



Universidade Federal de Minas Gerais

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Estudo e implementação de uma fonte chaveada empregando controle baseado em passividade, para alimentação de amplificadores de potência de áudio

Thiago Ribeiro de Oliveira

Texto de dissertação submetido à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia

Belo Horizonte, 03 de Março de 2011

*Dedico este trabalho à minha família e à
minha querida Thaís.*

”Uma viagem de mil milhas começa com o primeiro passo”

Lao Tse.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais, Edgart e Consuelo, pelo apoio incondicional a todas as jornadas que encarei durante a vida, por serem a minha maior referência e base para o que eu sou hoje.

Agradeço aos meus avós pela lição de vida, aos meus primos Nathália e Felipe pela longa amizade, e todos os membros da minha família pelo apoio.

Agradeço a minha namorada, Thaís, pelo carinho, amor e apoio em todos os momentos ao longo desses 6 anos. Obrigado por ser quem você é e por me suportar nas horas que o trabalho ia mal.

Agradeço aos Caras, grandes amigos, Fred, Pedro, Du e Pri, Lucas, Rogério, Guigo, Alexandre, Rodrigo e Carol, pela parceria, críticas, botecos, festas e muitas histórias pra contar.

Agradeço aos professores do GEP, Pedro, Porfírio, Seleme, Severo, Lenin e Paulo, pelo suporte e auxílio, muito, senão quase tudo, da minha formação como engenheiro devo a vocês. Agradeço em especial ao meu orientador e grande amigo Pedro Donoso pelos valorosos ensinamentos ao longo dos últimos 7 anos, pela dedicação, confiança e amizade e por acreditar no meu trabalho.

Agradeço aos meus colegas do laboratório pelo apoio, amizade e ajuda na conclusão desse trabalho.

Agradeço aos meus colegas do IFMG pelo apoio e compreensão com a minha falta de tempo.

E por fim, agradeço a CAPES pelo apoio financeiro.

Resumo

Devido à demanda por sistemas de processamento de áudio mais eficientes e compactos, a tecnologia empregada em sistemas de amplificação de potência de sinais de áudio, ao longo das últimas décadas, tem sofrido uma evolução significativa. Aos poucos as topologias de amplificadores lineares vêm sendo substituídas por estruturas chaveadas. Contudo, apesar dos esforços em torno da melhoria do desempenho e da eficiência dos equipamentos de amplificação, as fontes de alimentação utilizadas nos estágios de potência continuam, em sua maioria, baseadas em topologias não-reguladas. Isso tem se tornado um obstáculo ao aumento da densidade energética dos sistemas.

Neste trabalho, um estudo acerca da interação entre as fontes de alimentação e amplificadores de áudio é realizado com o intuito de se definir os fatores que afetam o comportamento da fonte. Trabalhou-se no sentido de se determinar o perfil da perturbação de carga, a qual a fonte está exposta, e a relação que este possui com as oscilações de tensão nos barramentos de alimentação da fonte de alimentação. A relação encontrada foi utilizada para se avaliar o desempenho de fontes não-reguladas e de conversores estáticos, estes controlados por técnicas lineares e não-lineares baseadas em passividade.

Palavras chave: *Fontes para amplificadores de áudio, Fontes de alimentação, Controle baseado em passividade, Amplificação de sinais, Alimentação de cargas dependentes da frequência*

Abstract

Due to the request of the audio market for more efficient and compact systems, the technology applied to audio power amplification systems has seen over the past decades a significant evolution. Gradually, the commonly used linear power amplifier topologies are losing space to the more advanced switched-mode designs. However, despite the efforts surrounding the improvement of the performance and efficiency of the amplification equipments, the power supplies used in the power stage are still mostly based on unregulated bulky topologies.

In this work, a study about the interaction between the power supply and the audio power amplifier was conducted aiming to identify the factors and events that affect the behavior and performance of the power supply. The investigations were headed towards the definition of the load perturbation profile, which is imposed to the power supply by the amplifier's operation, and its relation to the ripple at the power supply voltage rails. The defined relation was then used to evaluate the performance of unregulated power supplies and switched converters controlled by linear and passivity-based nonlinear strategies.

Keywords: *Audio power supplies, Passivity based control, Signal Amplification, Driving frequency depended loads*

Sumário

Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	xvi
Nomenclatura	xvii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização e Motivação	1
1.2 Objetivos da Dissertação	4
1.2.1 Objetivos Específicos da Dissertação	5
1.3 Estrutura do Texto	5
2 Comportamento de Amplificadores de Áudio	7
2.1 Análise de amplificadores com carga resistiva	8
2.1.1 Amplificador Classe AB	8
2.1.1.1 Cálculo da eficiência do amplificador	11
2.1.1.2 Perturbação de carga	13
2.1.2 Amplificador Classe D	16
2.1.2.1 Cálculo da eficiência do amplificador	21
2.1.2.2 Perturbação de carga	27

2.2	Análise de amplificadores com carga reativa (alto-falante)	29
2.2.1	Amplificador Classe AB	30
2.2.2	Amplificador Classe D	32
2.3	Conclusões do capítulo	33
3	Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação	35
3.1	Conversor ponte-completa aplicado a sistemas de amplificação	40
3.1.1	Modelagem do conversor em ponte-completa	46
3.1.2	Controle linear do conversor ponte-completa	51
3.1.3	Simulação do conversor em ponte-completa com controle linear . . .	55
3.1.3.1	Simulação do conversor com carga resistiva	56
3.1.3.2	Simulação do conversor com carga reativa	59
3.2	Conclusões do capítulo	62
4	Análise da aplicação do controle baseado em passividade	64
4.1	Passividade de sistemas dinâmicos	65
4.1.1	Modelagem de um conversor buck pelo método de Euler-Lagrange .	67
4.1.2	Controle baseado em passividade de um conversor buck	70
4.1.2.1	Controle direto da tensão de saída	72
4.1.2.2	Controle indireto da tensão de saída	72
4.1.2.3	Controle direto-indireto da tensão de saída	73
4.1.2.4	Eliminação de erros em estado estacionário	73
4.2	Controle não-linear do conversor ponte-completa	74
4.2.1	Análise de desempenho dos controladores	74
4.2.1.1	Variação da capacitância do filtro do conversor	77
4.2.2	Simulação do conversor	78
4.2.2.1	Simulação com carga resistiva	79
4.2.2.2	Simulação com carga reativa	81
4.3	Conclusões do capítulo	84

5	Resultados experimentais	85
5.1	Controle Linear	86
5.1.1	Avaliação do controle linear para carga resistiva	86
5.1.2	Avaliação do controle linear para carga reativa	90
5.2	Controle Baseado em Passividade	91
5.2.1	Avaliação do controle baseado em passividade para carga resistiva .	91
5.2.2	Avaliação do controle baseado em passividade para carga reativa . .	95
5.3	Comparação entre métodos	95
5.4	Conclusões do capítulo	98
6	Conclusões finais	100
6.1	Propostas de continuidade	102
	Referências Bibliográficas	104
A	Modelo de um alto-falante	109
A.1	Circuito Elétrico	110
A.2	Circuito Mecânico	112
A.3	Impedância da bobina do falante	113

Lista de Figuras

2.1	Estágio de potência de um amplificador classe AB	9
2.2	Fluxo da corrente do amplificador para a carga. a) semi-ciclo positivo da senóide de saída. b) semi-ciclo negativo da senóide de saída	9
2.3	Corrente na fonte positiva de tensão (I_{S1}) e forma de onda da tensão de saída do amplificador (V_{audio})	10
2.4	Potência instantânea fornecida pela fonte	10
2.5	a) Rendimento de um amplificador Classe AB. b) rendimento máximo em função da tensão máxima obtida	13
2.6	a) Amplitude do segundo harmônico do sinal de áudio na corrente em função da potência de saída do amplificador. b) Amplitude das componentes harmônicas na corrente de fonte em função da ordem harmônica	14
2.7	Magnitude da tensão de <i>ripple</i> do barramento c.c em função da impedância de saída da fonte de alimentação	16
2.8	Espectro harmônico do sinal <i>PWM</i> 2 níveis. [$f_{Portadora} = 10 f_{Modulante}$] . .	17
2.9	Amplificador Classe D - Estágio de potência e sistema de comando	18
2.10	Portadora triangular e sinal de áudio de referência (Superior). Sinal PWM resultante e corrente de carga normalizada (Intermediário). Forma de onda da corrente de fonte para um amplificador classe D (Inferior).[$f_{Portadora} = 10f_{Modulante}$].	19

LISTA DE FIGURAS

2.11	Espectro do sinal de corrente de fonte de um amplificador Classe D. Superior - Espectro completo. Inferior - Região de baixas frequências. [$f_{Portadora} = 10f_{Modulante}$]	20
2.12	Modelo de transistor MOSFET	22
2.13	Formas de onda de tensão e corrente no estágio de potência de um amplificador classe D	23
2.14	Eficiência de um amplificador classe D para: diferentes MOSFET (Superior); Diferentes frequências de chaveamento (Inferior). $R_L = 2\Omega$, $V_{CC} = 40V$, $P_O = 400W$	26
2.15	Relação entre o <i>ripple</i> no barramento c.c. e a impedância de saída da fonte de alimentação	28
2.16	Comparação da impedância de saída necessária para se manter um <i>ripple</i> de tensão igual a 1% frente à variação da tensão do amplificador	29
2.17	Influência do alto-falante nos harmônicos do sinal de áudio presentes na corrente de fonte. Tracejado - Amplitude dos harmônicos com alto-falante. Contínuo - Amplitude dos harmônicos com carga resistiva	30
2.18	Impedância de saída da fonte de alimentação em função da frequência - Classe AB	32
2.19	Impedância de saída da fonte de alimentação em função da frequência - Classe D	33
3.1	Estrutura de uma fonte convencional não-regulada	36
3.2	Impedância de saída de uma fonte convencional	39
3.3	Estrutura de um conversor em ponte-completa convencional	40
3.4	Diagrama de comando do conversor ponte-completa. Clk - Razão Cíclica; V_P - Tensão sobre o primário do Transformador; V_A - Tensão sobre o filtro de saída.	41
3.5	Estrutura de um conversor em ponte-completa com dois barramentos de saída	41

3.6	Formas de onda de um conversor ponte-completa com barramentos espelhados. Corrente nos indutores (Superior), Tensões de saída (Intermediário), Tensão entre os barramentos (Inferior).	42
3.7	Estrutura de um conversor ponte-completa com indutores acoplados para melhoria de regulação de carga	44
3.8	Formas de onda de um conversor ponte-completa com barramentos espelhados e indutores acoplados. Corrente nos indutores (Superior), Tensões de saída (Intermediário), Tensão entre os barramentos (Inferior). Acoplamento = 90%.	44
3.9	Diagrama de blocos do conversor em ponte-completa no domínio da frequência	48
3.10	Resposta em frequência da perturbação da corrente no indutor em função da corrente de carga	49
3.11	Resposta em frequência da impedância de saída do conversor ponte-completa em malha aberta.	50
3.12	Diagrama em blocos da técnica de controle linear empregada	51
3.13	Diagrama em blocos da técnica de controle linear empregada e modelo do conversor <i>buck</i> equivalente.	51
3.14	Resposta da corrente de indutor frente à perturbação de carga.	54
3.15	Resposta em frequência da impedância de saída do conversor em malha fechada.	55
3.16	Circuito analógico do compensador Tipo-II e diagrama de Bode. $A_V = R_2/R_1$	56
3.17	Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,25kHz e capacitância de filtro de 66 μ F. Formas de onda na tensão de saída (Superior), tensão medida pelo circuito de controle (V_O) e referência de tensão (Inferior).	57
3.18	Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,15kHz e capacitância de filtro de 330 μ F. Formas de onda na tensão de saída (Superior), tensão medida pelo circuito de controle (V_O) e referência de tensão (Inferior).	59

3.19	Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,25kHz ao alimentar um conjunto de alto-falantes. Formas de onda na tensão de saída (Superior), tensão medida pelo circuito de controle (V_O) e referência de tensão (Inferior).	60
3.20	Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,15kHz ao alimentar um conjunto de alto-falantes. Formas de onda na tensão de saída (Superior), tensão medida pelo circuito de controle (V_O) e referência de tensão (Inferior).	61
4.1	Circuito de um conversor <i>buck</i>	69
4.2	Magnitude da resposta em frequência da impedância de saída do conversor <i>buck</i> equivalente para controle baseado em passividade	75
4.3	Comparação da resposta da impedância de saída do conversor <i>buck</i> equivalente para controle direto da tensão e controle indireto modificado	77
4.4	Variação da capacitância do filtro do conversor e sua influência na impedância de saída	78
4.5	Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,25kHz, carga de 2Ω e controle baseado em passividade. $C = 66\mu\text{F}$. Formas de onda de tensão nos barramentos da fonte e na saída do amplificador (Superior). Forma de onda da tensão medida pelo circuito de controle (Inferior).	79
4.6	Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 500Hz, carga de 2Ω e controle baseado em passividade. $C = 330\mu\text{F}$. Formas de onda de tensão nos barramentos da fonte e na saída do amplificador (Superior). Forma de onda da tensão medida pelo circuito de controle (Inferior).	81
4.7	Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,25kHz, carga reativa e controle baseado em passividade. $C = 66\mu\text{F}$. Formas de onda de tensão nos barramentos da fonte e na saída do amplificador (Superior). Forma de onda da tensão medida pelo circuito de controle (Inferior).	82

4.8	Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 500Hz, carga reativa e controle baseado em passividade. $C = 330\mu\text{F}$. Formas de onda de tensão nos barramentos da fonte e na saída do amplificador (Superior). Forma de onda da tensão medida pelo circuito de controle (Inferior).	83
5.1	Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do <i>ripple</i> de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação para carga de 5Ω (esquerda) e 8Ω (direita) - Controle Linear.	86
5.2	Formas de onda de corrente de indutor medida, para carga de 5Ω . Escala: 4A/div; CH1 (30Hz - 10ms/div), CH2 (450Hz - 500 μs /div), CH3 (1250Hz - 248,2 μs /div), CH4 (4kHz - 100 μs /div). Controle Linear	88
5.3	Formas de onda de tensão de saída do amplificador e barramentos da fonte de alimentação, para 56V _{pp} de tensão de saída do amplificador e 5Ω de carga. 30Hz, 20V/div e 10ms/div (Esquerda); 450Hz, 20V/div e 1ms/div (Direita). Controle Linear	89
5.4	Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do <i>ripple</i> de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação para uma alto-falante e tensão de $V_{\text{audio}} = 56V_{pp}$ (esquerda) e $V_{\text{audio}} = 50V_{pp}$ (direita). Controle Linear	90
5.5	Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do <i>ripple</i> de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação para carga de 5Ω (esquerda) e 8Ω (direita). Controle Baseado em passividade	91
5.6	Formas de onda de corrente de indutor medida , para carga de 5Ω . Escala: 4A/div; CH1 (30Hz - 9,928ms/div), CH2 (450Hz - 496,4 μs /div), CH3 (1250Hz - 248,2 μs /div), CH4 (4kHz - 99,28 μs /div). Controle Baseado em passividade	93
5.7	Formas de onda de tensão de saída do amplificador e barramentos da fonte de alimentação, para 56V _{pp} de tensão de saída do amplificador e 5Ω de carga. 30Hz, 20V/div e 10ms/div (Esquerda); 1250Hz, 20V/div, 1ms/div (Direita). Controle Baseado em passividade	94

5.8	Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do <i>ripple</i> de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação para uma alto-falante, $V_{audio} = 56V_{pp}$ (esquerda) e $V_{audio} = 50V_{pp}$ (direita). Controle Baseado em passividade	95
5.9	Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do <i>ripple</i> de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação, com carga resistiva.	96
5.10	Formas de onda do <i>ripple</i> de tensão para 30Hz (sup. esquerdo), 450Hz (sup. direito), 1,25kHz (inf. esquerdo) e 4kHz (inf. direito). CH1 (Controle Baseado em passividade), CH2 (Controle Linear).	97
5.11	Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do <i>ripple</i> de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação, com carga reativa.	98
A.1	Estrutura de um transdutor a bobina móvel [1]	109
A.2	Circuito elétrico da bobina de um alto-falante	111
A.3	Circuito Mecânico de um alto-falante	112
A.4	Circuito equivalente da bobina do falante	114
A.5	Impedância do woofer do alto-falante 12CO1P.	115
A.6	Impedância do alto-falante 12CO1P - Datasheet do Fabricante.	116

Lista de Tabelas

2.1	Componentes do espectro harmônico de um sinal <i>PWM</i> 2 níveis	17
2.2	Componentes do espectro harmônico da corrente de fonte	20
2.3	Parâmetros dos MOSFET avaliados	26
3.1	Dimensionamento do banco capacitivo para amortização do <i>ripple</i> de tensão provocado pelos intervalos de transferência de energia da fonte primária para o banco.	37
3.2	Parâmetros de projeto da fonte de alimentação	45
3.3	Componentes do conversor ponte-completa	46
3.4	Parâmetros dos compensadores das malhas de tensão e corrente para o con- versor ponte-completa projetado de acordo com o método do fator k	53
3.5	Relação entre a função de transferência do compensador Tipo-II e os parâmet- ros do circuito analógico que o implementa	56
3.6	<i>Ripple</i> de tensão na saída do conversor. $C = 66\mu\text{F}$ e $R_L = 2\Omega$	58
3.7	<i>Ripple</i> de tensão na saída do conversor. $C = 330\mu\text{F}$ e $R_L = 2\Omega$	58
3.8	<i>Ripple</i> de tensão na saída do conversor. $C = 66\mu\text{F}$ e Conjunto de alto-falantes.	60
3.9	<i>Ripple</i> de tensão na saída do conversor. $C = 330\mu\text{F}$ e Conjunto de alto-falantes.	61
4.1	Ganhos dos controladores baseados em passividade	74
4.2	<i>Ripple</i> de tensão na saída do conversor. $C = 66\mu\text{F}$ e $R_L = 2\Omega$	80
4.3	<i>Ripple</i> de tensão na saída do conversor. $C = 330\mu\text{F}$ e $R_L = 2\Omega$	80
4.4	<i>Ripple</i> de tensão na saída do conversor. $C = 66\mu\text{F}$ com carga reativa.	82

LISTA DE TABELAS

4.5	<i>Ripple</i> de tensão na saída do conversor. $C = 330\mu\text{F}$ com carga reativa. . . .	83
5.1	Valor máximo de pico-a-pico do <i>ripple</i> de tensão. Controle Linear	87
5.2	<i>THD</i> da forma de onda de tensão na saída do amplificador de áudio. Controle Linear	89
5.3	Valor máximo de pico-a-pico do <i>ripple</i> de tensão. Controle Baseado em passividade	92
5.4	<i>THD</i> da forma de onda de tensão na saída do amplificador de áudio. Controle Baseado em passividade	94
A.1	Parâmetros de <i>Thiele-Small</i> para o woofer do alto-falante 12CO1P	115

Nomenclatura

C_{DS}	Capacitância de saída do MOSFET
C_P	Capacitância de bloqueio
D_{MAX}	Valor máximo da razão cíclica
E	Tensão do barramento c.c.
ESR	Resistência série de um capacitor
f_{Rede}	Frequência do sinal de rede
f_{audio}	Frequência do sinal de áudio
f_s	Frequência de chaveamento
I_L	Corrente no indutor
I_R	Perturbação de carga
I_S	Corrente fornecida pela da fonte de alimentação
I_d	Corrente de indutor desejada
I_{LRMS}	Valor eficaz da corrente de carga do amplificador
I_{Lmax}	Valor de pico da corrente de carga do amplificador
I_{RL}	Corrente de carga do amplificador
I_{RLMAX}	Valor de pico máximo da corrente de carga do amplificador
I_{h2MAX}	Corrente de pico máxima referente à primeira componente de frequência na corrente de fonte
k	<i>Ripple</i> de tensão sobre as vias de alimentação da fonte
k_i	Ganho integral
k_p	Ganho proporcional
L_E	Indutância própria da bobina do alto-falante
L_M	Indutância mútua no indutor acoplado

M	Índice de modulação
P_{comut}	Perdas por comutação
P_{cond}	Perdas por condução
P_{perdas}	Perdas totais
P_S	Potência entregue pela fonte de alimentação
q	Carga elétrica
R_{Bd}	Matriz de amortecimento desejada
R_{DSon}	Resistência de condução do MOSFET
R_E	Resistência da bobina do alto-falante
R_{nB}	Termo de amortecimento virtual
S_M	Sinal modulante
$S_{portadora}$	Portadora triangular
S_{pwm}	Sinal <i>PWM</i>
T	Período de chaveamento
t_C	Tempo de comutação total
t_D	Tempo de descida do pulso de tensão
t_S	Tempo de subida do pulso de tensão
u	Sinal de comando das chaves de um conversor
u_D	Velocidade de deslocamento do diafragma do alto-falante
V_A	Tensão sobre o filtro de saída do conversor ponte-completa
V_C	Força eletromotriz induzida
V_O	Tensão de saída do amplificador
V_O	Tensão de saída do conversor <i>buck</i> equivalente
V_P	Tensão sobre o primário do transformador
V_{CC}	Tensão dos barramentos de alimentação da fonte
V_Q	Tensão de saturação dos transistores bipolares
V_{Omax}	Tensão de pico máxima na saída do amplificador
V_{Pol}	Tensão de polarização
V_{od}	Tensão de saída desejada
x	Vetor de estados
x_D	Deslocamento do diafragma do alto-falante

z	Vetor de estados na abordagem de Euler-Lagrange
$\tilde{z}$	Vetor de erro nos estados
z_d	Valor desejado para os estados
Z_{out}	Impedância de saída da fonte de alimentação
Δi_L	Ripple da corrente no indutor
ΔV_{CC}	Ripple nos barramentos de alimentação
Δv_O	Ripple na tensão de saída do conversor estático
ΔV_O	Ripple na tensão medida pelo controle
ℓ	Lagrangiano
η	Rendimento
μ	Ação de controle
Ψ	Erro dinâmico desejado
ω	Frequência angular das componentes alternadas na corrente de fonte
ω_a	Frequência angular do sinal de áudio
$\mathcal{F}$	Forças generalizadas - Fontes externas de energia
$\mathcal{M}$	Energia armazenada em campo magnético
$\mathcal{N}$	Função de dissipação de Rayleigh
$\mathcal{V}$	Função de armazenamento
$\mathcal{W}$	Energia armazenada em campo elétrico
<i>BTL</i>	<i>Bridge Tied Load</i>
<i>EL</i>	Euler-Lagrange
<i>EMI</i>	Interferência eletromagnética
<i>FEM</i>	Força Eletromotriz
<i>P&D</i>	Pesquisa e desenvolvimento
<i>PCI</i>	Placa de Circuito Impresso
<i>PSRR</i>	<i>Power Supply Rejection Ratio</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>SE</i>	<i>Single-ended</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização e Motivação

Ao longo das últimas décadas, as tecnologias envolvidas na cadeia de reprodução de sinais de áudio obtiveram avanços significativos. A informação sonora consumida no mundo passou, em sua quase totalidade, a se apresentar em formatos digitais, possibilitando uma maior facilidade de armazenamento, transporte e processamento dessa informação. Essa migração das mídias para o mundo digital, aliada à evolução dos componentes e dispositivos eletrônicos, abriu um caminho para o desenvolvimento de um ramo mercadológico focado em equipamentos compactos, portáteis e que permitam uma maior integração de funções e sistemas. O crescimento desse ramo fez com que, em meados da década de 90, empresas e centros de pesquisa elaborassem projetos de *P&D* que permitissem a implementação de sistemas de amplificação de potência mais eficientes, de forma a substituir a linha vigente, constituída por amplificadores lineares classe A ou AB, alimentados por fontes monofásicas não-reguladas, e assim conseguir eliminar os grandes dissipadores de potência e componentes volumosos demandados pela fonte.

Observando a literatura técnico-científica do período, nota-se que, para atender as exigências de eficiência energética e redução de custos, a comunidade científica voltou seus esforços para a melhoria do desempenho de amplificadores chaveados. Apesar desta

topologia de amplificação ser conhecida desde a década de 60 [2], apenas recentemente a tecnologia eletrônica atingiu um nível de desempenho compatível com as demandas existentes em sistemas de amplificação de sinais, em termos de custo e velocidade de comutação dos componentes. Verifica-se que as linhas de pesquisa exploradas abordaram basicamente os seguintes tópicos: estudos sobre as fontes de perdas e não-linearidades no estágio de potência de amplificadores classe D [3, 4]; técnicas de modulação pulsada [5]; topologias de inversores visando menor distorção, maior potência e eficiência [6, 7, 8] e técnicas de controle com a finalidade de proporcionar um melhor desempenho do amplificador ao longo de toda faixa de áudio [9, 10]. Paralelamente ao desenvolvimento do *hardware* do amplificador, vários trabalhos visaram o estudo de técnicas de processamento digital de sinais, de modo a se possibilitar a manutenção do formato digital do sinal de áudio ao longo da amplificação de potência, propondo o chamado amplificador digital, ou amplificador chaveado com entrada digital [11, 12, 13]. Como resultado do investimento realizado, houve um fortalecimento da tecnologia dos amplificadores chaveados, de maneira que atualmente os amplificadores classe D comercializados apresentam taxas de distorção e faixa dinâmica compatíveis com seus antecessores lineares. Isso permitiu a rápida inserção dessa tecnologia no mercado e a dominância de ramos como o de equipamentos portáteis, automotivos e de periféricos de computador [14], além de apresentar uma penetração significativa no segmento de aparelhos auditivos [15].

Apesar do esforço do mercado em encontrar soluções de processamento de áudio mais eficientes, constata-se que, ao longo do mesmo período comentado anteriormente, a fonte de alimentação do estágio de potência não recebeu a mesma atenção dada aos amplificadores. Devido à sua simplicidade, as fontes de alimentação não-reguladas, utilizadas tradicionalmente em conjunto com os amplificadores lineares, ainda são empregadas na maioria dos sistemas de amplificação chaveados. Isso tem se tornado um grande obstáculo ao aumento da densidade energética dos equipamentos e um entrave à redução de custos, uma vez que as fontes não-reguladas necessitam de um grande banco capacitivo para fornecer a energia necessária ao amplificador e componentes magnéticos volumosos. Essa questão tem sido identificada pela comunidade científica e algumas soluções, bus-

cando realizar uma maior integração entre fonte e amplificador, aparecem na literatura. Porém, poucos estudos existem onde as reais demandas de desempenho desejadas de uma fonte de alimentação são levantadas, tampouco há uma descrição do comportamento dos amplificadores enquanto carga dessas fontes e dos efeitos provocados pelo acionamento de cargas reativas, como os alto-falantes.

Os trabalhos mais relevantes que focam a interação fonte/amplificador abordam basicamente o desenvolvimento de topologias de fontes chaveadas dedicadas a cada classe de amplificação. Os trabalhos desenvolvidos por Ljušev [16] e Ferreira [17], para sistemas chaveados, visam definir uma topologia de conversor chaveado que minimize o número de estágios de conversão de energia, de modo a se possibilitar a implementação de um conversor de estágio único, *i.e.*, capaz de converter a energia da fonte primária (rede elétrica ou banco de baterias) diretamente em um sinal de áudio de baixa distorção passível de acionar um alto-falante. Esse tipo de técnica é capaz de produzir um equipamento mais compacto, no entanto, o aumento da complexidade da estrutura do conversor e as taxas de distorção obtidas experimentalmente ainda impedem a aceitação dessa tecnologia pelo mercado. Para sistemas lineares, a fonte de alimentação é substituída por um conversor chaveado, o qual modela os barramentos de alimentação de forma a se minimizar o *headroom* entre a tensão de saída do amplificador e a tensão da fonte de alimentação. Essa técnica, muito utilizada em telecomunicações [18, 19, 20], faz com que a dissipação de potência nos transistores do estágio de saída seja reduzida, tornando o sistema como um todo mais eficiente [21, 22]. Contudo, é necessário que a fonte apresente uma banda passante extremamente larga, de forma a se poder sintetizar fielmente o envelope do sinal de áudio com o mínimo de deslocamento de fase, e, assim, não distorcer a forma de onda de saída do amplificador. Isso implica em um aumento significativo da frequência de chaveamento da fonte, o que causa, portanto, um aumento de perdas por comutação e EMI.

Risbo em [23], por outro lado, discute que as variações de tensão nos barramentos de alimentação são provocadas pela interação entre a impedância de saída da fonte e componentes de audio-frequência injetadas na corrente de fonte pela operação do amplificador

de áudio. Assim sendo, se torna necessário que o conversor apresente uma baixa impedância de saída, de modo a amortizar essas componentes e garantir uma melhor regulação dos barramentos de alimentação. Tendo isso em mente, técnicas de controle em malha fechada associadas a conversores estáticos, que atuem no sentido de aumentar a rejeição a perturbações de carga, podem fazer com que o desempenho dos conversores atenda aos requisitos necessários para o emprego em sistemas de amplificação de sinais de áudio. Essa linha foi explorada por Ogawa em [24], onde se mostrou que a aplicação de uma técnica de controle robusto, associada a um conversor estático tradicional, é capaz de melhorar a regulação dos barramentos de alimentação, mesmo com a redução do valor do banco capacitivo do conversor, atrelando desempenho a técnicas de controle e não tanto à estrutura do conversor, como fora feito anteriormente. Uma extensão desse trabalho seria tratar os conversores estáticos como sistemas não-lineares e empregar técnicas mais avançadas de controle, as quais poderiam trabalhar a variação da carga da fonte e os efeitos desta sobre o seu ponto de operação de forma mais natural.

Neste trabalho, a linha de investigação focada no desenvolvimento de técnicas de controle de conversores como forma de melhoria de desempenho e redução de componentes será utilizada. Será estudada a aplicação de uma técnica de controle não-linear baseada em passividade a conversores estáticos trabalhando como fonte de alimentação para amplificadores de áudio. Tal técnica de controle não-linear tem sido empregada com bons resultados em outras aplicações de eletrônica de potência como correção de fator de potência [25] e controle de conversores c.a.-c.c. [26].

1.2 Objetivos da Dissertação

Este trabalho de mestrado tem como objetivo principal fazer uma contribuição ao estudo da interação entre fontes de alimentação, baseadas em conversores estáticos, e amplificadores de áudio, de forma a se definir parâmetros que norteiem o projeto dessas fontes e a se identificar as vantagens e desvantagens de se empregar técnicas de controle clássicas ou de natureza não-linear.

1.2.1 Objetivos Específicos da Dissertação

- Identificar o perfil das componentes de frequência injetadas na corrente de fonte pela operação do amplificador, extendendo as discussões de [23];
- Definir limites para a impedância de saída das fontes de alimentação, de modo a se estipular um valor de *ripple* desejado;
- Estudar o comportamento de conversores estáticos para aplicação em sistemas de amplificação de sinais de áudio;
- Estudar o desempenho de conversores frente à aplicação de técnicas de controle lineares e não-lineares, baseadas em passividade, e às limitações que cada uma impõe sobre o sistema;
- Validar o desenvolvimento teórico realizado, por meio do projeto, implementação e experimentação de um conversor estático para a aplicação em questão. Para tal será construído um protótipo de potência máxima de saída igual a 400W.

1.3 Estrutura do Texto

O Capítulo 1 apresenta uma contextualização sobre o segmento onde o produto do trabalho está inserido e define os objetivos gerais e específicos da dissertação.

O Capítulo 2 realiza um estudo sobre o comportamento de amplificadores de áudio enquanto cargas de uma fonte de alimentação. Características como potência exigida e perturbações de carga impostas à fonte são levantadas, além de se analisar a influência do alto-falante sobre o sistema.

O Capítulo 3 discute o efeito dos parâmetros levantados no Capítulo 2 sobre o dimensionamento e desempenho de fontes não-reguladas. Em um segundo momento, o projeto de um conversor estático focado para a aplicação em pauta é realizado e o desempenho deste, associado a técnicas de controle linear, é discutido.

O Capítulo 4 descreve o projeto do sistema de controle não-linear e apresenta resultados de simulação sobre o comportamento da fonte frente a sua ação. A técnica de controle proposta é comparada à técnica de controle linear exposta no capítulo anterior.

O Capítulo 5 apresenta os resultados experimentais obtidos por meio da implementação do conversor e técnicas de controle projetados nos capítulos anteriores, na forma de um protótipo de laboratório.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões finais do trabalho e as propostas de continuidade.

O Apêndice A apresenta a modelagem de um alto-falante em um sistema elétrico equivalente, de acordo com o modelo *Thiele-small*.

Capítulo 2

Comportamento de Amplificadores de Áudio

Neste capítulo, o conjunto amplificador/alto-falante é analisado como carga de uma fonte de alimentação, de forma a se verificar como o comportamento do sistema de sonorização afeta o ponto de operação da fonte. O estudo a ser conduzido constitui-se da análise da eficiência do amplificador, o que determina a potência demandada da fonte, e do conteúdo harmônico da corrente de carga, o que determina possíveis perturbações no barramento c.c.. Para tal análise, duas topologias de amplificador de potência foram consideradas: o amplificador classe AB e o amplificador classe D. A primeira topologia constitui a classe de amplificador mais utilizada no mercado, estando presente em sistemas de sonorização residenciais e profissionais; a segunda topologia representa uma tecnologia de amplificação presente em sistemas portáteis e automotivos, que está sendo também cada vez mais empregada no mercado. Estas duas estruturas possuem características completamente distintas do ponto de vista de operação. Isso se reflete em requisitos diferenciados para a fonte de alimentação que as supre. Dessa forma, a análise do comportamento desses amplificadores pode fornecer informações valiosas sobre as limitações no projeto de uma fonte chaveada a ser utilizada na alimentação de sistemas de amplificação.

Neste trabalho, as seguintes considerações em relação aos amplificadores foram feitas:

- O sinal de áudio possui distribuição uniforme em amplitude e frequência ao longo da faixa audível, ou seja, pode-se representar um sinal de áudio por senóides de frequência 20Hz a 20kHz e amplitude inferior à tensão total de alimentação do amplificador (normalmente 80% da tensão total fornecida);
- A potência nominal de um amplificador é medida considerando o alto-falante como uma resistência de 8Ω , considerado por fabricantes como a impedância nominal de um alto-falante, e a tensão de saída como uma senóide com amplitude máxima;
- Um único amplificador pode ser utilizado para acionar até quatro alto-falantes em paralelo, ou seja, a carga mínima prevista para um amplificador é de 2Ω .

Essas considerações são utilizadas comumente por fabricantes de amplificadores para simplificar e padronizar o projeto e teste dos equipamentos, uma vez que não são levados em consideração a característica dinâmica do alto-falante e o programa musical executado. Essas considerações provocam um superdimensionamento do amplificador, como é discutido por [22], mas confere confiabilidade ao mesmo.

2.1 Análise de amplificadores com carga resistiva

2.1.1 Amplificador Classe AB

O estágio de potência de um amplificador classe AB é mostrado simplificadaamente na Figura 2.1. Onde V_{pol} é a tensão de polarização do estágio de potência e V_{CC} a tensão de alimentação fornecida por cada barramento da fonte.

O amplificador classe AB, como o próprio nome indica, trabalha em um ponto de operação (ponto quiescente) intermediário em relação às topologias classe B e classe A. Este ponto quiescente é determinado pela tensão V_{pol} mostrada na Figura 2.1, pois esta controlará a magnitude da corrente de polarização que circulará pelos transistores de saída. Neste trabalho, será considerado que a corrente de polarização não ultrapassa o valor necessário para eliminar a distorção de *crossover*, sendo, portanto, muito pequena

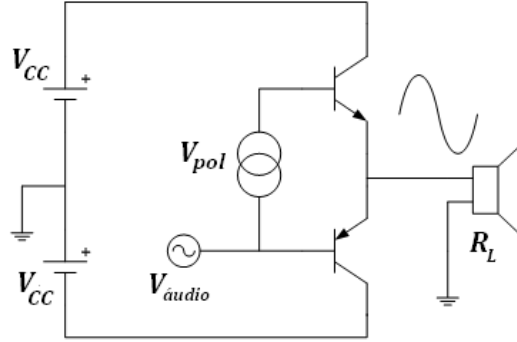


Figura 2.1: Estágio de potência de um amplificador classe AB

em relação à corrente nominal do amplificador, podendo assim ser desconsiderada na análise do amplificador.

Um amplificador classe AB possui duas etapas de funcionamento distintas, como é mostrado na Figura 2.2, sendo estas:

- Quando o amplificador reproduz o semi-ciclo positivo da senóide de saída, o transistor Q_1 está em condução e o transistor Q_2 está bloqueado. Neste caso $I_{S1} = I_{RL}$;
- Quando o amplificador reproduz o semi-ciclo negativo da senóide de saída, o transistor Q_2 está conduzindo e o transistor Q_1 encontra-se bloqueado.

Assim $I_{S2} = -I_{RL}$

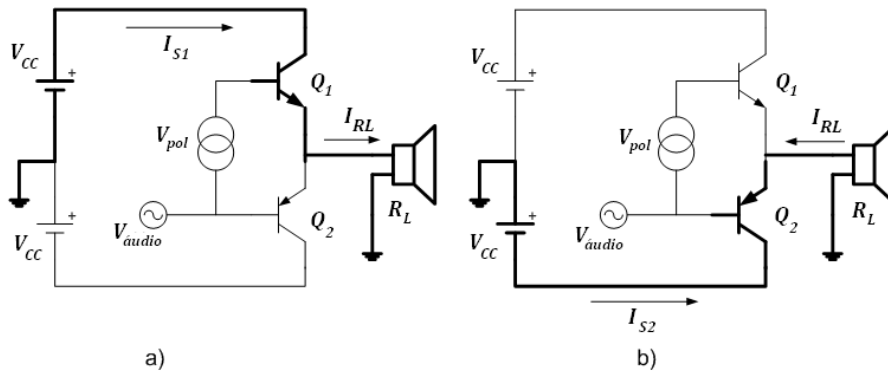


Figura 2.2: Fluxo da corrente do amplificador para a carga. a) semi-ciclo positivo da senóide de saída. b) semi-ciclo negativo da senóide de saída

Capítulo 2 - Comportamento de Amplificadores de Áudio

Observa-se que cada um dos barramentos de alimentação fornece uma corrente referente ao meio ciclo da senóide de saída do amplificador. Dessa forma, a corrente solicitada da fonte de alimentação pelo conjunto amplificador/alto-falante apresenta uma forma de onda senoidal retificada, como apresentado pela Figura 2.3.

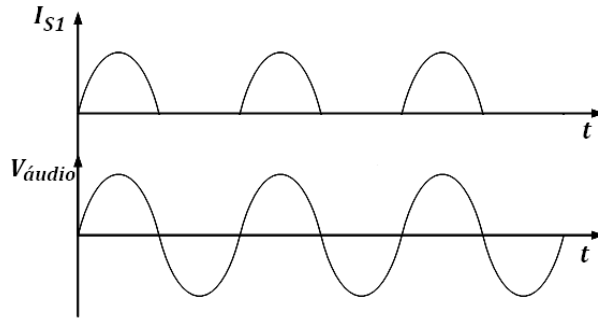


Figura 2.3: Corrente na fonte positiva de tensão (I_{S1}) e forma de onda da tensão de saída do amplificador (V_{audio})

A potência instantânea entregue ao amplificador, pode ser encontrada pela equação (2.1).

$$P_S(t) = V_{CC}(I_{S1} - I_{S2}) \quad (2.1)$$

Considerando a natureza das correntes de fonte, a equação (2.1) possibilita deduzir a forma de onda da potência fornecida ao amplificador, sendo esta descrita na Figura 2.4.

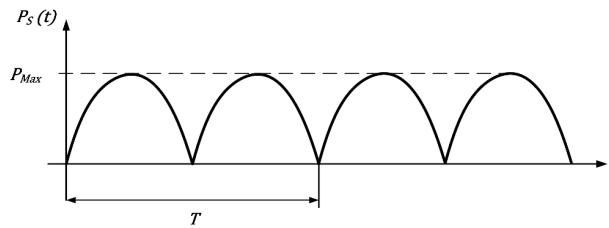


Figura 2.4: Potência instantânea fornecida pela fonte

Onde:

$$P_{Max} = V_{CC} \frac{V_O}{R_L} \quad (2.2)$$

Sendo: V_{CC} a tensão do barramento c.c.;

V_O o valor de pico da tensão de áudio reproduzida na saída do amplificador;

R_L o valor da carga enxergada pelo amplificador;

T o período do sinal de áudio.

Decompondo a forma de onda apresentada pela Figura 2.4 em sua respectiva série de Fourier, obtém-se a equação (2.3).

$$P_S(t) = P_{Max} \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \sum_n \frac{1}{n^2 - 1} \cos(n\omega_a t) \right] \quad (2.3)$$

Onde: $n = 2, 4, 6, 8 \dots$ é a ordem harmônica das componentes alternadas;

ω_a é a frequência angular do sinal de áudio reproduzido pelo amplificador de potência;

Considerando que a tensão do barramento c.c. é regulada, *i.e.*, $V_{CC} = cte$, pode-se definir a equação que descreve a corrente de fonte:

$$i_S(t) = \frac{V_O}{R_L} \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \sum_n \frac{1}{n^2 - 1} \cos(n\omega_a t) \right] \quad (2.4)$$

Analisando a equação (2.4), nota-se que, para cada componente do espectro de áudio reproduzido pelo amplificador, a fonte estará submetida a perturbações provocadas pelos harmônicos pares do sinal de áudio presentes na corrente de fonte. Estes harmônicos podem provocar variações na tensão do barramento c.c., afetando o funcionamento do amplificador. Para minimizar o efeito dessas componentes harmônicas, a fonte de alimentação deve ser projetada de forma que a sua impedância de saída seja mínima, para uma larga faixa de frequência.

2.1.1.1 Cálculo da eficiência do amplificador

Considerando a equação (2.3), pode-se definir a potência média fornecida pela fonte como:

$$\overline{P}_S = \frac{2P_{Max}}{\pi} \quad (2.5)$$

Substituindo a equação (2.2) na equação (2.5), obtém-se a equação (2.6).

$$\overline{P}_S = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} V_O \quad (2.6)$$

A tensão de pico máxima na saída do amplificador (V_{Omax}) depende da queda de tensão sobre os transistores utilizados (V_Q). Desta forma:

$$V_{Omax} = V_{CC} - V_Q \quad (2.7)$$

Substituindo a equação (2.7) na equação (2.6), obtém-se a expressão da potência fornecida pela fonte em função da tensão de saída e da característica do transistor de saída:

$$\overline{P}_S = \frac{2V_O}{\pi R_L} V_{Omax} \left(1 + \frac{V_Q}{V_{Omax}} \right) \quad (2.8)$$

A potência dissipada no alto-falante é dada pela equação (2.9).

$$\overline{P}_R = \frac{V_O^2}{2R_L} \quad (2.9)$$

Ao se dividir a equação (2.9) pela equação (2.8), obtém-se a equação (2.10), a qual representa a eficiência do amplificador:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_O}{V_{Omax}} \frac{1}{1 + \frac{V_Q}{V_{Omax}}} \quad (2.10)$$

Observa-se pela equação (2.10) que a eficiência do amplificador não depende da impedância da carga, mas apenas dos limites de tensão impostos na saída. A influência da queda de tensão sobre os transistores na eficiência total do amplificador classe AB está resumida na Figura 2.5. Sendo que a Figura 2.5.a) mostra as curvas de rendimento do amplificador classe AB para três condições de operação: Tensão máxima igual à tensão de alimentação ($\frac{V_Q}{V_{Omax}} = 0$), tensão máxima igual à 90% da tensão de alimentação ($\frac{V_Q}{V_{Omax}} = 0,1$) e tensão

Capítulo 2 - Comportamento de Amplificadores de Áudio

máxima igual a 83% da tensão de alimentação ($\frac{V_Q}{V_{Omax}} = 0,2$). A Figura 2.5.b), por sua vez, mostra a relação entre a máxima tensão de saída e a máxima eficiência atingida pelo amplificador. Pode-se verificar que, à medida que o *headroom* entre o valor de pico da tensão de áudio reproduzida e a tensão de alimentação aumenta, ocorre uma diminuição do rendimento do amplificador.

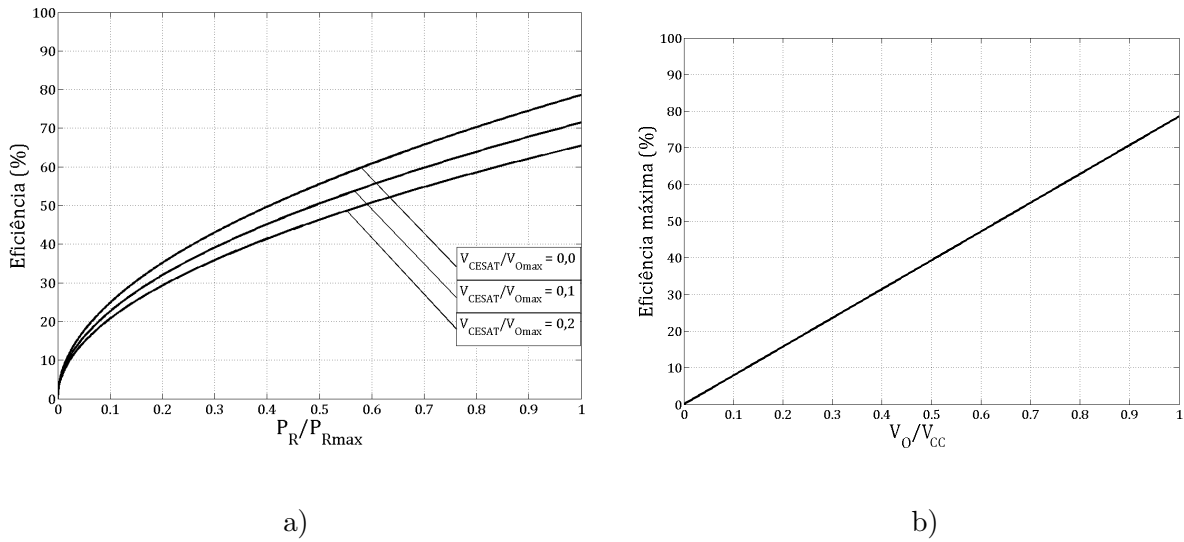


Figura 2.5: a) Rendimento de um amplificador Classe AB. b) rendimento máximo em função da tensão máxima obtida

$$\text{Sendo: } P_{Rmax} = \frac{V_{Omax}^2}{2R_L}.$$

2.1.1.2 Perturbação de carga

As perturbações de carga, às quais a fonte de alimentação está submetida, podem ser calculadas por meio da equação (2.4). Utilizando essa equação, pode-se definir a amplitude dos harmônicos do sinal de áudio presentes na corrente de fonte, os quais são explicitados pela equação (2.11).

$$i_s(t) = \frac{4}{\pi} \frac{V_O}{R_L} \sum_n \left[\frac{1}{n^2 - 1} \cos(n\omega_a t) \right] \quad (2.11)$$

A Figura 2.6 mostra o comportamento das componentes alternadas presentes na corrente de fonte em função da potência de saída do amplificador e da sua ordem harmônica.

Capítulo 2 - Comportamento de Amplificadores de Áudio

O eixo das ordenadas representa a amplitude das componentes normalizada pelo máximo valor de pico da corrente de carga do amplificador. A equação (2.12) descreve essa corrente de pico.

$$I_{RLMax} = \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (2.12)$$

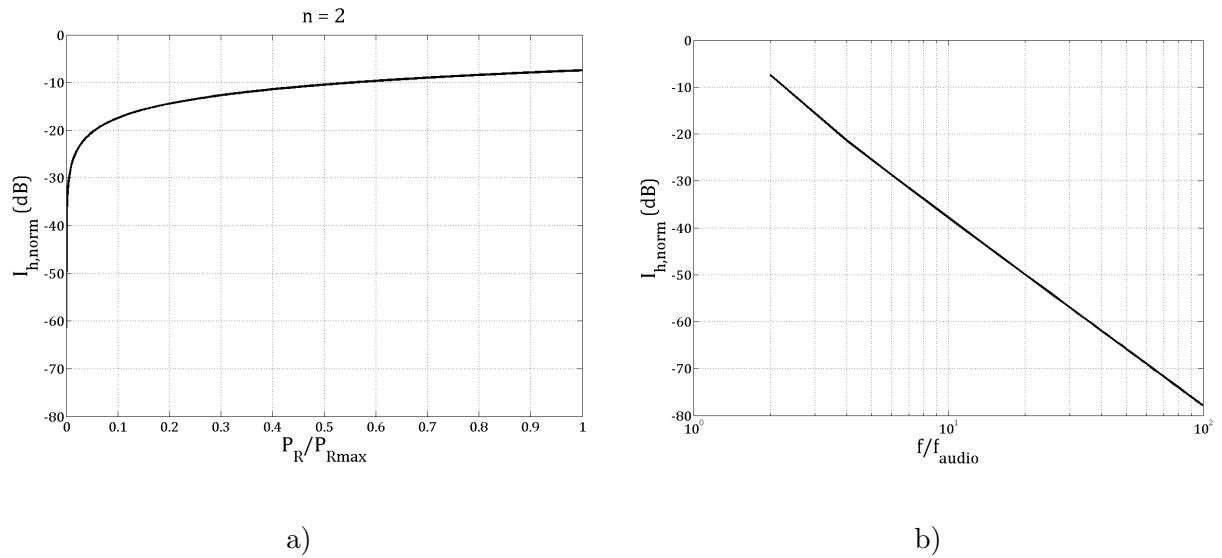


Figura 2.6: a) Amplitude do segundo harmônico do sinal de áudio na corrente em função da potência de saída do amplificador. b) Amplitude das componentes harmônicas na corrente de fonte em função da ordem harmônica

A Figura 2.6 mostra que à medida que a potência consumida pelo amplificador diminui a magnitude da componente alternada de maior amplitude ($n=2$) também diminui. Isso indica conseqüentemente uma redução da magnitude do *ripple* de tensão no barramento de alimentação. Nota-se também, pela Figura 2.6.b), que a amplitude das componentes alternadas decai rapidamente com o aumento da ordem harmônica, sendo que para componentes superiores a $n = 10$, a razão entre os valores de pico da componente alternada e da corrente de carga máxima é inferior a 1%. Isso indica que o efeito causado por componentes de ordem $n > 10$ sobre a tensão dos barramentos de alimentação é muito pequeno, podendo ser desprezado. Com isso, pode-se considerar que as oscilações de tensão

Capítulo 2 - Comportamento de Amplificadores de Áudio

sobre os barramentos de alimentação são provocadas basicamente por cinco componentes alternadas presentes na corrente de fonte, de ordem $n = 2, 4, 6, 8$ e 10 .

Tendo em vista o exposto acima, seria interessante definir uma relação que atrelasse o valor do *ripple* de tensão desejado com a magnitude da impedância de saída da fonte de alimentação. Para tal, considera-se inicialmente que a tensão de saída de uma fonte de alimentação é determinada pela corrente de fonte ao interagir com tal impedância, ou seja:

$$V_{CC} = Z_{out} i_S \quad (2.13)$$

Onde, Z_{out} é a impedância de saída da fonte, a qual depende da estrutura do conversor ou do circuito utilizado para implementar a fonte de alimentação. Assim sendo, e assumindo ainda que o máximo valor de *ripple* será provocado pela componente de maior amplitude, isto é, para $n=2$, pode-se definir:

$$\Delta V_{CC} = I_{h2_{MAX}} Z_{out} = \frac{4}{3\pi} \frac{V_O}{R_L} Z_{out} \quad (2.14)$$

Onde, $I_{h2_{MAX}}$ é o valor de pico máximo da componente $n=2$.

Fazendo $\Delta V_{CC} = k V_{CC}$, pode-se definir o *ripple* da tensão do barramento c.c. como sendo:

$$k = \frac{4}{3\pi} \frac{V_O}{V_{CC}} \frac{Z_{out}}{R_L} \quad (2.15)$$

A equação (2.15) relaciona o *ripple* de tensão nos barramentos da fonte com a carga do amplificador e a impedância de saída da fonte, sendo útil para se prever o comportamento de um sistema de amplificação, como será feito nos capítulos posteriores. A Figura 2.7 ilustra a variação do *ripple* de tensão em função da impedância de saída e da amplitude da tensão de saída do amplificador.

A Figura 2.7 mostra que ao se diminuir a amplitude da tensão de saída do amplificador, para uma mesma condição de carga e impedância de saída, o *ripple* resultante diminui, estando de acordo com as observações feitas anteriormente. Com o auxílio da Figura 2.7

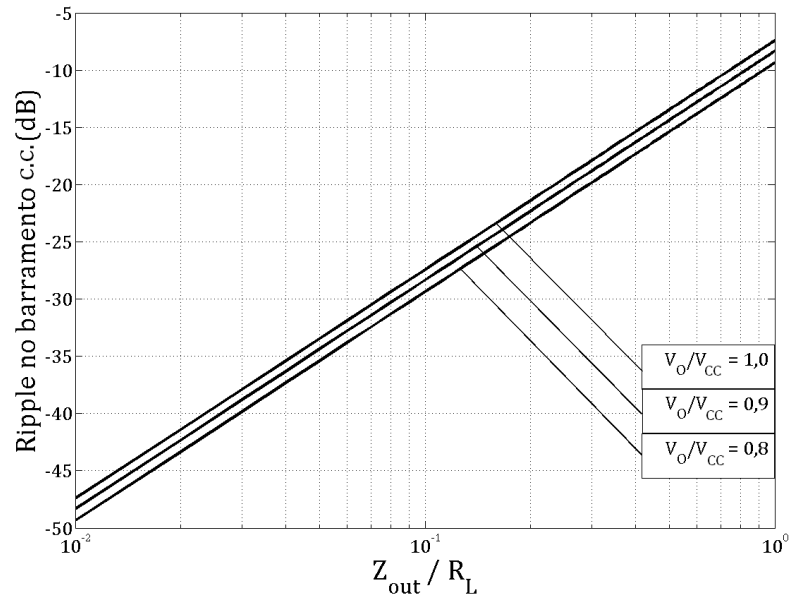


Figura 2.7: Magnitude da tensão de *ripple* do barramento c.c em função da impedância de saída da fonte de alimentação

pode-se definir um valor para o módulo da impedância de saída da fonte que garanta uma magnitude de *ripple* de tensão desejada. Como exemplo, para se obter um *ripple* de 1% (-40dB), para um amplificador acionando uma carga de 2Ω , a máxima impedância da fonte deverá ser inferior à $47m\Omega$ para $\frac{V_o}{V_{CC}} = 1,0$, ou $59m\Omega$ para $\frac{V_o}{V_{CC}} = 0,8$, esses valores de impedância deverão ser mantidos para uma faixa de frequências igual a 40kHz, referente à extensão da influência da componente $n=2$. Deve ser salientado que, mesmo obedecendo essa restrição sobre a impedância de saída, o *ripple* obtido para uma situação real poderá ser superior ao deduzido, uma vez que a presença das demais componentes alternadas não está sendo contabilizada na relação descrita pela equação (2.15).

2.1.2 Amplificador Classe D

Nesta topologia, um inversor de tensão (conversor c.c.-c.a.) é utilizado para realizar a amplificação do sinal de áudio. Assim como nos inversores controlados por modulação *PWM* senoidal, o sinal modulante (S_M) é comparado com uma portadora triangular ($S_{portadora}$) dando origem ao sinal *PWM*. Este sinal definirá os instantes de chavea-

Capítulo 2 - Comportamento de Amplificadores de Áudio

mento dos transistores dos braços de saída do inversor. Dependendo do número de braços disponíveis, pode-se gerar sobre a carga sinais *PWM* de diversos níveis. O espectro de um sinal *PWM* pode ser encontrado através da aplicação de uma série dupla de *Fourier*, como mostrado por Nielsen em [27]. O resultado da decomposição de *Fourier* para um sinal *PWM* de dois níveis é apresentado na Tabela 2.1 e ilustrado pela Figura 2.8.

Tabela 2.1: Componentes do espectro harmônico de um sinal *PWM* 2 níveis

Componente	Amplitude
Fundamental (<i>Modulante</i>)	$M = \frac{V_O}{V_{CC}}$
Harmônicos da Portadora	$4 \frac{J_0(m\pi \frac{M}{2})}{m\pi} \text{sen} \left(\frac{m\pi}{2} \right)$
Componentes de intermodulação	$4 \frac{J_n(m\pi \frac{M}{2})}{m\pi} \text{sen} \left[\frac{(m+n)\pi}{2} \right]$

Onde,

- M é o índice de modulação;
- J_n é o n -ésimo termo da função de Bessel;
- m é o m -ésimo harmônico da frequência de chaveamento;
- n é o n -ésimo harmônico da frequência do sinal modulante.

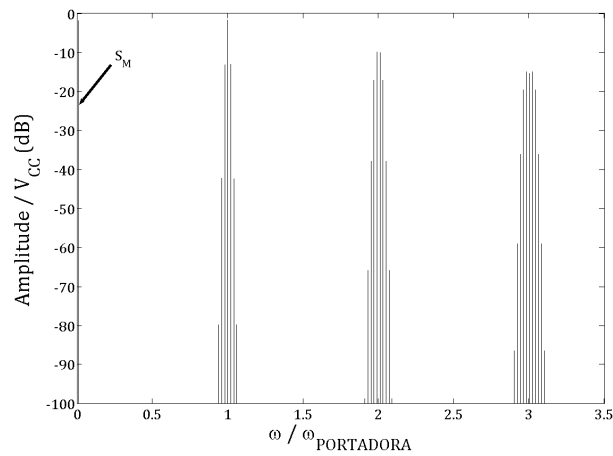


Figura 2.8: Espectro harmônico do sinal *PWM* 2 níveis. [$f_{Portadora} = 10 f_{Modulante}$]

Na Figura 2.8, pode ser observado que a modulação *PWM* não possui harmônicos do sinal modulante, mas apenas harmônicos da portadora e em torno destes, componentes de intermodulação. Dessa forma, se a razão de frequência entre a portadora e o sinal modulante for suficientemente grande, o sinal modulante poderá ser recuperado através da aplicação de um filtro passa-baixas. Assim, o estágio de potência de um amplificador classe D pode ser implementado da forma apresentada na Figura 2.9, onde o filtro passa-baixas é constituído por um circuito *LC*, tendo o alto-falante como carga.

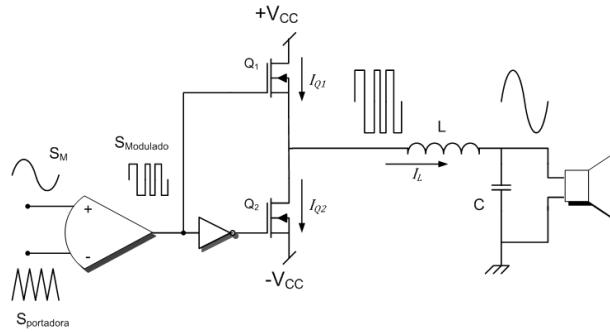


Figura 2.9: **Amplificador Classe D - Estágio de potência e sistema de comando**

Assumindo $f_s \gg f_{audio}$, e que a corrente de carga varia muito pouco em um intervalo de chaveamento, de forma que se possa considerá-la constante, pode-se definir as correntes I_{Q1} e I_{Q2} como sendo:

$$\begin{cases} I_{Q1} = uI_L \\ I_{Q2} = (u - 1)I_L \end{cases} \quad (2.16)$$

Onde, u representa uma variável que assume o valor 1 (um) quando o transistor Q_1 está ligado, e 0 (zero) quando ele está desligado. A corrente fornecida pela fonte de alimentação será dada então por:

$$I_S = I_{Q1} + I_{Q2} = I_L(2u - 1) \quad (2.17)$$

O termo $2u-1$ mostrado na equação (2.17) representa um sinal *PWM* contido entre 1 e -1. Assim, considerando $I_L = I_{Lmax} \cos(\omega_a t)$ e denominando o sinal *PWM* como $S_{pwm}(t)$,

pode-se reescrever a corrente de fonte demandada por um amplificador classe D como sendo:

$$I_S = I_{Lmax} \cos(\omega_a t) \cdot S_{pwm}(t) \quad (2.18)$$

Conclui-se, portanto, que a corrente de fonte é igual à modulação em amplitude da corrente de carga com o sinal *PWM*. A representação gráfica da equação (2.18) é apresentada na Figura 2.10.

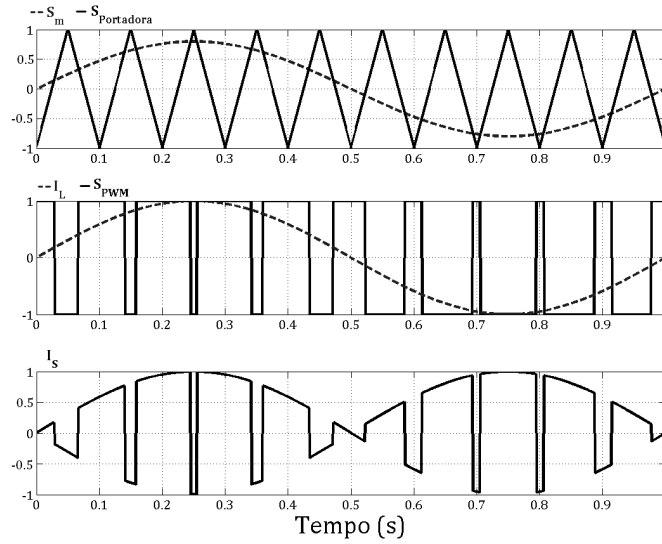


Figura 2.10: Portadora triangular e sinal de áudio de referência (Superior). Sinal PWM resultante e corrente de carga normalizada (Intermediário). Forma de onda da corrente de fonte para um amplificador classe D (Inferior). [$f_{Portadora} = 10f_{Modulante}$].

O espectro do sinal de corrente de fonte do amplificador chaveado pode ser calculado a partir da convolução no domínio da frequência de um sinal *PWM* com um sinal de áudio. Considerando um sinal de áudio co-senoidal, determinou-se o espectro da corrente de fonte, o qual é exposto na Tabela 2.2 e ilustrado na Figura 2.11.

Conforme a Figura 2.11, o espectro da corrente de fonte demandada por uma amplificador classe D de dois níveis possui, além da parcela contínua, componentes de alta frequência, referentes ao chaveamento do inversor, e uma componente de baixa frequência, relativa ao segundo harmônico do sinal de áudio sintetizado pelo amplificador. Com

Capítulo 2 - Comportamento de Amplificadores de Áudio

isso, pode-se concluir que a faixa de influência das componentes alternadas na corrente de fonte sobre o *ripple* de tensão nos barramentos de alimentação será muito maior do que o observado para um amplificador classe AB.

Tabela 2.2: Componentes do espectro harmônico da corrente de fonte

Componente	Amplitude	Frequência
Valor médio	$M \frac{V_O}{2R_L}$	CC
Harmônicos do sinal		
modulante	$M \frac{V_O}{2R_L}$	$2f_{modulante}$
Harmônicos da		
portadora	$4 \frac{J_0(m\pi \frac{M}{2})}{m\pi} \text{sen}(\frac{m\pi}{2}) \left(M \frac{V_O}{2R_L} \right)$	$mf_{Portadora} \pm nf_{modulante}$
Componentes de		
intermodulação	$4 \frac{J_n(m\pi \frac{M}{2})}{m\pi} \text{sen}[\frac{(m+n)\pi}{2}] \left(M \frac{V_O}{2R_L} \right)$	$mf_{Portadora} \pm (n \pm 1)f_{modulante}$

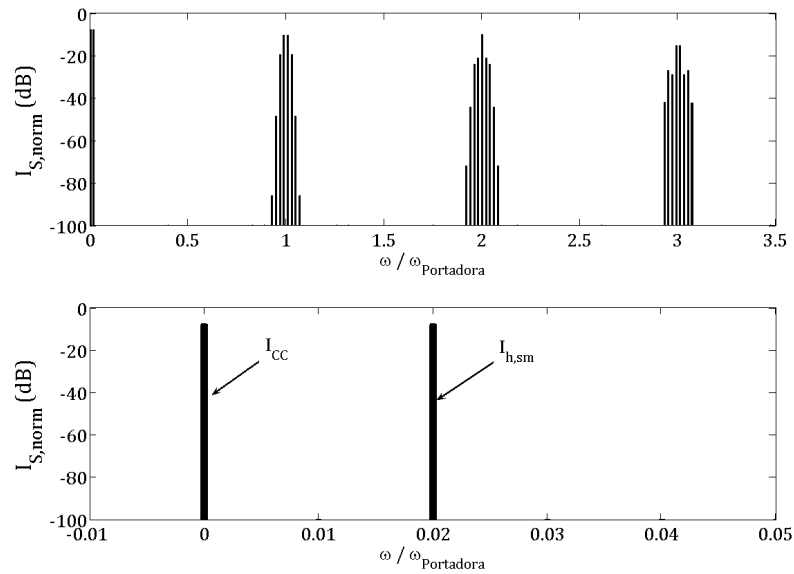


Figura 2.11: Espectro do sinal de corrente de fonte de um amplificador Classe D. Superior - Espectro completo. Inferior - Região de baixas frequências. [$f_{Portadora} = 10f_{Modulante}$]

2.1.2.1 Cálculo da eficiência do amplificador

Pela Tabela 2.2, observa-se que a corrente média drenada da fonte de alimentação pelo amplificador chaveado é dada pela equação (2.19):

$$\overline{I_S} = M \frac{V_O}{2R_L} \rightarrow \frac{V_O^2}{2R_L V_{CC}} \quad (2.19)$$

Multiplicando (2.19) pela tensão de alimentação do amplificador (V_{CC}), obtém-se a potência fornecida pela fonte de alimentação, equação (2.20):

$$P_S = V_{CC} \overline{I_S} = \frac{V_O^2}{2R_L} \quad (2.20)$$

Nota-se que a potência fornecida se iguala à potência consumida pelo alto-falante, ou seja, idealmente o amplificador Classe D possui uma eficiência energética de 100%. No entanto, não idealidades presentes na operação do amplificador limitam a máxima eficiência atingida na prática. Existem muitas fontes de perdas associadas a um amplificador chaveado, como discutido em [27], sendo que a exata definição e modelamento destas fontes constitui uma tarefa complicada, uma vez que estas dependem de caminhos parasitas [28], resistência das trilhas e contatos, efeito pelicular e características não-lineares dos transistores durante a operação do amplificador [3], além de serem afetadas fortemente por efeitos térmicos e o Layout da PCI. Entretanto, a partir de algumas simplificações, pode-se realizar a uma modelagem aproximada dos problemas encontrados na realidade e então estudar o rendimento de amplificadores chaveados. Neste trabalho considerou-se as seguintes simplificações:

- Não há o fenômeno de *shoot-through*, ou seja, as chaves nunca estarão ligadas ao mesmo tempo;
- O tempo de recuperação dos diodos presentes no estágio de potência é ignorado;
- As perdas relativas ao filtro passa-baixas foram ignoradas;
- Ignoram-se os tempos de atraso na comutação da tensão e corrente nos transistores;

- Ignoraram-se efeitos relativos aos ruídos induzidos e à temperatura.

Com isso, apenas as perdas relacionadas à condução e comutação das chaves do estágio de potência serão levadas em consideração. Para realizar a análise de eficiência, considerou-se um modelo para os MOSFET do estágio de potência como o apresentado na Figura 2.12.

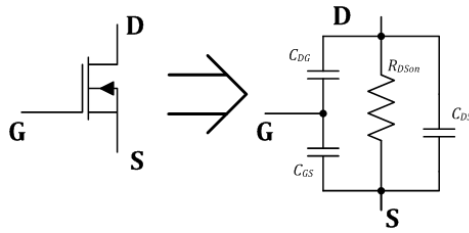


Figura 2.12: Modelo de transistor MOSFET

Onde: $R_{DS(on)}$ é a resistência de condução do MOSFET;
 C_{GS} , C_{DG} são as capacitâncias de entrada do MOSFET;
 C_{DS} é a capacitância de saída do MOSFET.

A Figura 2.13 mostra, de forma simplificada, o comportamento da tensão no ponto médio do braço do inversor (V_{PM}), da tensão de Dreno-fonte (V_{DS}) de uma das chaves e a corrente que circula por uma das chaves (I_Q) durante um intervalo de chaveamento. De acordo com [27], as perdas por comutação são uma função ímpar em relação à corrente de carga do amplificador, assim sendo, apenas a condição para uma corrente de carga positiva é apresentada.

A partir da Figura 2.13, pode-se definir o tempo total de comutação (t_C) como sendo:

$$t_C = t_S + t_D \quad (2.21)$$

Com isso, a razão cíclica máxima (D_{Max}) atingível em um intervalo de chaveamento pode ser definida pela equação (2.22).

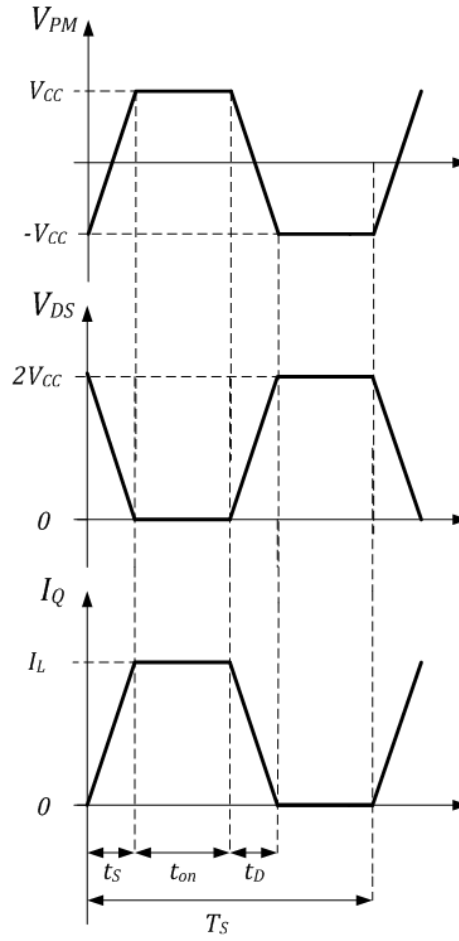


Figura 2.13: Formas de onda de tensão e corrente no estágio de potência de um amplificador classe D

$$D_{Max} = 1 - \frac{t_C}{T_S} \quad (2.22)$$

Dessa forma, a máxima tensão na saída do amplificador de áudio será:

$$V_{Omax} = V_{CC}D_{Max} - I_{Lmax}R_{DSon} \quad (2.23)$$

Onde, $I_{Lmax} = \frac{V_{Omax}}{R_L}$ é o valor de pico máximo da corrente de carga do amplificador.

Assim, a tensão de alimentação V_{CC} pode ser escrita em função de parâmetros do amplificador, como apresentado pela equação (2.24):

$$V_{CC} = \frac{V_{Omax}}{D_{Max}} \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \quad (2.24)$$

As perdas de condução nas chaves ocorrem devido à dissipação de potência sobre a resistência de condução dos MOSFET. Desse modo, define-se:

$$P_{Cond} = R_{DSon} I_{LRMS}^2 = \frac{V_O^2}{2R_L^2} R_{DSon} \quad (2.25)$$

As perdas de comutação, por outro lado, ocorrem devido a dois fatores principais, sendo eles: armazenamento de carga na capacitância de saída dos MOSFETs ao longo do período de chaveamento e dissipação de potência nas chaves devido à transição finita das variáveis de corrente e tensão. De acordo com [27], a parcela de potência consumida pelo carregamento dos capacitores de saída dos MOSFETs é igual ao mostrado na equação (2.26).

$$P_{comut,C} = 2 \left[\frac{1}{2} (2V_{CC})^2 C_{DS} f_s \right] = \frac{4C_{DS} V_{CC}^2}{T_S} \quad (2.26)$$

A segunda parcela que compõe as perdas de comutação de um amplificador classe D está relacionada à transição da corrente e tensão sobre as chaves. Considerando a simplificação mostrada na Figura 2.13, pode-se calcular a potência dissipada sobre a chave durante os períodos de transição em um intervalo de chaveamento, como desenvolvido na equação (2.27).

$$P_{comut,Q} = \left(\frac{t_C V_{CC}}{2T_S} \right) I_L \quad (2.27)$$

Como essa parcela da perda de comutação é uma função ímpar em relação à corrente de carga, pode-se deduzir que, ao longo de um período do sinal de áudio, o valor médio da perda de comutação devido às transições de tensão e corrente sobre as chaves se dará como:

$$P_{comut,Q} = \left(\frac{t_C V_{CC}}{T_S \pi} \right) \frac{V_O}{R_L} \quad (2.28)$$

Dessa forma, a perda por comutação total pode ser escrita como:

$$P_{comut} = \left(\frac{t_C V_{CC}}{T_S} \right) \frac{V_O}{\pi R_L} + \frac{4C_{DS}}{T_S} V_{CC}^2 \quad (2.29)$$

Desse modo, a perda total de um amplificador chaveado pode ser definida como a soma das perdas por condução e as perdas por chaveamento. Somando as equações (2.25) e (2.29) obtém-se a equação (2.30).

$$P_{perdas} = \frac{t_C}{T_S} \frac{V_{Omax} V_O}{R_L D_{Max} \pi} \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) + \frac{4C_{DS}}{T_S} \left[\frac{V_{Omax}}{D_{Max}} \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \right]^2 + \frac{V_O^2}{2R_L^2} R_{DSon} \quad (2.30)$$

Somando a potência definida pela equação (2.20) às perdas, encontra-se a potência total fornecida pela fonte de alimentação ao amplificador chaveado, a qual é definida na equação (2.31).

$$P_S = \frac{V_O}{2R_L} \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \left\{ \left(\frac{2V_{Omax} t_C}{D_{Max} \pi T_S} + V_O \right) + \frac{8R_L C_{DS}}{V_O T} \frac{V_{Omax}^2}{D_{Max}^2} \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \right\} \quad (2.31)$$

Dividindo-se a equação (2.20) pela equação (2.31), obtém-se a eficiência do amplificador chaveado, dada pela equação (2.32).

$$\eta = \frac{V_O}{\left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \left[\left(\frac{2V_{Omax} t_C}{D_{Max} \pi T_S} + V_O \right) + \frac{8R_L C_{DS}}{V_O T} \left(\frac{V_{Omax}}{D_{Max}} \right)^2 \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \right]} \quad (2.32)$$

Observando a equação (2.32), nota-se que a eficiência de um amplificador classe D é influenciada fortemente por parâmetros dos transistores, como resistência de condução, capacitância de saída e tempos de comutação. A Figura 2.14 ilustra o efeito da escolha dos componentes sobre a eficiência total do amplificador chaveado, realizando a análise para três MOSFETs comumente utilizados em projetos de amplificadores. A influência da frequência de chaveamento também é avaliada. A Tabela 2.3 mostra os parâmetros referentes a cada transistor avaliado.

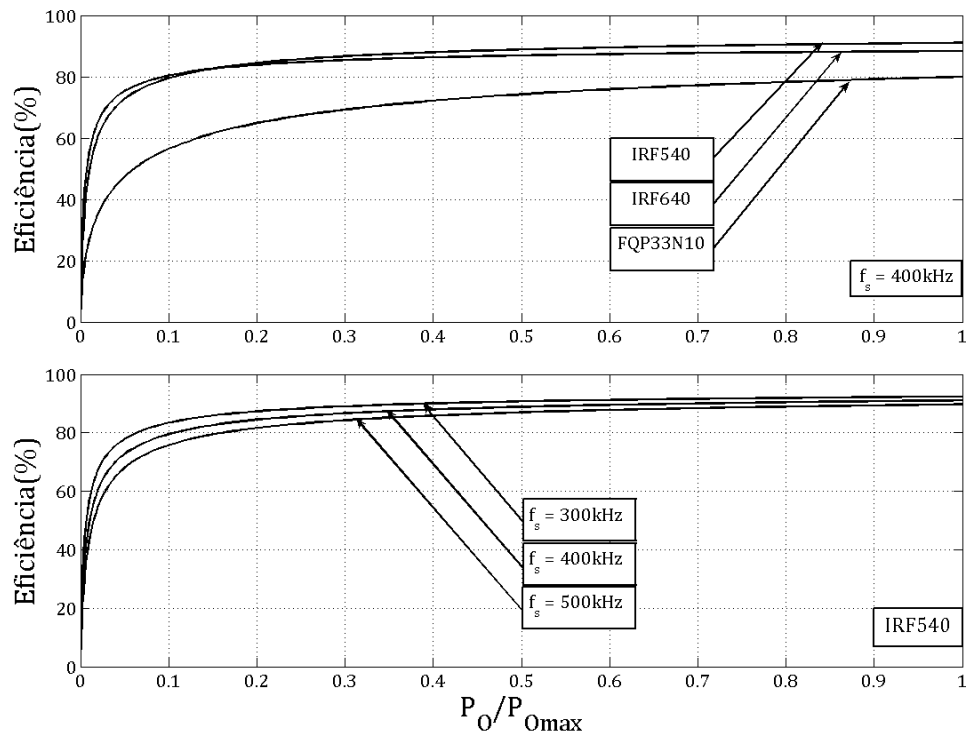


Figura 2.14: Eficiência de um amplificador classe D para: diferentes MOSFET (Superior); Diferentes frequências de chaveamento (Inferior). $R_L = 2\Omega$, $V_{CC} = 40V$, $P_O = 400W$.

Tabela 2.3: Parâmetros dos MOSFET avaliados

MOSFET	Parâmetro			
	R_{DSon}	C_{DS}	t_S	t_D
IRF540	0,077 Ω	550pF	110ns	83ns
IRF640	0,18 Ω	400pF	77ns	54ns
FQP33N10	0,052 Ω	420pF	400ns	230ns

Constata-se que a escolha do transistor afeta de forma significativa a eficiência máxima do amplificador, sendo que o uso de um transistor IRF540 oferece uma eficiência de 91%, enquanto que a escolha de um transistor FQP33N10 reduz esse valor para 80%. Além disso, observa-se que o aumento da frequência de chaveamento também é responsável por reduzir a eficiência total do amplificador, sendo que para um amplificador utilizando

transistores IRF540 e frequência de chaveamento igual a 300kHz a eficiência total seria 92,4%, no entanto, o aumento da frequência para 500kHz faria com que a eficiência se limitasse a 89,7%. Pode-se concluir que o projeto dos componentes e condições de trabalho de um amplificador chaveado deve ser feito de forma muito criteriosa, de forma a não prejudicar a eficiência total do sistema e ainda assim ser capaz de sintetizar um sinal sonoro com baixa distorção.

2.1.2.2 Perturbação de carga

Como verificado pela Figura 2.11, a corrente de fonte de um sistema com amplificador classe D apresenta uma componente de amplitude significativa em uma frequência igual ao dobro da frequência do sinal de áudio reproduzido pelo amplificador e componentes de alta frequência centradas nos múltiplos da frequência de chaveamento. Essa condição indica que a banda na qual as componentes harmônicas presentes na corrente de fonte afetam a tensão de barramento é maior do que aquela estipulada para um amplificador linear. Contudo, caso a razão de frequência entre a frequência de chaveamento e a frequência do sinal de áudio seja suficientemente grande, a própria natureza de passa-baixas das fontes de alimentação será responsável por atenuar as componentes de alta frequência, o que implica em se definir a componente de baixa frequência como a mais significativa no espectro da corrente de fonte. Ao se fazer, portanto, essa consideração, pode-se estipular a relação entre a impedância de saída da fonte e o *ripple* de tensão em um barramento c.c. (ΔV_{CC}) como sendo:

$$\Delta V_{CC} = \frac{MV_O}{2} \frac{Z_{out}}{R_L} \quad (2.33)$$

Como $\Delta V_{CC} = kV_{CC}$, tem-se que:

$$k = \frac{M^2}{2} \frac{Z_{out}}{R_L} \quad (2.34)$$

Utilizando a equação (2.34), pode-se traçar uma curva relacionando o máximo *ripple* de tensão no barramento c.c. e a impedância de saída da fonte de alimentação, levando

em consideração a influência do índice de modulação. Essa curva é mostrada na Figura 2.15.

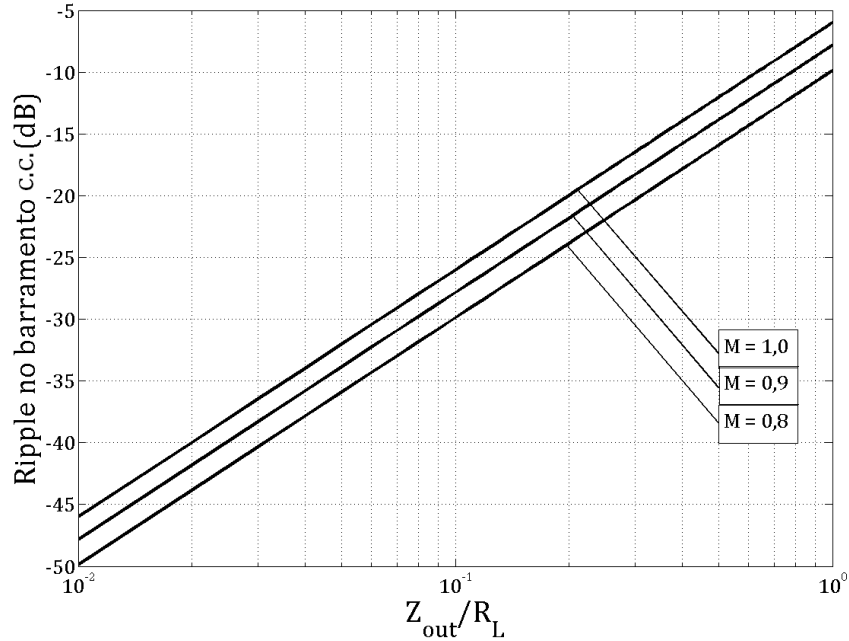


Figura 2.15: Relação entre o *ripple* no barramento c.c. e a impedância de saída da fonte de alimentação

Retomando o exemplo realizado na análise de um amplificador linear ($k = 1\%$ (-40dB) e $R_L = 2\Omega$), pode-se definir novos valores para a magnitude da impedância de saída da fonte para um amplificador classe D. Considerando $M = 1$, a impedância de saída necessária seria de $40\text{m}\Omega$, no entanto, ao se reduzir a amplitude do sinal de áudio de forma que $M = 0,8$ esse valor aumenta para $62,5\text{m}\Omega$. Observa-se que para uma tensão de saída máxima a impedância necessária para se produzir um *ripple* de 1% com um amplificador chaveado é menor do que a obtida para um amplificador linear, no entanto, ao se diminuir a amplitude essa situação se inverte. A Figura 2.16 apresenta a comparação do comportamento da impedância de saída necessária para se manter um *ripple* de 1% frente à variação da tensão de saída do amplificador para as duas topologias de amplificação.

O valor de impedância é apresentado em *dB* de forma a facilitar a observação de seu comportamento ao longo da faixa avaliada. Observa-se pela Figura 2.16 que para razões de

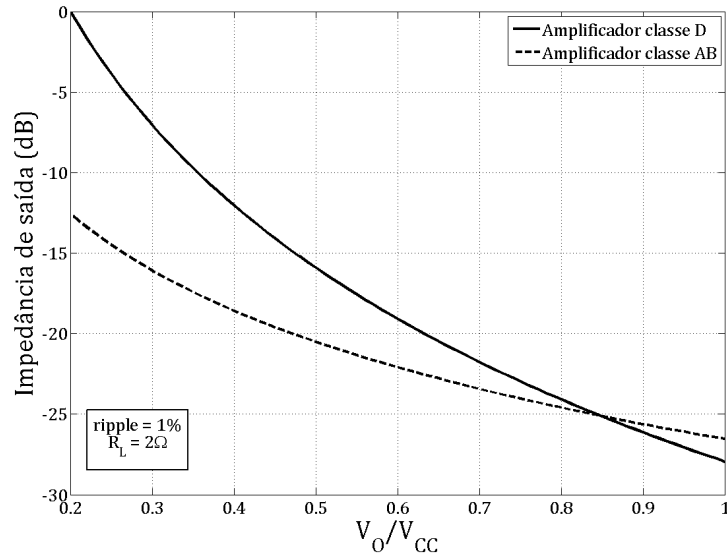


Figura 2.16: Comparação da impedância de saída necessária para se manter um *ripple* de tensão igual a 1% frente à variação da tensão do amplificador

tensão (V_O/V_{CC}) inferiores a 0,85 um amplificador classe AB demanda uma impedância menor da fonte para manter um determinado *ripple* do que um amplificador classe D. Isso indica que, dependendo dos limites de tensão impostos sobre o amplificador de áudio um amplificador linear irá exigir um melhor desempenho da fonte de alimentação do que um amplificador chaveado, mesmo este último possuindo uma componente harmônica de baixa frequência sobre a corrente de fonte de maior amplitude.

2.2 Análise de amplificadores com carga reativa (alto-falante)

Nesta seção, o comportamento do amplificador ao acionar um alto-falante será verificado. A análise da influência da carga reativa foi realizada substituindo-se a carga resistiva alimentada pelo amplificador em estudo por um modelo elétrico do alto-falante, conhecido como modelo *Thiele-Small*, descrito no Apêndice A. Os cálculos foram realizados considerando um alto-falante modelo 12CO1P, da fabricante *Selenium*.

2.2.1 Amplificador Classe AB

Quando um amplificador de áudio alimenta um alto-falante, ao invés de uma carga resistiva pura, a magnitude da corrente de carga e conseqüentemente da corrente de fonte se torna dependente da frequência. Dessa forma, dependendo do sinal de áudio reproduzido, as componentes de frequência presentes na corrente de fonte perturbarão o barramento c.c. de modo diferenciado. Logo, é interessante reavaliar o comportamento destas componentes e as restrições por elas imposta no projeto da fonte de alimentação.

Retornando à equação (2.11), pode-se calcular a amplitude dos harmônicos na corrente para diferentes frequências do sinal de áudio na saída do amplificador, substituindo a resistência de carga pelo modelo do alto-falante. Como resultado, obtém-se a Figura 2.17.

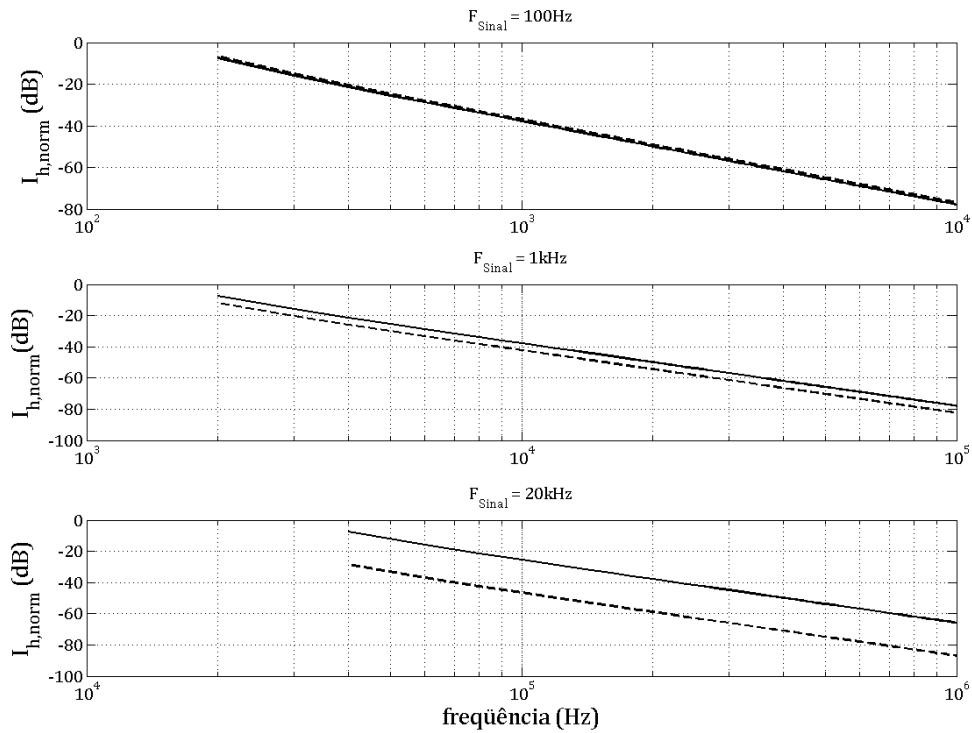


Figura 2.17: Influência do alto-falante nos harmônicos do sinal de áudio presentes na corrente de fonte. Tracejado - Amplitude dos harmônicos com alto-falante. Contínuo - Amplitude dos harmônicos com carga resistiva

Os três casos apresentados na Figura 2.17 ocorrem em frequências superiores à frequên-

cia de ressonância do alto-falante. Observa-se que à medida que a frequência do sinal de áudio aumenta, a magnitude dos harmônicos contidos na corrente de fonte diminui. Para 1kHz, a diferença entre as magnitudes é de -3dB, significando que o uso do alto-falante proporciona uma redução de 50% da potência de cada harmônico. Já para a frequência de 20kHz, a amplitude do segundo harmônico é inferior a -28dB do valor de pico da corrente nominal da fonte, ou seja, menor do que 3% da corrente de pico nominal. Isto faz com que as contribuições das componentes de alta frequência para perturbação no barramento c.c. sejam insignificantes. Para frequências mais baixas, como 100Hz, há pouca diferença entre as duas situações analisadas, indicando que nessa condição a impedância do alto-falante possui uma característica mais resistiva.

A diminuição da amplitude dos harmônicos na corrente permite que a fonte de alimentação exiba valores de impedância de saída maiores do que $47m\Omega$ (valor estipulado no item 2.1.1) para altas frequências. Utilizando novamente a equação (2.15), incorporando agora o modelo do alto-falante, pode-se determinar, para cada frequência do sinal de áudio, qual o máximo valor da impedância de saída da fonte de alimentação para se garantir um determinado *ripple* máximo sobre o barramento c.c.. Considerando quatro alto-falantes ligados em paralelo, as curvas apresentadas na Figura 2.18 foram levantadas.

Para frequências imediatamente superiores à ressonância do alto-falante, a impedância de saída exigida da fonte é menor do que a estipulada para cargas resistivas, sendo que o valor mínimo necessário para se garantir um *ripple* de 1% da tensão de saída é de $41m\Omega$ em 240Hz. No entanto, para uma larga faixa de frequência esta restrição torna-se mais branda, o que configura uma vantagem, uma vez que baixas impedâncias de saída demandam um aumento significativo da capacitância dos filtros de saída das fontes de alimentação, ou um aumento considerável da frequência de chaveamento do conversor, para o caso de fontes chaveadas.

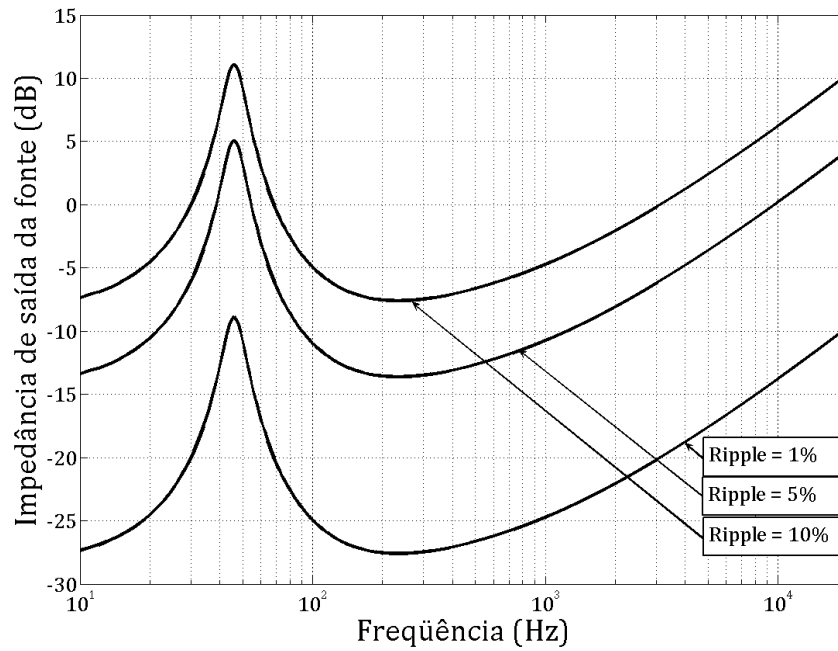


Figura 2.18: Impedância de saída da fonte de alimentação em função da frequência - Classe AB

2.2.2 Amplificador Classe D

Para um amplificador chaveado, a corrente referente ao segundo harmônico do sinal de áudio é a componente mais significativa na definição da perturbação no barramento c.c.. Assim sendo, considerando a máxima amplitude dessa componente pode-se definir limites para a resistência de saída da fonte de forma a se garantir um *ripple* máximo na tensão do barramento c.c.. Utilizando a equação (2.34), pode-se encontrar estes limites para a faixa de trabalho do amplificador, como é mostrado na Figura 2.19.

Observa-se que a restrição para a impedância de saída da fonte em baixas frequências é maior do que a exigida para a situação com carga resistiva, sendo que para um *ripple* de 1%, a impedância demandada é 11% inferior à estipulada no item 2.1.2 ($35m\Omega$). Já para médias e altas frequências, necessita-se de uma impedância muito maior, aliviando a fonte de alimentação.

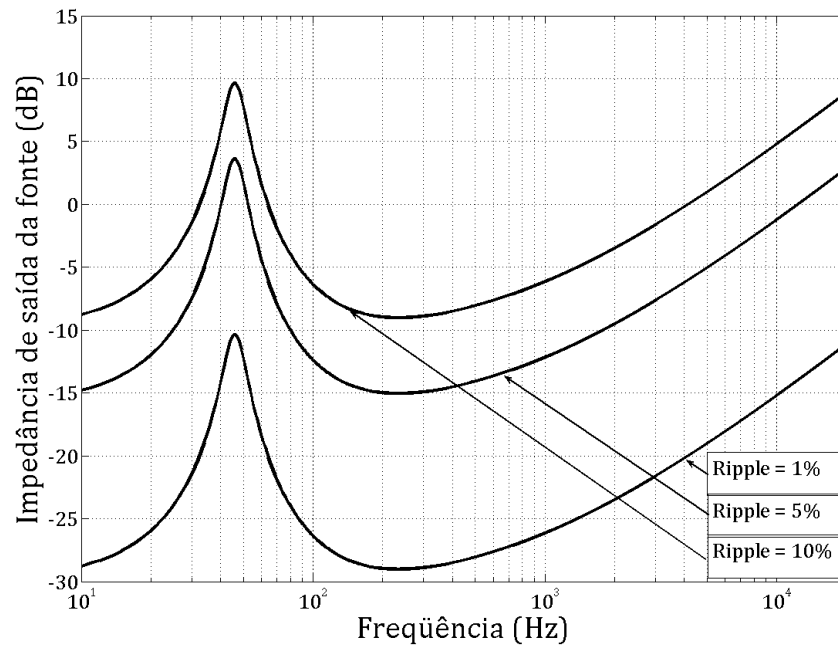


Figura 2.19: Impedância de saída da fonte de alimentação em função da frequência - Classe D

2.3 Conclusões do capítulo

O presente capítulo apresentou os estudos sobre o comportamento de amplificadores de potência utilizando topologia Classe AB e Classe D, do ponto de vista da fonte que os alimenta. Além das características de potência demandada, o perfil da corrente de fonte e a sua influência sobre as perturbações na tensão do barramento c.c. também foram identificados. Observou-se que o amplificador, ao reproduzir um sinal senoidal em sua saída, provoca o aparecimento de componentes de frequência na corrente de fonte, as quais são referentes aos harmônicos pares do sinal de áudio, para amplificadores classe AB, ou o segundo harmônico do sinal de áudio somado a harmônicos de chaveamento e intermodulação, para amplificadores chaveados. Essas componentes de frequência são responsáveis por provocar variações significativas na tensão do barramento c.c. de alimentação do amplificador, sendo que suas amplitudes são dependentes da magnitude da corrente de carga. Dessa forma, se constatou que a impedância da carga do amplificador possui uma influência muito grande sobre o *ripple* de tensão no barramento c.c.. Esta re-

lação é explicitada na equação (2.15), para amplificadores classe AB, e na equação (2.34), para amplificadores classe D. A partir dessas expressões, pôde-se definir restrições para a impedância de saída da fonte de alimentação de forma a se garantir que o *ripple* no barramento c.c. esteja confinado a determinados patamares.

Na análise das restrições para a condição de carga puramente resistiva, nota-se que a impedância de saída da fonte deveria ser baixa para uma larga faixa de frequência, de forma a minimizar o efeito das componentes de corrente mais significativas. Isso demandaria um sistema de controle com larga faixa de passagem ou uma fonte com uma capacitância de saída muito elevada. No entanto, analisando para a condição de carga reativa (alto-falante), verificou-se que a magnitude das componentes diminui significativamente à medida que a frequência do sinal de áudio aumenta, o que alivia as restrições sobre a impedância de saída.

Capítulo 3

Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação

O desempenho de amplificadores de potência pode ser fortemente influenciado pelo funcionamento da fonte que os alimenta. Como discutido no Capítulo 2, a própria operação dos amplificadores provoca a injeção de componentes de audio-frequência na corrente de fonte. Essas componentes, por sua vez, causam uma queda de tensão sobre a impedância de saída da fonte, gerando perturbações sobre a tensão dos barramentos de alimentação do amplificador, alterando conseqüentemente o ponto de operação dos mesmos. Caso a magnitude dessas perturbações seja significativa, a tensão de saída do amplificador pode ser afetada, causando deterioração da qualidade do sinal sonoro resultante. Em amplificadores chaveados as perturbações nos barramentos da fonte podem acarretar problemas mais relevantes, pois não é intrínseco a tais topologias um alto nível de rejeição de fonte, ou *PSRR* (*Power Supply Rejection Ratio*) [12]. Esses fatores implicam na necessidade de se empregar fontes reguladas que possuam uma banda passante elevada. Entretanto, a maioria dos sistemas de amplificação utiliza fontes não-reguladas, como a ilustrada na Figura 3.1, devido à sua simplicidade [29].

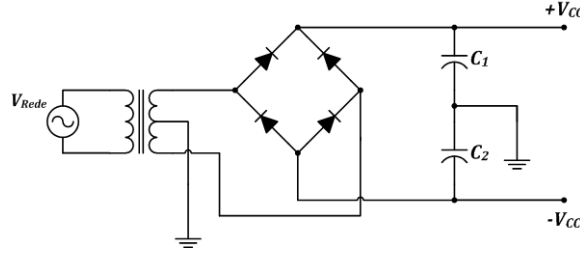


Figura 3.1: Estrutura de uma fonte convencional não-regulada

Essa topologia não apresenta nenhum tipo de regulação de linha, uma vez que o pico da tensão de rede define a tensão de saída. Isso significa que os barramentos de alimentação estão sujeitos a uma variação de até $\pm 15\%$ do seu valor nominal. A regulação de carga depende basicamente da impedância série do transformador de isolamento e da impedância da rede elétrica, no caso de sistemas de maior potência [30], indicando que há necessidade de que o transformador apresente baixa indutância de dispersão, o que afeta, por outro lado, a corrente de partida da fonte (*inrush current*). A falta de regulação afeta o desempenho dos amplificadores no sentido de modificar o máximo rendimento de amplificadores lineares, pois varia o *headroom* entre a tensão de saída do amplificador e o valor médio da tensão de alimentação, afetar a amplitude da tensão de saída de amplificadores chaveados, uma vez que o fator de ganho deste tipo de amplificador depende da tensão de alimentação, e limitar a máxima tensão de saída de ambos devido à distorção do sinal de áudio.

Além dos problemas gerados pela regulação da fonte, há a necessidade de se dimensionar adequadamente o banco capacitivo para minimizar oscilações nos barramentos de alimentação ao longo da operação do sistema. Como a energia necessária para manter a tensão média na saída da fonte é transferida da rede elétrica para o banco capacitivo em intervalos de meio período da tensão de rede, existe sobre os barramentos de alimentação um *ripple* natural igual ao dobro da frequência de rede. A magnitude desse *ripple*, como descrito em [31], pode ser calculada pela equação (3.1).

$$\Delta V = \frac{\overline{I_O}}{2C f_{Rede}} \quad (3.1)$$

Capítulo 3 - Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação

Onde, $\overline{I_O}$ é a corrente média drenada da fonte;

f_{Rede} é a frequência do sinal de rede (60Hz);

C é a capacitância do banco capacitivo de cada barramento ($C_1 = C_2 = C$).

Para um amplificador linear classe AB, de acordo com a equação (2.5), $\overline{I_O} = \frac{2}{\pi} I_{Lmax}$. Manipulando assim a equação (3.1), obtém-se uma expressão para a magnitude do *ripple* provocado pela tensão de rede:

$$k = \frac{1}{\pi R_L C f_{Rede}} \frac{V_O}{V_{CC}} \quad (3.2)$$

Observa-se que o *ripple* presente nos barramentos de alimentação de uma fonte convencional depende da capacitância do banco capacitivo, da carga do amplificador, da razão de tensão entre o sinal de saída do amplificador e o valor do barramento c.c., e da frequência de rede. A partir da equação (3.2) pode-se levantar, para diferentes condições de funcionamento do sistema de amplificação, qual seria o valor do banco capacitivo necessário para se garantir um nível de *ripple* de tensão desejado. Essa análise é apresentada na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Dimensionamento do banco capacitivo para amortização do *ripple* de tensão provocado pelos intervalos de transferência de energia da fonte primária para o banco.

<i>Ripple</i>	R_L	V_O/V_{CC}	C
10%	2Ω	1,0	$26.500\mu F$
10%	2Ω	0,8	$21.200\mu F$
5%	2Ω	1,0	$53.100\mu F$
5%	2Ω	0,8	$42.400\mu F$
1%	2Ω	1,0	$265.300\mu F$
1%	2Ω	0,8	$212.200\mu F$

Observa-se que o banco capacitivo necessário, por barramento, para se garantir uma condição ideal de funcionamento da fonte (1% de *ripple* com razão de tensão igual a 1,0) deveria ser $265.000\mu F$. A implementação de um banco de valor tão elevado demandaria

o emprego de diversos capacitores, se mostrando uma solução onerosa e que não permitiria uma maior integração do sistema de amplificação. Nota-se também que, mesmo em condições menos restritivas, como 10% de *ripple* e razão de tensão igual a 0,8, o valor do banco necessário seria ainda muito elevado ($21.000\mu\text{F}$).

O *ripple* descrito pela equação (3.2) não leva em consideração, porém, as perturbações provocadas pelo comportamento do amplificador de potência. Como, entre os intervalos de carregamento, o banco capacitivo é responsável por entregar a energia demandada pelo amplificador de potência, pode-se deduzir que a relação entre a corrente de fonte e o *ripple* nos barramentos de alimentação será dada por:

$$V(\omega) = \left(ESR + \frac{1}{j\omega C} \right) I_S(\omega) \quad (3.3)$$

Onde: ESR é a resistência série equivalente do banco capacitivo em cada barramento;

ω é a frequência angular das componentes harmônicas presentes na corrente de fonte.

Dessa forma, o termo $(ESR + \frac{1}{j\omega C})$ poderia ser encarado como a impedância de saída de uma fonte convencional. Para analisar o comportamento do *ripple* de tensão gerado pela interação das componentes harmônicas da corrente de fonte com a impedância de saída, desconsiderou-se a resistência série do banco capacitivo. No entanto, é importante frisar que o valor mínimo da impedância de saída é determinado pela resistência série ESR , desta forma o valor dessa resistência deve ser feito o mais baixo possível, para não afetar o desempenho da fonte. Uma vez feita essa simplificação na impedância de saída da fonte, traçou-se as curvas de impedância para capacitâncias de $10.000\mu\text{F}$, $20.000\mu\text{F}$ e $80.000\mu\text{F}$, as quais são apresentadas na Figura 3.2. Conforme a análise feita no Capítulo 2, a componente de menor frequência presente na corrente de fonte seria 40Hz, nesse ponto, os bancos avaliados oferecem impedâncias de saída iguais a $398m\Omega$, $199m\Omega$ e $49,7m\Omega$, respectivamente, referentes a *ripples* de tensão de aproximadamente 10%, 5% e 1%, para um amplificador linear

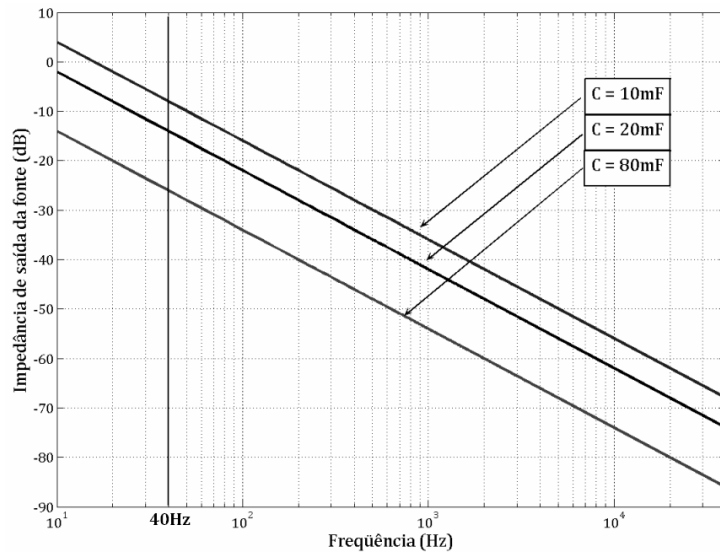


Figura 3.2: Impedância de saída de uma fonte convencional

Observa-se, pelas análises realizadas, que o fator determinante para a definição do valor do banco capacitivo é a amortização das oscilações provocadas pela tensão de rede. Constata-se que o uso da fonte convencional para produzir tensões de barramento com baixo *ripple* demanda o emprego de bancos com valores de capacitância muito elevados, o que constitui uma solução onerosa e provoca correntes de partida muito altas. A alternativa utilizada em projetos de sistemas de amplificação é permitir uma maior variação da tensão do barramento de alimentação e limitar o máximo valor da tensão de saída do amplificador. Isso possibilita a diminuição do valor do banco, entretanto, existe a necessidade do amplificador apresentar um alto *PSRR* e a máxima eficiência realizada pelo amplificador reduz-se. Em vista disso, pode-se concluir que o uso de fontes chaveadas em sistemas de amplificação constitui uma solução interessante, uma vez que permite a diminuição dos componentes passivos, devido ao emprego de frequências de chaveamento mais elevadas, e elimina os problemas gerados pela falta de regulação, com o uso de técnicas de controle em malha fechada. Isso provoca uma melhora de desempenho da fonte de alimentação juntamente com a redução dos custos envolvidos na construção da mesma, além de possibilitar uma maior excursão do sinal de saída do amplificador, indicando um melhor aproveitamento da capacidade de fornecimento de potência da fonte.

Neste capítulo, será estudado o comportamento de um conversor estático convencional funcionando como fonte de alimentação para amplificadores de áudio. Como o emprego de amplificadores chaveados demandaria um estudo mais aprofundado sobre a influência da técnica de controle deste no desempenho do sistema como um todo, optou-se por realizar toda a análise tendo como base um amplificador linear de arquitetura tradicional, encontrado na maioria dos equipamentos disponíveis no mercado. Esse modelo de amplificador será utilizado também nos capítulos posteriores.

3.1 Conversor ponte-completa aplicado a sistemas de amplificação

Nesta seção, será avaliada a aplicação de um conversor estático como fonte de alimentação de um amplificador linear. O conversor escolhido como exemplo foi o ponte-completa, pois apresenta isolamento galvânico entre a fonte primária de energia e a saída, além de ter o circuito do secundário baseado na topologia *buck*, o que facilita a aplicação das técnicas de controle avaliadas.

A estrutura tradicional de um conversor em ponte-completa, como exposto em [31], é ilustrada na Figura 3.3. O comando das chaves é efetuado de acordo com o diagrama da Figura 3.4.

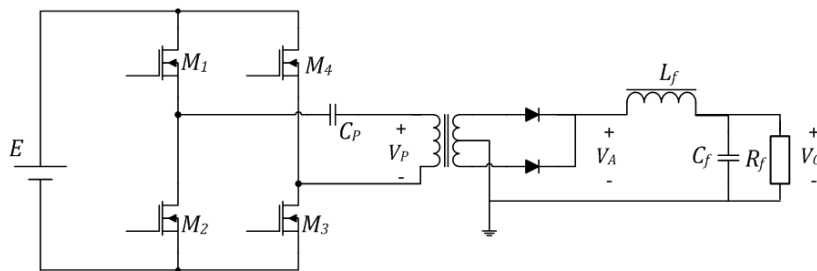


Figura 3.3: Estrutura de um conversor em ponte-completa convencional

O diagrama de comando mostra que a técnica de chaveamento tem como finalidade impor sobre o filtro de saída do conversor uma tensão semelhante a de um conversor *buck*,

o que permite utilizar as mesmas equações de projeto dos componentes do filtro de saída.

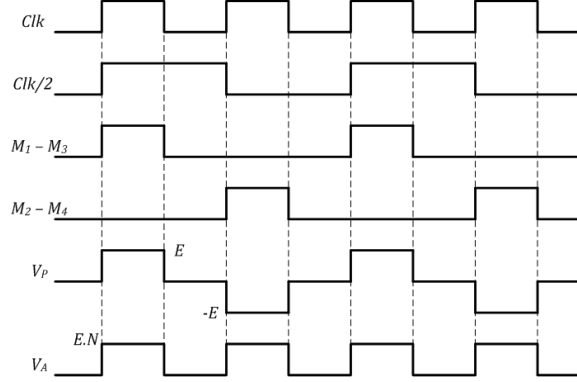


Figura 3.4: Diagrama de comando do conversor ponte-completa. Clk - Razão Cíclica; V_P - Tensão sobre o primário do Transformador; V_A - Tensão sobre o filtro de saída.

Para a aplicação em estudo, o circuito da Figura 3.3 é indicado apenas para sistemas que utilizem uma configuração *BTL* (*Bridge Tied Load*), onde os amplificadores trabalham em ponte. Para a situação *SE* (*Single-ended*), onde a carga é ligada entre a saída do amplificador e o ponto médio do barramento c.c., se torna necessário alterar a estrutura do conversor de modo que ele apresente dois barramentos de saída. Uma solução seria espelhar o circuito de saída do conversor, criando assim um barramento negativo, como ilustrado pela Figura 3.5.

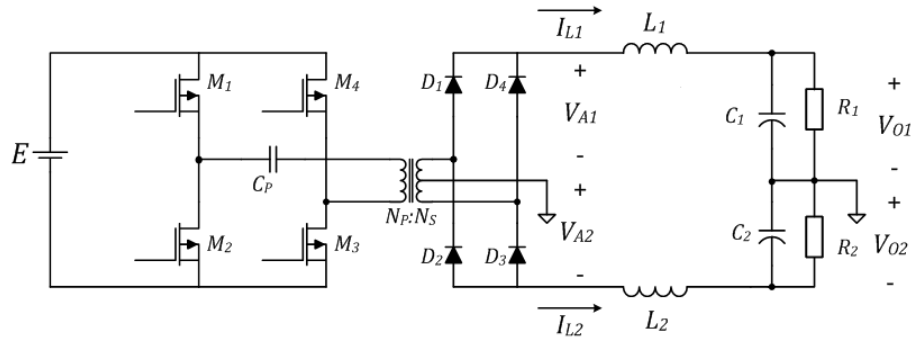


Figura 3.5: Estrutura de um conversor em ponte-completa com dois barramentos de saída

A técnica de chaveamento utilizada no conversor da Figura 3.5 permite apenas que a tensão entre os dois barramentos (V_O) seja controlada. Assim, para que haja um bom

Capítulo 3 - Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação

desempenho do conversor, há a necessidade de que os circuitos de ambos barramentos sejam idênticos. No entanto, como o próprio comportamento do amplificador de áudio gera um desequilíbrio entre as cargas dos barramentos de alimentação, haverá obrigatoriamente assimetria entre as tensões. A Figura 3.6 exemplifica essa situação. Nela um conversor ponte-completa em malha aberta é acionado para gerar barramentos de $\pm 35V$ e alimenta um amplificador linear com carga resistiva de 4Ω e frequência da tensão de saída igual a 20Hz.

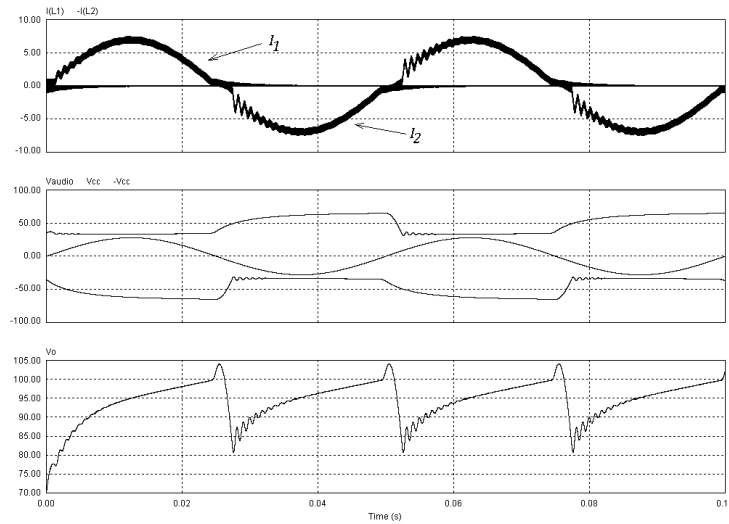


Figura 3.6: Formas de onda de um conversor ponte-completa com barramentos espelhados. Corrente nos indutores (Superior), Tensões de saída (Intermediário), Tensão entre os barramentos (Inferior).

Sendo: V_{audio} a tensão de áudio reproduzida na saída do amplificador;

$$V_{CC} = V_{O1} \text{ e } -V_{CC} = -V_{O2};$$

V_O a tensão entre os barramentos da fonte ($V_O = V_{O1} + V_{O2}$).

Como discutido anteriormente, a corrente drenada de cada barramento de alimentação equivale a meio período da forma de onda de corrente na carga do amplificador, durante esse intervalo a tensão no barramento tende para o seu valor nominal. No restante do período, a carga enxergada por uma dos barramentos será nula. A ausência de carga faz com que a tensão no barramento se eleve, tendendo à tensão de entrada do filtro (V_{A1} ou

$-V_{A2}$). Essa situação pode ser deduzida das equações de estado de um dos barramentos do conversor ponte-completa, apresentadas na equação (3.4).

$$\begin{cases} uV_{A1} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} + V_{O1} \\ I_{L1} = C_1 \frac{dV_{O1}}{dt} + \frac{V_{O1}}{R_1} \end{cases} \quad (3.4)$$

Sendo que a variável u representa o chaveamento da tensão sobre o filtro de saída do conversor, assumindo o valor '1' quando há tensão sobre o filtro e '0' quando não há tensão sobre o filtro. Quando a carga do barramento se anula ($R_1 \rightarrow \infty$), a corrente de indutor (I_{L1}) circulará exclusivamente pelo capacitor. Assim, qualquer elevação da corrente provocada pelo chaveamento do conversor fará com que a tensão no capacitor aumente. Entretanto, como não há caminho para a descarga, a cada ciclo de chaveamento, a tensão de saída aumentará, tendendo assim para o valor da tensão V_{A1} . O problema seria solucionado se, durante o intervalo em que o barramento está sem carga, a corrente de indutor fosse nula. Nessa condição, não haveria variação na tensão de capacitor, *i.e.*, a tensão do barramento ficaria fixa no seu valor nominal. Uma maneira prática de se obter tal efeito seria acoplar os indutores do filtro de saída em um mesmo núcleo magnético, de modo que a queda de tensão provocada pela corrente de um barramento forçasse a corrente do outro para zero. O acoplamento dos indutores modifica as equações de estado dos barramentos, como mostrado na equação (3.5).

$$\begin{cases} uV_{A1} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} + V_{O1} + L_M \frac{dI_{L2}}{dt} \\ I_{L1} = C_1 \frac{dV_{O1}}{dt} + \frac{V_{O1}}{R_1} \end{cases} \quad (3.5)$$

Onde L_M representa a indutância mútua entre os indutores acoplados. A estrutura do conversor, inserindo os indutores acoplados, é apresentada na Figura 3.7, enquanto que o funcionamento dessa topologia é ilustrada pelas formas de onda da Figura 3.8. É importante ressaltar que as simulações foram feitas considerando as mesmas condições de carga utilizadas na simulação apresentada pela Figura 3.6.

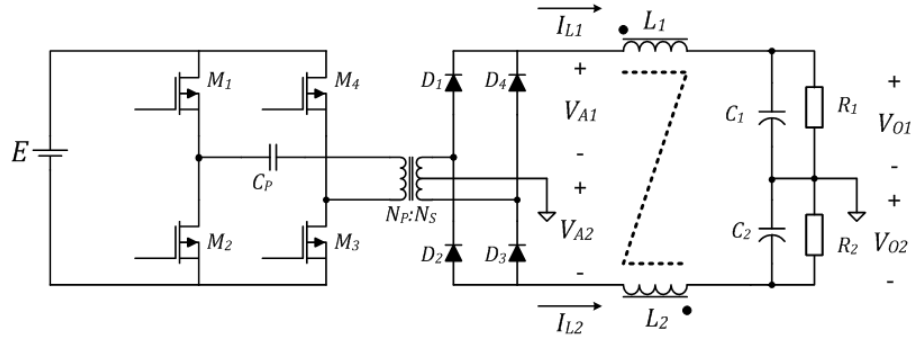


Figura 3.7: Estrutura de um conversor ponte-completa com indutores acoplados para melhoria de regulação de carga

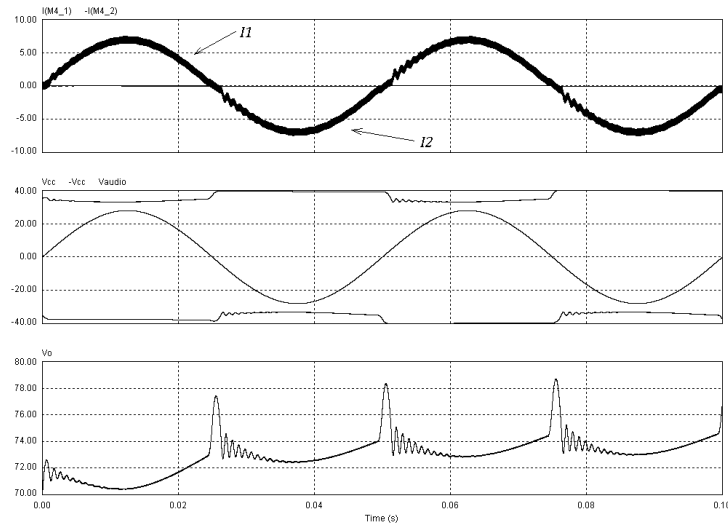


Figura 3.8: Formas de onda de um conversor ponte-completa com barramentos espelhados e indutores acoplados. Corrente nos indutores (Superior), Tensões de saída (Intermediário), Tensão entre os barramentos (Inferior). Acoplamento = 90%.

Constata-se pela Figura 3.8 que o problema da elevação da tensão durante a ausência de carga dos barramentos de alimentação foi minimizado. Contudo, como não é possível realizar um acoplamento perfeito entre os indutores, uma pequena elevação de tensão sempre existirá. Neste trabalho a topologia ponte-completa com fontes espelhadas e indutores acoplados será utilizada como base para fonte de alimentação em estudo. O projeto da fonte de alimentação foi feita considerando os dados presentes na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros de projeto da fonte de alimentação

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do barramento c.c. do primário	E	180V $\pm 15\%$
Tensão nos barramentos de alimentação	V_{CC}	35V
Carga mínima do amplificador	R_{Lmin}	2Ω
Valor médio da corrente de fonte em cada barramento	$\frac{1}{2}\bar{I}_O$	5,57A
<i>Ripple</i> da corrente de indutor	Δi_L	40%
<i>Ripple</i> de chaveamento sobre a tensão de saída	Δv_O	1%
Variação de tensão sobre o capacitor de bloqueio (C_P)	ΔV_{Cp}	5% de E_{max}
Razão cíclica máxima	D_{MAX}	53%
Frequência de chaveamento	f_S	44kHz

Para realizar o dimensionamento dos componentes do estágio de potência do conversor ponte-completa utilizado, recorreu-se a técnicas de projeto de fontes chaveadas disseminadas na literatura, como aquelas definidas em [31]. O projeto dos indutores e capacitores do filtro de saída dos barramentos foi realizado considerando que cada barramento pode ser enxergado como um conversor *buck* independente. A seguir serão apresentadas algumas equações utilizadas no projeto dos componentes.

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{ED_{MAX}}{2V_{CC}} \quad (3.6)$$

$$L = \frac{1}{4f_S \Delta i_L} E \frac{N_S}{N_P} \quad (3.7)$$

$$C = \frac{\Delta i_L}{8f_S \Delta v_O} \quad (3.8)$$

$$C_P \geq \frac{N_P}{N_S} \frac{\bar{I}_O}{4f_S \Delta V_{Cp}} \quad (3.9)$$

Substituindo nas equações (3.7) a (3.9) os valores da Tabela 3.2, determina-se os valores dos componentes do conversor. A Tabela 3.3 mostra os valores dos componentes e os dispositivos semicondutores utilizados no trabalho.

Tabela 3.3: Componentes do conversor ponte-completa

Componente	Descrição
Transistores MOSFET	IRF640
Diodos do Secundário	MUR820
Valor do indutor do filtro de cada barramento (L)	$330\mu H$
Valor do capacitor do filtro de cada barramento (C)	$18\mu F$
Valor da carga média enxergada pela fonte (R)	6, 28Ω
Valor do capacitor de bloqueio (C_P)	$10\mu F$
Valor da relação de espiras do transformador isolador ($\frac{N_P}{N_S}$)	1,15

3.1.1 Modelagem do conversor em ponte-completa

Considerando o conversor da Figura 3.7, as equações de estado dos dois barramentos podem ser escritas segundo a equação (3.10).

$$\begin{cases} uV_{A1} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} + V_{O1} + L_M \frac{dI_{L2}}{dt} \\ I_{L1} = C_1 \frac{dV_{O1}}{dt} + \frac{V_{O1}}{R_1} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} uV_{A2} = L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} + V_{O2} + L_M \frac{dI_{L1}}{dt} \\ I_{L2} = C_2 \frac{dV_{O2}}{dt} + \frac{V_{O2}}{R_2} \end{cases}$$

Como a estrutura do conversor não permite controlar os barramentos separadamente, torna-se interessante manipular as equações de estado, de maneira a se determinar um conversor *buck* equivalente. Para tal, considerou-se as seguintes mudanças de variáveis:

$$\begin{aligned} V_A &= V_{A1} + V_{A2}; \\ V_O &= V_{O1} + V_{O2}; \\ I_L &= \frac{I_{L1} + I_{L2}}{2}; \end{aligned} \quad (3.11)$$

Somando os dois sistemas da equação (3.10) e considerando as mudanças de variáveis

Capítulo 3 - Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação

da equação (3.11) e assumindo ainda que a corrente de carga pode ser decomposta em uma parcela contínua e uma perturbação alternada (I_R), encontra-se as equações de estado do conversor equivalente:

$$\begin{cases} uV_A = 2(L + L_M)\frac{dI_L}{dt} + V_O \\ I_L = \frac{C}{2}\frac{dV_O}{dt} + \frac{V_O}{2R} + I_R \end{cases} \quad (3.12)$$

Onde, $L = L_1 = L_2;$
 $C = C_1 = C_2;$
 $R = R_1 = R_2;$

A equação (3.12) pode ser escrita na forma matricial, como apresentado pela equação (3.13).

$$\begin{bmatrix} 2(L + L_M) & 0 \\ 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L \\ V_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_A & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ I_R \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Realizando a análise de pequenos sinais sobre as de estados do conversor, encontra-se:

$$s\vec{x}(s) = [A]\vec{x}(s) + [B]\vec{u}(s) \quad (3.14)$$

Onde, $\vec{x}(s) = \begin{bmatrix} i_L(s) & v_O(s) \end{bmatrix}^T;$

$$\vec{u}(s) = \begin{bmatrix} \mu(s) & i_R(s) \end{bmatrix}^T$$

$\mu(s) \triangleq \bar{u}$, chamada de razão cíclica;

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2(L+L_M)} \\ \frac{2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix};$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{V_A}{2(L+L_M)} & 0 \\ 0 & -\frac{2}{C} \end{bmatrix}.$$

Manipulando a equação (3.14), pode-se encontrar uma matriz de função de transferência, a qual relaciona o vetor de estados ($\vec{x}(s)$) e o vetor de entrada ($\vec{u}(s)$). Essa matriz é determinada por:

$$[MFT](s) = (s[I] - [A])^{-1}[B] \quad (3.15)$$

Sendo $[I]$ a matriz identidade. A resolução da equação (3.15) possibilita determinar as funções de transferência que regem o sistema, das quais, as mais relevantes são apresentadas nas equações (3.16) a (3.19).

$$\frac{i_L}{\mu}(s) = \frac{1}{2} \frac{V_A(RCs + 1)}{RC(L + L_M)s^2 + (L + L_M)s + R} \quad (3.16)$$

$$\frac{i_L}{i_R}(s) = \frac{R}{RC(L + L_M)s^2 + (L + L_M)s + R} \quad (3.17)$$

$$Z_O(s) = \frac{2R}{(RCs + 1)} \quad (3.18)$$

$$v_O(s) = [i_L(s) - i_R(s)]Z_O(s) \quad (3.19)$$

A partir das equações acima, encontra-se então o modelo do conversor em ponte-completa no domínio da frequência. Este modelo está representado na Figura 3.9 pelo seu diagrama de blocos. Nesse modelo está explicitada a influência da perturbação de carga i_R na definição da corrente de indutor e na tensão de saída do conversor.

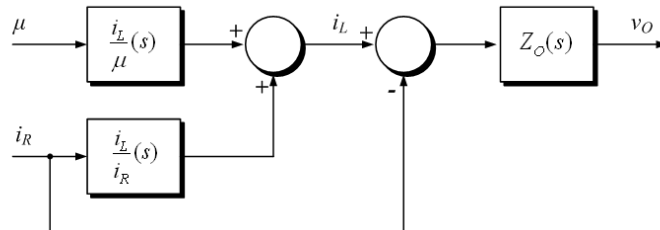


Figura 3.9: Diagrama de blocos do conversor em ponte-completa no domínio da frequência

O modelo encontrado é útil para se estudar o comportamento do conversor frente às condições de operação do amplificador por ele alimentado. O primeiro ponto a ser avaliado é o impacto da perturbação de carga (i_R) na corrente de indutor. A Figura 3.10 mostra as curvas de resposta em frequência para a equação (3.18), considerando diferentes valores de capacitância de filtro além daquela estipulada na Tabela 3.2.

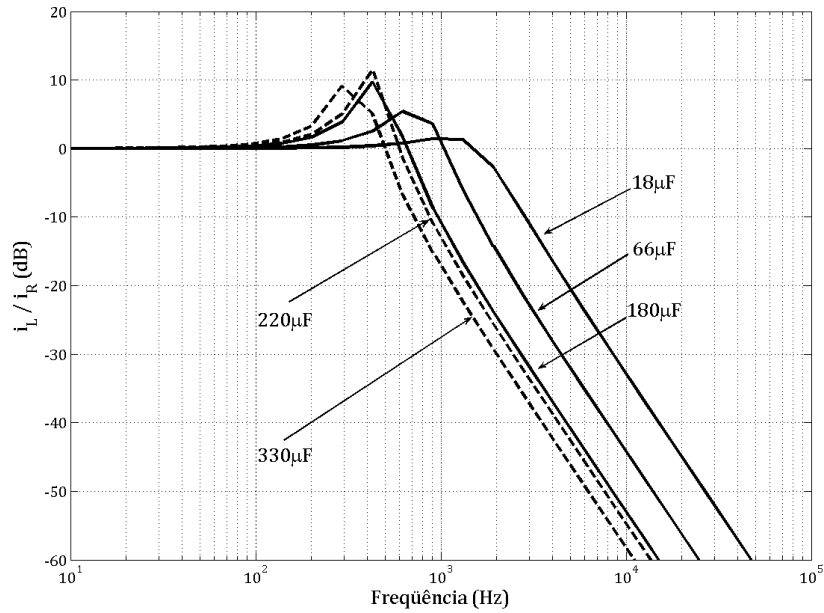


Figura 3.10: Resposta em frequência da perturbação da corrente no indutor em função da corrente de carga

Observa-se, pela Figura 3.10, que a relação entre a corrente de indutor e a perturbação de carga se assemelha a um filtro passa-baixas, significando que a corrente de indutor perceberá toda corrente de carga para frequências até 1kHz ($C = 18\mu\text{F}$). Com isso conclui-se que a corrente de indutor possuirá a forma de onda deduzida no Capítulo 2 para sinais de áudio de frequência até 100Hz, sendo que, a partir deste ponto, as componentes alternadas na corrente de fonte sofrerão atenuação significativa. A figura mostra também que, ao se aumentar a capacitância do filtro de saída do conversor ponte-completa, a banda passante do sistema diminui e o amortecimento também, implicando que o conversor oferecerá uma resposta mais lenta às variações do ponto de operação do amplificador.

O modelo permite também avaliar a influência da perturbação de carga na tensão de

saída do conversor. Essa relação entre v_O e i_R pode ser interpretada como a impedância de saída do conversor em malha fechada (Z_{out}), podendo ser utilizada para definir o nível do *ripple* de tensão nos barramentos de alimentação. A Figura 3.11 apresenta as curvas de resposta em frequência para Z_{out} , considerando as mesmas capacitâncias de filtro da Figura 3.10.

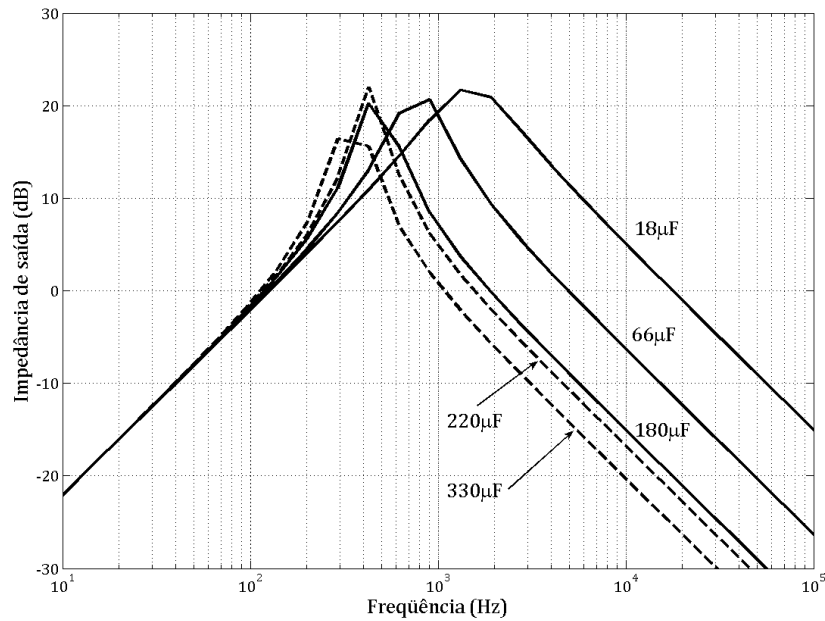


Figura 3.11: Resposta em frequência da impedância de saída do conversor ponte-completa em malha aberta.

A Figura 3.11 mostra que a capacitância originalmente calculada para o conversor ponte-completa ($18\mu F$) faz com que a impedância de saída da fonte seja muito alta, em seu ponto de máxima impedância o conversor apresentaria um *ripple* máximo de 270%. Aumentando-se a capacitância do filtro de saída do conversor, ocorre um deslocamento do valor máximo da impedância para a região de baixa frequência e uma redução na magnitude desse valor, gerando um *ripple* máximo de 133%. Nota-se que apesar da melhora no desempenho do conversor com o aumento da capacitância de filtro, este não conseguirá, em malha aberta, atingir valores de *ripple* de tensão nos barramentos de alimentação adequados para a aplicação em sistemas de amplificação de sinais de áudio.

3.1.2 Controle linear do conversor ponte-completa

A aplicação de técnicas de controle em malha fechada provoca um aumento da rejeição à perturbação em conversores estáticos, o que indica a possibilidade de melhora do desempenho do conversor ponte-completa para a aplicação em questão. Nesta seção será avaliado o comportamento do conversor projetado frente ao emprego de uma técnica de controle linear baseada no controle dos valores médios dos estados do sistema. Os resultados obtidos serão, posteriormente, comparados com aqueles apresentados por uma técnica de controle não-linear baseada em passividade.

O controle linear avaliado possui duas malhas de controle: uma malha de corrente mais interna e uma de tensão, mais externa, seguindo a topologia do diagrama de controle utilizado em fontes chaveadas convencionais. O diagrama em blocos da técnica de controle linear é mostrado na Figura 3.12.

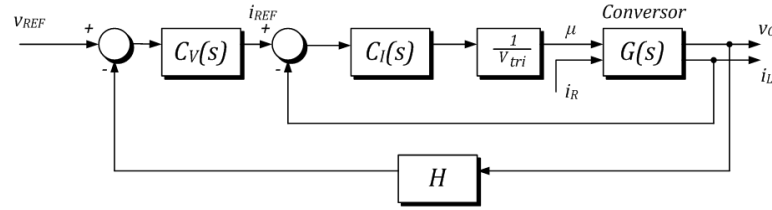


Figura 3.12: Diagrama em blocos da técnica de controle linear empregada

Substituindo $G(s)$ pelo modelo do conversor encontrado na Figura 3.9, encontra-se a estrutura ilustrada na Figura 3.13.

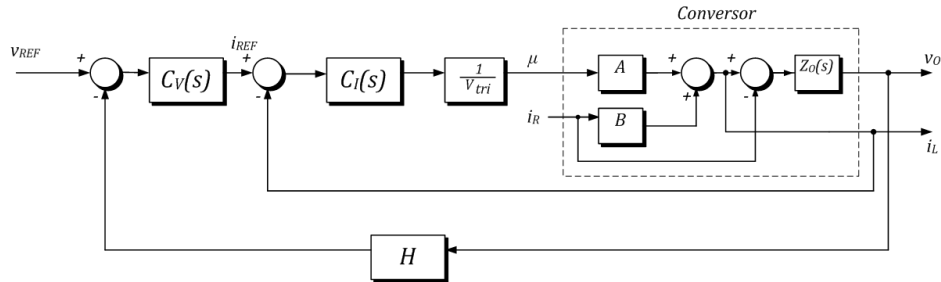


Figura 3.13: Diagrama em blocos da técnica de controle linear empregada e modelo do conversor *buck* equivalente.

Onde, $A = \frac{i_L}{\mu}(s);$

$$B = \frac{i_L}{i_R}(s);$$

H é a atenuação do sensor de tensão;

V_{tri} é a amplitude da portadora triangular.

A partir do diagrama de controle apresentado na Figura 3.13, pode-se definir as funções de transferência necessárias para se realizar o projeto dos compensadores de cada malha. Obviamente a escolha do método de projeto e estrutura dos compensadores pode conferir desempenhos variados ao conversor, de forma que, para esta etapa do trabalho, optou-se por um método padronizado capaz de conferir ao conversor uma resposta dinâmica otimizada. O método escolhido, conhecido como *método do fator k* , é baseado em um algoritmo matemático, o qual sintoniza os ganhos, pólos e zeros de um compensador pré-definido, de forma a conferir ao sistema uma margem de fase e uma banda passante desejadas. O método do fator k é explicado em detalhes em [32].

A estrutura de compensador empregada no trabalho foi a Tipo-II, pois essa estrutura é indicada para se melhorar o desempenho do sistema quando o conversor está sujeito a variações de carga [32]. A função de transferência do compensador Tipo-II é apresentada na equação (3.20).

$$C(s) = G_{DC} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \quad (3.20)$$

Observando a função de transferência, nota-se que o compensador Tipo-II pode ser enxergado como um compensador PI com um pólo em alta frequência, o que confere a essa topologia a capacidade de eliminar erros de estado estacionário e características de avanço de fase. Utilizando o algoritmo proposto em [32] definiu-se os parâmetros dos compensadores para a malha de corrente e de tensão, estando estes descritos na Tabela 3.4.

Capítulo 3 - Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação

Tabela 3.4: Parâmetros dos compensadores das malhas de tensão e corrente para o conversor ponte-completa projetado de acordo com o método do fator k.

Compensador malha de corrente $C_I(s)$					
Margem de fase	60°				
Banda Passante	8,8kHz - $f_s/5$				
	18 μ F	66 μ F	180 μ F	220 μ F	330 μ F
G_{DC}	$30,91 \times 10^4$	$31,81 \times 10^4$	$31,99 \times 10^4$	$32,01 \times 10^3$	$32,04 \times 10^4$
$\omega_z(rad/s)$	15,04k	14,91k	14,90k	14,90k	14,90k
$\omega_p(rad/s)$	203,3k	205,0k	205,2k	205,2k	205,2k
Compensador malha de tensão $C_V(s)$					
Margem de fase	60°				
Banda Passante	1,76kHz				
	18 μ F	66 μ F	180 μ F	220 μ F	330 μ F
G_{DC}	$21,72 \times 10^3$	$103,84 \times 10^3$	$308,2 \times 10^3$	$370,7 \times 10^3$	$517,39 \times 10^3$
$\omega_z(rad/s)$	6,99k	4,09k	3,62k	3,66k	3,88k
$\omega_p(rad/s)$	17,49k	29,88k	33,80k	33,42k	31,48k

Uma vez definidos os compensadores das malhas de corrente e tensão, pôde-se levantar as curvas de resposta em frequência para a corrente de indutor e a tensão de saída do conversor em função da perturbação de carga. A definição das curvas foi feita por meio de simulação do diagrama de controle definido, utilizando para tal o software Orcad PSpice, versão 16.2, da Cadence. A Figura 3.14 mostra as curvas de resposta da corrente de indutor em função de i_R , para o sistema realimentado.

A Figura 3.14 mostra que o uso da realimentação faz com que a corrente de indutor perceba a perturbação de carga por uma faixa de frequências mais larga, sendo que agora a forma de onda da corrente de indutor se igualará à de carga, para sinais de áudio até 250Hz ($C = 18\mu$ F). A curva mostra também que o aumento da capacitância do filtro do conversor tem o efeito de aumentar a atenuação das componentes de frequência superiores a 2,5kHz. Isso significa, que para sinais de áudio de frequência superior a 250Hz, à medida

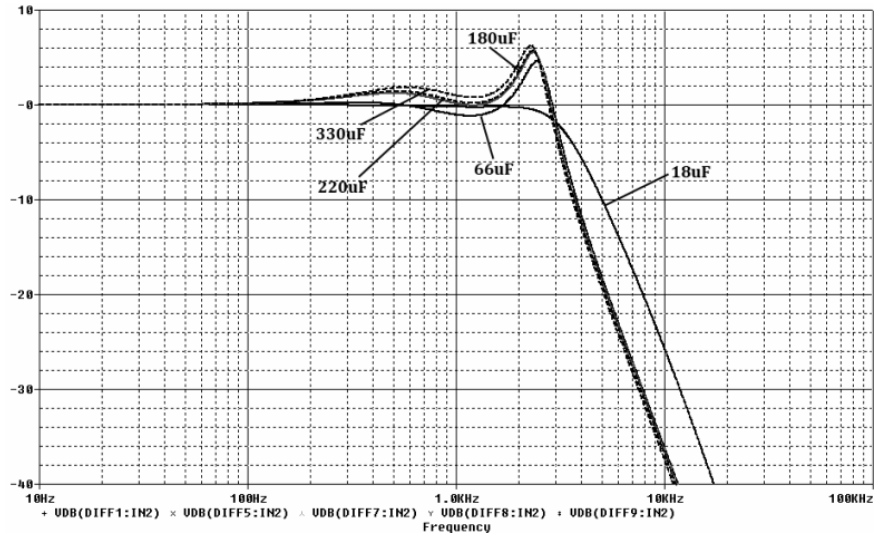


Figura 3.14: Resposta da corrente de indutor frente à perturbação de carga.

que o valor do capacitor do filtro de saída do conversor aumenta, mais distante a forma de onda da corrente de indutor se tornará em relação à forma da corrente de fonte, ou seja, à medida que as componentes harmônicas presentes na corrente de fonte são atenuadas, a corrente de indutor se aproximará de seu valor médio. Além disso, nota-se também uma diminuição do amortecimento das curvas, o que faz com que componentes de frequência igual a 2,5kHz sejam amplificados.

A Figura 3.15 mostra a curva de resposta em frequência da magnitude da impedância de saída do conversor em malha fechada. Nota-se, em comparação com a curva apresentada na Figura 3.11, que a aplicação do controle linear reduz a magnitude do *ripple* máximo de 270% em malha aberta, para 170%. Constata-se ainda que, o aumento da capacitância do filtro de saída do conversor reduz a impedância de saída da fonte, porém, altera também o formato da curva, sendo que para capacitâncias superiores a $18\mu\text{F}$, a magnitude da impedância apresentará dois pontos de máximo: o principal na região entre 2,3 e 2,5kHz e o segundo na região entre 690 e 660Hz. Observa-se que o *ripple* máximo esperado para uma capacitância de filtro de $66\mu\text{F}$ é de 96%, enquanto que para uma capacitância de $330\mu\text{F}$, esse valor decai para aproximadamente 25%. Com isso, percebe-se que o aumento da capacitância do filtro de saída do conversor pode fazer com que a fonte

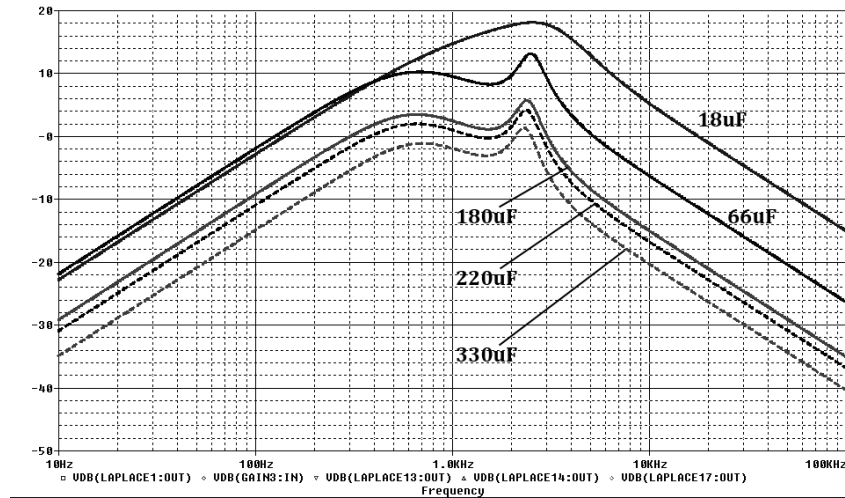


Figura 3.15: Resposta em frequência da impedância de saída do conversor em malha fechada.

apresente um nível de oscilação de tensão compatível com as exigências de um sistema de amplificação, possibilitando que o amplificador de áudio reproduza sinais com amplitude equivalente a 80% do valor médio do barramento de alimentação, sem que isso o distorça significativamente.

3.1.3 Simulação do conversor em ponte-completa com controle linear

Nesta seção será realizada a simulação do conversor ponte-completa projetado, com o intuito de se poder avaliar a relação entre as informações deduzidas a partir do modelo linear do conversor e o comportamento do circuito chaveado. A implementação dos compensadores foi feita por meio de um circuito analógico com amplificadores operacionais, de acordo com a Figura 3.16.

A relação entre os parâmetros do circuito analógico e aqueles da função de transferência da equação (3.20) é feita na Tabela 3.5.

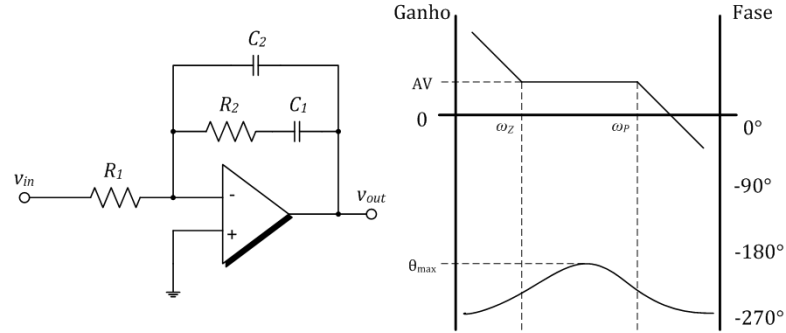


Figura 3.16: Circuito analógico do compensador Tipo-II e diagrama de Bode. $A_V = R_2/R_1$

Tabela 3.5: Relação entre a função de transferência do compensador Tipo-II e os parâmetros do circuito analógico que o implementa

Parâmetro	Componentes
G_{DC}	$\frac{1}{R_1 C_2}$
ω_z	$\frac{1}{R_2 C_1}$
ω_p	$\frac{C_2 + C_1}{R_2 C_1 C_2}$

3.1.3.1 Simulação do conversor com carga resistiva

Nesta seção será realizada a simulação do conversor projetado, por meio do software de simulação de circuitos eletrônicos PSIM, versão 6, da Powersim Inc. Serão avaliados conversores com capacitâncias de filtro de $66\mu\text{F}$ e $330\mu\text{F}$. As condições das simulações serão:

- Ganho da medição de tensão - $H = 0, 1$;
- Referência de tensão - $V_{ref} = 7V$;
- Tensão nos barramentos - $V_{CC} = 35V$;
- Carga do amplificador - $R_L = 2\Omega$;
- Tensão máxima de saída do amplificador - $V_{audio,pico} = 26V_p$;

a) Simulação do conversor com capacitância de filtro igual $66\mu\text{F}$

Foi observado que a utilização de um capacitor de $18\mu\text{F}$ no filtro de saída do conversor não permite que a fonte tenha um comportamento adequado em termos de *ripple* de tensão. Assim sendo, a primeira situação avaliada é o controle do conversor para uma capacitância de filtro igual a $66\mu\text{F}$. Considerou-se uma condição onde o conversor ponte-completa alimenta um amplificador classe AB que reproduz um sinal de áudio de frequência igual a $1,25\text{kHz}$. De acordo com a curva das Figuras 3.14 e 3.15, a condição simulada faz com que a primeira componente alternada na corrente de fonte coincida com a máxima magnitude da corrente de indutor e *ripple* de tensão. A Figura 3.17 apresenta as formas de onda de tensão na saída do conversor e na saída do amplificador de áudio.

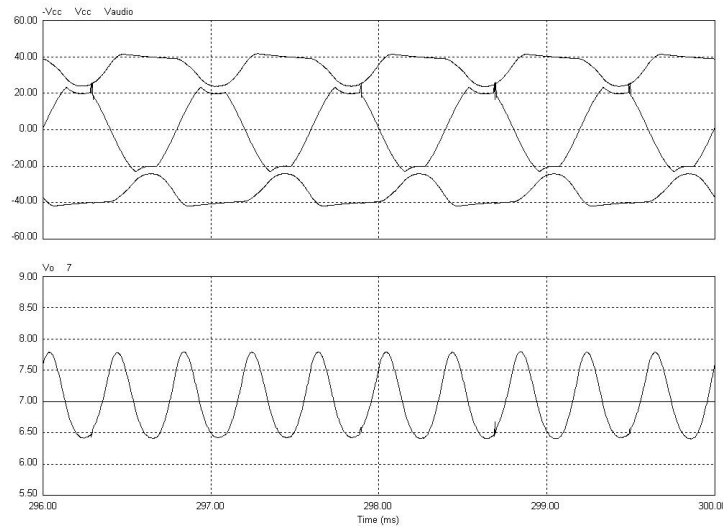


Figura 3.17: Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de $1,25\text{kHz}$ e capacitância de filtro de $66\mu\text{F}$. Formas de onda na tensão de saída (Superior), tensão medida pelo circuito de controle (V_o) e referência de tensão (Inferior).

A Figura 3.17 mostra que o uso de uma capacitância de $66\mu\text{F}$, para uma condição de carga máxima, provoca a distorção do sinal de áudio na saída do amplificador por ceifamento da forma de onda do sinal. A partir da análise das formas de ondas obtidas, pôde-se levantar o valor do *ripple* de tensão nos barramentos de alimentação, o qual é descrito na Tabela 3.6.

Tabela 3.6: *Ripple* de tensão na saída do conversor. $C = 66\mu\text{F}$ e $R_L = 2\Omega$.

Ripple	Modelo	Simulação
<i>Ripple</i> na tensão medida (ΔV_O)	35,7%	20,0%
<i>Ripple</i> nos barramentos de alimentação (ΔV_{CC})	71,3%	51,9%

Conforme exposto pela Tabela 3.6, a oscilação dos barramentos de alimentação devida à perturbação de carga é muito mais branda do que prevista pelo modelo, mesmo estando na simulação presentes as demais componentes de frequência, desprezadas na definição da relação descrita na equação (2.15). Isso se deve ao ceifamento da forma de onda de tensão, pois, com isso a magnitude da corrente de carga iria diminuir, reduzindo consequentemente a corrente de fonte e o *ripple* de tensão.

b) Simulação do conversor com capacitância de filtro igual $330\mu\text{F}$

O conversor utilizado na seção anterior é simulado agora para uma condição onde a capacitância do filtro foi elevada para $330\mu\text{F}$. Para se obter o máximo valor de *ripple*, a frequência do sinal de áudio foi alterada para 1,15kHz. A Figura 3.18 mostra as formas de onda para as tensões de saída do conversor e amplificador. A Tabela 3.7 resume as informações acerca do valor do *ripple* de tensão para a situação avaliada.

Tabela 3.7: *Ripple* de tensão na saída do conversor. $C = 330\mu\text{F}$ e $R_L = 2\Omega$.

Ripple	Modelo	Simulação
<i>Ripple</i> na tensão medida (ΔV_O)	9,2%	5,4%
<i>Ripple</i> nos barramentos de alimentação (ΔV_{CC})	18,4%	13,7%

Constata-se que, ao se elevar a capacitância do filtro de saída do conversor, a rejeição à perturbação do sistema em malha fechada foi melhorada proporcionando uma redução significativa do valor máximo do *ripple* de tensão (74%) em relação à situação anteriormente analisada. Observa-se também que a redução do *ripple* evita que a forma de onda de tensão na saída do amplificador de áudio seja ceifada, o que indica uma melhora da

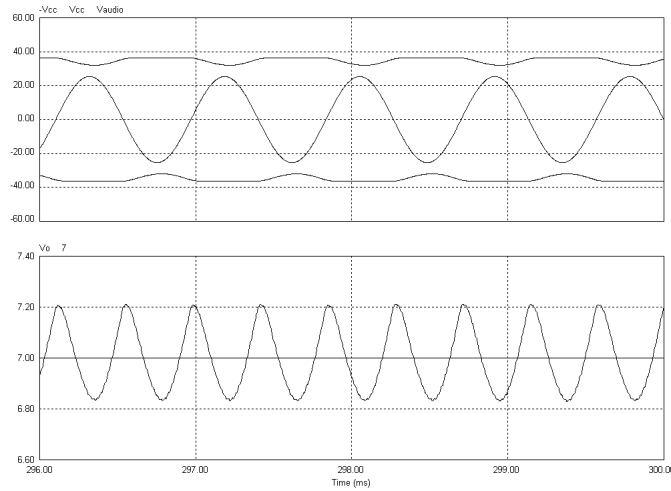


Figura 3.18: Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,15kHz e capacitância de filtro de $330\mu\text{F}$. Formas de onda na tensão de saída (Superior), tensão medida pelo circuito de controle (V_O) e referência de tensão (Inferior).

qualidade do sinal em amplitudes mais altas.

3.1.3.2 Simulação do conversor com carga reativa

Substituindo a carga resistiva de 2Ω por quatro alto-falantes em paralelo, representados pelo modelo *Thiele-small* descrito no Apêndice A, realizou-se novas simulações para o conversor ponte-completa. Com exceção da carga do amplificador considerada, as condições de simulação descritas na seção anterior foram mantidas.

a) Simulação do conversor com capacitância de filtro igual $66\mu\text{F}$

Considerando o conversor com capacitância de $66\mu\text{F}$, o valor máximo da impedância de saída ocorre para um sinal de áudio de 1,25kHz. Nessa frequência, de acordo com a curva de impedância do alto-falante apresentado na Figura A.5, o conjunto de alto-falantes irá possuir uma impedância equivalente a $2,7\angle 33^\circ\Omega$. Isso implica em um módulo de impedância superior ao avaliado para carga resistiva. Essa diminuição de carga deverá provocar uma redução do *ripple* observado nos barramentos de alimentação. O resultado da simulação está expresso na Figura 3.19. As informações relacionadas com a magnitude

Capítulo 3 - Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação

do *ripple* de tensão para a situação simulada são apresentadas na Tabela 3.8

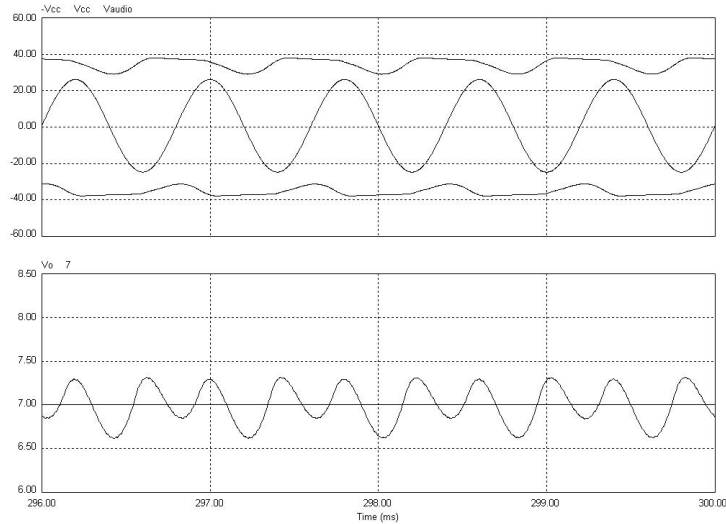


Figura 3.19: Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,25kHz ao alimentar um conjunto de alto-falantes. Formas de onda na tensão de saída (Superior), tensão medida pelo circuito de controle (V_O) e referência de tensão (Inferior).

Tabela 3.8: *Ripple* de tensão na saída do conversor. $C = 66\mu\text{F}$ e Conjunto de alto-falantes.

Ripple	Modelo	Simulação
<i>Ripple</i> na tensão medida (ΔV_O)	26,6%	10,8%
<i>Ripple</i> nos barramentos de alimentação (ΔV_{CC})	53,2%	25,8%

Observa-se que ao alimentar um sistema com carga reativa, o *ripple* resultante decai aproximadamente 50%, valor muito superior àquele que poderia ser previsto pelo modelo, o qual indica uma redução de 35%. Essa diferença pode ser atribuída ao efeito do deslocamento de fase, o qual não é tratado pelo modelo, tornando difícil prever as suas consequências.

b) Simulação do conversor com capacitância de filtro igual $330\mu\text{F}$

Para um sinal de 1,15kHz, a impedância do conjunto de alto-falantes será $2,61\angle 32^\circ\Omega$, muito próximo do observado no exemplo anterior. Nesse caso, assim como no anterior, o

Capítulo 3 - Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação

módulo da impedância da carga reativa é superior ao avaliado para carga resistiva, o que implica em uma redução do *ripple* de tensão. O resultado da simulação é apresentado na Figura 3.20 e na Tabela 3.9.

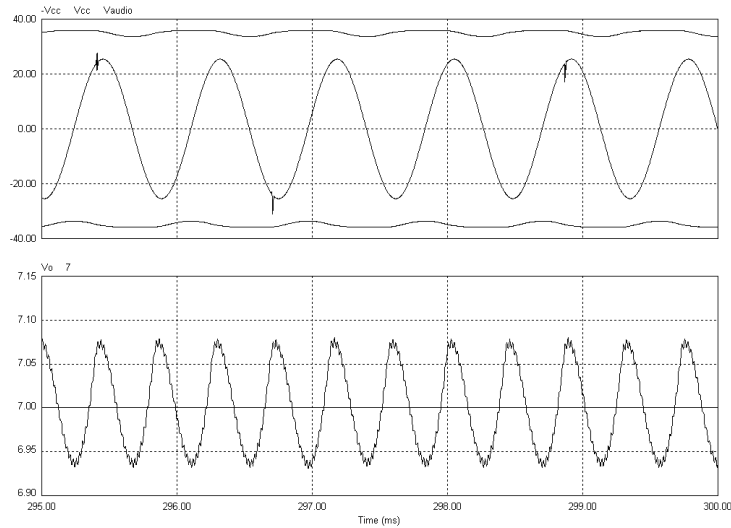


Figura 3.20: Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,15kHz ao alimentar um conjunto de alto-falantes. Formas de onda na tensão de saída (Superior), tensão medida pelo circuito de controle (V_O) e referência de tensão (Inferior).

Tabela 3.9: *Ripple* de tensão na saída do conversor. $C = 330\mu\text{F}$ e Conjunto de alto-falantes.

Ripple	Modelo	Simulação
<i>Ripple</i> na tensão medida (ΔV_O)	7,0%	2,1%
<i>Ripple</i> nos barramentos de alimentação (ΔV_{CC})	14,1%	5,7%

Nota-se uma redução de 58% no *ripple* em relação ao obtido para carga resistiva. Constata-se que a magnitude do *ripple*, nessa condição, permite que o sinal de áudio excursionasse até valores muito próximos de seu máximo, indicando um maior aproveitamento da capacidade de fornecimento de energia da fonte. Novamente, a redução do *ripple* foi muito além do previsto pelo modelo (23%).

3.2 Conclusões do capítulo

Nesse capítulo, foi avaliado o comportamento de fontes de alimentação não-reguladas e fontes chaveadas do tipo ponte-completa, ao serem empregadas em sistemas de amplificação de sinais. Os estudos focaram-se na utilização de amplificadores lineares como carga, uma vez que o uso de amplificadores classe D demandaria um aprofundamento maior em relação às técnicas de controle do amplificador e sua influência sobre o sistema como um todo.

Comentou-se que o uso de fontes não-reguladas ainda é predominante em sistemas de amplificação, devido principalmente a sua simplicidade de projeto e construção dessa topologia. Porém, verificou-se que para se minimizar as oscilações de tensão nos barramentos de alimentação, e permitir uma excursão adequada do sinal de áudio, seria necessário empregar bancos capacitivos muito elevados, na ordem de dezenas a centenas de milhares de micro-Faradays, além de se produzir um transformador isolador com baixa dispersão, de modo a se melhorar a regulação de carga. Esses fatores fazem com que o projeto de fontes não-reguladas, apesar de simples, seja muito oneroso e necessite de componentes volumosos e pesados. Ainda assim, a fonte de alimentação não possuiria boa regulação de linha, impondo ao amplificador variações de tensão que afetariam negativamente tanto a qualidade do sinal sonoro, quanto a sua eficiência total.

Constatou-se que o uso de fontes chaveadas para alimentar sistemas de amplificação seria uma alternativa interessante, uma vez que se reduziria o tamanho dos componentes passivos necessários para o estágio de potência, além de se oferecer regulação de linha e carga. Avaliou-se o desempenho de um conversor ponte-completa para a aplicação em questão. Verificou-se que, para se garantir um bom funcionamento do conversor, para configurações de amplificador do tipo *Single-ended*, é necessário acoplar os indutores dos barramentos de alimentação e assim minimizar os efeitos do desequilíbrio de cargas entre as fontes. No que se refere ao controle do conversor, o uso de uma técnica de controle linear do valor médio dos estados do conversor pode produzir bons resultados para capacitâncias de filtro de valor superior a $330\mu\text{F}$, onde se obteve um *ripple* máximo

Capítulo 3 - Fontes de alimentação aplicadas a sistemas de amplificação

de aproximadamente 14%. Notou-se também que, ao se alimentar um sistema com carga reativa, a demanda de energia por parte do amplificador diminui, fazendo com que um conversor com capacitância de $330\mu\text{F}$ ofereça um *ripple* máximo de aproximadamente 6%.

Capítulo 4

Análise da aplicação do controle baseado em passividade

No Capítulo 3 avaliou-se o comportamento de um conversor ponte-completa aplicado a sistemas de amplificação controlado por meio de uma técnica linear, baseada no controle dos valores médios dos estados do conversor. Constatou-se que, para se obter uma impedância de saída capaz de fornecer um *ripple* de tensão satisfatório, se torna necessário empregar capacitâncias superiores a $330\mu\text{F}$. O mau desempenho do conversor para valores menores de capacitância está associado ao fato de a perturbação de carga provocar constantes alterações no ponto de operação do conversor. Para solucionar esse problema, pode-se utilizar técnicas mais avançadas de controle, *e.g.*, controle robusto, como feito em [24], ou lançar mão de técnicas de controle não-linear, onde a compensação da variação do ponto de operação pode ser feita de forma mais natural.

Em [33] é apresentada uma metodologia de modelagem de sistemas dinâmicos focada nos conceitos de energia, *i.e.*, nos mecanismos de armazenamento e dissipação de energia dos sistemas, baseada na abordagem de Euler-Lagrange (*EL*). A partir do modelo de *EL*, é proposta uma técnica de controle conhecida como controle baseado em passividade, cuja finalidade é definir uma relação onde o sistema armazene menos energia do que lhe é fornecida pela fonte primária, e assim garantir estabilidade assintótica em um ponto de

equilíbrio. Associada a conversores estáticos, a técnica de controle baseada em passividade possibilita uma melhor rejeição à perturbações de fonte [34], em comparação a técnicas lineares, e oferece um melhor comportamento em relação à condição de rastreamento de trajetória, tornando essa técnica interessante na estabilização de pré-reguladores de fator de potência, como discutido em [25].

Nesta seção, a aplicação do controle baseado em passividade ao conversor ponte-completa analisado no Capítulo 3 é estudada no sentido de se verificar quais são as possíveis contribuições que essa técnica oferece à alimentação de sistemas de amplificação de sinais.

4.1 Passividade de sistemas dinâmicos

Nesta seção serão apresentados alguns conceitos, relacionados à passividade de sistemas dinâmicos, importantes para se compreender o desenvolvimento realizado no trabalho. Como discutido em [33] e [35], um sistema dinâmico pode ser especificado a partir da forma como ele trata a energia fornecida a ele através de fontes externas. Isso faz com que se possa definir três tipos de funções de energia:

- Função de armazenamento, relacionada à energia armazenada pelo sistema. Em circuitos elétricos essa função está atrelada aos capacitores e indutores do circuito;
- Função de fornecimento, relacionada à energia entregue ao sistema por fontes externas. Em circuitos elétricos está associada às fontes de corrente e tensão;
- Função de dissipação, representa a energia dissipada pelo sistema em um intervalo de tempo. Relacionada com elementos de perdas como resistores;

Considerando um sistema dinâmico autônomo não-linear, descrito pela equação (4.1):

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x, u)\end{aligned}\tag{4.1}$$

Onde, $x \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados;

$u \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de entradas;

$y \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de saídas;

$f: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$ é contínua, suave e $f(0, 0) = 0$;

$h: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^m$ é contínua e com $h(0, 0)$;

O sistema é dito passivo se existir uma função de armazenamento $\mathcal{V}(x)$, semi-definida positiva, derivável e contínua, tal que:

$$\int_0^t (u^T y) d\sigma \geq \mathcal{V}(x_t) - \mathcal{V}(x_0) \quad (4.2)$$

Onde $u^T y$ é a função de fornecimento de energia. A equação (4.2) implica que um sistema será passivo se a quantidade de energia armazenada em um intervalo de tempo for menor do que a energia fornecida ao sistema no mesmo intervalo. A partir da definição da equação (4.2), pode-se deduzir que:

$$u^T y \geq \dot{\mathcal{V}}(x) = \frac{\partial \mathcal{V}}{\partial x} f(x, u) \quad (4.3)$$

Segundo a equação (4.3) pode-se fazer as seguintes definições:

- Um sistema é passivo sem perdas se: $u^T y = \dot{\mathcal{V}}(x)$;
- Um sistema é estritamente passivo em relação à sua entrada se: $u^T y \geq \dot{\mathcal{V}}(x) + u^T \lambda(u)$ para alguma função λ onde $u^T \lambda(u) > 0, \forall u \neq 0$;
- Um sistema é estritamente passivo em relação à sua saída se: $u^T y \geq \dot{\mathcal{V}}(x) + y^T \sigma(y)$ para alguma função σ onde $y^T \sigma(y) > 0, \forall y \neq 0$;
- Um sistema é estritamente passivo em relação ao estado se: $u^T y \geq \dot{\mathcal{V}}(x) + \vartheta(x)$ para alguma função ϑ definida positiva;
- O sistema é dito de estado zero observável se nenhuma solução de $\dot{x} = f(x, 0)$ permanecer no ponto $S = \{x \in \mathbb{R}^n \mid h(x, 0) = 0\}$ exceto para $x = 0$;

Acerca da estabilidade de sistemas passivos, têm-se que:

- Se o sistema definido pela equação (4.1) é passivo e a função de armazenamento é definida positiva, logo o sistema é estável para $u = 0$ e $f(x,0)$. Sendo também a função $\mathcal{V}(x)$ uma função de Lyapunov;
- O sistema será assintoticamente estável em relação à origem se for estritamente passivo em relação aos estados;
- O sistema será assintoticamente estável em relação à origem se for estritamente passivo em relação à saída e for de estado zero observável.

Mesmo que um sistema passivo não seja estritamente passivo, essa condição pode ser atingida por meio de realimentação [25], desde que esta atue no sentido de deixar o sistema mais dissipativo. Assim sendo, torna-se interessante visualizar os sistemas dinâmicos através das suas grandezas físicas ligadas à energia, o que pode ser feito por meio das equações de Euler-Lagrange, as quais descrevem as equações de movimento do sistema com o foco no fornecimento, armazenamento e dissipação de energia. Uma vez discriminados os parâmetros do sistema, pode-se propor uma estrutura de controle que torne o sistema em malha fechada mais dissipativo, focando, obviamente, a estabilidade assintótica.

4.1.1 Modelagem de um conversor buck pelo método de Euler-Lagrange

De acordo com [33], um circuito elétrico pode ser modelado pelas equações de Euler-Lagrange como descrito na equação (4.4).

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial \ell}{\partial q} = - \frac{\partial \mathcal{N}}{\partial \dot{q}} + \mathcal{F}_q \quad (4.4)$$

Onde, q representa o vetor carga elétrica, sendo $\dot{q}$, consequentemente, o vetor fluxo de corrente;

$\mathcal{N}$ é a função de dissipação de Rayleigh do sistema, o qual mensura a energia dissipada pelo sistema;

$\mathcal{F}_q$ é o vetor de forças generalizadas da equação de EL , que para um sistema elétrico representa as fontes de energia, *e.g.*, fontes de corrente e tensão;

ℓ é o Lagrangiano do sistema, o qual representa a diferença entre a co-energia magnética do circuito ($\mathcal{M}(\dot{q}, q)$) e a energia de campo elétrico do circuito ($\mathcal{W}(q)$), ou seja:

$$\ell = \mathcal{M}(\dot{q}, q) - \mathcal{W}(q) \quad (4.5)$$

Substituindo a equação (4.5) em (4.4), obtém-se a equação de EL para um circuito elétrico, em termos dos parâmetros de armazenamento e dissipação de energia:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathcal{M}}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial \mathcal{M}}{\partial q} + \frac{\partial \mathcal{W}}{\partial q} = -\frac{\partial \mathcal{N}}{\partial \dot{q}} + \mathcal{F}_q \quad (4.6)$$

Considerando um conversor estático, o vetor de cargas elétricas pode ser constituído das cargas armazenadas nos capacitores (q_C) e nos indutores (q_L). De acordo com [35], um conversor *buck*, como o apresentado pela Figura 4.1, apresenta os seguintes parâmetros do modelo de EL :

$$\mathcal{M}_\mu(\dot{q}_L) = \frac{1}{2} L_f \dot{q}_L^2 \quad (4.7)$$

$$\mathcal{W}_\mu(q) = \frac{1}{2C_f} q_C^2 \quad (4.8)$$

$$\mathcal{N}_\mu(\dot{q}, q) = \frac{1}{2} \frac{(\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2}{G_f} \quad (4.9)$$

$$\mathcal{F}_{q_L}^\mu = \mu E \quad (4.10)$$

$$\mathcal{F}_{q_C}^\mu = 0 \quad (4.11)$$

Onde: $G_f = \frac{1}{R_f}$.

$$R_f = 2R;$$

$$C_f = \frac{C}{2};$$

$$L_f = 2(L + L_M).$$

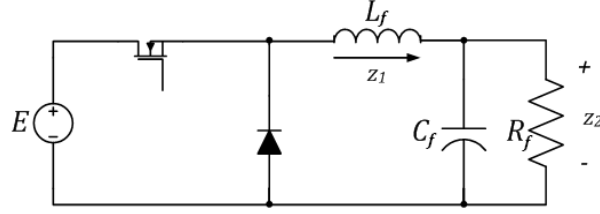


Figura 4.1: Circuito de um conversor *buck*.

Substituindo-se as equações (4.7) a (4.11) no modelo da equação (4.6), obtém-se o modelo *EL* do conversor *buck*, apresentado na equação (4.12).

$$\begin{cases} L_f \ddot{q}_L = -\frac{(\dot{q}_L - \dot{q}_C)}{G_f} + \mu E \\ \frac{q_C}{C_f} = \frac{(\dot{q}_L - \dot{q}_C)}{G_f} \end{cases} \quad (4.12)$$

Realizando sobre a equação (4.12) uma mudança de variáveis, onde: $z_1 = \dot{q}_L$ e $z_2 = q_C/C_f$, encontra-se:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -\frac{1}{L_f} z_2 + \mu \frac{E}{L_f} \\ \dot{z}_2 = \frac{1}{C_f} z_1 - \frac{G_f}{C_f} z_2 \end{cases} \quad (4.13)$$

Onde, z_1 e z_2 são a corrente no indutor e a tensão no capacitor do conversor, respectivamente. Observa-se que a equação (4.13) se refere ao modelo do conversor *buck* descrito pela equação (3.4), sendo que agora, este foi obtido por meio de definições acerca da energia manipulada pelo circuito. O modelo desenvolvido pode ser expresso na forma matricial como se segue:

$$D_B \dot{z} + (J_B + R_B)z = \mu E_B$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad E_B = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad D_B = \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ 0 & C_f \end{bmatrix} \quad J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G_f \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Sendo que, para esse conversor, uma função de armazenamento poderia ser definida como:

$$\mathcal{V}(z) = \frac{1}{2} z^T D_B z \quad (4.15)$$

4.1.2 Controle baseado em passividade de um conversor buck

De acordo com as definições sobre sistemas passivos feitas anteriormente, observa-se que um sistema não-linear será assintoticamente estável se este for estritamente passivo. Isto implica que uma técnica de controle poderá garantir estabilidade assintótica ao tornar um sistema em malha fechada passivo em relação a uma função de armazenamento. Baseada na função de armazenamento do sistema, dada pela equação (4.15), pode-se propor uma função de armazenamento desejada para o sistema em malha fechada, esta, por sua vez, designada pela equação (4.16).

$$\mathcal{V}_d = \frac{1}{2} \tilde{z}^T D_B \tilde{z} \quad (4.16)$$

Onde, $\tilde{z}$ determina o erro entre o valor desejado dos estados e o seu valor real. Por definição têm-se:

$$\tilde{z} \triangleq z - z_d \quad (4.17)$$

$$\tilde{z} = \begin{bmatrix} \tilde{z}_1 & \tilde{z}_2 \end{bmatrix}^T \quad (4.18)$$

$$z_d = \begin{bmatrix} z_{d1} & z_{d2} \end{bmatrix}^T \quad (4.19)$$

Onde, z_d representa o valor desejado dos estados. É importante frisar que, como o sistema é sub-atuado, ou seja, possui menos entradas de comando do que estados a serem controlados, os valores de referência possuem uma relação de dependência entre si. Isso implica que, uma vez definido um dos valores de z_d , o outro será determinado pela dinâmica do erro.

A dinâmica desejada para o erro médio (Ψ), associada com a função de armazenamento definida na equação (4.16), é descrita pela equação (4.20).

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (J_B + R_{Bd})\tilde{z} = \Psi \quad (4.20)$$

Sendo que R_{Bd} é a matriz de amortecimento modificada de forma a se obter uma função de dissipação de Rayleigh desejada. Têm-se que:

$$\mathcal{N} = \frac{1}{2} \tilde{z}^T R_{Bd} \tilde{z} = \frac{1}{2} \tilde{z}^T (R_B + R_{nB}) \tilde{z} \quad (4.21)$$

Onde R_{nB} é um termo de amortecimento virtual a ser inserido no sistema pelo circuito de controle, o qual pode ser definido genericamente como: $R_{nB} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix}$. Sendo $R_1 > 0$ e $G_2 > 0$.

Considerando a alteração no diagrama de dissipação do sistema em malha fechada, a dinâmica do erro médio, para $\Psi = 0$, é exponencialmente convergente, o que torna o sistema estável [33]. Isso pois, a derivada temporal da função de armazenamento desejada, ao longo das trajetórias de (4.20), para $\Psi = 0$, é sempre negativa, como mostra a equação (4.22).

$$\dot{\mathcal{V}}_d = -\tilde{z}^T R_{Bd} \tilde{z} \leq -\frac{\alpha}{\beta} \mathcal{V}_d < 0, \forall \tilde{z} \neq 0 \quad (4.22)$$

Onde, $\alpha = \min\{R_1, G_f + G_2\}$ e $\beta = \max\{L_f, C_f\}$.

A dinâmica do controlador pode ser determinada a partir das equações (4.14) e (4.20):

$$\Psi = \mu E_B - [D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d - R_{nB}\tilde{z}] \quad (4.23)$$

Fazendo $\Psi = 0$, encontra-se:

$$\mu E_B = D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d - R_{nB}\tilde{z} \quad (4.24)$$

A equação (4.24) pode ser expandida para o sistema apresentado na equação (4.25).

$$\begin{cases} \mu E = L_f \dot{z}_{d1} + z_{d2} - R_1(z_1 - z_{d1}) \\ 0 = C_f \dot{z}_{d2} - z_{d1} + G_f z_{d2} - G_2(z_2 - z_{d2}) \end{cases} \quad (4.25)$$

Analisando a equação (4.25), observa-se que a estrutura do controlador possibilita que a ação de controle seja determinada de três formas distintas, dependendo da variável de referência escolhida (z_{d1} ou z_{d2}) e dos ganhos do controlador (R_1 e G_2). As estratégias de controle podem ser definidas como:

- Controle direto da tensão de saída - Tomando z_{d2} como referência e fazendo $R_1 = 0$. Nesta modalidade a tensão de saída é imposta pelo sistema de controle e o amortecimento virtual pode ser encarado como um termo resistivo em paralelo com o capacitor;
- Controle indireto da tensão de saída - Tomando z_{d1} como referência e fazendo $G_2 = 0$. O sistema de controle força a corrente de indutor para um valor de referência, controlando indiretamente a tensão de saída;
- Controle direto-indireto da tensão de saída - Tomando z_{d2} como referência e assumindo uma compensação da tensão e da corrente.

4.1.2.1 Controle direto da tensão de saída

Deseja-se que a tensão de saída do conversor assuma um valor desejado, constante, $z_{2d} = V_{od}$. Fazendo $R_1 = 0$ as equações do controlador podem ser derivadas da equação (4.25) de forma que:

$$\begin{cases} z_{d1} = G_f V_{od} - G_2(z_2 - V_{od}) \\ \mu = \frac{1}{E}(L_f \dot{z}_{d1} + V_{od}) \end{cases} \quad (4.26)$$

4.1.2.2 Controle indireto da tensão de saída

Nesta topologia de controle, a tensão de saída será definida indiretamente pela corrente média no indutor do filtro. Para isso, faz-se $z_{d1} = I_d = G_f V_{od}$ e determina-se que $G_2 = 0$. Com isso, as equações do controlador se tornam:

$$\begin{cases} \dot{z}_{d2} = \frac{1}{C_f}(I_d - G_f z_{d2}) \\ \mu = \frac{1}{E}[z_{d2} - R_1(z_1 - I_d)] \end{cases} \quad (4.27)$$

4.1.2.3 Controle direto-indireto da tensão de saída

Nesta topologia, a determinação da ação de controle sofrerá influência tanto da corrente de indutor, quanto da tensão de saída. Como a finalidade do controle é fazer com que a tensão de saída seja regulada para um valor desejado, toma-se a variável $z_{d2} = V_{od}$ como referência. Desta forma, as equações do controlador podem ser escritas como sendo:

$$\begin{cases} z_{d1} = G_f V_{od} - G_2(z_2 - V_{od}) \\ \mu = \frac{1}{E}[L_f \dot{z}_{d1} + V_{od} - R_1(z_1 - z_{d1})] \end{cases} \quad (4.28)$$

4.1.2.4 Eliminação de erros em estado estacionário

De acordo com [35], a aplicação direta dos controladores derivados nas seções anteriores não garantem que o sistema apresentará erro em estado estacionário nulo. Isso se deve a elementos parasitas não modelados no circuito do conversor, de forma que não há um equilíbrio exato entre fornecimento e dissipação de energia, para o ponto de equilíbrio determinado pelo sistema de controle. Assim sendo, para se corrigir tal problema, recomenda-se a inserção de um termo integral às equações do controlador, termo este definido como:

$$Int = -k_i \int_0^t [z_2(s) - V_{od}] ds \quad (4.29)$$

Onde, $k_i > 0$. Neste trabalho o termo integral não será adicionada na equação que determina a ação de controle μ , mas sim, na equação restante da estrutura do controlador.

4.2 Controle não-linear do conversor ponte-completa

4.2.1 Análise de desempenho dos controladores

Nesta seção, as técnicas de controle descritas na seção anterior foram aplicadas ao modelo do conversor ponte-completa desenvolvido no Capítulo 3. A comparação entre os três tipos de controlador foi feita considerando um conversor com capacitância de filtro igual a $18\mu\text{F}$ e ganhos definidos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Ganhos dos controladores baseados em passividade

Ganho	Valor	Unidade
k_i	100	--
R_1	25	Ω
G_2	1	$\mathcal{U}$

Levantou-se, então, as curvas de resposta em frequência para a impedância de saída do conversor *buck* equivalente, por meio de simulação. As curvas referentes à magnitude da impedância, para as três formas de controle baseado em passividade, são apresentadas na Figura 4.2.

Em relação ao desempenho dos controladores, pode-se observar que:

- o controle direto da tensão proporciona uma redução da impedância de saída do conversor, oferecendo um *ripple* máximo teórico de 19,7%, em relação aos 270% da malha aberta e 170% do controle linear;
- O controle indireto não oferece nenhuma rejeição da perturbação de carga para regiões de baixa frequência. Um fator crucial para o mau funcionamento da técnica de controle está no fato de ela tentar forçar uma corrente de indutor constante ao conversor, enquanto, esta, como sabido, deveria possuir componentes alternadas;
- O controle direto-indireto possui comportamento semelhante ao controle direto nas

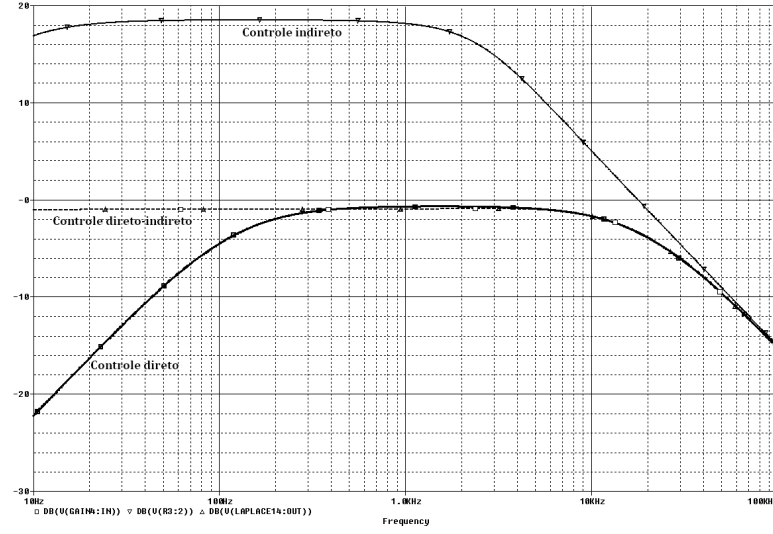


Figura 4.2: Magnitude da resposta em frequência da impedância de saída do conversor *buck* equivalente para controle baseado em passividade

médias e altas frequência, no entanto, para baixas frequências apresenta desempenho inferior. Nota-se que a forma da resposta da impedância, para essa técnica, se assemelha à apresentada pelo controle indireto, contudo, existe uma atenuação do valor máximo para patamares mais aceitáveis.

Pode-se observar, por meio da Figura 4.2, que o controle indireto da tensão de saída do conversor não é capaz de rejeitar a perturbação de carga, apresentando desempenho inferior à malha aberta. Como comentado anteriormente, o fator principal para o mau desempenho está na forma como a corrente de referência é definida. Assim sendo, propõe-se uma modificação na estrutura do controlador indireto, de forma que a corrente de referência se torne mais próxima do esperado.

Considerou-se que a corrente de referência deveria ser tratada como um sinal composto por uma parte contínua, referente ao valor médio nominal da corrente de indutor, e um erro referente ao efeito da perturbação na corrente de indutor, ou seja:

$$z_{d1} = I_d + \Delta i_L \quad (4.30)$$

A definição exata de Δi_L poderia ser feita através de métodos computacionais, a

partir de medições da corrente de saída do amplificador, no entanto, isso acarretaria em um aumento da complexidade do sistema de controle além de atrelar o desenvolvimento da fonte ao projeto do amplificador. Uma solução mais simples seria estimar esse erro através do *ripple* de tensão do conversor. Como a corrente de indutor se assemelha à corrente de carga para baixas e médias frequências, essa alternativa poderia produzir bons resultados. Tendo isso em mente, considerou-se que:

$$\Delta i_L \approx k_p(V_{od} - z_2) + k_i \int_0^t (V_{od} - z_2)dt \quad (4.31)$$

Logo:

$$z_{d1} = G_f V_{od} + \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (V_{od} - z_2) \quad (4.32)$$

Essa modificação na definição da corrente de referência provoca uma alteração na estrutura do controlador indireto apresentado na equação (4.27), uma vez que a corrente z_{d1} não é mais contínua. A nova configuração é apresentada na equação (4.33).

$$\begin{cases} \dot{z}_{d2} = \frac{1}{C_f}(z_{d1} - G_f z_{d2}) \\ \mu = \frac{1}{E}[L_f \dot{z}_{d1} + z_{d2} - R_1(z_1 - z_{d1})] \end{cases} \quad (4.33)$$

Fazendo $k_p = G_2$, a técnica de controle indireto modificada foi comparada com a técnica de controle direto. As curvas de resposta em frequência da impedância de saída resultantes são mostradas na Figura 4.3.

Observa-se que, apesar do valor máximo do *ripple* de tensão resultante ser maior para o controle indireto modificado (37,5%), o desempenho do conversor para baixas e médias frequências sofreu uma melhora, estando o aumento da impedância presente na região de alta frequência (4kHz a 22kHz). Isso significa que a fonte apresentará menor *ripple* nos barramentos de alimentação para as regiões de trabalho do amplificador onde há maior demanda de energia.

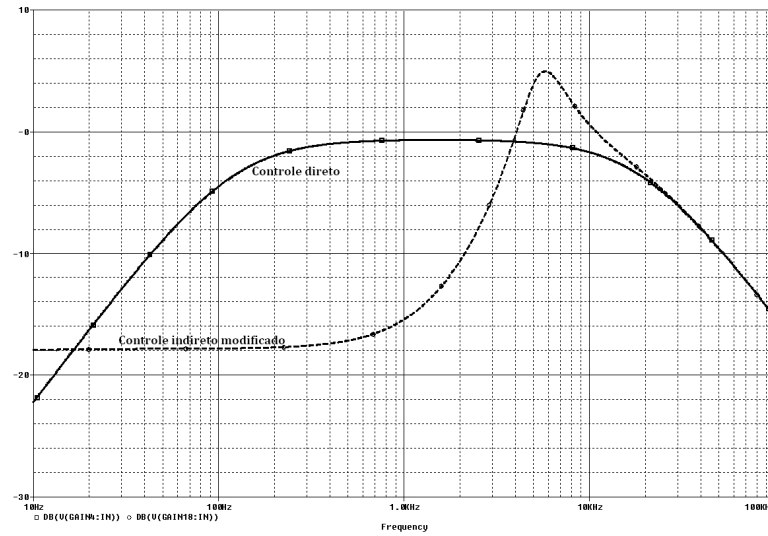


Figura 4.3: Comparação da resposta da impedância de saída do conversor *buck* equivalente para controle direto da tensão e controle indireto modificado

4.2.1.1 Variação da capacitância do filtro do conversor

Assim como feito para a técnica de controle linear discutida no Capítulo 3, avaliou-se o comportamento do conversor em relação à variação do valor da capacitância do seu filtro de saída. A análise foi feita considerando a técnica de controle indireto modificado. As curvas de resposta em frequência para a impedância de saída do conversor são apresentadas na Figura 4.4.

Conforme a Figura 4.4, o aumento da capacitância do filtro provoca um deslocamento do máximo valor da impedância para região de baixa frequência e reduz a magnitude da impedância. Observa-se que para capacitâncias de $66\mu\text{F}$ o *ripple* máximo será de 30% e ocorrerá para sinais de áudio de 1,25kHz, já para capacitâncias de $220\mu\text{F}$ e $330\mu\text{F}$, o valor máximo do *ripple* será 21% e ocorrerá para sinais de aproximadamente 500Hz. Nota-se que, apesar das condições de *ripple* máximo não atingirem o patamar de 1%, os valores teóricos obtidos permitem o uso do conversor ponte-completa em sistemas de amplificação, uma vez que aqueles possibilitam que o amplificador exiba um valor máximo de tensão de saída igual a 80% do valor médio do barramento de alimentação, com baixo nível de distorção.

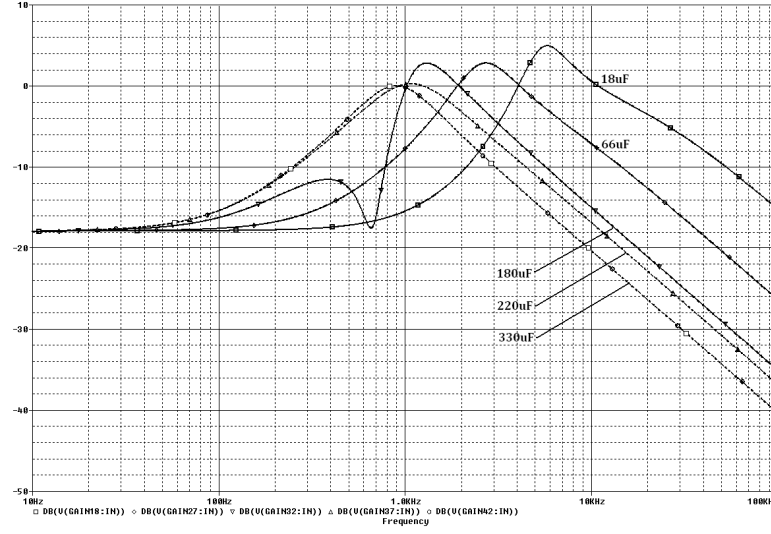


Figura 4.4: Variação da capacitância do filtro do conversor e sua influência na impedância de saída

4.2.2 Simulação do conversor

Nesta seção, o comportamento do conversor ponte-completa controlado empregando a técnica de controle indireto modificada será avaliado por meio de simulação feita com o software PSIM versão 6, da Powersim Inc. Houve a necessidade de se fazer uma alteração na composição do controlador, para que se pudesse implementar a derivada da referência de corrente (z_{d1}). Para tornar o cálculo da derivada uma função causal fez-se:

$$L \frac{d}{dt} z_{d1} \rightarrow sL z_{d1} \approx \frac{sL}{\tau_1 s + 1} z_{d1} \quad (4.34)$$

Considerou-se $\tau_1 = \frac{1}{2\pi 22 \times 10^3}$, sendo que, com essa modificação, a curva de impedância de saída não mostra alteração significativa em relação ao levantado na Figura 4.4. As simulações foram realizadas para cargas resistivas de 2Ω e reativas, considerando capacitâncias de filtro de $66\mu\text{F}$ e $330\mu\text{F}$ e tensão $V_{\text{audio}} = 26V_{\text{pico}}$, sendo as frequências do sinal de áudio escolhidas de modo a se obter o máximo *ripple*. A estrutura do controlador baseado em passividade foi manipulada para gerar barramentos de $\pm 35V$, para uma tensão de referência $V_{od} = 7V$. Os parâmetros de sintonia do controlador (R_1 , k_p e k_i) são

definidos na Tabela 4.1.

4.2.2.1 Simulação com carga resistiva

a) Simulação do conversor para capacitância de filtro $C = 66\mu F$

Nesta simulação, o amplificador de áudio sintetiza uma tensão com frequência equivalente a 1,25kHz, cujo segundo harmônico irá provocar o máximo valor do *ripple* de tensão. As formas de onda de tensão para o conversor e amplificador são apresentadas na Figura 4.5.

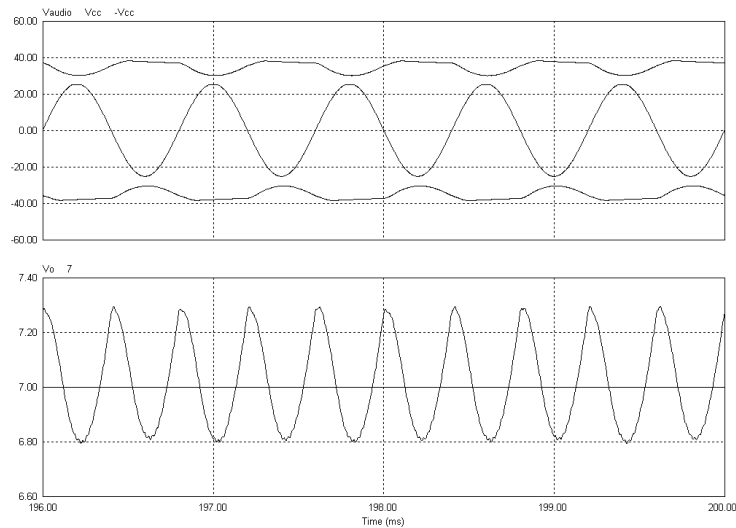


Figura 4.5: Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,25kHz, carga de 2Ω e controle baseado em passividade. $C = 66\mu F$. Formas de onda de tensão nos barramentos da fonte e na saída do amplificador (Superior). Forma de onda da tensão medida pelo circuito de controle (Inferior).

Constata-se, pela Figura 4.5, que o controle baseado em passividade provoca uma redução considerável da magnitude da oscilação de tensão sobre as vias de alimentação, permitindo que, mesmo com um baixo valor de capacitância, o sinal de áudio possa excursionar até aproximadamente 80% de seu valor máximo sem que isso provoque ceifamento da forma de onda. As medições do *ripple* obtido são apresentadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: *Ripple* de tensão na saída do conversor. $C = 66\mu\text{F}$ e $R_L = 2\Omega$.

Ripple	Modelo	Simulação
<i>Ripple</i> na tensão medida (ΔV_O)	10,5%	7,2%
<i>Ripple</i> nos barramentos de alimentação (ΔV_{CC})	21,0%	23,4%

Nota-se que, para esta simulação, o valor do *ripple* definido pelo modelo do conversor *buck* equivalente é inferior ao verificado via simulação computacional. Neste caso, alguns fatores que podem ter contribuído para esse aumento da oscilação de tensão seriam a presença das demais componentes de frequência da corrente de fonte e a oscilação provocada pelo acoplamento dos indutores dos barramentos.

b) Simulação do conversor para capacitância de filtro $C = 330\mu\text{F}$

Conforme apresentado pela Figura 4.4, o aumento da capacitância do filtro possibilita uma redução no valor máximo do *ripple* de tensão sobre os barramentos de alimentação. Tendo isso em mente, uma simulação com um capacitor de filtro de $330\mu\text{F}$ foi realizada. As formas de onda de tensão para essa condição são apresentadas na Figura 4.6. Os valores de *ripple* obtidos são descritos na Tabela 4.3

Tabela 4.3: *Ripple* de tensão na saída do conversor. $C = 330\mu\text{F}$ e $R_L = 2\Omega$.

Ripple	Modelo	Simulação
<i>Ripple</i> na tensão medida (ΔV_O)	7,9%	5,2%
<i>Ripple</i> nos barramentos de alimentação (ΔV_{CC})	15,8%	14,6%

Comprova-se, pelos valores apresentados na Tabela 4.3, que houve uma redução do valor máximo do *ripple* de tensão por meio do aumento da capacitância. Ocorreu uma redução de 38% da oscilação de tensão, permitindo uma maior excursão do sinal de áudio e consequentemente um melhor aproveitamento da capacidade da fonte.

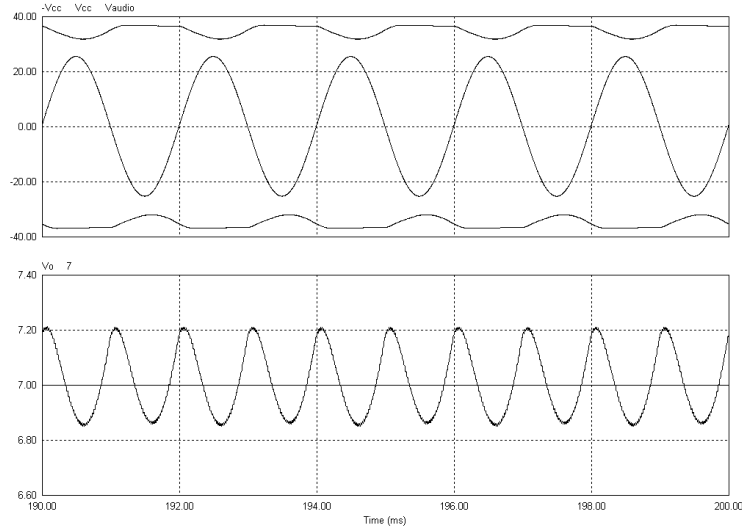


Figura 4.6: Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 500Hz, carga de 2Ω e controle baseado em passividade. $C = 330\mu\text{F}$. Formas de onda de tensão nos barramentos da fonte e na saída do amplificador (Superior). Forma de onda da tensão medida pelo circuito de controle (Inferior).

4.2.2.2 Simulação com carga reativa

Substituindo a carga resistiva por uma arranjo formado por quatro alto-falantes modelo 12CO1P em paralelo, realizou-se novas simulações do comportamento do conversor ponte-completa.

a) Simulação do conversor para capacitância de filtro $C = 66\mu\text{F}$

Nesta simulação a frequência de trabalho é equivalente a 1,25kHz. Seguindo a curva da impedância do alto-falante, obtêm-se uma impedância equivalente para o arranjo alimentado pelo amplificador igual a $2,7\angle 33^\circ$, ou seja, ao alimentar um sistema com carga reativa, o ponto no qual a fonte exibe impedância máxima ocorre em uma região onde a carga é menor do que no sistema com carga resistiva. Isso implica que haverá uma diminuição do *ripple* observado. As formas de onda de tensão obtidas por meio da simulação do conversor são apresentadas na Figura 4.7. As informações acerca da magnitude do *ripple* de tensão são descritas na Tabela 4.4.

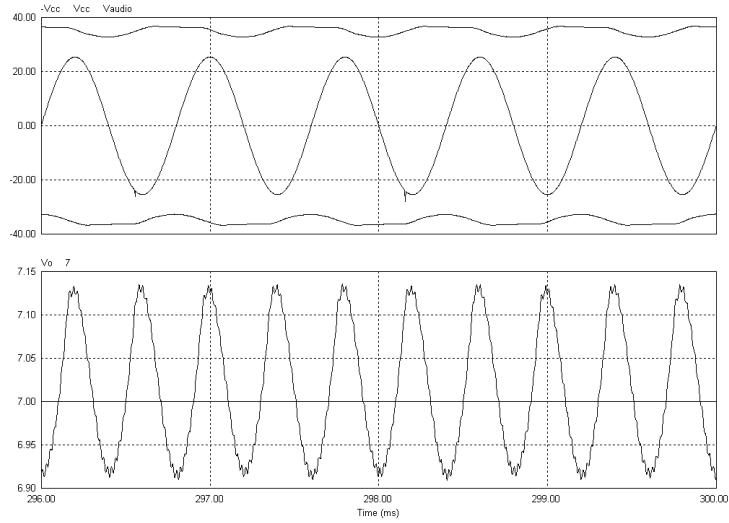


Figura 4.7: Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 1,25kHz, carga reativa e controle baseado em passividade. $C = 66\mu\text{F}$. Formas de onda de tensão nos barramentos da fonte e na saída do amplificador (Superior). Forma de onda da tensão medida pelo circuito de controle (Inferior).

Tabela 4.4: *Ripple* de tensão na saída do conversor. $C = 66\mu\text{F}$ com carga reativa.

Ripple	Modelo	Simulação
<i>Ripple</i> na tensão medida (ΔV_O)	7,78%	3,2%
<i>Ripple</i> nos barramentos de alimentação (ΔV_{CC})	15,6%	11,7%

Observa-se uma diminuição significativa do *ripple* em relação ao encontrado para a situação com carga resistiva, aproximadamente 50% de redução. Nota-se também que, o desempenho do conversor com capacitância de $66\mu\text{F}$ com carga reativa é superior àquele com capacitância de $330\mu\text{F}$ com carga resistiva.

b) Simulação do conversor para capacitância de filtro $C = 330\mu\text{F}$

Para um sinal de 500Hz e capacitância de filtro de $330\mu\text{F}$, a impedância equivalente do arranjo de alto-falantes se iguala a $1,97\angle 16,4^\circ$, ou seja, o módulo da impedância da carga do amplificador não sofrerá uma mudança relevante. Na Figura 4.8, são apresentadas as

Capítulo 4 - Análise da aplicação do controle baseado em passividade

formas de onda de tensão do conversor para a condição avaliada. As informações sobre a magnitude do *ripple* resultante podem ser encontradas na Tabela 4.5.

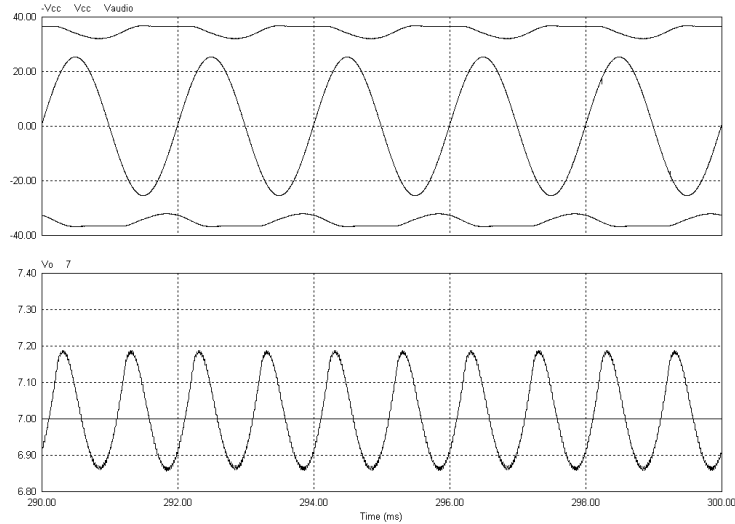


Figura 4.8: Tensão de saída do conversor ponte-completa para um sinal de 500Hz, carga reativa e controle baseado em passividade. $C = 330\mu\text{F}$. Formas de onda de tensão nos barramentos da fonte e na saída do amplificador (Superior). Forma de onda da tensão medida pelo circuito de controle (Inferior).

Tabela 4.5: *Ripple* de tensão na saída do conversor. $C = 330\mu\text{F}$ com carga reativa.

Ripple	Modelo	Simulação
<i>Ripple</i> na tensão medida (ΔV_O)	8,0%	4,7%
<i>Ripple</i> nos barramentos de alimentação (ΔV_{CC})	16,0%	13,5%

Nota-se uma pequena melhora do desempenho do conversor em relação à condição de carga resistiva, no entanto, observa-se uma piora em relação à situação simulada anteriormente, isto é, o conversor ponte completa com capacitância de fonte igual a $66\mu\text{F}$ terá um comportamento superior ao do mesmo conversor com capacitância elevada. Isso porque o ponto de máxima impedância de saída para a condição de capacitância de saída menor ocorre em uma região onde a magnitude da impedância equivalente do arranjo de alto-falantes é superior ao encontrado para a condição de maior capacitância.

4.3 Conclusões do capítulo

O presente capítulo apresentou o desenvolvimento e projeto de um controle não-linear baseado em passividade aplicado a um conversor ponte-completa funcionando como fonte de alimentação para amplificadores de áudio. Verificou-se que entre as técnicas de controle possíveis, o controle direto e o controle indireto modificado, proposto neste trabalho, são capazes de fornecer um *ripple* de tensão compatível com as demandas de sistemas de amplificação.

Notou-se que, mesmo com capacitâncias de baixo valor ($18\mu\text{F}$), o controle direto possibilita uma magnitude de oscilação de tensão inferior a 20%, o que não ocorre para o controle linear. Já o controle indireto modificado, apesar de apresentar um valor máximo de *ripple* maior (38%), possui uma impedância de saída para regiões de baixa frequência muito baixa ($\approx 125m\Omega$), equivalente a um *ripple* de 3%. O aumento da capacitância de filtro, por outro lado, permite diminuir o valor do *ripple* máximo, ao passo que aumenta a impedância para baixas frequências.

Observou-se que, ao se acionar cargas reativas, o aumento da capacitância do filtro de saída não significa necessariamente uma melhora do desempenho do conversor. Como mostrado, devido ao deslocamento do ponto de máximo da curva de impedância, o conversor apresenta um menor *ripple* máximo para uma capacitância de $66\mu\text{F}$ do que para uma de $330\mu\text{F}$.

Notou-se também que o desempenho do conversor com controle baseado em passividade e capacitância de $66\mu\text{F}$ é superior ao controle linear em todas as situações avaliadas, contudo, ao se aumentar a capacitância de filtro para $330\mu\text{F}$, a situação com controle linear apresenta uma *ripple* máximo menor, inferior a 10%. Entretanto, como discutido, o controle baseado em passividade ainda assim seria interessante, uma vez que apresenta um comportamento para baixas superior a qualquer condição vislumbrada pelo controle linear.

Capítulo 5

Resultados experimentais

O presente capítulo é dedicado à apresentação dos resultados experimentais da fonte projetada, para as duas técnicas de controle analisadas. Um protótipo da fonte chaveada foi construído no laboratório de forma completamente analógica, ou seja, os controladores e sistema de acionamento dos transistores do estágio de potência foram feitos utilizando componentes discretos. Como carga, foi utilizado um amplificador de potência Classe AB de alto desempenho desenvolvido pelo Grupo de Eletrônica de Potência da UFMG (GEP/UFMG). Para se poder avaliar o comportamento da fonte de alimentação frente a diferentes pontos de operação do amplificador de áudio, foram realizados testes com bancos resistivos de valor 5 a 8Ω e com um alto-falante modelo 12CO1P, da fabricante Selenium, conectados na saída do amplificador de potência. Todos os testes foram realizados considerando o valor de saída de cada barramento da fonte de alimentação como $V_{CC} = \pm 35V$, tensões máximas na saída do amplificador de potência de $56V_{pp}$ (80% de V_{CC}) e $50V_{pp}$ (70% de V_{CC}) e frequência de chaveamento da fonte igual a 44kHz. Optou-se por um conversor com capacitância de filtro igual a $66\mu F$, de forma a se obter o melhor desempenho com carga reativa para o controle baseado em passividade, conforme observado no Capítulo 4.

5.1 Controle Linear

5.1.1 Avaliação do controle linear para carga resistiva

Inicialmente, foi realizada uma varredura de frequências do sinal de áudio sintetizado pelo amplificador, de forma a se poder verificar o comportamento do *ripple* de tensão dos barramentos da fonte de alimentação. O valor de pico-a-pico do *ripple* foi obtido por meio de medições realizadas com um osciloscópio da *Agilent Technologies* modelo DSO6032A, já as formas de onda apresentadas ao longo do capítulo foram obtidas por meio de um osciloscópio *Tektronix* modelo 1002B. O resultado da varredura, para diferentes valores de tensão de saída do amplificador e de carga, é apresentado na Figura 5.1.

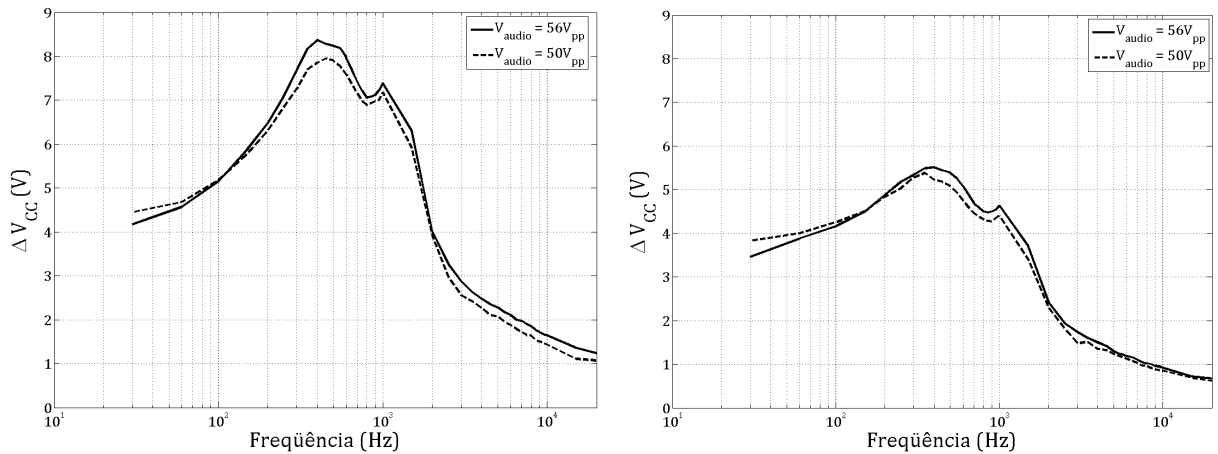


Figura 5.1: Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do *ripple* de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação para carga de 5Ω (esquerda) e 8Ω (direita) - Controle Linear.

Observa-se que existe uma elevação do *ripple* de tensão em duas regiões de frequência: uma próxima de 450Hz e a outra em torno de 1kHz. Como previsto no Capítulo 3, a aplicação do controle em malha fechada provoca o aparecimento de dois pontos de máximo na impedância de saída do conversor, fazendo com que o resultado experimental coincida com o desenvolvido anteriormente. Contudo, a Figura 3.15 indica que esses dois pontos de máximo deveriam ocorrer para sinais de áudio de 300Hz e 1,25kHz. Mostra-se

portanto, através da Figura 5.1, que na aplicação real, o primeiro ponto de ressonância ocorre para sinais maiores, além disso, ao contrário do observado no desenvolvimento teórico, a magnitude do *ripple* no primeiro ponto de máximo é maior do que no segundo. Demonstra-se também que, ao se diminuir a tensão de saída do amplificador há uma redução do *ripple* e o mesmo ocorre ao se elevar o valor de carga. Esse comportamento era esperado, pois esses eventos fazem com que a corrente drenada da fonte diminua. Essa redução do *ripple* com a redução da corrente de fonte apenas não é observada para frequências abaixo de 100Hz, o que se deve à influência do *ripple* da tensão de rede no barramento c.c. do primário do transformador. A tabela 5.1 apresenta o comportamento do valor máximo do *ripple* de tensão em função dos eventos apresentados.

Tabela 5.1: Valor máximo de pico-a-pico do *ripple* de tensão. Controle Linear

Carga	$V_{audio} = 56V_{pp}$	$V_{audio} = 50V_{pp}$	Δ
5Ω	8,4V	7,95V	5,35%
8Ω	5,5V	5,2V	5,45%
Δ	34,5%	34,6%	

A partir da Tabela 5.1, constata-se que o máximo *ripple* para uma carga de 5Ω e $56V_{pp}$ é de 24%, segundo o modelo teórico esse valor deveria ser de 31%. Ao se aumentar a resistência de carga a magnitude da oscilação de tensão atinge 15,7%, enquanto o modelo indica um *ripple* de 19,3%. Isso mostra que, na aplicação real, além da alteração no formato da curva de impedância, a magnitude do *ripple* máximo sofre uma diminuição em relação ao modelo do Capítulo 3.

As formas de onda da corrente de indutor medida pelo circuito de controle podem ser observadas na Figura 5.2 para diferentes regiões de frequência.

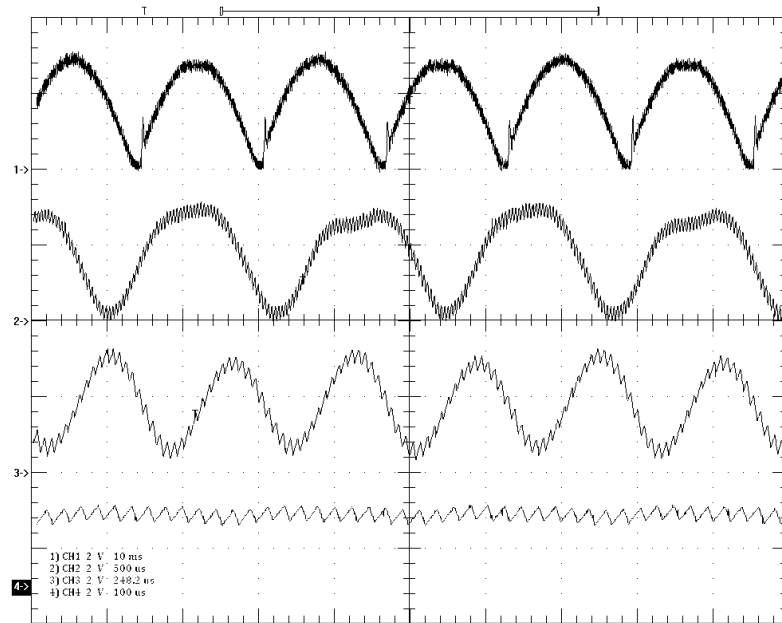


Figura 5.2: Formas de onda de corrente de indutor medida, para carga de 5Ω . Escala: 4A/div; CH1 (30Hz - 10ms/div), CH2 (450Hz - 500 μ s/div), CH3 (1250Hz - 248,2 μ s/div), CH4 (4kHz - 100 μ s/div). Controle Linear

A Figura 5.2 comprova o que se constatou sobre a forma de onda da corrente de indutor no Capítulo 3. Nota-se que, para baixas frequências, a corrente se assemelha a uma senóide retificada, para frequências maiores, haverá atenuação das componentes de maior ordem, deformando assim a forma de onda. Para frequências altas há uma atenuação muito forte da componente alternada, fazendo com que a corrente de indutor torne-se praticamente contínua, como pode ser observado na figura.

O comportamento do *ripple* de tensão ao longo da faixa de operação afeta a forma de onda do sinal sintetizado pelo amplificador, uma vez que aquele limita a máxima tensão de saída deste. A Figura 5.3 apresenta as formas de onda dos barramentos da fonte de alimentação e a tensão de saída do amplificador, para região de baixa frequência (30Hz) e para o ponto de máximo *ripple*.

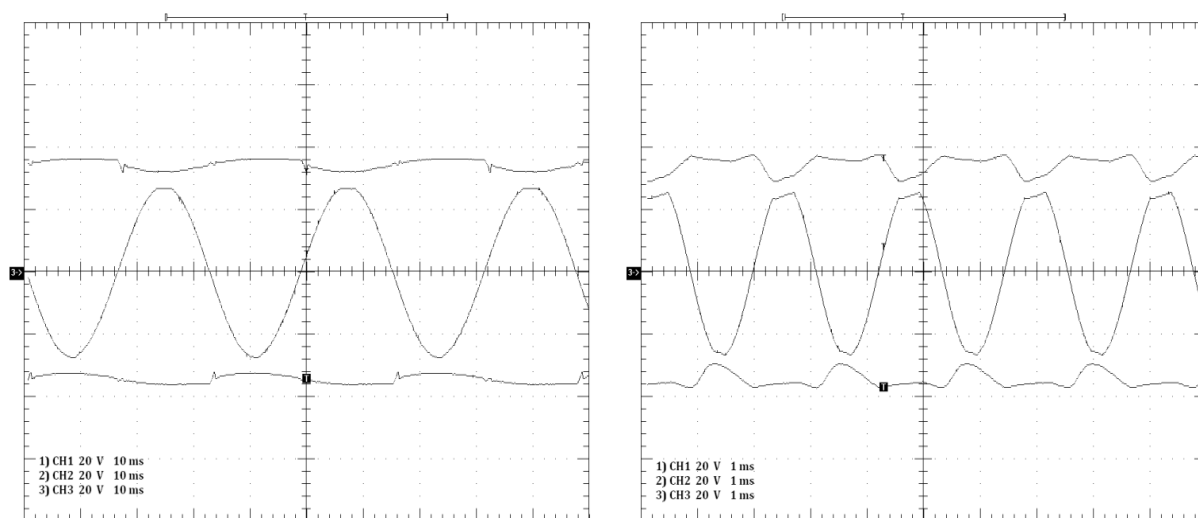


Figura 5.3: Formas de onda de tensão de saída do amplificador e barramentos da fonte de alimentação, para $56V_{pp}$ de tensão de saída do amplificador e 5Ω de carga. 30Hz, 20V/div e 10ms/div (Esquerda); 450Hz, 20V/div e 1ms/div (Direita). Controle Linear

Verifica-se pela Figura 5.3 que o aumento do *ripple* faz com que a forma de onda de tensão na saída do amplificador seja ceifada. Este fato provoca um aumento da taxa de distorção harmônica do sinal de áudio, como ilustra a Tabela 5.2. Os valores de distorção foram obtidos por meio do processamento das formas de onda de tensão de saída do amplificador, utilizando para isso o software Wavestar da *Tektronix* versão 2.8.1.

Tabela 5.2: *THD* da forma de onda de tensão na saída do amplificador de áudio. Controle Linear

f	$V_{audio} = 56V_{pp}$		$V_{audio} = 50V_{pp}$
	5Ω	8Ω	5Ω
30Hz	1,58%	1,19%	1,13%
450Hz	4,96%	2,16%	1,10%
1250Hz	5,08%	1,84%	1,20%
4kHz	1,63%	1,3%	1,16%

A Tabela 5.2 deixa evidente que à medida que a tensão máxima do sinal de áudio diminui, o efeito do aumento do *ripple* sobre a taxa de distorção harmônica também

diminui. Isto porque, quanto maior o *headroom* entre a tensão de saída do amplificador e a tensão dos barramentos da fonte de alimentação, melhor é a rejeição de fonte proporcionada pelo amplificador. Ou seja, para baixas amplitudes de tensão de saída, a variação de tensão dos barramentos da fonte não afetará significativamente a qualidade do sinal reproduzido.

5.1.2 Avaliação do controle linear para carga reativa

Substituindo a carga resistiva por uma carga reativa, constituída de um alto-falante modelo 12CO1P, realizou-se uma nova varredura. Porém, agora, foram levantados dados relativos à faixa de frequência entre 100Hz e 2kHz. O resultado da varredura é apresentado na Figura 5.4, onde é comparado o *ripple* resultante com aquele obtido com uma carga resistiva de 8Ω , definida pelo fabricante como a impedância nominal do alto-falante.

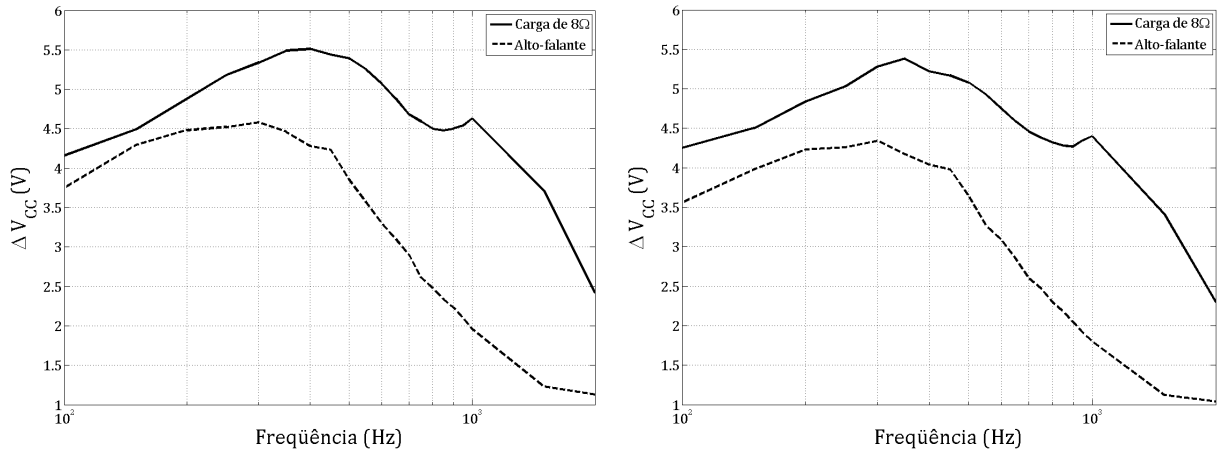


Figura 5.4: Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do *ripple* de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação para uma alto-falante e tensão de $V_{audio} = 56V_{pp}$ (esquerda) e $V_{audio} = 50V_{pp}$ (direita). Controle Linear

Nota-se pela Figura 5.4 que, ao longo de toda faixa visualizada, o *ripple* de tensão praticado pela fonte ao acionar um sistema com carga reativa é inferior ao obtido com carga resistiva. Isto se deve, obviamente, ao comportamento dinâmico da impedância do alto-falante. Observando a curva de impedância fornecida pelo fabricante, Figura A.6,

constata-se que o *ripple* porta-se de forma contrária à variação da impedância, ou seja, sofre uma elevação na região entre 100 e 200Hz, decai entre 200 e 1,5kHz e a partir deste ponto sofre outra elevação. A curva obtida com a carga dita nominal serviria como um limite superior ao *ripple* da fonte, uma vez que são poucas as regiões onde a impedância do alto-falante é inferior àquela.

5.2 Controle Baseado em Passividade

5.2.1 Avaliação do controle baseado em passividade para carga resistiva

Assim como feito para o controle linear, mostrado anteriormente, foi realizada uma varredura de frequências para se verificar o comportamento do *ripple* de tensão dos barramentos da fonte, perante a aplicação do controle baseado em passividade. A Figura 5.5 mostra as curvas de resposta em frequência da magnitude do *ripple*.

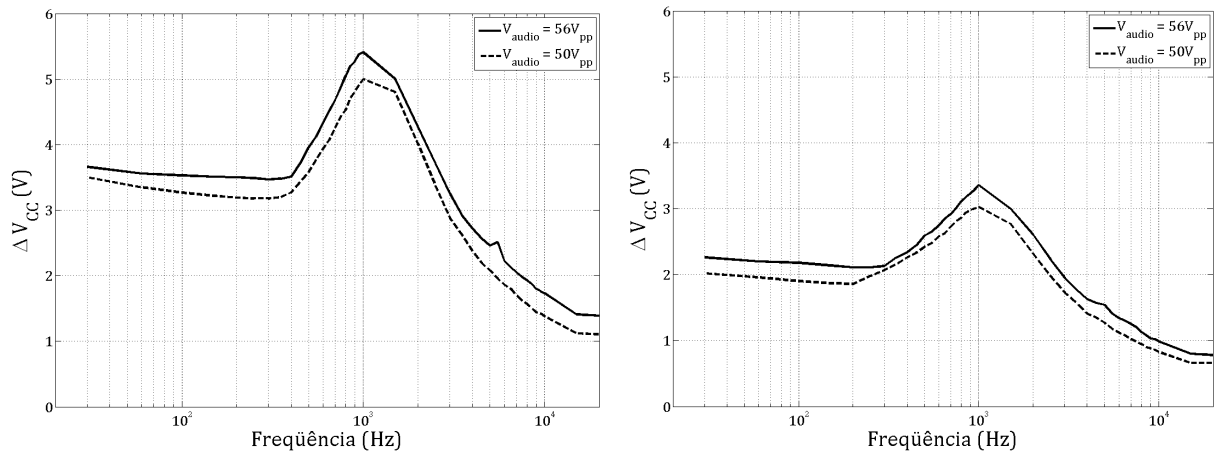


Figura 5.5: Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do *ripple* de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação para carga de 5Ω (esquerda) e 8Ω (direita). Controle Baseado em passividade

Ao se analisar a Figura 5.5, observa-se que o perfil do *ripple* de tensão condiz com o formato da curva de impedância, coincidindo também o ponto de máxima oscilação.

Além disso, para os testes realizados com tensão de saída em $56V_{pp}$, nota-se um pico na resposta em frequência na região de 5,5kHz. Ao longo dos experimentos, percebeu-se que para frequências sub-harmônicas da frequência de chaveamento, principalmente 22kHz, 11kHz e 5,5kHz, há uma alteração do comportamento do sistema, sendo que a variação do sinal de controle se torna maior, provocando um aumento da velocidade de variação da razão cíclica e da magnitude do *ripple* de tensão. Esse fenômeno pode ser atribuído a uma realimentação da frequência de chaveamento, a qual, ao ser processada pelo sistema de controle, afeta de forma não desejada o desempenho do sistema em malha fechada.

A variação do valor máximo do *ripple* de tensão, para os diferentes eventos avaliados é mostrada na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Valor máximo de pico-a-pico do *ripple* de tensão. Controle Baseado em passividade

Carga	$V_{audio} = 56V_{pp}$	$V_{audio} = 50V_{pp}$	Δ
5Ω	5,4V	5,0V	7,4%
8Ω	3,4V	3,0V	11,4%
Δ	37,0%	40,0%	

Observa-se que, o *ripple* máximo obtido para uma carga de 5Ω e tensão de $56V_{pp}$ é de 15%, enquanto que o modelo teórico apresentaria para a mesma condição um valor de aproximadamente 10%. Verifica-se, portanto, que a aplicação do controle baseado em passividade apresenta um *ripple* maior do que o previsto no modelo. Essa diferença pode ser atribuída às condições de implementação do controlador e à banda passante dos amplificadores operacionais, o que traz algumas limitações. Além disso a magnitude do *ripple* para região de baixa frequência também não condiz com o definido pelo modelo teórico. Neste caso a diferença pode ser atribuída à presença de oscilações de tensão provocadas pelo desequilíbrio de carga entre os barramentos. Conforme discutido no Capítulo 3, o uso de indutores acoplados consegue diminuir o efeito do desequilíbrio, mas não eliminá-lo, o que faz com que um *ripple* mínimo exista sobre os barramentos da fonte, independentemente da ação do controle em malha fechada. As formas de onda da corrente

de indutor medida são apresentadas na Figura 5.6.

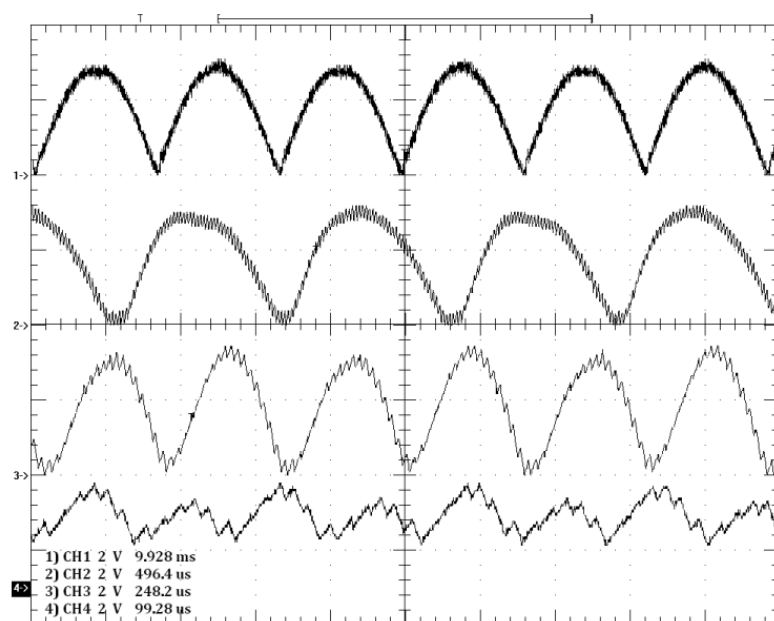


Figura 5.6: Formas de onda de corrente de indutor medida , para carga de 5Ω . Escala: 4A/div; CH1 (30Hz - 9,928ms/div), CH2 (450Hz - 496,4μs/div), CH3 (1250Hz - 248,2μs/div), CH4 (4kHz - 99,28μs/div). Controle Baseado em passividade

Nota-se que a atenuação das componentes na corrente de indutor ocorre para frequências mais elevadas do que no controle linear, indicando que a banda passante da resposta da corrente de indutor à perturbação de carga é maior. Isso pode ser verificado pelo fato de a corrente medida possuir uma componente alternada significativa em 4kHz, algo que não ocorre no sistema com controle linear.

A influência do *ripple* de tensão nos barramentos da fonte de alimentação é ilustrada na Figura 5.7, onde são apresentadas curvas para 30Hz e 1250Hz, correspondentes às regiões de baixa frequência e máximo *ripple*. As taxas de distorção harmônica total das formas de onda de tensão na saída do amplificador são mostradas na Tabela 5.4.

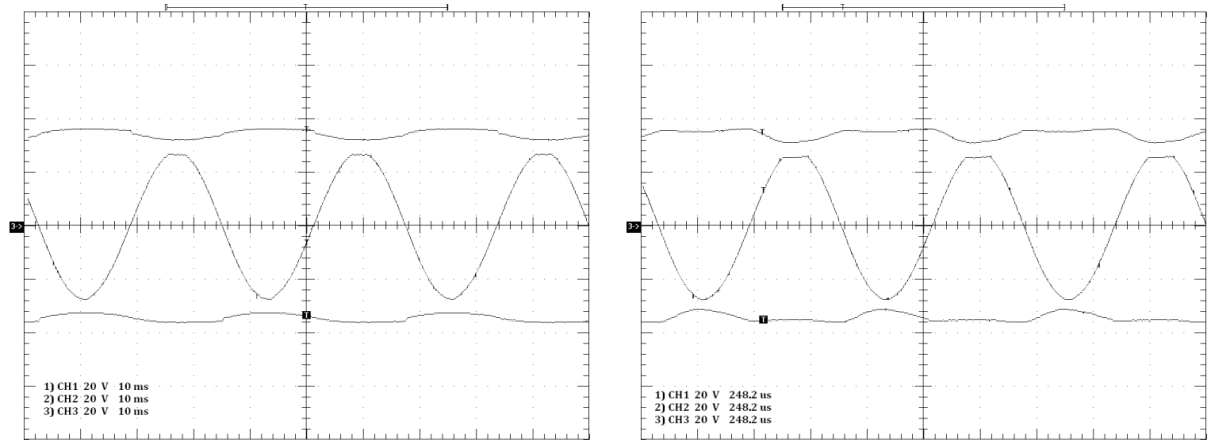


Figura 5.7: Formas de onda de tensão de saída do amplificador e barramentos da fonte de alimentação, para $56V_{pp}$ de tensão de saída do amplificador e 5Ω de carga. 30Hz, 20V/div e 10ms/div (Esquerda); 1250Hz, 20V/div, 1ms/div (Direita). Controle Baseado em passividade

Tabela 5.4: *THD* da forma de onda de tensão na saída do amplificador de áudio. Controle Baseado em passividade

f	$V_{audio} = 56V_{pp}$		$V_{audio} = 50V_{pp}$
	5Ω	8Ω	5Ω
30Hz	1,65%	1,08%	1,11%
450Hz	1,86%	1,07%	1,01%
1250Hz	3,18%	1,23%	1,13%
4kHz	2,04%	1,25%	1,27%

Como esperado, a diminuição do *ripple*, em relação ao sistema com controle linear, provoca uma redução na parcela da tensão de saída do amplificador que é ceifada, o que diminui a distorção harmônica resultante. Para altas frequências no entanto, o sistema com controle linear permite que o sinal de áudio exiba uma menor *THD* do que o controle baseado em passividade, oferecendo portanto um melhor desempenho.

5.2.2 Avaliação do controle baseado em passividade para carga reativa

Substituindo o banco resistivo pelo alto-falante modelo 12CO1P, realizou-se nova varredura de frequências. O resultado obtido é mostrado na Figura 5.8.

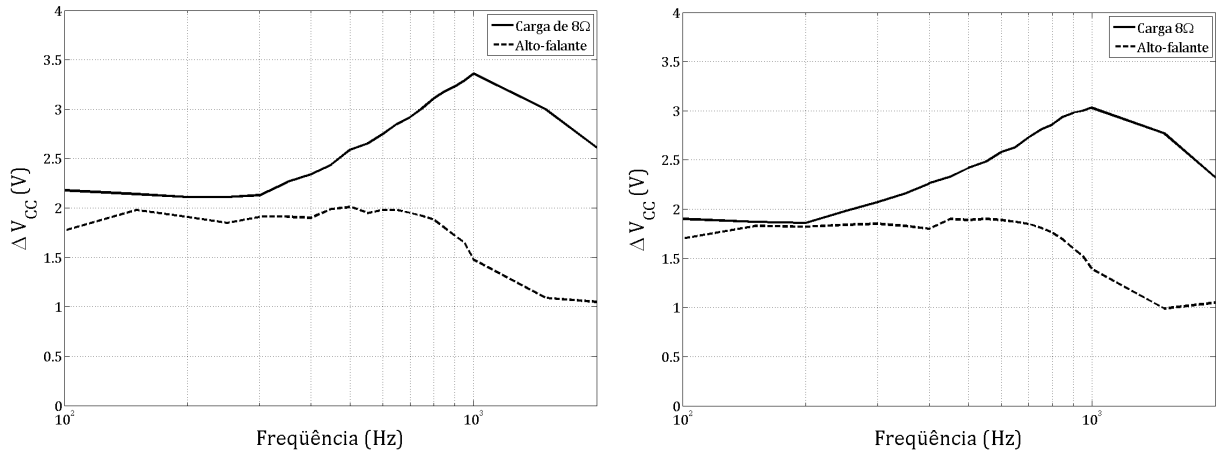


Figura 5.8: Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do *ripple* de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação para uma alto-falante, $V_{audio} = 56V_{pp}$ (esquerda) e $V_{audio} = 50V_{pp}$ (direita). Controle Baseado em passividade

Conforme observado na Figura 5.8, para frequências superiores a 1kHz, o perfil do *ripple* de tensão segue a condutância do alto-falante, porém, para frequências inferiores, a magnitude do *ripple* mantém-se praticamente constante em 5,7%(56V_{pp}) e 5%(50V_{pp}), mostrando que o controle baseado em passividade permite que o desempenho da fonte seja menos dependente de variações de carga.

5.3 Comparação entre métodos

Nas seções anteriores, foi comprovado que o *ripple* de tensão dos barramentos da fonte de alimentação, independentemente da técnica de controle, sofre variações com a frequência do sinal sintetizado e ponto de operação do amplificador. As Tabelas 5.1 e 5.3 explicitam que a variação do valor máximo do *ripple* com a carga é percentualmente igual

para ambas técnicas de controle, e a variação devida à diminuição da tensão de saída do amplificador, apesar de diferentes, seguem a mesma tendência. Assim, pode-se comparar o desempenho do *ripple* em relação à técnica de controle apenas pela análise de um ponto de operação, os demais pontos deverão manter o mesmo comportamento.

A Figura 5.9 mostra as curvas de resposta em frequência da magnitude do *ripple* de tensão, para uma tensão de saída de $56V_{pp}$ e 5Ω de carga. A Figura 5.10 apresenta as formas de onda do *ripple* de tensão para alguns pontos.

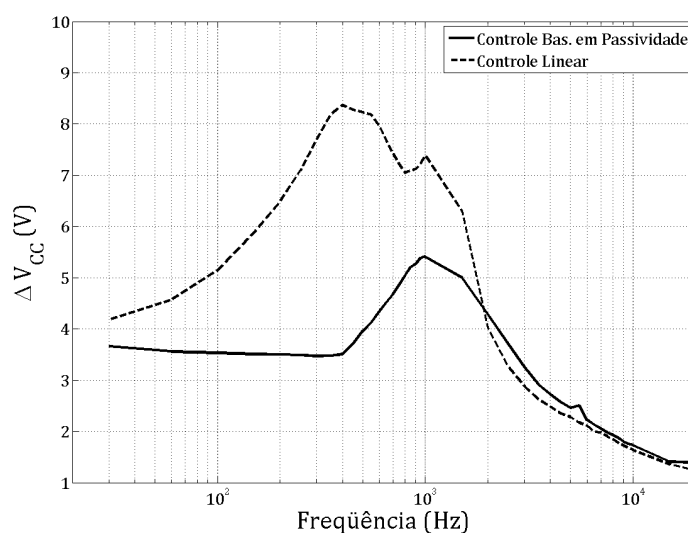


Figura 5.9: Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do *ripple* de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação, com carga resistiva.

Verifica-se, pela Figura 5.9, que o controle baseado em passividade proporciona um deslocamento do ponto de máximo *ripple* do sistema em malha fechada para uma região de frequências mais altas. Além do mais, o *ripple* de tensão para região de 20Hz a 2kHz, para o sistema com controle baseado em passividade, é significativamente inferior ao desenvolvido pelo sistema com controle linear, sendo 58% menor em 450Hz (ponto de máximo do sistema com controle linear) e 27% menor em 1kHz (ponto de máximo do sistema com controle baseado em passividade). A partir de 2kHz, o padrão se inverte, apresentando o sistema com controle linear um melhor desempenho. Porém, a diferença entre as magnitudes dos *ripples* é no máximo 15% em 5,5kHz. Essa diferença de compor-

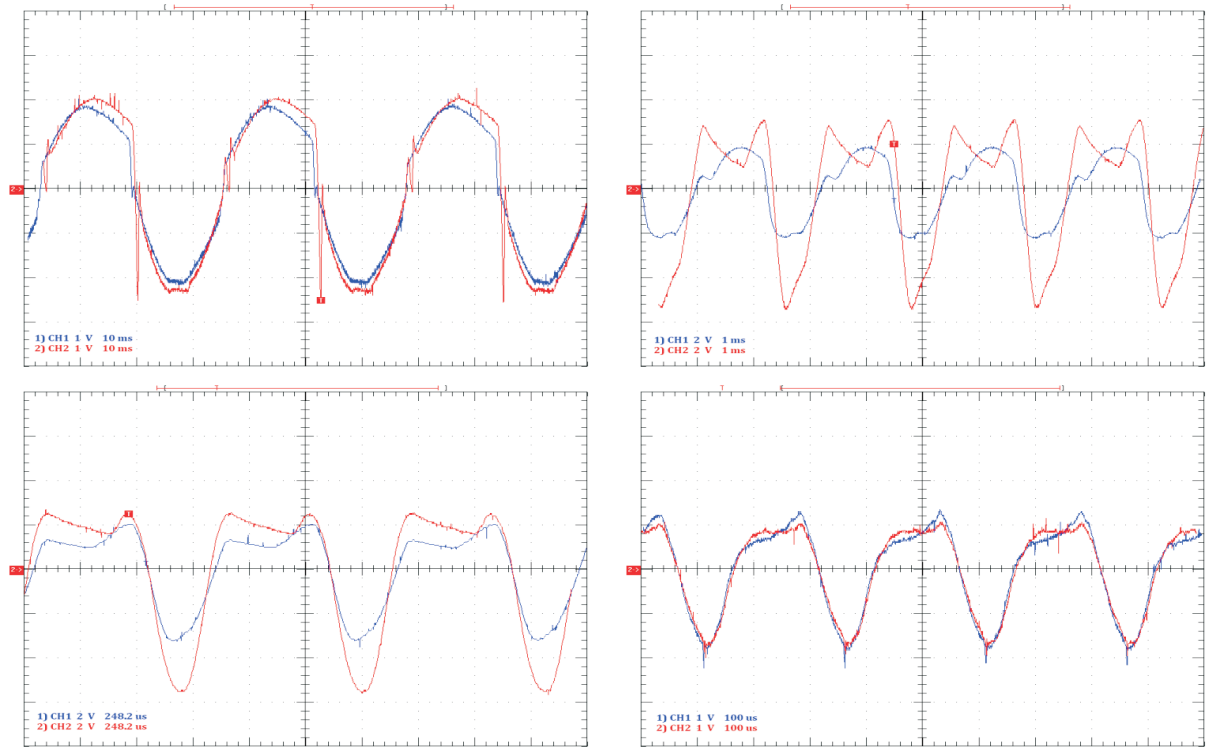


Figura 5.10: Formas de onda do *ripple* de tensão para 30Hz (sup. esquerdo), 450Hz (sup. direito), 1,25kHz (inf. esquerdo) e 4kHz (inf. direito). CH1 (Controle Baseado em passividade), CH2 (Controle Linear).

tamento entre as técnicas de controle podem ser observadas indiretamente, como ilustram as Tabelas 5.2 e 5.4, através da análise da *THD*, sendo que para frequências inferiores a 2kHz nota-se um melhor desempenho do sistema com controle baseado em passividade, enquanto que para frequências superiores, há uma inversão, sendo o controle linear mais interessante. As formas de onda apresentadas na Figura 5.10 seguem o comportamento exposto pela varredura ilustrada anteriormente. Um fato interessante de ser observado por meio da Figura 5.10 é que, independentemente do tipo de controle, durante o aumento da magnitude do *ripple* de tensão, o valor máximo exibido pelo barramento de alimentação sofre pouca alteração. Isso ocorre devido à ação do indutor acoplado utilizado na saída dos barramentos da fonte, cuja função é compensar o desequilíbrio de carga e melhorar a regulação da mesma.

O comportamento da fonte ao acionar um sistema com carga reativa é verificado na

Figura 5.11. Observa-se que o controle baseado em passividade permite que o *ripple* de tensão da fonte, ao acionar um sistema com carga reativa, permaneça praticamente constante até 700Hz, sendo ao longo de toda faixa inferior a $2V_{pp}$ (5,7%). Enquanto isso, o controle linear, além de apresentar uma magnitude de *ripple* maior ($4,5V_{pp}$ em seu ponto máximo), possui uma maior dependência deste com a variação da carga, seguindo a forma da condutância do alto-falante ao longo da faixa avaliada.

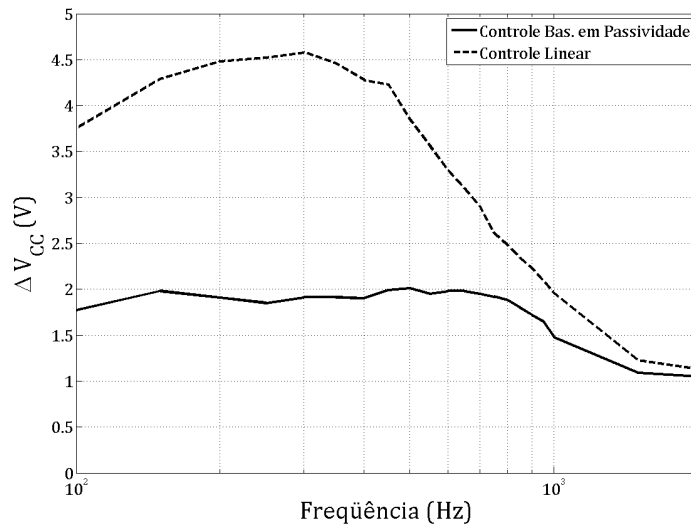


Figura 5.11: Resposta em frequência do valor de pico-a-pico do *ripple* de tensão no barramento positivo da fonte de alimentação, com carga reativa.

5.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo, os resultados dos testes realizados em laboratório com a fonte de alimentação foram apresentados. Os experimentos comprovaram que a impedância de saída da fonte de alimentação pode ser modelada por meio da ação da técnica de controle em malha fechada, o que consequentemente afeta o comportamento do *ripple* de tensão dos barramentos ao longo da faixa de operação do conversor, além disso, o uso de um indutor acoplado na saída da fonte de alimentação previne que o desequilíbrio de cargas enxergado pelos barramentos afete significativamente as tensões de cada barramento, melhorando assim o comportamento do conversor principalmente em baixas frequências.

O controle baseado em passividade proposto no trabalho apresentou um desempenho melhor do que o sistema com controle linear clássico, em termos de *ripple* de tensão, em regiões de baixa e média frequência, para todas as condições de carga avaliadas. Contudo, em relação ao modelo teórico desenvolvido nos capítulos anteriores, verificou-se que o controle linear apresenta uma melhora de desempenho (redução de 23% no ponto de máximo *ripple*), enquanto o controle baseado em passividade apresenta uma piora (aumento de 50% em relação ao ponto de máximo *ripple*). Além disso, constatou-se que o controle baseado em passividade apresenta uma alteração de comportamento para o *ripple* de tensão para frequências sub-harmônicas da frequência de chaveamento do sistema, principalmente para aquelas de baixa ordem, significando, portanto, que há uma necessidade de se realizar o projeto do conversor de forma que estas frequências críticas ocorram fora da banda de áudio. Os experimentos realizados com um alto-falante mostraram também um desempenho do sistema com controle baseado em passividade superior ao do sistema com controle clássico, apresentado o primeiro uma menor dependência do *ripple* de tensão em relação à variação de impedância do alto-falante.

Capítulo 6

Conclusões finais

Neste trabalho, realizou-se um estudo do uso de fontes de alimentação chaveadas em sistemas de amplificação de áudio. O perfil da perturbação de carga, provocada pela operação dos amplificadores, sobre as fontes de alimentação foi definido, assim como foi levantado e avaliado o desempenho de conversores estáticos, funcionando como fontes de alimentação, frente a atuação de controladores linear e não-linear baseado em passividade.

Mostrou-se que a operação dos amplificadores faz com que a corrente de fonte exiba componentes de frequência referentes a múltiplos do sinal de áudio sintetizado pelo amplificador. Em sistemas baseados em amplificadores lineares, essas componentes representam os múltiplos pares do sinal de áudio, sendo que apenas as cinco primeiras componentes afetam significativamente a tensão dos barramentos de saída da fonte. Em sistemas chaveados, com amplificadores classe D, as componentes são constituídas do segundo harmônico do sinal de áudio sintetizado e harmônicos de chaveamento e intermodulação. Observa-se, no entanto, que a componente de menor frequência possui magnitude superior à componente de amplitude mais significativa em sistemas com amplificadores lineares. Apesar disso, verificou-se que a magnitude do *ripple* de tensão causado por essas componentes decai de forma mais rápida para sistemas chaveados, à medida que a amplitude do sinal de áudio sintetizado diminui em relação à tensão do barramento c.c.. A definição do perfil e da magnitude dessas componentes permitiu se definir limites para a impedância de saída do conversor, de modo a se poder atrelar o valor dessa impedância ao valor máximo do

ripple nos barramentos de alimentação da fonte.

O perfil da perturbação de carga foi utilizado para se estudar o comportamento e dimensionamento de fontes de alimentação não-reguladas e chaveadas, com controle linear e com controle baseado em passividade. Mostrou-se que a demanda de capacidade de fontes não-reguladas pode atingir patamares de até $270.000\mu\text{F}$, para padrões mais rígidos, ou $20.000\mu\text{F}$ para *ripples* de 10%. Para fontes chaveadas, no entanto, mostrou-se que o desequilíbrio de carga visto entre os barramentos de alimentação, principalmente para baixas frequências, provoca uma elevação da tensão de saída, o que pode danificar os componentes do amplificador. Como solução, foi proposta a aplicação de indutores acoplados, o que se mostrou eficiente na minimização do efeito. No entanto, como não é possível realizar um acoplamento perfeito, uma variação mínima na tensão de alimentação dos amplificadores pôde ser observada. Esse fator pode ser eliminado através da mudança da topologia do conversor e da estratégia de controle, uma vez que, se os barramentos de alimentação forem controlados individualmente, não ocorreria tal problema, contudo, isso demandaria o uso de duas malhas de controle, que poderiam não ser inteiramente independentes, e um aumento do número de chaves.

A aplicação do controle linear apresentou um bom desempenho, em relação à regulação de carga, para conversores estáticos com capacitâncias na ordem de $330\mu\text{F}$, sendo que nesse caso o *ripple* resultante seria inferior a 6%. A aplicação do controle baseado em passividade permitiu uma melhora do desempenho do conversor em baixas frequências, *ripple* inferior a 3%, indicando um comportamento interessante para aplicação com carga reativa, sendo superior ao controle linear. Contudo, a técnica baseada em passividade proporciona uma elevação da impedância de saída em médias frequências, o que faz com que o desempenho do conversor, para tal região, seja inferior ao do sistema com controle linear.

Os resultados experimentais mostraram que as limitações envolvendo a implementação analógica do controlador baseado em passividade, somado ao efeito das oscilações provocadas pelo desequilíbrio de carga, faz com que o desempenho do conversor seja inferior ao estipulado pelo modelo teórico. Percebeu-se também que, caso sub-harmônicos

da frequência de chaveamento (até a 8ª ordem) estejam presentes na banda audível, o comportamento do conversor pode ser prejudicado. Assim sendo, recomenda-se que essa frequência seja definida de forma a minimizar tais problemas. Observou-se também que o controle baseado em passividade, ao acionar um sistema com carga reativa, apresenta para baixas e médias frequências um comportamento pouco suscetível à variações da carga com a frequência, demonstrando um desempenho superior ao do controle linear, que é extremamente dependente da carga.

6.1 Propostas de continuidade

Como sugestão para trabalhos futuros, pode-se citar:

- Implementação da técnica de controle baseada em passividade por meio de sistemas digitais, de forma a se permitir uma maior versatilidade na implementação das técnicas de controle;
- Estudar novas topologias de conversor que permitam o controle individual dos barramentos de alimentação, de forma a minimizar o *ripple* de tensão;
- Estudar o efeito da inserção das perdas nos elementos passivos do conversor chaveado sobre a impedância de saída em malha fechada do conversor;
- Estudar os efeitos da escolha da frequência de chaveamento do conversor sobre técnicas de controle;
- Avaliar o comportamento do controle não-linear frente a condições de curto-circuito e circuito aberto e propor técnicas de proteção do sistema;
- Incorporar/integrar um sistema de correção de fator de potência;
- Desenvolvimento de fontes chaveadas para alimentação de sistemas com amplificadores classe D e definição da influência do controle do amplificador sobre o desempenho da fonte;

- Estudo de topologias e técnicas de controle que permitam aumentar as restrições sobre a impedância de saída, afim de se poder empregar fontes chaveadas a amplificadores classe D com entrada digital.

Referências Bibliográficas

- [1] ANDERSEN, M. R. *Compensation of nonlinearities in transducers*. Tese (Doutorado) — Universidade Técnica da Dinamarca, 2005. Dinamarca.
- [2] TAVARES, C. A. P. *Interface do amplificador classe D com alto-falante: Estudo e modelagem. Forma de interação destas unidades para integração em caixas acusticas*. Dissertação (Mestrado) — PPGEE/UFMG, 2010. Belo Horizonte, Brasil.
- [3] NIELSEN, K. Linearity and efficiency performance of switching audio power amplifier output stages - a fundamental analysis. *105th Audio Engineering Society Convention*, 1998. São Francisco - EUA.
- [4] KOESLAG, F.; MOUTON, H. du T.; BEUKES, H. J. An investigation into the separate and combined effect of pulse timing errors on harmonic distortion in a class d audio amplifier. *IEEE Power electronics specialist conference (PESC'08)*, p. 1055–1061, 2008. Rodes - Grécia.
- [5] NIELSEN, K. A review and comparison of pulse width modulation (pwm) methods for analog and digital input switching power amplifiers. *102nd Audio Engineering Society Convention*, 1997. Munique - Alemanha.
- [6] NIELSEN, K. Parallel phase shifted carrier pulse width modulation (pscpwm) - a novel approach to switching power amplifier design. *102nd Audio Engineering Society Convention*, 1997. Munique - Alemanha.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [7] MENDENHALL, E. Class d amplifier with ripple steering. *22nd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007*, p. 1684–1689, 2007.
- [8] FERREIRA, C.; ANUNCIADA, V. Low distortion switching audio amplifier using one cycle control and notch low pass filter. *Proceedings of the 6th Conference on Telecommunications - Instituto de Telecomunicações*, 2007. Peniche - Portugal.
- [9] OLIVA, A. R.; ANG, S. S.; VO, T. V. A multi-loop voltage-feedback filterless class-d switching audio amplifier using unipolar pulse-width-modulation. *IEEE transactions on consumer electronics*, vol. 50, p. 312–319, 2004.
- [10] NIELSEN, K. Mecc - a novel control method for high end switching audio power amplification. *105th Audio Engineering Society Convention*, 1998. São Francisco - EUA.
- [11] NIELSEN, K. Pulse edge delay error correction (pedec) - a novel power stage error correction principle for power digital-analog conversion. *103rd Audio Engineering Society Convention*, 1997. Nova Iorque - EUA.
- [12] HIORNS, R. E.; GOLDBERG, J. M.; SANDLER, M. B. Realizing an all digital power amplifier. *89th Audio Engineering Society Convention*, 1990. Preprint 2960. Los Angeles - EUA.
- [13] SMEDLEY, K. M. Digital-pwm audio power amplifiers with noise and ripple shaping. *25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'94)*, vol. 1, p. 566–570, 1994. Taipei - Taiwan.
- [14] [HTTP://WWW.ICEPOWER.BANG-OLUFSEN.COM/](http://WWW.ICEPOWER.BANG-OLUFSEN.COM/). Acessado em 09/12/2010.
- [15] MIONI, D. P. *Amplificador de áudio chaveado baseado em modulação sigma-delta destinado a aparelhos auditivos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2007. Brasil.
- [16] LJUSEV, P. *Single conversion stage amplifier - SICAM*. Tese (Doutorado) — Universidade Técnica da Dinamarca, 2005. Dinamarca.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [17] FERREIRA, C. et al. Single stage switching audio power amplifier and power supply. *IEEE International Symposium on Consumer Electronics (ISCE'08)*, p. 1–4, 2008. Vilamoura - Portugal.
- [18] HOYERBY, M. C. W.; ANDERSEN, M. A. E. Ultrafast tracking power supply with fourth-order output filter and fixed-frequency hysteretic control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n. n° 5, p. 2387–2398, 2008.
- [19] HOYERBY, M. C. W.; ANDERSEN, M. A. E. Teds base-station power amplifier using low-noise envelope tracking power supply. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n. n° 7, p. 1687–1693, 2009.
- [20] HOYERBY, M. C. W.; ANDERSEN, M. A. E. Optimized envelope tracking power supply for tetra2 base station rf power amplifier. *23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'08)*, p. 777–783, 2008. Austin - EUA.
- [21] GONG, G.; ROUND, S.; KOLAR, J. W. Design, control and performance of tracking power supply for a linear power amplifier. *IEEE Power electronics specialist conference (PESC'05)*, p. 2841–2847, 2005. Recife - Brasil.
- [22] ZEE, R. van der. *High efficiency audio power amplifier, design and practical use*. Tese (Doutorado) — Universidade de Twente, 1999. Holanda.
- [23] RISBO, L.; MORCH, T. Performance of an all digital power amplification system. *104th Audio Engineering Society Convention*, 1998. Amsterdã - Holanda.
- [24] OGAWA, T. et al. Compact audio power supply using approximate 2dof robust digital control. *SICE annual conference*, p. 2142–2145, 2008. Tokyo - Japão.
- [25] OLIVEIRA, E. A. et al. Power factor correction via passivity-based adaptive controller using buck converter operating in continuous mode. *11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, 2008. (COMPEL 2008)*, p. 1 – 8, Agosto 2008. Zurique - Suíça.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [26] LEE, T. S. Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase ac/dc voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, Issue 4, p. 892, 2004.
- [27] NIELSEN, K. *Audio power amplifier techniques with energy efficient power conversion*. Tese (Doutorado) — Universidade Técnica da Dinamarca, 1998. Dinamarca.
- [28] PAULA, H. de et al. Uma proposta para a modelagem de inversores para o estudo de correntes de modo comum em sistemas de acionamento de motores. *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (Induscon'10)*, 2010. São Paulo - Brasil.
- [29] HUEBNER, T.; DECELLES, J. An audio amplifier power supply design. *Application Note 1849 - National Semiconductor*, Março 2010.
- [30] MENDENHALL, E. Power supply regulation in audio power amplifiers. *113th Audio Engineering Society Convention*, 2002. Conference paper 5694. Los Angeles - EUA.
- [31] BARBI, I. *Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas*. 2ª edição. ed. [S.l.]: Edição do autor, 2007. Florianópolis - UFSC.
- [32] LEI, W. H.; MAN, T. K. A general approach for optimizing dynamic response for buck converter. *AND8143/D - ON Semiconductor*, Rev. 0, 2004. Application Note.
- [33] ORTEGA, R. et al. *Passivity-based control of euler-lagrange systems: Mechanical, electrical and electromechanical applications*. 1ª edição. ed. [S.l.]: Springer-Verlag, 1998. Londres.
- [34] ESCOBAR, G. et al. An experimental comparison of several non linear controllers for power converters. *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics. ISIE'97.*, 1997. Guimarães - Portugal.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [35] OLIVEIRA, E. A. *Aplicação do controle baseado em passividade em conversores estáticos operando como pré-reguladores de fator de potência*. Dissertação (Mestrado) — PPGEE/UFMG, 2008. Belo Horizonte, Brasil.

Apêndice A

Modelo de um alto-falante

No alto-falante ocorre a transformação da corrente elétrica em vibrações mecânicas do ar. A construção de alto-falantes é comumente realizada a partir de uma bobina móvel, cuja estrutura básica é apresentada na Figura A.1. A conversão da corrente elétrica em vibrações mecânicas ocorre devido a basicamente três circuitos:

- Circuito elétrico - consiste na bobina móvel do falante e sua resistência;
- Circuito mecânico - consiste em um oscilador mecânico gerado pela suspensão do alto-falante;
- Circuito acústico - consiste na impedância do ar deslocado pelo diafragma. Este circuito é muito dependente do tipo de caixa utilizada para abrigar o alto-falante.

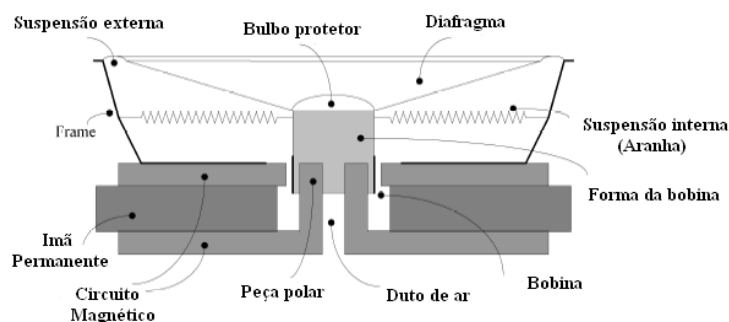


Figura A.1: Estrutura de um transdutor a bobina móvel [1]

O circuito magnético formado pelo ímã permanente e as peças polares faz com que exista um campo magnético constante aplicado sobre o entreferro, onde estão alojadas as bobinas. Desta forma, se uma corrente elétrica é aplicada à bobina, uma força magnetomotriz será induzida fazendo com que o diafragma se mova no sentido desta força, o qual depende da polaridade da corrente. Se ao longo da excursão do diafragma o número de espiras que se encontra dentro do entreferro não se alterar, haverá uma relação linear entre a corrente aplicada ao falante e o deslocamento do diafragma, caso contrário, não-linearidades poderão ser observadas, distorcendo a onda sonora produzida. As suspensões do falante mantêm o diafragma centralizado e impedem que este se desloque demasiadamente. Em suma: o som produzido por um alto-falante nada mais é do que uma turbulência ritmada no ar, causada pelo movimento do diafragma, resultado da interação do campo magnético da bobina com o do ímã permanente.

A.1 Circuito Elétrico

Ao se aplicar à bobina do falante uma corrente elétrica, uma força magnética é gerada, deslocando o diafragma no sentido desta força. Como a própria bobina está fisicamente acoplada ao diafragma, quando este se movimenta, haverá um deslocamento da bobina dentro do entreferro. Isso faz com que seja induzida na bobina uma força eletromotriz (*FEM*), que age no sentido de se opor ao movimento da bobina. Esta *FEM* é proporcional à velocidade do diafragma. Assim sendo, pode-se representar o circuito elétrico visto a partir dos terminais da bobina do alto-falante como o mostrado pela Figura A.2.

Onde:

- R_E - resistência da bobina;
- L_E - Indutância própria da bobina;
- V_O - Tensão de saída do amplificador;
- V_C - Força eletromotriz induzida;
- I_L - Corrente de carga do amplificador.

A Equação A.1 define a tensão para o circuito como:

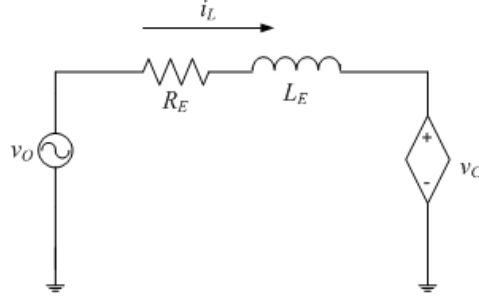


Figura A.2: Circuito elétrico da bobina de um alto-falante

$$v_O(t) = R_E i_L(t) + L_E \frac{di_L(t)}{dt} + v_C(t) \quad (\text{A.1})$$

A tensão induzida pode ser encontrada a partir da lei de Faraday, de acordo com a Equação A.2:

$$v_C(t) = E \frac{d(BA)}{dt} \quad (\text{A.2})$$

Onde, B - Densidade de campo magnético no entreferro;

A - área atravessada pelas linhas do campo magnético.

Como o campo magnético que age sobre a bobina do falante está confinado ao entreferro definido pelas peças polares, pode-se reescrever A.2, como:

$$v_C(t) = Bl \frac{d(x)}{dt} \quad (\text{A.3})$$

Onde, l - é o comprimento da peça polar;

x - é o deslocamento da bobina, devido à ação da força magneto-motriz.

Desprezando os efeitos não lineares que podem alterar os parâmetros encontrados em A.1 e A.3, pode-se escrever a equação de tensão no domínio de Laplace:

$$v_O(s) = (R_E + sL_E)i_L(s) + sBlx(s) \quad (\text{A.4})$$

Onde o termo entre parênteses representa a impedância elétrica da bobina.

A.2 Circuito Mecânico

A força produzida pela interação da corrente elétrica com o campo magnético no entreferro (F_D) é aplicada a um circuito mecânico formado pelo próprio diafragma e as suspensões a ele conectadas. Este circuito mecânico define um oscilador mecânico, composto pela massa do conjunto diafragma/bobina/suspensão (M_D), pela rigidez da suspensão (K_D), também representada por sua compliância (C_D), e pelas perdas mecânicas provocadas pela suspensão (R_D). Este circuito mecânico é ilustrado pelo diagrama da Figura A.3.

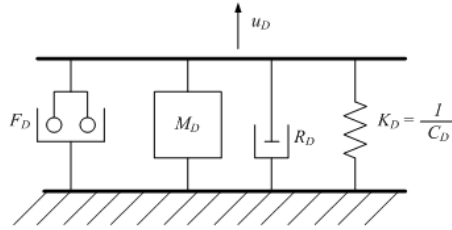


Figura A.3: Circuito Mecânico de um alto-falante

Nesse modelo a impedância acústica é desprezada. Realizando o balanço de força referente à cada componente, pode-se encontrar a relação entre a força aplicada ao sistema mecânico e o deslocamento do diafragma:

$$\begin{cases} F_D(t) = M_D \ddot{x}_D(t) + R_D \dot{x}_D(t) + \frac{1}{C_D} x_D(t) \\ F_D(t) = M_D \dot{u}_D(t) + R_D x_D(t) + \int \frac{1}{C_D} u_D(t) dt \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Onde: x_D é o deslocamento do diafragma;

u_D é a velocidade do diafragma.

Considerando novamente que todos os elementos são constantes, pode-se escrever a Equação A.5:

$$F_D(s) = \left(M_D s + R_D + \frac{1}{s C_D} \right) u_D(s) \quad (\text{A.6})$$

Pela Equação A.6, nota-se que a impedância do circuito mecânico, para o falante ao ar livre, é dada por:

$$Z_M = M_D s + R_D + \frac{1}{s C_D} \quad (\text{A.7})$$

A.3 Impedância da bobina do falante

A partir da análise dos circuitos elétrico e mecânico, pode-se encontrar um modelo para a impedância da bobina do falante vista por seus terminais. Considerando que a força magnética produzida por uma corrente aplicada perpendicularmente a um campo magnético constante pode ser determinada por:

$$F_D(t) = B l i(t) \quad (\text{A.8})$$

Substituindo A.8 em A.6, obtém-se:

$$u_D(s) = \frac{B l}{M_D s + R_D + \frac{1}{s C_D}} i(s) \quad (\text{A.9})$$

Substituindo agora a Equação A.9 na Equação A.4, obtém-se:

$$v_o(t) = (R_E + s L_E) i_L(s) + \frac{B l^2 s C_D}{M_D C_D s^2 + C_D R_D s + 1} i_L(s) \quad (\text{A.10})$$

Fazendo as seguintes mudanças de variáveis:

$$\begin{aligned} L_{me} &= (B l)^2 C_D \\ C_{me} &= \frac{M_D}{(B l)^2} \\ R_{me} &= \frac{(B l)^2}{R_D} \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Com essa modificação, a contribuição do sistema mecânico pode ser interpretada como um circuito RLC paralelo. Dessa forma, o circuito elétrico equivalente da bobina é modificado, dando origem ao circuito mostrado na Figura A.4.

Os parâmetros utilizados para deduzir o modelo do alto-falante fazem parte de um conjunto de parâmetros normalmente denominados *parâmetros de Thiele-Small*, em referência a A.N. Thiele, da Australian Broadcasting Commission, e Richard H. Small, da Universidade de Sidney, que nas décadas de 60 e 70 realizaram uma série de estudos sobre o modelagem e projeto de alto-falantes e caixas acústicas [1]. Estes parâmetros são usualmente fornecidos pelos fabricantes de alto-falantes para auxiliar no projeto de caixas acústicas para os seus produtos.

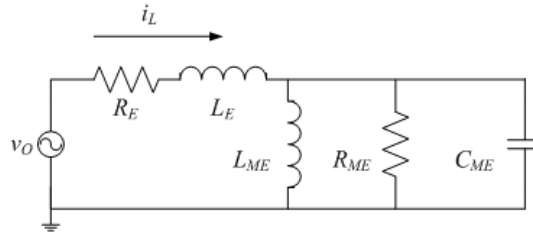


Figura A.4: Circuito equivalente da bobina do falante

O modelo de alto-falante considerado, 12CO1P da fabricante Selenium, é constituído de um Woofer (graves e médios) e um Driver (médios e agudos), além de incorporar um filtro *crossover* para seleção das vias. Desta forma, a resposta em frequência apresentada difere do modelo Thiele-small clássico, devido a combinação dos elementos. O Fabricante, no entanto, fornece apenas os dados referentes ao Woofer. Assim sendo, levantou-se o modelo apenas deste elemento, sendo este utilizado nas análises realizadas ao longo da dissertação. Os parâmetros de *Thiele-Small* fornecidos pelo fabricante são mostradas na Tabela A.1.

A Figura A.5 mostra o comportamento da impedância do alto-falante. Nota-se que o circuito mecânico possui maior influência sobre a impedância da bobina em regiões de baixa frequência, definindo para tal faixa uma frequência de ressonância determinada por C_{me} e L_{me} . Observa-se também que para frequências inferiores à ressonância, o alto-falante possui um comportamento indutivo, logo após a ressonância, este comportamento torna-se capacitivo. A influência do circuito elétrico torna-se mais evidente para frequências superiores a 200Hz, quando o comportamento do alto-falante se torna novamente

Tabela A.1: Parâmetros de *Thiele-Small* para o woofer do alto-falante 12CO1P

Parâmetro	Símbolo	Valor
Fator de força	Bl	12,8Tm
Resistência da bobina	R_E	6,3 Ω
Indutância da bobina	L_E	2,287mH
Massa móvel	M_D	45,8g
Complância mecânica	C_D	250,4 μ m/N
Resistência mecânica da suspensão	R_D	3,01kg/s

indutivo.

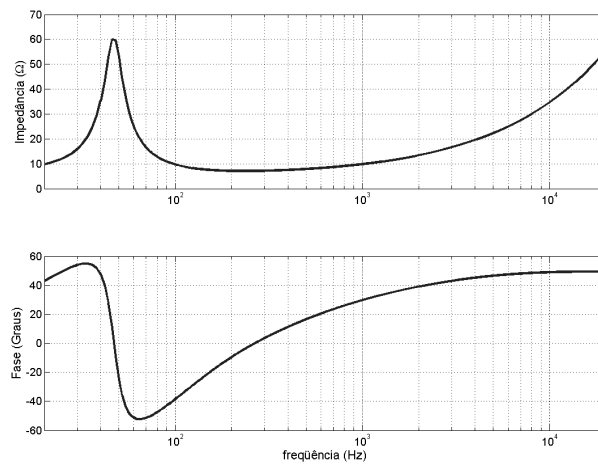


Figura A.5: Impedância do woofer do alto-falante 12CO1P.

A Figura A.6 mostra a curva de resposta em frequência do conjunto completo formado pelo alto-falante 12CO1P. Observa-se que o modelo descrito pelos parâmetros Thiele-small é coincidente com o comportamento real do alto-falante até aproximadamente 560Hz, a partir dessa frequência a influência do Driver e do filtro de crossover se torna mais evidente e a curva de resposta em frequência sofre uma alteração.

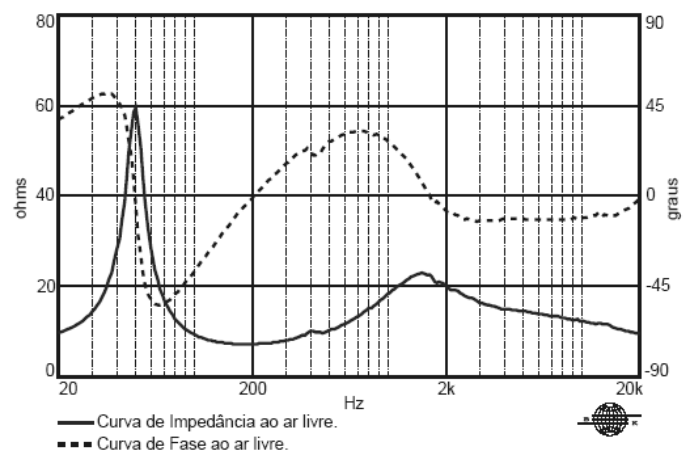


Figura A.6: Impedância do alto-falante 12CO1P - Datasheet do Fabricante.