completa para atenuação da impedância da carga juntamente com o modelo elétrico correspondente a bobina de voz do alto-falante. A rede mostrada na Figura 55 está conectada ao circuito elétrico equivalente da bobina de voz. A parte para a compensação de alta frequência da rede consiste em R_1 , C_1 , R_2 e C_2 . Na frequência de ressonância fundamental do AF, L_1 e C_3 ressonam e colocam R_3 em paralelo com a bobina de voz. Isto cancela o aumento da impedância na frequência de ressonância fundamental f_S vista pelo amplificador.

Figura 55 – Rede Zobel com o circuito equivalente da bobina de voz do alto-falante.



Fonte: Adaptado de (LEACH, 2003).

O termo R_E e L_E correspondem a resistência (CC) e a indutância da bobina de voz, Q_{MS} é o fator de qualidade mecânica (é uma medida proveniente do sistema de suspensão mecânica) e Q_{ES} é fator de qualidade elétrica (é uma medida proveniente do sistema de suspensão elétrica: bobina de voz e ímã). Estes dados são geralmente fornecidos pelos fabricantes de alto-falantes na ficha de especificação do produto. O parâmetro Q_{TS} é chamado de Q Total e é derivado de uma equação onde Q_{ES} é multiplicado por Q_{MS} e o resultado é dividido pela soma dos mesmos.

Os elementos do circuito da Figura 55 dados por R_{ES} , L_{CES} e C_{MES} , modelam a impedância gerada quando a bobina de voz se move. Estes elementos estão relacionados aos parâmetros de pequenos sinais da carga dados por (2.3), (2.4) e (2.5).

$$R_{ES} = \frac{Q_{MS}}{Q_{ES}} R_E \quad (2.3)$$

$$L_{CES} = \frac{R_E}{2\pi f_S Q_{ES}} \quad (2.4)$$

$$C_{MES} = \frac{Q_{ES}}{2\pi f_S R_E} \quad (2.5)$$

Com a impedância de entrada da rede com a carga sendo igual a R_E em todas as frequências (2.6), os valores dos elementos da rede são dados pelas equações abaixo. Estes foram

derivados assumindo que C_1 e C_2 são circuitos abertos para faixas de sinais de baixa frequência, onde R_3 , C_3 e L_1 estão ativos, sendo que para altas frequências L_1 é um circuito aberto, tendo R_1 , C_1 , R_2 e C_2 ativos.

$$R_1 = R_E \quad (2.6)$$

$$C_1 = \frac{L_E}{(2\pi)^{(1-n)} R_E^2 [f_1^n f_2^{(2+n)}]^{\frac{(1-n)}{2(1+n)}}} \quad (2.7)$$

$$C_2 = \frac{L_E}{(2\pi)^{(1-n)} R_E^2 [f_1^{(2+n)} f_2^n]^{\frac{(1-n)}{2(1+n)}}} - C_1 \quad (2.8)$$

$$R_2 = \frac{1}{(2\pi) f_1^{\frac{1}{(1+n)}} f_2^{\frac{n}{(1+n)}} C_2} \quad (2.9)$$

$$R_3 = R_E \left(1 + \frac{Q_{ES}}{Q_{MS}}\right) \quad (2.10)$$

$$L_1 = \frac{R_E Q_{ES}}{2\pi f_S} \quad (2.11)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_S R_E Q_{ES}} \quad (2.12)$$

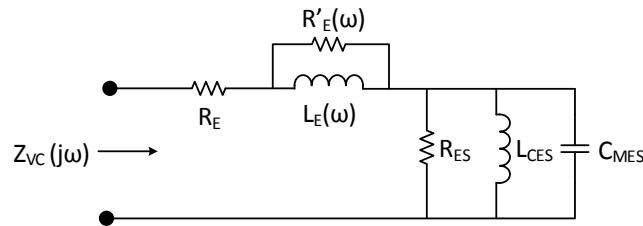
Os termos f_1 e f_2 definem uma banda de frequência desejada para corrigir o aumento da impedância da bobina de voz em altas frequências através da rede R_1 , C_1 , R_2 e C_2 . Além disso, o termo n considera as perdas do indutor no modelo do circuito equivalente da bobina de voz, assim para desprezar as perdas tem-se o valor de $n = 1$, assim se tem uma simplificação na equação de C_1 conforme (2.13) (LEACH, 2003).

$$C_1 = \frac{L_E}{R_E^2} \quad (2.13)$$

A função de transferência da impedância da bobina de voz Z_{VC} (*voice-coil impedance*) é definida pela razão da tensão elétrica pela corrente sobre o dispositivo. O circuito equivalente completo da bobina de voz pode ser visto na Figura 56.

Se L_E é um indutor sem perdas, sua impedância é dada por (2.13), tendo R_2 e C_2 como circuitos abertos. Para se ter uma aproximação da impedância de um indutor com perdas, esta é dada através de (2.14). Onde n assume valores entre $0 < n < 1$. Assim para $n = 1$ a resistência $R_E'(\omega)$ é um circuito aberto e $L_E(\omega)$ é constante. Para $n = 0$, $R_E'(\omega)$ é constante e $L_E(\omega)$ é

Figura 56 – Circuito equivalente da bobina de voz.



Fonte: Adaptado de (LEACH, 2003)

um círculo aberto. Logo isto demonstra que a mudança de indutância da bobina de voz de um indutor ideal para um resistor diminui conforme a constante n varia de 1 para 0.

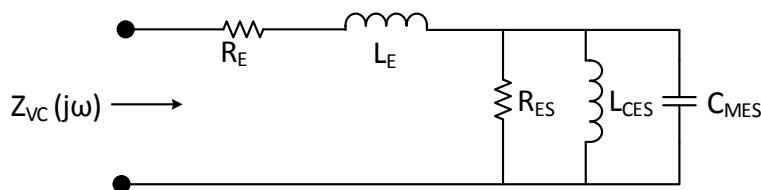
$$Z_e(j\omega) = L_E(j\omega)^n = \frac{\omega^n L_E}{\cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) - j\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)} \quad (2.14)$$

O teorema de compensação de impedância descrito por Zobel pode ser resumido da seguinte forma. Dada uma impedância $Z_1 = R_O + Z_O$, sendo a impedância $Z'_1 = R_O + Z'_O$ conectada em paralelo com Z_1 . A condição para que a impedância total tenha um caráter resistivo igual a R_O é que $Z'_1 = R_O^2/Z_1$ (LEACH JR., 2004).

No trabalho de (LEACH JR., 2004) são mostradas as condições necessárias para compensação da impedância de um alto-falante em baixas e altas frequências e assim a obtenção das equações para dimensionamento dos componentes envolvidos nas redes propostas. A seguir são abordadas duas redes e dimensionadas para o uso com alto-falante *Vintage 30*.

O modelo para uma bobina de voz (em um *infinite baffle*) consiste de um resistor em série com uma indutância. Assumindo que a resistência é separada e tratada como um elemento em particular, isto é, que não faz parte da indutância da bobina de voz. Acima da frequência de ressonância fundamental, o capacitor C_{MES} se torna um curto-circuito e a impedância da bobina de voz pode ser aproximada por R_E em série com L_E , como mostrado na Figura 57.

Figura 57 – Circuito equivalente da impedância da bobina de voz.



Fonte: Adaptado de (LEACH, 2003)

O circuito equivalente para altas frequências é mostrado na Figura 58a. Uma rede contendo um resistor R_2 em série com um capacitor C_2 é conectada em paralelo com a bobina de voz. Em baixas frequências a impedância do circuito é R_E . Se o indutor não possuir perdas a

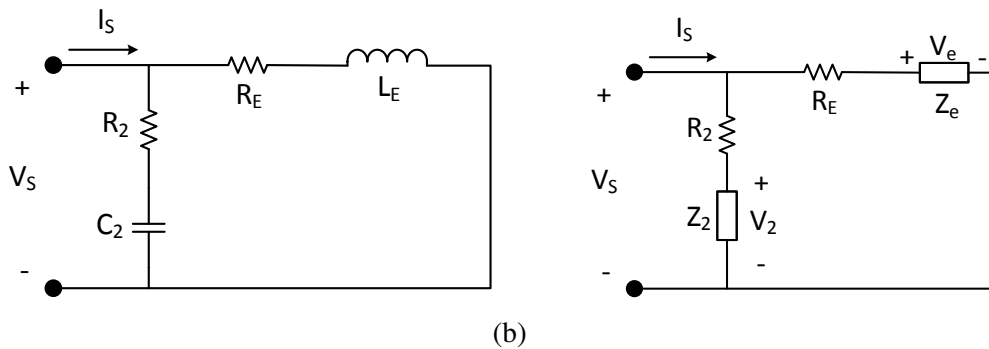
impedância em altas frequências é R_2 . Se $R_2 = R_E$ e $R_2 C_2 = L_E / R_E$, assim o circuito tem uma impedância igual a R_E em todas as frequências. Neste caso R_2 e C_2 formam a rede Zobel que cancela o indutor L_E da impedância de entrada do AF (LEACH JR., 2004).

Ainda em relação a esta rede, Leach Jr. (2004) deriva um outro circuito fazendo uma substituição entre L_E para Z_e e C_2 pela impedância $Z_2(j\omega)$ conforme a Figura 58b. Assumindo que Z_{in} é a impedância de entrada do circuito, logo a corrente de entrada I_S é obtida conforme (2.15). Além disso, atribuindo o valor de $Z_{in} = R_E = R_2$ a tensão de entrada V_S é dada por (2.16). Onde através de um divisor de tensão é possível expressar V_2 e V_e em função de V_S .

$$I_S = \frac{V_S}{Z_{in}} = \frac{V_S - V_2}{R_2} + \frac{V_S - V_e}{R_E} \quad (2.15)$$

$$V_S = V_2 + V_e = V_S \frac{Z_2}{R_E + Z_2} + V_S \frac{Z_e}{R_E + Z_e} \quad (2.16)$$

Figura 58 – Circuitos equivalentes da bobina de voz: (a) Em alta frequência com rede Zobel $R_2 C_2$; (b) Para obter a função de transferência da impedância da rede Zobel.



Fonte: Adaptado de Leach (2003).

Obtêm-se a expressão (2.17) que corresponde a impedância $Z_2(j\omega)$. Onde pode ser notado que $Z_2(j\omega)$ é dual de $Z_e(j\omega)$ escalado pelo fator de R_E^2 , que segue o princípio fundamental derivado por Zobel.

$$Z_2(j\omega) = \frac{R_E^2}{Z_e(j\omega)} = \frac{R_E^2}{L_E \omega^n} \left[\cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) - j \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \quad (2.17)$$

Em Colloms (2005) o autor também aborda uma configuração de rede RC e RLC para a compensação da indutância da bobina de voz atribuindo os valores para os componentes conforme as condições feitas anteriormente por Leach (2003). Segundo o autor, essa compensação contribui no ajuste da resposta em frequência do filtro do amplificador. Em altas frequências a indutância da bobina de voz torna-se significativa, produzindo um aumento na impedância, assim quando uma carga complexa é conectada a um filtro padrão, ocorre irregularidades resultantes na resposta de amplitude e fase do filtro.

Embora seja teoricamente possível compensar a curva de impedância para a ressonância de baixa frequência, ela normalmente requer valores de componentes inconvenientemente grandes e os parâmetros mecânicos sendo compensados não são estáveis com a temperatura (JONES, 2014). A potência do resistor da rede depende do valor do componente selecionado e deve ser calculada. A potência nominal do resistor será alta para muitas aplicações, tornando esta solução impraticável para muitos sistemas em que o custo e o tamanho são importantes (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

Portanto a obtenção de uma característica de carga resistiva pode ser alcançada para um determinado AF. Abaixo estão algumas vantagens ao se utilizar uma rede Zobel para obter um comportamento resistivo para carga (JONES, 2014).

- Cargas não resistivas exigem corrente que estão fora de fase com a tensão aplicada, existe circulação de energia reativa.
- Cargas reativas provocam instabilidade em amplificadores que exigem uma realimentação, ou seja, influenciam no controle do amplificador.
- A menos que o amplificador tenha impedância de saída nula, a impedância de carga varia com a frequência cria um divisor de tensão variável. Assim, com a combinação amplificador e carga, ocorre um erro de resposta de saída do amplificador em amplitude que varia com a frequência.

2.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Através do estudo das redes *Crossover* viu-se que existe a possibilidade de interação do filtro com a carga de forma a ter redes passivas ou ativas. Teoricamente, um filtro ativo é um dispositivo mais versátil do que sua contraparte passiva. Sua grande vantagem está na eliminação do indutor, que é provavelmente o componente elétrico menos satisfatório devido seu caráter indutivo, além de que a eficiência é altamente vantajosa para uso de redes ativas.

Os filtros passivos não possuem componentes de amplificação no circuito. Eles não podem adicionar energia ao sinal, então só podem agir para atenuar os sinais. Os filtros ativos usam estágios de ganho baseados em transistor ou amplificador operacional, permitindo a opção de aumentar parte do espectro.

A configuração de filtros ativos possuem vantagens sobre os passivos, pois eles podem ser muito menores, especialmente os filtros de baixa frequência que, de outra forma, usariam indutores volumosos. A remoção deste componente também torna os filtros ativos menos propensos a interferências por ruído de baixa frequência. Entre suas desvantagens está a complexidade, a quantidade de componentes, a necessidade de uma fonte de alimentação e tem uma faixa dinâmica limitada.

Os problemas relacionados à impedância podem ser melhor contornados com uma solução ativa. Desta forma podem conter funções adicionais como atraso independente de frequência,

filtros de passagem e processamento dinâmico do sinal (compressão/limitação). Outra vantagem é a inserção do controle digital, sendo possível inserir no *DSP* diversas topologias de controle com técnicas de amortecimento ativo através de linguagem de programação.

Através da análise da curva de impedância da bobina de voz de um alto-falante percebe-se que esta não é constante em relação à frequência. Por essa razão, a impedância nominal fornecida pelo fabricante normalmente $4\ \Omega$, $8\ \Omega$ ou $16\ \Omega$ é frequentemente inútil como uma figura de mérito em relação ao comportamento da carga na frequência. Como os amplificadores de potência têm capacidade limitada de conduzir impedâncias excessivamente baixas, de maior interesse é a ressonância da impedância observada na largura de banda do dispositivo.

O aumento da impedância em alta frequência da bobina de voz do auto-falante pode ser aproximadamente cancelada na banda de áudio pela rede Zobel *RC* conectada com a carga. A mais simples consiste de um resistor e um capacitor conectado em paralelo com a carga. Redes mais complexas têm três ou mais resistores e ou capacitores. Contudo, uma a rede mais simples pode propiciar excelentes resultados.

Uma rede *RLC* adicional pode atenuar significativamente o pico da impedância na ressonância. Logo, as contribuições da rede Zobel tendem a garantir o bom funcionamento do alto-falante, protegendo o mesmo de eventual aquecimento excessivo da bobina de voz, o que provocaria um dano irreversível no produto. Além de contribuir para que o diafragma se mantenha excursionando sem deslocamentos excessivos em baixas frequências.

No próximo capítulo será dimensionada uma rede Zobel para o alto-falante *Vintage 30* e demonstrado via simulação os resultados obtidos. Posteriormente o projeto do controle digital que será implementado via *DSC* será realizado com o objetivo de obter a melhor performance com a carga selecionada utilizando um amplificador Classe D.

3 PROJETO DA REDE ZOBEL

Este capítulo tem como objetivo apresentar o projeto de duas redes Zobel para compensação da impedância da bobina de voz do alto falante *Vintage 30* (Z_1 e Z_2). Ambas são dimensionadas conforme as características da carga e apresentado os resultados via simulação numérica.

As redes são conectadas em paralelo com o modelo de circuito elétrico que representa a carga e, assim, fornecer uma característica modificada da impedância tanto em baixas como em altas frequências.

O projeto de ambas as redes está alinhado às especificações do filtro e carga do amplificador utilizado por BERTOLDI (2016). A especificações do amplificador Classe D projetado estão apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Especificações do amplificador classe D.

Potência máxima	80 W
Indutor de filtro de saída	235 μ H
Capacitor de filtro de saída	1 μ F
Banda passante de áudio	70 Hz à 6 kHz ¹
Portadora triangular	100 kHz
Modulação	<i>PWM</i>
Interruptores	<i>IRFI4019H – 117P</i>
Driver	<i>IRS20957</i>
Alimentação do driver	15 V
Tensão de barramento	± 35 VDC
Rendimento	95 %
Carga	Alto-falante <i>Celestion Vintage 30</i> (8 Ω , 60 W)

Nota: ¹Na prática selecionada no pré-amplificador.

Fonte: Próprio Autor, 2019.

3.1 REDE ZOBEL Z_2

Através da adição da Rede Zobel Z_2 composta do resistor R_2 em série com o capacitor C_2 em paralelo com o alto-falante, obtêm-se a compensação da impedância em altas frequências devido ao comportamento indutivo da bobina de voz. A Figura 59 mostra o circuito contendo um amplificador Classe D genérico com filtro de saída agregado com a rede $Z_2 = R_2 + C_2$ conectada em paralelo com a carga. As equações para determinação dos componentes R_2 e C_2 são derivadas conforme abordado no capítulo anterior, através de (3.1) e (3.2).

Para o dimensionamento dos componentes inicialmente deve-se possuir os parâmetros de pequenos sinais do alto-falante. Geralmente os fabricantes fornecem estes dados juntamente com a ficha de especificação do produto. A Tabela 5 apresenta os parâmetros principais para o alto-falante *Celestion Vintage 30*. Note que o valor especificado para a resistência da bobina

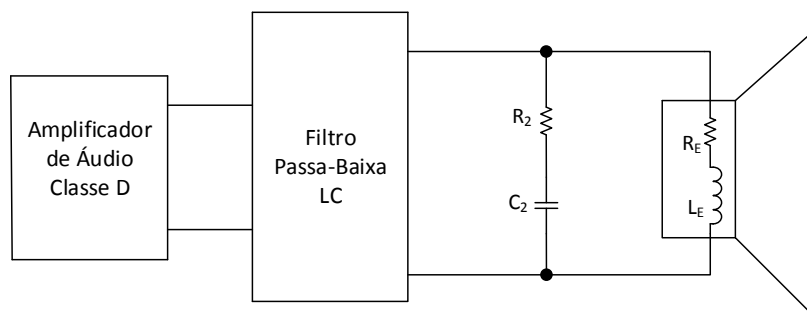
Tabela 5 – Parâmetros de pequenos sinais do alto-falante *Vintage 30*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistência CC da Bobina de Voz	R_E	7,3 Ω
Indutância da Bobina de Voz	L_E	0,7 mH
Fator de Qualidade Mecânica	Q_{MS}	9,3
Fator de Qualidade Elétrica	Q_{ES}	0,47
Frequência de Ressonância	f_S	75 Hz
Potência Nominal	P_N	60 W
Faixa de Frequência	β	70 Hz-5000 Hz

Fonte: Próprio autor, 2019.

de voz possui um valor inferior da impedância nominal de 8 Ω . Com estes parâmetros são dimensionados os valores dos componentes da rede Z_2 conforme segue:

Figura 59 – Rede Zobel para altas frequências.



Fonte: Próprio autor, 2019.

$$R_2 = R_E \quad (3.1)$$

$$C_2 = \frac{L_E}{R_E^2} \quad (3.2)$$

$$R_2 = 7,3 \Omega$$

$$C_2 = 9,38 \mu\text{F}$$

Logo a função de transferência da rede Z_2 é dada pela soma de R_2 e C_2 por (3.3).

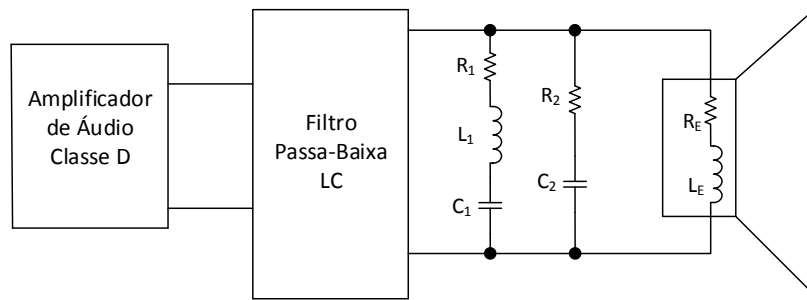
$$Z_2 = R_2 + \frac{1}{sC_2} \quad (3.3)$$

3.2 REDE ZOBEL Z_1

A rede Zobel Z_1 tem o objetivo de eliminar a ressonância da impedância da carga em baixas frequências. Assim adicionada ao circuito juntamente com a rede Z_2 previamente

dimensionada trará uma característica plana ao gráfico da impedância da carga na sua faixa de frequência de operação. Esta rede de compensação consiste de um circuito RLC série conforme mostrado na Figura 60.

Figura 60 – Rede Zobel completa.



Fonte: Próprio autor, 2019.

$$R_1 = R_E \left(1 + \frac{Q_{ES}}{Q_{MS}} \right) \quad (3.4)$$

$$L_1 = \frac{R_E Q_{ES}}{2\pi f_S} \quad (3.5)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_S R_E Q_{ES}} \quad (3.6)$$

Utilizando os dados da Tabela 5 juntamente com (3.4), (3.5) e (3.6) pode-se dimensionar os componentes da Rede Zobel Z_1 .

Entretanto, para o dimensionamento de Z_1 deve-se ter em mente que como os elementos estão em série, o valor da resistência do indutor L_1 deve ser considerado (ELLIOTT, 2001). Devido a resistência intrínseca do capacitor possuir valor baixo para influenciar significativamente na rede, este é desprezado. O valor medido da resistência do indutor é $1,1 \Omega$, abaixo os valores calculados para os componentes:

$$R_1 = 7,7 - 1,1 = 6,6 \Omega$$

$$L_1 = 7,28 \text{ mH}$$

$$C_1 = 618,5 \mu\text{F}$$

Logo, a rede Zobel Z_1 composta pelos componentes em série R_1 , L_1 e C_1 possui a seguinte função de transferência.

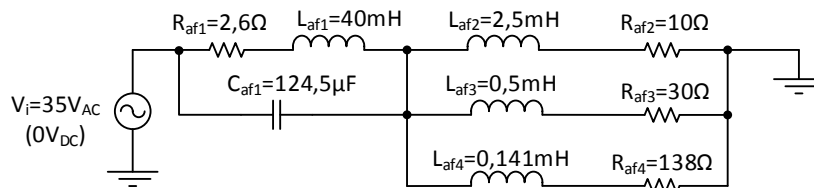
$$Z_1 = R_1 + sL_1 + \frac{1}{sC_1} \quad (3.7)$$

3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

3.3.1 Efeito da Rede Zobel sobre a Impedância da Carga

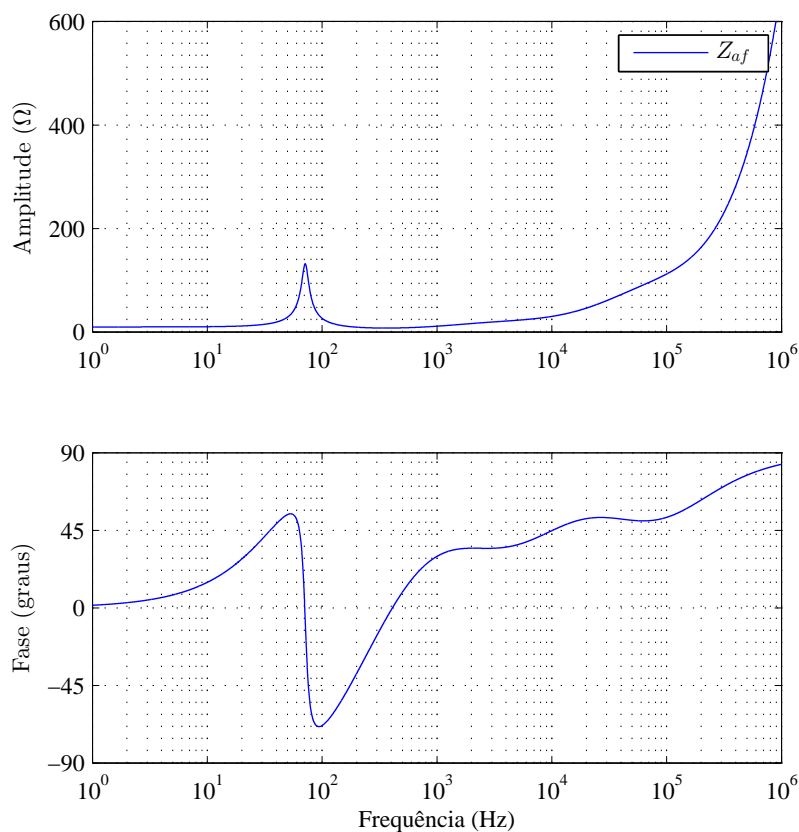
Para a validação do projeto das redes Zobel dimensionadas, foi utilizado o *software OrCad Capture CIS*. A Figura 61 mostra o circuito de simulação com o modelo da impedância do alto-falante *Vintage 30* apresentado no item 2.1 e a Figura 62 o diagrama de Bode da impedância do alto-falante.

Figura 61 – Circuito para simulação da impedância da carga.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 62 – Diagrama de bode da impedância do AF *Vintage 30* ($f_s = 75$ Hz).

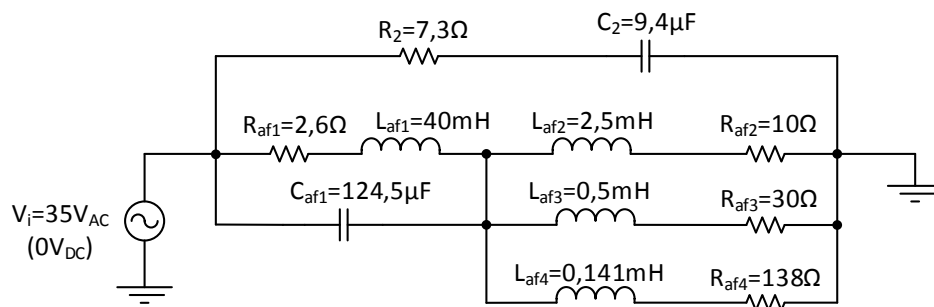


Fonte: Próprio autor

O comportamento da impedância do alto-falante *Vintage 30* visto na Figura 62 mostra um pico na frequência de ressonância em 75 Hz e a característica indutiva em altas frequências. A fase possui uma variação com valores um pouco superior a 45° e a -45° na frequência de ressonância e subindo acima de 100 Hz com uma tendência a 90° .

Os componentes da rede Zobel Z_2 são adicionados em paralelo com a carga conforme mostra o circuito de simulação na Figura 63.

Figura 63 – Circuito de simulação da impedância Z_{af} com rede Zobel Z_2 .



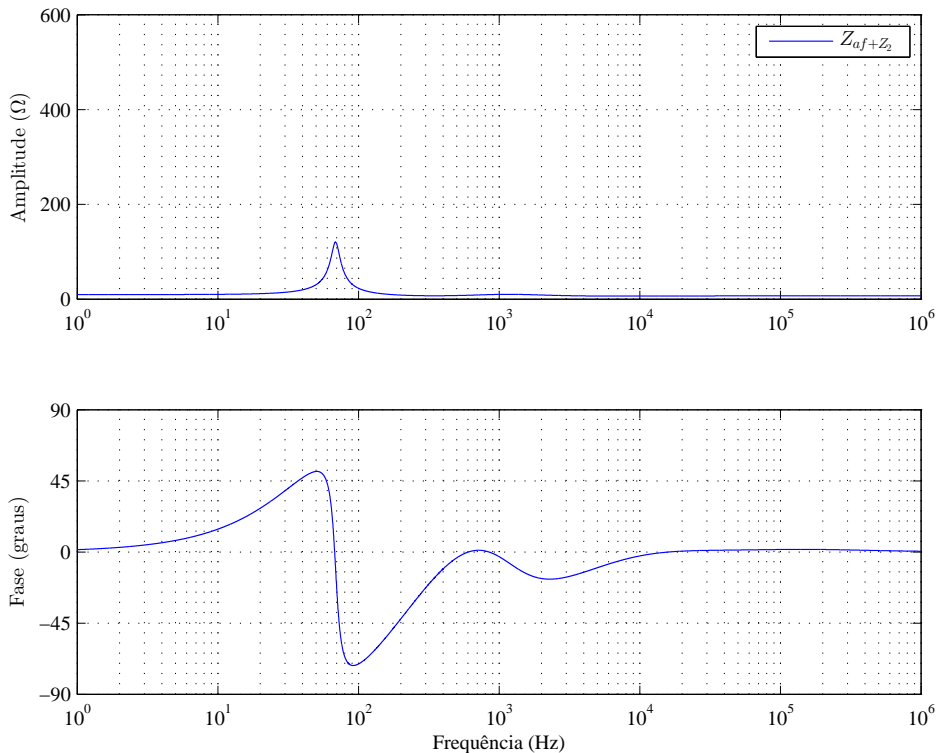
Fonte: Próprio autor, 2019.

Para esta condição obtêm-se o gráfico de Bode traçado na Figura 64, onde mostra-se que o comportamento indutivo da impedância em altas frequências foi compensando. A rede Zobel Z_2 tornou praticamente plana a curva da impedância a partir de 300 Hz.

Comparando a Figura 62 com o gráfico de bode com a adição da rede Z_2 , esta diferença pode ser vista facilmente. Desta forma o gráfico de Bode com as duas curvas de impedâncias plotadas simultaneamente na Figura 65 facilita o entendimento. Na figura observa-se que a frequência de ressonância com a adição da rede Z_2 sofre um pequeno deslocamento. Ainda é visto que a partir de aproximadamente 1 kHz temos um comportamento plano para a curva Z_{af+Z_2} , tendo uma diferença de $1,3 \Omega$ em relação a curva Z_{af} . Em 6 kHz essa diferença é maior tendo um valor de $17,6 \Omega$.

A rede Zobel Z_1 em paralelo agora é adicionada juntamente com a rede Z_2 e a carga, esta tem como objetivo atenuar o pico de ressonância da impedância do alto-falante. Desse modo a impedância da carga se torna praticamente plana em toda a faixa de frequências como mostra a Figura 66 através da curva $Z_{af+Z_1Z_2}$, assim na conexão das redes em paralelo com o alto-falante, a impedância equivalente será como uma carga puramente resistiva (LEACH JR., 2004).

Através do gráfico de bode da Figura 67 é observado a atenuação da ressonância, especificada pelo fabricante em $f_s = 75$ Hz, onde esta possui o valor originalmente de $131,9 \Omega$ na curva Z_{af} . Apesar da amplitude parecer praticamente contínua, utilizando uma escala mais apropriada através do gráfico da Figura 68, esta possui uma variação, onde a partir de aproximadamente 10 Hz os valores ficam praticamente abaixo da impedância nominal em toda a faixa de frequência. O valor da impedância na frequência de ressonância para a curva $Z_{af+Z_1Z_2}$ sofre uma atenuação,

Figura 64 – Diagrama de bode da impedância Z_{af} com rede Zobel Z_2 .

Fonte: Próprio autor, 2019.

onde o valor é de aproximadamente $6,27 \Omega$.

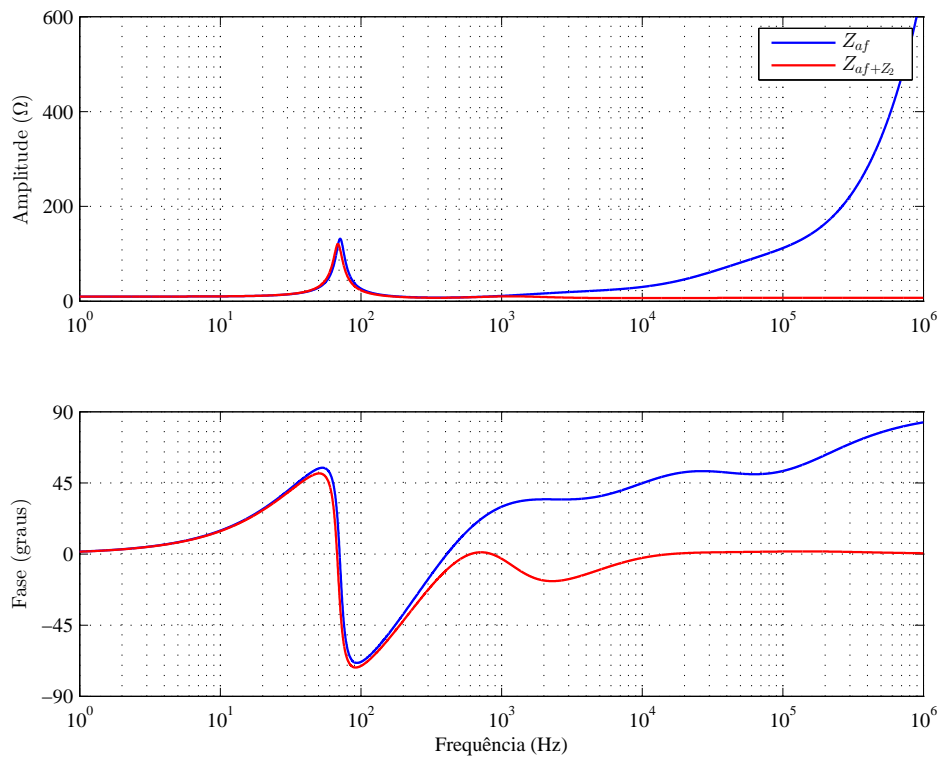
Em relação a fase com a adição da rede Zobel completa, esta não possui mais uma variação brusca entre 45° e -45° na frequência de ressonância, como era visto somente com o modelo da carga. Agora ocorre um deslocamento menor, variando entre -15° a 15° até alcançar uma tendência de estabilidade logo acima de 10 kHz.

A contribuição desta compensação na curva de impedância do alto falante *Vintage 30* realizada com as adições de ambas as redes Zobel inseridas é abordada em capítulo posterior no projeto do controle para o amplificador classe D. Uma vez que a impedância característica se torna mais resistiva para carga e conseqüentemente para o amplificador com a adição de ambas as redes, uma melhor resposta do controlador é esperada.

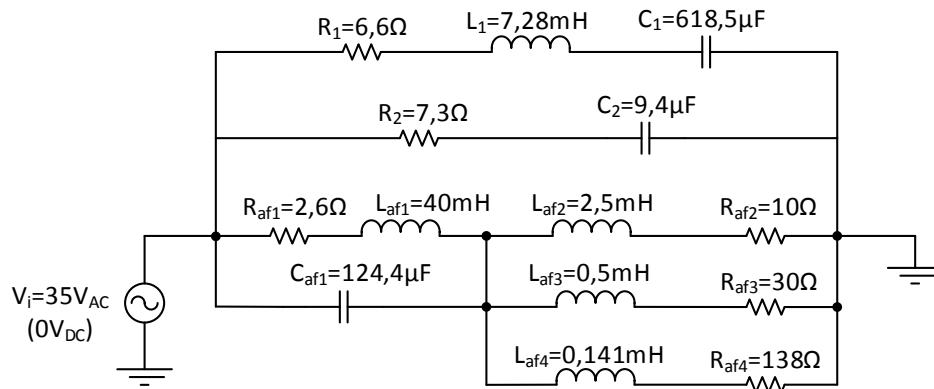
3.3.2 Considerações sobre Eficiência

A rede Zobel passiva (*RC* ou *RLC*) dissipará uma parte da energia entregue a carga através de seus componentes resistivos, isto tende a diminuir a eficiência do amplificador.

Sempre haverá perdas de energia em um sistema passivo, isso geralmente é chamado de “efeito *Joule*”, onde todos os resistores e indutores sofrem perda de energia na forma de calor. Em geral, os capacitores contribuem muito pouco para a perda de eficiência do sistema no caso

Figura 65 – Comparação da impedância Z_{af} com $Z_{af} + Z_2$.

Fonte: Próprio autor, 2019.

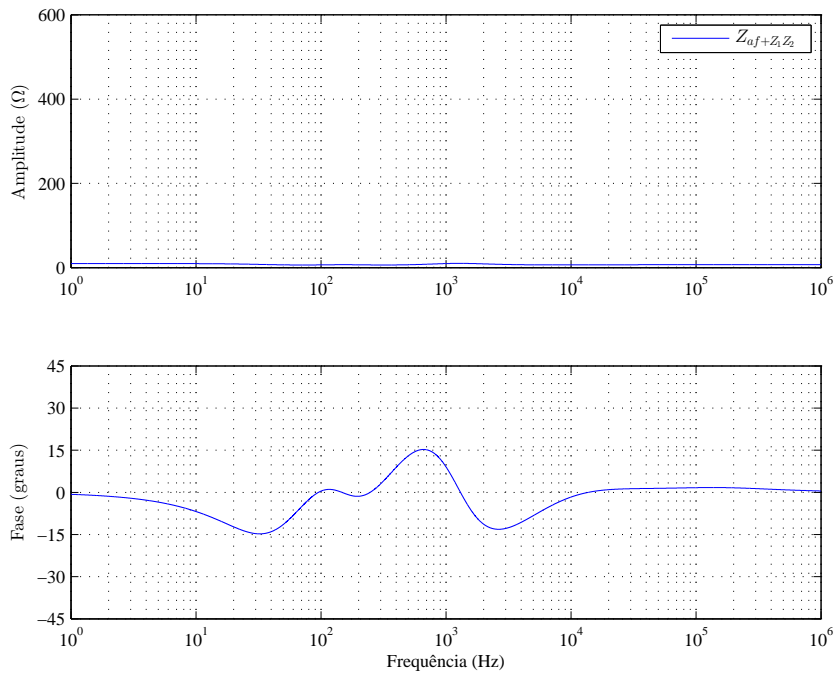
Figura 66 – Circuito de simulação da impedância de carga com rede Zobel completa ($Z_1 + Z_2$).

Fonte: Próprio autor, 2019.

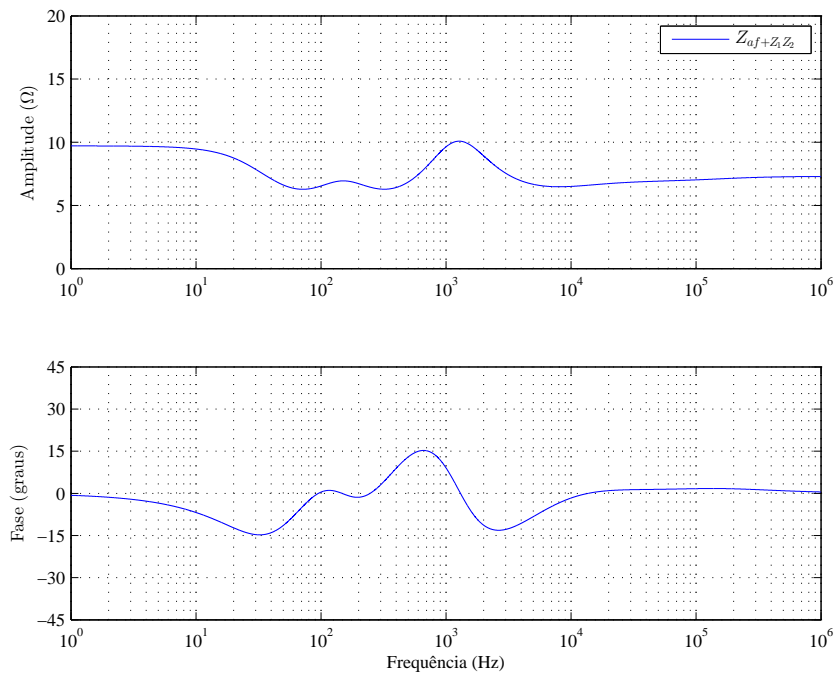
da Rede Zobel (ELLIOTT, 2001). Assim esta é uma boa razão para a não utilização da rede de forma passiva.

Deve ficar claro que a curva de impedância plana não faz com que o alto-falante atue melhor nas frequências mais altas, o propósito da rede Zobel é garantir que a impedância apresentada permaneça essencialmente constante em relação à faixa de frequências onde variações

Figura 67 – Diagrama de bode da impedância com rede Zobel completa.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 68 – Diminuição da escala da curva $Z_{af}+Z_1Z_2$.

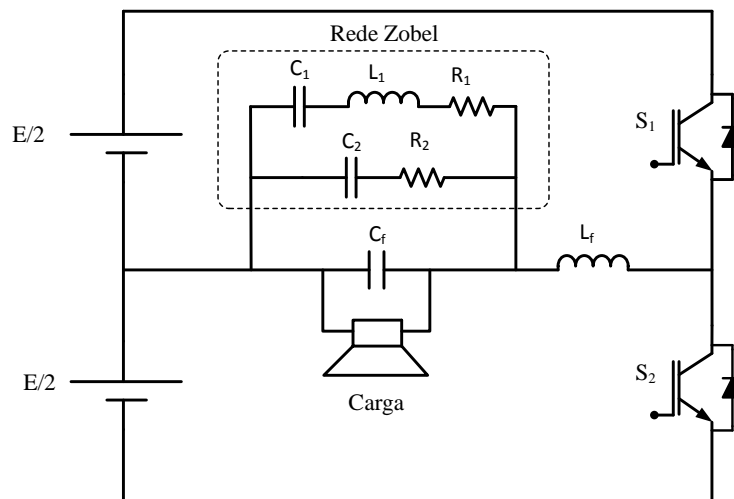
Fonte: Próprio autor, 2019.

causariam uma resposta inaceitável para o filtro (ELLIOTT, 2001).

Afim de averiguar níveis da dissipação de potência nos resistores de ambas as redes, uma simulação foi realizada para o circuito da Figura 69. Os gráficos das potências dissipadas nos elementos resistivos são apresentadas na Figura 70. O nível de tensão de entrada foi estipulado para o caso com a máxima transferência de potência à carga, ou seja com uma tensão de entrada de $E/2 = 35 \text{ VAC}$. Tendo um filtro passa-baixas LC com frequência de corte em 10 kHz juntamente com a carga.

Em afinações da guitarra elétrica em tons inferiores ao padrão, pode-se alcançar a frequência de ressonância da impedância da carga e assim a dissipação em R_1 para um sinal com esta característica pode atingir um nível elevado como mostrado na Figura 70. Este elevada potência pode danificar a saída do amplificador e o resistor R_1 se este não estiver corretamente dimensionado.

Figura 69 – Circuito de simulação para obtenção das perdas nos resistores das redes Z_1 e Z_2 .

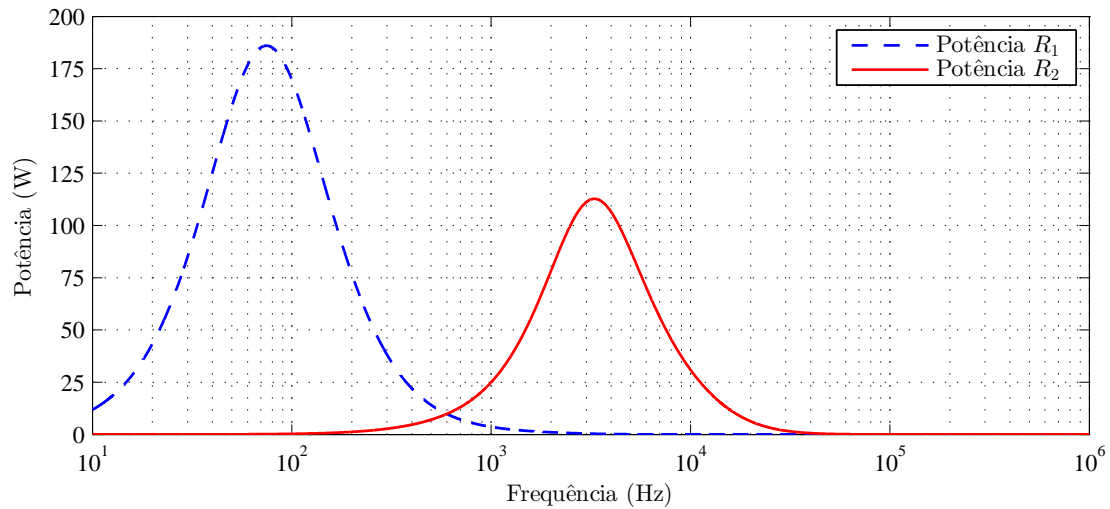


Fonte: Próprio autor, 2019.

Através da Figura 70 observa-se que cada resistor possui seu pico de potência nas frequências correspondentes para o qual a rede que eles pertencem foram projetadas. Ou seja R_1 sofre suas perdas em baixas frequências entre 15 Hz a 125 Hz e R_2 em altas entre 3 kHz a 10 kHz. Assim verifica-se que a corrente elétrica realmente tem seus valores alterados em cada ramo pertencentes a Z_1 e Z_2 conforme a variação na frequência do sinal aplicado à carga.

Com o intuito de verificar a potência dissipada nos resistores de ambas as redes juntamente com as perdas de comutação das chaves, foi realizada uma simulação utilizando o R_{DSon} de valor 132 mW. Este dado é extraído do datasheet do interruptor *IRFI4019H – 117P*, sendo este um dispositivo específico para aplicações em áudio, composto por dois *MOSFET*.

Devido a corrente ser pulsada nos interruptores, obtêm-se a potência dissipada através dos valores médios instantâneos abrangendo no mínimo um período de comutação e mantendo

Figura 70 – Potência dissipada nos resistores R_1 e R_2 .

Fonte: Próprio autor, 2019.

um índice de modulação em valor fixo de 0,5 e uma tensão de barramento com 70 V. As perdas de condução são determinadas por (3.8).

$$P_{cond} = I_{ef}^2 \cdot R_{DSon} \quad (3.8)$$

Dividiu-se a obtenção dos dados das potências dissipadas nos elementos do circuito com diferentes frequências do sinal da moduladora. Assim foram atribuídos os seguintes valores, 326 Hz onde ocorre o maior valor de pico da corrente de saída sobre o indutor de filtro (BERTOLDI, 2016). Em 75 Hz onde se apresenta o pico da impedância da carga e em 1 kHz que é a frequência padrão para medição de potência de saída de amplificadores conforme a norma IEC60268. Além do valor de frequência máxima que pode ser provido pela fonte geradora de sinal (guitarra) em 6 kHz.

A potência de saída foi obtida de forma completa, ou seja, agregando as potências dissipadas das redes Zobel com a carga nos respectivos casos. Através do gráfico da Figura 71 é verificado que esta possui seu maior valor na frequência de sinal de 326 Hz.

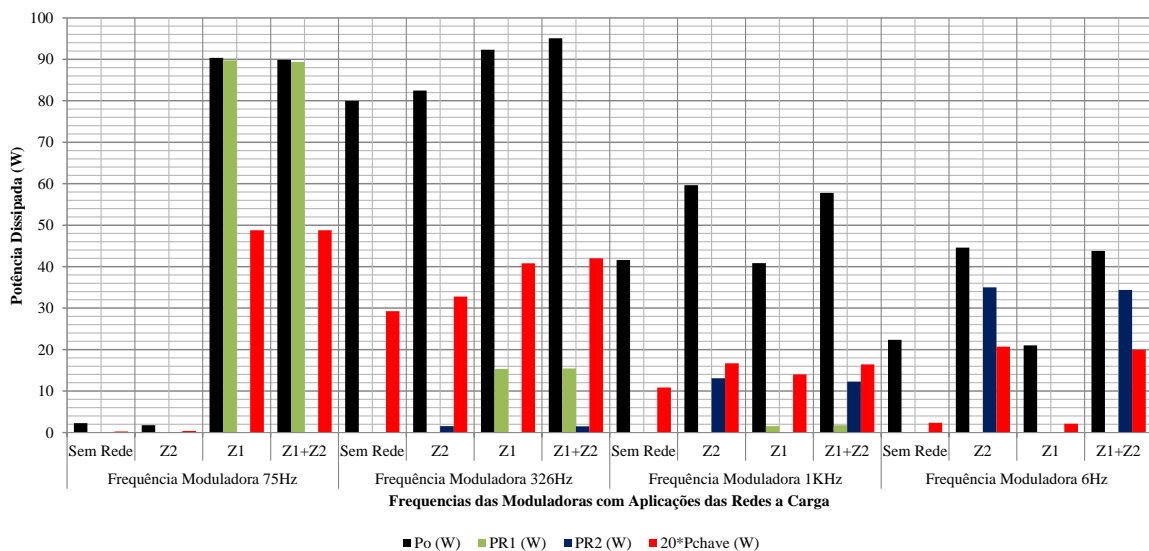
Em relação as perdas dos resistores, estes possuem seus maiores consumos nas frequências para o qual suas redes foram designadas. Ou seja R_1 através da rede Z_1 para frequências de 75 Hz e 326 Hz, enquanto R_2 na rede Z_2 tem sua maior dissipação de potência em 1 kHz e 6 kHz.

Referente ainda as perdas nos resistores, observa-se que a potência dissipada sobre o resistor R_2 é maior em altas frequências do sinal da moduladora. Isso se deve ao capacitor C_2 em série com o mesmo, que cria um comportamento de filtro passa-alta, uma vez que o capacitor em alta frequência torna-se um curto-circuito. Por outro lado, para o resistor R_1 estas são maiores em baixas frequências da moduladora. Porém mantendo-se com pouca variação de valor em conjunto com a rede Z_2 . Pode-se também concluir que as perdas do resistor R_2 mudam pouco

em função da adição da rede Z_1 .

Um ponto importante referente as perdas de condução nos interruptores é que estas possuem seus maiores valores na frequência de 75 Hz, valor no qual a carga tem seu maior valor de impedância. Outro ponto de relevância é que as perdas dissipadas nos interruptores aumentam com a adição das redes, indiferente da frequência do sinal da moduladora. Isto se deve ao fato que as redes absorvem uma parcela de energia que o alto-falante não consome. Uma exceção é notada em 6 kHz, onde existe redução da potência dissipada no interruptor para o uso somente da rede Z_1 , porém nesta configuração a potência de saída acaba ficando também reduzida, logo não surgindo uma vantagem, pois a inserção desta rede não traz uma significativa redução de perdas de condução.

Figura 71 – Potência de saída, perdas nos interruptores e resistores.



Fonte: Próprio autor, 2019.

A Tabela 6 contém os dados obtidos da eficiência do amplificador em cada especificação de frequência do sinal modulante. Nota-se que a eficiência fica comprometida em 75 Hz com o uso da rede Z_1 ou completa, não ocorrendo uma diferença de igual magnitude nos demais casos.

Tabela 6 – Eficiência do amplificador com adição das redes.

Rede Zobel	Frequência Moduladora 75Hz			Frequência Moduladora 326Hz			Frequência Moduladora 1kHz			Frequência Moduladora 6kHz		
	Z1	Z2	Z1+Z2	Z1	Z2	Z1+Z2	Z1	Z2	Z1+Z2	Z1	Z2	Z1+Z2
ε(%)	0,71	94,80	0,47	83,41	98,11	82,20	96,18	78,08	75,72	99,73	21,52	21,35

Fonte: Próprio Autor, 2019.

Sendo assim a Rede Zobel torna a impedância do alto-falante plana, mas ao custo da dissipação de energia e uma impedância geral média um pouco menor do que a esperada. Naturalmente esta potência dissipada pelos resistores não é transformada em som, reduzindo a eficiência média considerando a faixa de frequência de operação do amplificador.

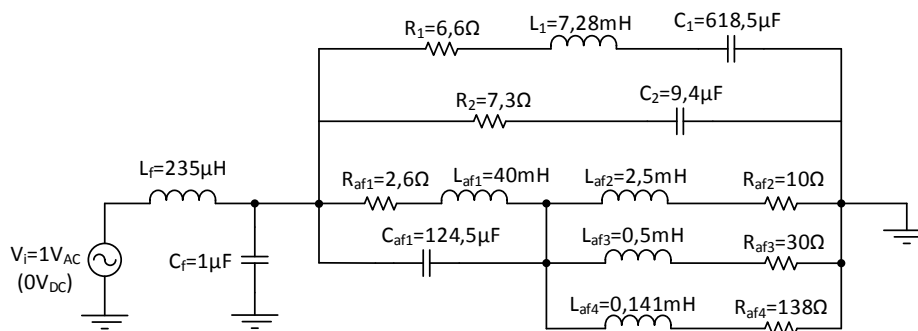
Tendo a questão das perdas dos elementos da rede em mente, será demonstrado no capítulo posterior uma forma para poder aproveitar os benefícios dados pela compensação da impedância da carga de forma a não afetar a eficiência do amplificador através da inserção de componentes passivos. Esta técnica agrega “virtualmente” os resistores na malha de controle de tensão da carga, portanto não provendo perdas adicionais ao amplificador.

3.3.3 Efeito da Rede Zobel sobre a Resposta do Filtro de Saída

Conforme abordado anteriormente a topologia do filtro a ser utilizada com o amplificador classe D é o filtro passa baixa *LC*. Sendo este projetado para uma frequência de corte 10 kHz, onde temos os seguintes valores dos componentes dados por $L = 235 \mu\text{H}$ e $C = 1 \mu\text{F}$.

A resposta em frequência do filtro é adquirida pelo circuito da Figura 72. Os dados obtidos por simulação do circuito são apresentados na Figura 73. A frequência de corte é obtida pela potência de saída corresponde a metade da entrada, ou na qual o sinal de saída corresponde a $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (-3 dB) do sinal de entrada.

Figura 72 – Circuito para obtenção da resposta em frequência do filtro com rede Zobel Z_1 e Z_2 .



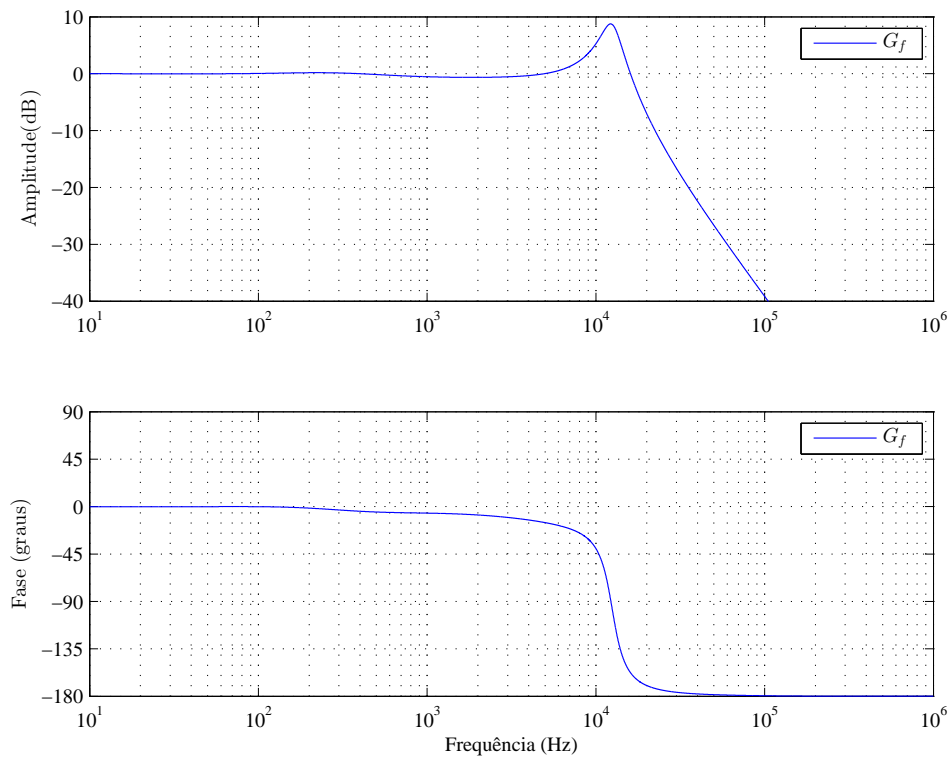
Fonte: Próprio autor, 2019.

Na Figura 73 observa-se o aparecimento de uma ressonância em aproximadamente 12,22 kHz com uma amplitude de 8,76 dB. A inclinação fica em -40 dB por década e a fase tendendo a -180° acima da frequência de corte.

Com a inserção da rede Zobel Z_2 a ressonância é atenuada. O ganho na frequência de corte de 10 kHz sofre uma atenuação tendo um valor aproximado de -7 dB conforme mostra a Figura 74. Como um sinal de entrada com 6 kHz provém a máxima frequência que pode ser atingida por uma guitarra na afinação padrão. Assim observa-se que o ganho do filtro tem uma atenuação de aproximadamente -3 dB nesta frequência, ficando dentro do esperado para este trabalho.

A Figura 75 mostra a comparação da resposta em frequência do filtro com a inserção das redes Z_1 e Z_2 em paralelo com o modelo da carga. Adicionando a rede Zobel Z_1 a ressonância relativa ao filtro *LC* ainda ocorre. Sendo assim a rede Z_1 atuando unicamente com a carga não insere o comportamento resistivo próximo a frequência de corte do filtro conforme é esperado.

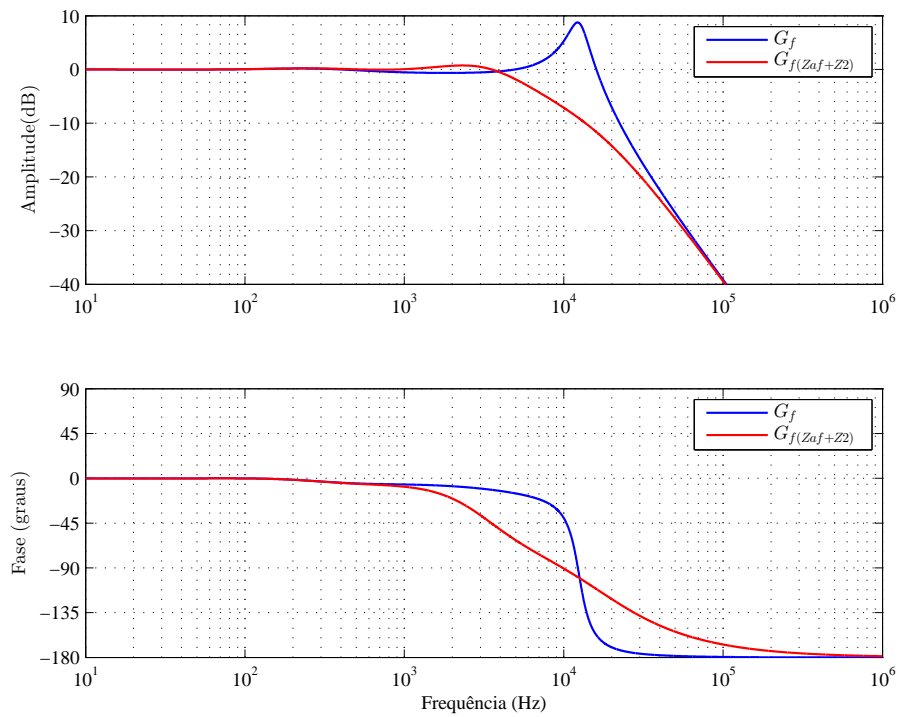
Figura 73 – Diagrama de bode do filtro.



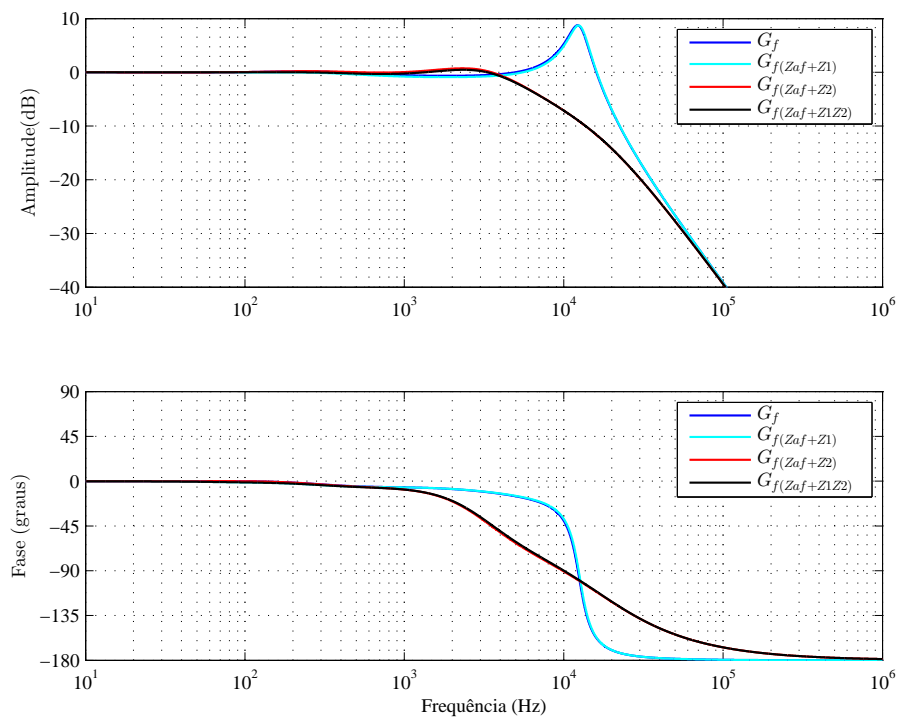
Fonte: Próprio autor, 2019.

Sendo assim, uma vantagem do uso prático da Rede Zobel se dá somente com a rede Z_2 , pois agrega uma atenuação da ressonância do filtro em alta frequência e possui menos componentes (TEXAS INSTRUMENTS, 1999). Além disso através da comparação dos diagramas de Bode da Figura 75 é visto que a resposta em frequência para o uso somente de Z_1 tem característica similar a função de transferência do filtro com a carga, tendo um pequeno deslocamento em frequência.

Portanto, o uso de ambas as redes fornece uma característica resistiva na saída do amplificador em toda a faixa de frequência de interesse. Desta forma a utilização da rede Zobel completa é uma opção vantajosa de implementação para o amplificador classe D com relação a circulação de sinais de frequências indesejadas no alto-falante.

Figura 74 – Comparação do diagrama de bode do filtro com e sem a rede Z_2 .

Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 75 – Comparação do diagrama de bode do filtro com as redes Z_1 e Z_2 .

Fonte: Próprio autor, 2019.

3.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

É possível ter um caráter praticamente resistivo na saída do inversor conforme o projeto realizado para as duas redes Zobel. O comportamento da impedância é amplamente modificado com a adição de ambas as redes conforme mostraram os resultados das simulações, condizendo com estudo abordado por Leach (2003). Desta forma tanto para baixa ou em altas frequências a impedancia se mantem praticamente linear.

Em relação à eficiência do amplificador pela adição de ambas as redes, é verificado um comprometimento do rendimento. Observa-se que as perdas para cada rede se concentram em suas faixas de frequência de atuação, conforme a variação em frequência do sinal aplicado à carga. Os valores de potência dissipada são elevados em seus elementos resistivos.

Em relação às perdas nos interruptores, o estudo demonstrou que há um aumento em todas as frequências de sinal modulador utilizados na simulação. Sendo o maior valor encontrado na frequência de ressonância da carga, esta frequência é próxima também da afinação padrão em ré, comumente utilizada pelos guitarristas.

4 SOLUÇÕES ATIVAS PARA A REDE ZOBEL

No uso de amplificadores classe D o filtro LC é empregado para realizar a atenuação dos harmônicos gerados próximos a frequência de comutação. No entanto devido a interação entre os elementos reativos que compõe o filtro LC e a carga, a resposta em frequência deste sistema apresenta a ocorrência de uma ressonância. O que muitas vezes torna o sistema oscilatório nessa frequência ou limita o desempenho de controle devido as restrições de projeto.

Com a adição da Rede Zobel como uma técnica de amortecimento passiva o desempenho desta reposta pode ser melhorada, contudo ao custo de adição de componentes na saída do amplificador e assim comprometendo a eficiência do mesmo. A inclusão de resistores em alguns casos pode alterar a resposta em frequência do filtro, modificando principalmente a sua atuação em alta frequência. Dessa forma, as técnicas de amortecimento ativo tornam-se interessantes para virtualização da impedância das redes Zobel.

O amortecimento ativo consiste na modificação do sistema de controle, o que aumenta sua complexidade. Em alguns casos há necessidade de utilizar um número maior de sensores, aumentando o custo do sistema. Contudo existem trabalhos onde são apresentadas formas de amortecimento ativo sem a inclusão de sensores adicionais.

Na literatura são descritos trabalhos com diferentes técnicas de amortecimentos ativos. Alguns envolvem a utilização de um filtro rejeita-faixa (filtro *notch*) projetados para a frequência de ressonância do filtro, inclusão do resistor virtual ou compensador de avanço.

Referente a técnica de inserção de um “resistor virtual”, este é responsável por emular a presença de um resistor físico no sistema, porém sem perdas. Outra forma é a inclusão de um “compensador em avanço”, onde a malha de amortecimento ativo utiliza os valores de tensão do capacitor do filtro para gerar uma ação de controle juntamente com um compensador “*Lead*” que subtraída da malha de tensão se obtenha uma resposta estável do sistema. Sendo que ambas as técnicas são abordadas nesse trabalho.

Neste capítulo é analisada a Rede Zobel via a técnica de amortecimento ativo por resistor virtual conforme abordagem dos trabalhos do autor “Pekik Argo Dahono” que descreve a virtualização de componentes de filtros: Dahono et al. (2001), Dahono (2002a), (DAHONO, 2002b), Dahono (2004). Adicionalmente a técnica de “compensação de avanço de fase” será utilizada. Ambas possuem potencial de atender ao objetivo de virtualização.

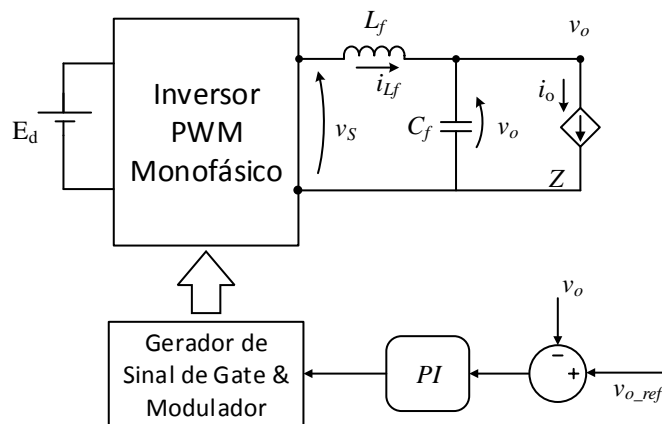
4.1 MÉTODO DO RESISTOR VIRTUAL

O entendimento do amortecimento através do resistor virtual é abordado em Dahono et al. (2001), onde o autor define o mesmo como um algoritmo adicional de controle que emula o comportamento de um resistor para amortecer oscilações na saída de um filtro. Como um resistor real não é usado, as oscilações podem ser amortecidas efetivamente, sem sacrificar a eficiência

energética. A implementação do resistor virtual é determinada através de como o resistor está conectado ao filtro, podendo estar tanto em série quanto em paralelo com o capacitor ou indutor do filtro de saída.

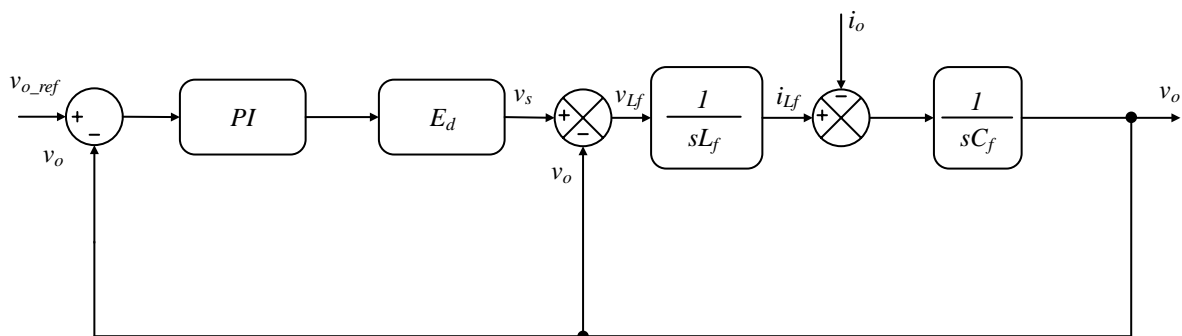
A Figura 76 mostra o circuito do inversor *PWM* abordado em Dahono et al. (2001), onde através do mesmo é gerado o diagrama de blocos de controle da Figura 77. Observa-se que a tensão de saída é a mesma tensão sobre o capacitor de filtro, controlada pelo uso de um controlador *PI*, sendo a carga tratada como uma perturbação e representada como uma fonte de corrente.

Figura 76 – Circuito elétrico do inversor monofásico *PWM* com filtro de saída *LC*.



Fonte: Adaptado de (DAHONO et al., 2001).

Figura 77 – Diagrama de blocos com controle de tensão do inversor monofásico.

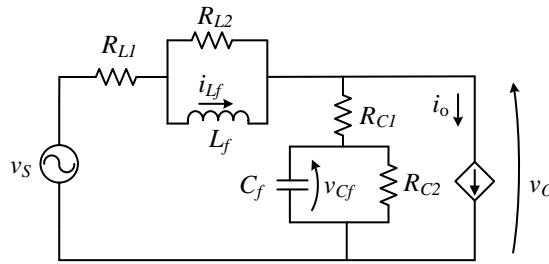


Fonte: Adaptado de (DAHONO et al., 2001).

Dependendo como o resistor está inserido no circuito, ou em série ou em paralelo com os componentes do filtro, há uma mudança no diagrama de blocos que representa a resposta dinâmica do circuito. As quatro configurações possíveis são demonstradas na Figura 78.

Supondo uma configuração do resistor em paralelo com o capacitor de filtro, que é o caso para a adição da Rede Zobel, o sensor de tensão já existe, sendo assim, um sensor de tensão adicional não é necessário. A tensão através do indutor é medida a partir da tensão de saída do

Figura 78 – Conexões possíveis do resistor virtual com o filtro de saída LC.



Fonte: Próprio autor, 2019.

inversor menos a tensão do capacitor ($V_{L_f} = V_S - V_O$). A tensão de saída do inversor é estimada pela tensão de saída do modulador do inversor (saída do controlador *PI*). Assim um sensor de tensão adicional também não é necessário se o resistor é conectado em paralelo com o indutor de filtro.

A Figura 79 demonstra o diagrama de blocos com o resistor conectado em paralelo com o capacitor de filtro C_f , ou seja, somente usando o resistor R_{C2} . Os demais diagramas de blocos com as outras configurações do resistor com o filtro *LC* não são demonstradas. Para este diagrama temos as seguintes equações em função da Transformada de *Laplace* sabendo que a tensão no indutor e a corrente no capacitor são dadas pelas equações $V_L(s) = L_f \cdot \frac{dI_L}{dt}$ e $I_C(s) = C_f \cdot \frac{dV_C}{dt}$.

$$V_O(s) = V_{R_{C2}} = R_{C2} \cdot I_{R_{C2}}(s) \quad (4.1)$$

$$V_L(s) = V_O(s) - V_S(s) \quad (4.2)$$

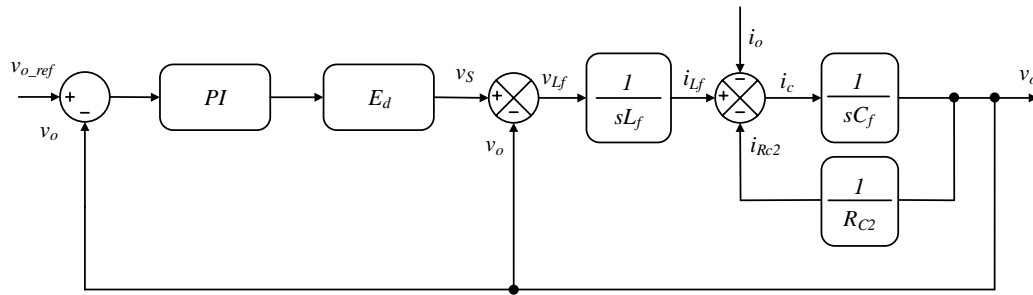
$$V_S(s) = V_{PI}(s) \cdot E_d \quad (4.3)$$

$$I_L(s) = [V_S(s) - V_O(s)] \cdot \frac{1}{sL_f} = [V_{PI}(s) \cdot E_d - V_O(s)] \frac{1}{sL_f} \quad (4.4)$$

$$I_C(s) = I_L(s) - I_O(s) - I_{R_{C2}}(s) = [V_{PI}(s) \cdot E_d - V_O(s)] \frac{1}{sL_f} - I_O(s) - I_{R_{C2}}(s) \quad (4.5)$$

Desta forma a tensão no capacitor de filtro é dada por $V_C(s) = \frac{I_C(s)}{sC_f}$, assim podemos ver que a contribuição da corrente $I_{R_{C2}}(s)$ sobre o resistor R_{C2} é contemplada em (4.5).

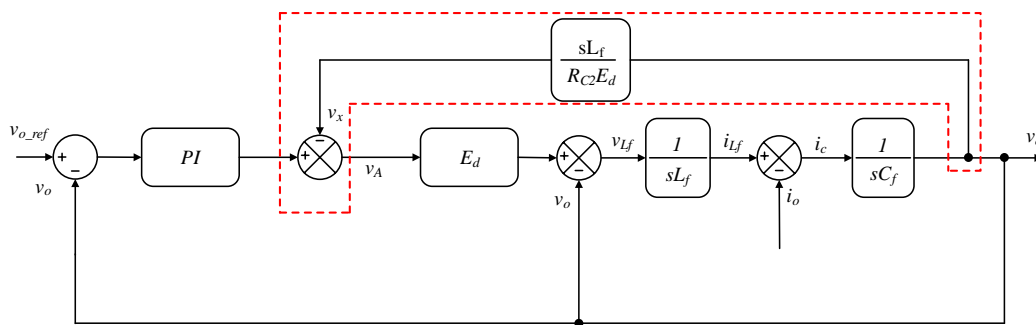
No trabalho de (DAHONO et al., 2001) o autor mostra que os diagramas de blocos de todas as configurações propostas de conexões do resistor podem ser manipulados sem mudanças no comportamento do sistema. A manipulação para o caso do resistor em paralelo com o capacitor de filtro C_f é mostrado na Figura 80. O comportamento transitório de ambos os sistemas é o

Figura 79 – Diagrama de Bloco do Inversor com Resistor em Paralelo com C_f .

Fonte: Adaptado de (DAHONO et al., 2001).

mesmo, o bloco adicional necessário dado por $\frac{sL_f}{R_{C2}E_d}$ pode ser chamado de “resistor virtual” ou um “resistor sem perdas”.

Figura 80 – Diagrama de Bloco com Resistor Virtual.



Fonte: Adaptado de (DAHONO et al., 2001).

O resistor virtual conectado em paralelo com L_f ou C_f necessita de um diferenciador, este é o termo em “s” do bloco de realimentação da Figura 80, podendo trazer problemas de ruído. Além disso, utiliza um sensor de tensão, contudo a tensão de saída pode ser medida através do próprio capacitor de filtro. Para o caso de uma conexão em série com o indutor ou capacitor se faz necessário o uso de um sensor de corrente, mas não há necessidade de um diferenciador, o que torna o projeto mais simples (DAHONO et al., 2001).

Para que ambos os modelos tenham o mesmo comportamento transitório, a resposta da corrente no capacitor que origina a sua tensão através do último bloco da Figura 79, deve coincidir com o bloco contendo o resistor virtual dado na Figura 80. Desta forma para o diagrama de blocos com o resistor virtual temos as seguintes relações:

$$V_x(s) = \frac{V_O(s) sL_f}{R_{C2} E_d} \quad (4.6)$$

$$V_A(s) = \left[V_{PI} - \frac{V_O(s) sL_f}{R_{C2} E_d} \right] \quad (4.7)$$

$$V_{Sv}(s) = V_A(s)E_d = V_{PI}E_d - \frac{V_O(s)sL_f}{R_{C2}} \quad (4.8)$$

$$V_{Lv}(s) = V_S(s) - V_O(s) = V_{PI}E_d - \frac{V_O(s)sL_f}{R_{C2}} - V_O(s) \quad (4.9)$$

$$I_{Lv}(s) = [V_S(s) - V_O(s)] \cdot \frac{1}{sL_f} = [V_{PI}(s) \cdot E_d - I_{R_{C2}}sL_f - V_O(s)] \cdot \frac{1}{sL_f} \quad (4.10)$$

$$I_{Cv}(s) = I_{Lv}(s) - I_O(s) = [V_{PI}(s) \cdot E_d - I_{R_{C2}}sL_f - V_O(s)] \cdot \frac{1}{sL_f} - I_O \quad (4.11)$$

O termo referente a corrente no resistor virtual contido na equação (4.5) está presente também em (4.11), este desempenha o mesmo papel do resistor adicionado de forma física ao circuito. Logo o comportamento dinâmico de ambos os blocos serão iguais.

Esta mesma metodologia é aplicada em Dahono (2002a) para amortecer oscilações no filtro *LC* na entrada de um inversor *PWM* trifásico tanto em corrente quanto em tensão. Da análise, resulta o aparecimento do diferenciador quando o resistor é conectado em série com o indutor ou capacitor, isto ocorre devido ao filtro estar localizado na entrada do conversor. O uso do resistor virtual também pode ser empregado com o filtro *LCL* empregado em inversores monofásicos (DAHONO, 2004).

Um método alternativo ao resistor virtual através de amortecimento passivo é mostrado em Gullvik, Norum e Nilsen (2007), os autores propõem uma sugestão no emprego do filtro *LCL* para controlar a tensão no capacitor. Adicionando um “indutor em paralelo” com o resistor de amortecimento com o objetivo de reduzir perdas. O indutor em baixa frequência terá a maior parte da corrente fundamental, enquanto que em altas frequências as componentes fluem pelo resistor, uma vez que está em série com o capacitor do filtro.

Um conceito similar de virtualização pode ser aplicado também aos componentes acumuladores de energia do filtro de saída, ou seja, o indutor e capacitor que é descrito em Dahono (2002b). Contudo, apesar da técnica ser similar à aplicada para o resistor virtual na malha de controle, a virtualização do indutor e capacitor é realizada aumentando o valor da indutância e capacitância destes componentes, ou seja um indutor virtual (L_v) e um capacitor (C_v) são adicionados em série com os valores originais dos componentes do filtro na malha de controle. Geralmente os valores da indutância e capacitância virtual são os mesmos que às especificadas para o filtro.

Exemplos de virtualização de capacitor e indutor no filtro de saída são também provenientes de eliminação de perturbações. Se o indutor virtual é projetado seletivamente para responder apenas contra sinais de perturbação, estes podem ser suprimidos sem afetar o desempenho do controlador de corrente (DAHONO, 2002b). Os distúrbios mais comuns são a tensão da fonte e as flutuações da corrente de carga.

Devido a complexidade de se obter a virtualização de cada elemento das redes Zobel Z_1 e Z_2 separadamente. Neste trabalho é adotado o mesmo procedimento realizado pelo resistor virtual contudo tomando a impedância total da Rede Zobel adicionada em paralelo a carga. Uma vez que na literatura os trabalhos somente abrangem no máximo dois componentes sendo virtualizados simultaneamente.

4.2 COMPENSADOR DE AVANÇO

Nessa seção é demonstrada a técnica de amortecimento ativo que utiliza a leitura do valor de tensão sobre o capacitor do filtro juntamente com um controlador “*Lead*” para gerar uma ação de controle que é subtraída do controlador de tensão, resultando em um sistema estável. O projeto da malha de amortecimento é baseado em Peña-Alzola et al. (2014) e Zimann (2016).

Esta topologia também é descrita no trabalho de Gullvik, Norum e Nilsen (2007) onde a mesma foi comparada com outras técnicas de amortecimento ativo. Este modelo utiliza a corrente do capacitor do filtro para a malha de amortecimento, necessitando sensores de corrente adicionais. Contudo afim de se tornar vantajoso economicamente, pode ser utilizada a tensão do capacitor de filtro de saída, por meio de sensor de tensão não isolado. Logo utilizando divisor resistivo, o sensor de tensão terá baixo custo e será de fácil implementação.

Através da derivação da tensão no capacitor obtém-se a corrente do capacitor, porém isto implica em elevados ganhos em altas frequências, tornando-se um problema para o controle se houver ruído. Portanto é utilizado um controlador *Lead* que, devidamente projetado, atua como derivador somente em uma “faixa de frequência selecionada”. Quando a malha de amortecimento é realimentada, o sistema atua como se fosse um filtro *notch* sintonizado na frequência de ressonância do sistema (ZIMANN, 2016).

Devido ao diferenciador ideal para a tensão do capacitor amplificar o ruído do sinal de medição, utiliza-se o compensador *Lead* (OGATA, 2010). A função de transferência no plano w do compensador de avanço é definida pela seguinte equação:

$$H_{LL} = K_d C_f \omega_{max} \left(\frac{s + K_f \omega_{max}}{K_f s + \omega_{max}} \right) \quad (4.12)$$

Aplicando os valores para o filtro projetado neste trabalho, obtém-se os parâmetros de frequência de ressonância, ângulo máximo de avanço e os ganhos, mostrados na Tabela 7.

O termo K_d é o ganho do compensador, ω_{max} é a frequência onde se obtém o máximo ângulo de avanço e C_f é a capacitância do filtro. O ganho K_f deve variar entre $0 < K_f < 1$ para manter a característica de avanço do controlador. A frequência máxima é dada por $\omega_{max} = 2\pi f_{max}$ e a frequência máxima é especificada igual a frequência de ressonância, $\omega_{max} = \omega_{res}$. Como o intuito é a utilização de um controlador digital para operação do amplificador classe D, e este insere um atraso na malha de controle, logo este atraso deve ser levado em consideração na

Tabela 7 – Parâmetros do compensador da malha de amortecimento ativo

Parâmetros	Valores
$\omega_{max} = \omega_{res}$	12,22 kHz
φ_{max}	65°
K_f	0,221694
K_d	1

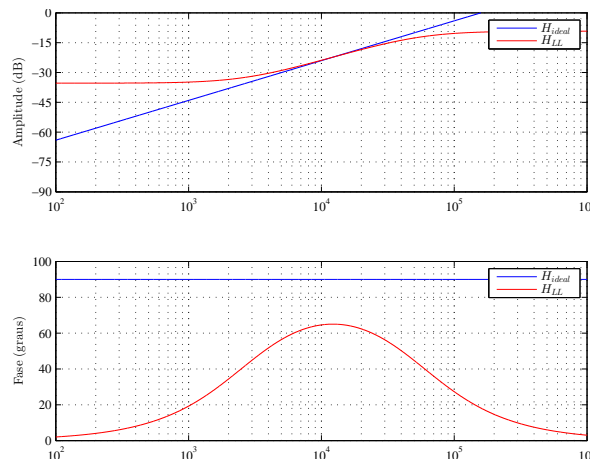
Fonte: Próprio Autor.

malha de amortecimento. O cálculo do ângulo máximo (φ_{max}) é encontrado através de (4.13), onde o fator T_S é o período de comutação dos interruptores.

$$\varphi_{max} = 90^\circ + T_S \omega_{res} \frac{360^\circ}{2\pi} \quad (4.13)$$

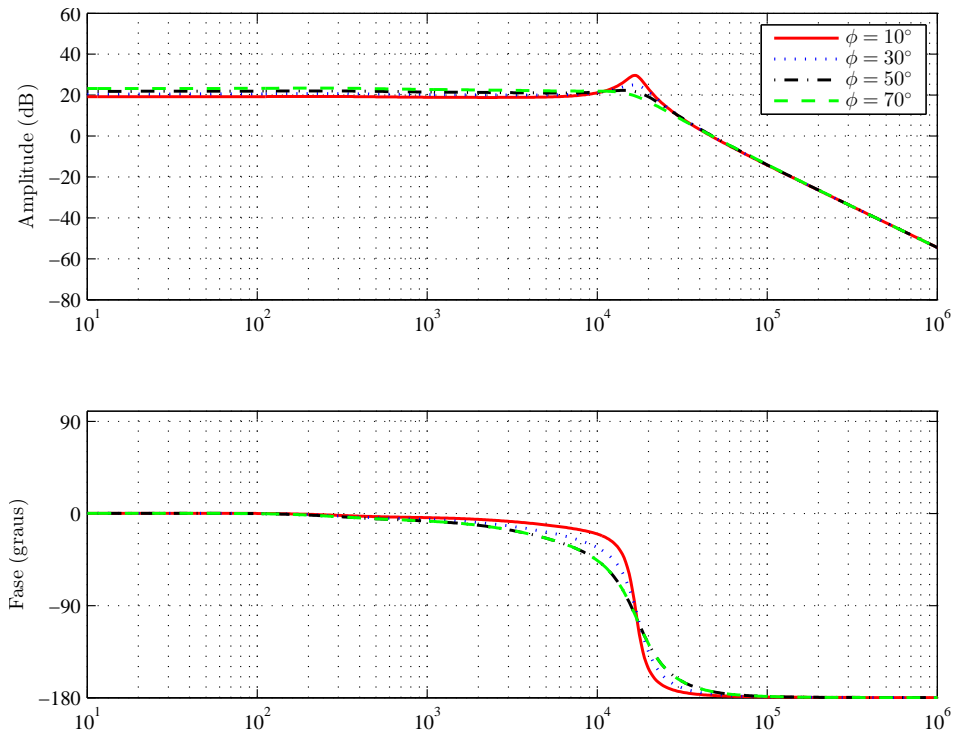
$$K_f = \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\omega_{max})}{1 + \text{sen}(\omega_{max})}} \quad (4.14)$$

O compensador em avanço de fase é praticamente um filtro passa-alta, isto pode ser observado na Figura 81. Nesta figura são apresentados os diagramas de Bode do compensador *Lead* e de um diferenciador ideal.

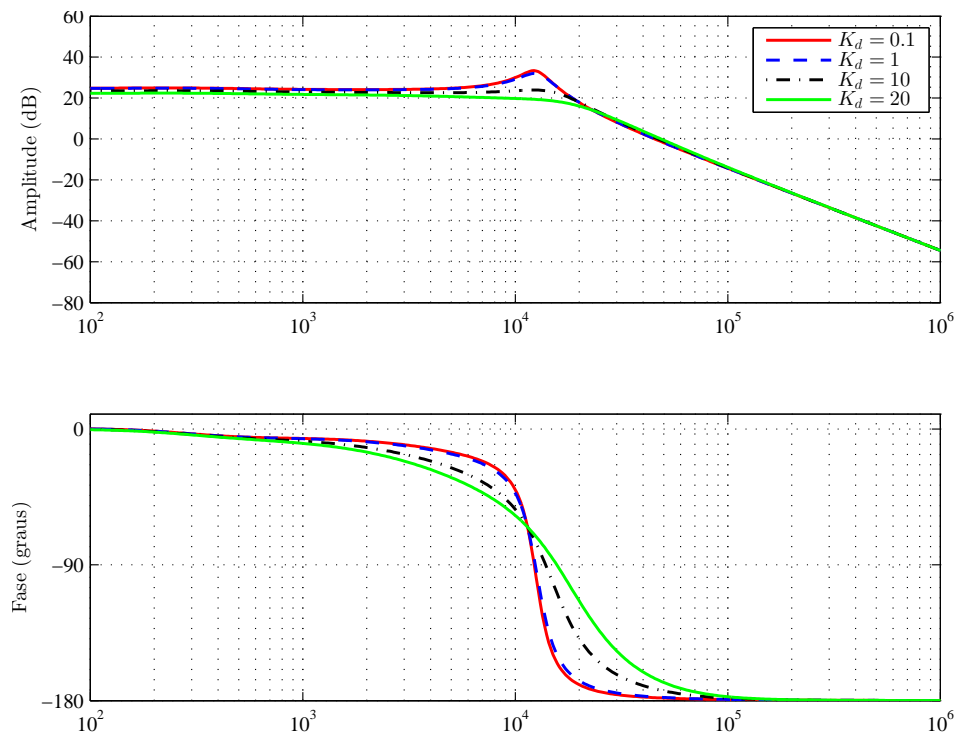
Figura 81 – Comparação diferenciador ideal e controlador *Lead*.

Fonte: Próprio autor, 2019.

A variação do ângulo φ_{max} em espaçamentos de 20°, conseqüentemente gerando diferentes valores de K_f é mostrada na Figura 82. Os valores do ganho K_d também foram variados conforme a Figura 83 para a obtenção do melhor resultado, vê-se que com o aumento deste valor gera uma atenuação mais acentuada da ressonância e a fase se comporta sempre tendendo a 180°. Assim, o ganho $K_d = 14,3$ foi escolhido para obter a melhor atenuação da ressonância da planta de tensão pela razão cíclica.

Figura 82 – Variação do ângulo ϕ_{max} na FTMF do Controlador *Lead*.

Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 83 – Variação do ganho K_d na FTMF do controlador *Lead*.

Fonte: Próprio autor, 2019.

4.3 PROJETO DO CONTROLADOR

Nessa seção é realizada uma análise do amplificador Classe D meia ponte para obtenção da planta de tensão pela razão cíclica. Posteriormente a metodologia do projeto do controle de tensão é apresentada com a inserção da Rede Zobel completa.

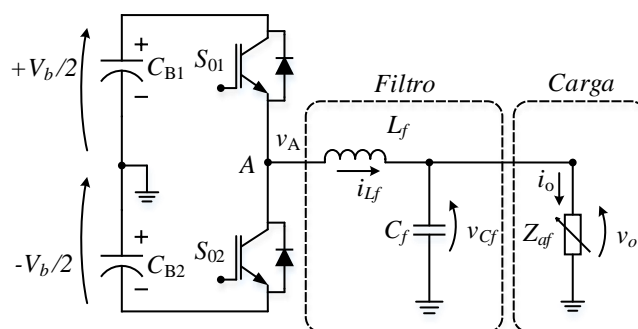
Em (BERTOLDI, 2016) o projeto do controlador de tensão analógico teve uma especificação de banda passante inicial de 6 kHz. No entanto, a ressonância em aproximadamente 12,22 kHz dificulta essa tarefa, fazendo com que o ganho tenha dois cruzamentos por zero. Assim, optou-se por uma nova especificação no projeto do controlador acima de 12 kHz, adotando 20 kHz para obter um controle mais rápido e com maior ganho.

Através da Rede Zobel a ressonância encontrada na planta de tensão pela razão cíclica é atenuada e uma análise da influência das redes é efetuada a fim de entender a contribuição de ambas quando adicionadas à carga.

4.3.1 Planta de Tensão

A função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica ($\frac{V_o(s)}{D(s)}$) do amplificador classe D é obtida igualmente à modelagem de um inversor meia ponte, assim a tensão máxima sobre a carga possui o valor da metade da tensão de barramento. A modelagem é realizada por meio da Figura 84 que apresenta a tensão de saída V_o onde deve ser efetuada a medição para o controle. Afim de facilitar o equacionamento, considera-se a carga uma impedância Z_{af} , a qual será substituída pelo modelo do alto-falante no final do equacionamento.

Figura 84 – Estrutura do amplificador meia ponte para modelagem.



Fonte: Próprio autor, 2019.

O circuito é analisado primeiramente em regime permanente onde o modelo de valores médios instantâneos resultante prediz o comportamento em baixa frequência do inversor, desprezando os harmônicos em altas frequências produzidos pelas comutações (BATSCHAUER, 2012). Equacionando estes valores nos componentes armazenadores de energia L_f e C_f , logo após utilizando-se da técnica de pequenos sinais, onde se aplicam perturbações sistema (escrevendo o sinal como seu valor médio mais uma pequena variação) nas variáveis de interesse

através do teorema da superposição, conforme as equações (4.15) a (4.18). A tensão no indutor é determinado por (4.19).

$$i_{L_f}(t) = [I_{L_f} + \hat{i}_{L_f}(t)] \quad (4.15)$$

$$d(t) = [D + \hat{d}(t)] \quad (4.16)$$

$$v_g(t) = [V_g + \hat{v}_g(t)] \quad (4.17)$$

$$v_o(t) = [V_o + \hat{v}_o(t)] \quad (4.18)$$

$$L_f d \frac{[I_{L_f} + \hat{i}_{L_f}(t)]}{dt} = V_b D + V_b \hat{d}(t) - \frac{V_b}{2} + D \hat{v}_b(t) + \hat{v}_b(t) \hat{d}(t) - \frac{\hat{v}_b(t)}{2} - V_o - \hat{v}_o(t) \quad (4.19)$$

A equação acima é composta por componentes *DC* e *AC* de primeira e segunda ordem, onde este último dado pela relação (4.20) é desprezado. Desta forma a expressão da tensão de saída é obtida separando os componentes *DC* que representam a operação do conversor meia ponte em condução contínua e tendo em mente que o valor médio da tensão do indutor é nulo. A expressão da tensão aplicada no ponto “A” varia entre $\frac{-V_b}{2}$ a $\frac{+V_b}{2}$ conforme a variação da razão cíclica (*duty cycle*), igualmente ao que acontece com V_o como demonstrado por (4.21). Aplicando a transformada de *Laplace* para a equação com termos de primeira ordem chega-se em (4.23).

$$\hat{v}_g(t) \hat{d}(t) \quad (4.20)$$

$$V_o = V_b \left(D - \frac{1}{2} \right) \quad (4.21)$$

$$L_f d \frac{\hat{i}_{L_f}}{dt} = V_b \hat{d}(t) + D \hat{v}_b(t) - \frac{\hat{v}_b(t)}{2} - \hat{v}_o(t) \quad (4.22)$$

$$i_L(s) L s = V_b d(s) + D v_b(s) - \frac{v_b(s)}{2} - v_o(s) \quad (4.23)$$

Sabendo que a corrente média no indutor é igual a da carga e que a corrente média no capacitor é nula, aplica-se as perturbações na equação de corrente do capacitor e posteriormente seguindo o mesmo critério de eliminação de componentes *DC* obtêm-se (4.24). Desta forma, utilizando a transformada de *Laplace* para a equação com termos de primeira ordem chega-se em

(4.25). A expressão final para a tensão de saída em função da razão cíclica (4.26) é encontrada substituindo (4.25) em (4.23), com $v_b(s) = 0$.

$$I_L = \frac{V_o}{Z_{af}} \quad (4.24)$$

$$i_L(s) = v_o \left[Cs + \frac{1}{Z_{af}} \right] \quad (4.25)$$

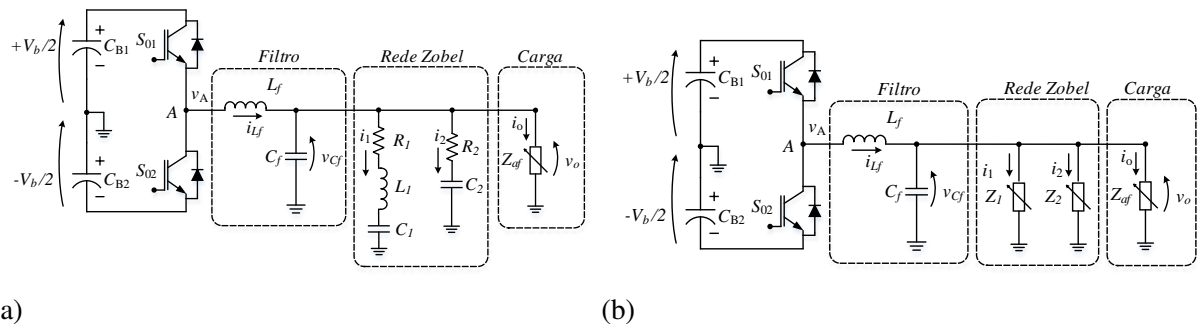
$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_b}{L_f C_f} \cdot \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{C_f Z_{af}} + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (4.26)$$

A obtenção da função de transferência $\frac{V_o(s)}{D(s)}$ considerando o modelo do alto-falante é obtida utilizando o modelo da carga definida em (2.1) para Z_{af} na equação (4.26). Através da substituição dos valores dos componentes chega-se em (4.27).

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{2,979 \cdot 10^{11} s^3 + 1,901 \cdot 10^{16} s^2 + 7,421 \cdot 10^{19} s + 6,837 \cdot 10^{22}}{s^5 + 7108 s^4 + 7,417 \cdot 10^9 s^3 + 3,072 \cdot 10^{14} + 1,062 \cdot 10^{18} s + 9,965 \cdot 10^{20}} \quad (4.27)$$

Adicionando as Redes Zobel Z_1 e Z_2 ao circuito conforme mostrado na Figura 85, utiliza-se o mesmo procedimento para a obtenção da planta de tensão, contudo agora ambas as redes irão deixar a função de transferência ainda mais complexa.

Figura 85 – Circuito com rede Zobel completa: (a) Descrição de componentes (b) Com impedâncias Z_1 e Z_2 .



Fonte: Próprio autor, 2019.

Desta forma, a função de transferência da planta de tensão com utilização da rede completa é obtida pela substituição de (4.28) e (4.29) em (4.30). Nota-se que o segundo termo em “s” do denominador é acrescido do termo com o inverso da impedância gerada pela rede Z_1 e Z_2 . Além disso, é importante salientar que ocorre um aumento do grau do numerador e denominador. Logo, com adição de qualquer uma das redes a planta de tensão será mais complexa do que se representasse somente a modelagem da carga.

$$Z_1(s) = R_1 + L_1 s + \frac{1}{s C_1} = \frac{L_1 C_1 s^2 + R_1 C_1 s + 1}{s C_1} \quad (4.28)$$

$$Z_2(s) = R_2 + \frac{1}{sC_2} = \frac{R_2C_2s^2 + 1}{sC_2} \quad (4.29)$$

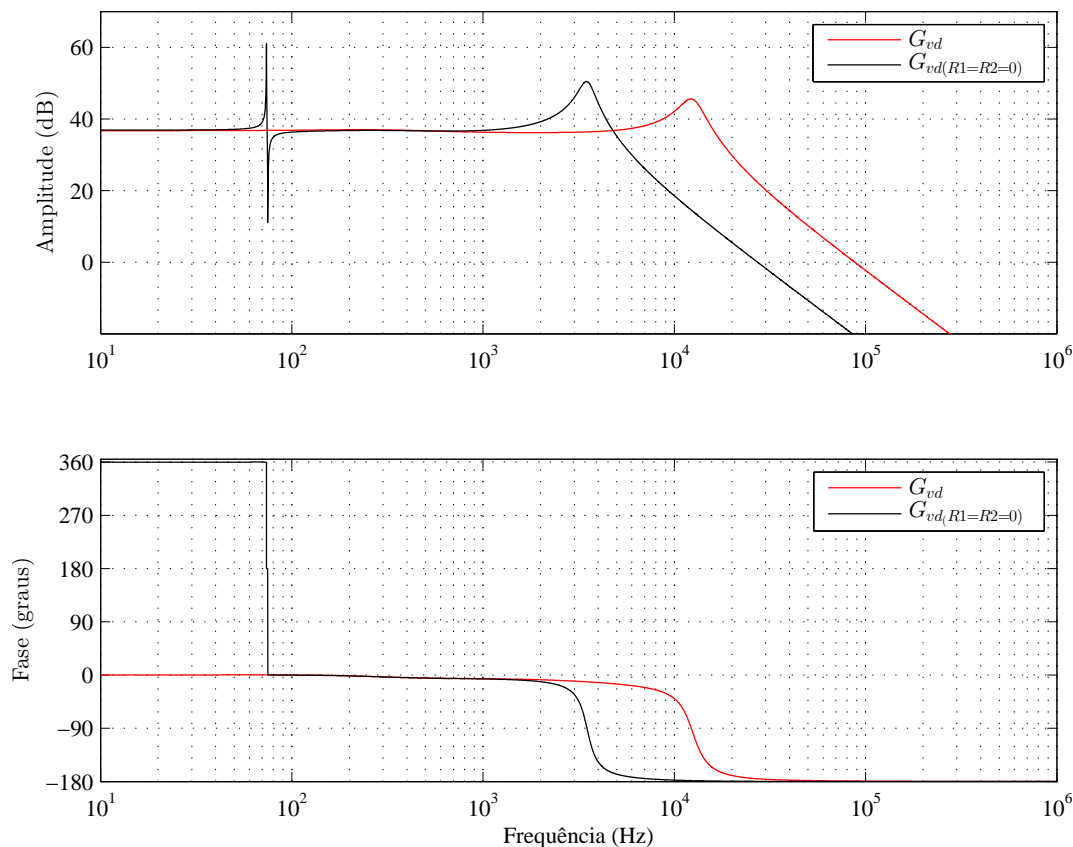
$$\frac{V_o(s)}{D(s)}_{Z_1Z_2} = \frac{V_b}{L_fC_f} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_f} \left(\frac{1}{Z_{af}} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) s + \frac{1}{L_fC_f}} \quad (4.30)$$

4.3.2 Metodologia do Projeto de Controle

Com o objetivo de obter uma atenuação da ressonância da planta de tensão de forma ativa, o uso de um compensador *Lead* para fazer o papel de um diferenciador é apresentado. Além disso, a viabilidade de manter somente os componentes acumuladores de energia no circuito é realizada, uma vez que estes não inserem perdas significativas ao amplificador.

A virtualização de cada componente para a utilização das redes Z_1 e Z_2 se torna complexa na malha de controle, além da adição de sensores de correntes adicionais. Sendo assim, é adotado neste trabalho a utilização da impedância equivalente de ambas as redes.

Figura 86 – Diagrama de Bode da planta de tensão com rede Zobel completa para $R_1 = R_2 = 0$.



Fonte: Próprio autor, 2019.

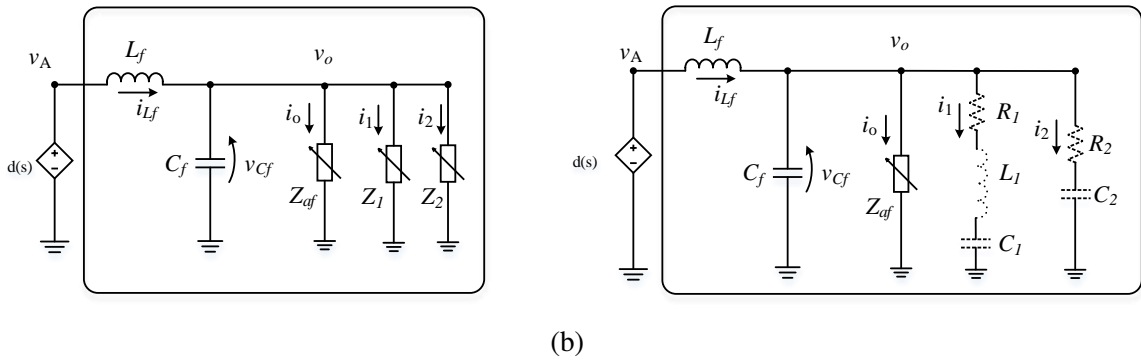
No diagrama de Bode da Figura 86 observa-se uma ressonância positiva e negativa próxima ao pico da impedância da carga com a remoção de R_1 do circuito. Isto impossibilita um controle estável para esta frequência, uma vez que a fase passa por 180° . Com a remoção

do resistor R_1 forma-se um par ressonante L_1C_1 que interage com o par L_fC_f ocasionando o fenômeno.

No caso de remoção do resistor R_2 a ressonância da planta tem um deslocamento ficando aproximadamente em 3,42 kHz, logo há uma perda de margem de frequência de operação com esta configuração. Sendo assim esta solução não se torna vantajosa de ser aplicada.

A Figura 87 mostra o circuito contemplando a rede com os componentes a serem adicionados na malha de realimentação do controle de tensão. Assim, a impedância virtual total da rede é definida por (4.31), por meio da impedância equivalente obtida pela associação em paralelo de Z_1 e Z_2 .

Figura 87 – Circuito com rede Zobel virtual completa com: (a) impedâncias Z_1 e Z_2 (b) componentes $R_1L_1C_1$ e R_2C_2 .



Fonte: Próprio autor, 2019.

$$Z_{eq} = Z_1 // Z_2 = \frac{1,801 \cdot 10^{-18} s^5 + 2,788 \cdot 10^{-14} s^4 + 2,413 \cdot 10^{-11} + 5,814 \cdot 10^{-9} s^2}{2,468 \cdot 10^{-19} s^5 + 4,698 \cdot 10^{-16} s^4 + 3,651 \cdot 10^{-12} s^3} \quad (4.31)$$

O bloco a ser virtualizado é visto na Figura 88 na malha de realimentação. Nota-se que a impedância equivalente da rede é acompanhada de um diferenciador ideal conforme o método do resistor virtual. Devido a sua limitação física de implementação, este é substituído por um compensador de avanço sintonizado na frequência de ressonância da planta de tensão.

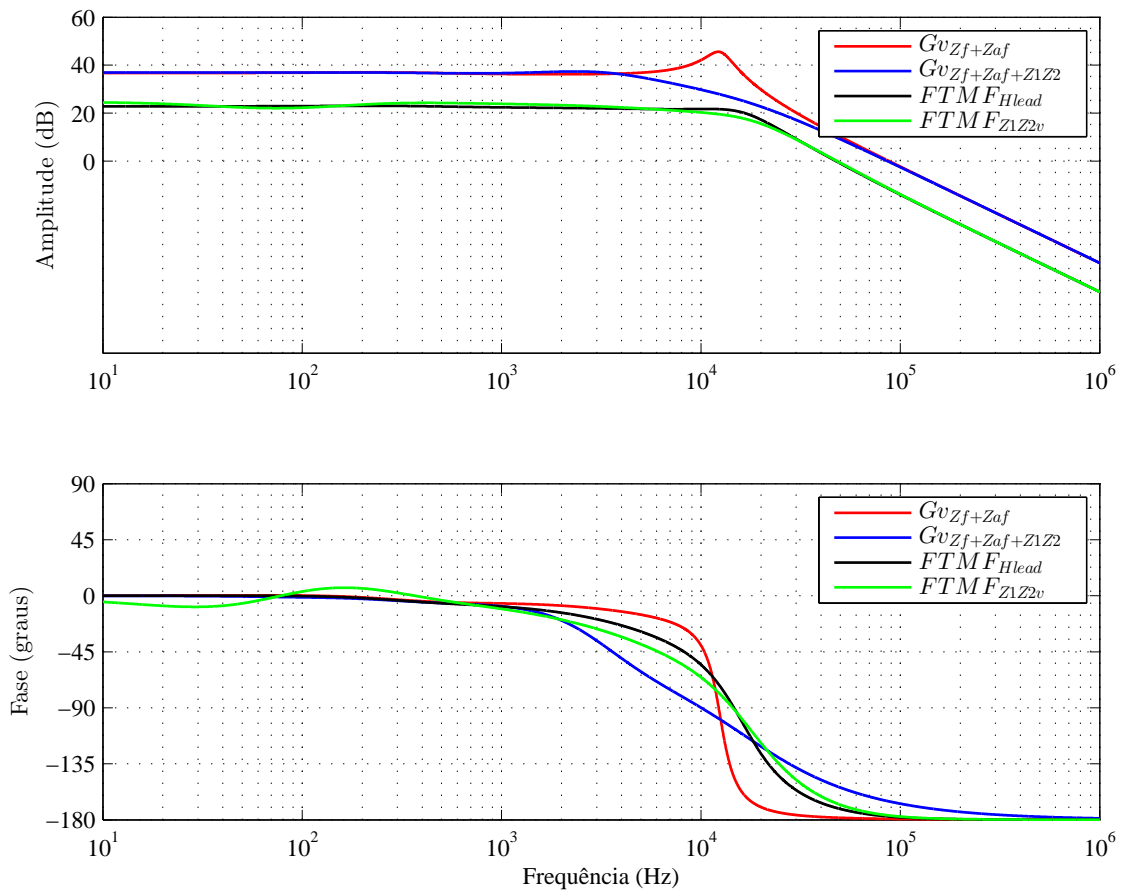
Observa-se em (4.31) que esta possui o mesmo grau de numerador e denominador. O bloco de virtualização é dado por H_v conforme (4.32).

$$H_v = \frac{sL_f}{V_b Z_{eq}} \quad (4.32)$$

Com o uso do diferenciador, o grau do numerador aumenta deixando (4.32) matematicamente inviável de ser simulada. Desta forma o bloco de realimentação terá uma nova impedância Z_v em série com o compensador de avanço, conforme (4.33) e (4.34). Assim o produto de ambas torna-se matematicamente viável de ser implementado.

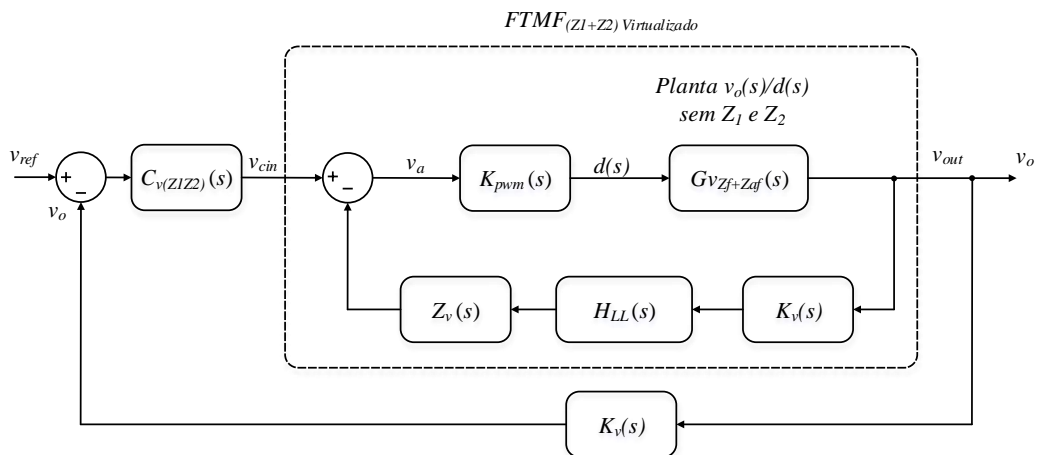
$$Z_v = \frac{L_f}{V_b Z_{eq}} \quad (4.33)$$

Figura 89 – Comparação planta de tensão com amortecimento ativo e passivo.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 90 – Diagrama de blocos do controle de tensão com amortecimento ativo.



Fonte: Próprio autor, 2019.

4.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

A metodologia utilizada para o projeto do controlador com a malha de amortecimento é utilizada via técnica do resistor virtual com o compensador em avanço de fase. Contudo, inserindo a impedância equivalente de ambas as redes propostas de forma virtual e, assim, não provendo maiores complexidades no projeto do controlador com a virtualização de todos os componentes separadamente.

Ao utilizar a equação da planta de tensão em função da razão cíclica percebe-se a complexidade da mesma com a adição das redes Zobel físicas. A malha de amortecimento ativo com ambas as redes adicionadas de forma virtual é sintonizada para que forneça a atenuação necessária pelo compensador de avanço ao invés do diferenciador. Desta forma, é possível projetar um controle de tensão sem a influência da ressonância e tendo a planta de tensão um comportamento mais próximo possível do uso das redes inseridas fisicamente.

5 CONTROLE DIGITAL

Este capítulo apresenta a metodologia utilizada para o projeto do controlador de tensão e os detalhes da implementação digital. As características do modulador digital e os efeitos da mudança de plano da planta de tensão são analisados.

O controlador digital de sinais (DSC) utilizado para implementar a malha de controle digital, a estratégia de compensação, as proteções, aquisição de sinal de comando é o modelo *TMS320F2837xD Dual-Core* da fabricante *Texas Instruments* através do módulo *LAUNCHXL – F28379D*.

A programação é desenvolvida no software fornecido pelo fabricante, *Code Composer Studio* (CSS) V9.0.0, em linguagem de programação “C”. O *software* permite a análise do programa em tempo real com a possibilidade de se visualizar variáveis, vetores e gráficos.

O projeto do controlador é demonstrado para o uso em forma digital, uma vez que o controle é implementado no DSC. Os efeitos da discretização na planta de tensão pela razão cíclica são analisados e assim definindo como proceder para transportar as funções de transferência para o plano a ser projetado, utilizando o método de resposta em frequência no plano W. Através desta técnica são obtidas as funções de transferências no plano S contínuo e em seguida discretizadas para o plano Z. Por fim as funções são transportadas para o plano semi-contínuo denominado W, utilizando-se da transformada bilinear também conhecida como transformada de “*Tustin*” (OGATA, 2010).

Com o projeto do controlador neste plano, retorna-se a função de transferência do controlador novamente para o plano Z. A análise para o projeto do controlador é efetuada pela resposta em frequência, através do diagrama de Bode da função de malha aberta, sendo avaliados os parâmetros da margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento para que em malha fechada operem de forma satisfatória.

O objetivo é não ter ambas as redes Zobel fisicamente e sim adicionadas de forma virtual com o compensador Lead para prover melhor eficiência do amplificador classe D.

5.1 MODULADOR PWM DIGITAL

Com a utilização do DSC o sinal proveniente do controlador deve ser convertido em pulsos de comando para que os interruptores operem da forma adequada, onde um circuito modulador *PWM* é utilizado. Contudo, o circuito de geração dos pulsos é digital sendo realizado internamente ao DSC, assim, o seu funcionamento difere de um modulador inteiramente analógico. O sinal de comparação é amostrado no pico da portadora e mantido fixo até o próximo pico, onde é atualizado. Esta característica insere um atraso digital de uma amostra que deve ser considerado no modelo do modulador (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

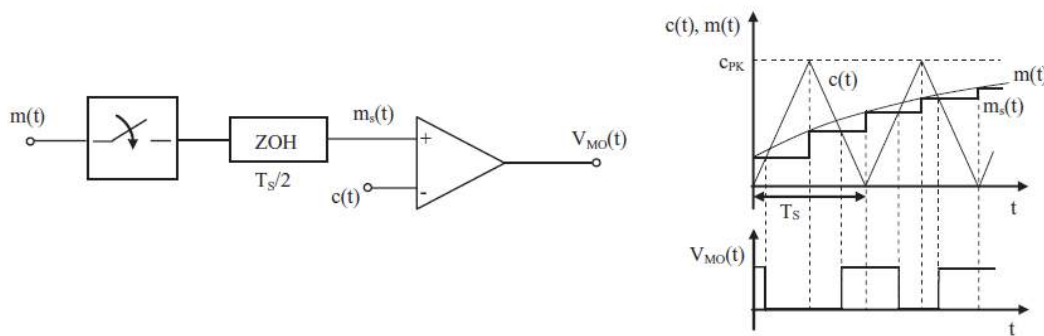
Existem dois métodos de atualização da amostragem, sendo um simples e outro duplo.

Para uma atualização simples a frequência de comutação é igual a frequência de amostragem ($T_{sw} = T_s$), já para a dupla atualização esta é reduzida pela metade ($T_{sw} = T_s/2$).

Para compensar parcialmente o aumento do atraso do PWM uniformemente amostrado, o modo de dupla atualização está frequentemente disponível em vários microcontroladores e DSC. Nesta topologia a atualização da razão cíclica é executada no início e na metade do período de modulação (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Na Figura 91 pode-se observar o sinal de referência analógico $m(t)$, o sinal digital $m_s(t)$ e o sinal da portadora $c(t)$, além dos efeitos do atraso quando ocorre a comparação com a portadora. O atraso de fase do modulador é reduzido pela metade no modo de dupla amostragem. Esta propriedade pode trazer benefícios significativos em termos da velocidade de resposta alcançável para qualquer controlador construído sobre o modulador digital.

Figura 91 – Circuito digital PWM com dupla atualização.



Fonte:(BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Portanto, o modelo digital para o modulador PWM é definido por (5.1) que consiste na função de transferência que representa a dinâmica do sinal de controle pela razão cíclica. Sendo V_{tri} o valor de pico a pico da portadora em conjunto com o atraso inserido pela característica da modulação digital.

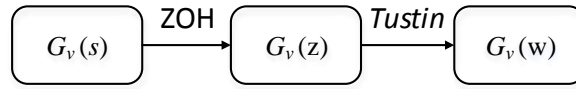
$$G_{PWM}(z) = \left(\frac{1}{V_{tri}} \right) \left(\frac{1}{z} \right) \quad (5.1)$$

5.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

5.2.1 Discretização da Planta de Tensão

A discretização da planta de tensão pela razão cíclica se dá inicialmente transportando a função de transferência da mesma do plano “S” para o “Z” utilizando o software “Matlab” através do comando ZOH (*zero-order hold*). Posteriormente inserindo o atraso computacional e por fim a passagem para o plano semi-contínuo W ao utilizar a transformada *Tustin*. A Figura 92 mostra o diagrama de bloco para a correta utilização da discretização da planta a ser controlada.

Figura 92 – Diagrama de blocos para discretização das plantas de controle.



Fonte: Próprio autor, 2019.

A Figura 93 mostra uma comparação da planta de tensão no plano S sem redes ($G_{vd}(s)$), com ambas as redes ($G_{Z_1Z_2}(s)$) e a mesma discretizada no plano W ($G_{Z_1Z_2}(w)$). Pode-se notar que esta última fica atenuada em baixas frequências, mesmo em dupla amostragem. Isso ocorre devido ao deslocamento da posição dos polos e zeros da planta no processo de discretização. Além disso, a passagem para o plano W aumenta a ordem do numerador e denominador da função de transferência.

A planta de tensão por razão cíclica é mais complexa envolvendo as duas redes Zobel em seu equacionamento, assim sua característica fica modificada no plano W em relação a curva no plano S, que contém a melhor característica de resposta em frequência para o sistema. Assim o uso do amortecimento ativo se torna necessário e sendo somente efetivo com o método de dupla atualização, logo este método foi adotado neste trabalho, utilizando o dobro da frequência de chaveamento do amplificador, ou seja, $f_a = 2f_s = 200\text{kHz}$.

5.2.2 Controlador para Implementar o Amortecimento Ativo

A malha de amortecimento ativo é vista na Figura 94, onde a mesma é constituída do compensador Lead em série com a rede Zobel virtualizada na malha de realimentação. Sendo que agora funções de transferência estão no plano W. Assim temos as seguintes funções discretizadas conforme (5.2) e (5.3).

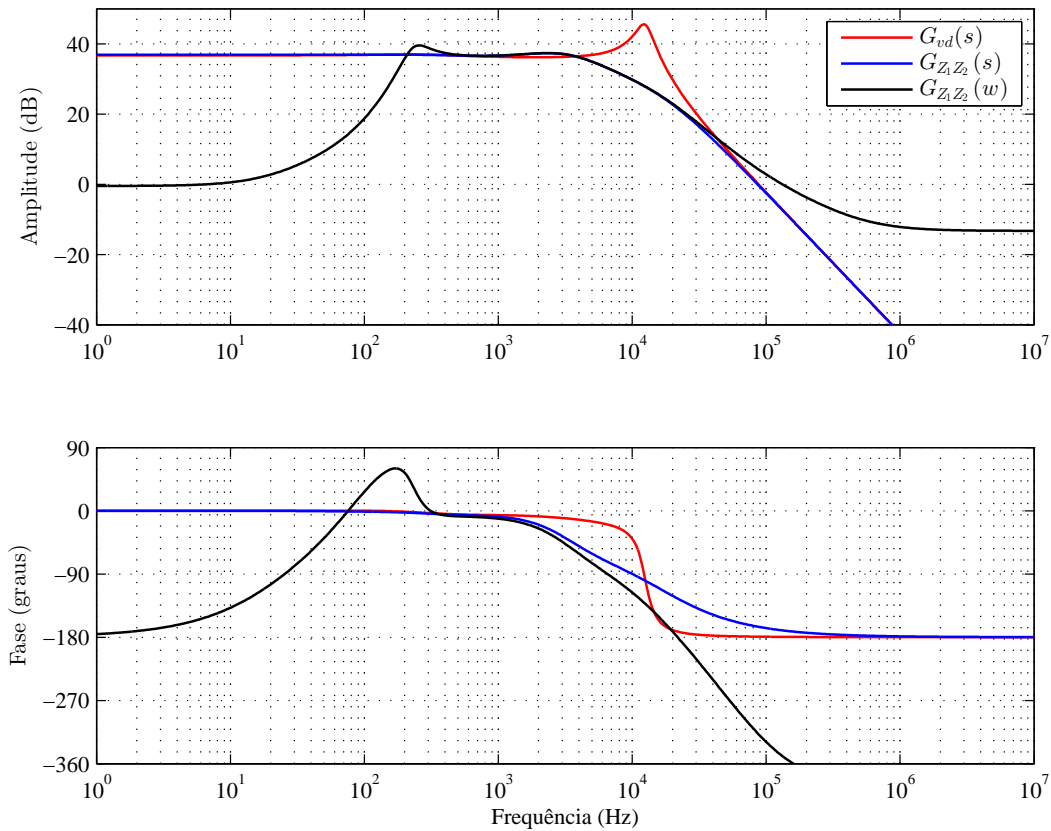
Devido a discretização, o ganho do K_d do compensador Lead é ajustado para se obter uma melhor atenuação da ressonância na planta de tensão, onde é especificado com o valor de 7,5; tendo um ganho de 24,5 dB e começando uma atenuação em aproximadamente 16 kHz. A Figura 95 mostra a variação deste ganho e sua influência na atenuação da ressonância. Para manter a mesma eficácia obtida no plano S, o ângulo do compensador foi modificado para 85° .

$$H_{LL}(z) = \frac{13,38z - 13,35}{z - 0,0001334} \quad (5.2)$$

$$Z_v(z) = \frac{L_f}{V_b Z_{eq}} = \frac{0,137z^3 - 0,4097z^2 - 0,4084z - 0,1357}{z^3 - 2,925z^2 + 2,851z - 0,9255} \quad (5.3)$$

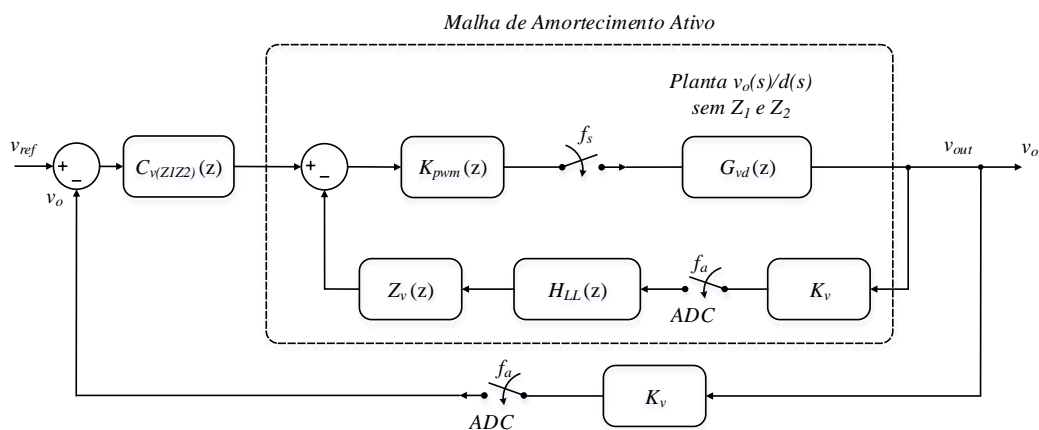
Na Figura 96 é apresentada a função de transferência de malha fechada resultante do amortecimento ativo no plano S e W. Além disso é apresentada a planta de tensão pela razão cíclica no plano W juntamente com o ganho do modulador PWM ($K_p G_{vd}(w)$). O objetivo do uso

Figura 93 – Comparação entre as plantas de tensão no plano s e w.



Fonte: Próprio autor, 2019.

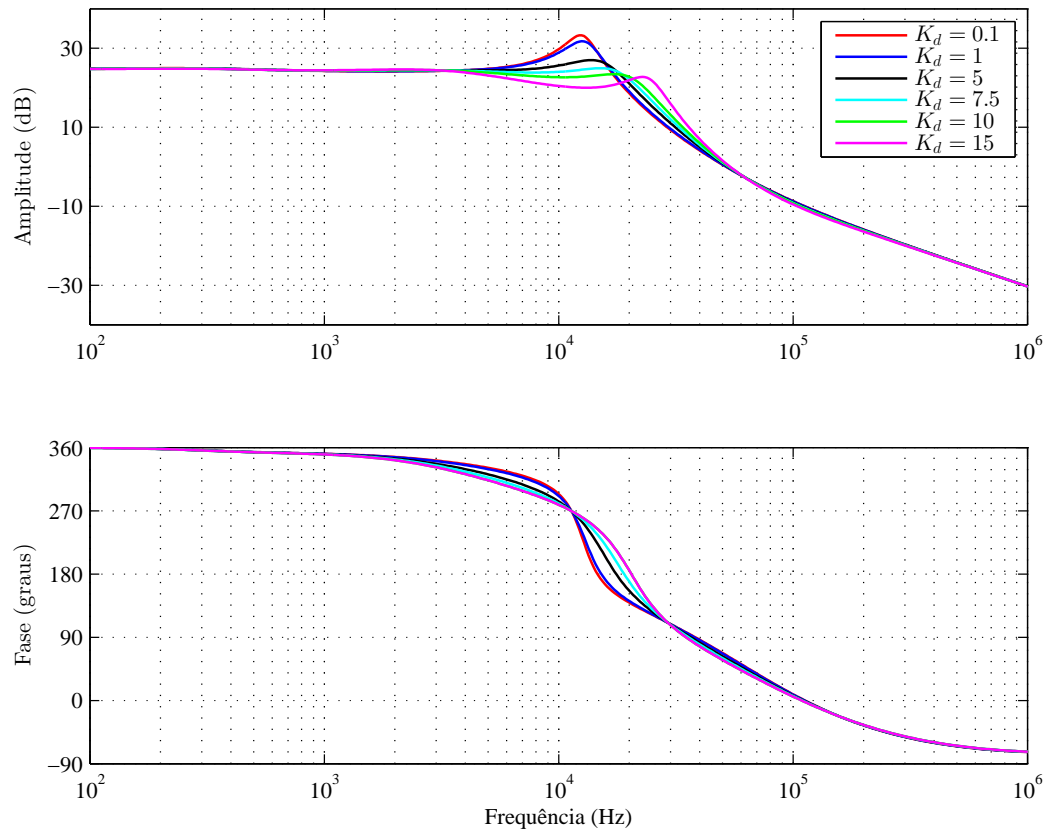
Figura 94 – Diagrama de bloco do controle de tensão digital.



Fonte: Próprio autor, 2019.

da malha de amortecimento ativo é obter uma resposta equivalente ao uso do circuito físico com ambas as redes Zobel.

Pode-se observar que mesmo com a transferência para o semi-plano contínuo obteve-se

Figura 95 – Variação do ganho K_d do Lead na FTMF da malha de amortecimento.

Fonte: Próprio autor, 2019.

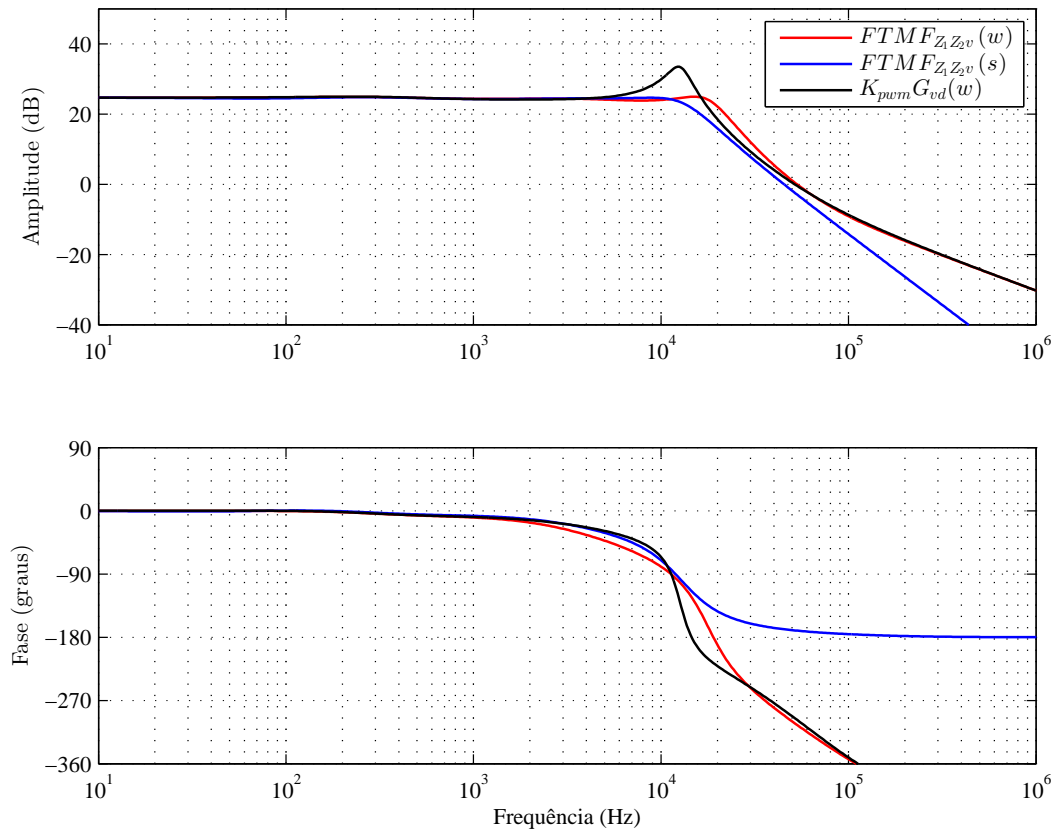
uma boa atenuação da ressonância. A planta a ser controlada mantém uma característica plana até próximo de 10 kHz, similar a planta original no plano contínuo $FTMF_{Z_1Z_2v}(s)$ começando a atenuação próximo a 11 kHz.

5.2.3 Controlador da Tensão de Saída

O projeto do controlador de tensão de saída é realizado através do diagrama de bloco da Figura 94. A tensão de saída é amostrada através do sensor de tensão (K_v) e do conversor analógico-digital.

O controlador PID conforme (5.4) é projetado através da função de transferência de malha aberta do sistema, obtendo-se a expressão (5.5), a qual tem o seu comportamento apresentado no diagrama de Bode da Figura 97. A frequência de cruzamento por zero de 6 kHz e uma margem de fase de 50° são adotadas como especificação.

$$C_v = K_c \frac{s + w_z}{s(s + w_p)} \quad (5.4)$$

Figura 96 – Comparação da malha de amortecimento ativo nos planos S, W com $KpG_{vd}(w)$.

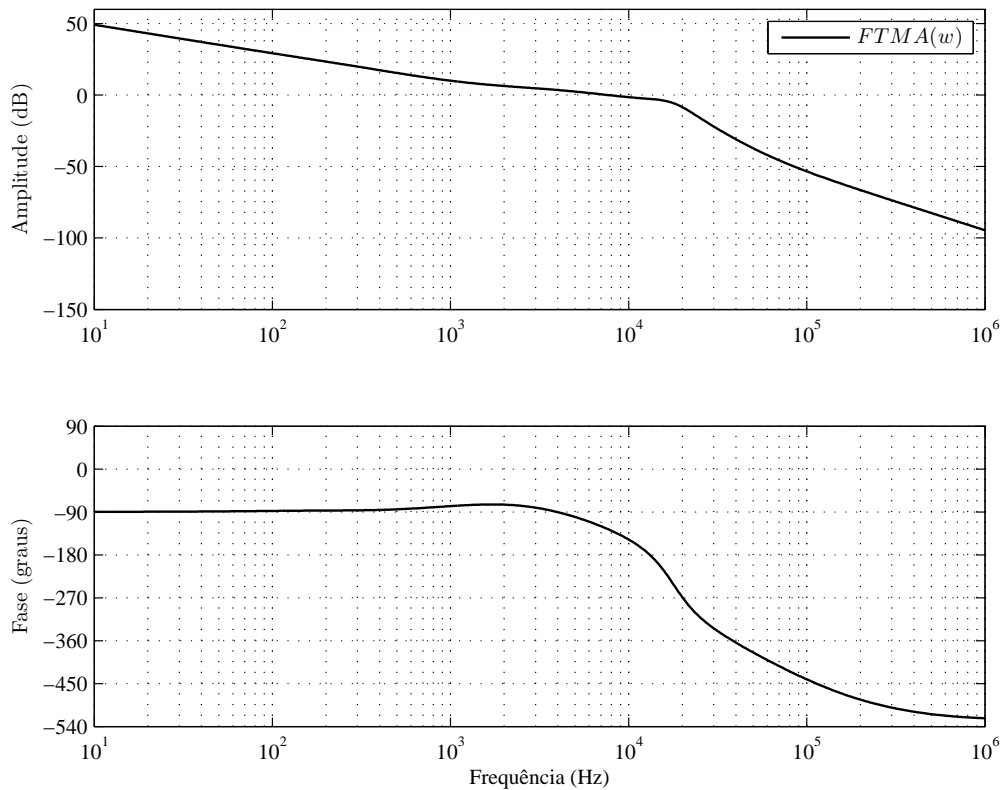
Fonte: Próprio autor, 2019.

$$C_{v(z_1z_2)}(z) = \frac{0,1573z^2 + 0,007928z - 0,1494}{z^2 - 1,828z + 0,8277} \quad (5.5)$$

A redução da fase ocorre pela discretização e inserção de atraso computacional no modelo da planta de tensão, como é mostrado pela curva $FTMF_{Z_1Z_2v}(w)$ na Figura 96. 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° .

Após o projeto do controlador o mesmo é novamente transferido para o plano Z e devidamente inserido no DSC. Em algumas tentativas de prover um controlador para a planta de tensão sem as redes Zobel e não contemplando o amortecimento ativo, o mesmo não atingiu as especificações desejadas de margem de ganho e fase. Nesta configuração foi possível somente projetar um controle efetivo com uma diminuição da banda do controlador para 4 kHz.

Figura 97 – FTMA da planta com o controlador PID.



Fonte: Próprio autor, 2019.

5.2.4 Validação do Controlador e Malha de Amortecimento

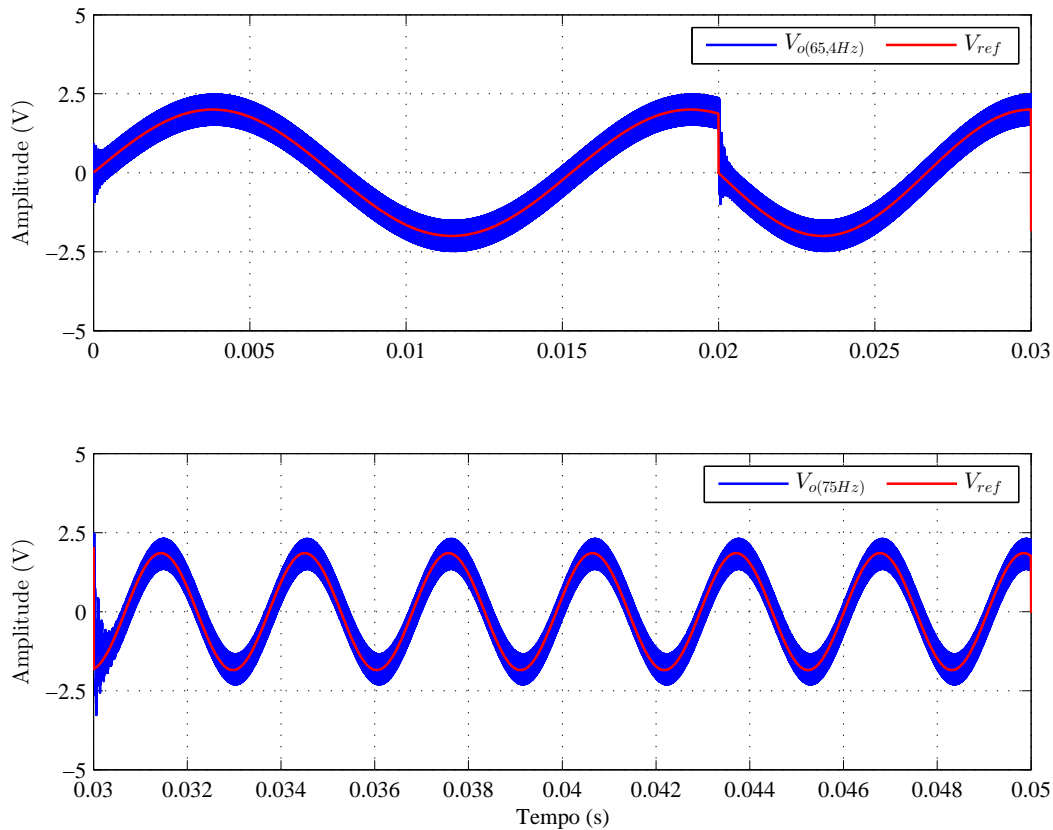
A validação da estratégia de compensação da malha de amortecimento ativo e do controlador foram efetuadas por meio de simulação numérica. As estruturas de potência e de controle são as mesmas apresentadas anteriormente na Figura 85 e Figura 94.

Afim de se aproximar da aplicação prática também foram inseridos sinais de diferentes amplitudes e frequências como gerado pela fonte geradora de sinal, ou seja, a guitarra elétrica. Além disso, toda implementação digital semelhante ao DSC foi inserida, com os atrasos de atualização e amostragem dos sinais.

Os sinais senoidais com frequências de 65,4 Hz (afinação em dó), 75 Hz (frequência de ressonância da carga), 326 Hz (corrente de pico no indutor de filtro de saída), 1 kHz (frequência de medição padrão em amplificadores), 3 kHz e 6 kHz (maior frequência gerada pela guitarra elétrica) foram utilizadas como tensões de referências para testar o controlador.

Ao analisar a Figura 98 pode-se averiguar que a tensão segue satisfatoriamente ao sinal de referência. Logo não tendo problemas nestas duas frequências de interesse, principalmente para o sinal de 75 Hz onde se tem o maior valor ôhmico da carga. O nível da tensão de saída foi atenuado conforme o ganho do sensor de tensão apenas para enquadrar melhor a forma de

Figura 98 – Formas de onda da tensão de saída para referência em 65,4 Hz e 75 Hz.



Fonte: Próprio autor, 2019.

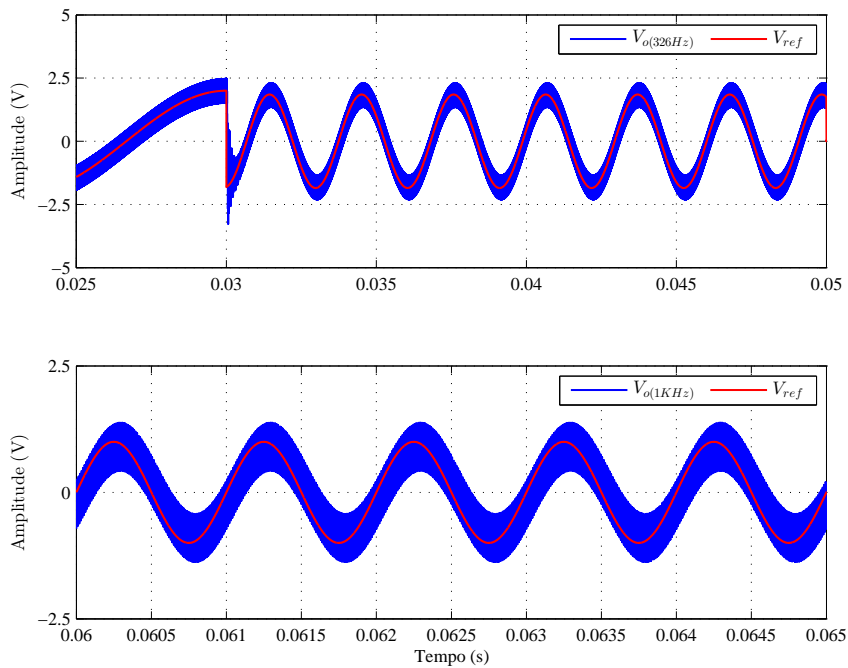
onda juntamente com o sinal de referência e assim prover um melhor nível em amplitude para a comparação.

A Figura 99 demonstra que o controlador atua em conformidade para que a tensão de saída consiga se manter o mais similar possível em relação as referências em 326 Hz e 1 kHz. Entretanto um aumento da fase para o sinal de frequência 1 kHz é observado. O deslocamento de fase não é audível e não foram encontradas informações a respeito da fase das componentes harmônicas e da possível influência destas no artigos estudados em relação a qualidade de áudio.

Igualmente para os sinais de referências com maiores frequências, para 3 kHz e no valor máximo de 6 kHz ocorre um deslocamento de fase, tendo um leve aumento nestes dois casos, como observa-se na Figura 100.

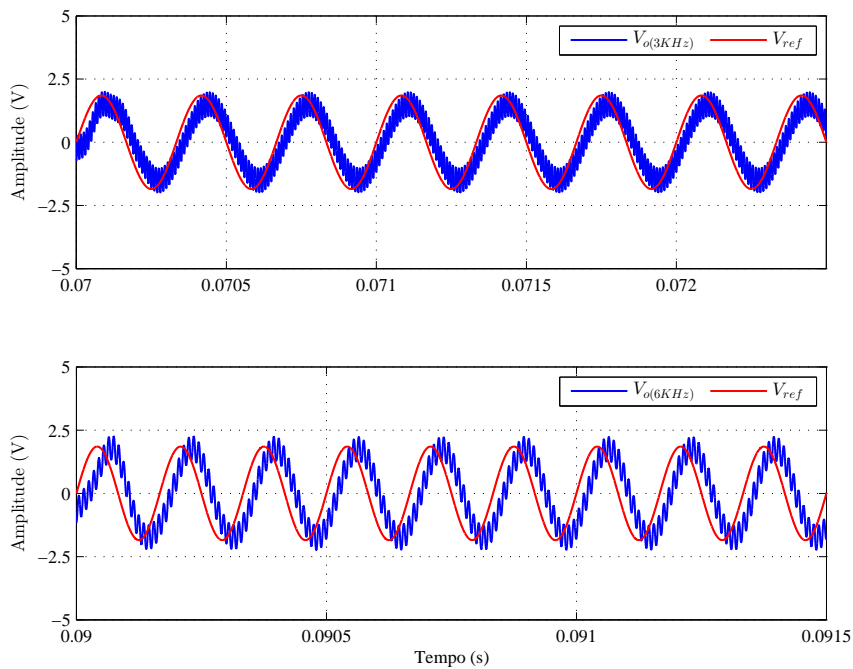
Uma simulação específica para demonstrar a efetividade da malha de amortecimento ativo na estabilidade do controle é realizada. A partir de determinado tempo, mais especificamente em 0,6 s esta é desabilitada. A Figura 101 mostra que o comportamento do controle é prejudicado sem o uso da técnica aplicada, onde precisamente no tempo programado a tensão de saída $V_{o(ma=0)}$ realmente se perde em relação a tensão de referência V_{ref} .

Figura 99 – Formas de onda da tensão de saída para referência em 326 Hz e 1 kHz.



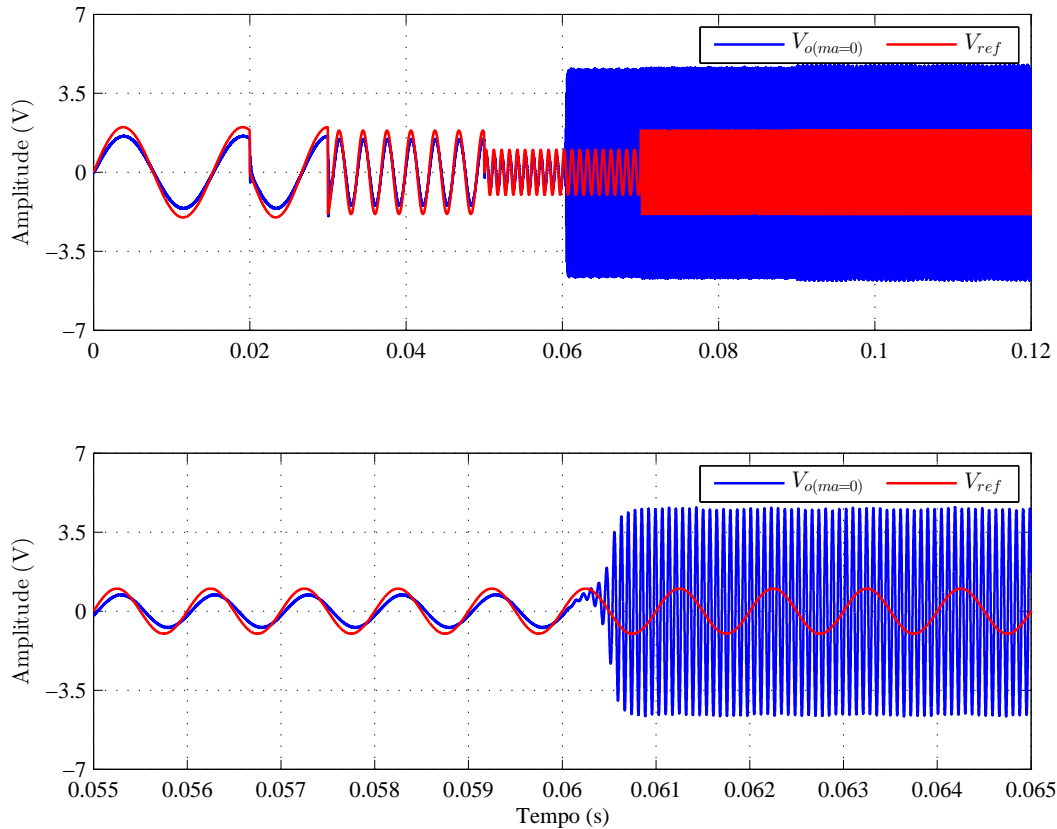
Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 100 – Formas de onda da tensão de saída para referência em 3 kHz e 6 kHz.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 101 – Formas de onda da tensão de saída e referência com a malha de amortecimento desabilitada.

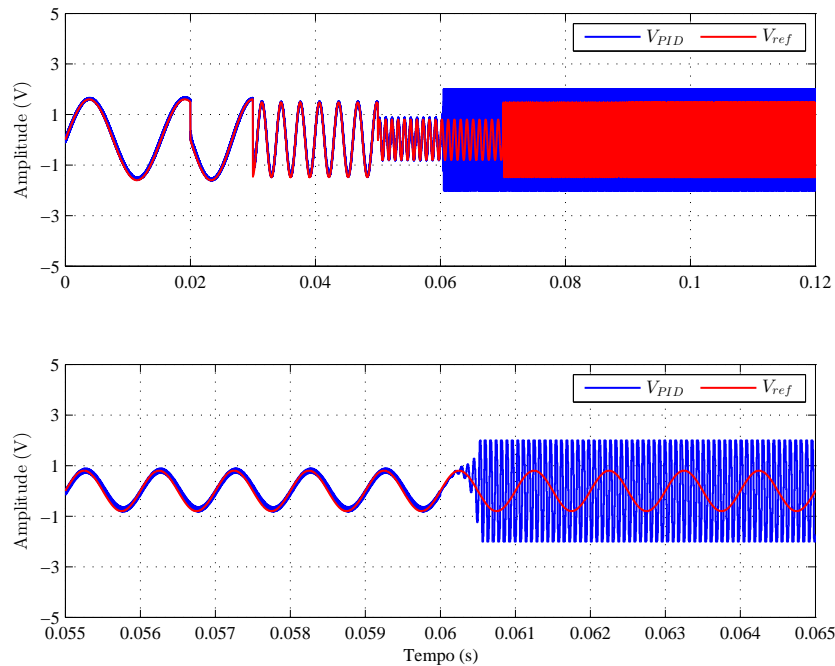


Fonte: Próprio autor, 2019.

Similarmente a resposta do controle também foi adquirida em relação a tensão de referência através da Figura 102. Através do gráfico fica nítido que o controle satura com a malha de amortecimento inativa. Observa-se que a tensão V_o também satura e não consegue proceder conforme a referência de tensão definida.

A tensão de saída sem o uso da técnica de amortecimento mostrou além da perda de referência uma oscilação tendo uma frequência igual a do filtro de saída em 10 kHz.

Figura 102 – Formas de onda da tensão de saída do controlador e referência com a malha de amortecimento desabilitada.



Fonte: Próprio autor, 2019.

5.3 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

O modelo do sistema mostra-se bastante complexo se manter a planta de tensão pela razão cíclica com as duas Redes Zobel envolvidas simultaneamente ao circuito. Igualmente para a planta de tensão sem amortecimento ativo ou a inserção das redes fisicamente devido a ressonância e modelagem da carga.

A implementação do amortecimento ativo se faz necessária para manter a estabilidade do controle de tensão de saída. Mesmo que este ficou limitado de implementação para uma banda passante do controlador maior em comparação ao mesmo projeto de controle de forma analógica.

O amplificadores classe D com um controle de forma digital via DSC teve sua desempenho satisfatório com a banda passante especificada de 6 kHz. O controle na forma digital insere um atraso computacional, logo a banda passante sofre limitação na prática pela capacidade de processamento do DSC, devido ao conversor analógico digital e da geração do sinal de PWM.

Mesmo com a variação de amplitude e frequência dos sinais de referência, o controle atuou de forma satisfatória. Tendo o deslocamento de fase aumentado para os sinais de frequências superiores. Isso ocorre com maior evidência quando estes se aproximam da frequência de corte do filtro de saída.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 LAYOUT E PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

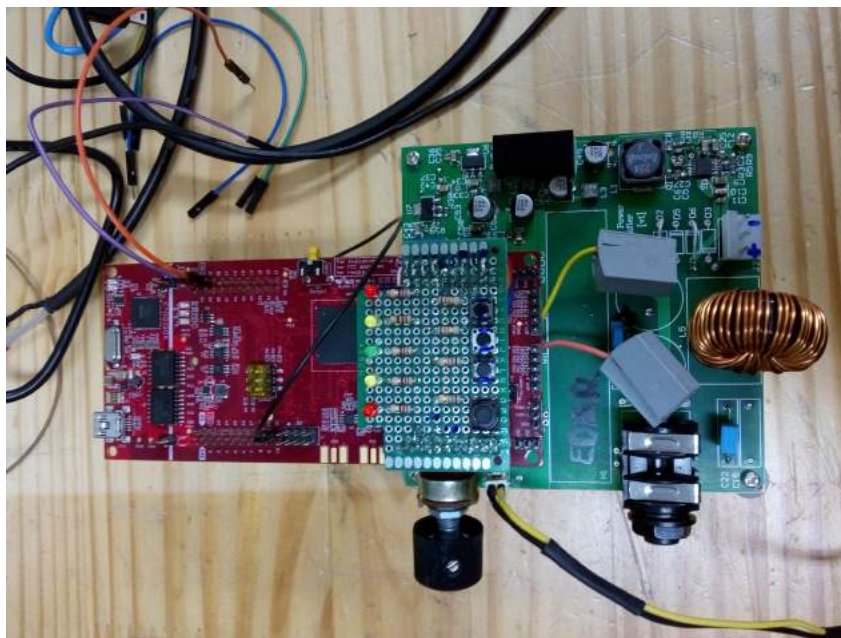
Com o hardware todo projetado e devidamente simulado em malha fechada o projeto da placa de circuito impresso foi executado e a mesma foi montada utilizando componentes SMD e discretos. A PCI do amplificador classe D possui as dimensões de 10cm x 10cm e possui circuitos nas duas faces.

Alguns critérios para minimizar problemas provocados por possíveis elementos parasitas foram adotados, como: capacitores de barramento posicionados próximos aos interruptores; comando o mais próximo possível do gate dos MOSFET; sensor de tensão perto da carga; controle visivelmente separado da potência; capacitores de desacoplamento e filtro na entrada de cada fonte auxiliar e nos pinos de alimentação de todos os circuitos integrados.

As faces da placa são mostradas no apêndice A e os esquemáticos do circuito completo estão apresentados nos apêndices B,C e D.

O amplificador é construído na configuração meia ponte com controlador de tensão digital conforme mostra a Figura 103, onde apresenta uma foto do protótipo construído.

Figura 103 – Protótipo construído.



Fonte: Próprio autor, 2019.

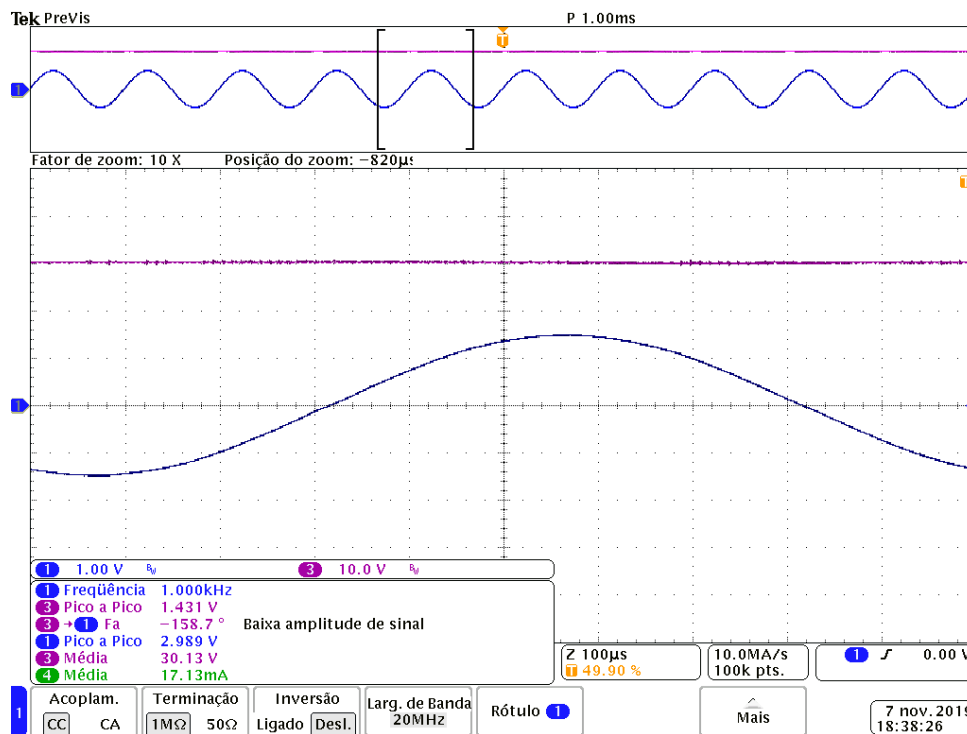
A alimentação do circuito de comando é proveniente de dois circuitos integrados. Um é o conversor *Buck/Flybuck* modelo *LM5161* da *Texas Instruments* podendo utilizar uma entrada de tensão variável entre 4,5 V a 100 V sendo o mesmo alimentado pelo barramento. A segunda fonte auxiliar utiliza a alimentação proveniente da saída do *LM5161*, sendo um conversor isolado *DC – DC* modelo *PQMC3 – S* do fabricante *CUI INC*. Este provendo uma fonte de tensão de

saída simétrica com ± 5 V podendo fornecer uma potência de 3 W e utilizado para alimentação dos circuitos integrados responsáveis pelo condicionamento do sinal.

6.2 TENSÃO DE BARRAMENTO

A tensão no barramento não apresentou nível de ruído de chaveamento elevado conforme visto na Figura 104. A medição foi realizada com uma carga resistiva de $R = 8$ ohm, onde aplicou-se um sinal de entrada com uma frequência de 1 kHz. É importante destacar também que dois capacitores eletrolíticos de 3300 μ F foram adicionados em paralelo com o barramento para manter o nível de ambas as tensões simétricas.

Figura 104 – Tensão de barramento.



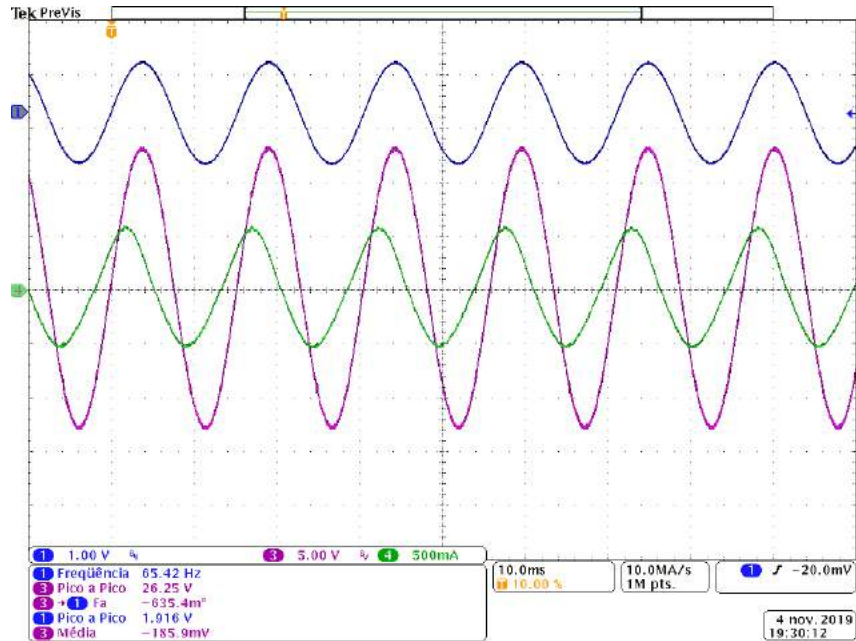
Fonte: Próprio autor, 2019.

6.3 RESPOSTA DO CONTROLE A SINAIS DE REFERÊNCIA

Conforme realizado via simulação, o mesmo processo foi atribuído ao protótipo a fim de validar o funcionamento do amplificador. Sinais senoidais de frequências especificadas em 65,4 Hz, 75 Hz, 326 Hz, 1 kHz, 3 kHz e 6 kHz foram aplicadas na entrada do amplificador classe D e obtidas as formas de ondas da tensão e corrente de saída para cada caso.

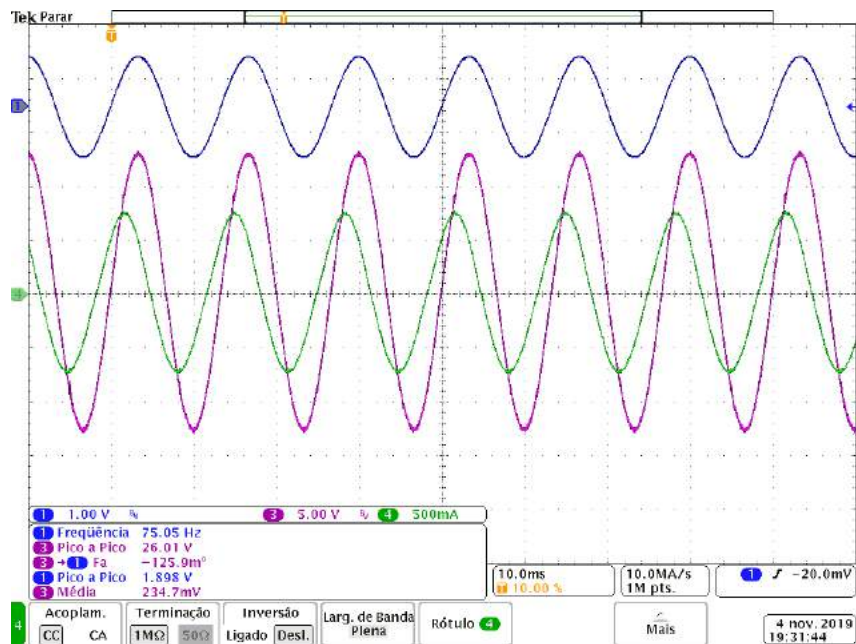
As medições foram efetuadas com uma tensão de barramento $V_b = \pm 20$ V e com o alto-falante *Celestion Vintage 30* como carga. A Figura 105 e Figura 106 mostram as respostas do amplificador para sinais de referência de 65,4 Hz e 75 Hz.

Figura 105 – Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 65,4 Hz.



Fonte: Próprio autor, 2019.

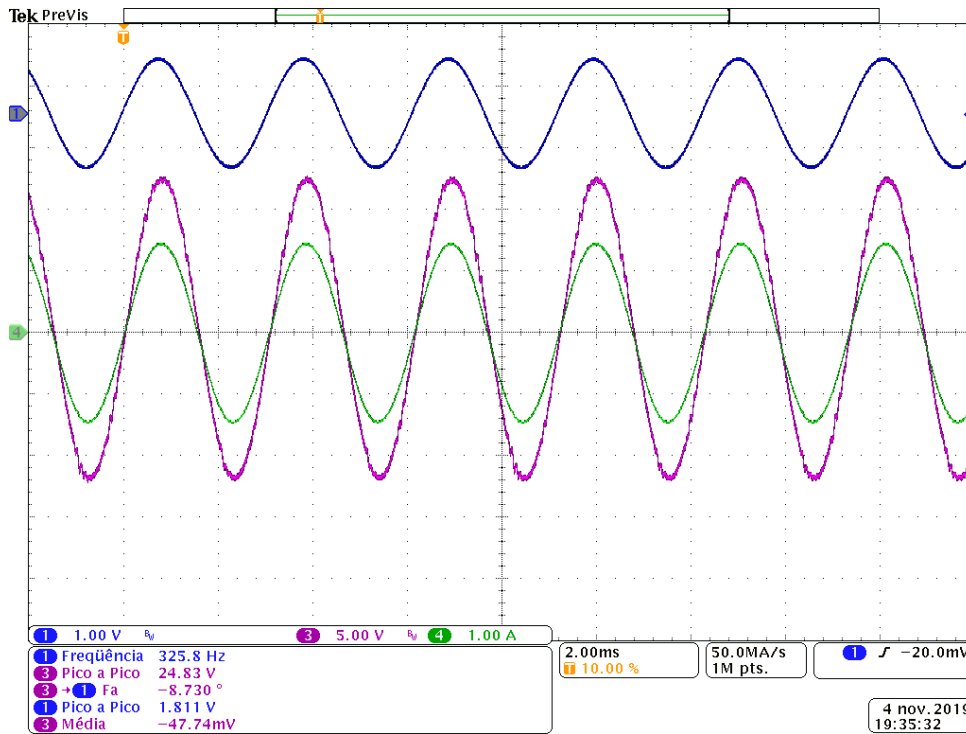
Figura 106 – Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 75 Hz.



Fonte: Próprio autor, 2019.

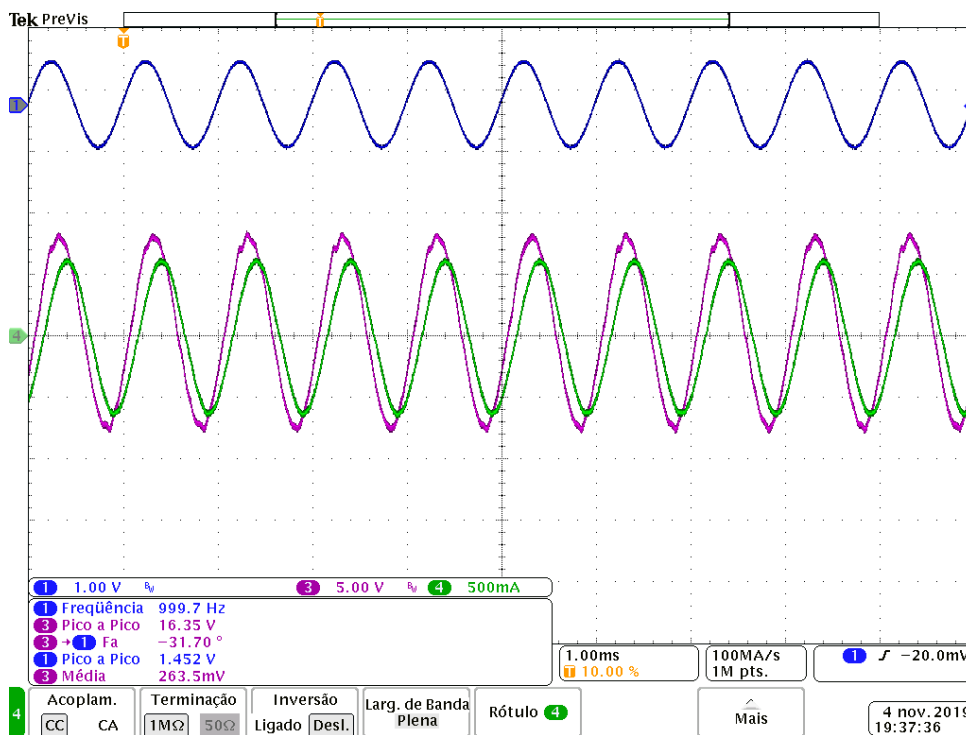
Como apresentado via simulação a tensão de saída tem um aumento no deslocamento da fase conforme as frequências do sinal de referência aumentam, isto pode ser verificado pela Figura 109 e Figura 110.

Figura 107 – Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 326 Hz.



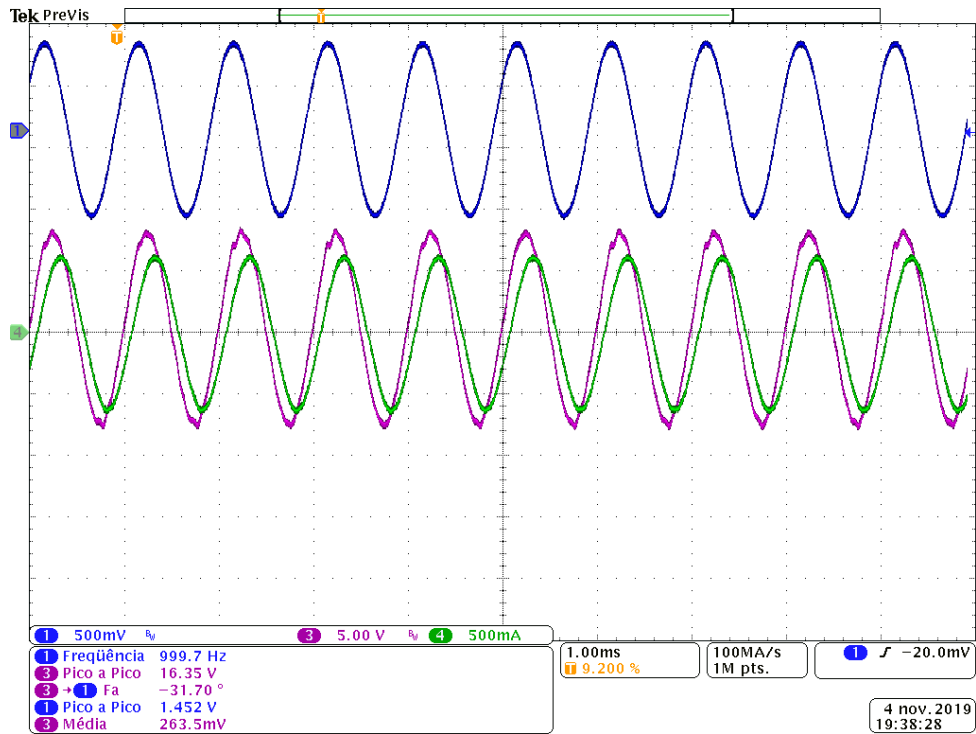
Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 108 – Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 1 kHz.



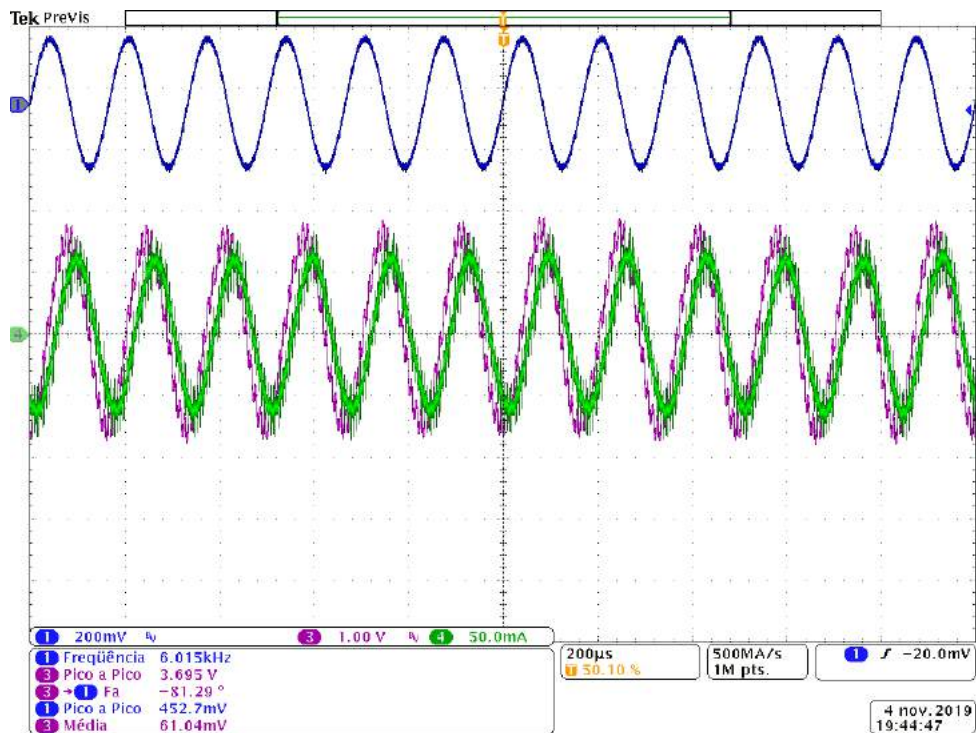
Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 109 – Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 3 kHz.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 110 – Tensão e corrente de saída para um sinal de referência com 6 kHz.

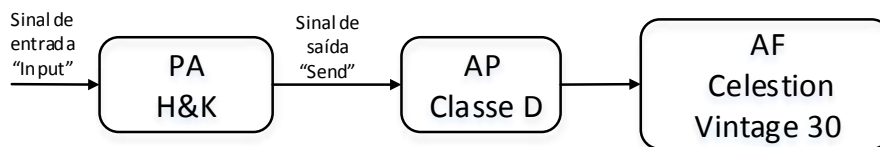


Fonte: Próprio autor, 2019.

6.4 FORMAS DE ONDA, THD E ANÁLISE HARMÔNICA COM O PRÉ-AMPLIFICADOR ATTAX 80

Afim de averiguar o desempenho do amplificador classe D, este é testado juntamente com o modelo comercial *Hughes & Kettner Attax 80* (H&K). A Figura 111 mostra o diagrama de blocos da ligação do conjunto completo, contendo o PA H&K com o AP classe D. Foram adquiridas as formas de onda, resposta em tensão e frequência. Para a obtenção da *THD* e análise das componentes harmônicas, a carga foi modificada para um resistor de $8\ \Omega$ devido ao teste ser realizado em máxima potência de saída.

Figura 111 – Diagrama de blocos da ligação do PA Hughes & Kettner com o AP classe D.

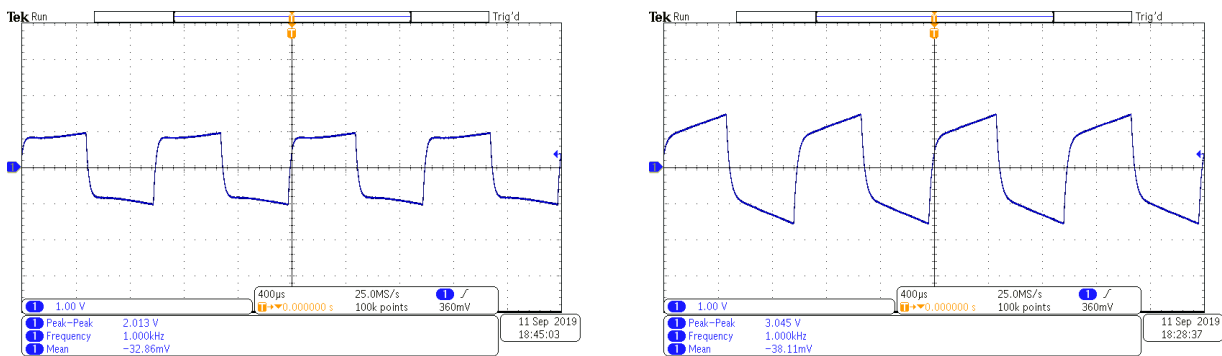


Fonte: Próprio autor, 2019.

6.4.1 Formas de Onda

Observar-se na Figura 113 e Figura 114 que as formas de onda ficaram assimétricas e parecidas com as que o PA produz, conforme a Figura 112, aqui reproduzida novamente. Outro fator percebido é uma maior distorção provocada em malha fechada. Na configuração em malha fechada o amplificador reproduz de forma mais fiel o PA.

Figura 112 – Tensão de saída do PA *Attax 80* em 1 kHz: (a) Falta de médio, (b) Distorcida.

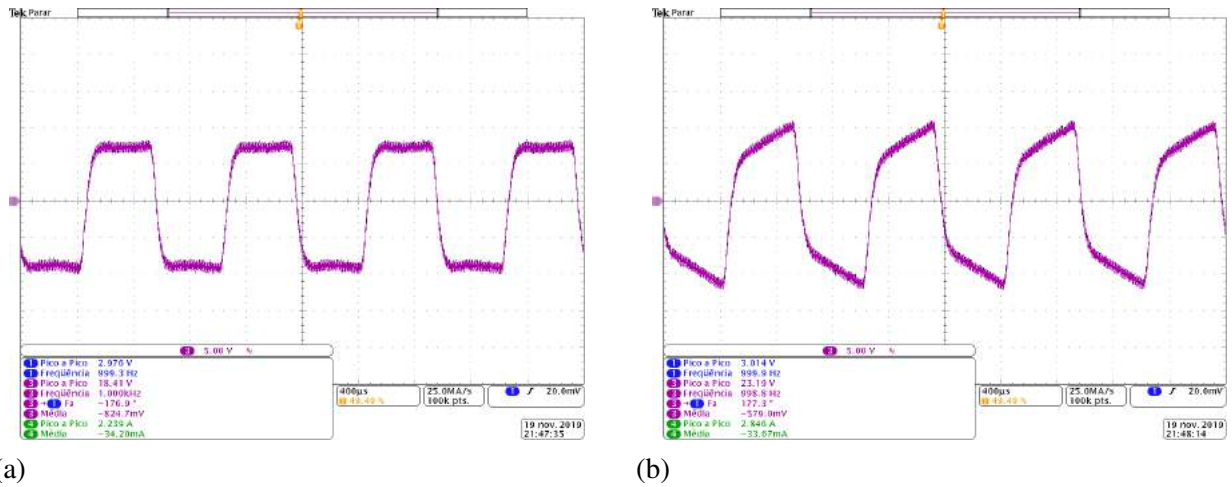


(a)

(b)

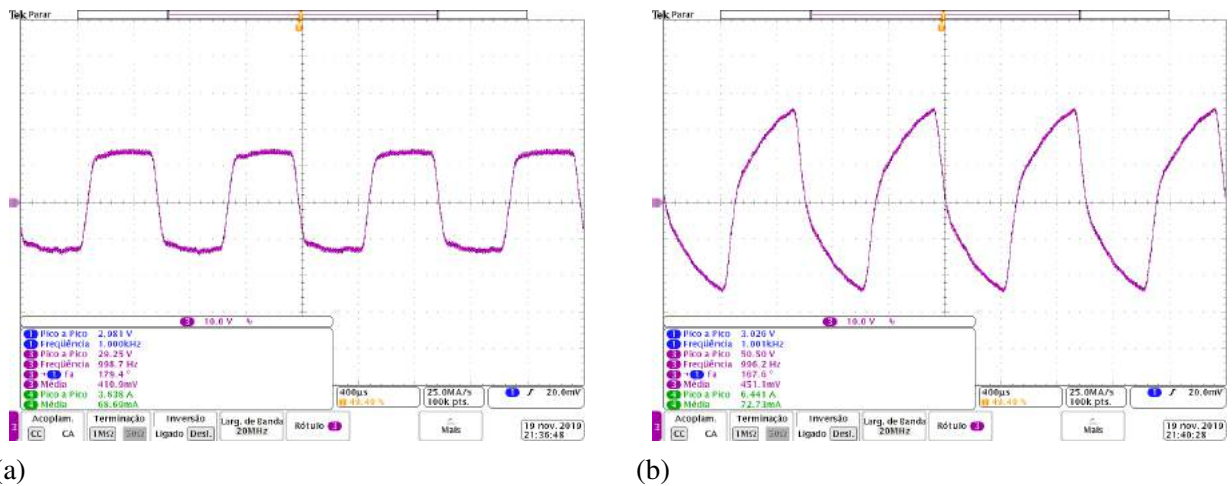
Fonte: Próprio autor, 2019

Figura 113 – Tensão de saída do AP classe D em malha aberta: (a) Falta de médio, (b) Distorcida.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 114 – Tensão de saída do AP classe D em malha fechada: (a) Falta de médio, (b) Distorcida.

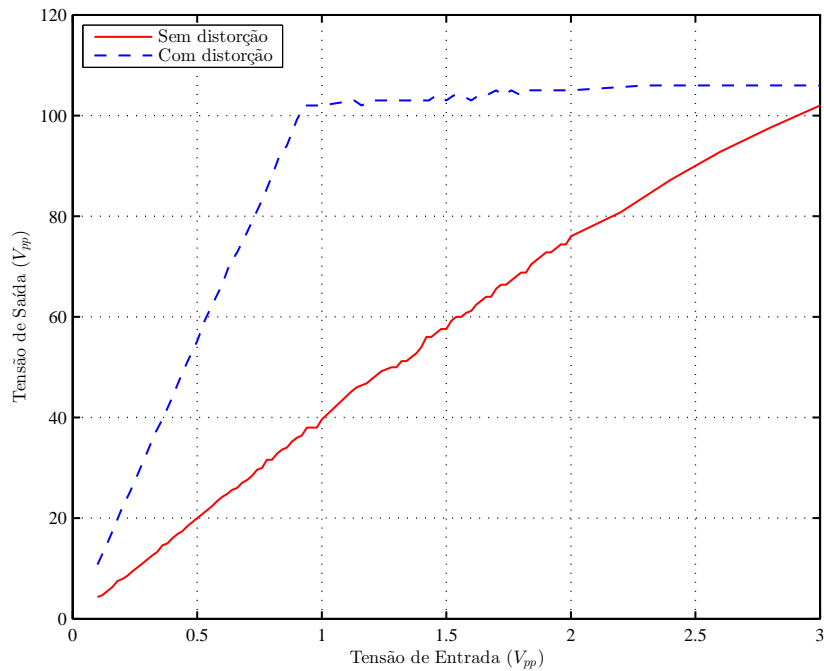


Fonte: Próprio autor, 2019.

6.4.2 Resposta em Tensão

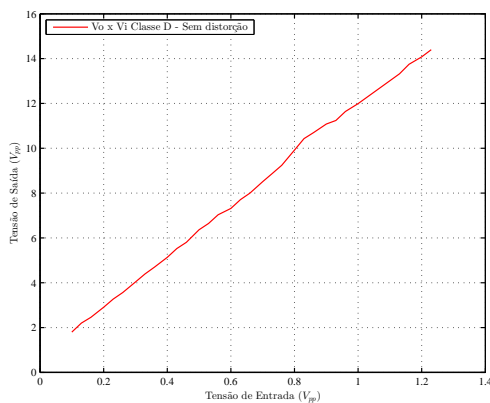
Na obtenção dos dados neste experimento foram analisados o amplificador Classe D e também o conjunto completo utilizando o PA, ambos em malha fechada. Assim os ganhos estáticos para diferentes tensões de entrada em 1 kHz foram adquiridos. Os gráficos das funções de transferência obtidas para cada etapa são demonstrados na Figura 116.

As curvas foram obtidas sem distorção para a comparação com a Figura 53 aqui apresentada novamente pela Figura 115. É perceptível que ambas as curvas apresentam um comportamento similar ao apresentado somente pelo amplificador comercial. A curva sem distorção se mantém de forma praticamente linear em toda a faixa de tensão aplicada. Tal comportamento é típico de amplificadores de estado sólido. Assim pode ser visto que o amplificador Classe D apresentou a mesma característica, tanto isoladamente ou com o uso do PA.

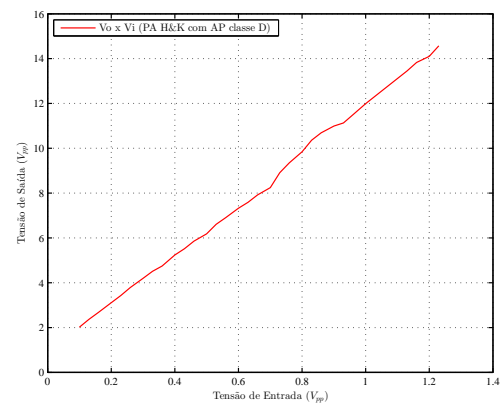
Figura 115 – Ganho estático para o conjunto completo do amplificador *Attax 80*.

Fonte: Próprio autor, 2019

Figura 116 – Ganho estático: (a) AP classe D, (b) Conjunto completo.



(a)



(b)

Fonte: Próprio autor, 2019.

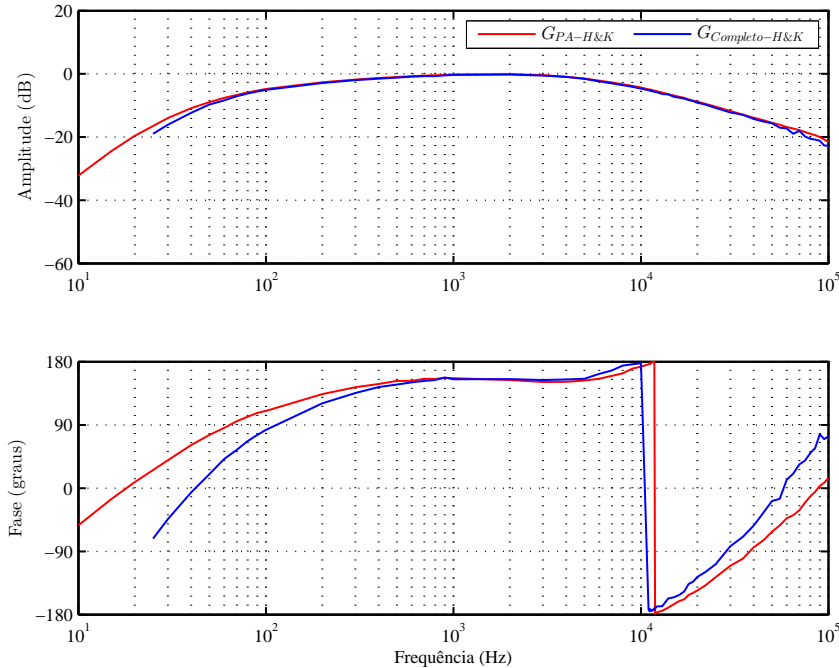
6.4.3 Resposta em Frequência

A análise na frequência foi realizada sem distorção, igualmente a utilizada para obtenção do gráfico da Figura 117, que apresenta o diagrama de Bode do amplificador *Attax 80*. Comparando em ambos os gráficos o conjunto completo (curvas em azul), observa-se na Figura 118 um comportamento linear similar. Contudo, com maior ganho e uma inversão de fase ocorrendo mais precocemente no uso em malha fechada do conjunto completo.

O ganho do amplificador comercial é praticamente estável entre 400 Hz a 5 kHz, já para

o conjunto com o uso do classe D, fica em torno de 200 Hz a 6 kHz, próximo a uma amplitude de 20 dB. Além disso, o ganho em malha fechada se mostrou levemente maior que em malha aberta.

Figura 117 – Diagrama de Bode para o conjunto completo do Attax 80.



Fonte: Próprio autor, 2019

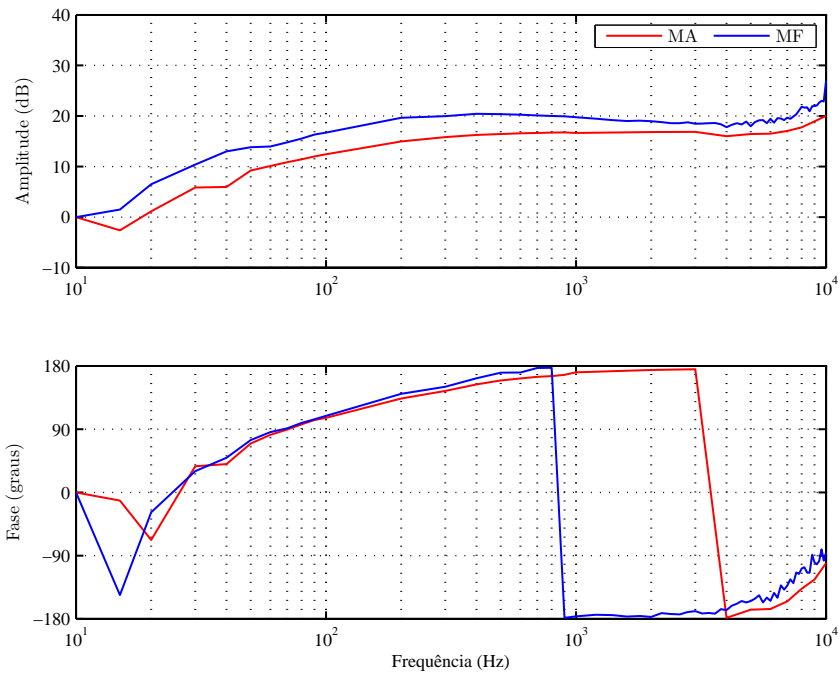
Outro experimento é realizado utilizando somente com o amplificador Classe D, onde houve medições com uma carga resistiva de $R = 8$ ohm. A Figura 119 descreve que para o uso do resistor, temos praticamente uma amplitude constante até 2 kHz e um início de atenuação em aproximadamente 6 kHz. Contudo, com o uso do alto-falante ocorre uma região plana entre 50 Hz e próximo a 1 kHz onde se inicia a atenuação.

O comportamento da parte de potência é apresentado na Figura 119. Este, quando comparado diretamente com a Figura 18, mostra uma sutil semelhança e uma leve ressonância em baixa frequência é observada com o uso do alto falante, já em alta-frequência não ocorre este fenômeno.

6.4.4 THD e Componentes de Distorção Harmônica

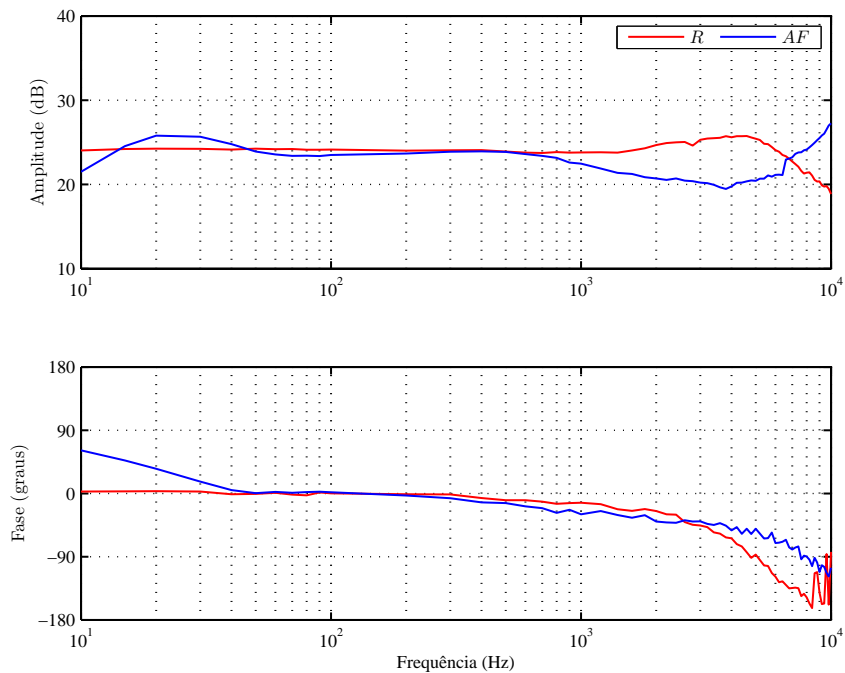
O comportamento da THD do conjunto completo (PA H&K + AP classe D) é apresentado na Figura 120, onde a curva ficou semelhante a adquirida para PA na Figura 52 mostrada no Capítulo 2. Nota-se que acima de 1 V o nível de THD apresenta um crescimento linear até a tensão máxima aplicada. Isto mostra que o amplificador classe D manteve a mesma característica do PA utilizado.

Figura 118 – Diagrama de Bode do conjunto completo.



Fonte: Próprio autor, 2019

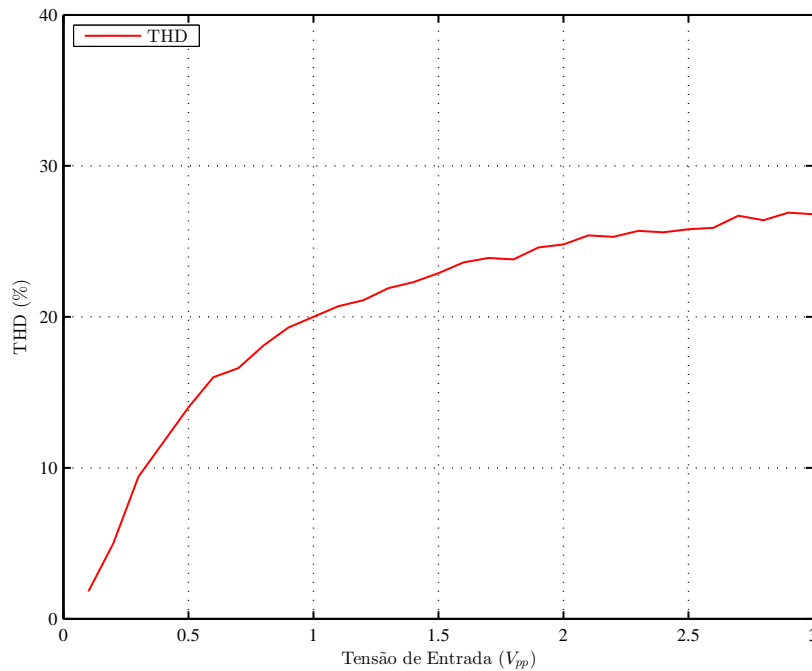
Figura 119 – Diagrama de Bode do amplificador classe D.



Fonte: Próprio autor, 2019

Ainda é possível verificar que com um nível baixo de tensão de entrada já ocorre o surgimento de distorção, o mesmo foi apresentado no ensaio somente do amplificador comercial.

Figura 120 – THD do conjunto completo.



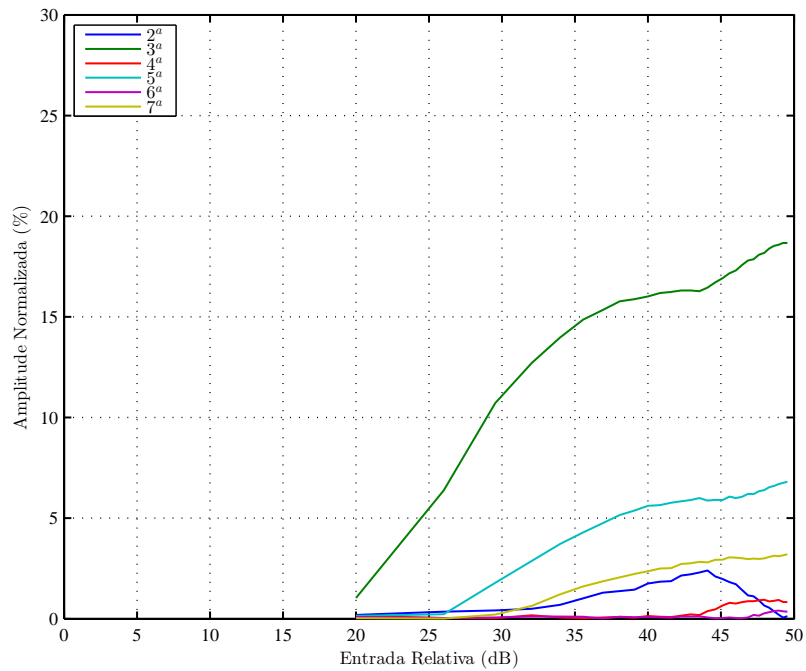
Fonte: Próprio autor, 2019.

Em relação ao comportamento das harmônicas, conforme é mostrado na Figura 47 para o H&K, o mesmo apresenta uma forte presença da terceira e quinta harmônica. É observado que o conjunto completo demonstra comportamento similar, igualmente aos demais pré-amplificadores nos trabalhos estudados, isto é verificado na Figura 122.

A sétima harmônica também é presente, assim mantendo as características de maior número de componentes harmônicos ímpares. Um fato interessante é o decaimento da segunda harmônica logo próximo ao nível máximo de entrada relativa, o que acontece no gráfico de Hamm (1973) e para o PA H&K.

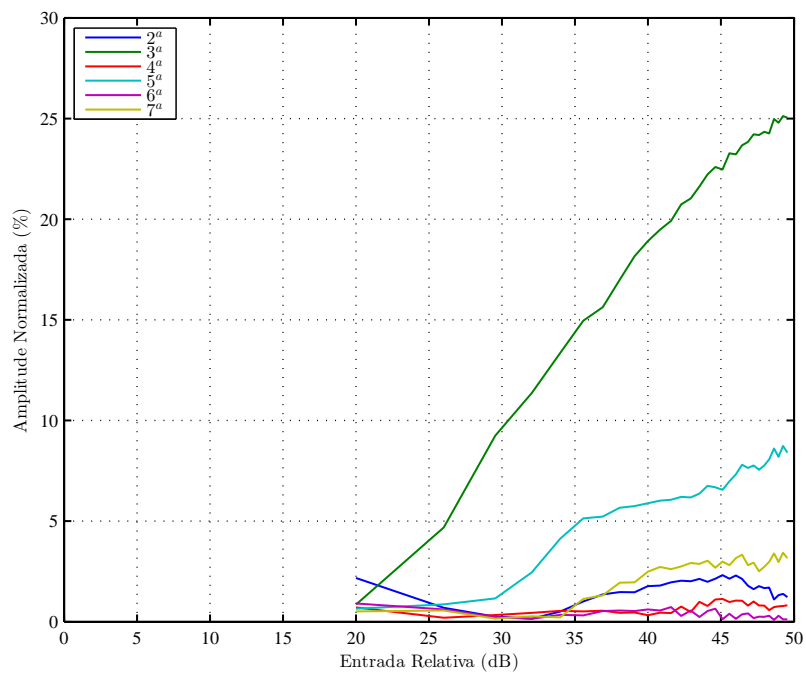
Sendo assim, o amplificador classe D mostra uma semelhança em níveis de componentes harmônicas ímpares com o uso do pré-amplificador comercial utilizado, mantendo o comportamento de maior amplitude para estas.

Figura 121 – Componentes harmônicas PA H&K.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 122 – Componentes harmônicas conjunto completo.



Fonte: Próprio autor, 2019.

6.5 EFICIÊNCIA E ANÁLISE TÉRMICA

Neste ensaio utilizou-se uma carga resistiva de $R = 8 \Omega$ e 100 W conforme mostra a Figura 123. O sinal aplicado foi de $3V_{pp}$ com uma frequência de 1 kHz. Os dados de rendimento do amplificador classe obtidos em diferentes níveis de potência de saída pode ser visto na Tabela 8. Percebe-se um bom aproveitamento do amplificador, chegando a um rendimento maior que 90% quando operado na potência nominal.

Figura 123 – Resistor de 8Ω utilizado no experimento.



Fonte: Próprio autor, 2019.

Estas medidas foram efetuadas somente em relação ao AP classe D, contemplando suas fontes auxiliares e também o DSC utilizado na aquisição de sinal e controle. Sendo assim, o rendimento encontrado é considerado satisfatório.

Afim de se ter uma medida da temperatura dos componentes, o amplificador permaneceu operando na potência nominal até que entrasse em regime térmico antes das imagens serem obtidas. A temperatura ambiente do laboratório era de 24°C .

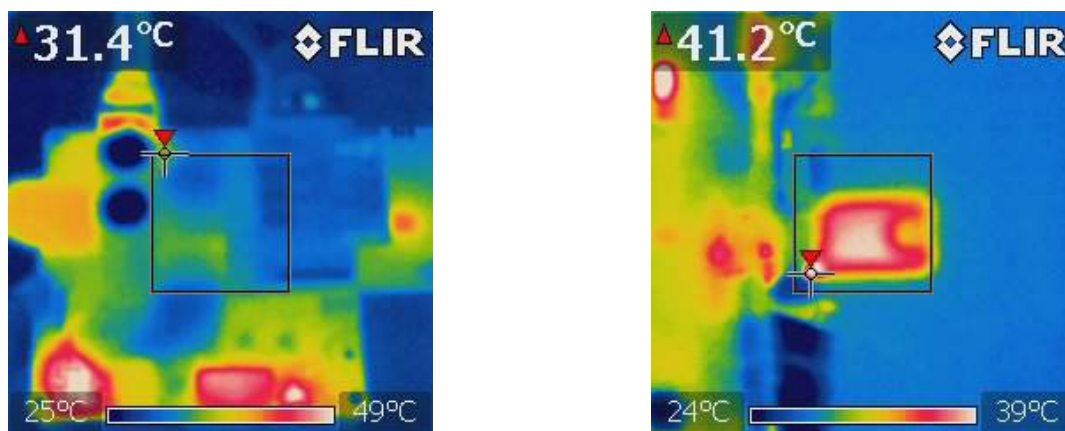
A Figura 124a apresenta a temperatura na face superior da *PCI*, onde o valor medido para o indutor é de aproximadamente 41°C . A Figura 124b mostra a temperatura nos interruptores e no dissipador. O dissipador obteve uma temperatura 30°C e os interruptores de $41,2^{\circ}\text{C}$. O material utilizado para a isolamento térmica entre os interruptores e o dissipador é uma pasta térmica para este tipo de aplicação em dispositivos eletrônicos.

Tabela 8 – Rendimento do amplificador para diversas potências de saída.

Potência de Saída (W)	Potência de Entrada (W)	Rendimento (%)
5 W	8,14 W	62,5%
10 W	14,32 W	76,16%
15 W	19,20 W	79,97%
20 W	24,31 W	82,68%
25 W	31,09 W	84,10%
30 W	34,51 W	85,40%
35 W	41,24 W	85,84%
40 W	46,38 W	86,72%
45 W	51,93 W	87,42%
50 W	57,09 W	88,03%
55 W	62,01 W	88,51%
60 W	68,29 W	88,945%
65 W	73,25 W	89,27%
70 W	78,64 W	89,74%
75 W	83,81 W	89,84%
80 W	89 W	90,10%

Fonte: Próprio autor, 2019.

Figura 124 – Medição de temperatura: (a) Face superior da PCI (b) Interruptores e dissipador.



(a)

(b)

Fonte: Próprio autor, 2019.

6.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Conforme os resultados adquiridos percebe-se que as técnicas de projeto utilizadas parecem ser adequadas e convergiram com a prática, uma vez que o amplificador obteve um funcionamento satisfatório. Contudo, alguns problemas com medição ocorreram, como por exemplo a diferença de fase nas medições do conjunto para a resposta em frequência.

É importante salientar que determinados ensaios do amplificador avaliaram também os esforços dos componentes pois foram realizados em máxima potência, como o ensaio para determinar a THD e a eficiência do amplificador. Estes foram realizadas utilizando uma carga resistiva, desta forma prevenindo danos ao alto-falante e a audição.

Referente às medições de análise em frequência, resposta em tensão e formas de onda, estas foram realizadas utilizando o próprio alto-falante como carga. Assim, fornecendo resultado condizente com a teoria do comportamento do sistema com o controle digital e amortecimento ativo. Desta forma, observa-se que os resultados ficaram extremamente coincidentes com o modelo da carga utilizado.

Quanto às semelhanças com o amplificador comercial transistorizado utilizado nos testes, percebe-se que o AP classe D reproduz bem as formas de onda e resposta em tensão do pré-amplificador. Além disso, mantendo os níveis das componentes harmônicas características do modelo mesmo com as diferenças construtivas da parte de potência entre os dois amplificadores.

7 CONCLUSÃO

O amplificador classe D conforme era esperado reproduz bem as características do pré-amplificador comercial utilizado em conjunto. Desta forma há possibilidades que este possa executar tanto em malha aberta quanto em malha fechada uma boa qualidade de áudio.

O projeto do controle de tensão com o amortecimento ativo contemplou o modelo do alto-falante, onde os resultados mostraram-se satisfatórios. A validação da estrutura da malha de amortecimento ativo com as redes *Zobel* virtualizadas se mostrou efetiva. Desta forma, provendo uma eficiência energética ao sistema ao contrário do uso das redes passivas. Assim, o projeto teórico mesmo inserindo a complexidade da modelagem da carga obteve resultados práticos que convergem com a teoria, mostrando, assim, a validade dos métodos utilizados para o projeto do amplificador.

Em relação aos resultados experimentais para análise na tensão, este se mostrou com uma similaridade satisfatória ao modelo comercial. Na resposta em frequência obteve-se uma diferença de ganho no ajuste do pré-amplificador, entre os testes do H&K com o classe D. O problema pode ter ocorrido por falha no ajuste da resposta do PA, visto que a impedância de saída deste não é zero e a impedância de entrada do amplificador classe D não é idealmente infinita.

Referente ao custo para a fabricação do classe D, obteve-se um valor menor que o de um amplificador valvulado e até para alguns modelos transistorizados. O classe D é significativamente mais compacto e apresenta um rendimento elevado em comparação com amplificadores comerciais no mercado.

8 TRABALHOS FUTUROS

Uma vez que foi possível reproduzir bem as características do pré-amplificador, recomenda-se a realização de testes de áudio procurando avaliar a qualidade e aceitação do som produzido pelo amplificador classe D. Existe a expectativa que o mesmo possa agradar aos guitarristas.

Em relação às diferenças entre as respostas com o pré-amplificador durante os testes, sugere-se a repetição de um dos experimentos, buscando a mesma característica para que os resultados possam ser novamente comparados.

Além disso, uma comparação com um amplificador comercial valvulado seria interessante para avaliar o comportamento em conjunto com esta topologia, uma vez que ainda existe no mercado.

REFERÊNCIAS

- AITCHISON, M. *The thermionic valve and its uses for low powered guitar amplification*. Dissertação (Mestrado) — University of Huddersfield, 2011. Citado 6 vezes nas páginas 27, 34, 41, 42, 43 e 44.
- AITCHISON, M.; FENTON, S. Can transistors sound like valves? In: LUCAS, G.; XU, Z. (Ed.). *Future Technologies in Computing and Engineering: Proceedings of Computing and Engineering Annual Researchers' Conference 2010: CEARC'10*. Huddersfield: University of Huddersfield, 2010. p. 20–26. Disponível em: <<http://eprints.hud.ac.uk/id/eprint/9309/>>. Citado 3 vezes nas páginas 41, 42 e 43.
- BALLOU, G. M. *Handbook for Sound Engineers*. Fourth edition. [S.l.: s.n.], 2008. Citado 4 vezes nas páginas 25, 74, 78 e 79.
- BAN, F. T. Analysis of electric guitar pickups. 2012. Disponível em: <<http://theguitar-blog.com/?p=903>>. Citado na página 66.
- BARBOUR, E. The cool sound of tubes [vacuum tube musical applications]. *IEEE Spectrum*, v. 35, n. 8, p. 24–35, Aug 1998. ISSN 0018-9235. Citado 3 vezes nas páginas 35, 37 e 41.
- BARKHORDARIAN V. *Power Mosfet Basics*. [S.l.], 1997. International Rectifier Application Note AN-1084. Citado na página 50.
- BATSCHAUER, A. L. *Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos*. [S.l.], 2012. Citado na página 111.
- BERTOLDI, B. Estudo de um amplificador classe d destinado À guitarra elétrica. In: BERTOLDI, B. (Ed.). [S.l.: s.n.], 2016. Citado 17 vezes nas páginas 28, 37, 50, 51, 52, 54, 55, 56, 59, 60, 61, 62, 63, 80, 87, 96 e 111.
- BLENOWE, M. *Designing Valve Preamps for Guitar and Bass*. [S.l.]: Merlin Blencowe, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 28, 63 e 64.
- BORTONI, R. Amplificadores de potência. In: . [s.n.], 2012. Encontro de Sistemas de Áudio - STUDIO R / SELENIUM. Disponível em: <<http://www.studior.com.br/amp_avan.pdf>>. Citado na página 52.
- BOSS. *Katana-50 Guitar Amplifier*. [S.l.], 2017. Acesso em 21/09/2018. Disponível em: <<https://www.boss.info/us/products/katana-50/>>. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. Citado 2 vezes nas páginas 119 e 120.
- BUSSEY, W.; HAIGLER, R. Tubes versus transistors in electric guitar amplifiers. In: *ICASSP '81. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 1981. v. 6, p. 800–803. Citado 6 vezes nas páginas 38, 39, 44, 45, 46 e 71.
- CELESTION. *Celestion*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://celestion.com/>>. Citado na página 58.

- CHUNG, J.; MCKENZIE, R.; NG, W. T. A comparison between gan and silicon based class d audio power amplifiers with pulse density modulation. In: *2016 13th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 90–93. Citado 3 vezes nas páginas 49, 50 e 52.
- COLLOMS, P. D. M. *High Performance Loudspeakers*. [S.l.: s.n.], 2005. Citado 6 vezes nas páginas 57, 75, 76, 78, 79 e 84.
- COUCH, C. R. Designing vacuum tube amplifiers and related topics. In: COUCH, C. R. (Ed.). [S.l.: s.n.], 2009. Citado na página 45.
- COX J.; DURST, J. S. J. (Ed.). *Class D Audio Amplifier*. [S.l.: s.n.], 2008. Citado 4 vezes nas páginas 48, 49, 50 e 53.
- DAHONO, P. A. A control method to damp oscillation in the input lc filter. In: *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 1630–1635. Citado 2 vezes nas páginas 103 e 107.
- DAHONO, P. A. A method to improve the output voltage of dc-dc converters by using new virtual l and c filters. In: *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 610–614 vol.2. Citado 2 vezes nas páginas 103 e 107.
- DAHONO, P. A. A control method for dc-dc converter that has an lcl output filter based on new virtual capacitor and resistor concepts. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 36–42 Vol.1. ISSN 0275-9306. Citado 2 vezes nas páginas 103 e 107.
- DAHONO, P. A. et al. Damping of transient oscillations on the output lc filter of pwm inverters by using a virtual resistor. In: *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 403–407 vol.1. Citado 4 vezes nas páginas 103, 104, 105 e 106.
- DARR, J. *Electric-Guitar-Amplifier-Handbook*. [S.l.: s.n.], 1973. Citado 3 vezes nas páginas 26, 62 e 65.
- 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. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 80.
- DUNCAN, B. *High Performance Audio Power Amplifiers for music performance and reproduction*. [S.l.: s.n.], 1996. Citado 10 vezes nas páginas 26, 30, 47, 52, 58, 59, 60, 74, 78 e 79.
- ELLIOTT, R. Design of passive crossovers. p. <http://sound.whsites.net/lr-passive.htm>, 2001. Citado 3 vezes nas páginas 89, 93 e 95.
- EMINENCE. Understanding loudspeaker data. 2019. Disponível em: <<https://www.eminence.com/support/understanding-loudspeaker-data/>>. Citado na página 80.
- FICHTENBAUM, N. et al. Half-bridge gan power ics: Performance and application. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 4, n. 3, p. 33–40, Sept 2017. ISSN 2329-9207. Citado na página 49.

- FJESTAD, Z. *Trash or Treasure: A Pre-Fender Fender*. [S.l.], 2016. Acesso em 18/09/2018. Disponível em: <<https://www.premiarguitar.com/articles/23834-trash-or-treasure-a-pre-fender-fender>>. Citado na página 29.
- GAALAAS, E. Class d audio amplifiers: What, why, and how. 2006. Citado na página 47.
- GE T.; CHANG, J. (Ed.). *Filterless class d amplifiers: power-efficiency and power dissipation*. [S.l.: s.n.], 2010. Citado 3 vezes nas páginas 53, 60 e 80.
- GONZALEZ-ESPIN, F. J. et al. Design of closed loop audio power amplifiers by means of an accurate model of vented box loudspeakers. p. 1–9, Sept 2007. Citado na página 60.
- GULLVIK, W.; NORUM, L.; NILSEN, R. Active damping of resonance oscillations in lcl-filters based on virtual flux and virtual resistor. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10. Citado 2 vezes nas páginas 107 e 108.
- HAMM, R. O. Tubes versus transistors-is there an audible difference. *J. Audio Eng. Soc*, v. 21, n. 4, p. 267–273, 1973. Disponível em: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=1980>>. Citado 14 vezes nas páginas 15, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 44, 45, 46, 72 e 141.
- HEERDT, F. W. *Amplificadores Chaveados para Aplicações em Áudio. Dissertação*. Dissertação (Mestrado) — UFSC, 1997. Citado na página 57.
- HIMMELSTOSS, F. A.; EDELMOSER, K. H. High dynamic class-d power amplifier. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, v. 44, n. 4, p. 1329–1333, Nov 1998. ISSN 0098-3063. Citado na página 48.
- HONDA J.; ADAMS, J. (Ed.). *Application Note AN-1071: Class D Audio Amplifier Basics*. [s.n.], 2005. Disponível em: <<http://www.infineon.com/dgdl/an-1071.pdf?fileId=5546d462533600a40153559538eb0ff1>>. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 49.
- JESKE, E. *ESTUDO DE UM RETIFICADOR BRIDGELESS DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EMPREGANDO SEMICONDUTORES DE NITRETO DE GÁLIO E CONTROLE DIGITAL*. Dissertação (Mestrado) — UDESC, 2016. Citado na página 50.
- JONES, M. *Building Valve Amplifiers*. [S.l.: s.n.], 2014. Citado 3 vezes nas páginas 74, 80 e 85.
- KAMINSKI, N.; HILT, O. Sic and gan devices - competition or coexistence? In: *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–11. Citado na página 50.
- 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. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- KETTNER, H. . *Site Hughes & Kettner*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://hughes-and-kettner.com/>>. Citado na página 31.
- LANEY. *Site Laney*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://www.laney.co.uk/>>. Citado na página 32.
- LEACH, J. W. M. *The Class-D Amplifier - Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design, Second Edition*. [S.l.]: Kendall/Hunt, 2001. Citado na página 47.

- LEACH, J. W. M. *Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design, Third Edition*. [S.l.]: Kendall/Hunt, 2003. Citado 12 vezes nas páginas 25, 59, 61, 74, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84 e 101.
- LEACH JR., W. M. Impedance compensation networks for the lossy voice-coil inductance of loudspeaker drivers. *J. Audio Eng. Soc.*, v. 52, n. 4, p. 358–365, 2004. Disponível em: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=12997>>. Citado 6 vezes nas páginas 74, 79, 80, 83, 84 e 91.
- LIDOW, A. How to gan: egan® fets in high performance class-d audio amplifiers. 2014. Disponível em: <<https://www.eeweb.com/profile/alex-lidow/articles/how-to-gan-egan-fets-in-high-performance-class-d-audio-amplifiers>>. Citado na página 48.
- MARSHALL. *The History of: JCM 800 - The Story of a True Amp Legend*. [S.l.], 2017. Acesso em 19/09/2018. Disponível em: <<https://marshall.com/live-for-music/history-of-jcm800>>. Citado na página 29.
- MARSHALL. *Site Marshall*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://marshall.com/>>. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- MARTINS D. C.; BARBI, I. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. [S.l.: s.n.], 2011. Citado na página 48.
- MATHEW, D. Introduction to the six basic audio measurements - tech note tn104. 2007. Disponível em: <www.ap.com>. Citado na página 67.
- MESA/BOOGIE. *Overview: Over 40 Years of Randall Smith's Innovation in One Amp*. 2018. Mesa Boogie's Website. Acesso em 20/09/2018. Disponível em: <<http://www.mesaboogie.com/amplifiers/electric/mark-series/mark-five/index.html>>. Citado na página 30.
- METEORO. *Site Meteoro*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://meteoroamplificadores.com.br/index.php>>. Citado na página 32.
- METZLER, B. *Audio Measurement Handbook*. [S.l.: s.n.], 2005. Citado na página 38.
- MILLETT, P. The sound of distortion. 2004. Citado 3 vezes nas páginas 34, 41 e 44.
- MINTZ, R. S. Comments on tubes versus transistors - is there an audible difference. *J. Audio Eng. Soc.*, v. 21, n. 8, p. 651, 1973. Disponível em: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=1937>>. Citado na página 41.
- MONTEITH, D. O. J.; FLOWERS, R. R. Transistors can sound better than tubes- and -comments on 'transistors can sound better than tubes'. *J. Audio Eng. Soc.*, v. 25, n. 3, p. 116–120, 1977. Disponível em: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=3383>>. Citado 7 vezes nas páginas 15, 38, 40, 41, 43, 44 e 49.
- MOREY RAVI VASUDEVAN, I. W. B. Class d audio amplifier. In: MOREY B.; VASUDEVAN, R. W. (Ed.). [S.l.: s.n.], 2008. Citado 4 vezes nas páginas 48, 49, 51 e 53.
- NIELSEN, K. *Audio Power Amplifier Techniques With Energy Efficient Power Conversion*. Tese (Doutorado) — Technical University of Denmark, 1998. Citado na página 49.
- NIELSEN, T. A. Loudspeaker crossover networks. 2005. Disponível em: <<http://www.torean.dk/artikel/Crossover.pdf>>. Citado 6 vezes nas páginas 59, 75, 76, 77, 78 e 80.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. Fifth edition. [S.l.: s.n.], 2010. Citado 3 vezes nas páginas 50, 108 e 119.

PAIVA J. PAKARINEN, V. V. R. C. D. Acoustics and modeling of pickups. *Journal of the Audio Engineering Society. Audio Engineering Society · November 2012*, 2012. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/234034228_Acoustics_and_Modeling_of_Pickups>. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 66.

Pakarinen, J.; Yeh, D. T. A review of digital techniques for modeling vacuum-tube guitar amplifiers. *Computer Music Journal*, v. 33, n. 2, p. 85–100, June 2009. ISSN 0148-9267. Citado na página 28.

PAULY, D. E. *High Fidelity Switching Áudio Amplifiers Using TMOS Power MOSFETS. National Semiconductor, Application Note AN1042*. [S.l.], 2013. Rev. 5. Citado na página 50.

PEÑA-ALZOLA, R. et al. Systematic design of the lead-lag network method for active damping in lcl-filter based three phase converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 1, p. 43–52, Feb 2014. ISSN 1551-3203. Citado na página 108.

PEAVEY. *Site Peavey*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://peavey.com/>>. Citado na página 30.

PIRES, F. J. A. *Amplificador de Áudio Classe D*. Dissertação (Mestrado) — FEUP, 2010. Citado 9 vezes nas páginas 15, 48, 49, 50, 51, 53, 54, 57 e 62.

ROLAND. *Roland*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://www.roland.com/br/products/jc-40/>>. Citado na página 31.

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>>. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 65.

SCHWAAB, E. Estudo e implementação de um amplificador de Áudio classe d. In: SCHWAAB, E. (Ed.). [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 50.

SELF, D. *Audio Power Amplifier Design Handbook - Third edition 2002*. [S.l.: s.n.], 2002. Citado 5 vezes nas páginas 33, 47, 51, 52 e 74.

SETTE, S. C. C. S. H. Alto-falantes e caixa acústicas, características e utilização”. eletrônica selenium s.a. 2019. Disponível em: <<http://www.studior.com.br/semea.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 57, 58 e 80.

TAYLOR, S. Why we'll soon be living in a class d world. 2016. Disponível em: <<https://audiophilereview.com/cd-dac-digital/why-well-soon-be-living-in-a-class-d-world.html>>. Citado na página 50.

TEXAS INSTRUMENTS. *Reducing and Eliminating the Class D Output Filter*. [S.l.], 1999. Citado 4 vezes nas páginas 52, 80, 85 e 99.

WARD, S. What makes electric guitar sounds differ? 2012. Disponível em: <<http://www.award-session.com/index.php>>. Citado 2 vezes nas páginas 65 e 66.

WATKINSON, J. (Ed.). *The Art of Sound Reproduction*. [S.l.: s.n.], 1998. Citado 5 vezes nas páginas 34, 57, 62, 65 e 77.

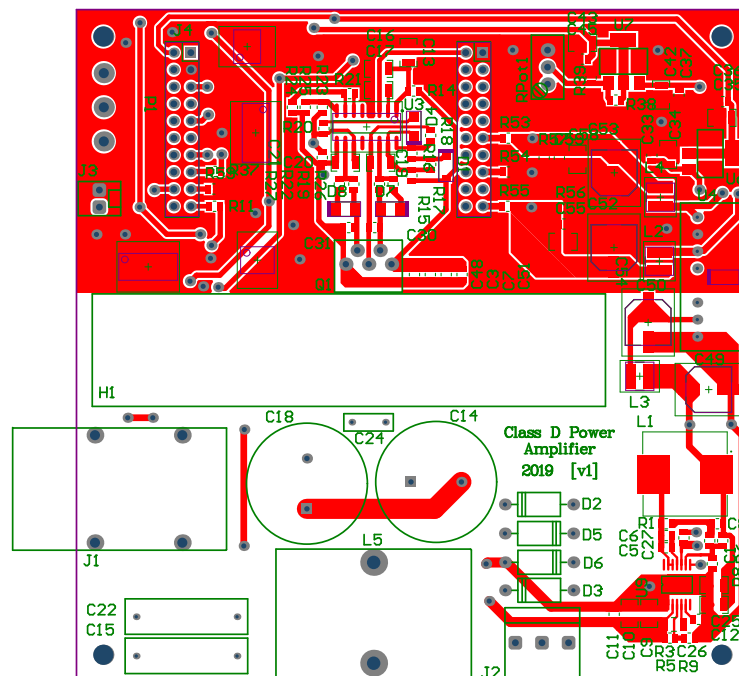
WRIGHT, J. R. An empirical model for loudspeaker motor impedance. In: *Audio Engineering Society Convention 86*. [s.n.], 1989. Disponível em: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=5918>>. Citado na página 80.

ZIMANN, F. *SISTEMA DE CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO DE BAIXA TENSÃO*. Dissertação (Mestrado), 2016. Citado na página 108.

APÊNDICES

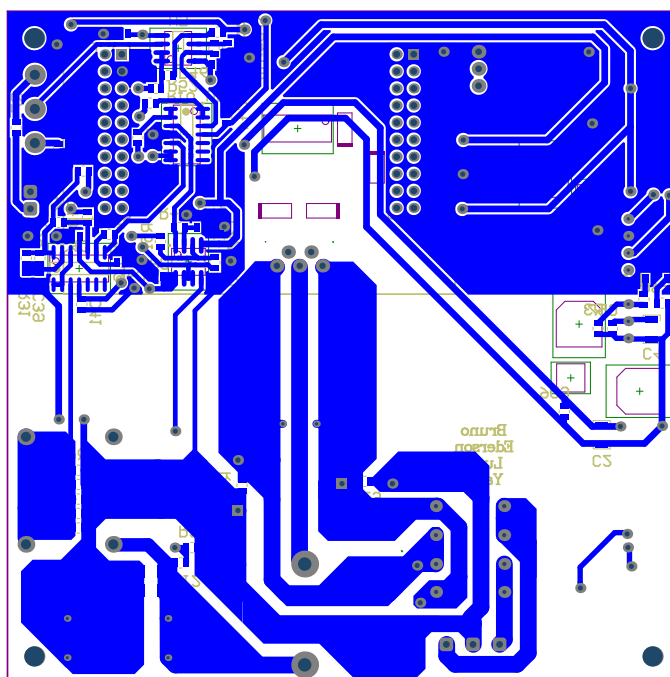
APÊNDICE A – FACES DA PCI DO AMPLIFICADOR CLASSE D.

Figura 125 – Face superior da PCI.



Fonte: Próprio autor, 2019.

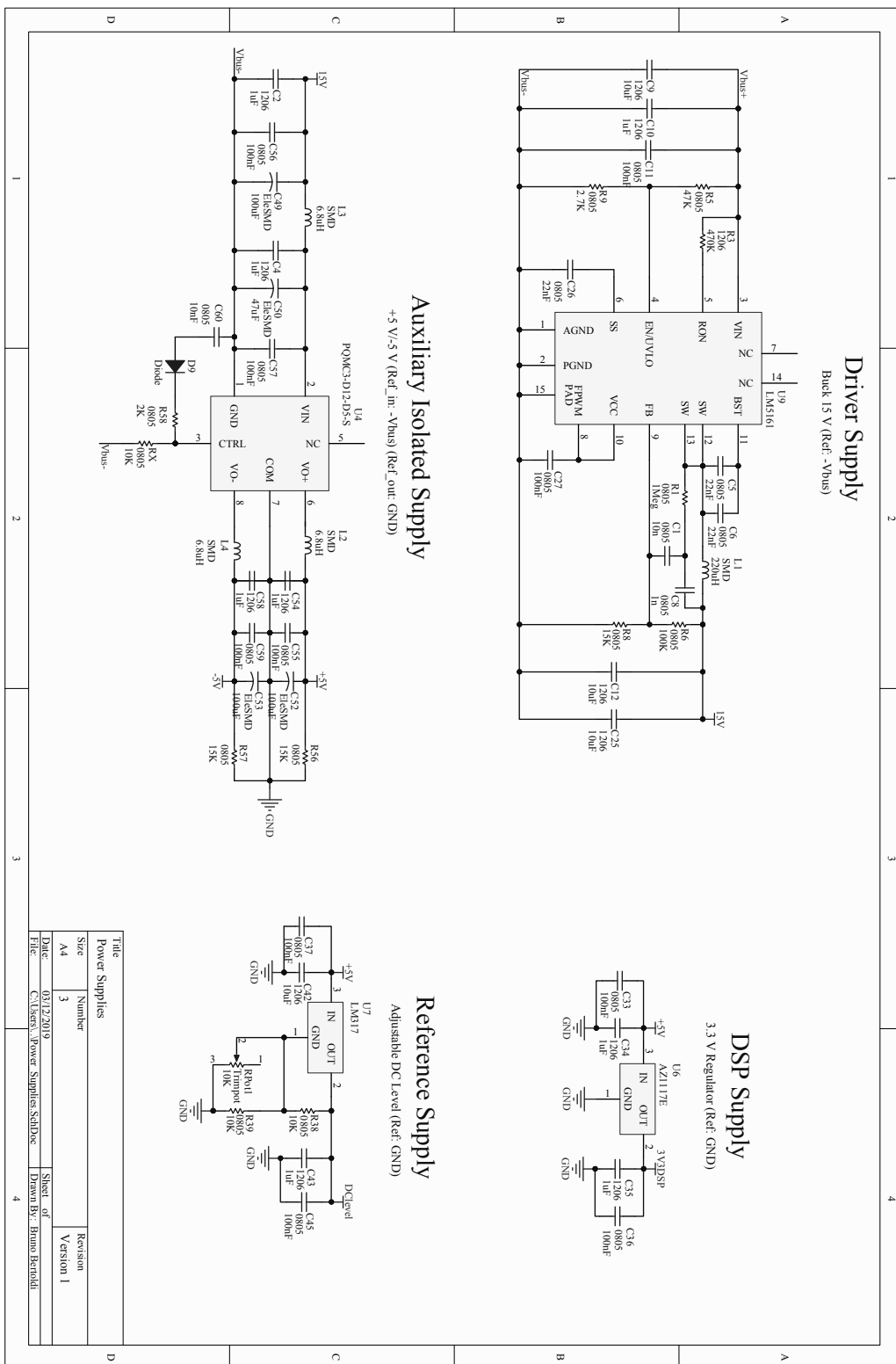
Figura 126 – Face posterior da PCI.



Fonte: Próprio autor, 2019.

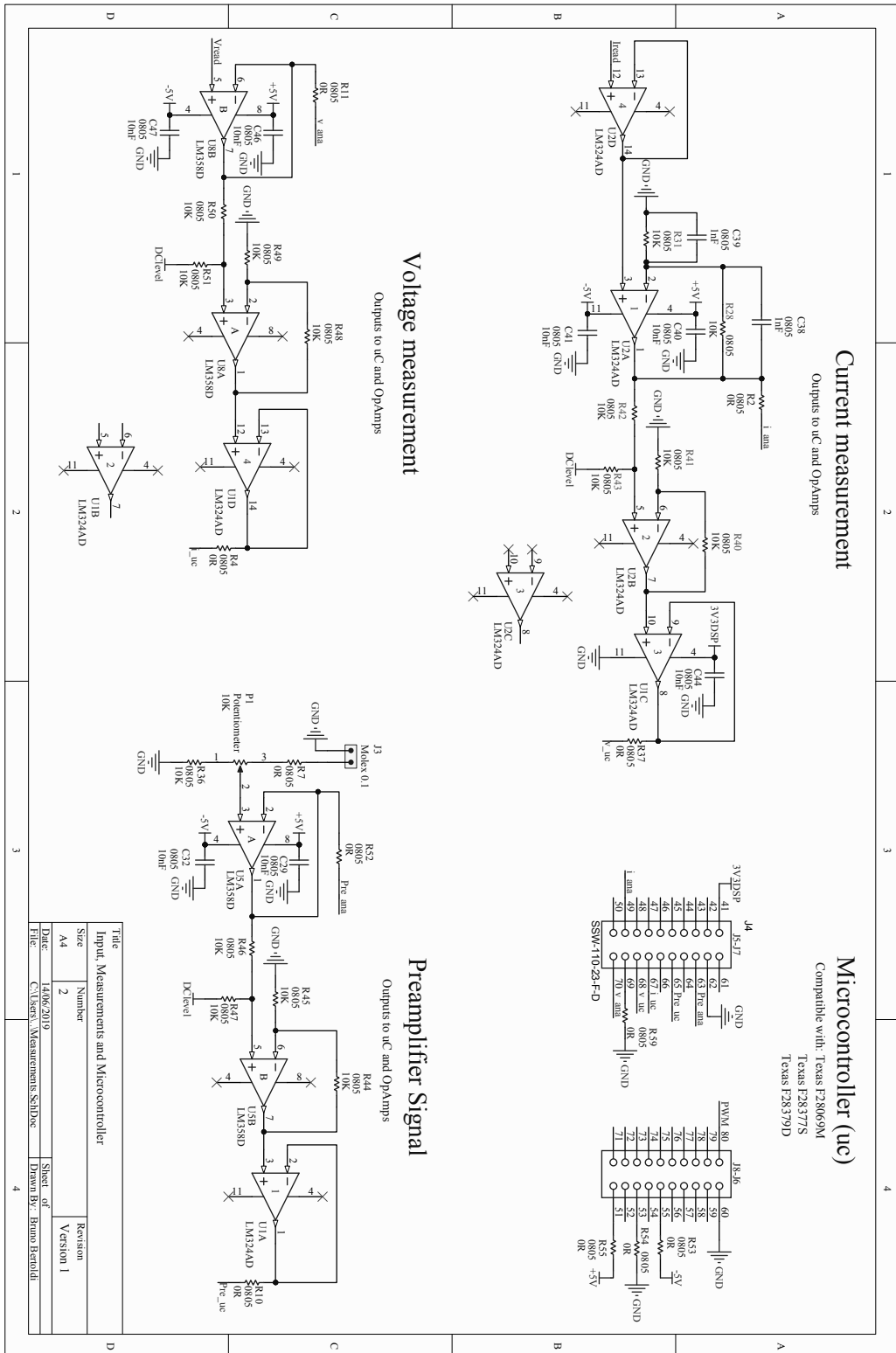
APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO DAS FONTES AUXILIARES DO AMPLIFICADOR CLASSE D.

Figura 127 – Circuito das fontes auxiliares.



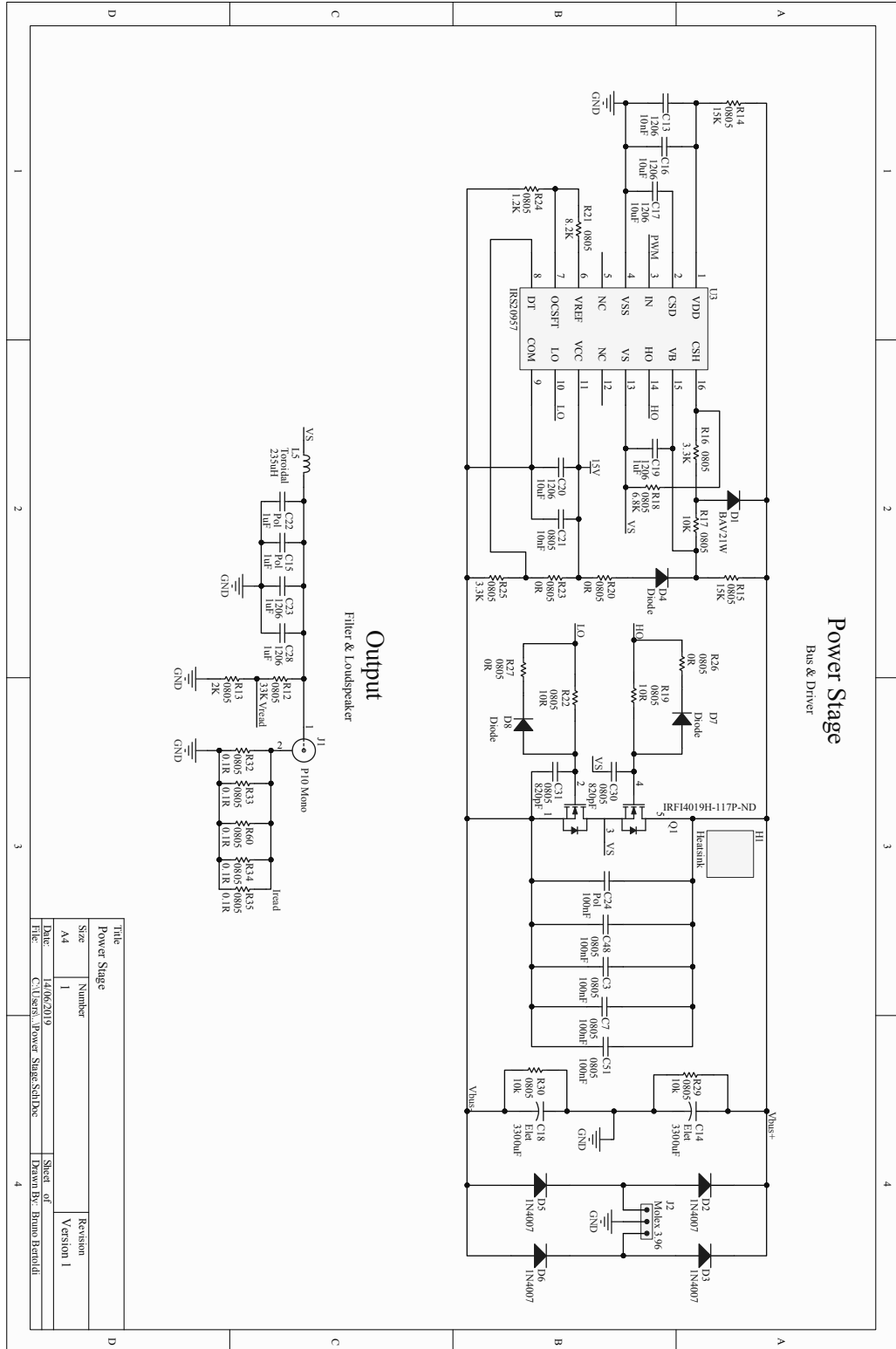
APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DE CONDICIONAMENTO DE SINAL DO AMPLIFICADOR CLASSE D.

Figura 128 – Circuito de condicionamento de sinal.



APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO DE POTÊNCIA DO AMPLIFICADOR CLASSE D.

Figura 129 – Circuito de potência do amplificador classe D.



Fonte: Próprio autor, 2019.