



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Instituto de Eletrônica de Potência

**AMPLIFICADORES CHAVEADOS PARA APLICAÇÕES EM
ÁUDIO**

**Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do
Grau de Mestre em Engenharia Elétrica**

FRANK WEINER HEERDT

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1997.

AMPLIFICADORES CHAVEADOS PARA APLICAÇÕES EM ÁUDIO

FRANK WEINER HEERDT

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS GRADUAÇÃO.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Orientador



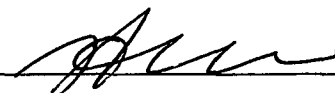
Prof. Adroaldo Raizer, Dr.

Coordenador do curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

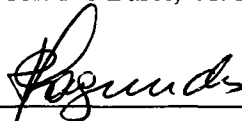
BANCA EXAMINADORA:



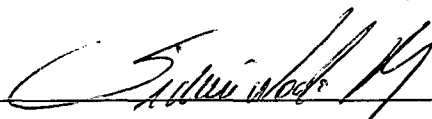
Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Prof. Sidnei Noceti Filho, Dr.

**A minha família,
Benvenuto e Laura,
Liane, Leonardo, Joselito e Hary**

AGRADECIMENTOS

Ao prof. Enio Kassick, pela orientação, estímulo e espírito de aprendizado.

Aos colegas Mezaroba, Roger, Romaneli, Anderson, Reinaldo, Franklin e Denise, pelo esforço conjunto e belo trabalho de equipe.

Ao Ivan Eidt Coling, pela tradução do resumo em Esperanto e pelo empenho a ciência e humanidade.

Aos professores da UFSC pela formação adquirida.

A Universidade Federal de Santa Catarina e a CAPES, pelo apoio financeiro.

Ao Gastón, Luiz Cláudio e o Dezotti pela amizade e apoio.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	x
RESUMO.....	xiv
ABSTRACT	xv
RESUMO.....	xvi

CAPÍTULO 1 - ÁUDIO-AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

1.1 INTRODUÇÃO	1
1.2 SINAIS DE ÁUDIO	1
1.2.1 <i>Volume</i>	1
1.2.2 <i>Timbre</i>	4
1.2.3 <i>Altura</i>	4
1.2.4 <i>Sensibilidade de Audição</i>	5
1.3 AMPLIFICADOR	6
1.3.1 <i>Introdução</i>	6
1.3.2 <i>Representação</i>	6
1.3.3 <i>Ganho de Tensão [2]</i>	7
1.3.4 <i>Ganho de Corrente</i>	7
1.3.5 <i>Ganho de Potência</i>	8
1.4 PARÂMETROS DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA	9
1.4.1 <i>Potência de Saída</i>	9
1.4.2 <i>Distorção</i>	11
1.4.3 <i>Resposta em Frequência</i>	15
1.4.4 <i>Taxa de Crescimento SR (Slew Rate)</i>	16
1.4.5 <i>Relação Sinal/Ruído</i>	18
1.4.6 <i>Fator de Amortecimento - FA (Damping Factor)</i>	18
1.4.7 <i>Sensibilidade</i>	20
1.4.8 <i>Regulação da Fonte</i>	21
1.5 CLASSIFICAÇÃO DE AMPLIFICADORES [6], [1].....	22
1.5.1 <i>Classe A</i>	22
1.5.2 <i>Classe B</i>	24

1.5.3	<i>Classe AB</i>	26
1.5.4	<i>Classe C [10]</i>	28
1.5.5	<i>Classe D [1]</i>	28
1.5.6	<i>Classe E [7]</i>	31
1.5.7	<i>Classe G [24]</i>	32
1.5.8	<i>Classe H</i>	34
1.5.9	<i>Classe I [9]</i>	35
1.5.10	<i>Classe S</i>	37
1.6	POLARIZAÇÃO.....	38
1.7	RENDIMENTO COMPARATIVO PARA AS DIFERENTES CLASSES DE OPERAÇÃO.....	39
1.8	CLASSIFICAÇÃO QUANTO AO ELEMENTO FINAL DE AMPLIFICAÇÃO	40
1.8.1	<i>Amplificadores Valvulados</i>	40
1.8.2	<i>Amplificadores Transistorizados</i>	41
1.9	ENTRADAS.....	42
1.9.1	<i>Desbalanceadas</i>	42
1.9.2	<i>Balanceadas</i>	42
1.10	ALTO-FALANTES.....	42
1.10.1	<i>Modelo Elétrico</i>	43
1.10.2	<i>Rendimento e Sensibilidade [17] [1]</i>	44

CAPÍTULO 2 - AMPLIFICADORES CLASSE D

2.1	INTRODUÇÃO.....	45
2.2	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	46
2.2.1	<i>Formas de Onda</i>	48
2.2.2	<i>Formas de Onda</i>	52
2.3	ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO.....	53
2.3.1	<i>Modulação Por Largura De Pulsos Múltiplos A Dois Níveis (PWM)</i>	53
2.4	EQUACIONAMENTO.....	56
2.4.1	<i>Conversor Meia-Ponte</i>	56
2.4.2	<i>Esforços nos Semicondutores</i>	58
2.4.3	<i>Tensão máxima sobre os Transistores e Diodos</i>	59
2.4.4	<i>Rendimento</i>	60
2.5	FILTRO DE SAÍDA.....	61

2.5.1	<i>Resposta em Frequência</i>	61
2.6	CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO	64
2.6.1	<i>Metodologia de Projeto</i>	65
2.6.2	<i>Condição de estabilidade</i>	67
2.6.3	<i>Função de transferência do compensador</i>	68
2.6.4	<i>Posicionamento de pólos e zeros</i>	69
2.6.5	<i>Sensor de Saída</i>	70
2.7	CIRCUITO DE COMANDO	71
2.8	TRATAMENTO DO SINAL DE ENTRADA.....	71
2.9	CONCLUSÃO	72

CAPÍTULO 3 - PROJETO DO AMPLIFICADOR CLASSE D

3.1	INTRODUÇÃO	73
3.2	CIRCUITO DE POTÊNCIA A SER PROJETADO.....	73
3.3	ESPECIFICAÇÕES INICIAIS.....	73
3.4	CÁLCULO DA TENSÃO E CORRENTE MÁXIMAS NA CARGA.....	74
3.5	TENSÃO NECESSÁRIA NO BARRAMENTO CC.....	74
3.5.1	<i>Atrasos no Circuito de Comando</i>	75
3.6	TRANSISTORES	76
3.6.1	<i>Tensão máxima</i>	76
3.6.2	<i>Corrente máxima</i>	76
3.7	FILTRO DE SAÍDA	77
3.8	DIVISOR DE TENSÃO DE BARRAMENTO	78
3.9	SENSOR DE TENSÃO DE SAÍDA.....	80
3.10	CONTROLE.....	81
3.11	CONCLUSÃO	83

CAPÍTULO 4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1	INTRODUÇÃO	84
4.2	SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA	84
4.2.1	<i>Entrada de Dados</i>	84
4.3	RESULTADOS	86
4.3.1	<i>Sinal de Modulação e Comando</i>	86

4.3.2	<i>Tensão e corrente sobre os transistores</i>	87
4.4	TENSÃO ENTRE OS TERMINAIS AB	89
4.5	SAÍDA	90
4.6	POTÊNCIA DE SAÍDA	91
4.7	SINAL DE ENTRADA E SAÍDA	92
4.8	SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA	94
4.8.1	<i>Entrada de dados</i>	94
4.8.2	<i>Sinal de Entrada e Saída</i>	95
4.9	ANÁLISE EM FREQUÊNCIA	98
4.9.1	<i>Introdução</i>	98
4.9.2	<i>Espectro Harmônico em Malha Aberta</i>	98
4.9.3	<i>Análise em Malha Fechada (MF)</i>	101
4.10	MEDIDA DE DISTORÇÃO POR INTERMODULAÇÃO	104
4.11	CONCLUSÃO	107

CAPÍTULO 5 - PROTÓTIPO IMPLEMENTADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1	INTRODUÇÃO	108
5.2	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO	108
5.2.1	<i>Circuito de Potência</i>	110
5.2.2	<i>Acionamento</i>	110
5.2.3	<i>Geração de Tempo Morto</i>	111
5.2.4	<i>Modulador PWM</i>	112
5.2.5	<i>Condicionador do Sinal de Entrada</i>	112
5.3	RESULTADOS	114
5.3.1	<i>Sinal de Modulação e Comando</i>	114
5.3.2	<i>Tensão e corrente sobre os transistores</i>	117
5.4	TENSÃO ENTRE OS TERMINAIS AB	121
5.5	SAÍDA	121
5.6	SINAL DE ENTRADA E SAÍDA	122
5.7	RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	124
5.8	RESULTADOS EM MALHA FECHADA	125

5.8.1	<i>Sinal de Entrada e Saída</i>	125
5.8.2	<i>Resposta ao Impulso</i>	130
5.9	ANÁLISE HARMÔNICA	131
5.10	RENDIMENTO	133
5.11	CONCLUSÃO	135
	BIBLIOGRAFIA	136

SIMBOLOGIA

E	-	Tensão de alimentação do barramento DC;
Co	-	Capacitor total do filtro de saída;
Lo	-	Indutor do filtro de saída;
Ro	-	Resistor de carga que representa o modelo de análise elétrica do alto-falante;
Rse	-	Resistência série equivalente de Co;
Vopp	-	Tensão de saída de pico a pico máximo;
fs	-	Frequência de chaveamento dos transistores de potência;
Vs	-	Amplitude alternada da rampa de comparação com o sinal de áudio;
fc	-	Frequência de cruzamento de ganho;
ω_c	-	Frequência angular de cruzamento;
Rfz	-	Resistor de zero da realimentação do compensador;
Riz	-	Resistor de zero da entrada do compensador;
Rip	-	Resistor total de polo da entrada do compensador;
Cf	-	Capacitor do polo da realimentação do compensador;
Ci	-	Capacitor da entrada do compensador;
R1,R2	-	Resistores do sensor de tensão (divisor resistivo);
R3	-	Resistor de entrada do compensador descontando o equivalente thévenin do divisor resistivo;
A	-	Ganho imposto pelo divisor resistivo;
Lp	-	Nível de pressão sonora relativa em dB;
p	-	Pressão sonora em Pa (Pascal);
po	-	Pressão de referência de 20×10^{-6} Pa;
A_v	-	Magnitude de amplificação (ganho de tensão);
v_e	-	Amplitude de tensão de entrada;
v_s	-	Amplitude de tensão de saída;
$v_e(t)$	-	Tensão de entrada no tempo;
$v_s(t)$	-	Tensão de saída no tempo;

G_v	-	Ganho de tensão em dB;
i_s	-	Corrente de saída;
i_e	-	Corrente de entrada;
I_s	-	Amplitude da corrente de saída;
I_e	-	Amplitude da corrente de entrada;
G_i	-	Ganho de corrente em dB;
P_s	-	Potência de saída;
P_e	-	Potência de entrada;
P_{max}	-	Potência máxima;
U	-	Tensão;
R	-	Resistência;
P_{ef}	-	Potência eficaz;
U_{ef}	-	Tensão eficaz;
V_{nef}	-	Valor eficaz da harmônica de ordem n;
THD	-	Distorção harmônica total;
IMD	-	Distorção por intermodulação;
$x(t)$	-	Sinal genérico no tempo;
$y(t)$	-	Saída de um sistema genérico;
cos	-	Cosseno;
ω	-	Frequência angular [rad/s];
SR	-	Taxa de subida (slew rate);
dv_s	-	Derivada da tensão de saída;
V_{max}	-	Amplitude máxima de tensão;
t	-	Tempo;
f_m	-	Frequência limite devido ao SR;
ω_m	-	Frequência angular limite, devido ao SR;
V_{smax}	-	Tensão máxima de saída;
FA	-	Fator de amortecimento relativo à impedância de saída de amplificadores;

Z_{saida}	-	Impedância de saída do amplificador;
Z_{carga}	-	Impedância da carga;
V_{aberto}	-	Tensão na saída do amplificador à vazio;
S_v	-	Sensibilidade, em V_{RMS} ;
S_{abV}	-	Sensibilidade e dBV;
S_{dbu}	-	Sensibilidade e dBu;
V_{cc}	-	Tensão de alimentação contínua;
η	-	Rendimento em %;
I_D	-	Corrente no diodo;
I_M	-	Corrente no mosfet;
I_l	-	Corrente no indutor;
L_o	-	Indutância do filtro de saída;
C_o	-	Capacitância do filtro de saída;
$M1, M2$	-	Transistores tipo mosfet;
$D1, D2$	-	Diodos intrínsecos de M1 e M2 respectivamente;
P_{ch}	-	Perdas de chaveamento;
f_s	-	Frequência de chaveamento;
t_{comut}	-	Tempo total de comutação (subida + descida);
I_o	-	Corrente de saída;
E	-	Tensão de alimentação de barramento;
P_{con}	-	Perdas de condução;
P_o	-	Potência de saída;
R_{dson}	-	Resistência de condução do mosfet;
ξ	-	Fator de amortecimento relativo a resposta em frequência de um sistema de 2ª ordem;
U	-	frequência normalizada do pólo ressonante do filtro de 2ª ordem;
V_{se}	-	Amplitude da tensão de rampa do modulador;
V_c	-	Tensão de controle do modulador;
s	-	Variável complexa de laplace;
R_{se}	-	Resistência série equivalente do capacitor de filtro;

$G(s)$	-	Função de transferência da planta;
$H(s)$	-	Função de transferência do circuito completo de realimentação;
s_c	-	Frequência complexa do cruzamento de ganho;
V_{th}	-	Tensão do equivalente thévenin;
ΔD	-	Perda de razão cíclica;
D_{max}	-	Razão cíclica máxima;
ΔD	-	Perda de razão cíclica absoluto;
t_s	-	Tempo de bloqueio do mosfet ($\cong 150ns$);
t_d	-	Tempo de entrada em condução do mosfet ($\cong 150ns$);
t_m	-	Tempo morto (tempo em que os dois mosfets permanecem desabilitados ($\cong 250ns \times 2$);
t_a	-	Tempo de atraso do circuito entre o sinal de controle e o gatilho do mosfet ($\cong 300ns$);
t_{com}	-	Tempo devido a relação entre as tensões de comparação na geração da rampa e falta de precisão nos extremos ($\cong 800ns$);
T_c	-	Período de comutação ($1/300kHz=3,33\mu s$);
V_d	-	Tensão máxima de um mosfet comercial;
I_d	-	Corrente média máxima de um mosfet;
C_{iss}	-	Capacitância de entrada do mosfet;
C_{oss}	-	Capacitância de saída do mosfet;
C_{rss}	-	Capacitância de transferência do mosfet;
R_{th}	-	Resistência térmica de condução junção cápsula;
T_{jmax}	-	Temperatura máxima na junção;
f_c	-	Frequência do polo ressonante do filtro de saída;
C_f	-	Capacitor do filtro;
L_f	-	Indutor do filtro;
V_{ep}	-	Tensão de entrada de pico máximo;
V_{sp}	-	Tensão de saída de pico máximo;
V_{spp}	-	Tensão de saída de pico a pico máximo.

RESUMO

Este trabalho trata de amplificadores de áudio operando no modo comutado, mais conhecidos como amplificadores digitais, ou ainda classe D. São apresentados os parâmetros básicos utilizados em áudio, bem como especificações, classes de operação e a análise da performance de amplificadores de potência utilizados em áudio. É também apresentada a análise completa do amplificador classe D com configuração em meia-ponte, juntamente com metodologia de projeto do circuito de potência, comando, filtro e controle. O projeto completo de um amplificador de áudio utilizando a metodologia proposta bem como os resultados de simulação realizados para a estrutura projetada e resultados experimentais com as informações e os dados relativos à implementação do protótipo são apresentados.

ABSTRACT

This work presents a study of audio amplifiers operating at switching mode, also known as digital amplifiers, or class D amplifiers. Basic parameters in audio usage, specifications, classes of operation and performance analysis of audio power amplifiers, are presented, as well as a complete analysis of the class D amplifier in the half-bridge configuration and the power circuit design methodology, drive, filter, and feedback loop. Finally, the proposed switching amplifier design methodology, simulation results and experimental results of a 100W prototype are presented.

RESUMO

Tiu ĉi laboro temas pri sonfrekvencaj amplifikatoroj funkciaj per ŝaltado, ankaŭ nomataj ciferecaj (diĝitaj) aŭ D-klasaj amplifikatoroj. Oni prezentas la bazajn parametrojn uzatajn en sontekniko, specifojn, klasojn de operacio kaj analizon de plenumo de sonfrekvencaj finamplifikatoroj. Estas prezentata ankaŭ la plena analizo de D-klasa amplifikatoro en duonponta aranĝo, kune kun la metodologio por projekto de la povuma cirkvito, komando, filtrilo kaj reguligo. Fine, estas prezentata la kompleta projekto de sonfrekvenca amplifikatoro, uzanta la proponitan metodologion, samkiel la rezultoj de simulo elhavitaj por la projektita strukturo kaj eksperimentaj rezultoj, aldonitaj de informoj kaj datumoj koncernantaj la ekestigon de la 100-vatta prototipo.

CAPÍTULO 1

ÁUDIO-AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

1.1 Introdução

A utilização de amplificadores de áudio, bem como o número de aplicações possíveis é imensa, porém a terminologia complexa e confusa, fazendo com que idéias equivocadas transformem características pouco importantes, em grandes figuras de mérito, para fabricantes e consumidores.

O objetivo deste capítulo é de apresentar uma parcela da terminologia básica utilizada em áudio, especificações de amplificadores, classes de operação e também algo sobre alto-falantes.

1.2 Sinais de Áudio

São entendidos como sendo aqueles que podem ser ouvidos por seres humanos, conforme características próprias de cada indivíduo. A fim de eliminar a subjetividade e atingir todos os indivíduos define-se sons audíveis como sendo sempre pouco acima da capacidade de audição da pessoa que “mais escuta” conforme as características que serão apresentadas a seguir.

1.2.1 Volume

Corresponde à intensidade ou amplitude do sinal de áudio. Está relacionado com a potência que um amplificador é capaz de gerar, apesar deste depender também da qualidade do transdutor de sinais elétricos para mecânicos, ou seja, o alto-falante.

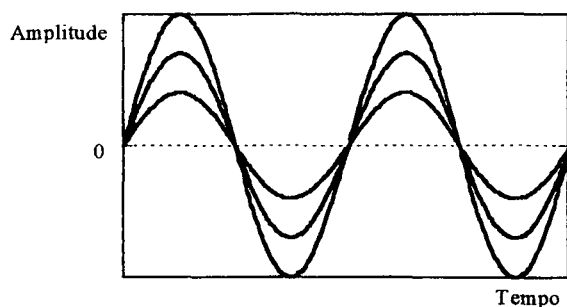


Figura 1.1 : Sinal sinusoidal puro com diferentes amplitudes.

1.2.1.1 Unidade de medida utilizada

A medida do nível de sinal de áudio pode ser expressa através de qualquer unidade de pressão conhecida (Pascal, Bar, Libras/cm², etc), porém é muito utilizada a medida relativa ao nível mínimo da percepção do ouvido humano que, em níveis absolutos, é de 20μPa (equivalente a 0,2x10⁻⁹atm ou 0,2x10⁻⁹bar) na frequência de maior sensibilidade que situa-se em torno de 2kHz, como é apresentado por Martin D.W. em [3]. A medida relativa é expressa em dB¹ conforme apresentado a seguir:

$$L_p = 20 \cdot \log\left(\frac{p}{p_0}\right) [dB] \quad 1.1$$

onde: L_p = Nível de pressão sonora relativa em dB
 p = pressão sonora em Pa (Pascal)
 p_0 = pressão de referência de 20x10⁻⁶Pa

1

¹ [decibel]

[De deci- + bel.]

1. Unidade de intervalo de potência, igual a 1/10 do bel, correspondente, pois, a um intervalo tal que a razão entre as potências extremas seja 1,259, e frequentemente empregada para exprimir diferenças de nível de sensação acústica. Símbolo [dB]

[bel]

[Do antropônimo. Bell, do inventor Alexander Graham Bell, norte-americano (1847-1922).]

2. Unidade convencional para medir a relação entre grandezas associadas a movimentos periódicos, e que é igual ao logaritmo decimal do cociente das duas grandezas, quando a primeira é dez vezes maior que a segunda.

Nível de Pressão Sonora

Apresenta-se a seguir a Tabela 1.1 a qual apresenta o tempo limite de exposição aos níveis máximos de pressão sonora (em dB SPL - *Sound Pressure Level*) suportáveis pelo ouvido humano.

Tabela 1.1 : Limite de tempo de exposição à diferentes níveis de pressão sonora.

Duração [horas/dia]	Nível médio de Som [dB]
8	90
6	92
4	95
3	97
2	100
1,5	102
1	105
0,5	110
0,25 ou menos	120

- *Permissible noise exposure. Extracted from U.S. Department of Labor Noise Regulations.*

Apesar da medida de intensidade sonora ou volume depender além da fonte emissora, também do ambiente e da distância que a mesma se encontra do receptor, apresenta-se Tabela 1.2, alguns níveis médios de sons típicos emitidos por fontes conhecidas na literatura.

Tabela 1.2 : Níveis de som médios produzidos por fontes típicas.

Nível de Som [dB]	Fonte de Som
0	Limiar de Audição
10	Sala Anecóica
20	Sussurro Silencioso
30	Música Suave
45	Média Residencial
60	Música de fundo
65	Conversação
75	Média de uma fábrica
80	Orquestra forte
90	Início dos níveis de Desconforto
100	Arrebitadeira
108	Trovão
110	Música amplificada(<i>Rock</i>)
130	Avião
140	Sirene de 50HP

1.2.2 Timbre

Qualidade distintiva de sons de mesma altura e intensidade, e que resulta da quantidade maior ou menor dos harmônicos coexistentes com o som fundamental ligados ao espectro de potência. A Figura 1.2 apresenta dois sinais de diferente timbre e mesmo frequência fundamental.

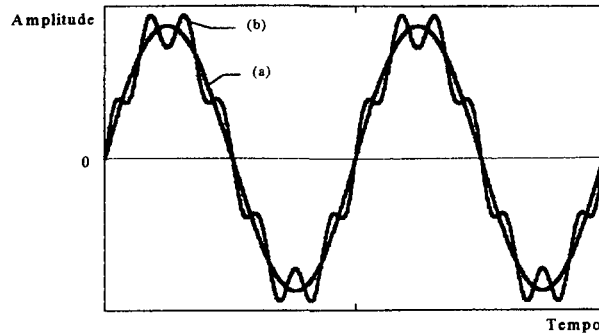


Figura 1.2 : (a) Sinal sinusoidal puro;
(B) Sinal sinusoidal puro de mesma frequência somado a um harmônico.

1.2.3 Altura

A altura de um som corresponde a sua frequência. Um som pode ser mais agudo ou mais grave se a frequência for maior ou menor respectivamente e é definido para a frequência da componente fundamental ou dominante.

Unidade de medida: [mel] = Altura de um som, igual a um milésimo da altura que um observador atribui a um som simples, de frequência igual a 1.000 Hz, 40 dB acima do seu limiar de audibilidade.

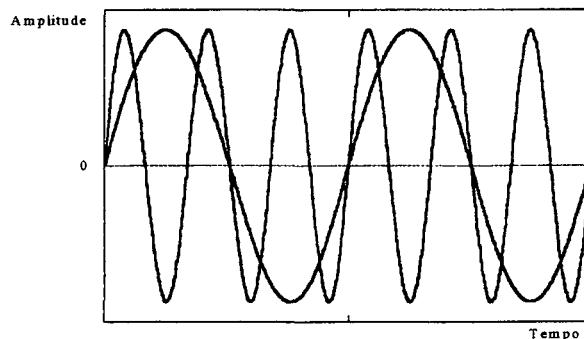


Figura 1.3 : Diferentes frequências de mesma amplitude.

1.2.4 Sensibilidade de Audição

A sensibilidade do ouvido humano é variável e dependente do nível do sinal que está sendo escutado e existem características que incomodam mais ou menos, dependendo de quem está ouvindo. É apresentado na Figura 1.4 o comportamento do ouvido frente a variações de frequência e amplitude do sinal [1].

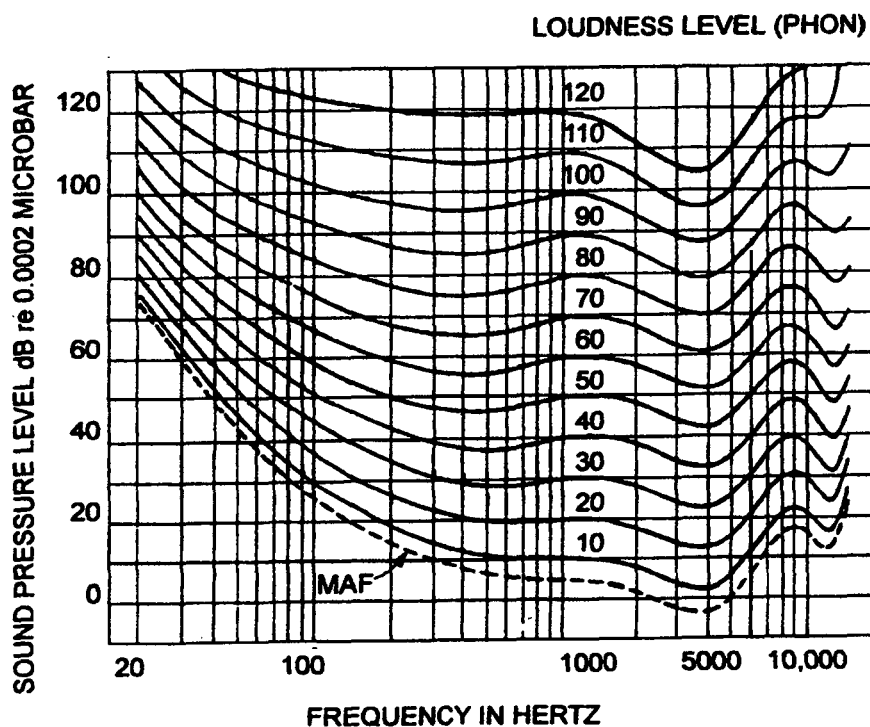


Figura 1.4 : Resposta relativa do ouvido humano em relação a frequência.

Obs.: MAF do Inglês *Normal Binaural Minimum Audible Field* [17] que representa a mínima pressão sonora audível.

Cada curva de Figura 1.4 representa o nível de sensação de mesmo volume, e tem como unidade o [PHON]. O eixo vertical apresenta o nível de pressão sonora (SPL) em [dB] referida a 0.0002 μ Bar ou 20 μ Pa. A curva MAF pontilhada representa o limite de audibilidade, apesar de que muitas pessoas e animais possam ouvir até 20dB abaixo desta curva.

Nota-se que quanto maior ou menor for a frequência maior deve ser o nível de pressão sonora para se obter a mesma sensação de mesmo volume.

As curvas de audibilidade foram originalmente geradas em 1930 por *Fletcher & Munson*, nos Laboratórios *Bell - USA* porém apresentadas com melhor precisão em 1950 pelo Laboratório Nacional de Física – *UK* [1].

1.3 Amplificador

1.3.1 Introdução

Os amplificadores são utilizados em diferentes sistemas. Em sistemas eletrônicos compõem o fundamento de todo processamento de energia/sinal manipulado.

Definição : Elemento ativo que fornece um sinal de saída cuja energia é oriunda de uma fonte de alimentação e controlada por um sinal de entrada.

*[Do lat. **amplificatore.**] : Dispositivo com que se aumenta no sinal de saída um parâmetro do sinal de entrada, graças a fontes de energia que lhe são pertinentes.*

Amplificação: Elevação da energia de um sinal sem alterar-lhe a forma.

Um amplificador deve preservar a forma do sinal que está processando, modificando apenas o nível de tensão ou corrente a ele imposto. Qualquer mudança na forma de onda é considerado como sendo distorção, obviamente indesejável. Um amplificador que preserva os detalhes da forma de onda do sinal de entrada é caracterizado pela relação:

$$v_s(t) = A_v v_e(t) \quad 1.2$$

sendo v_e e v_s respectivamente o sinal de entrada e saída, e A_v representa a magnitude de amplificação conhecido como ganho do amplificador. Este termo é genérico para qualquer tipo de amplificador, porém dentre os diversos tipos de amplificadores estão os amplificadores de potência que podem exibir baixos valores de ganho em tensão porém com uma grande capacidade de prover corrente em sua saída.

1.3.2 Representação

A forma usual de se representar um amplificador visto externamente através de seus terminais de entrada e saída é mostrado na Figura 1.5.

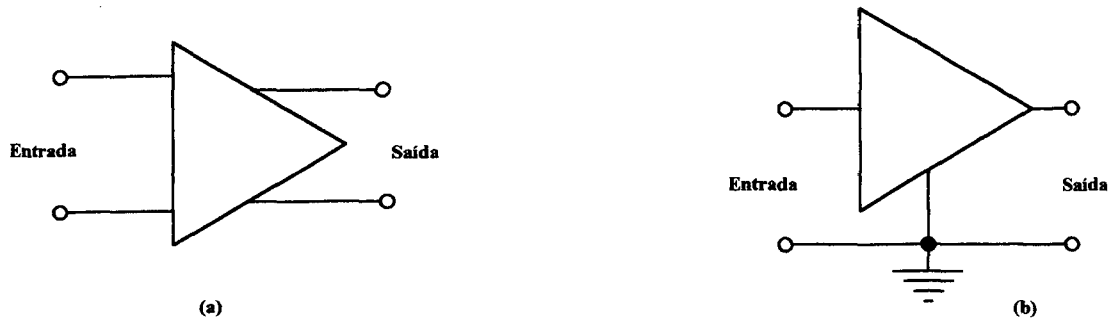


Figura 1.5 - (a) Símbolo do amplificador entre dois pontos de entrada e saída;
(b) Amplificador com terminal comum.

1.3.3 Ganho de Tensão [2]

Para um amplificador linear com tensão de entrada $v_e(t)$, fornecendo à saída uma tensão $v_s(t)$ sobre uma carga R , sendo o sinal de saída uma réplica do sinal de entrada, define-se como ganho de tensão:

$$A_v \equiv \frac{v_s}{v_e} \quad 1.3$$

É usual apresentar o ganho em valor relativo, expresso em dB (decibel), representado pela expressão 1.4.

$$G_v = 20 \cdot \log \left| \frac{V_s}{V_e} \right| \quad 1.4$$

1.3.4 Ganho de Corrente

Define-se ganho de corrente como sendo o quociente entre as amplitudes das correntes de saída e de entrada, conforme indicado nas expressões 1.5 e 1.6 nas formas de valor absoluto e em dB, respectivamente.

$$A_i \equiv \frac{i_s}{i_e} \quad 1.5$$

expressando em Decibéis:

$$G_i = 20 \cdot \log \left| \frac{I_o}{I_i} \right| \quad 1.6$$

1.3.5 Ganho de Potência

O ganho de potência relaciona a parcela de tensão e corrente que são fornecidas à saída para uma respectiva entrada. É definida pela expressão 1.7:

$$A_p \equiv \frac{P_o}{P_i} = \frac{v_s \cdot i_s}{v_e \cdot i_e} \quad 1.7$$

É possível também expressar em Decibéis o ganho de potência de saída:

$$G_p = 10 \cdot \log \left| \frac{P_s}{P_e} \right| \quad 1.8$$

A relação entre tensões e correntes de entrada e saída podem ser positivas ou negativas e isto significa apenas uma inversão ou não do sinal de entrada, portanto toma-se o módulo destas, para expressá-las em dB, já que uma medida negativa em dB representa uma atenuação e não uma inversão.

As medidas de ganho em amplificadores de potência são utilizadas, por exemplo, para o levantamento de algumas características específicas como apresentadas no item 1.4 Parâmetros de Amplificadores de Potência porém a principal figura de mérito do mesmo, relacionada diretamente com a capacidade de saída, é a potência, já que a relação de saída/entrada torna-se grandeza elevada e sem grande significado prático.

A medida de ganho em tensão é a mais utilizada para obtenção da resposta em frequência do amplificador, como será apresentado.

1.4 Parâmetros de Amplificadores de Potência

1.4.1 Potência de Saída

A potência de saída é um dos parâmetros mais relevantes dos amplificadores de potência. Fornece uma idéia do volume de som disponível na saída, partindo de uma mesma fonte de sinal. A potência de saída é determinada pelo tipo de circuito e componentes utilizados no estágio de processamento de energia.

Existem várias formas de especificar a potência de saída dos amplificadores, que dentre as quais são apresentadas algumas.

1.4.1.1 Potência Eficaz (RMS - *Root Mean Square*)

É a média quadrática da tensão de saída multiplicada pela corrente extraída ao longo de um período maior que o tempo que o amplificador leva para entrar em regime térmico, ou seja, é a potência contínua que o amplificador pode fornecer, sem gerar distorção (além da especificada) ou superaquecimento. É também denominado potência senoidal, conforme medições feitas por vários comitês reguladores de normas técnicas, como FTC (*Federal Trade Committee-EUA*), IEC (*International Electronic Committee*), IHF (*Institute of High Fidelity Manufacturers*), EIAJ (*Electronic Industry Association of Japan*).

Os sinais de áudio são de natureza extremamente aleatória, e, observado como forma de onda, apresentam valor RMS geralmente muito baixo em comparação com o valor de crista (alto fator de crista). Baseado neste fato é que foram criadas diferentes especificações, de modo a tentar expressar convenientemente a capacidade ou qualidade de cada amplificador.

1.4.1.2 Potência IHF (*Institute of High Fidelity Manufacturers*)

A especificação IHF, normaliza a medida de potência de saída correspondente a um sinal sinusoidal com frequência de 1kHz, em regime intermitente com uma taxa de 1:10 (10 ciclos consecutivos são reproduzidos e depois 90 ciclos são omitidos, intermitentemente).

Deste modo pode-se especificar, para um mesmo amplificador, potências absolutas de praticamente o dobro do valor RMS.

1.4.1.3 Potência PMPO (*Peak Maximum Power Output*)

A potência PMPO (*Máximo Pico de Potência de Saída*) é uma medida muito utilizada nos modelos comerciais dirigidos à população em geral, porém é a medida mais arbitrária e duvidosa das que se tem conhecimento. Em pesquisas realizadas, esta especificação atingiu de 2 a 22 vezes o valor RMS onde, normalmente, quanto menor a qualidade do equipamento maior o multiplicador em relação à potência real que pode ser fornecida pelo mesmo. Em equipamentos profissionais esta medida é desconsiderada, utilizando-se então a potência RMS e uma especificação de reserva de potência (*headroom*) para exprimir a capacidade do amplificador em reproduzir picos musicais aleatórios.

Exemplo : Se um amplificador estiver sendo alimentado por uma tensão de barramento contínua de 12V e operando com um alto-falante de 8Ω , este poderá fornecer à saída no máximo 12V, portanto utilizando o equacionamento clássico de circuitos calcula-se a potência máxima que o mesmo poderá fornecer ao alto-falante considerando este como um resistor:

$$P_{max} = \frac{U^2}{R} = \frac{12^2}{8} = 18W$$

esta seria então a potência máxima para o amplificador em questão e que poderia ser chamada de *PMPO*. Para o mesmo caso é possível calcular a máxima potência *RMS* com um sinal sinusoidal.

$$P_{ef} = \frac{U_{ef}^2}{R} = \frac{\left(\frac{12}{\sqrt{2}}\right)^2}{8} = 9W$$

De qualquer forma quando o fabricante do equipamento não apresenta a potência RMS pode-se ter uma idéia apenas observando a potência da entrada de alimentação do equipamento pela rede de energia onde obrigatoriamente deverá ser apresentado como dados de placa a potência ou a tensão e a corrente. Tendo em mãos os valores de potência de entrada pode-se por aproximação ou idéia da ordem de grandeza, dividir a potência de entrada por dois obtendo-se a potência do amplificador interno.

1.4.2 Distorção

O amplificador linear caracteriza-se por apresentar tensão de saída diretamente proporcional à tensão do sinal de entrada. A distorção de um sinal por um amplificador, está diretamente relacionada com o quanto existe de diferença no conteúdo harmônico entre o sinal de saída e o de entrada além da constante de proporcionalidade (ganho). A medida de distorção em amplificadores de potência é realizada relacionando tensões do sinal de saída em relação à entrada. Para que se possa minimizar a distorção, faz-se uma classificação de forma a estudar e tentar reduzi-las.

1.4.2.1 Distorção Harmônica Total ou Taxa de Distorção Harmônica-TDH (*THD - Total Harmonic Distortion*) [1] [3]

Definição : - É o quociente entre o valor eficaz do conjunto das harmônicas e o valor eficaz da componente fundamental ou também “a razão da raiz quadrada da soma dos quadrados, do valor eficaz de cada harmônica individual pelo valor eficaz total”.

$$THD = \frac{\sqrt{V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + V_{4ef}^2 + \dots}}{V_{1ef}} \quad 1.9$$

É causada pela não linearidade do circuito de tratamento do sinal, desde seu processamento até a etapa de saída. Essa distorção poderá não ser grandemente notada pelo ouvinte, mas afetará o som produzido deixando-o menos natural.

As frequências harmônicas que aparecem devido à distorção, podem ser mais ou menos audíveis, conforme a sua relação musical com a frequência original (fundamental). Componentes harmônicas múltiplas como o dobro, o triplo, quádruplo, e todas as de potência 2 e/ou múltiplas de 3 são musicalmente consonantes (não formam uma relação particularmente desagradável). As harmônicas de ordem 3, 5, 7, 11, 13... são extremamente dissonantes, portanto, mais perceptíveis. Apesar destes detalhes apresentados, a medida utilizada para expressar a distorção é a THD que não leva em conta a dissonância (medida não ponderada), ou seja, não considera se uma harmônica é mais ou menos desagradável que outra. Isto explica, por exemplo, porque amplificadores à válvula, com 2% de distorção, tem som mais agradável que amplificadores com interruptores com tecnologia de estado sólido

com 0,5% de THD. Isto é devido à característica intrínseca dos amplificadores a válvula de produzirem distorção em harmônicos de baixa ordem e consonantes, enquanto os transistorizados produzem distorções num amplo espectro. De qualquer forma, em sistemas de alta fidelidade onde a distorção harmônica total estiver abaixo de 0,1% tal distorção torna-se imperceptível. Como um sistema de áudio é composto por várias etapas de processamento de sinal, e a distorção, bem como o ruído são cumulativos, deve-se minimizar ao máximo a distorção e o ruído de cada etapa. A Figura 1.6 apresenta uma curva típica de análise para um amplificador profissional onde tem-se uma excitação sinusoidal de 1kHz. [SpectraLab]

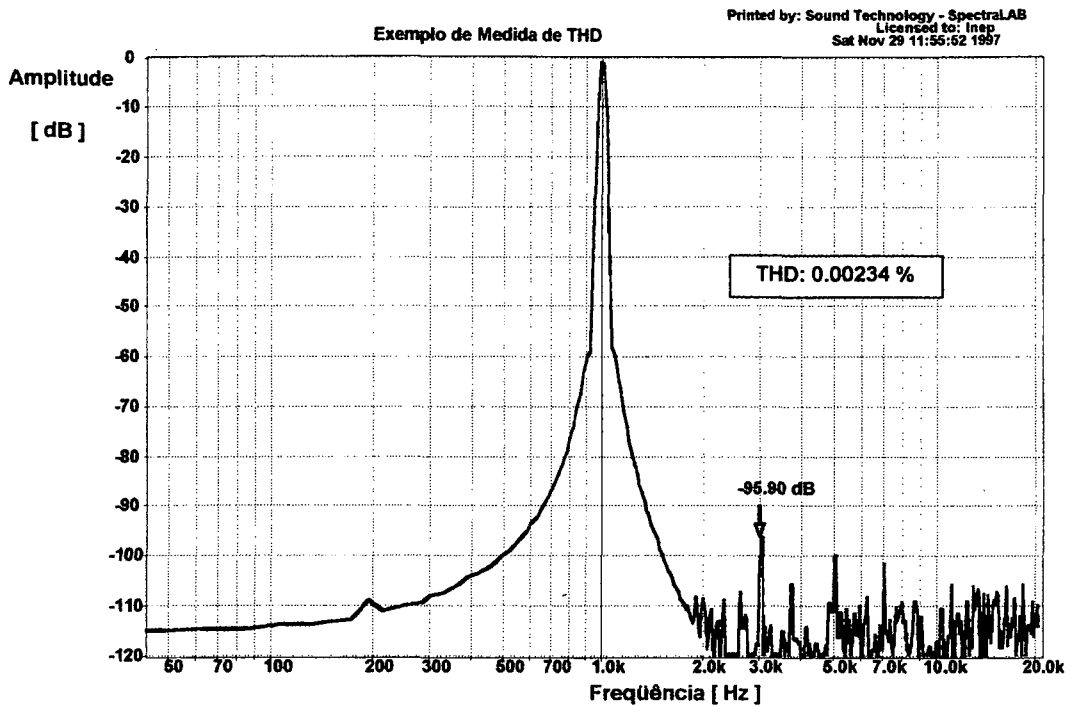


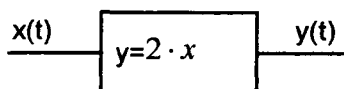
Figura 1.6 : Resposta em frequência de um amplificador com uma excitação sinusoidal de 1khz.

1.4.2.2 Intermodulação (IMD)

É a distorção provocada pelo processamento paralelo de dois ou mais sinais de diferentes frequências em um circuito não linear. A mistura dessas frequências resulta em frequências de soma e diferença dependentes da não linearidade do circuito e que não estão em relação harmônica com os tons originais e resultam em distorção por Intermodulação.

Por exemplo:

(a) Sistema Linear :



Se $x(t) = \cos(\omega_1 \cdot t) + 3 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t)$ então $y(t) = 2 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) + 6 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t)$

Tem-se então os seguintes espectros unilaterais (resposta em frequência) se $\omega_1=3$ e $\omega_2=5$

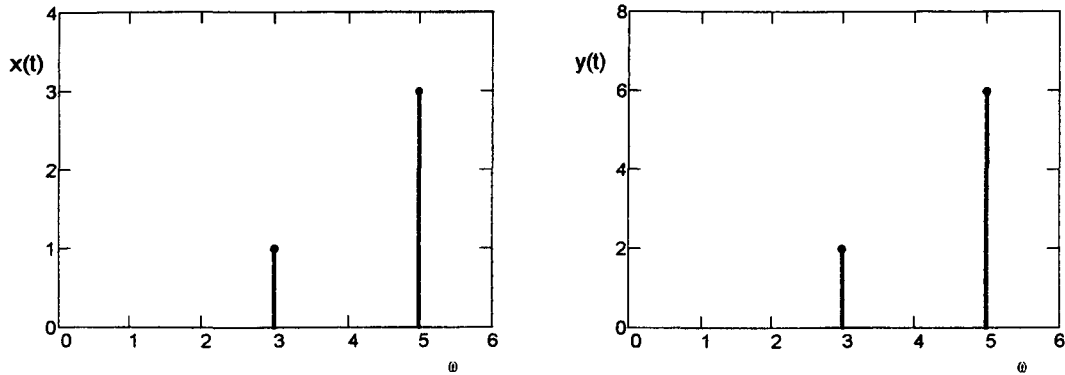


Figura 1.7 : Componentes em frequência angular da entrada $x(t)$ e saída $y(t)$ De um sistema linear.

(b) Sistema Não-Linear:

$$\begin{array}{c} x(t) \text{ --- } \boxed{y = x + \frac{1}{3} \cdot x^2} \text{ --- } y(t) \end{array}$$

Se $x(t) = \cos(\omega_1 \cdot t) + 3 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)$ então,

$$y(t) = \cos(\omega_1 \cdot t) + 3 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) + \frac{1}{3} \cdot (\cos(\omega_1 \cdot t) + 3 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t))^2 \quad 1.10$$

que simplificando obtém-se:

$$\begin{aligned} y(t) &= \cos(\omega_1 \cdot t) + 3 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) + \frac{5}{3} + \frac{1}{6} \cdot \cos(2 \cdot \omega_1 \cdot t) + \cos((\omega_1 + \omega_2) \cdot t) + \dots \\ &\dots \cos((\omega_2 - \omega_1) \cdot t) + \frac{3}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_2 \cdot t) \end{aligned} \quad 1.11$$

se $\omega_1=3$ e $\omega_2=5$ tem-se um espectro de saída com a forma:

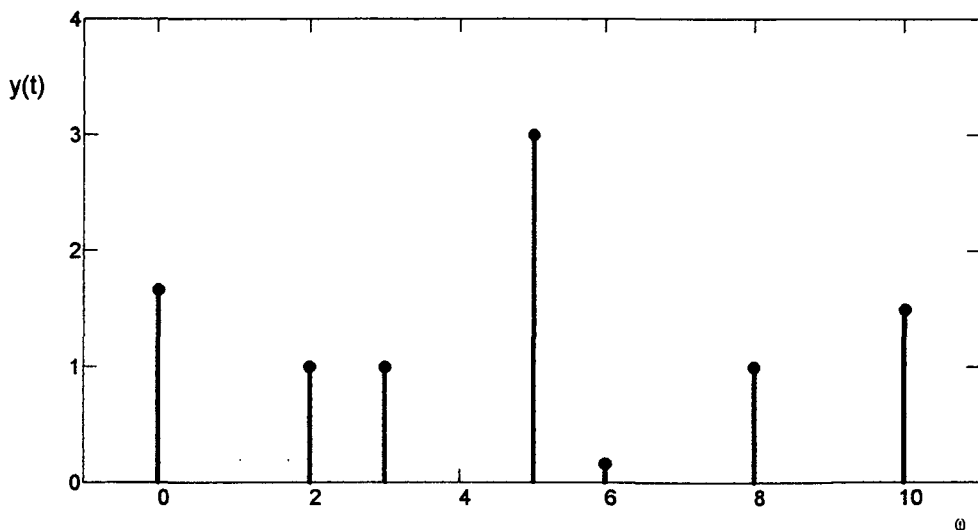


Figura 1.8 : Componentes em frequência da saída $y(t)$ de um sistema não-linear com uma entrada $x(t)$.

A medida de IMD pode ser realizada pelo método SMPTE-IMD (*Society of Motion Picture & Television Engineers*) que utiliza dois sinais de diferentes frequências na proporção de 4:1 de uma onda sinusoidal de 60Hz e 7kHz respectivamente.

Para calcular a distorção por intermodulação pode-se utilizar o conceito de distorção harmônica onde o valor eficaz total é dividido pelo valor eficaz das fundamentais.

$$IMD = \frac{\sqrt{V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + V_{4ef}^2 + \dots}}{\sqrt{V_{ef_{60Hz}}^2 + V_{ef_{7kHz}}^2}} \quad 1.12$$

Exemplo: O exemplo apresentado na Figura 1.9 é originado de um programa de análise de sinais demonstrativo (*SpectraLab*) e apresenta a resposta em frequência de um sinal qualquer e o valor da distorção por intermodulação. A resposta em frequência apresentada é típica de amplificadores profissionais onde o mesmo é excitado com um sinal de entrada de 250Hz e 8,020kHz de forma a determinar a IMD conforme a equação 1.12

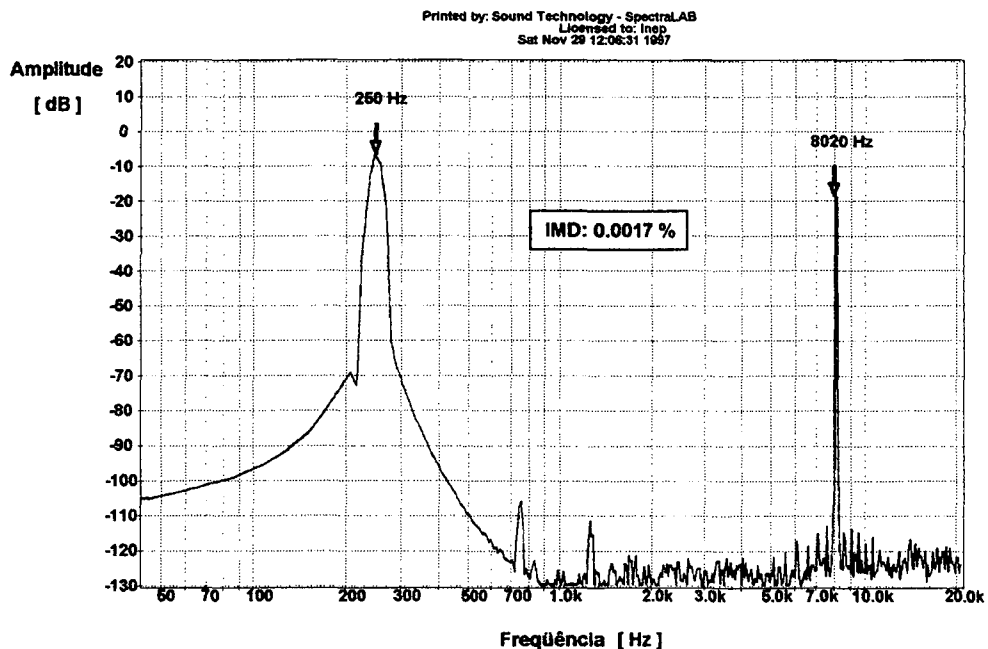


Figura 1.9 : Componentes em frequência de sinal possível para medida de imd

1.4.2.3 Saturação do sinal de saída

Aparece quando o produto do sinal de entrada pela constante de proporcionalidade (ganho) ultrapassa o valor limite da tensão de saída. Evita-se limitando o sinal de entrada ao nível máximo especificado. Circuitos anti-saturação empregados em amplificadores

profissionais, evitam este tipo de problema. Se este tipo de distorção não for evitado, tem-se o risco de prejudicar os alto-falantes utilizados, porém quando do uso de filtros passa-altas no estágio de saída, a saturação de saída (*clipping*) será atenuada conforme o filtro, portanto reduzindo a possibilidade de destruição do alto-falantes.

1.4.3 Resposta em Frequência

A resposta em frequência é uma figura de mérito importante nos amplificadores em geral; indica a capacidade do amplificador em reproduzir o sinal desejado para determinadas frequências ou para um sinal genérico, com alto conteúdo harmônico. Pode representar o ganho de tensão, corrente ou potência de um sistema qualquer com sinal de entrada sinusoidal.

Esta medida é representada pelo diagrama de bode tendo como abcissas a frequência em escala logarítmica e como ordenadas o ganho de tensão em dB.

O outro gráfico representa a resposta de fase do amplificador, que é o ângulo de fase entre a entrada e saída, para as frequências da curva.

Muitas especificações de amplificadores não apresentam a resposta de fase ou apresentam independentemente da resposta de ganho, porém estas devem ser apresentadas em conjunto. É apresentado na Figura 1.10 o diagrama de Bode [4] de um amplificador que apresenta a resposta com “faixa plana” na frequência de áudio.

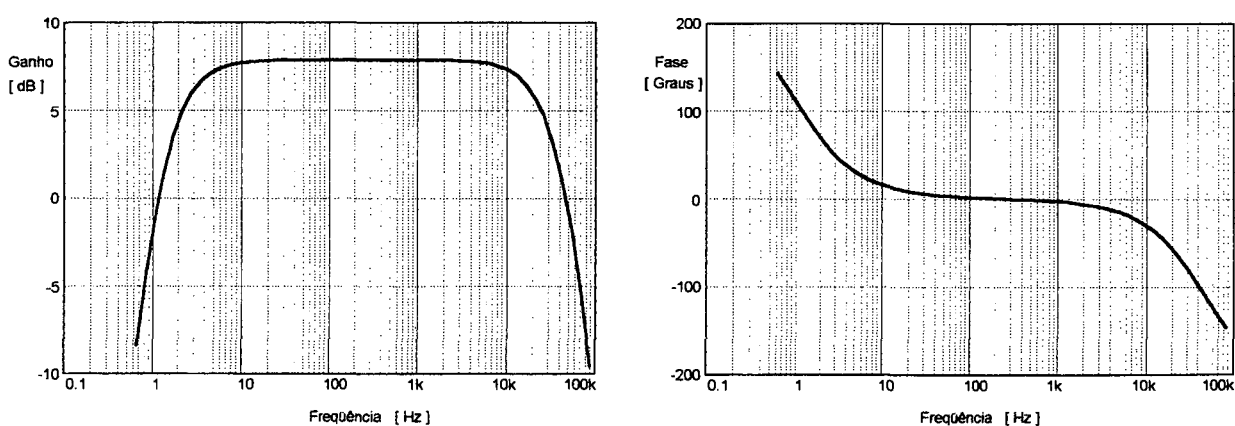


Figura 1.10 : Resposta em frequência (diagrama de bode) idealizada de áudio-amplificadores de potência

As frequências de corte superior e inferior são definidas pela queda do ganho de potência para metade de seu valor ou em 3dB (30%) de tensão e significa que mantendo-se a amplitude do sinal de entrada constante e variando sua frequência do mínimo ao máximo obtém-se para um amplificador de potência típico, uma faixa plana entre 20Hz e 20kHz que são as frequências de corte inferior e superior respectivamente. Apesar da faixa audível dos sinais de áudio ser considerada como sendo de 20Hz à 20kHz discute-se a necessidade de sua extensão para baixas frequências onde a audição tornar-se-ia a sensação da vibração do corpo e não mais a percepção do ouvido.

1.4.4 Taxa de Crescimento SR (*Slew Rate*)

É um fenômeno que aparece em grandes sinais associado as altas frequências e é a taxa máxima possível de variação de tensão de saída de um amplificador ($SR=dv_s/dt$), e é enormalmente expresso em Volt por microsegundo ($V/\mu s$). Para reproduzir uma senóide de frequência f , a máxima taxa de variação de tensão no tempo, ocorre quando o sinal cruza por zero.

1.4.4.1 Largura de Banda em Plena Potência [2]

Um amplificador operando acima do limite da taxa de crescimento introduz distorção em sinais sinusoidais . Considerando um seguidor de ganho unitário com um sinal de entrada definido como:

$$V_e = V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad 1.13$$

onde: V_e = Sinal de Entrada;

V_{max} = amplitude máxima do sinal;

ω = frequência angular do sinal.

A taxa de troca (velocidade) deste sinal é definida como:

$$\frac{dV_i}{dt} = \omega \cdot V_{max} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad 1.14$$

e tem-se um valor máximo de $\omega \cdot V_{max}$. O máximo ocorre na passagem por zero do sinal de entrada. Se o $\omega \cdot V_{max}$ ultrapassar a taxa de crescimento máxima de saída do amplificador, o sinal de saída será distorcido como mostrado no exemplo da Figura 1.11.

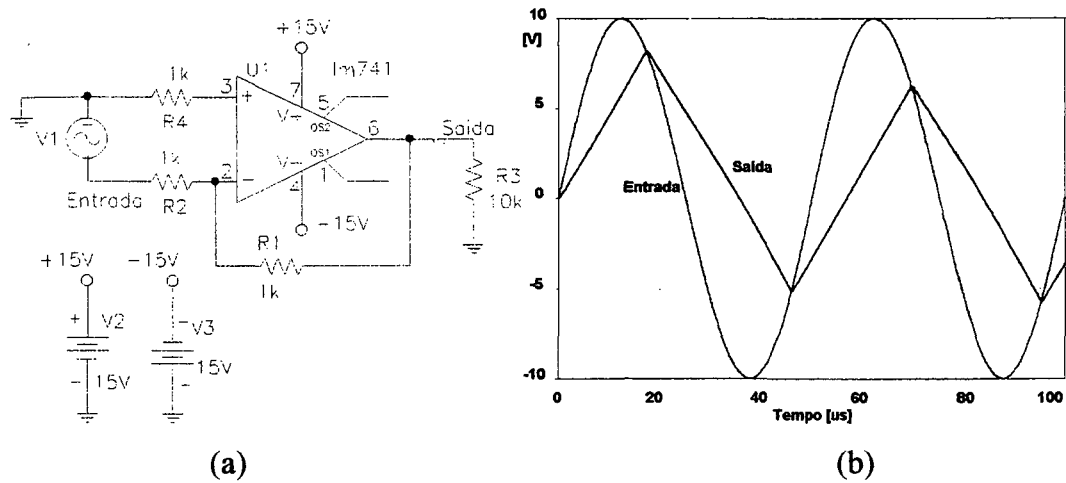


Figura 1.11 : Exemplo de circuito amplificador de sinal típico e a resposta limitada em taxa de crescimento

A partir da Figura 1.11b observa-se que o sinal de saída fica limitado na subida transformando a senóide em uma onda triangular de menor amplitude.

É comum nas especificações de amplificadores a indicação da largura de banda em plena potência, que indica a frequência (f_m) em que começa a aparecer distorção no sinal de saída para amplitude de saída nominal. Definindo-se como sinal de saída nominal o valor V_{omax} então a f_m é relacionada com a taxa de crescimento (SR) como na equação 1.15.

$$\omega_m \cdot V_{smax} = SR \quad 1.15$$

sabendo que $\omega_m = 2 \cdot \pi \cdot f_m$ então,

$$f_m = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot V_{smax}} \quad 1.16$$

Para sinais sinusoidais de amplitude menor que V_{omax} resulta uma frequência f_m maior, ou seja, é possível amplificar sinais de menor amplitude com frequência mais elevada sem distorções por taxa de crescimento. Para obter a máxima amplitude de saída sem distorção por SR em uma determinada frequência utiliza-se a equação 1.17:

$$V_o = V_{omax} \cdot \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right) \quad 1.17$$

1.4.5 Relação Sinal/Ruído

A relação sinal ruído de um amplificador é idealmente expressa como a relação, em dB, entre a potência de 1W e a potência produzida pelo ruído. Portanto tem-se uma medida coerente para qualquer amplificador de potência superior a 1W. Muitos fabricantes apresentam esta especificação em relação à potência nominal, o que resulta em valores numéricos superiores ao padrão. Existem também as medidas ponderadas de ruído que podem ser utilizadas, porém em equipamentos profissionais devem ser apresentadas medidas não ponderadas, que refletem melhor as características reais do equipamento. Os amplificadores atuais de boa qualidade apresentam, em geral, relações sinal ruído superiores a 80dB em relação a 1W.

1.4.6 Fator de Amortecimento - FA (*Damping Factor*)

O fator de amortecimento é a relação entre a impedância de carga (alto-falantes) e a impedância de saída do amplificador. Para medir a impedância de saída do amplificador utiliza-se por exemplo o método clássico de medidas elétricas: Para uma determinada frequência e amplitude do sinal de saída, mede-se a amplitude à vazio e à plena carga, obtendo-se então, a tensão do equivalente *thévenin* à vazio e a diferença de potencial sobre a impedância de saída com a tensão de saída, com carga. Calcula-se então a impedância de saída através do divisor de tensão formado.

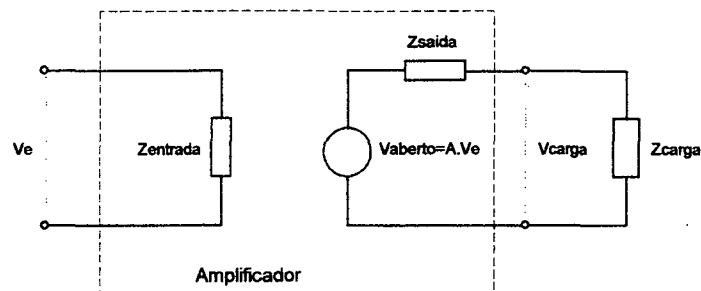


Figura 1.12 : Equivalente *thévenin* de um amplificador.

$$Z_{saida} = Z_{carga} \cdot \left(\frac{V_{aberto}}{V_{carga}} - 1 \right) \quad 1.18$$

então :

$$FA = \frac{Z_{carga}}{Z_{saida}} \quad 1.19$$

O fator de amortecimento sendo alto indica uma baixa impedância de saída do amplificador, e isto possibilita um bom controle da tensão sobre os alto-falantes. Quando a impedância de saída é alta, esta interage com a impedância de carga (alto-falantes, divisor de frequências) prejudicando a definição de áudio.

Por ser uma relação de impedâncias o fator de amortecimento de um amplificador varia com a frequência em que se realiza a medida, portanto, pode-se obter uma curva em função da frequência. Normalmente para baixas frequências tem-se valores superiores aos valores em maior frequência.

Em amplificadores comuns, o que pode ser feito para minimizar a impedância de saída é a minimização do caminho entre a carga e os transistores de amplificação ou também pela escolha do elemento final de amplificação (Válvulas, Transistores Bipolares, Mosfet's e IGBT's).

Em aplicações apuradas faz-se a realimentação do sinal de entrada através de uma amostra do sinal de saída. Nestes casos a impedância de saída depende diretamente do tipo de realimentação utilizado, podendo inclusive ser nula ou negativa (quando a tensão de saída é maior com carga do que à vazio).

1.4.7 Sensibilidade

A sensibilidade é o indicador da tensão eficaz que leva o amplificador à potência nominal para uma carga nominal. Quanto maior a sensibilidade, menor a tensão eficaz de entrada que proporciona a potência de saída nominal.

A sensibilidade do amplificador pode ser expressa em valores absolutos de tensão e também em dBu ou dBV. A faixa de valores absolutos normalmente encontrados nas especificações de amplificadores[1] é apresentada na Tabela 1.3.

Categoria	Em Volts	Em dBu
Caseiros de Alta Fidelidade (Home Hi-Fi)	30mV até 2V	-28dBu até +8dBu
Estúdios Caseiros (Home Studios)	100mV até 1V	-18 até +2
Áudio Profissional (Pro-Audio)	775mV até 5V	0 até +16

Tabela 1.3 : Faixa de Sensibilidades de Entrada de Amplificadores

Para expressar a sensibilidade em dBu ou dBV utiliza-se as expressões 1.20 e 1.21 respectivamente conforme [6].

$$S_{dBu} = 20 \cdot \log\left(\frac{S_v}{0,775V}\right) \quad 1.20$$

$$S_{dBV} = 20 \cdot \log\left(\frac{S_v}{10V}\right) \quad 1.21$$

Onde:

S_v – Sensibilidade, em V_{RMS} .

S_{dBu} – Sensibilidade, em dBu.

S_{dBV} – Sensibilidade, em dBV.

1.4.8 Regulação da Fonte

A regulação da fonte de alimentação é um fator bastante importante para a maioria dos amplificadores, pois a maioria tem o sinal de saída não só dependente do sinal de entrada mas também das variações da tensão de alimentação, que normalmente em altas potências, não é regulada a fim de minimizar perdas. Quando a regulação da fonte não é melhor que 5% e o amplificador não é um sistema realimentado, perde-se a resposta em baixas frequências (impacto ou *punch*). Muitos fabricantes utilizam como propaganda a utilização de transformadores toroidais (menor peso e perdas por dispersão) de baixa frequência para adaptar a tensão de rede aos níveis que retificados e filtrados proporcionarão os níveis CC apropriados.

1.4.8.1 Utilização de Fontes Chaveadas

Nos anos 70 este tipo de fonte de alimentação foi utilizada pela empresa *Sony* com o lançamento do “*Class D Hi-Fi amplifier*”. A nível nacional a utilização de fontes chaveadas vem sendo desenvolvida pela HotSound, empresa que atua na área de amplificadores de áudio profissionais.

1.5 Classificação de Amplificadores [6], [1]

Existem diversas formas de amplificar um sinal, apesar de que visto externamente um amplificador pode ter as mesmas características que outro não significando porém que a forma de amplificar é a mesma. A ordem de classificação é realizada por ordem de criação [1] conforme apresentado a seguir:

1. Classe A (1917) e variantes (>1960);
2. Classe B, AB e variantes (\cong 1945);
3. Classe C (não aplicada a áudio);
4. Classe D - 'Digital' ou *PWM* (1963);
5. Classe E (não aplicada a áudio) [7];
6. Classe G [8] (1977);
7. Classe H (\cong 1983) ;
8. Classe I (1997) [9];
9. Classe S (não aplicada a áudio).

Os amplificadores são classificados de diferentes formas, de modo que se possa estudar suas características particulares, bem como vantagens e desvantagens. A nomenclatura utilizada para classes G e H é a Anglo-Japonesa devido a sua criação, sendo que a nomenclatura americana é justamente inversa.

Foram realizadas simulações com diversos circuitos básicos representativos das classes de operação utilizando o programa *MicroSim DesignLab*, e traçado de curvas de rendimento teórico máximo [6] utilizando o programa *MathLab* e também com o *MathCad*.

1.5.1 Classe A

Por definição, classe A significa que o dispositivo final de amplificação (Válvula, Transistor Bipolar, Mosfet, IGBT ou outro qualquer) permanece sempre conduzindo. Usualmente é definido como condução em 360 graus da onda senoidal de entrada. Operando na região linear, sem atingir o corte nem a saturação, estes amplificadores oferecem uma ótima reprodução do sinal de entrada. O requisito de projeto inclui uma polarização própria

para cada dispositivo (*grade*, *base* ou *gate*). A grande desvantagem destes amplificadores está na alta dissipação de energia (baixo rendimento) e que deve ser controlada com circuitos adicionais de proteção térmica. O rendimento máximo teórico destes amplificadores situa-se em torno de 25%, onde a corrente de polarização é igual a máxima corrente de carga. É apresentado na Figura 1.13a o circuito básico de operação em classe A onde a polarização é realizada com circuito conveniente representado por I_Q a Figura 1.13b que é uma variação topológica classe A que consegue um rendimento teórico máximo de 50% devido a distribuição de correntes em Q1 e Q2 para diferentes níveis de carga.

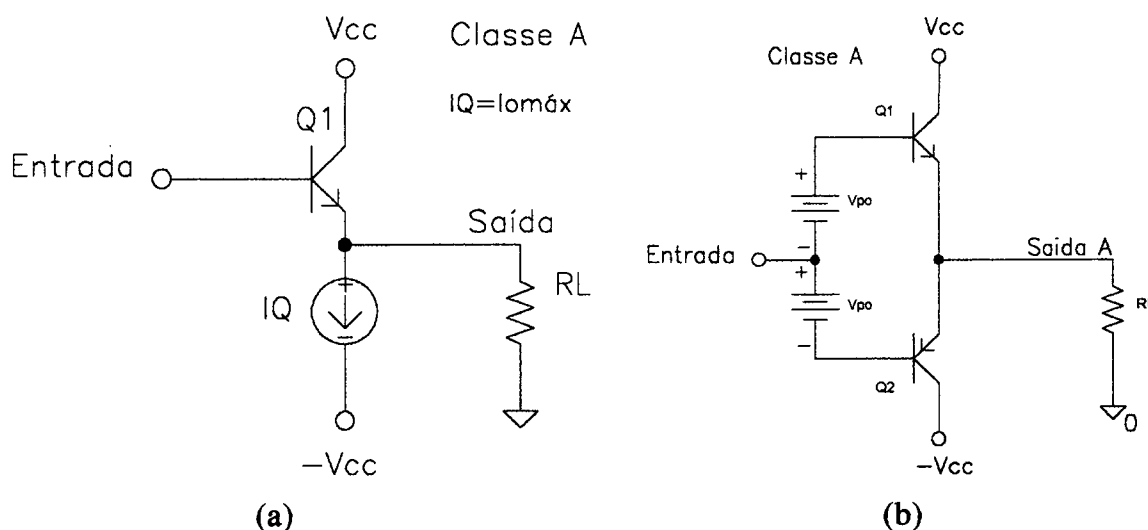


Figura 1.13 : (a) Circuito básico de saída classe A, (b) variação topológica utilizando par complementar

Foram realizadas simulações do circuito da Figura 1.13b utilizando V_{po} de modo a proporcionar uma corrente de polarização maior que a máxima corrente de carga, tensão de alimentação e entrada de sinal convenientes para obter uma análise qualitativa do circuito. O resultado é apresentado na Figura 1.14 onde pode-se notar que a corrente máxima de carga é menor que a corrente de polarização. A distorção harmônica total para um sinal de entrada de frequência 1kHz é de $THD=0.00387\%$.

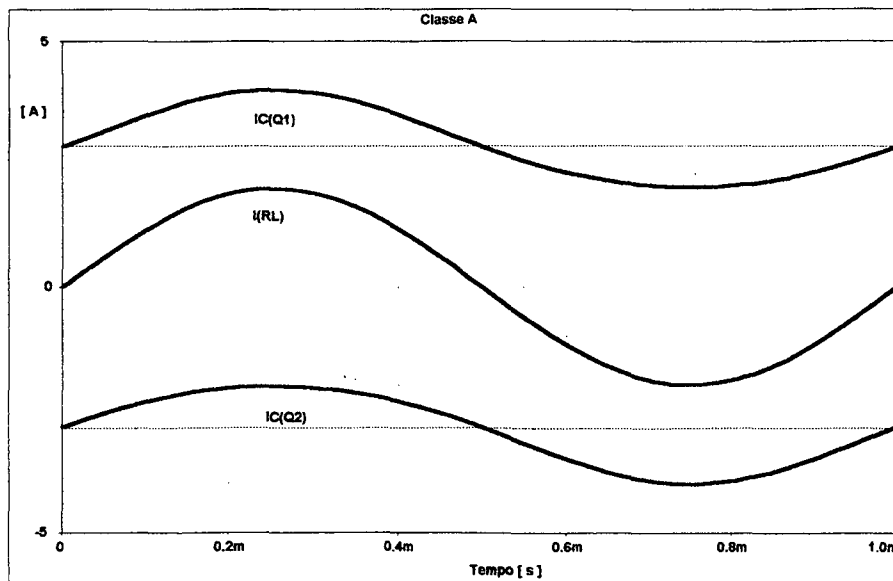


Figura 1.14 : Corrente de coletor dos transistores e corrente de carga para a configuração classe A

Estes amplificadores são bastante utilizados em circuitos de sinal e pouco utilizados em altas potências, e destinam-se aos audiófilos que procuram altíssima fidelidade, e se dispõem de pagar o preço do grande volume, peso e dissipação de energia. A curva de rendimento máximo teórico é apresentada na Figura 1.15.

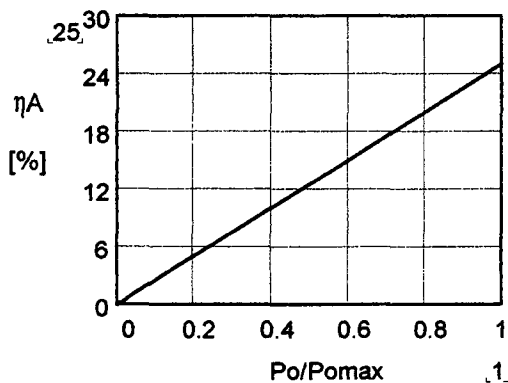


Figura 1.15 : Rendimento máximo teórico classe A

1.5.2 Classe B

A classe B é definida como sendo a condução durante 180 graus do sinal sinusoidal de entrada. A aplicação típica de classe B é em amplificadores *push-pull* onde dois dispositivos compartilham a amplificação total de carga, cada um contribuindo com meio período da onda.

Esta classe oferece um grande aumento no rendimento em relação a anterior, com valor máximo teórico de 75% e curva de rendimento representada na Figura 1.16.

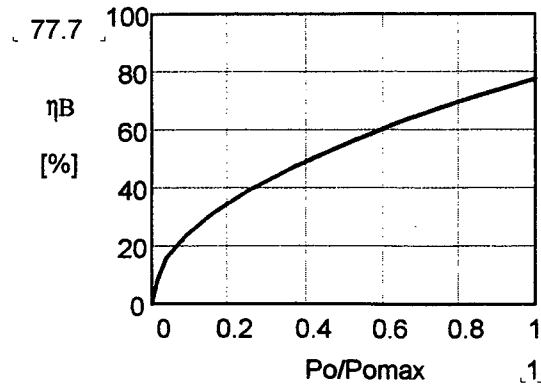


Figura 1.16 : Rendimento máximo teórico classe B

Apesar do rendimento desta estrutura possibilitar a aplicação em maiores potências, apresenta o problema de distorção por transição (*crossover distortion*) que aparece quando da passagem por zero do sinal, ou seja, quando um dos dispositivos deixará de conduzir para dar lugar ao outro, entre cada semi-ciclo.

Esta classe não é utilizada para áudio e é objeto de idealização da polarização da classe AB, e que será apresentada na próxima classe em estudo.

É apresentado na Figura 1.17 o circuito básico, onde nota-se a inexistência das tensões de polarização.

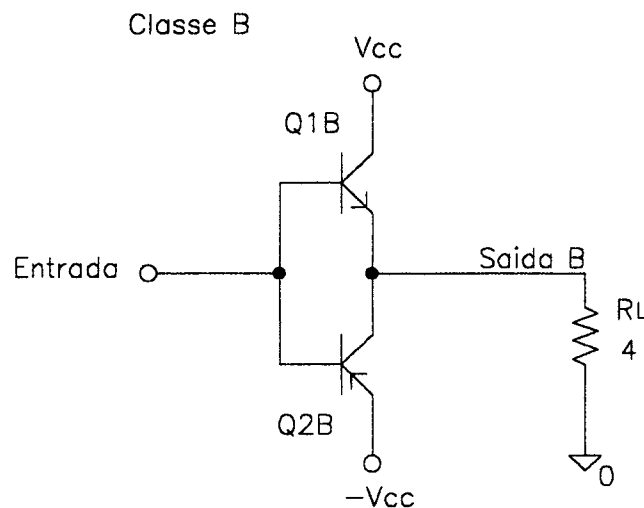


Figura 1.17 : Estágio classe B

Resultados de simulação referentes à operação deste tipo de classe de amplificação são apresentados na Figura 1.18 onde pode-se notar o ângulo de condução dos transistores e a distorção por cruzamento no sinal de saída. A distorção harmônica da tensão de saída para o caso simulado, ficou situada em $THD=14,3\%$.

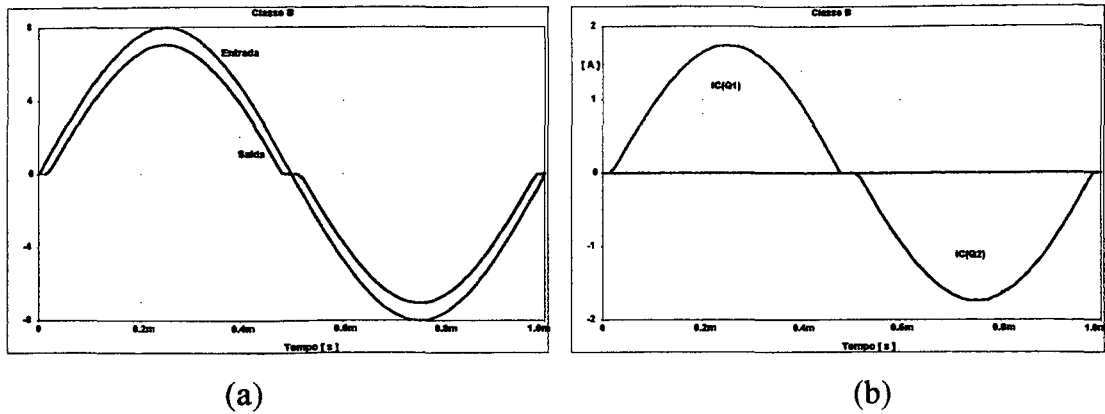


Figura 1.18 : (a) Tensão de entrada e saída; (b) Corrente de coletor dos transistores.

1.5.3 Classe AB

Na tentativa de eliminar a distorção por transição chegou-se a uma configuração dos dispositivos amplificadores, igual à da classe anterior, porém agora proporcionando polarização mínima a cada um, de modo que os transistores operem na região próxima da condução. Tem-se assim um amplificador classe B com corrente de polarização que, quanto maior, mais se aproxima das características da configuração classe A; por isso é chamado de Classe AB. A eficiência fica abaixo dos amplificadores classe B, porém superior ao classe A.

O circuito básico é apresentado na Figura 1.19 onde pode-se observar a semelhança com a classe A e B diferindo apenas no valor absoluto da tensão de polarização.

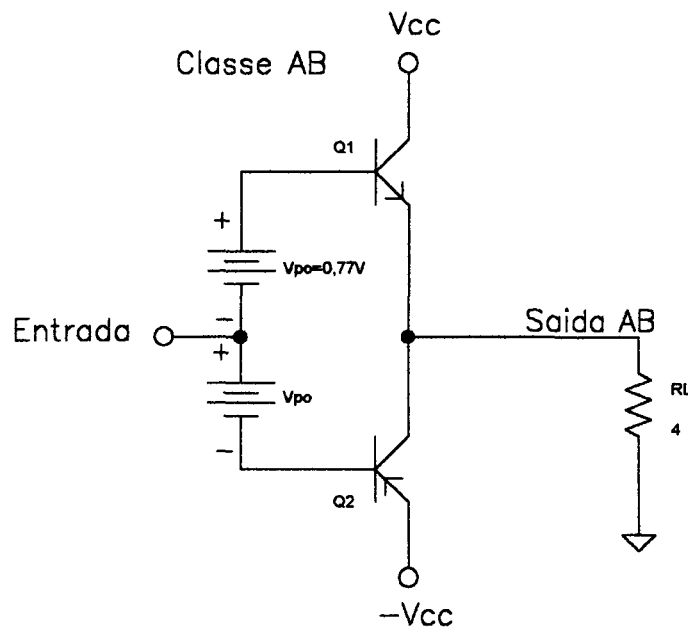


Figura 1.19 : Estágio classe AB

A Figura 1.20 apresenta as tensões de entrada e de saída juntamente com a corrente em cada transistor. A distorção calculada na simulação ficou em $\text{THD}=0,367\%$ para o circuito em questão, e pode ser melhorada através do incremento da corrente de polarização. Observa-se que apesar da existência de distorção, a mesma não é visível quando se observa o sinal de entrada e saída. É possível que apenas “ouvidos experimentados” possam detectar, pela qualidade do som.

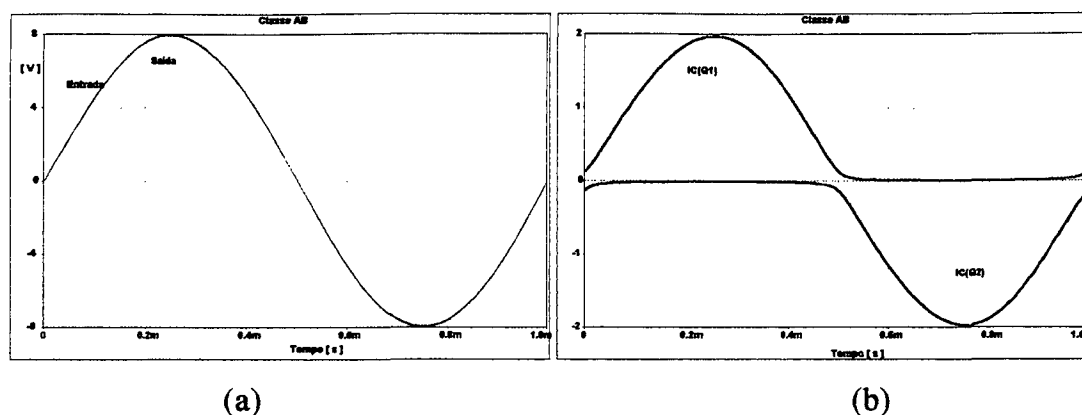


Figura 1.20 : (a) Tensão de entrada e saída; (b) Corrente de coletor dos transistores.

O ponto crítico no projeto destes amplificadores é a determinação da correta polarização, de modo a eliminar a distorção por transição e não prejudicar demasiadamente o rendimento. A curva de rendimento é apresentada em função da potência de saída e de diferentes valores da corrente de polarização (Figura 1.21).

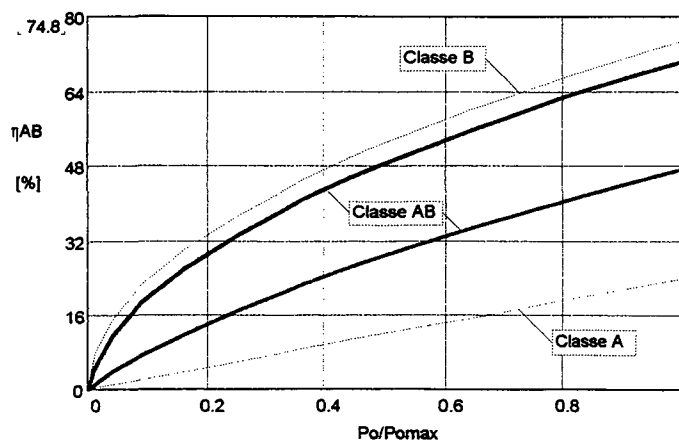


Figura 1.21 : Rendimento máximo teórico classe AB tendo como parâmetro a corrente de polarização.

Este tipo de configuração é a mais utilizada atualmente em amplificadores de áudio de potência ($P > 5W$) [33] por sua qualidade e eficiência.

Para que seja realizada uma correta polarização pode-se, por exemplo, realizar uma medida de distorção harmônica em tempo real, fazendo com que a mesma fique aquém do limite de especificação, através do ajuste da corrente de polarização.

1.5.4 Classe C [10]

A classe C apresenta condução menor que 180 graus. Apesar de mais eficiente que a classe B, este tipo de amplificação possui também o inconveniente da alta distorção, pois é o próprio sinal de áudio que realiza a polarização dos elementos finais de amplificação. É uma configuração impossível para aplicações em áudio, porém muito utilizada em amplificadores de rádio frequência. Esta classe de operação faz parte dos amplificadores sintonizados.

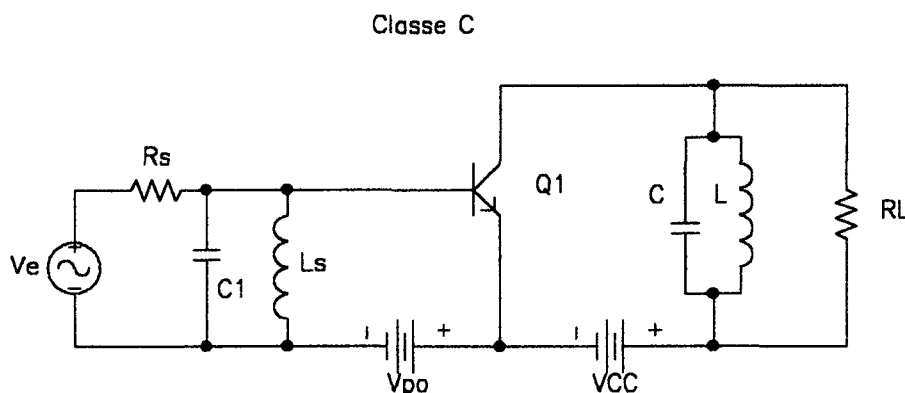


Figura 1.22 : Possibilidade de estágio classe C

1.5.5 Classe D [1]

O princípio dos amplificadores Classe D foram primeiramente citados em 1947 [16], porém tem-se como inventor, nos anos 50, o Dr. A.H. Reeves que é o pai da modulação PCM (*Pulse Code Modulation*). Tal denominação “D” tem origem em Digital e o primeiro projeto prático apareceu em 1960 [11] dando origem, no mesmo ano, ao primeiro amplificador comercial com tecnologia digital. Diz-se [1] que a tecnologia “Digital” classe D é um híbrido de uma fonte de alimentação comutada e um transceptor FM.

Devido às limitações práticas dos transistores de germânio, e falta de persistência, foram deixados de lado pelos fabricantes que redirecionaram os investimento nas pesquisas em amplificadores “Classe AB”. Vinte anos mais tarde as técnicas Classe D retomaram sérias atenções por parte dos fabricantes, com modelos de amplificador PWM da empresa *Infinity Systems* com 125W/canal em 1974 e 300W/canal em 1976, com a denominação de *Swamp* (*switch amplifier*). Em 1978 a *Infinity* abandonou os classe D, porém simultaneamente a empresa *Sony* introduziu um modelo utilizando transistores de saída da primeira geração de Mosfet’s, e com fonte de alimentação também operando em modo comutado (“chaveado”). Entre 1979 e 1985 apareceram amplificadores profissionais de relativo sucesso, operando com freqüências de comutação em torno dos 500kHz e perdas toleráveis, apesar ainda das pobre resposta em freqüência e diferente qualidade para diferentes projetos.

Atualmente existem muitas propostas de topologias [12], [14], [13], e componentes eletrônicos de melhor qualidade que possibilitam a utilização desta classe de operação. Existem amplificadores comerciais desta linha, que são produzidos na Europa e EUA, e, apesar da *Sony* ser uma das empresas pioneiras no lançamento destes amplificadores, não se tem notícias concretas da atual produção Japonesa.

É apresentado na Figura 1.23 o circuito básico de uma configuração classe D, onde M1 e M2 são os Mosfet’s que representam o interruptores (liga/desliga) de alta freqüência (em relação ao sinal de áudio). O comando dos Mosfet’s é gerado por um circuito comparador que tem como entradas, o sinal de áudio e um sinal de freqüência constante e superior à freqüência máxima do sinal de áudio. Para obter ou reconstruir o sinal de entrada amplificado, utiliza-se um filtro de saída que elimine a freqüência de comutação dos transistores de potência (Passa-Baixas).

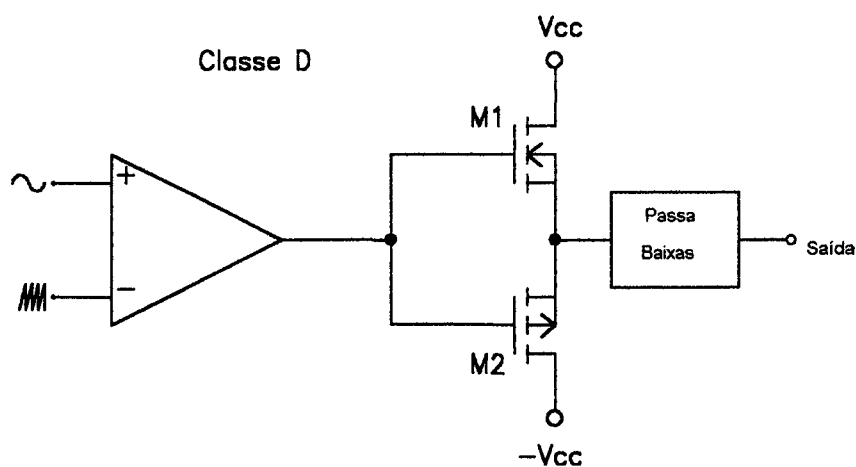


Figura 1.23 : Configuração classe D

A modulação utilizada, pode variar de um projeto a outro, porém a mais simples e que pode ser facilmente utilizada é a PWM convencional conforme será apresentada no Capítulo 2.

Apesar do rendimento teórico idealizado dos amplificadores classe D ser 100%, os primeiros modelos comerciais apresentavam enormes dissipadores de calor demonstrando que existiam muitas perdas no circuito de potência. É apresentado na Figura 1.24 o rendimento típico dos amplificadores Classe D considerando as perdas de comutação e condução exibidas por grande parte dos componentes comerciais atuais. Nota-se que apesar de não ser de 100% como o rendimento idealizado, este mesmo é muito superior as demais classes de operação.

Tendo em mente que o rendimento não é a única característica considerada em um projeto completo, inicia-se os estudos para aperfeiçoar a qualidade do sinal de saída em termos de distorção.

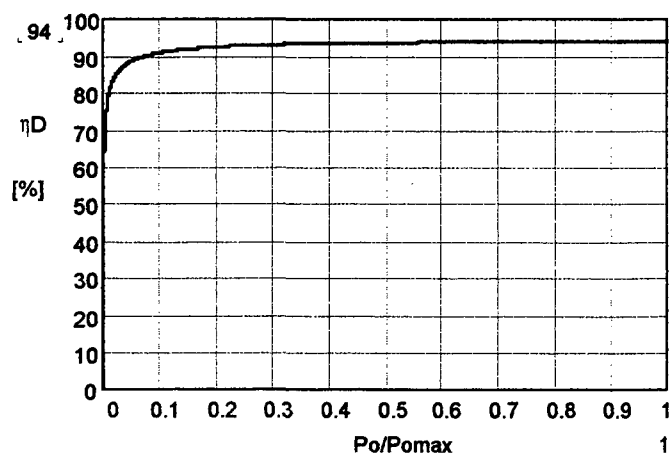


Figura 1.24 : Rendimento classe D

Por apresentar características de alto rendimento, tem como tendência a aplicação em amplificadores de alta potência, sendo estes aplicados ao áudio ou não, como por exemplo em acionamento de motores, filtros ativos (até 10kVA), exploração geofísica (acima de 45kVA), e até mesmo em pequenas potências e altas frequências, como na utilização em acionamentos de bombas e motores piezoelétricos. Esta classe de operação será objeto de estudo nos capítulos posteriores para as aplicação em áudio.

1.5.6 Classe E [7]

A Classe E é um caso particular de circuito chaveado originado da classe D e classe C onde a eficiência é equivalente, porém este é baseado em uma rede de carga sintetizada para se obter a máxima eficiência [7], utilizando-se apenas um elemento ativo, ou seja, apenas um transistor que acaba com a possibilidade de curto de braço. Utiliza em sua saída uma rede ressonante projetada para ter uma resposta transiente que minimiza as perdas na comutação do transistor e do estágio de saída. Esta topologia, apesar da ausência de reconhecimento, foi uma das pioneiras a introduzir de modo formal, o conceito de comutação suave. Outras formas de comutação suave já existiam com os sistemas classe S, porém estes como serão vistos na seqüência utilizam dois transistores, como os amplificadores classe D.

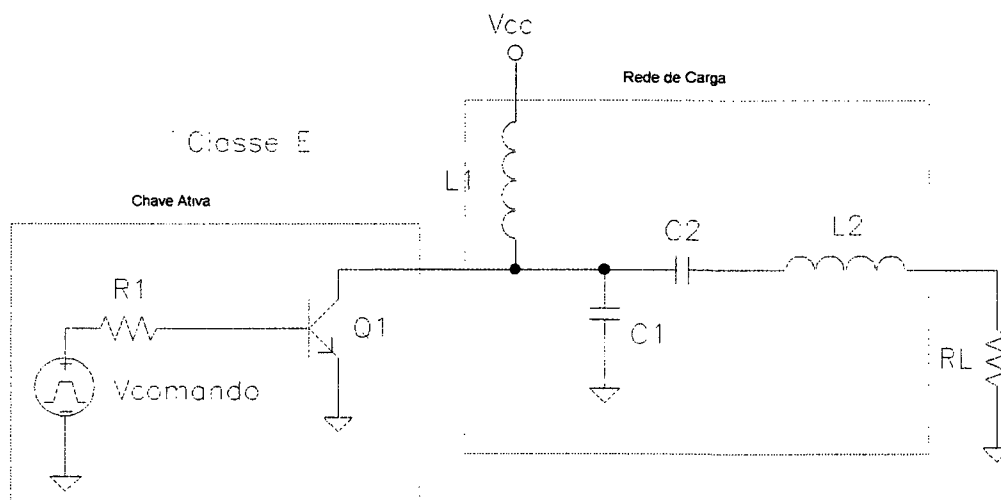


Figura 1.25 : Configuração classe E

1.5.7 Classe G [24]

Esta configuração de amplificação é realizada através da combinação em série de transistores de modo a proporcionar uma comutação entre classe A e classe AB naturalmente e dependente do nível de tensão imposto na saída. É apresentado na Figura 1.26 o circuito básico classe G.

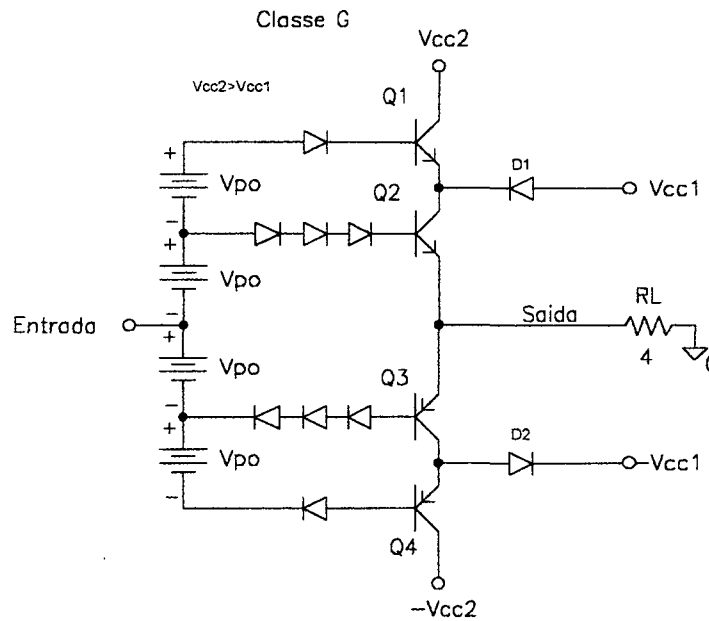


Figura 1.26 : Configuração classe G

Em regime de baixa potência os transistores Q2 e Q3 amplificam o sinal de entrada e a energia necessária provém das fontes V_{cc1} e $-V_{cc1}$ e podem estar operando como classe A ou AB: Q1 e Q4 estão bloqueados. Quando a tensão de entrada atinge o valor onde a tensão de saída tenda a ultrapassar o valor de V_{cc1} (ou $-V_{cc1}$ no semi-ciclo negativo) o transistor Q1 (ou Q4) entrará em condução naturalmente, bloqueando D1 (ou D2) de modo que V_{cc2} passará a fornecer a energia necessária. Nota-se que na comutação de D1 ou D2 os transistores que estavam conduzindo a corrente de carga continuam conduzindo a mesma que agora circula também por Q1 ou Q4 respectivamente.

Este tipo de arranjo proporciona um rendimento maior que classe AB, porém se estiver operando com potência de saída em que a variação da tensão estiver próxima ao nível de comutação, será muito evidente a distorção harmônica devido as comutações do estágio de saída.

Para o circuito da Figura 1.26 foram realizadas simulações de funcionamento e obtido as formas de onda apresentadas na Figura 1.27. Nota-se através das correntes de coletor em Q2 e Q3 que para a polarização utilizada, o circuito está operando em classe AB e apenas comuta a corrente de D1 e D2 para os transistores Q1 e Q4.

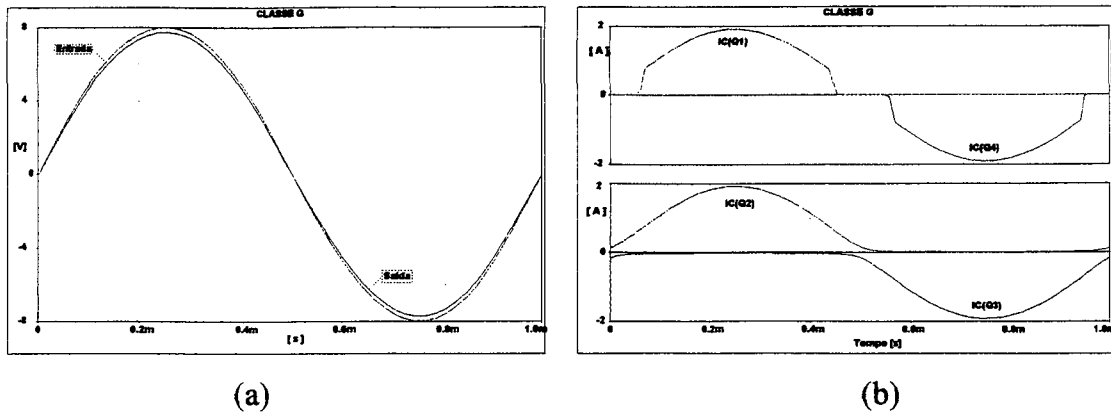


Figura 1.27 : (a) Tensão de entrada e de saída, (b) Corrente nos transistores

Realizando a análise harmônica do sinal de saída obteve-se $THD = 0.582\%$ confirmando que a distorção deste tipo de configuração é maior que a classe AB, apesar de que pode-se reduzir a distorção modificando a corrente de polarização, de modo que o estágio composto por Q2 e Q3 opere em classe A.

1.5.7.1 Rendimento

O rendimento teórico máximo é apresentado na Figura 1.28 onde se observa a comutação das fontes de alimentação para uma $P_o/P_{omax}=0.42$ e o rendimento total superior aos amplificadores classe B.

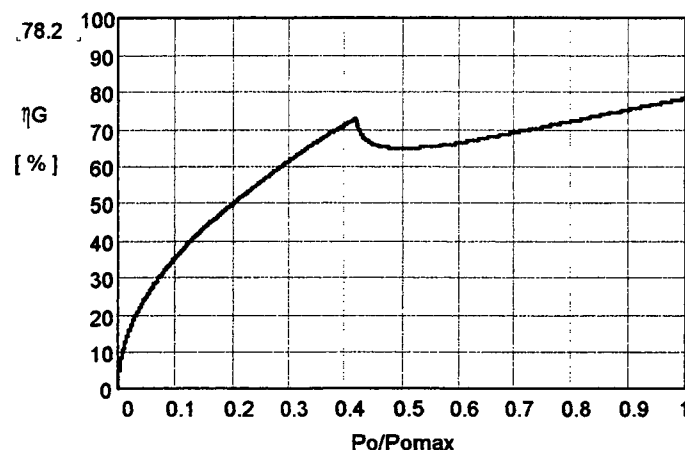


Figura 1.28 : Rendimento classe G

1.5.8 Classe H

Este modo de operação envolve a mudança de fontes de alimentação de valores fixos, que são comutados por chaves ativas, conforme a necessidade de potência de saída. A Figura 1.29 representa o tipo de ligação utilizado nesta configuração.

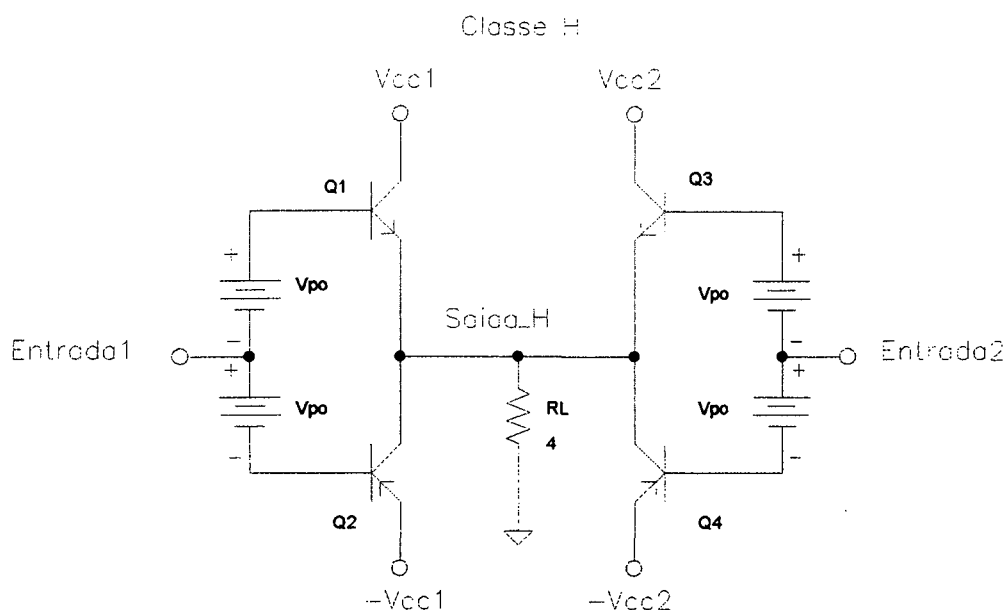


Figura 1.29 : Configuração do estágio de potência classe H

Esta configuração representa uma boa melhoria no rendimento relativo aos amplificadores de classe AB, porém são limitados em frequências abaixo de 2kHz, pois a comutação entre as fontes de alimentação provoca distorções desagradáveis, tornando o som ríspido e sem definição em altas frequências. A medida em que se eleva o sinal de saída de modo que a tensão de saída se aproxime de V_{cc1} , um circuito de controle inibe a entrada 1 comutando o sinal para a entrada 2, ativando o circuito alimentado por V_{cc2} desde que $V_{cc2} > V_{cc1}$.

1.5.8.1 Rendimento

O rendimento da estrutura classe H é apresentado na Figura 1.30 onde nota-se uma grande semelhança com o da estrutura Classe G, conforme Figura 1.28.

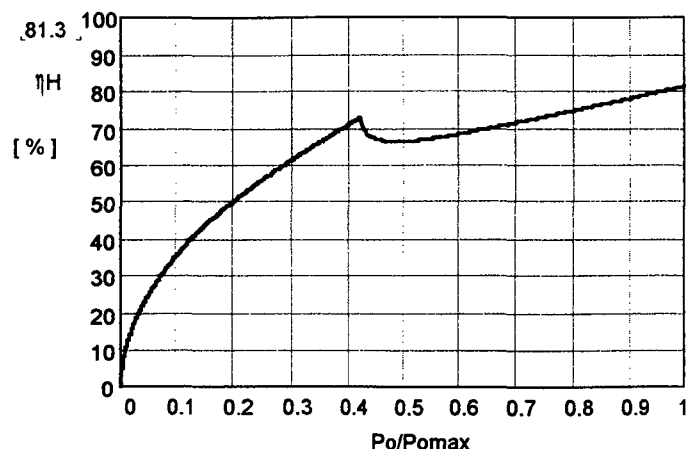


Figura 1.30 : Rendimento da configuração classe H

Aumentando o número de fontes de alimentação, ou seja, adicionando estágios classe AB em paralelo e comandando convenientemente tem-se ainda, uma eficiência melhorada para as baixas potências.

1.5.9 Classe I [9]

O topologia Classe I é uma derivação da junção de um classe D com um classe A (ou AB) onde, em resumo, tem-se um classe D alimentando o classe A com o sinal de áudio e alto conteúdo harmônico. O estágio classe A trata de refinar este sinal a ele entregue, eliminando o conteúdo harmônico. Para tanto utiliza-se duas fontes de alimentação V_1 e V_2 , conforme Figura 1.31, para compensar a diferença entre o sinal desejado na saída e o sinal entregue pelo classe D. O estágio classe A funciona como regulador de tensão dinâmico, onde são eliminadas, as ondulações da frequência de comutação dos mosfets (M1 e M2) e eventuais ondulações de baixa frequência devido as não-linearidades do classe D. Para que a técnica funcione corretamente, quaisquer ondulações, de alta ou baixa frequência, devem ser menores que o valor de V_1 e V_2 , sendo que $V_1=V_2$.

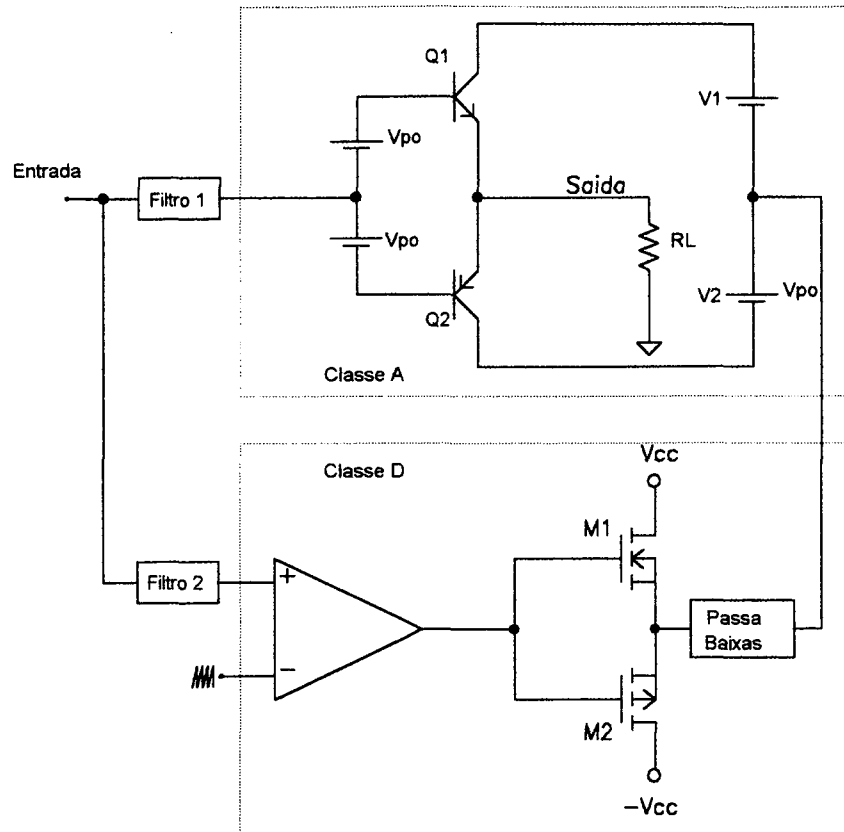


Figura 1.31 : Circuito básico classe I.

1.5.9.1 Rendimento

A tensão V_1 e V_2 utilizadas para compensar os diferentes níveis de cada estágio, definem também a THD do sinal de saída. Quanto maior o valor de V_1 e V_2 , menor a distorção, porém estas mesmas contribuem inversamente no rendimento total. Existe então o compromisso de projeto onde deve-se observar a máxima distorção harmônica permitida e o rendimento desejado. A Figura 1.32 apresenta as curvas de rendimento para a configuração Classe I.

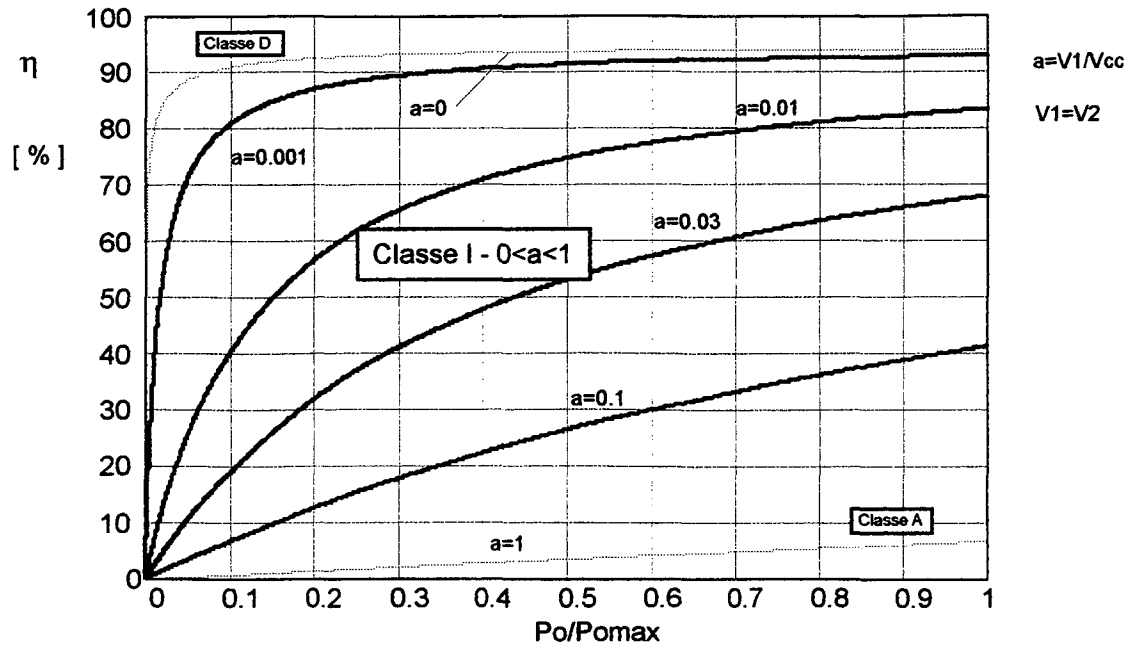


Figura 1.32 : Curvas de rendimento da configuração classe i com diferentes valores na queda de tensão (v_1 e v_2) no estágio classe A.

Observa-se na Figura 1.32 as curvas de rendimento do classe I em função da potência de saída normalizada em função de seu valor máximo e para diferentes valores de tensão V_1 e V_2 normalizados pela tensão de alimentação. Pode-se notar que para $V_1=V_{cc}$ perde-se o efeito do classe D e tem-se um classe A puro. Quando faz-se nulo o valor de V_1 e V_2 tem-se puramente um amplificador classe D.

1.5.10 Classe S

São amplificadores que operam em modo chaveado, projetados para obter uma sintonia entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância do circuito de carga, de modo a fornecer um sinal de saída sinusoidal e uma comutação suave. A amplitude de saída é dependente da alimentação e a operação é feita com frequência e razão cíclica fixas. Este tipo de amplificador pode processar grande volume de energia e pode ser utilizado em inversores de tensão sinusoidais de pulso único e transmissores de rádio frequência.

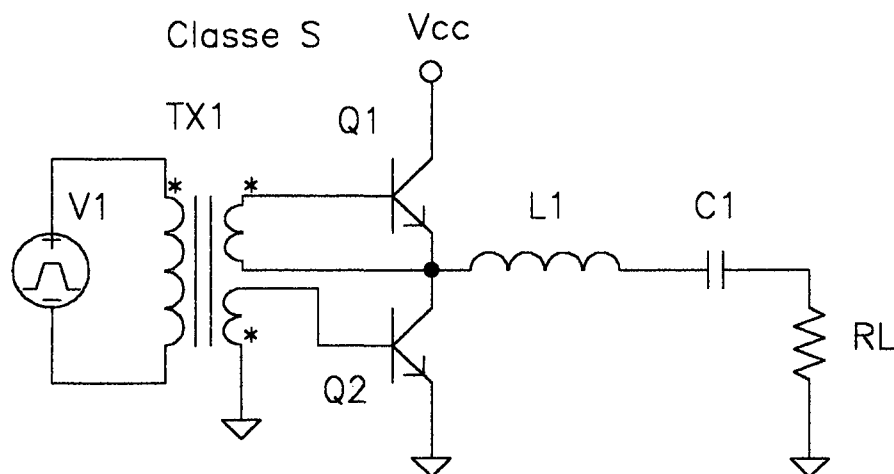


Figura 1.33 : Exemplo de circuito classe S.

Esta classe de amplificadores pode ser vista sob muitos aspectos como uma generalização de circuitos conversores e inversores ressonantes, largamente utilizados em eletrônica de potência.

1.6 Polarização

São apresentadas a seguir as polarizações dos transistores de saída para as diferentes classes de amplificadores [15] que operam na região linear. Os amplificadores que operam em modo chaveado tem seus transistores de saída polarizados de forma a estarem operando em corte ou saturação, ou seja, estão a maior parte do tempo totalmente bloqueados ou totalmente no estado conduzindo. Tem-se então a passagem do corte para a saturação pela região linear durante o menor tempo possível a fim de minimizar as perdas por comutação, isto é, perdas devido ao tempo em que se encontram na região linear de operação. Também, como será oportunamente discutido, é possível operar com comutação suave, que significa fazer variar a tensão ou a corrente, uma de cada vez, e não as duas simultaneamente, de modo a eliminar a passagem pela região linear.

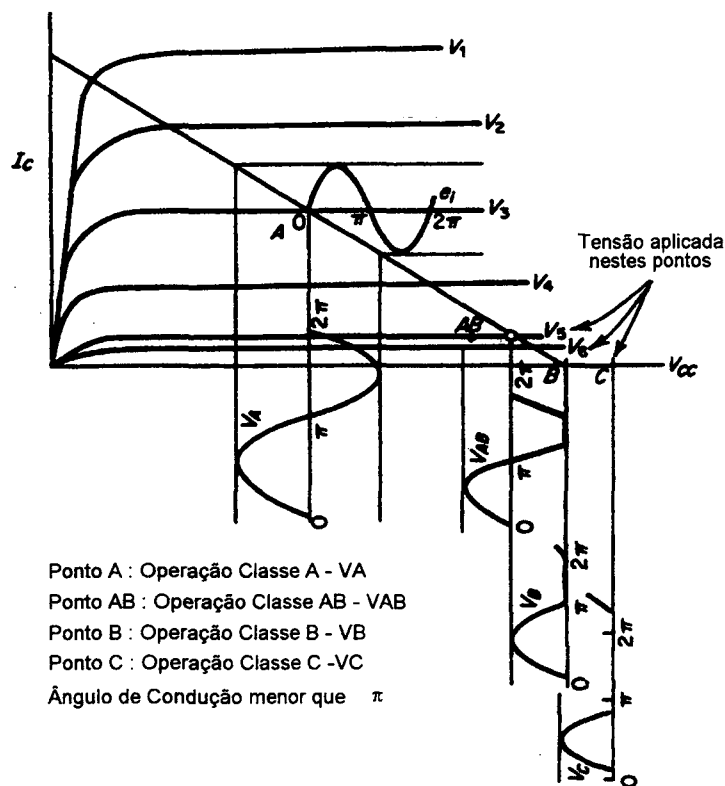


Figura 1.34 : Pontos de polarização para as classes de operação.

(Retirado de *Electronics Engineers Handbook - CHRISTIANSEN - pág.15.5*)

A Figura 1.34 apresenta as curvas típicas de polarização de transistores bipolares e relaciona os diferentes tipos de polarização em circuitos amplificadores onde I_c é a corrente de coletor de um dos transistores e V_{cc} a alimentação do mesmo.

1.7 Rendimento Comparativo para as Diferentes Classes de Operação

O rendimento de qualquer estrutura que processa energia é um fator que pode definir qual a alternativa viável para determinada aplicação. Para tanto, apresenta-se na Figura 1.35 o rendimento relativo para as diferentes classes de operação, onde pode-se observar que para potência nominal, a classe H ultrapassa o rendimento da classe G devido a conexão dos transistores de saída, que não apareceria caso se ignorasse as perdas. O rendimento da estrutura classe I apresentada encontra-se entre o rendimento dos classe G, H e B porém, como ilustrado anteriormente na Figura 1.27, pode assumir qualquer valor entre o classe A e D, conforme a THD exigida e especificações de projeto.

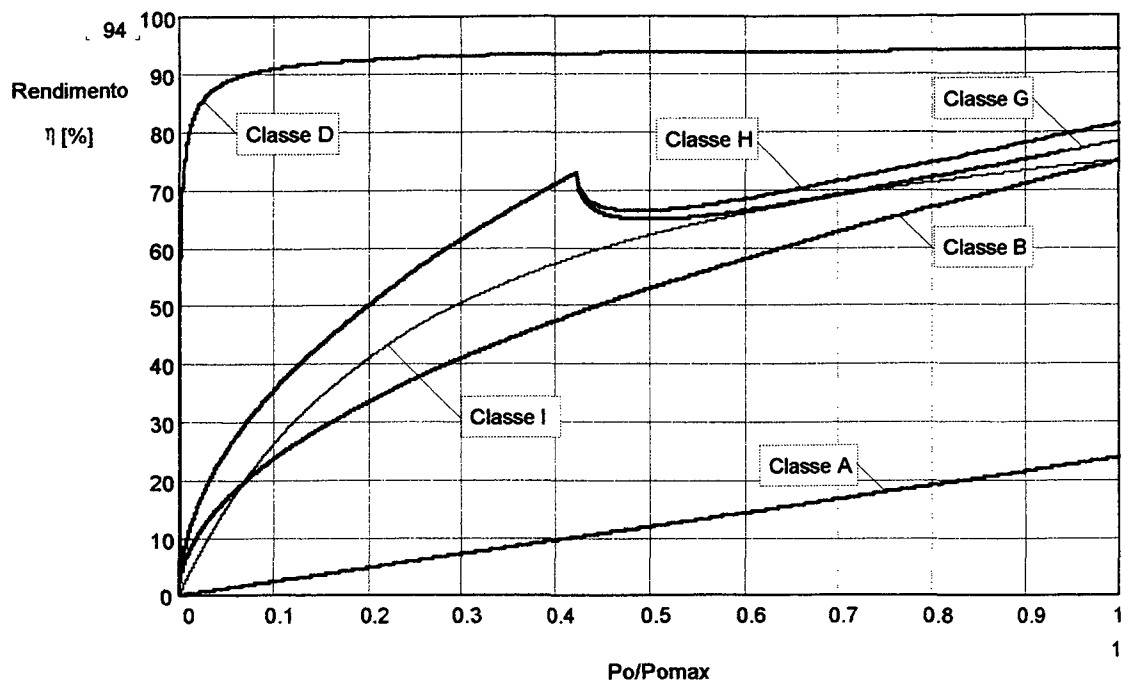


Figura 1.35 : Curvas de rendimento das diferentes configurações

1.8 Classificação Quanto ao Elemento Final de Amplificação

1.8.1 Amplificadores Valvulados

Os amplificadores valvulados podem, a princípio, assumir quaisquer das configurações de amplificadores anteriormente descritas. Sua utilização foi praticamente abandonada com o aparecimento de novas tecnologias em transistores, de melhor rendimento e desempenho. Apesar disto, nota-se o ressurgimento da utilização de amplificadores valvulados nos últimos anos, com a fama de se obter melhor qualidade de áudio. Sua participação na amplificação de sistemas de áudio, porém, resume-se à geração ou produção do som, como por exemplo em amplificação de guitarras. Em estágios de amplificação final profissional, necessita-se de uma reprodução fiel, ou seja, a forma de onda de saída deve ter a mesma forma do sinal de entrada.

Sem dúvida que associando as antigas válvulas à tecnologia e topologias atualmente existentes, é possível a obtenção de ótima qualidade de som, porém com as desvantagens de um sistema de alto custo, peso, volume e complexidade. Estes amplificadores restringem-se à aplicações não comerciais e restritas aos audiófilos especializados.

A principal característica elétrica externa dos amplificadores valvulados, que difere dos transistorizados, é sua alta impedância de saída que ressona com os alto-falantes provocando distorções de baixa frequência, porém consonantes (“*som redondo*”), ou seja, são agradáveis ao ouvido humano, diferente de eventuais distorções provocadas pelos amplificadores transistorizados que são de mais alta frequência e com harmônicos dissonantes e desagradáveis.

1.8.2 Amplificadores Transistorizados

1.8.2.1 Bipolares

É a tecnologia mais empregada na maioria dos amplificadores comerciais de baixa e altas potências e também em circuitos comerciais até recentemente, funcionando na região linear de operação.

1.8.2.2 Mosfet's

Em amplificadores de potência que operam na região linear, estes componentes vêm substituindo os transistores bipolares principalmente na simplicidade do circuito de polarização. Em amplificadores chaveados, torna-se imprescindível sua utilização devido aos requisitos de alta velocidade de comutação.

1.8.2.3 IGBT's

Não se tem conhecimento de utilização em áudio, porém pode-se afirmar que é perfeitamente possível sua utilização, uma vez que o mesmo é a junção dos Fet's com os Bipolares e possui características similares.

1.9 Entradas

A forma de conexão das entradas dos amplificadores de potência, pode ser realizadas de diversas formas, porém o padrão é a utilização de conectores fêmeas tipo 2 e 3 pinos, que podem ser balanceadas ou não.

1.9.1 Desbalanceadas

Normalmente utilizam conector RCA (*Radio Corporation of America*) a dois fios, um de terra e outro de sinal.

1.9.2 Balanceadas

Utilizam conectores XLR, universais em aplicações de áudio profissional, também utilizados em conexões de alto-falantes, inventados pela *Cannon-US* em 1960. A conexão é realizada através de três fios, terra, neutro e sinal . O neutro não carrega informação de sinal porém leva informação de ruído que será eliminado por modo comum.

1.10 Alto-falantes

É um transdutor elétrico-acústico projetado para produzir som a uma distância do mesmo é o elemento que normalmente está conectado diretamente à saída do amplificador de potência.

O modelo elétrico mais simples do alto-falantes é um circuito RLC, cuja resposta em frequência típica para um alto-falante de 6Ω é representada na Figura 1.36. A impedância nominal é medida logo após a primeira ressonância.

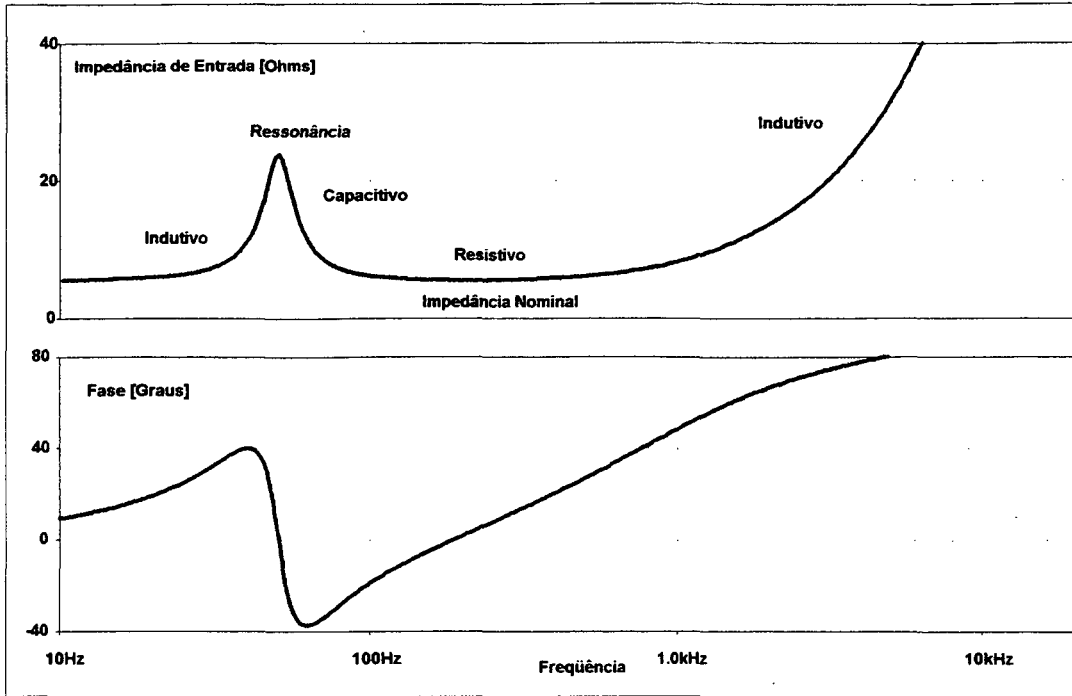


Figura 1.36 : Curvas típicas de impedância de alto-falantes.

1.10.1 Modelo Elétrico

O modelo elétrico equivalente utilizado como cargas representativa de alto-falantes para testes em simulações e experimentos em amplificadores é apresentado na Figura 1.37 [1] que corresponde à curva de resposta em frequência apresentada na Figura 1.36. A tensão de entrada V1 representa a tensão de saída do amplificador.

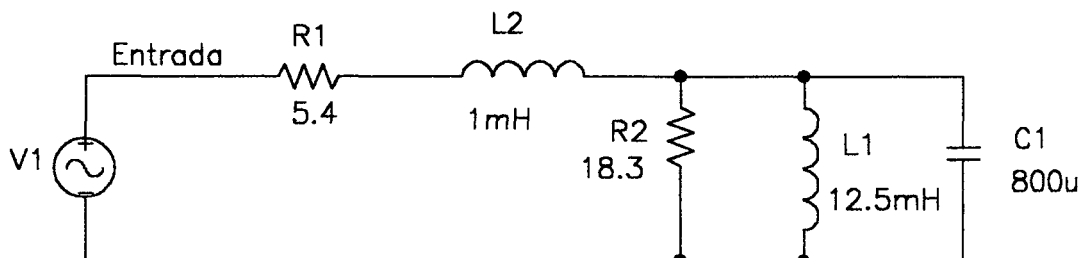


Figura 1.37 : Modelo equivalente.

1.10.2 Rendimento e Sensibilidade [17] [1]

A sensibilidade de um alto-falante é a medida de pressão sonora por ele imposta a um metro de distância do mesmo, aplicando-se 1W em seus terminais. O sinal típico utilizados é o ruído rosa que nada mais é que um ruído branco (energia em todo espectro) filtrado em 6dB/dec. A sensibilidade do alto-falante é a figura de mérito normalmente utilizada pelos fabricantes para expressar sua qualidade, porém tem sua origem no rendimento e pode ser convertida conforme Tabela 1.4.

Pode-se notar que quanto maior a sensibilidade maior o rendimento e, conseqüentemente, menor a potência necessária para produzir um determinado nível de pressão sonora.

SPL (dB)	No %	SPL (dB)	No %	SPL (dB)	No %
92	1.0	102	10	112	100
91	.8	101	8	111	80
90	.6	100	6	110	60
89	.5	99	5	109	50
88	.4	98	4	108	40
87	.3	97	3	107	30
86	.25	96	2.5	106	25
85	.2	95	2	105	20
84	.15	94	1.5	104	15
83		93		103	
82	.1	92	1	102	10

Tabela 1.4 : Conversão de sensibilidade do alto-falante para rendimento.

M1, M2 = Transistores tipo Mosfet;

D1,D2 = Diodos intrínsecos de M1 e M2 respectivamente;

C1, C2 = Capacitores intrínsecos de M1 e M2 respectivamente;

E = Tensão contínua do barramento de alimentação do inversor;

2.2 Etapas de Funcionamento

A Figura 2.2 apresenta o comportamento idealizado da corrente no indutor L_o , utilizando-se o circuito meia-ponte proposto, onde pode-se notar três regiões distintas. A corrente apresenta ondulação na frequência de chaveamento superposta à ondulação de maior amplitude relativa à frequência de modulação (sinal de áudio), representada por um sinal sinusoidal.

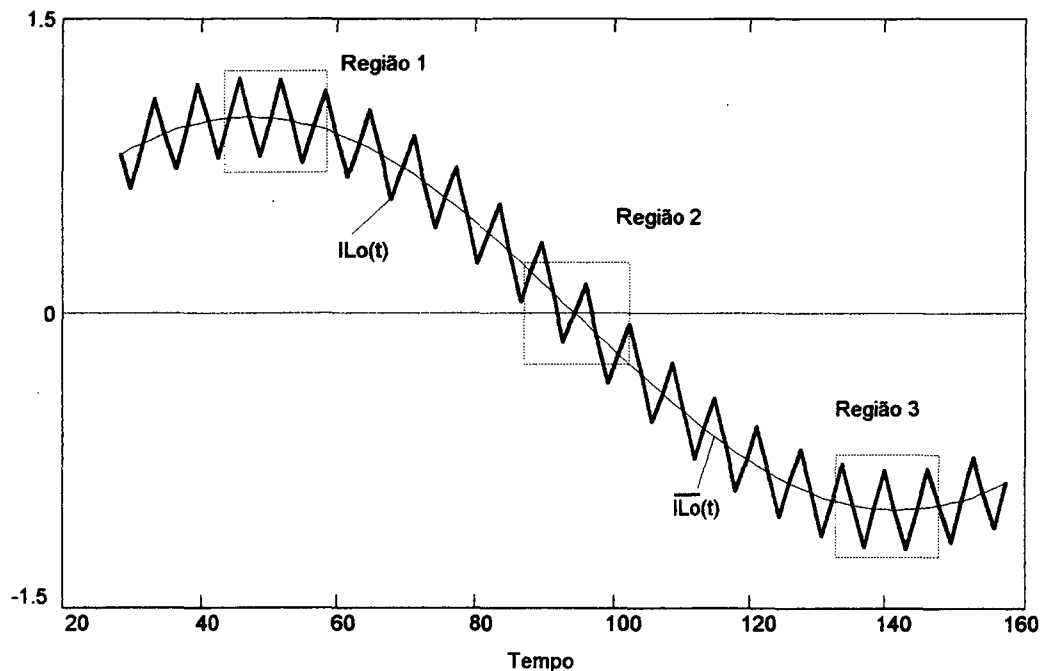


Figura 2.2 - Corrente instantânea no indutor do filtro de saída.

Para que se possa apresentar as etapas de funcionamento, subdivide-se o período de modulação da corrente em três regiões. Nas regiões 1 e 3 a corrente no indutor possui a ondulação de alta frequência (frequência de chaveamento) porém não inverte de sentido; já na região 2, tem-se a ondulação da frequência de chaveamento e o cruzamento por zero da corrente no indutor, na frequência de modulação. Nos casos de funcionamento em pequenas amplitudes do sinal modulador tem-se a cada ciclo da frequência de chaveamento, o cruzamento por zero da corrente.

A Figura 2.3 apresenta as etapas de operação para a região 1. As etapas de operação para a região 3 são complementares.

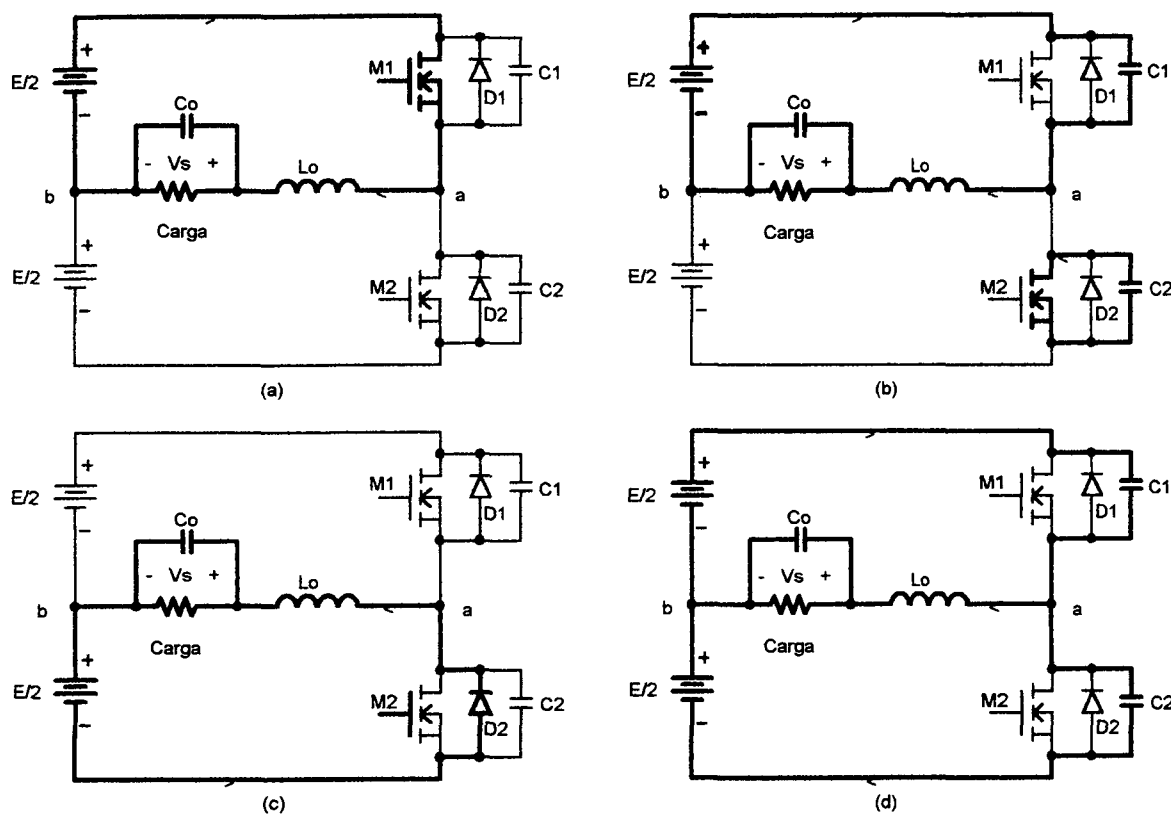


Figura 2.3 - Etapas de operação para a região 1.

1ª ETAPA (Figura 2.3a) : O transistor M1 está habilitado a conduzir e conduz a corrente de carga. O capacitor C1 está sob tensão nula e C2 está sob tensão $+E$. O diodo D2 está polarizado reversamente e D1 também está bloqueado devido ao sentido da circulação de corrente. Durante este intervalo está aplicada sobre o filtro de saída a tensão $+E/2$. Esta etapa finaliza quando M1 é comandado para bloquear.

2ª ETAPA (Figura 2.3b) : No momento em que M1 é bloqueado pelo seu comando, o capacitor C1 assume a corrente instantaneamente, e sua tensão começa a crescer. O capacitor C2 começa a se descarregar sobre o transistor M2 e este é comandado a conduzir. Quando a tensão em C1 atinge o valor $+E$, C2 já está descarregado e assim D2 está diretamente polarizado, passando a conduzir, colocando a tensão $-E/2$ na entrada do filtro.

3ª ETAPA (Figura 2.3c) : A corrente em L_o começa a diminuir, fazendo com que a tensão de saída V_s também diminua, quando então o transistor M2 é comandado a bloquear e o transistor M1 é comandado a conduzir.

4ª ETAPA (Figura 2.3d) : Tem-se agora a descarga do capacitor C1 e a carga de C2. Terminada a carga e descarga de C2 e C1, M1 passa a conduzir a corrente do indutor L_o , voltando a primeira etapa.

2.2.1 Formas de Onda

Figuras para as etapas de operação da região 1:

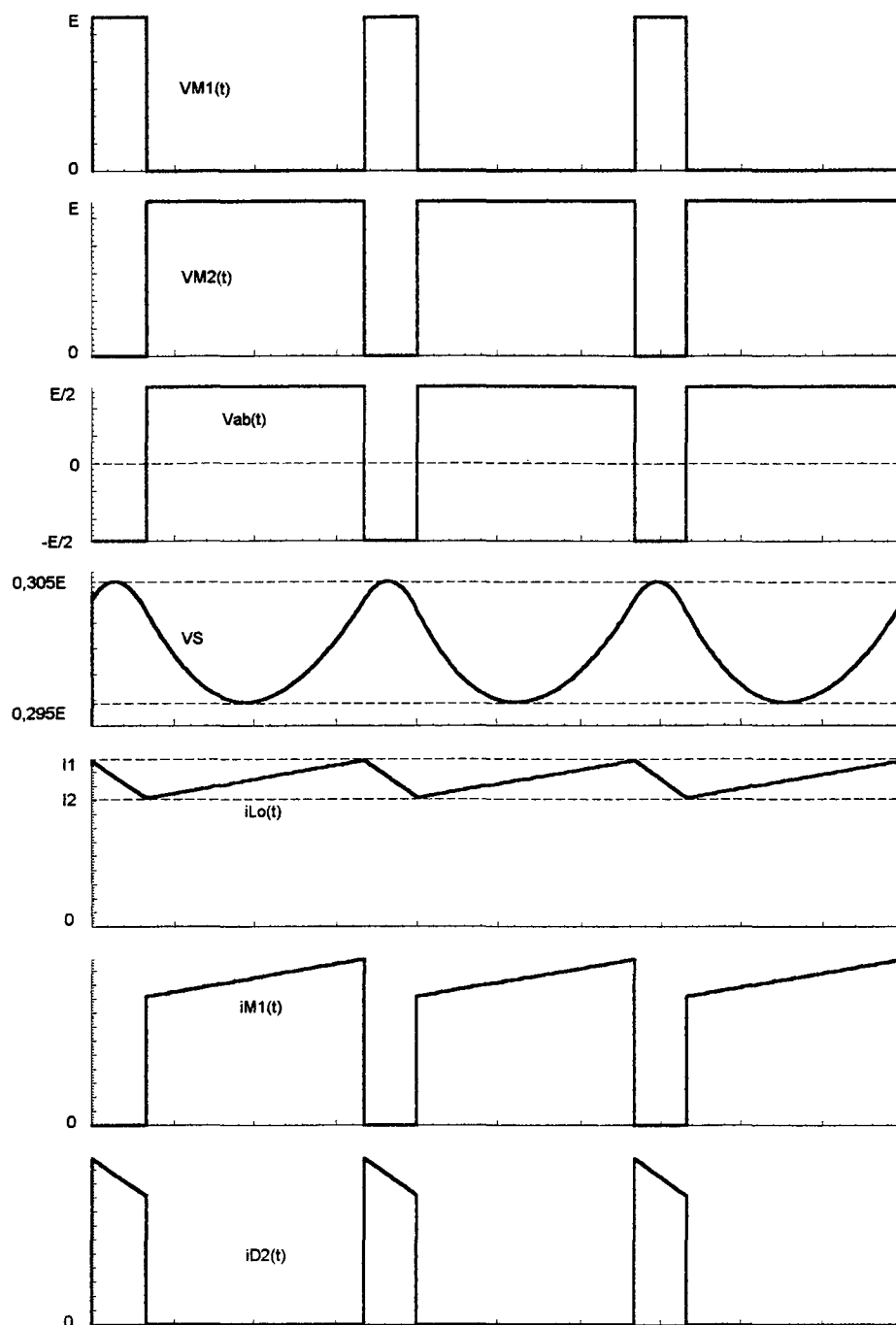


Figura 2.4 : Formas de onda idealizadas para operação na região 1

Os tempos de carga e descarga dos capacitores intrínsecos dos transistores são da ordem de grandeza do próprio tempo de comutação pois justamente estes é que definem predominantemente o tempo de comutação mínimo.

Na Figura 2.5 são apresentadas as etapas de operação do mesmo circuito meia-ponte, operando agora com o cruzamento da corrente por zero, ou seja, a corrente no indutor L_o e na carga sofrem uma inversão de sentido (Região 2).

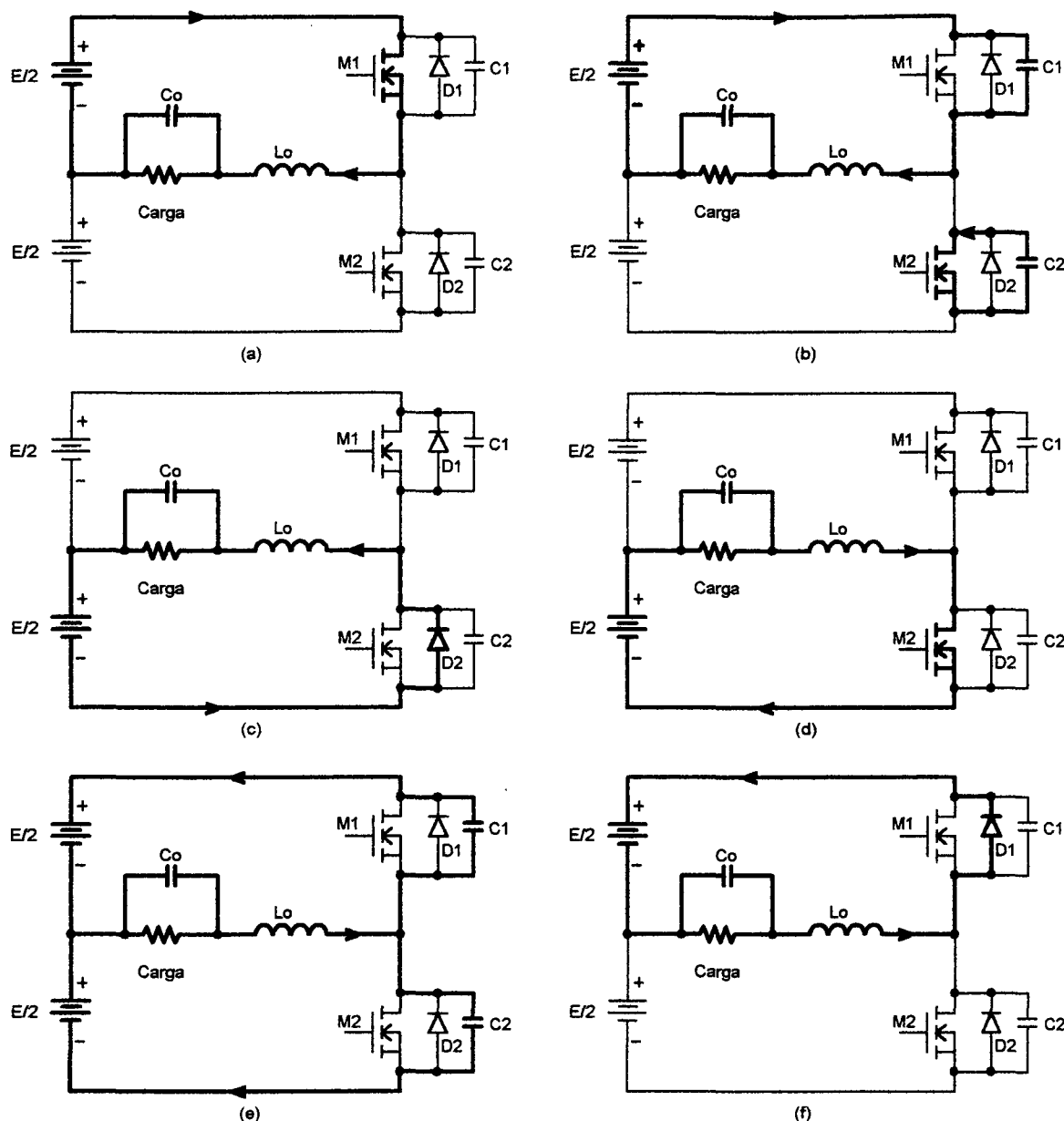


Figura 2.5 : Etapas de operação para a região 2

1ª ETAPA (Figura 2.5a) : O transistor M_1 está habilitado a conduzir e conduz a corrente de carga. Com isso o capacitor C_1 está descarregado e C_2 está carregado com $+E$, D_2 está polarizado reversamente e D_1 também está bloqueado devido ao sentido da circulação de corrente. Durante este intervalo fica aplicado sobre o filtro de saída a tensão $+E/2$. Nesta região opera-se com razão cíclica próxima de 50%, portanto com baixos níveis de corrente de saída. Esta etapa se finaliza quando M_1 é comandada para bloquear.

2ª ETAPA (Figura 2.5b) : No momento em que M_1 é bloqueado pelo seu comando, o capacitor C_1 assume a corrente instantaneamente e sua tensão começa a crescer. O capacitor

C2 começa a descarregar sobre o transistor M2 principalmente devido a corrente no indutor L_o . Esta etapa termina quando a tensão nos capacitores atinge $+E/2$ e zero respectivamente.

3ª ETAPA (Figura 2.5c) : Quando a tensão em C1 atinge o valor $+E$, C2 já está descarregado e assim D2 é diretamente polarizado, entrando em condução, colocando a tensão $-E/2$ na entrada do filtro. Neste intervalo M2 é comandado a conduzir. A corrente em L_o começa a diminuir, até cruzar o nível zero, onde então começa a nova etapa.

4ª ETAPA (Figura 2.5d) : No instante em que ocorre a inversão da corrente em L_o , ocorre o bloqueio de D2 e, M2 estando habilitado, passa a corrente de L_o por M2, sob tensão nula. A corrente por M2 cresce com o aumento da corrente em L_o no sentido contrário ao anterior, até que o mesmo seja comandado a bloquear, onde tem início a próxima etapa.

5ª ETAPA (Figura 2.5e) : Bloqueando-se M2 tem-se inicialmente a descarga de C1 de $+E$ para zero e a carga de C2 de zero até $+E$. Terminada a descarga e a carga dos capacitores C1 e C2 respectivamente, termina também mais esta etapa, onde o diodo D1 fica polarizado diretamente.

6ª ETAPA (Figura 2.5f) : D1 assume a corrente do indutor L_o , que tem sentido contrário ao da primeira etapa. A partir deste momento pode-se habilitar o transistor M1 a entrar em condução, entrando então na região 3 em estudo, que possui as mesmas etapas de operação da região 1, porém com correntes em sentido contrário.

2.2.2 Formas de Onda

Figuras para as etapas de operação da região 2.

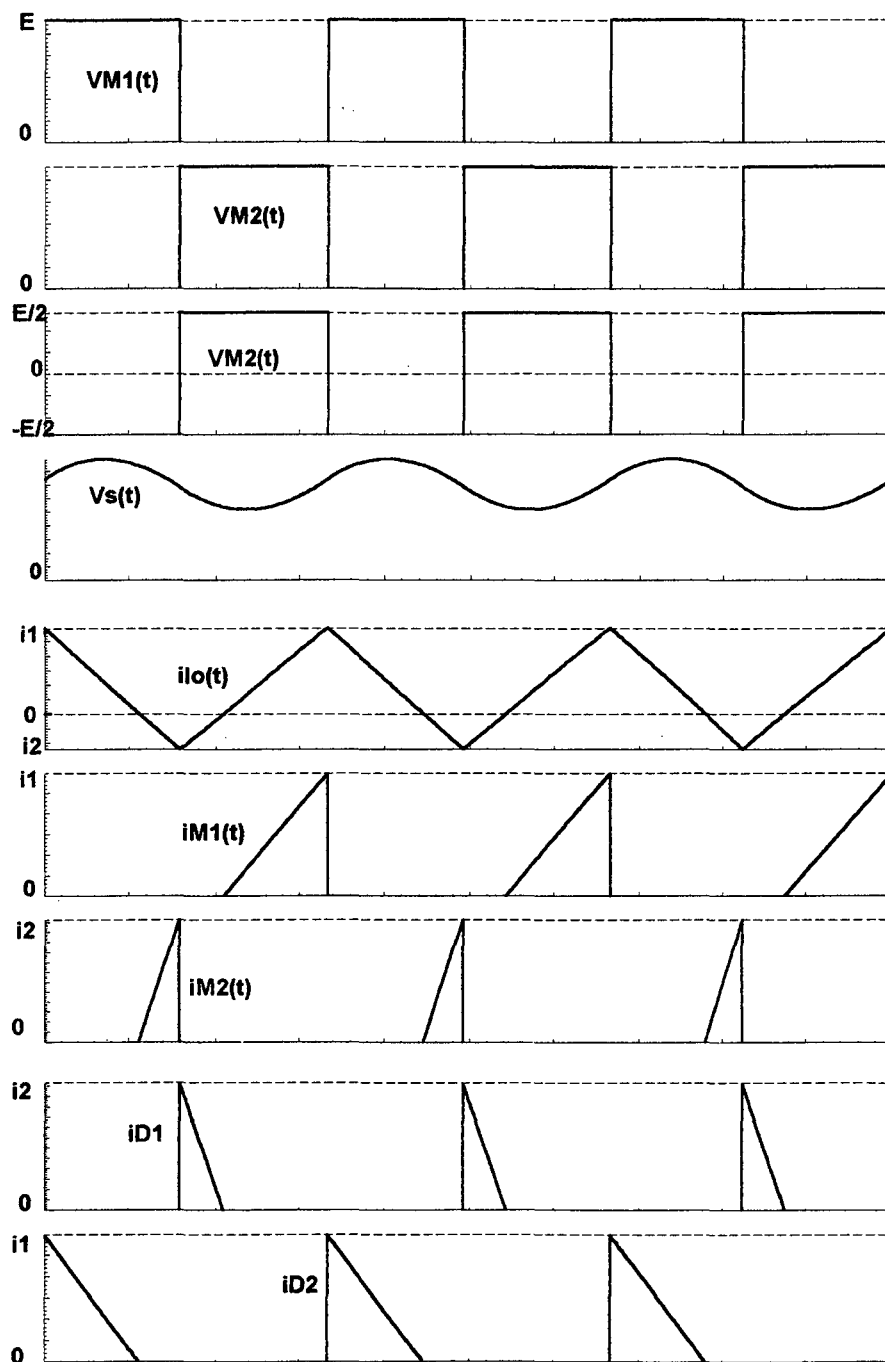


Figura 2.6 : Formas de onda idealizadas para a região 2

Observando-se a comutação entre as etapas 3 e 4, da última análise, vê-se claramente uma comutação sob tensão nula (*ZVS - Zero Voltage Switching*), pois o transistor M2 retoma a corrente circulante no indutor L_o naturalmente, ou seja, se o diodo D2 for um componente

externo, este encontra-se conduzindo quando M2 é habilitado a conduzir, ocorrendo o mesmo entre as etapas 6 e 1 onde os componentes envolvidos são M1 e D1. Isto ocorre devido a inversão da corrente em L_o . Portanto existe somente a comutação sob tensão nula (ou suave) para operação na região 2, enquanto que nas regiões 1 e 3 tem-se comutações dissipativas, como pode-se notar pela análise das etapas de operação da região 1.

Uma maneira de tornar suave as comutações em todas as regiões consiste em dimensionar o indutor do filtro de saída L_o de maneira que a cada período da frequência de chaveamento ocorra a inversão da corrente no mesmo [13]. Porém isto faz com que se tenha um aumento no valor eficaz das correntes circulantes. É necessário o estudo das perdas envolvidas em cada caso, para a escolha dos métodos a utilizar. A viabilidade de utilização de uma das técnicas dependerá então, da frequência de operação e da potência processada pelo inversor.

As regiões de operação, e a devida troca entre as mesmas, depende diretamente da razão cíclica de operação, que depende por sua vez diretamente do sinal modulador e o número de trocas está relacionado com a variação da razão cíclica e a amplitude da mesma.

2.3 Estratégia de Modulação

2.3.1 Modulação Por Largura De Pulsos Múltiplos A Dois Níveis (*PWM*) [Alexandre], [Arnaldo]

Para reproduzir um sinal com determinada frequência e amplitude deve-se utilizar um sistema dinâmico que responda às variações do sinal de referência. Dentre as várias técnicas possíveis, é empregada a modulação por largura de pulsos, que utiliza o princípio de comparação de rampa com o sinal a ser reproduzido. Esta técnica já bastante utilizada em inversores e outros conversores estáticos, proporciona um sinal retangular de largura variável e dependente do sinal de referência e da rampa de comparação, que neste caso deve permanecer idealmente com amplitude e frequência fixas (onda dente de serra). Apresenta-se nas Figuras 2.7 e 2.8 o componente e os sinais necessários para se gerar os pulsos *PWM*, juntamente com os pulsos gerados.

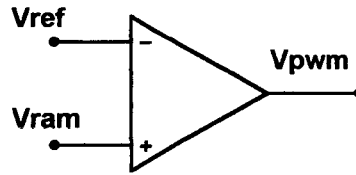


Figura 2.7 : Comparador utilizado para gerar o sinal pwm

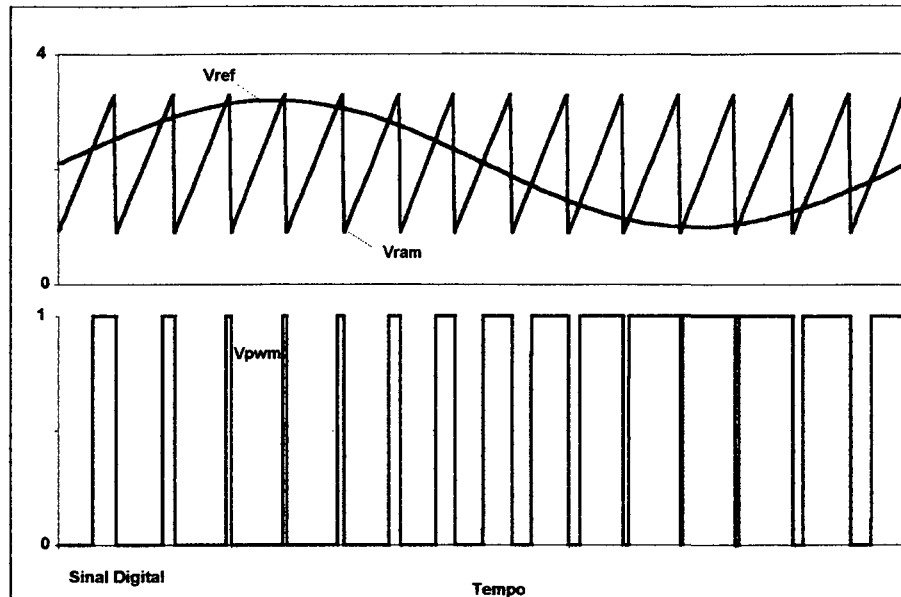


Figura 2.8 : Modulação por largura de pulso

O sinal de referência V_{ref} é comparado com o sinal de rampa V_{rampa} através do comparador e gera o sinal V_{PWM} para comandar o circuito de potência. Nesta modulação, com os sinais apresentados e utilizando um circuito de potência conveniente para gerar um sinal de saída V_{AB} consegue-se extrair do mesmo, através do emprego de filtros adequados, a componente fundamental que é a imagem do sinal de referência amplificado.

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

Pode-se então analisar a forma de onda da tensão V_{AB} a fim de decompô-la em série de Fourier e encontrar o conteúdo harmônico existente neste tipo de sinal. A tensão V_{AB} apresenta simetria de meia onda e de quarto de onda, portanto pode ser decomposta em série de Fourier como segue:

$$f(\omega \cdot t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \cdot \text{cos}(n \cdot \omega \cdot t)] \quad 2.1$$

Onde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad 2.2$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(\omega \cdot t) \cdot \text{cos}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad 2.3$$

Devido a simetria de meia onda, tem-se $a_n=0$ e $b_n=0$ para todo n par. Por simetria de quarto de onda, $b_n=0$ para todo n . Tem-se então, somente termos a_n para todo n ímpar.

Assim, a_n é dado por:

$$a_n = \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot \left[1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^m (-1)^k \cdot \text{cos}(n \cdot \alpha_k) \right] \quad 2.4$$

Onde:

$$n = 1, 3, 5, \dots$$

$$m = (N_p - 1)/2$$

$m = N^\circ$ de pulsos por meio período de modulação

$N_p = N^\circ$ de pulsos por período de modulação

$\alpha_k =$ parâmetros independentes (ângulos) de comutação compreendidos em um quarto de onda $[0^\circ, 90^\circ]$.

Portanto, $f(\omega \cdot t)$ é dado por:

$$f(\omega \cdot t) = V_o \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t)] \quad 2.5$$

2.4 Equacionamento

2.4.1 Conversor Meia-Ponte

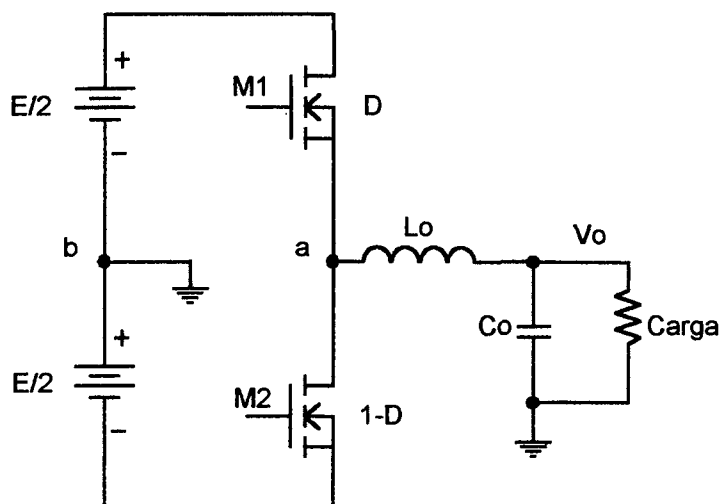


Figura 2.9 - Conversor com topologia meia-ponte

2.4.1.1 Característica Estática de Transferência

A característica estática descreve o comportamento da tensão de saída em função dos parâmetros de entrada do conversor, dependente da tensão de alimentação E e da razão cíclica D relativa ao transistor $M1$ conforme apresentado na Figura 2.9.

Para a Figura 2.9 faz-se a análise considerando-se os transistores ideais, ou seja, com tempo de comutação zero, ausência de capacitâncias parasitas e com seus diodos intrínsecos também ideais. Para tanto fixa-se a frequência de chaveamento, com operação complementar dos transistores $M1$ e $M2$, fazendo aparecer sobre os terminais a e b do circuito a tensão apresentada a seguir (v_{ab}).

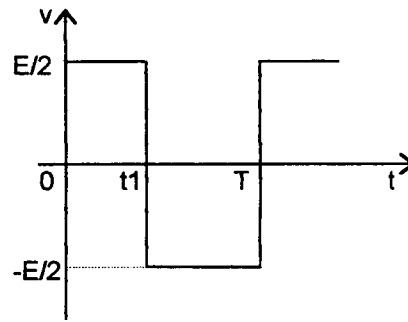


Figura 2.10 - Forma de onda idealizada entre os pontos a e b

2.4.1.2 Equacionamento

Através de análise da forma de onda idealizada da tensão V_{ab} (Figura 2.10) é possível a determinação do valor médio da tensão de saída, conforme equacionamento que segue.

Definindo-se:

$$D = \frac{t_1}{T} \quad 2.6$$

$$V_o = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_1} \frac{E}{2} \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^T \left[-\frac{E}{2} \right] \cdot dt \quad 2.7$$

$$V_o = \frac{t_1}{T} \cdot \frac{E}{2} - \left[\frac{E}{2} - \frac{t_1}{T} \cdot \frac{E}{2} \right] \quad 2.8$$

$$V_o = D \cdot \frac{E}{2} - \left[\frac{E}{2} - D \cdot \frac{E}{2} \right] \quad 2.9$$

$$V_o = \frac{E}{2} \cdot [2 \cdot D - 1] \quad 2.10$$

As fontes de tensão $E/2$ apresentadas na Figura 2.9 podem ser implementadas através de um divisor capacitivo, ou por uma fonte simétrica, porém o importante é se obter um ponto tal que, para razão cíclica $D=0.5$, resulte tensão média de saída igual a zero.

Pode-se então traçar a característica de transferência estática; ilustrada na Figura 2.11.

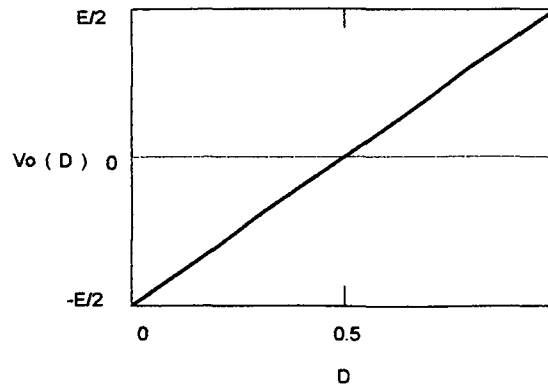


Figura 2.11 - Característica estática

2.4.2 Esforços nos Semicondutores

A fim de determinar os esforços de tensão e corrente nos semicondutores deve-se analisar os valores instantâneos de corrente e tensão nos mesmos, determinando os valores críticos de operação.

O conversor meia-ponte operando como amplificador de áudio apresenta correntes e tensões na frequência de chaveamento modulados pelo sinal de áudio, com frequência entre 20Hz e 20kHz (faixa de áudio). Os valores extremos em relação aos esforços ocorrem quando a amplitude é máxima em frequência mínima de modulação.

Os fatores determinantes na escolha do tipo de componente, bem como na sua especificação, são os esforços nos semicondutores, que podem ser determinados através de ábacos bastante úteis para o projeto e especificação. Para um projeto inicial, são utilizados os valores extremos, atendendo as especificações.

2.4.2.1 -Valor médio da corrente nos Transistores

Para operação no limite de razão cíclica ($D=100\%$), o transistor M1 estará conduzindo durante todo o período de chaveamento, ficando M2 bloqueado durante todo o período e, conseqüentemente, a corrente média e eficaz em M1 é igual à corrente média na carga, para um período de comutação. Pode-se então afirmar:

$$I_{Mmed} = I_o$$

2.11

onde:

I_{med} é a corrente que o transistor deverá suportar e I_o a corrente média na carga para um período de comutação.

2.4.2.2 - Valor eficaz de corrente nos Transistores

A corrente eficaz para o período de chaveamento é obtida equacionando-se a corrente que aparece sobre os transistores para um determinado valor de corrente média na saída. Considera-se que o valor da corrente no indutor do filtro de saída tenha ondulação nula. Também desconsidera-se a corrente reversa no transistor.

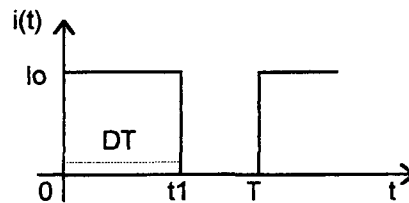


Figura 2.12 - Forma de onda de corrente no transistor $m1$

Pode-se equacionar:

$$I_{Mef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_o^2 dt + 0} \quad 2.12$$

$$I_{Mef} = I_o \cdot \sqrt{D} \quad 2.13$$

2.4.3 Tensão máxima sobre os Transistores e Diodos

Conforme apresentado na literatura técnica sobre conversores meia-ponte [31], [Segala], a tensão máxima sobre os transistores e diodos é a tensão de entrada E , desconsiderando a sobretensão gerada pela indutância de dispersão e recuperação reversa de um circuito real, que pode ser limitada através da utilização de circuitos grampeadores e amortecedores (*Snubbers*) adequados.

2.4.4 Rendimento

O rendimento é diretamente determinado em função da potência de saída. As perdas totais são compostas pelas perdas de chaveamento e de condução, desconsiderando-se as perdas nos diodos parasitas D1 e D2.

2.4.4.1 Perdas de Chaveamento [31]

$$P_{ch}(P_o) = \frac{f_s}{2} \cdot t_{comut} \cdot I_o \cdot E \quad 2.14$$

onde:

- $P_{ch}(P_o)$ = Perdas de chaveamento [W]
- f_s = frequência de chaveamento [Hz]
- t_{comut} = tempo total de comutação (subida + descida) [s]
- I_o = Corrente de Saída [A]
- E = Tensão de Alimentação de Barramento [V]

2.4.4.2 Perdas de Condução [31]

As perdas por condução estão diretamente relacionadas com o valor eficaz de corrente sobre os transistores durante o estado de condução, pois neste caso serão utilizados transistores do tipo Mosfet, onde sua característica, ou modelo, do estado conduzindo é equivalente a um resistor (R_{dson}) com baixa resistência.

$$P_{cond}(P_o) = I_{Mef}^2 \cdot R_{dson} \quad 2.15$$

Representando estas perdas em função da potência de saída, utilizando-se para isto a característica estática de transferência e a relação entre potência, resistência e corrente chega-se a:

$$P_{cond}(P_o) = \left(\frac{P_o}{E} + \frac{I_o(P_o)}{2} \right) \cdot I_o(P_o) \cdot R_{dson} \quad 2.16$$

2.5 Filtro de Saída

Inicialmente é necessário definir o tipo de filtro a ser utilizado. A escolha da topologia do filtro está baseada no nível de atenuação desejada da tensão alternada de alta frequência (chaveamento) que é fornecida pelo ponto central do circuito inversor. Para obter a atenuação desejada deve-se analisar a ondulação máxima admitida sobre a carga, que neste caso são os alto-falantes. Outro fator a ser analisado e que define a frequência mínima de corte do filtro é a resposta em frequência desejada do amplificador; uma vez observado o limite máximo desejado, posiciona-se a frequência de corte do filtro observados critérios práticos de projeto. Outro fator a ser considerado é a taxa de distorção harmônica na frequência máxima de amplificação (20kHz), ainda que a especificação seja realizada para 1kHz.

Escolheu-se um filtro eficiente e bastante conhecido, que é a configuração LC de segunda ordem, conforme apresentado na Figura 2.13. O filtro tem como característica, entrada em tensão e saída em tensão, onde basicamente o indutor L_o limita a ondulação de corrente e o capacitor C_o , a ondulação da tensão de saída.

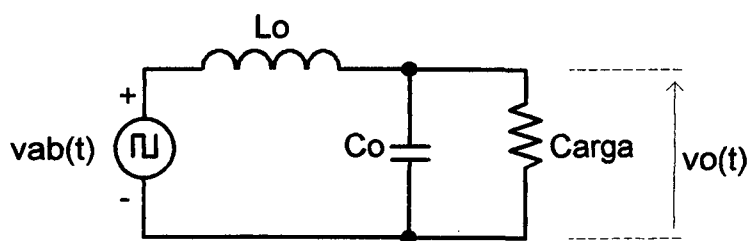


Figura 2.13 : Filtro de saída da tensão v_{ab}

2.5.1 Resposta em Frequência

Considerando o circuito apresentado na Figura 2.13 e o alto-falante representado pelo seu modelo resistivo e trabalhando com impedâncias no domínio da frequência, através da utilização da transformada de Laplace, faz-se o paralelo entre a carga e o capacitor de saída, de modo a aplicar diretamente o divisor de tensão e obter a tensão de saída V_o em função da entrada V_{ab} e dos parâmetros do circuito e, posteriormente a função de transferência saída pela entrada.

Definindo:

- $Z_{RL}=R_o$
- $Z_{Co}=1/sC_o$
- $Z_{Lo}=sL_o$
- $s = \text{variável complexa em Laplace}$

tem-se:

$$Z_o = \frac{Z_{Co} \cdot Z_{Ro}}{Z_{Co} + Z_{Ro}} \quad 2.17$$

e

$$V_o(s) = V_{ab}(s) \cdot \frac{Z_o}{Z_o + Z_{Lo}} \quad 2.18$$

portanto:

$$\frac{V_o(s)}{V_{ab}(s)} = \frac{Z_o}{Z_o + Z_{Lo}} \quad 2.19$$

Substituindo as variáveis no domínio da frequência complexa s e simplificando, tem-se:

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(s) = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C + s \cdot \frac{L}{R} + 1} \quad 2.20$$

Sabendo-se que:

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad 2.21$$

e

$$\xi = \frac{L \cdot \omega_f}{2 \cdot R} \quad 2.22$$

respectivamente a frequência natural de oscilação e o fator de amortecimento (diferente do FA definido no capítulo 1, que relaciona impedância de carga com a impedância de saída do amplificador) chega-se então à expressão 2.23.

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_f^2} + s \cdot \frac{2 \cdot \xi}{\omega_f} + 1} \quad 2.23$$

Fazendo $s=j\omega$, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(j\cdot\omega) = \frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_f^2} + 2\cdot\xi\cdot j\cdot\frac{\omega}{\omega_f} + 1} \quad 2.24$$

Definindo então uma variável $U=\omega/\omega_f$ como sendo a frequência normalizada, obtém-se a função de transferência normalizada, definida pela expressão a seguir:

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(U) = \frac{1}{-U^2 + 2\cdot\xi\cdot j\cdot U + 1} \quad 2.25$$

Pode-se então apresentar o diagrama de Bode para a frequência normalizada U e diferentes valores de fator de amortecimento ξ (Figura 2.14), onde observa-se as diferentes respostas em torno da frequência do pólo ressonante do filtro estudado. A fim de obter-se uma resposta mais adequada (“comportada”) e próxima do comportamento assintótico de um filtro passa-baixas de segunda ordem procura-se utilizar o fator de amortecimento que possibilite resposta sem elevação de amplitude na frequência de ressonância do filtro. Por outro lado, utilizando um fator de amortecimento excessivo, compromete-se o comportamento dinâmico do sistema.

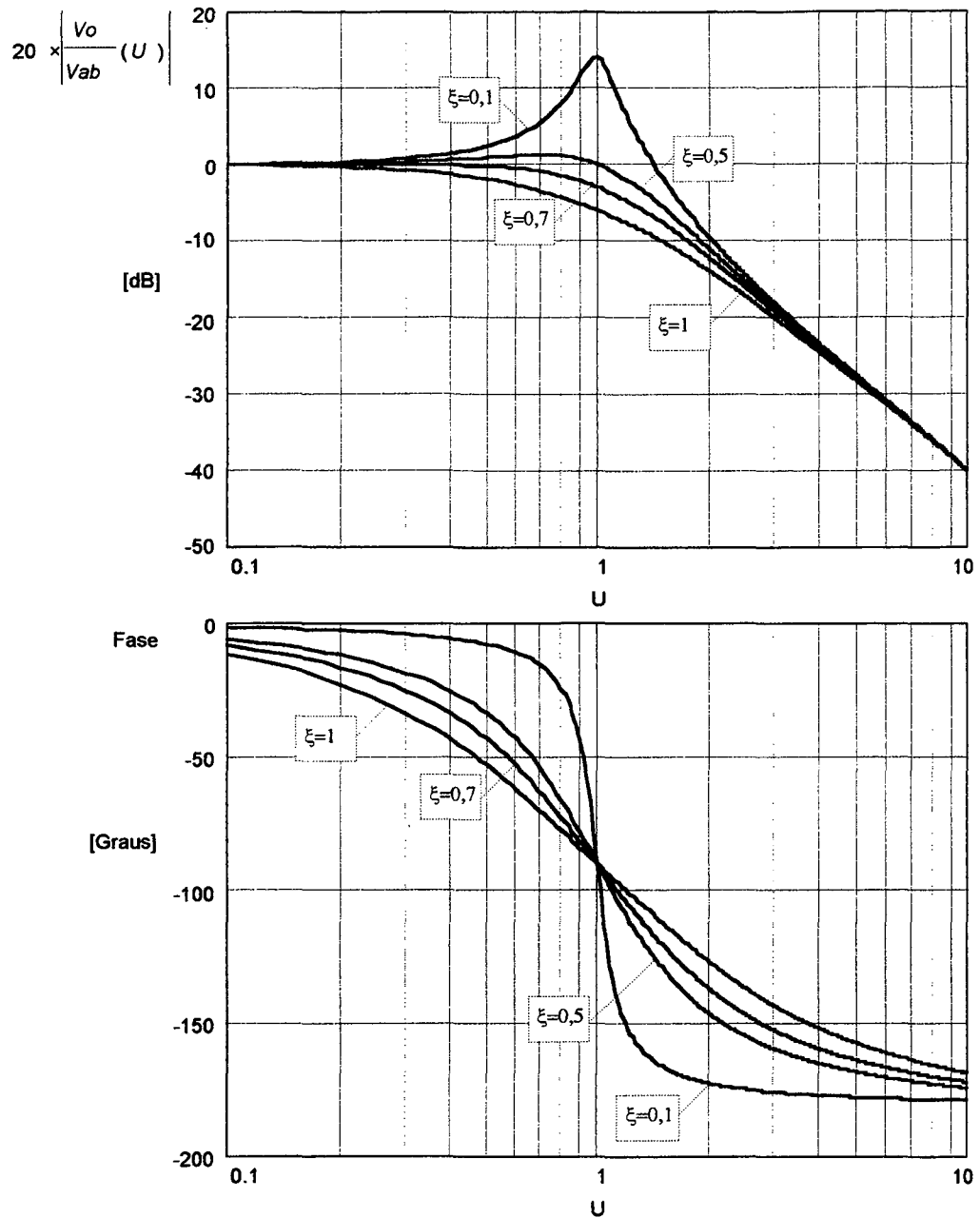


Figura 2.14 : Resposta em freqüência do filtro para diferentes fatores de amortecimento(ξ) em função da freqüência normalizada (U).

2.6 Circuito de Compensação

A implementação do controle (malha de realimentação) para este conversor com filtro LC de segunda ordem, pode ser efetuado com o compensador típico apresentado a seguir, onde utiliza-se a metodologia de projeto apresentada na seqüência. A metodologia apresentada é condizente com a literatura [31], [4] utiliza basicamente o princípio da

estabilidade de sistemas contínuos operando em malha fechada, baseado na resposta em frequência.

2.6.1 Metodologia de Projeto

Dados de entrada: Frequência de chaveamento (f_s), valores dos componentes do filtro (L_o , C_o) e as tensões de alimentação (E) e da saída (V_o).

A representação genérica do sistema, através de diagrama de blocos é apresentada na Figura 2.15, onde, para a obtenção do controle que atenda as especificações, deve-se levantar as características particulares de cada bloco, conforme o circuito a ser implementado.

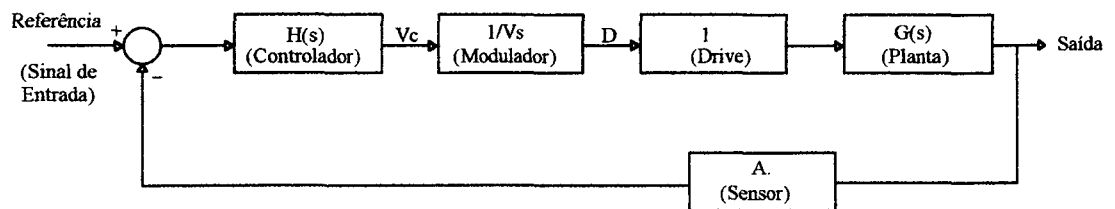


Figura 2.15 : Diagrama em blocos do equivalente dinâmico do amplificador

A função de transferência da planta no domínio da frequência ($G(s)$) deve ser definida através de um dos métodos de análise existentes [31], [4]. O conversor em questão, é modelado por um sistema contínuo na frequência máxima de operação do sinal de entrada.

Da característica estática tem-se:

$$V_o = \frac{E}{2} \cdot [2 \cdot D - 1] \quad 2.26$$

Pode-se então definir a tensão de saída substituindo-se a razão cíclica D , por sua variável de controle V_c que representa um sinal contínuo que é comparado com um sinal dente de serra (rampa) de amplitude V_{se} , a fim de gerar o comando *PWM* para o acionamento dos transistores de potência. Neste ponto é possível notar que é necessário um prévio conhecimento sobre a forma da geração da modulação utilizada, através da análise do circuito a ser implementado.

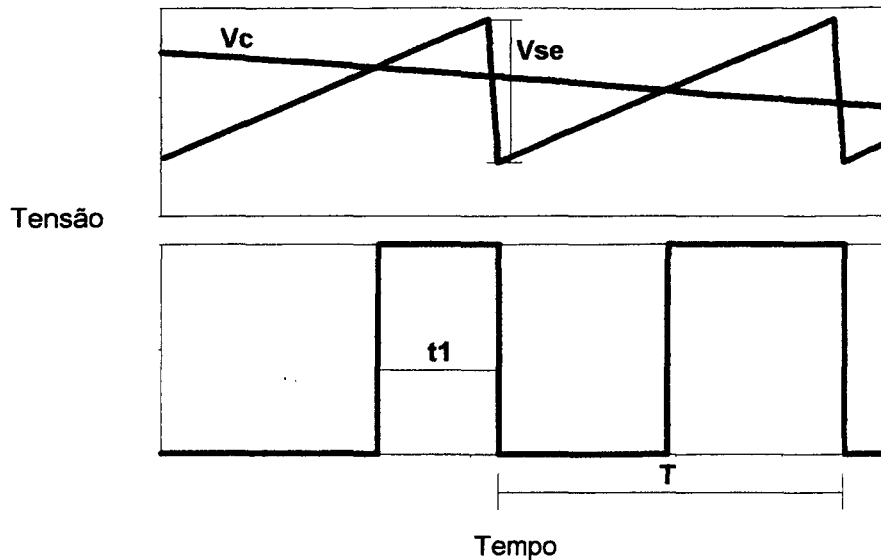


Figura 2.16 : Determinação do ganho do modulador

$$D = \frac{V_c}{V_{se}} \quad 2.27$$

Substituindo-se a equação 2.27 na equação que representa a característica estática do conversor [eq.2.26] obtém-se a característica de saída estática em função da tensão de controle [eq.2.28].

$$V_o = \frac{E}{2} \cdot \left(2 \cdot \frac{V_c}{V_{se}} - 1 \right) \quad 2.28$$

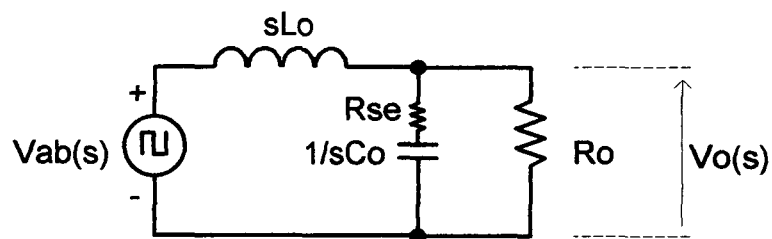


Figura 2.17 : Circuito equivalente no domínio s do conversor meia ponte (Saída).

A Figura 2.17 apresenta o modelo dinâmico de saída para altas frequências. Para o circuito de controle o conversor é tratado dinamicamente, ou seja, no domínio da frequência. Rescreve-se a função de transferência de saída em função da tensão de controle no domínio da frequência complexa s .

$$G(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{E}{V_{se}} \cdot \frac{(s \cdot R_{se} \cdot C_o + 1)}{(s^2 \cdot L_o \cdot C_o + 1)} \quad 2.29$$

ou na forma padrão,

$$G(s) = \frac{E}{Vse} \cdot \frac{Rse}{Lo} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{Rse \cdot Co}\right)}{\left(s^2 + \frac{1}{Lo \cdot Co}\right)} \quad 2.30$$

Considerando a influência da carga na função de transferência obtém-se a expressão 2.31.

$$G(s) = \frac{E}{Vse} \cdot Ro \cdot \frac{(s \cdot Rse \cdot Co + 1)}{s^2 \cdot (Lo \cdot Co \cdot Ro + Lo \cdot Co \cdot Rse) + s \cdot (Ro \cdot Rse \cdot Co + Lo) + Ro} \quad 2.31$$

ou rescrevendo na forma padrão [4],

$$G(s) = \frac{E}{Vse} \cdot \frac{Ro \cdot Rse}{Lo \cdot (Ro + Rse)} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{Rse \cdot Co}\right)}{s^2 + s \cdot \frac{(Ro \cdot Rse \cdot Co + Lo)}{Co \cdot Lo \cdot (Ro + Rse)} + \frac{Ro}{Co \cdot Lo \cdot (Ro + Rse)}} \quad 2.32$$

2.6.2 Condição de estabilidade

A fim de definir o tipo de compensador a utilizar para controlar a planta $G(s)$, deve-se ter o conhecimento da condição de estabilidade de um sistema realimentado, conforme é apresentado a seguir [4], [31].

Na frequência de cruzamento de ganho ($f_c = \omega_c$ e $s_c = j\omega_c$) deve-se ter o ângulo de fase entre entrada e saída menor que 180° , tal que jamais ocorra realimentação positiva do sinal, i.é., é preciso garantir a margem de fase do sistema.

A condição de garantia de margem de fase é verificada a partir do caso limite indicado pela expressão 2.33.

$$\left|G(s_c) \cdot H(s_c)\right| = 1 \quad 2.33$$

onde, G é a função de transferência da planta

H é a função de transferência do circuito completo de realimentação

s_c é a frequência complexa do cruzamento de ganho.

Um sistema realimentado pode ser estável, porém pouco amortecido ou seja, muito rápido para os tempos de resposta da planta, ocasionando oscilações transitórias excessivas;

no outro extremo, pode ser super amortecido, tornando o sistema lento. Para que os tempos de resposta sejam razoáveis, ou dentro da especificação, costuma-se fazer com que a resposta em frequência da planta juntamente com o controlador em laço aberto fiquem com um cruzamento de ganho em -20dB por década (-12dB por oitava), caracterizando uma resposta de primeira ordem.

A fim de atender as especificações anteriormente apresentadas seleciona-se um circuito típico de compensação, conforme apresentado na Figura 2.18, originado da função de transferência necessária para compensar a planta em questão.

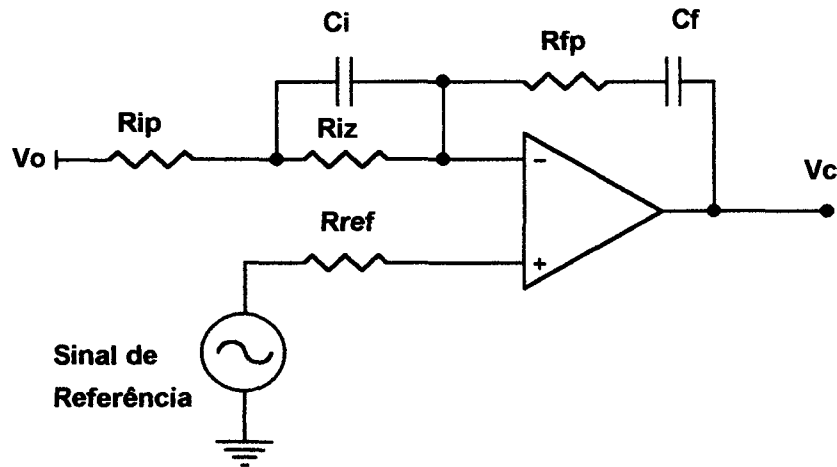


Figura 2.18 : Controlador típico

2.6.3 Função de transferência do compensador

A análise do compensador apresentado na Figura 2.18 permite o estabelecimento de sua função de transferência, conforme indicado pela expressão 2.34.

$$H(s) \equiv \frac{V_c(s)}{V_s(s)} = \left(\frac{(s \cdot R_{iz} \cdot C_i + 1) \cdot (s \cdot R_{fz} \cdot C_f + 1)}{s \cdot C_f \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \left(s \cdot \left(\frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}} \right) \cdot C_i + 1 \right)} \right) \quad 2.34$$

Ou escrevendo na forma padrão:

$$H(s) = \frac{R_{fz}}{R_{ip}} \cdot \left(\frac{\left(s + \frac{1}{R_{iz} \cdot C_i} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_{fz} \cdot C_f} \right)}{s \cdot \left(s + \frac{R_{ip} + R_{iz}}{R_{ip} \cdot R_{iz} \cdot C_i} \right)} \right) \quad 2.35$$

2.6.4 Posicionamento de pólos e zeros

Para atender as condições de estabilidade e resposta em frequência desejadas, posiciona-se um pólo na origem para a obtenção de erro estático nulo, um pólo para filtrar as altas frequências geradas pela resistência série do capacitor do filtro de saída e dois zeros na frequência de ressonância do filtro de saída, de forma que a resposta total seja de primeira ordem. A resposta de primeira ordem é naturalmente estável e impondo a frequência de cruzamento de ganho muito acima da máxima frequência do áudio utilizado, garante-se, em princípio, a compensação adequada. O posicionamento correto da frequência de cruzamento de ganho (frequência em que o ganho é unitário (absoluto) ou 0dB (relativo)) é feito agora pela condição de módulo, para a estabilidade; esta mesma é definida como sendo um quarto da frequência de chaveamento ($f_s/4$) onde pode-se considerar o sistema discreto como contínuo (o limite teórico é de $f_s/2$, chamado de limite de *Nyquist*).

O emprego destes critérios para o projeto do compensador fornecem as expressões (2.36)-(2.39) onde desconsidera-se a resistência de carga (R_o) e que permitem a definição do circuito de compensação.

$$\sqrt{L_o \cdot C_o} = R_{iz} \cdot C_i \quad 2.36$$

$$\sqrt{L_o \cdot C_o} = R_{fz} \cdot C_f \quad 2.37$$

$$R_{se} \cdot C_o = \left(\frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}} \right) \cdot C_i \quad 2.38$$

$$\left(\frac{E}{V_s} \cdot \frac{R_{se}}{L_o} \right) \cdot \left(\frac{R_{fz}}{R_{ip}} \cdot \frac{1}{\omega c} \right) = 1 \quad 2.39$$

Tem-se então quatro equações e cinco incógnitas, sistema que é resolvido atribuindo-se um valor inicial à uma das incógnitas, utilizando como parâmetro, por exemplo, a característica de saída de corrente do amplificador operacional empregado, onde pode-se estimar a faixa de valores para o valor de R_{fz} .

Cabe salientar que a dinâmica necessária para o compensador está diretamente relacionada com o tipo de filtro utilizado, e mesmo para o caso em questão, pode-se optar por outros circuitos de compensação a critério do projetista.

2.6.5 Sensor de Saída

Os circuitos de controle normalmente utilizam apenas uma parcela do sinal de saída, já que os níveis do sinal de saída de um conversor ficam, em geral, acima dos níveis de tensão de operação do circuito eletrônico de controle e comando. É então necessário considerar o ganho do sensor de tensão (ou corrente) utilizado, na malha de controle.

Utiliza-se como sensor de tensão não-isolado, normalmente o que é mais simples, no caso, um divisor de tensão resistivo conforme é apresentado na Figura 2.19.

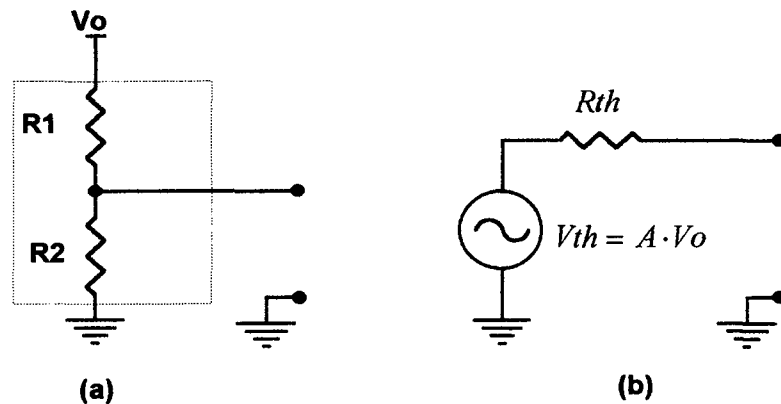


Figura 2.19 : Sensor de tensão resistivo (a) e equivalente thévenin (b)

Ganho do sensor e circuito equivalente *Thévenin*:

$$A = \frac{R2}{R1 + R2} \quad 2.40$$

e,

$$R_{th} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \quad 2.41$$

onde: A = ganho do divisor resistivo;

R_{th} = Resistência equivalente *Thévenin*.

Quando é necessário uma amostra da corrente, pode-se utilizar um resistor de pequeno valor como sensor, sendo esta uma alternativa de baixo custo. Sensores isolados também são utilizados e nestes casos tem-se um tipo de sensor para cada aplicação, sendo que a escolha deve considerar os níveis de corrente ou tensão e a resposta em frequência. Para os sensores isolados considera-se diretamente o ganho por ele imposto ao circuito de realimentação.

2.7 Circuito de Comando

Este circuito que é parte fundamental do conversor, está situado entre o circuito de tratamento do sinal de entrada e os transistores de potência e é caracterizado por sinais digitais.

Para o circuito de comando tem-se muitas possibilidades de implementação, onde deverão ser observadas como fator de escolha, inicialmente o tipo de circuito utilizado, o tipo de transistor do circuito de potência que será comandado, depois temos que observar a frequência de operação, razão cíclica necessária (ou a variação da razão cíclica) e, finalmente, a referência de tensão dos transistores a serem comandados. Tendo em mãos os dados acima pode-se iniciar a seleção dos componentes principais que serão utilizados (componente ativos) e a partir destes, pode-se calcular os componentes passivos conforme dados dos fabricantes dos mesmos. Alguns dos circuitos típicos são apresentados por Bascope e Perin.

2.8 Tratamento do sinal de Entrada

O sinal de entrada pode ser tratado de forma analógica ou digital. Várias formas de processamento podem ser incluídas nos amplificadores de altas potências, porém um amplificador de potência não deverá apresentar externamente muitos tipos de ajustes, além da chave liga/desliga e controle de volume, pois os mesmos são posicionados em locais de difícil acesso. O processamento a ser incluído deve somente servir para informar o estado do mesmo e para o seu próprio controle de funcionamento, como os circuitos de proteção térmica e elétrica.

2.9 Conclusão

Apresentou-se a análise detalhada do inversor meia-ponte operando em distintas regiões de potência de saída onde foram apresentadas as etapas de operação, conforme comando complementar dos transistores de potência.

Uma metodologia de projeto foi apresentada para o inversor meia-ponte, juntamente com o projeto do filtro de saída e circuito de comando de modo a operar com frequência de modulação dentro do espectro audível (20Hz e 20kHz).

A metodologia de projeto do circuito de controle, é apresentada sem a necessidade do traçado do diagrama de bode conforme [31] tornando o projeto direto através do equacionamento.

CAPÍTULO 3

PROJETO DO AMPLIFICADOR CLASSE D

3.1 Introdução

Para que se possa analisar a metodologia de projeto através de simulação e através de um protótipo, tem-se a necessidade da realização do projeto de um amplificador operando com topologia classe D conforme apresentado na análise e metodologia do capítulo 2.

Será apresentado neste capítulo o projeto de um amplificador com especificações apresentadas sendo que a escolha dos níveis de potência foi realizada a partir de [17] que especifica os níveis máximos de potência de amplificadores domésticos como de 100W, que é também o ponto de mínimo para amplificadores profissionais de grande porte. A impedância de saída, bem como os outros parâmetros considerados, são usuais em amplificadores de áudio.

3.2 Circuito de Potência a ser Projetado

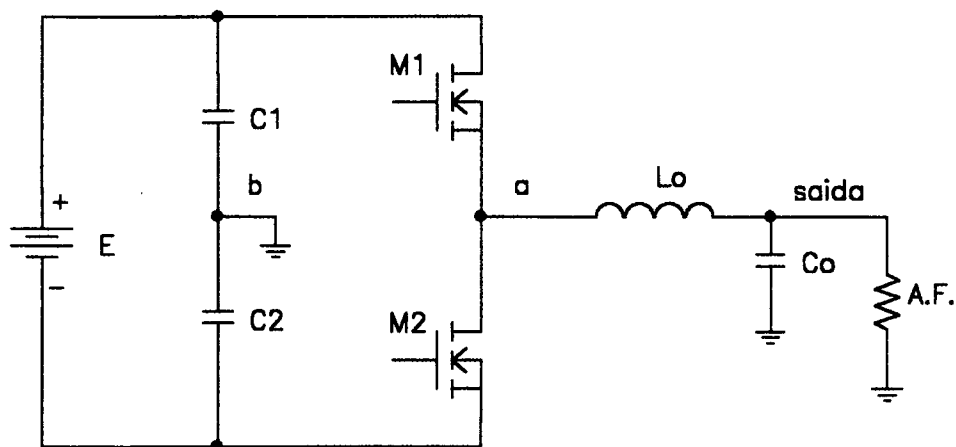


Figura 3.1 : Circuito de potência do amplificador

3.3 Especificações iniciais

Potência Eficaz de Saída (P_s): $P_o=100W$ (*RMS*)

Impedância nominal de Saída (Z_s): $Z_s=4\Omega$

3.4 Cálculo da Tensão e Corrente Máximas na Carga

Para efeito de projeto do circuito de potência, considera-se a carga como sendo resistiva. Calcula-se a tensão eficaz de saída considerando o sinal sinusoidal.

$$V_{s_{ef}} = \sqrt{P_o \cdot R_o} = \sqrt{100 \cdot 4} = 20V ,$$

então o valor máximo de tensão necessária na saída para se obter potência nominal, é:

$$V_{s_{max}} = 20 \cdot \sqrt{2} = 28,28V$$

E, conseqüentemente, uma corrente máxima de saída de:

$$I_{s_{max}} = \frac{V_{s_{max}}}{Z_s} = \frac{28,28}{4} = 7,07 A$$

3.5 Tensão necessária no barramento CC

A tensão no barramento E deverá ter o dobro do valor da tensão de saída máxima já que esta é dividida pela metade através de C1 e C2, para o caso ideal onde a razão cíclica máxima tende ao valor unitário.

$$E = 2 \cdot \frac{V_{s_{max}}}{D_{max}} \quad 3.1$$

onde,

$$D_{max} = 1 - \Delta D \quad 3.2$$

e ΔD é definido pelos atrasos no circuito de comando.

3.5.1 Atrasos no Circuito de Comando

Os atrasos no circuito de comando são desconsiderados no cálculo do circuito de controle conforme apresentado na Figura 2.13 onde tem-se no diagrama de blocos um ganho unitário (*drive*). Apesar de desprezados, para efeito de cálculo do compensador, os atrasos digitais do circuito de comando afetam diretamente o cálculo da tensão CC de alimentação do circuito de potência. Em um caso prático como o presente, tem-se uma perda de razão cíclica (ΔD), que é definida pelos atrasos no circuito de comando, tempo morto, perda na geração do sinal *PWM*, e o próprio tempo de comutação dos transistores. A perda de razão cíclica para um circuito que opera em frequências elevadas, torna-se expressiva uma vez que os atrasos possuem ordem de grandeza próximas ao valor do período de chaveamento.

Neste caso tem-se

$$\Delta D = \frac{t_s + t_d + t_m + t_a + t_{com}}{T_c} \quad 3.3$$

onde :

- ΔD = Perda de razão cíclica absoluta;
- t_s = tempo de bloqueio do Mosfet ($\cong 150\text{ns}$);
- t_d = tempo de entrada em condução do Mosfet ($\cong 150\text{ns}$);
- t_m = tempo morto (tempo em que os dois Mosfets permanecem desabilitados ($\cong 250\text{ns} \times 2$);
- t_a = tempo de atraso do circuito entre o sinal de controle e o gatilho do Mosfet ($\cong 300\text{ns}$);
- t_{com} = tempo devido a relação entre as tensões de comparação na geração da rampa e falta de precisão nos extremos ($\cong 800\text{ns}$);
- T_c = Período de comutação ($1/300\text{kHz} = 3,33\mu\text{s}$)

Pode-se determinar então, pela equação 3.3, o valor absoluto de ΔD

$$\Delta D = \frac{t_s + t_d + t_m + t_a + t_{com}}{T_c} = \frac{150\text{n} + 150\text{n} + 500\text{n} + 300\text{n} + 800\text{n}}{3,33\mu} = 0,57$$

$$D_{max} = 1 - \Delta D = 1 - 0,57 = 0,43$$

portanto,

$$E = 2 \cdot \frac{V_{O_{max}}}{D_{max}} = 2 \cdot \frac{28,28}{0,43} = 131,43V$$

Faz-se portanto uma aproximação para:

$$E = 140V$$

3.6 Transistores

3.6.1 Tensão máxima

A tensão máxima sobre os transistores em um circuito meia ponte ocorre quando o mesmo encontra-se bloqueado e o outro em condução fazendo com que a tensão sobre o mesmo fique com o valor da tensão de alimentação $E=140V$. Então:

$$V_{DSmax} = 140V$$

Seleciona-se então um transistor capaz de suportar tensões pouco acima desta, prevenindo eventuais sobretensões.

3.6.2 Corrente máxima

O transistor deverá suportar a corrente máxima que circulará no indutor de filtro para a frequência de áudio, ou seja, tomando a potência média de saída do amplificador que é de 100W para sinais sinusoidais compreendidos na faixa de frequência do áudio, então no limite de frequência mínima igual a 20Hz resulta um valor de pico que, para a frequência de chaveamento dos transistores, pode ser considerada constante e servirá para o dimensionamento dos semicondutores.

Resumindo, a capacidade máxima de corrente média nos transistores deve ser maior que o valor de pico máximo na carga. No caso,

$$I_{Dmáx} = 7,07A$$

Transistor selecionado disponível:

Tipo	Vd [V]	Id [A]	Rdson [Ω]	Ciss [pf]	Coss [pf]	Crss [pF]	gfs	Encaps	Rth [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]	Tjmax [$^{\circ}\text{C}$]
IRF640	200	18	0.18	1600	750	300	6	TO220	1	150
PRF640	200	18	0.18	1600	750	300	6	TO220	1	150
BUK456-200A	200	19	0.16	2000	400	100	12	TO220	1	175
BUK456-200B	200	17	0.2	2000	400	100	12	TO220	1	175

A escolha do Mosfet IRF640 é realizada devido ao atendimento às especificações e, além disto, da disponibilidade do mesmo.

3.7 Filtro de Saída

Primeiramente deve ser definida a largura de banda ou resposta em frequência desejada. Tendo em mãos o valor da frequência máxima a ser amplificada, pode-se especificar a frequência de corte do filtro de saída.

Para o presente caso deseja-se obter resposta plana em toda a faixa considerada audível, então tem-se como limite superior, 20kHz e pode-se definir a frequência do polo ressonante do filtro de saída como sendo:

$$f_c = 30\text{kHz}$$

Pode-se, então, definir a frequência de chaveamento dos transistores tal que seja fácil de ser filtrada e que não ofereça grandes problemas de implementação prática. No caso utilizou-se frequência de chaveamento com valor em uma década acima da frequência ressonante do par LC de saída ($f_s=300\text{kHz}$).

A fim de evitar oscilações demasiadas provocadas pelo filtro de saída e também obter tempo de resposta mínimo, utiliza-se como dado de entrada para o projeto do filtro o fator de amortecimento $\xi=1$, podendo-se então calcular o valor do indutor e do capacitor, uma vez que a impedância de carga é conhecida e considerada resistiva de valor $R_L=4\Omega$.

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad 3.4$$

$$C_f = \frac{1}{R_L \cdot 2 \cdot \xi \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{1}{4 \cdot 2 \cdot 0,7 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^3} = 947,35\text{nF} \quad 3.5$$

pode-se então utilizar dois capacitores em paralelo com valor comercial total de:

$$C_f = 0,94\mu F \quad 3.6$$

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} = \frac{1}{(2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,94 \cdot 10^{-6}} = 29,94\mu H \quad 3.7$$

Utiliza-se então, o valor de L_f conforme abaixo:

$$L_f = 30\mu H \quad 3.8$$

3.8 Divisor de Tensão de Barramento

Para a operação em malha aberta, conforme o circuito apresentado na Figura 3.1, é necessário ainda determinar, para o circuito de potência, os valores dos capacitores C_1 e C_2 . Estes capacitores formam o divisor de tensão capacitivo e geram o ponto central de referência para o circuito meia ponte. Estes capacitores são determinados pela frequência de corte inferior desejada para este amplificador.

Para baixas frequências pode-se desprezar o efeito do filtro utilizado para eliminar a frequência de chaveamento. Tem-se então um filtro de primeira ordem passa-alta formado por C_1 , C_2 e Z_s , sendo que para o circuito equivalente de corrente alternada, C_1 está em paralelo com C_2 conforme circuito apresentado na Figura 3.2.

Para as frequências do sinal de áudio considera-se que o filtro de saída é transparente, ou seja, o indutor L_o é um curto circuito e o capacitor C_o um circuito aberto, então tem-se a seguir:

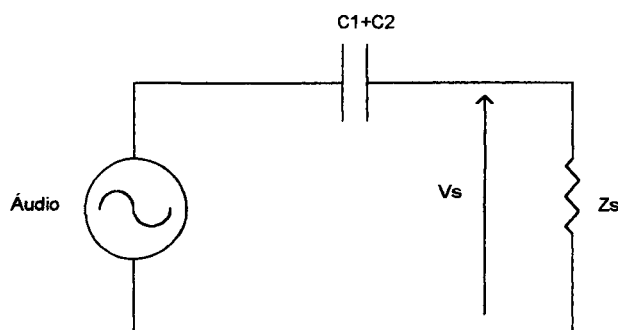


Figura 3.2 : Modelo equivalente ca de saída para baixas frequências

Nota-se que o modelo equivalente torna-se idêntico a um filtro passa-altas de primeira ordem.

Observando-se então, o circuito da Figura 3.2, pode-se determinar que a frequência de corte inferior f_i é:

$$f_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_o \cdot (C_1 + C_2)} \quad 3.9$$

Especificando-se a frequência de corte inferior como sendo de 20Hz pode-se determinar o valor da capacitância $(C_1 + C_2)$ como segue,

$$(C_1 + C_2) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_o \cdot f_i} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 4 \cdot 20} = 1,99mF \quad 3.10$$

Para que a tensão do barramento de alimentação E fique dividida pela metade no ponto central faz-se $C_1 = C_2$ então,

$$C_1 = C_2 = \frac{(C_1 + C_2)}{2} = \frac{1,99 \cdot 10^{-3}}{2} = 995,22 \mu F \quad 3.11$$

Utiliza-se então um valor comercial mais próximo, ou seja:

$$C_1 = C_2 = 1000 \mu F \quad 3.12$$

3.9 Sensor de Tensão de Saída

A determinação dos valores dos resistores para o divisor de tensão de saída leva em conta, em primeiro lugar, o nível máximo de tensão que será gerado na saída do conversor e o nível máximo de tensão admitido no circuito de compensação. A segunda condição é a impedância máxima do divisor de modo que o compensador funcione adequadamente. Neste caso que é especificado o valor para a tensão de saída máxima de 28,8V e a tensão de entrada do compensador igual à máxima tensão de entrada de referência de 0,75V (valor dentro da faixa usual utilizado em amplificadores de potência), tem-se então:

$$V_{ep} = A \cdot V_{sp} \quad 3.13$$

$$A = \frac{V_{ep}}{V_{sp}} = \frac{0,75}{28,8} = \frac{1}{38,4} \quad 3.14$$

Como,

$$A = \frac{R2}{R1 + R2} \quad 3.15$$

Define-se um valor prático para R2 e então determina-se R1 e Rth (resistor equivalente thévenin):

$$R2 = 2,2k\Omega \quad 3.16$$

então,

$$R1 = \frac{R2}{A} - R2 = \frac{2,2k}{1/38,4} - 2,2k = 82,28k\Omega \quad 3.17$$

utiliza-se o valor comercial de:

$$R1 = 82k\Omega \quad 3.18$$

e,

$$R_{th} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = \frac{2,2 \cdot k \cdot 82 \cdot k}{2,2 \cdot k + 82 \cdot k} = 2,14k\Omega \quad 3.19$$

3.10 Controle

O circuito de controle utilizado é apresentado na Figura 3.3. Este compensador foi escolhido devido a atender as características de tempo de resposta segundo a análise teórica vista no Capítulo 2 seção 2.6.4. O projeto foi realizado através da metodologia apresentada por [31].

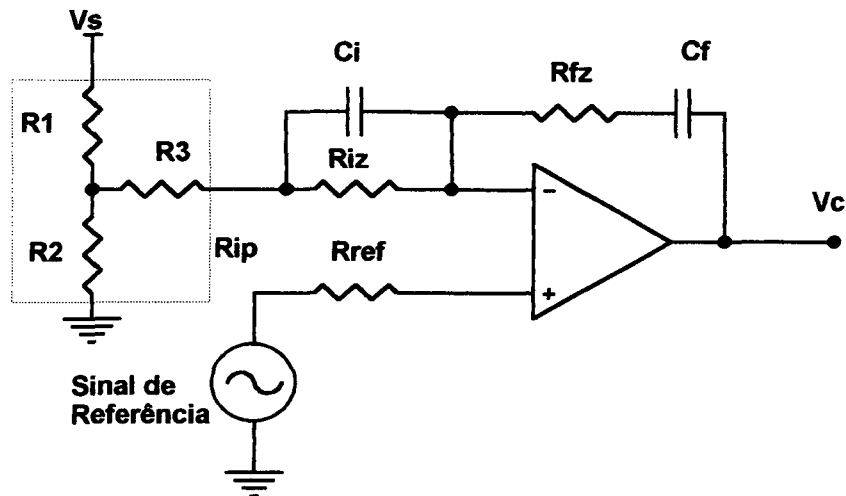


Figura 3.3 : Compensador incluindo o divisor resistivo ($r1+r2+r3$) e o equivalente com rip .

Especificações iniciais:

- $V_{spp} = 56,6V$
- $E = 140V$
- $f_s = 300kHz$
- $L_o = 28,1\mu H$
- $C_o = 0,97\mu F$
- $V_{se} = 3,5V$
- $R_{se} \cong 0.8\Omega$

1-Cálculo da frequência de cruzamento de ganho f_c :

$$f_c = \frac{f_s}{4} = \frac{300 \cdot kHz}{4} = 75 \cdot kHz$$

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot fc = 471,24 \cdot k \cdot \frac{rad}{s} \quad 3.21$$

2-Define-se o valor de um dos componentes utilizados:

$$Rfz = 100 \cdot k\Omega \quad 3.22$$

3-Pode-se utilizar a equação da condição de módulo para determinar o valor do resistor Rip, considerando o ganho do sensor (A) :

$$A \cdot \left(\frac{E}{Vs} \cdot \frac{Ro \cdot Rse}{(Ro + Rse) \cdot Lo} \right) \cdot \left(\frac{Rfz}{Rip} \cdot \frac{1}{\omega c} \right) = 1 \quad 3.23$$

Substituindo-se os valores numéricos:

$$\frac{1}{38,4} \cdot \left(\frac{140}{3,5} \cdot \frac{0,8}{30 \cdot 10^{-6}} \right) \cdot \left(\frac{100 \cdot k}{Rip} \cdot \frac{1}{471,24 \cdot k} \right) = 1 \quad 3.24$$

$$Rip = 5,89k\Omega \quad 3.25$$

$$R3 = Rip - Rth = 3,75k\Omega \quad 3.26$$

Como R3 é um resistor que será fisicamente utilizado escolhe-se o valor comercial mais próximo:

$$R3 = 3,3k\Omega \quad 3.27$$

4-Cálculo de Cf:

$$\sqrt{Lo \cdot Co} = Rfz \cdot Cf \quad 3.28$$

$$\sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 0,94 \cdot 10^{-6}} = 100 \cdot k \cdot Cf \rightarrow Cf = 53,1pF \quad 3.29$$

Escolhe-se o valor comercial de:

$$Cf = 56pF \quad 3.30$$

5- Calcula-se então os componentes restantes com um sistema de duas equações:

$$\sqrt{L_o \cdot C_o} = R_{iz} \cdot C_i \quad 3.31$$

$$\sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 0,94 \cdot 10^{-6}} = R_{iz} \cdot C_i \rightarrow C_i = \frac{\sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 0,94 \cdot 10^{-6}}}{R_{iz}} \quad 3.32$$

$$R_{se} \cdot C_o = \left(\frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}} \right) \cdot C_i \quad 3.33$$

$$0,8 \cdot 0,94 \cdot 10^{-6} = \left(\frac{5,89 \cdot 10^3 \cdot R_{iz}}{5,89 \cdot 10^3 + R_{iz}} \right) \cdot \frac{\sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 0,94 \cdot 10^{-6}}}{R_{iz}} \rightarrow R_{iz} = 35,7k\Omega \quad 3.34$$

Usando-se valores comerciais:

$$R_{iz} = 33k\Omega + 2,7k\Omega \quad 3.35$$

$$\sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 0,94 \cdot 10^{-6}} = 35,7 \cdot 10^3 \cdot C_i \rightarrow C_i = 148,74pF \quad 3.36$$

Adota-se:

$$C_i = 150pF \quad 3.37$$

3.11 Conclusão

Apresentou-se o projeto do circuito de potência do inversor meia-ponte, juntamente com o circuito de controle e previsão de atrasos existentes no circuito de comando.

Os atrasos digitais que aparecem em um circuito de comando real não são aqui considerados para efeito do projeto do compensador, devido a frequência de cruzamento de ganho, projetada para 75kHz estar abaixo da metade da frequência referente ao tempo de atraso total de 1,1μs (equivalente a ≅900kHz). A medida em que se exige menores tempos de resposta do circuito de comando, tem-se a necessidade de levar em consideração os atrasos digitais [36].

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1 Introdução

Os resultados de simulação são apresentados em forma de curvas e tabelas, iniciando com as curvas relativas ao funcionamento interno do inversor meia-ponte, e posteriormente, analisando o amplificador externamente por seus terminais de entrada e de saída.

As simulações foram realizadas utilizando programas de simulação tais como *MicroSim DesignLab 7.1* e *Mathcad 6.0*. Para tanto tem-se uma entrada de dados via diagrama esquemático conforme apresentado na Figura 4.1, onde pode-se ter uma visualização do circuito e idealizações; e ainda a possibilidade de entrada de dados via texto, que também é utilizada para execução do simulador através de um editor de texto. O procedimento de geração de curvas é diferente para cada resultado apresentado, devido aos diferentes recursos o que traz diferentes formas de apresentação das mesmas.

4.2 Simulação em Malha Aberta

Os simulações que representam o funcionamento do inversor são realizadas utilizando-se uma referência em 20kHz, no limite superior de funcionamento para o áudio, de modo que o comportamento das comutações fica visível. As comutações são apresentadas com ampliações nos intervalos de funcionamento conforme região 1 e 2 definida no capítulo 2, Figura 2.2.

4.2.1 Entrada de Dados

A entrada de dados é apresentada na forma de diagrama esquemático conforme a Figura 4.1 e posteriormente através de seu arquivo representativo, onde pode-se obter os valores das variáveis internas dos componentes que compõem o referido diagrama.

4.2.1.1 Diagrama esquemático

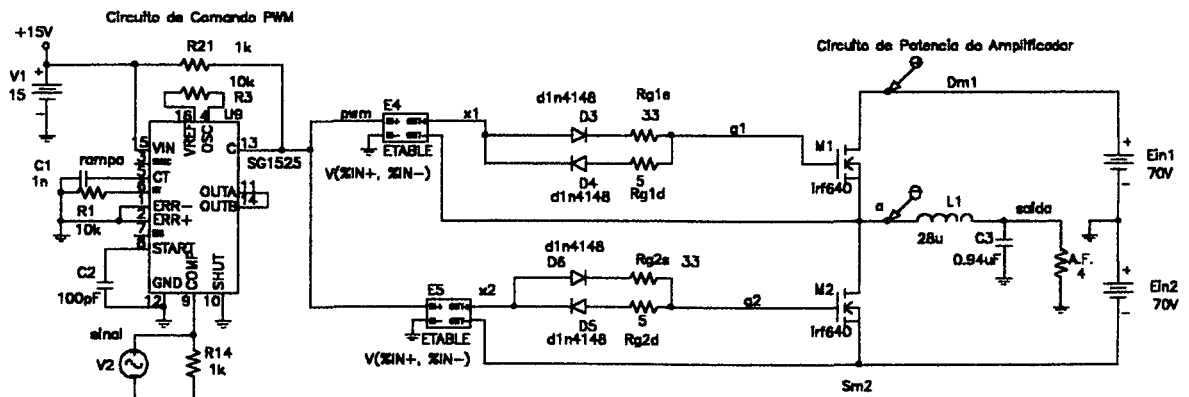


Figura 4.1 : Esquemático PWM1.sch do "Design Lab.7.1"

4.2.1.2 Texto

A entrada de dados via texto é apresentada a seguir, e é composta por dois arquivos de diferentes extensões, a primeira com extensão *.cir, com definições gerais, e a segunda *.net que define os nós do circuito.

Arquivo 1: pwm.cir

```
* Schematics Version 7.1
* October 1996
* Tue Dec 09 20:51:32 1997
** Analysis setup **
.tran 0.1us 1ms 0.1ms 0.1us
.four 1kHz 30 V({saida})
.OPTIONS ABSTOL=100nA
.OPTIONS ITL4=200
.OPTIONS VNTOL=1mV
.OP
```

```
* From [SCHEMATICS NETLIST]
* section of msim.ini:
.lib nom.lib
```

```
.INC "pwm1.net"
.INC "pwm1.als"
.probe N(a)
.probe N(saida)
.probe N(sinal)
.probe I(R_A_F_)
```

```
.END
```

Arquivo 2: pwm.net

```
* Schematics Netlist *
C_C2 0 $N_0001 100pF
D_D5 $N_0002 x2 D1N4148
D_D6 x2 $N_0003 D1N4148
R_Rg2s $N_0003 g2 33
```

```
R_R3 $N_0005 $N_0004 10k
D_D4 $N_0006 x1 D1N4148
D_D3 x1 $N_0007 D1N4148
R_Rg1s $N_0007 g1 33
R_Rg1d $N_0006 g1 5
R_Rg2d $N_0002 g2 5
M_M1 Dm1 g1 a a IRF640
M_M2 a g2 Sm2 Sm2 IRF640
V_Ein1 Dm1 0 70V
V_Ein2 0 Sm2 70V
C_C1 0 7 1n
V_V1 +15V 0 15
R_R21 +15V pwm 1k
R_R14 0 sinal 1k
L_L1 a saida 28u IC=0
E_E5 x2 Sm2 TABLE { V(pwm, 0) }
+ ( (5,0) (10,15) )
E_E4 x1 a TABLE { V(pwm, 0) }
+ ( (5,15) (10,0) )
X_U9 0 0 $N_0004 7 $N_0001 sinal 0
$N_0008 0 pwm $N_0008 +15V $N_0005
+ SG1525
+ PARAMS: PERIOD=3.33us DEADTIME=0.1us
R_R1 0 $N_0010 10k
C_C3 0 saida 0.94uF IC=0
R_A_F_ 0 saida 4
V_V2 sinal 0 DC 0 AC 1
+SIN 2.13V 0.565V 20k 0 0 0
```

```
** Floating/unmodeled pin fixups **
R_UC0001 $N_0010 0 {1/GMIN}
```

4.3 Resultados

Primeiramente os resultados de simulação são apresentados para o circuito em malha aberta conforme Figura 4.1, explicitando-se as diversas curvas de tensão e corrente nos elementos do circuito; posteriormente, faz-se as análises referentes às especificações do amplificador visto por seus terminais de entrada e saída.

4.3.1 Sinal de Modulação e Comando

No circuito simulado (Figura 4.1) faz-se a comparação do sinal de entrada com a rampa, de forma a produzir o sinal de comando PWM e acionar os transistores de potência. O sinal de rampa é gerado internamente pelo circuito integrado SG1525 e é comparado internamente com o sinal de entrada que representa o áudio. A Figura 4.2 apresenta o sinal de entrada (V_{sinal}) juntamente com rampa (V_{rampa}) para a geração do sinal PWM e os sinais de saída de comando complementar ($V(x1,a)$) e ($V(x2,Sm2)$), que representam a saída de um opto-acoplador, para M1 e M2 respectivamente.

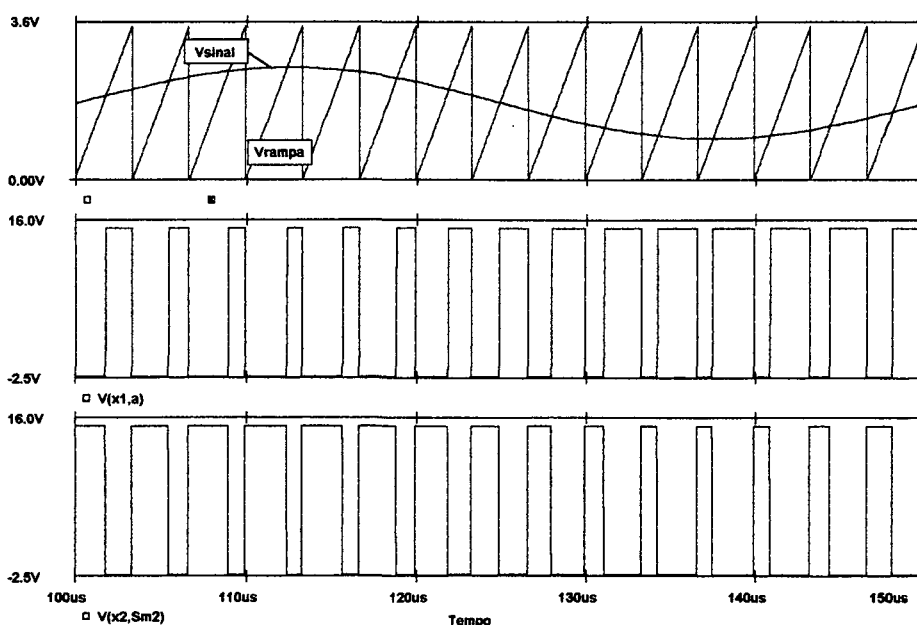


Figura 4.2 - Sinais de modulação e comando.

Observa-se que a tensão sinusoidal $V(\text{sinal})$ possui a amplitude limitada a um valor menor que o máximo valor da tensão de rampa, isto como previsão aos limites de implementação prática. Através do circuito da Figura 4.1 pode-se observar ainda que os sinais

de comando representados na Figura 4.2 são isolados galvanicamente (eletricamente isolados).

4.3.2 Tensão e corrente sobre os transistores

Para a modulação PWM e carga nominal pode-se observar nas Figuras 4.3 e 4.4 a forma de onda da tensão sobre os transistores de controle da energia entregue à carga. Nota-se que o valor máximo de tensão sobre os mesmos atinge o valor máximo da tensão do barramento CC (E), e a corrente segue com um valor de pico igual ao valor na carga mais uma pequena variação, que é dependente da carga. Os níveis de tensão são complementares em cada transistor, como pode-se observar, e a corrente negativa sobre os transistores circula através de seus diodos internos em anti-paralelo.

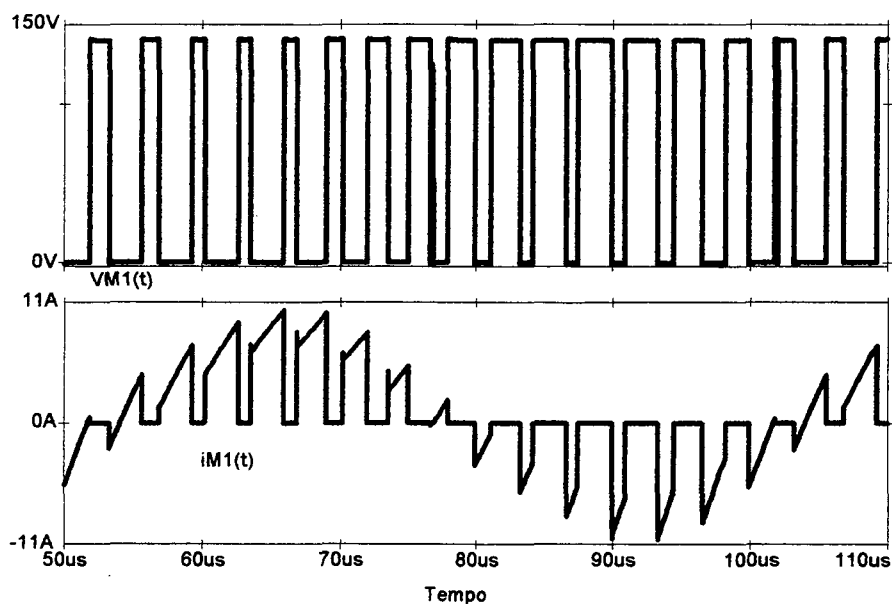


Figura 4.3 : Tensão sobre o transistor $M1$ ($v_{M1}(t)$) e corrente $i_{M1}(t)$

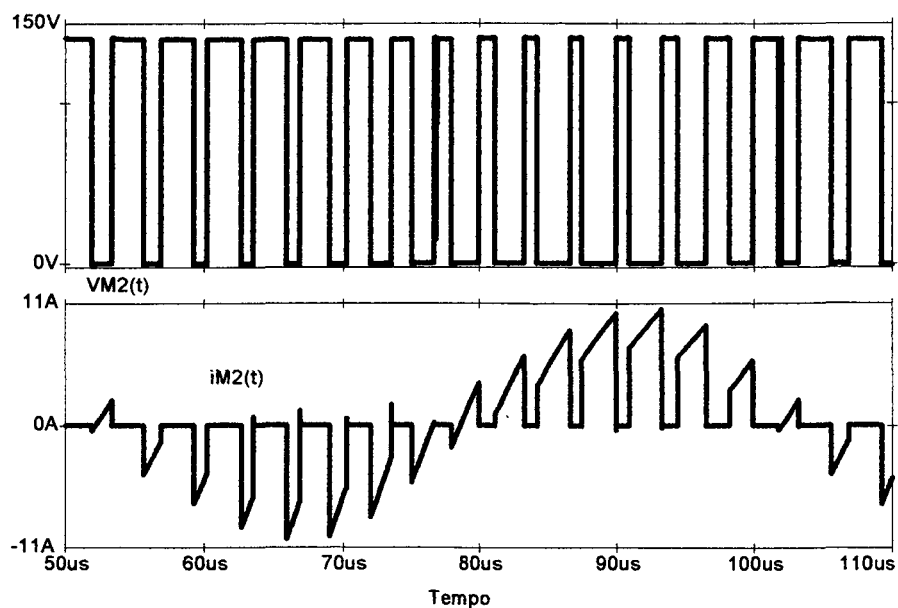


Figura 4.4 : Tensão sobre o transistor M2 ($VM2(t)$) e corrente $iM2(t)$

4.3.2.1 Comutação dos Transistores

A Figura 4.5 apresenta a comutação do transistor M1 no momento de maior corrente de saída (máxima potência), onde não existe a inversão da corrente no indutor do filtro de saída. Pode-se observar a comutação extremamente dissipativa tanto no bloqueio, quanto na entrada em condução, uma vez que a tensão estando no valor máximo somente atinge o mínimo quando a corrente já alcançou o seu valor máximo (menos a ondulação), e acontecendo o inverso no momento do bloqueio do transistor.

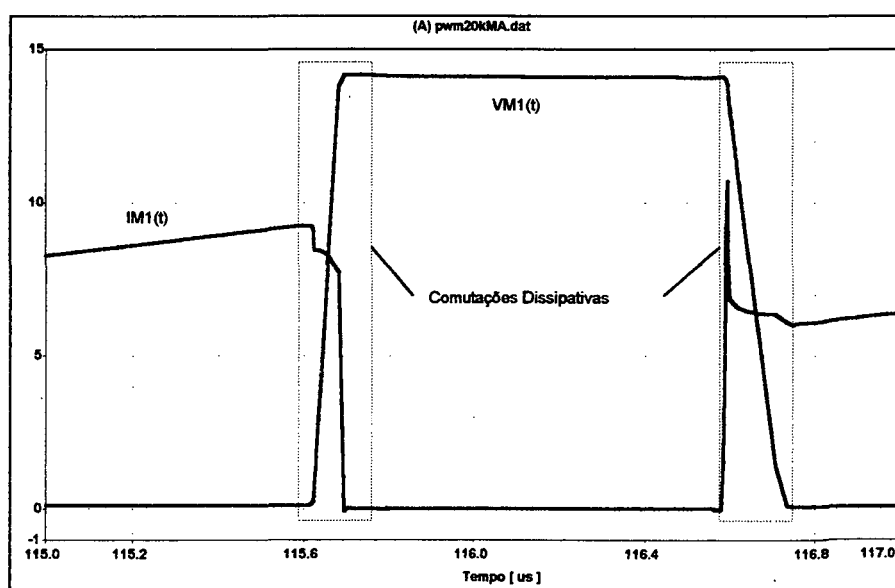


Figura 4.5 : Tensão sobre o transistor M1 ($VM1(t)$) e corrente $iM1(t)$

Para os níveis de tensão de saída próximos a zero, o conversor opera com razão cíclica próxima de 50% e por consequência a corrente média no indutor de filtro ($L1$) esteja próxima do nível zero; portanto, considerando a ondulação de corrente na frequência de comutação, tem-se a cada ciclo de comutação, inversão da mesma fazendo com que o transistor deixe de conduzir a corrente mesmo antes de ser comandado a bloquear, conforme visto no Capítulo 2 - item 2.2. A corrente, tendo invertido de sentido, proporciona uma comutação natural no transistor que a conduz. No instante do bloqueio, como a única capacitância existente em paralelo com os terminais (Dreno e Fonte) do transistor é a capacitância intrínseca. Observa-se ainda pela Figura 4.6, que as comutações são dissipativas.

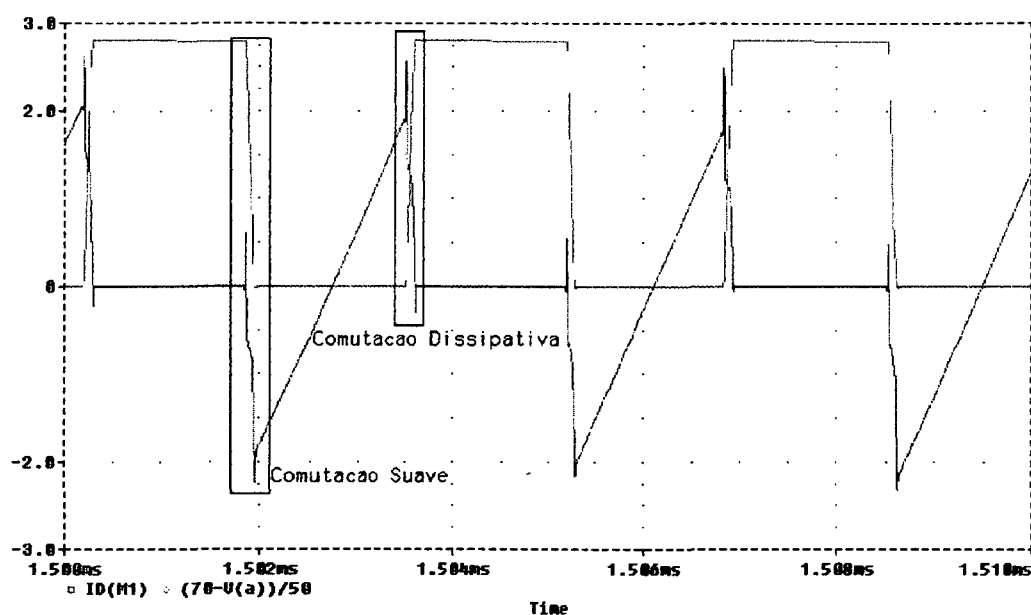


Figura 4.6 : Tensão sobre o transistor M1 ($V_{MI}(t)$) e corrente $i_{M1}(t)$

4.4 Tensão Entre os Terminais ab

A tensão entre os terminais ab apresentada na Figura 4.7 é produzida pela comutação entre M1 e M2 com pulsos de largura variável com a modulação PWM e amplitude dependente da tensão de barramento CC. Esta tensão será filtrada pelo filtro passa baixa de saída recuperando a forma do sinal de entrada amplificado. Observa-se ainda uma pequena ondulação, nos níveis máximos e mínimos na frequência de modulação, oriundos da queda de tensão na resistência R_{dson} dos Mosfet's M1 e M2. Esta ondulação é um dos fatores causadores de distorção harmônica na saída, e supõem-se que a utilização de transistores,

como IGBT's poderia reduzir esta ondulação, uma vez que apresentam queda de tensão constante durante a condução.

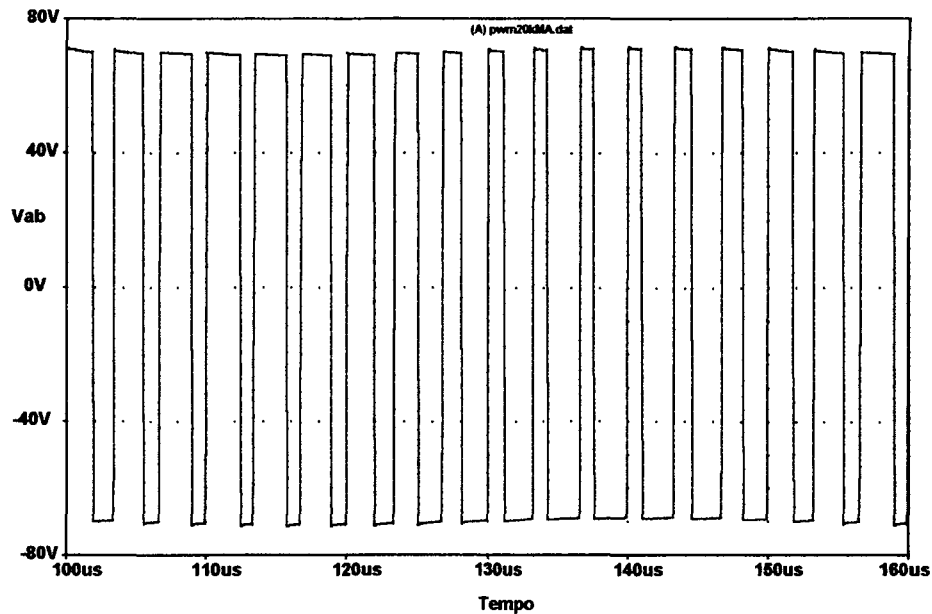


Figura 4.7 : Tensão entre o terminal **a** e a referência **b**.

4.5 Saída

Apresenta-se na Figura 4.8 a tensão e a corrente de saída em 20kHz de modo a demonstrar os limites, conforme valores nominais projetados. Através destes, pode-se notar que a carga é resistiva, ou seja, a carga apenas faz circular a corrente no circuito, de modo que se possa testar os limites de operação. As curvas foram reconstruídas a partir dos pontos gerados pelo *DesignLab*, utilizando para isto o *Mathcad*.

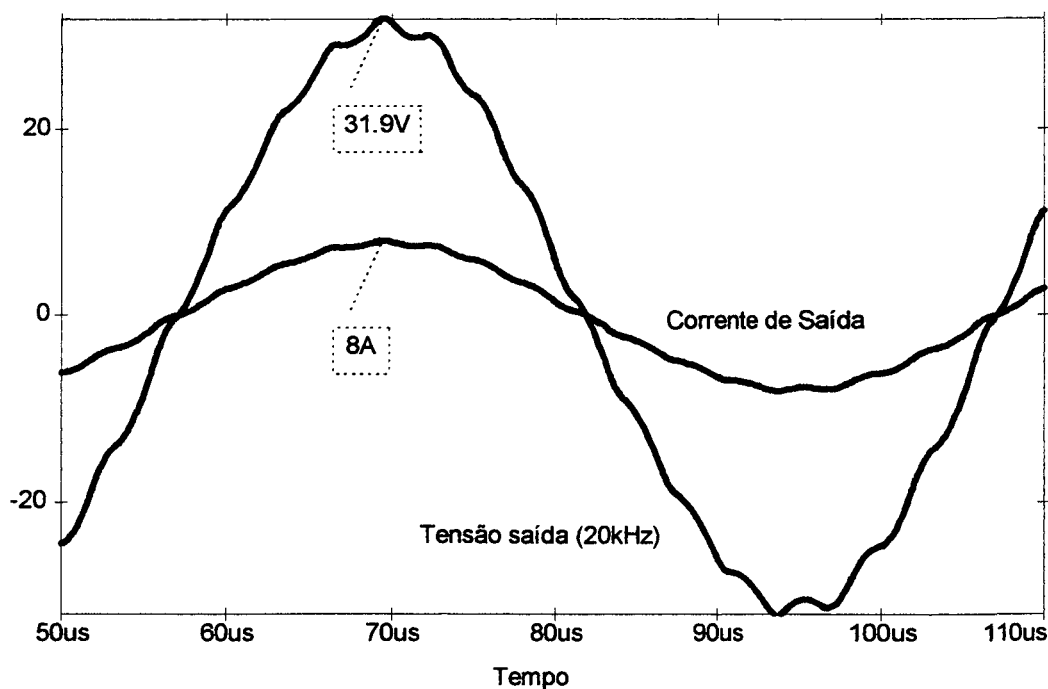


Figura 4.8 : Tensão e corrente de saída para potência máxima e sinal de entrada com frequência de 20kHz.

4.6 Potência de Saída

A Figura 4.9 apresenta os valores instantâneos de potência de saída. Pode-se observar que apesar do valor médio da potência de saída ser de, aproximadamente, 100W, a potência instantânea atinge aproximadamente 200W. A potência instantânea é processada pelos transistores de saída em qualquer frequência de modulação, portanto, apesar da curva ser apresentada em 20kHz, o inversor pode também operar com modulação em 20Hz, de onde pode-se afirmar que, visto da frequência de comutação, a potência média de saída é de 200W.

Para tratar das perdas total nos transistores e dimensionar os dissipadores de calor utiliza-se a potência média nominal (RMS) de saída e pode-se levar em consideração que um sinal de música com energia num amplo espectro de frequência (por exemplo “Rock”) não ultrapassará 50% de potência eficaz relativa ao sinal sinusoidal [39], medida no período que o estágio de potência leva para atingir o regime térmico.

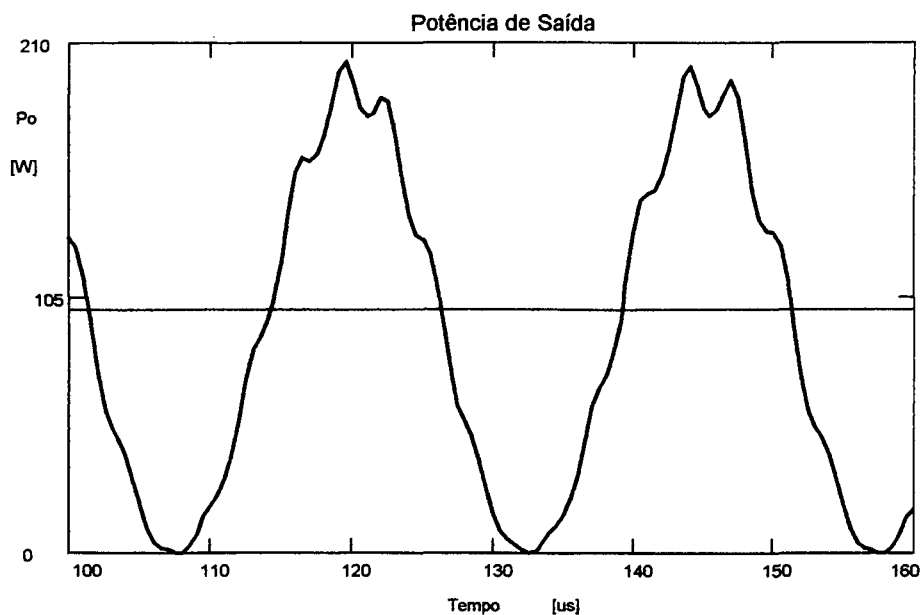


Figura 4.9 : Potência de saída.

4.7 Sinal de Entrada e Saída

Apresenta-se na Figura 4.10 o sinal de entrada e de saída em 20kHz do amplificador operando em malha aberta, onde observa-se o atraso de fase devido ao filtro LC de saída. Observa-se também o ganho de tensão para esta frequência que está em aproximadamente 48 [V/V], conforme apresentado.

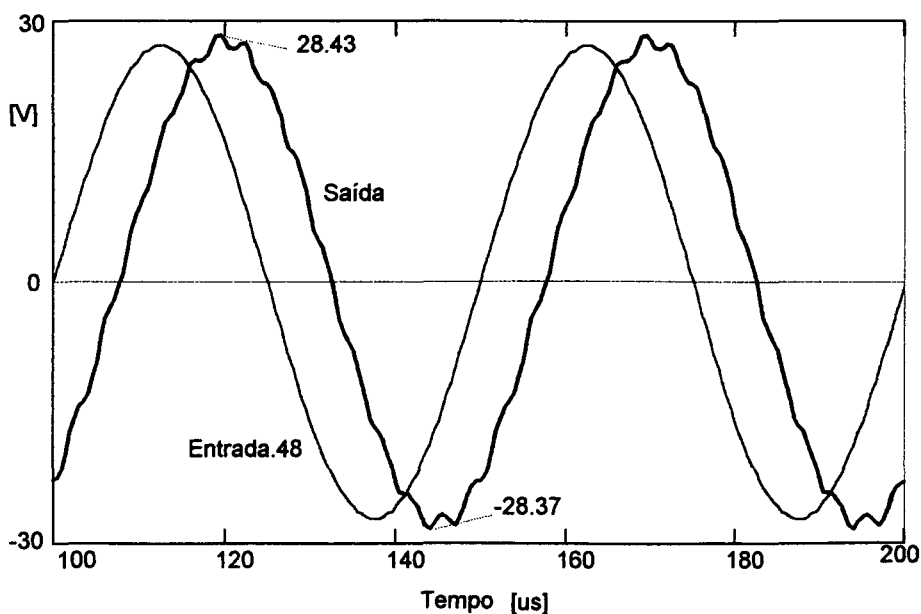


Figura 4.10 : Sinal de entrada e de saída em malha aberta 20kHz

Na Figura 4.11 pode-se observar as tensões de entrada e de saída para 1kHz com o circuito operando em malha aberta. A ação do filtro de saída em 1kHz é praticamente nula; portanto tem-se uma pequena diferença de fase entre a entrada e a saída (saída levemente atrasada em relação à entrada). O ganho de tensão do amplificador nas condições apresentadas (1kHz- malha aberta *MA*), é de 49,2 [V/V] sendo que o ganho em malha aberta para 20kHz é de 48.

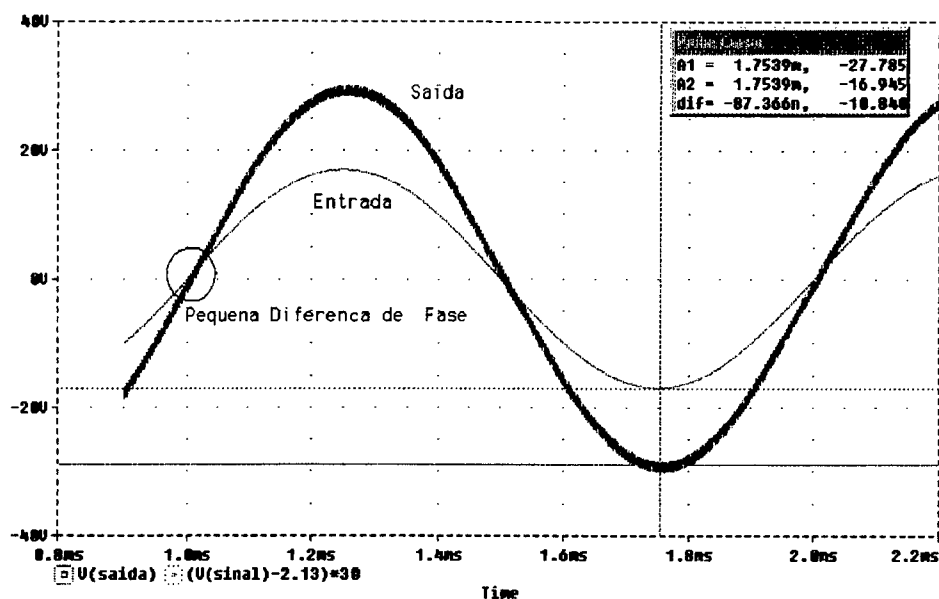


Figura 4.11 : Sinal de entrada e de saída em malha aberta 1kHz

4.8 Simulação em Malha Fechada

A simulação em malha fechada foi realizada utilizando-se o compensador projetado no Capítulo 3, utilizando-se um amplificador operacional equivalente (LF411) ao utilizado na implementação prática (CA3040), conforme apresentado na Figura 4.12.

4.8.1 Entrada de dados

4.8.1.1 Diagrama esquemático

O diagrama esquemático apresentado na Figura 4.12 representa o circuito prático implementado do amplificador Classe D, exceto pelo circuito de alimentação auxiliar e isolamento galvânica que é feita por fontes de tensão controladas por uma tensão diferencial (E4 e E5).

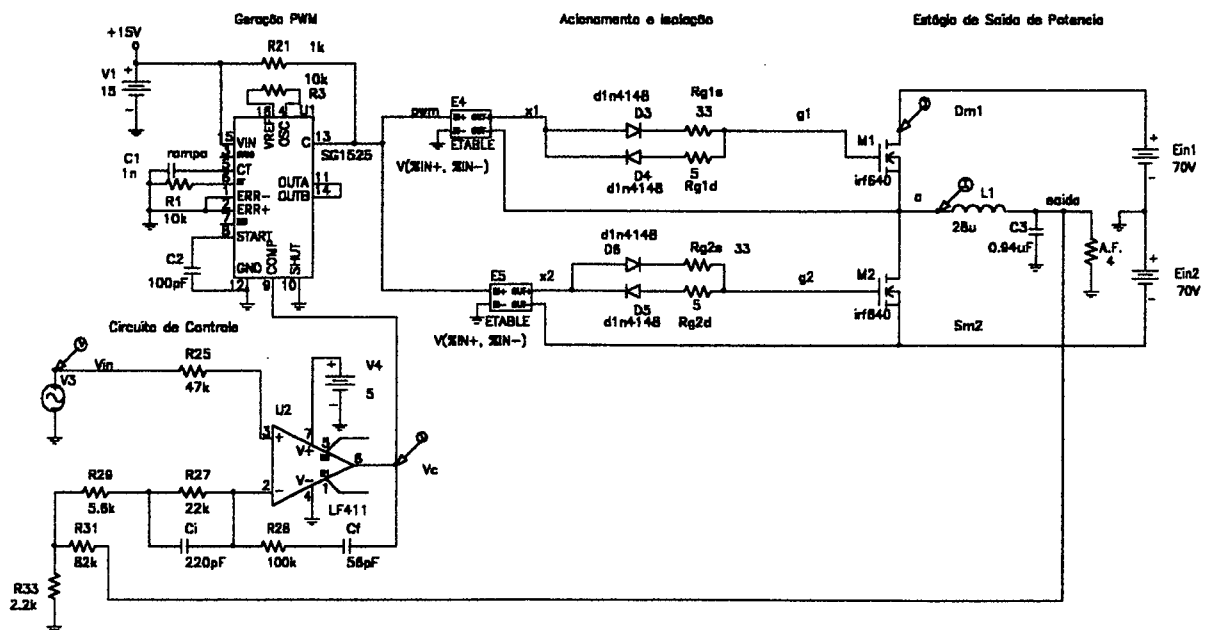


Figura 4.12 : Esquemático PWMIMF.sch do "Design Lab.7.1" do amplificador classe D em malha fechada.

4.8.1.2 Entrada de Dados em Forma de Texto

Assim como para a simulação em malha aberta, gerou-se dois arquivos contendo as informações necessárias para a simulação do amplificador Classe D em malha fechada no programa de simulação *Microsim DesignLab 7.1*.

Arquivo 1 - pwm1kmf.cir

```
* \\Morpheu\morpheu\usuarios\Frank\pwm1kmf.sch
* Schematics Version 7.1 - October 1996
* Mon Nov 24 09:16:09 1997
```

```
** Analysis setup **
tran 0.5us 17ms 0.1ms 0.5us
.four 60Hz 99 V(saída)
.OPTIONS ABSTOL=100nA
.OPTIONS ITL4=200
.OPTIONS VNTOL=1mV
.OP
```

```
* From [SCHEMATICS NETLIST] section of msim.ini:
.lib nom.lib
```

```
.INC "pwm1kmf.net"
.INC "pwm1kmf.als"
```

```
.probe/CSDF N(Vc)
.probe/CSDF Id(M_M1)
.probe/CSDF I(L_L1)
.probe/CSDF I(R_A_F_)
.probe/CSDF N(Vin)
.probe/CSDF N(saída)
```

```
.END
```

Arquivo 2 - pwm1kmf.net

```
* Schematics Netlist *
```

```
R_R1 0 $N_0001 10k
C_C2 0 $N_0002 100pF
D_D5 $N_0003 x2 D1N4148
D_D6 x2 $N_0004 D1N4148
R_Rg2s $N_0004 g2 33
R_R3 $N_0006 $N_0005 10k
D_D4 $N_0007 x1 D1N4148
```

```
D_D3 x1 $N_0008 D1N4148
R_Rg1s $N_0008 g1 33
R_Rg1d $N_0007 g1 5
R_Rg2d $N_0003 g2 5
M_M2 a g2 Sm2 Sm2 IRF640
V_Ein1 Dm1 0 70V
V_Ein2 0 Sm2 70V
C_C1 0 rampa 1n
X_U9 0 0 $N_0005 rampa $N_0002 Vc 0 $N_0009 0 pwm
$N_0009 +15V $N_0006
+ SG1525
+ PARAMS: PERIOD=3.33us DEADTIME=0.1us
R_R21 +15V pwm 1k
R_R25 Vin $N_0012 47k
R_R27 $N_0014 $N_0013 22k
C_Ci $N_0014 $N_0013 220pF
R_R28 $N_0013 $N_0015 100k
R_R33 0 $N_0016 2.2k
R_R29 $N_0016 $N_0014 5.6k
C_Cf $N_0015 Vc 56pF
E_E4 x1 a TABLE { V(pwm, 0) }
+ ((5,15) (10,0))
E_E5 x2 Sm2 TABLE { V(pwm, 0) }
+ ((5,0) (10,15))
X_U13 $N_0012 $N_0013 $N_0017 0 Vc LF411
V_V4 $N_0017 0 5
V_V1 +15V 0 15
R_R31 $N_0016 saída 82k
C_C3 0 saída 0.94uF
M_M1 Dm1 g1 a a IRF640
L_L1 a saída 28u
R_A_F_ 0 saída 4
V_V3 Vin $N_0020 DC 0 AC 1
+SIN 0 0.1 7k 0 0 0
V_V6 $N_0020 0 DC 0 AC 1
+SIN 0 0.4 60 0 0 0
```

```
** Floating/unmodeled pin fixups **
R_UC0001 $N_0001 0 {1/GMIN}
```

4.8.2 Sinal de Entrada e Saída

A Figura 4.13 apresenta o sinal de entrada e de saída para a frequência de 20kHz em malha fechada. Pode-se verificar que a diferença de fase entre os sinais é praticamente nula e o ganho em tensão é de 42 [V/V], devido à correção incluída pelo compensador da malha de

realimentação. Pode-se também observar visualmente que a distorção entre os sinais fica sendo somente a ondulação da frequência de comutação.

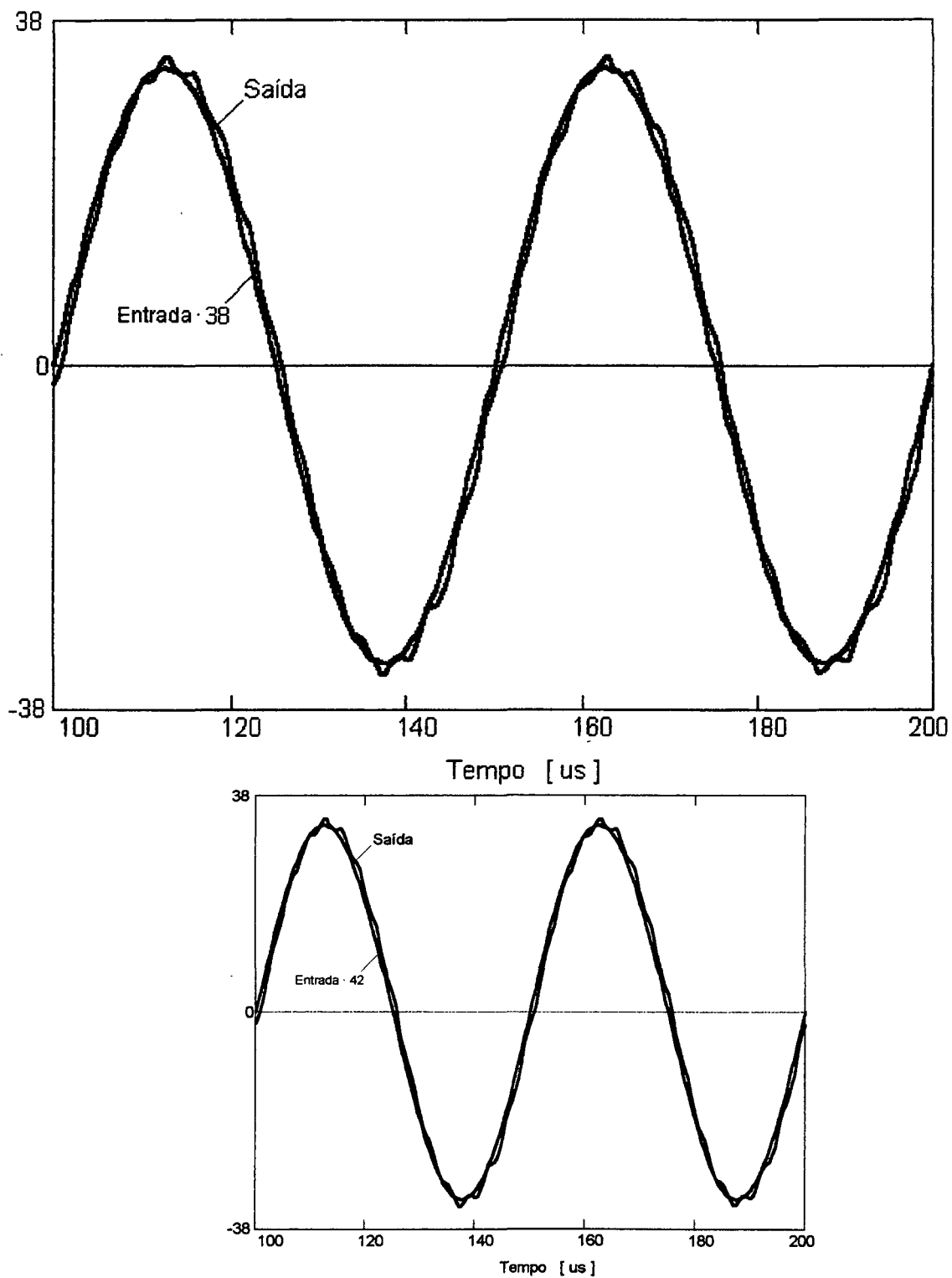
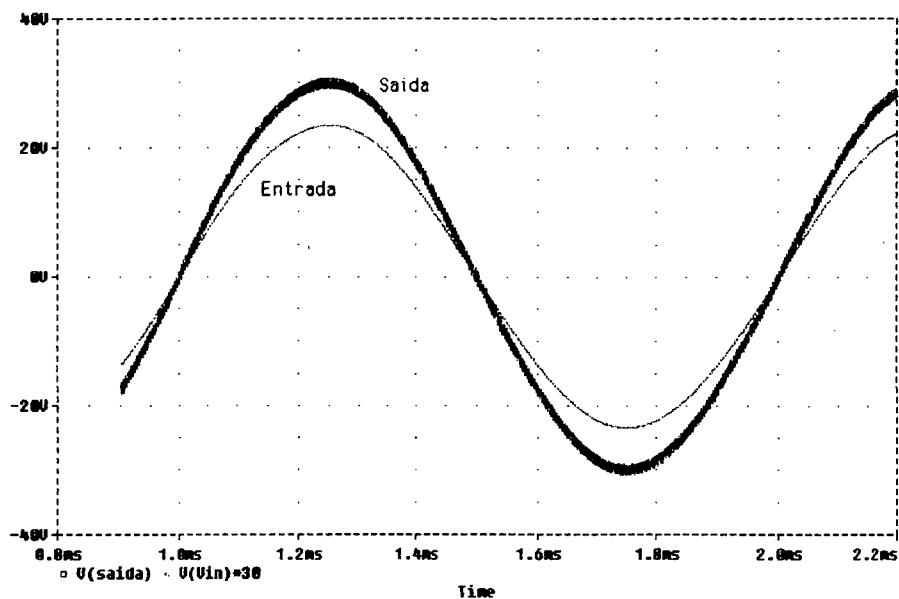
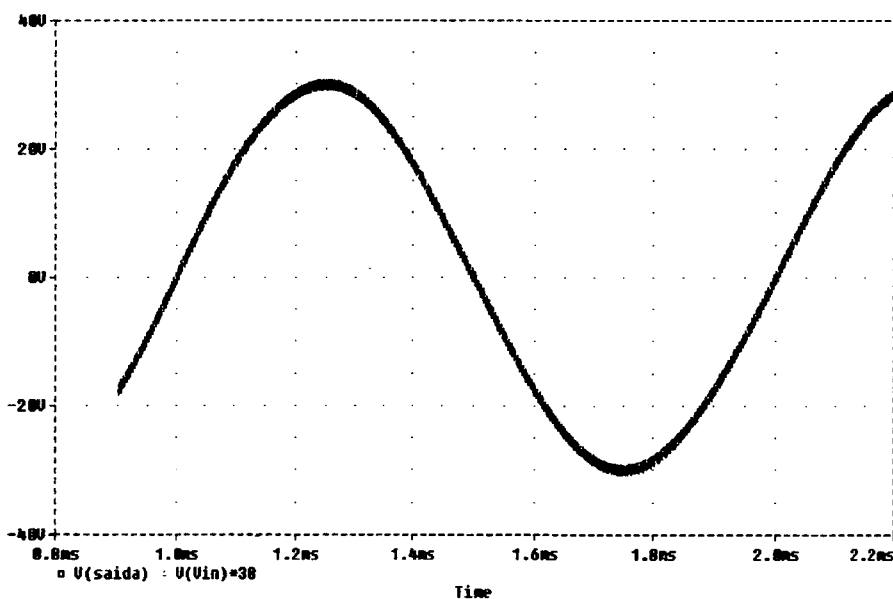


Figura 4.13 : Sinal de entrada e de saída em malha fechada (20kHz)

A Figura 4.14 apresenta os resultados de simulação para o sinal de entrada e saída em malha fechada operando com frequência de modulação em 1kHz.



(a)



(b)

Figura 4.14 : Sinal de entrada e de saída em malha fechada (1kHz) - (a) Diferentes amplitudes, (b) Curvas sobrepostas

Comparando-se as curvas da Figura 4.13 e Figura 4.14 (b) nota-se que o ganho de tensão (Saída/Entrada) do amplificador permaneceu invariável e com valor de 38 [V/V], que é o valor determinado pelo circuito de medição do sinal de saída para a compensação 1/A conforme apresentado no capítulo 2, item 2.6.5 e no capítulo 3, item 3.9, para diferentes

freqüências atingindo o limite superior de faixa audível, de onde pode-se concluir que a resposta em freqüência é plana e com fase nula para o espectro audível, faltando apenas verificação para baixas freqüências.

4.9 Análise em Freqüência

4.9.1 Introdução

Apesar de ser uma medida que representa em forma de curvas THD x Freqüência, a análise em freqüência é realizada com sinal de 1kHz e de 20kHz expressando, praticamente por completo, os limites do amplificador [1].

Inicialmente faz-se as simulações em malha aberta e posteriormente em malha fechada, de modo a analisar as diferenças entre as mesmas. A resposta em freqüência do amplificador é suprimida da simulação e realizada experimentalmente.

Além da distorção harmônica em 1kHz, realizou-se simulações em 20kHz demonstrando o espectro harmônico e a fase, em malha aberta e fechada, novamente a fim de demonstrar a atuação do compensador.

A análise é realizada utilizando a saída de dados do *MicroSim Design Lab.7.1*, e algumas curvas foram tratadas e analisadas utilizando conjuntamente o *MathCad*. Deste modo, as curvas são apresentadas sob diferentes aspectos porém de mesmo significado físico.

4.9.2 Espectro Harmônico em Malha Aberta

A Figura 4.15 apresenta a análise do espectro harmônico da tensão de saída do amplificador juntamente com o espectro da tensão entre os pontos ab do conversor meia ponte. Nota-se claramente a atenuação imposta pelo filtro de saída na tensão V_{ab} com freqüência de comutação. O espectro lateral à freqüência de comutação de 300kHz é a intermodulação que aparece devido a comparação não-linear do sinal áudio, com a rampa de referência do modulador. A distorção harmônica medida para o sinal de saída considerando até a 30ª componente (600kHz) é de 3.08%, porém, realizando a análise até 10ª componente (200kHz), obteve-se distorção total de 0,3395%.

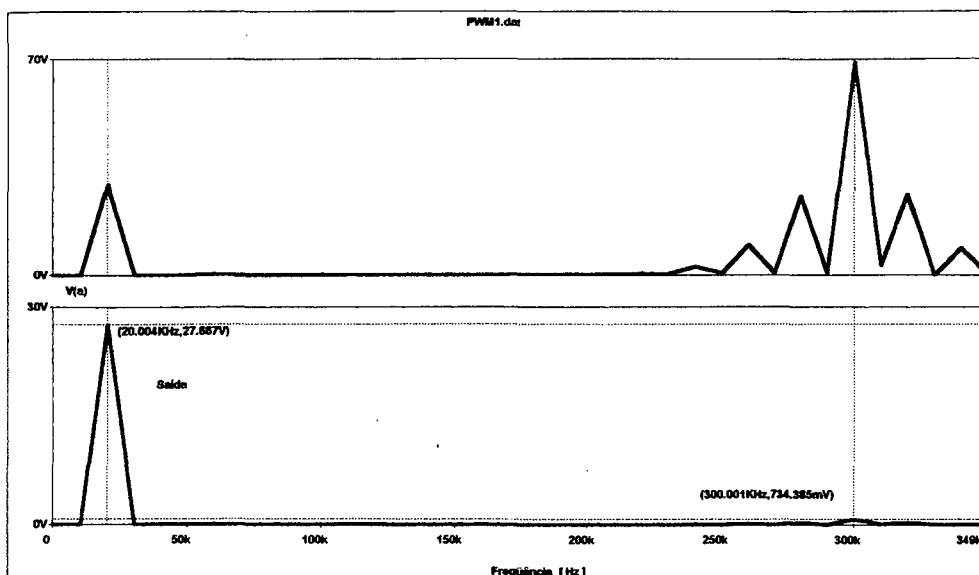


Figura 4.15 : Tensão no ponto central do inversor $V(a)$ e de saída respectivamente em 20kHz

MA

A seguir são apresentados, na Tabela 4.1, os dados relativos à análise harmônica realizada por simulação e o gráfico correspondente, na Figura 4.15.

Tabela 4.1 : Dados relativos à análise da saída em 20kHz malha aberta

1- Análise Harmônica do Sinal de 20kHz em Malha Aberta:

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(saída)
DC COMPONENT = -2.738404E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	2.000E+04	2.769E+01	1.000E+00	-5.421E+01	0.000E+00
2	4.000E+04	4.222E-02	1.525E-03	-1.388E+02	-8.463E+01
3	6.000E+04	8.172E-02	2.952E-03	-4.670E+01	7.506E+00
4	8.000E+04	2.960E-03	1.069E-04	1.639E+02	2.181E+02
5	1.000E+05	1.561E-02	5.640E-04	-1.289E+02	-7.465E+01
6	1.200E+05	2.671E-03	9.650E-05	1.609E+02	2.151E+02
7	1.400E+05	6.210E-03	2.244E-04	-1.701E+02	-1.158E+02
8	1.600E+05	1.680E-03	6.070E-05	1.397E+02	1.939E+02
9	1.800E+05	5.727E-03	2.069E-04	1.563E+02	2.105E+02
10	2.000E+05	6.304E-03	2.277E-04	-1.748E+02	-1.206E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =					3.395388E-01 PERCENT
11	2.200E+05	9.999E-03	3.612E-04	-1.591E+02	-1.049E+02
12	2.400E+05	4.446E-02	1.606E-03	-1.597E+02	-1.044E+02
13	2.600E+05	1.360E-01	4.914E-03	-1.593E+02	-1.051E+02
14	2.800E+05	3.098E-01	1.119E-02	-1.597E+02	-1.055E+02
15	3.000E+05	7.296E-01	2.636E-02	-1.613E+02	-1.071E+02
16	3.200E+05	2.459E-01	8.894E-03	1.750E+01	7.171E+01
17	3.400E+05	7.090E-02	2.561E-03	-1.636E+02	-1.094E+02
18	3.600E+05	2.115E-02	7.641E-04	2.087E+01	7.508E+01
19	3.800E+05	1.835E-03	6.629E-05	8.024E+01	1.344E+02
20	4.000E+05	4.923E-03	1.778E-04	3.248E+01	8.659E+01
21	4.200E+05	2.035E-03	7.353E-05	5.469E+01	1.089E+02
22	4.400E+05	3.089E-03	1.116E-04	2.735E+01	8.156E+01
23	4.600E+05	3.616E-03	1.306E-04	3.790E+01	9.211E+01
24	4.800E+05	3.878E-03	1.401E-04	5.925E+01	1.135E+02
25	5.000E+05	4.151E-03	1.500E-04	1.131E+01	6.551E+01
26	5.200E+05	1.265E-02	4.569E-04	-2.668E+00	5.154E+01
27	5.400E+05	2.151E-02	7.772E-04	2.047E+01	7.468E+01
28	5.600E+05	3.083E-02	1.114E-03	2.541E+01	7.951E+01
29	5.800E+05	2.064E-02	7.456E-04	2.411E+01	7.832E+01
30	6.000E+05	6.715E-02	2.426E-03	-1.586E+02	-1.044E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =					3.087222E+00 PERCENT

Através da análise harmônica apresentada na Tabela 4.1, pode-se notar que a maior distorção do sinal de saída é relativo à própria ondulação da frequência de comutação, e pode ser reduzida ou aumentada conforme o filtro utilizado na saída.

A Figura 4.16 apresenta o espectro harmônico do sinal de tensão de entrada e de saída, com frequência de 1kHz e o circuito operando em malha aberta. Observa-se

primeiramente o valor da frequência fundamental em 1kHz e notadamente a frequência de comutação em 300kHz.

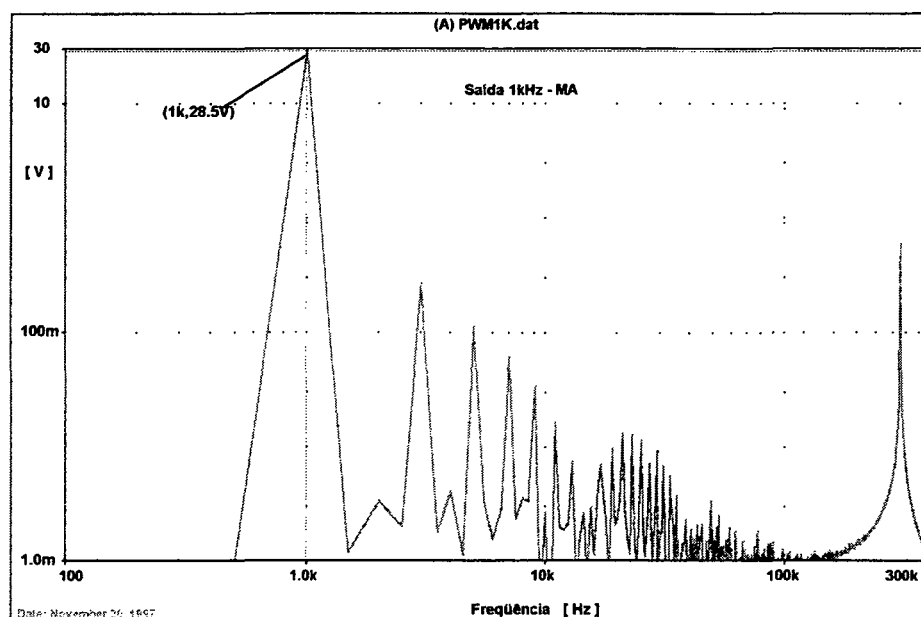


Figura 4.16 : Tensão de entrada e de saída com entrada em 1kHz MA

É apresentado a seguir a Tabela 4.2, relativa ao espectro harmônico de 1kHz MA da Figura 4.16 e onde pode-se notar que a THD medida até uma harmônica de 30kHz é de aproximadamente 1%. Este valor é inaceitável para aplicações profissionais de alta fidelidade, porém pode ser aceitável em amplificadores onde necessita-se alta potência de saída, com especificação de distorção pouco exigente.

Tabela 4.2 : Resultados da análise harmônica 1kHz MA.

Análise Harmônica do Sinal de 1kHz em Malha Aberta:
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(saida)

DC COMPONENT = -1.205558E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	2.894E+01	1.000E+00	6.955E+01	0.000E+00
2	2.000E+03	4.118E-03	1.423E-04	-1.355E+02	-2.051E+02
3	3.000E+03	2.664E-01	9.208E-03	2.503E+01	-4.452E+01
4	4.000E+03	2.661E-03	9.195E-05	-1.023E+02	-1.718E+02
5	5.000E+03	1.146E-01	3.961E-03	1.637E+02	9.412E+01
6	6.000E+03	2.353E-03	8.130E-05	4.893E+01	-2.061E+01
7	7.000E+03	6.449E-02	2.229E-03	-5.762E+01	-1.272E+02
8	8.000E+03	2.644E-03	9.136E-05	1.536E+01	-5.419E+01
9	9.000E+03	2.789E-02	9.638E-04	7.285E+01	3.300E+00
10	1.000E+04	4.179E-03	1.444E-04	-6.226E+01	-1.318E+02
11	1.100E+04	1.557E-02	5.360E-04	-1.519E+02	-2.214E+02
12	1.200E+04	2.839E-03	9.810E-05	1.038E+02	3.421E+01
13	1.300E+04	5.033E-03	1.739E-04	-1.493E+00	-7.104E+01
14	1.400E+04	3.765E-03	1.301E-04	-8.160E+01	-1.511E+02
15	1.500E+04	2.824E-03	9.759E-05	-3.061E+01	-1.002E+02
16	1.600E+04	2.167E-03	7.488E-05	-6.262E+01	-1.322E+02
17	1.700E+04	4.754E-03	1.643E-04	1.003E+02	3.080E+01
18	1.800E+04	8.582E-04	2.966E-05	-6.842E+01	-1.380E+02
19	1.900E+04	1.179E-02	4.076E-04	-1.291E+02	-1.986E+02
20	2.000E+04	2.550E-03	8.812E-05	-1.150E+02	-1.646E+02
21	2.100E+04	1.279E-02	4.419E-04	-1.032E+01	-7.987E+01
22	2.200E+04	1.050E-04	3.630E-06	-4.095E+01	-1.105E+02
23	2.300E+04	1.281E-02	4.428E-04	1.601E+02	9.059E+01
24	2.400E+04	3.873E-04	1.339E-05	1.111E+02	4.159E+01
25	2.500E+04	1.333E-02	4.606E-04	-8.223E+01	-1.518E+02
26	2.600E+04	2.285E-03	7.897E-05	1.760E+02	1.064E+02
27	2.700E+04	9.774E-03	3.378E-04	3.299E+01	-3.656E+01
28	2.800E+04	3.510E-03	1.213E-04	-5.811E+01	-1.277E+02
29	2.900E+04	7.175E-03	2.480E-04	-1.722E+02	-2.418E+02
30	3.000E+04	1.564E-03	5.405E-05	-1.149E+02	-1.844E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.038259E+00 PERCENT

4.9.3 Análise em Malha Fechada (MF)

A Figura 4.17 apresenta o espectro harmônico da tensão de entrada e de saída em 20kHz com o amplificador operando em malha fechada, onde pode-se observar a frequência da fundamental e a frequência de comutação em 300kHz.

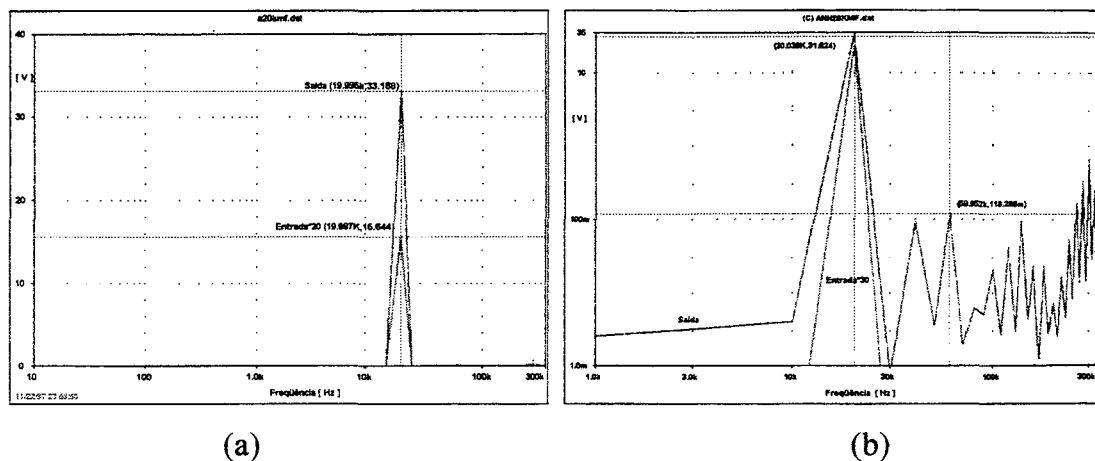


Figura 4.17 : Tensão de entrada e saída para um sinal de entrada de 20kHz em MF- (a) Resposta completa - (b) Ampliação com escala logarítmica.

A análise dos resultados para a simulação em 20kHz MF, é realizada através da Tabela 4.3 onde pode-se notar que, comparando-se a análise realizada com a mesma frequência, e em malha aberta, considerando-se até a décima harmônica 200kHz, tem-se resultado melhor para a malha aberta (THD=0,34%). Realizando a análise harmônica com o espectro que abrange a frequência de comutação (até 600kHz), observa-se que a diferença em relação a análise em MA é pouco significativa. A grande diferença na THD aparece quando considera-se a frequência de comutação.

Tabela 4.3 : Resultados da análise harmônica do sinal de saída considerando até a 10^ª e até a 30^ª harmônica em MF.

Análise Harmônica do Sinal de 20kHz em Malha Fechada					
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(saida)					
DC COMPONENT = 1.919223E-03					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	2.000E+04	3.313E+01	1.000E+00	-4.038E+00	0.000E+00
2	4.000E+04	8.148E-02	2.459E-03	-1.763E+02	-1.722E+02
3	6.000E+04	1.262E-01	3.808E-03	-7.907E+01	-7.503E+01
4	8.000E+04	2.657E-03	8.018E-05	-1.629E+02	-1.589E+02
5	1.000E+05	1.585E-02	4.784E-04	-1.372E+02	-1.331E+02
6	1.200E+05	6.033E-02	1.821E-03	1.374E+02	1.414E+02
7	1.400E+05	7.770E-02	2.345E-03	-1.790E+02	-1.750E+02
8	1.600E+05	2.428E-02	7.328E-04	-1.291E+02	-1.251E+02
9	1.800E+05	1.321E-02	3.988E-04	1.143E+02	1.183E+02
10	2.000E+05	6.451E-03	1.947E-04	1.444E+02	1.485E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			6.645541E-01 PERCENT		
11	2.200E+05	1.821E-02	5.498E-04	4.549E+01	4.953E+01
12	2.400E+05	5.536E-02	1.671E-03	7.378E+01	7.781E+01
13	2.600E+05	1.707E-01	5.152E-03	1.109E+02	1.149E+02
14	2.800E+05	3.284E-01	9.911E-03	1.626E+02	1.666E+02
15	3.000E+05	6.603E-01	1.993E-02	-1.504E+02	-1.463E+02
16	3.200E+05	2.496E-01	7.533E-03	7.541E+01	7.945E+01
17	3.400E+05	1.068E-01	3.225E-03	-4.839E+01	-4.435E+01
18	3.600E+05	2.564E-02	7.738E-04	1.711E+02	1.751E+02
19	3.800E+05	6.931E-03	2.092E-04	4.577E+00	8.614E+00
20	4.000E+05	6.533E-03	1.972E-04	-7.630E+01	-7.226E+01
21	4.200E+05	8.827E-03	2.664E-04	-4.480E+01	-4.076E+01
22	4.400E+05	3.144E-03	9.490E-05	4.220E+01	4.624E+01
23	4.600E+05	2.541E-03	7.669E-05	-1.335E+02	-1.295E+02
24	4.800E+05	2.854E-03	8.613E-05	9.306E+01	9.710E+01
25	5.000E+05	6.523E-03	1.969E-04	-1.538E+02	-1.498E+02
26	5.200E+05	1.441E-02	4.350E-04	-1.494E+02	-1.453E+02
27	5.400E+05	2.599E-02	7.844E-04	-1.079E+02	-1.038E+02
28	5.600E+05	3.400E-02	1.026E-03	-5.801E+01	-5.397E+01
29	5.800E+05	9.500E-03	2.867E-04	-1.469E+01	-1.065E+01
30	6.000E+05	7.824E-02	2.361E-03	-1.379E+02	-1.339E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			2.511676E+00 PERCENT		

A Figura 4.18 apresenta o espectro harmônico de forma gráfica relativo à Tabela 4.3 onde os eixos são traçados na forma logarítmica de modo a tornar visível os valores mínimos.

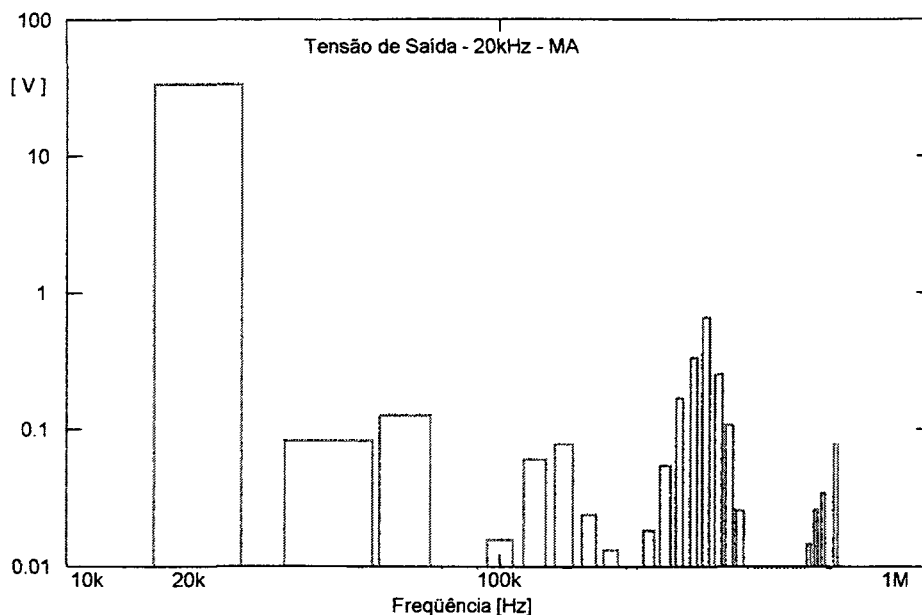


Figura 4.18 : Amplitude da tensão de saída em frequência para um sinal de entrada de 20kHz em MF

A Figura 4.19 apresenta o espectro harmônico de forma gráfica relativo à Tabela 4.4, onde os eixos são traçados na forma logarítmica de modo a tornar visível os valores mínimos. A THD é determinada considerando-se até as harmônicas de 30kHz, e neste caso pode-se comparar com a simulação em malha aberta, apresentada na Tabela 4.2 e verificar a significativa queda na distorção harmônica total. Para 1kHz em MF obteve-se THD=0.084% onde em MA observa-se THD=1%.

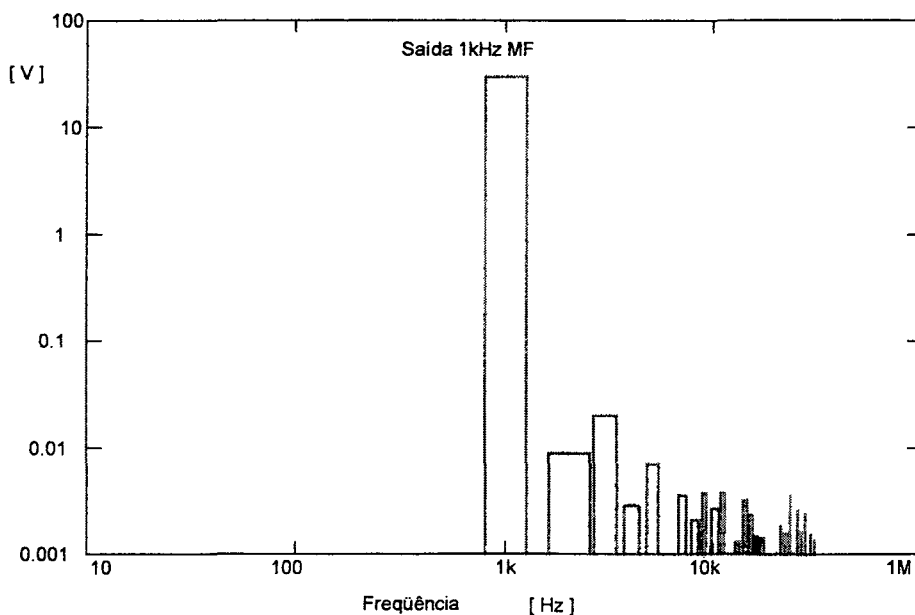


Figura 4.19 : Amplitude da tensão de saída em frequência para sinal de entrada de 1kHz em MF - TDH = 0,0841%

A Tabela 4.4 apresenta os valores compilados que deram origem a Figura 4.19 e de onde calcula-se a THD do sinal de 1kHz MF.

Tabela 4.4 : Resultados da análise harmônica do sinal de saída para 1kHz em MF.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(saida)					
DC COMPONENT = -3.525927E-04					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	2.986E+01	1.000E+00	7.203E+01	0.000E+00
2	2.000E+03	8.650E-03	2.897E-04	-4.344E+01	-1.155E+02
3	3.000E+03	1.962E-02	6.571E-04	1.211E+02	4.907E+01
4	4.000E+03	2.767E-03	9.266E-05	-8.511E+01	-1.571E+02
5	5.000E+03	7.011E-03	2.348E-04	-1.016E+02	-1.735E+02
6	6.000E+03	3.428E-04	1.148E-05	-2.941E+01	-7.232E+01
7	7.000E+03	3.550E-03	1.189E-04	2.297E+01	-4.906E+01
8	8.000E+03	2.048E-03	6.858E-05	-1.409E+02	-2.129E+02
9	9.000E+03	3.732E-03	1.250E-04	-1.764E+02	-2.484E+02
10	1.000E+04	2.677E-03	8.964E-05	-8.092E+01	-1.530E+02
11	1.100E+04	3.700E-03	1.239E-04	-7.752E+01	-1.496E+02
12	1.200E+04	7.779E-04	2.605E-05	-1.330E+02	-2.051E+02
13	1.300E+04	1.285E-03	4.304E-05	-1.273E+02	-1.993E+02
14	1.400E+04	3.159E-03	1.058E-04	-1.114E+02	-1.835E+02
15	1.500E+04	2.304E-03	7.715E-05	-9.573E+01	-1.678E+02
16	1.600E+04	1.442E-03	4.829E-05	-1.578E+01	-8.781E+01
17	1.700E+04	1.428E-03	4.781E-05	-3.240E+01	-1.044E+02
18	1.800E+04	8.972E-04	3.005E-05	-6.406E+01	-1.361E+02
19	1.900E+04	8.360E-04	2.800E-05	-1.024E+01	-8.227E+01
20	2.000E+04	1.043E-03	3.492E-05	-8.843E+01	-1.605E+02
21	2.100E+04	1.807E-03	6.053E-05	-1.770E+02	-2.491E+02
22	2.200E+04	1.562E-03	5.231E-05	-1.295E+02	-2.015E+02
23	2.300E+04	3.522E-03	1.180E-04	-9.491E+01	-1.669E+02
24	2.400E+04	1.032E-03	3.457E-05	-1.041E+02	-1.761E+02
25	2.500E+04	2.527E-03	8.464E-05	7.534E+00	-6.449E+01
26	2.600E+04	1.603E-03	5.370E-05	4.825E+00	-6.720E+01
27	2.700E+04	2.336E-03	7.823E-05	-1.282E+02	-2.002E+02
28	2.800E+04	6.480E-04	2.170E-05	4.205E+01	-1.141E+02
29	2.900E+04	1.504E-03	5.038E-05	-2.554E+01	-9.757E+01
30	3.000E+04	1.323E-03	4.431E-05	-3.992E+01	-1.120E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.409578E-02 PERCENT

4.10 Medida de Distorção por Intermodulação

A medida por intermodulação é realizada inserindo-se na entrada do amplificador, duas fontes de sinal alternado de 60Hz e 7kHz na proporção de 4:1 em amplitude (método SMPTE) [1] conforme capítulo 1, item 1.4.2.2. Simula-se um período de 60Hz e faz-se a análise harmônica, de modo que pode-se calcular a taxa de distorção harmônica total em função dos valores eficazes totais e da soma dos sinais fundamentais. A Figura 4.20 apresenta o resultado de simulação em malha aberta para determinação da distorção por intermodulação. Nota-se que a curva é composta por três componentes distintas de frequência; a mais saliente, na frequência de 60Hz, outra com frequência de 7kHz, e por último a ondulação na frequência de comutação do inversor.

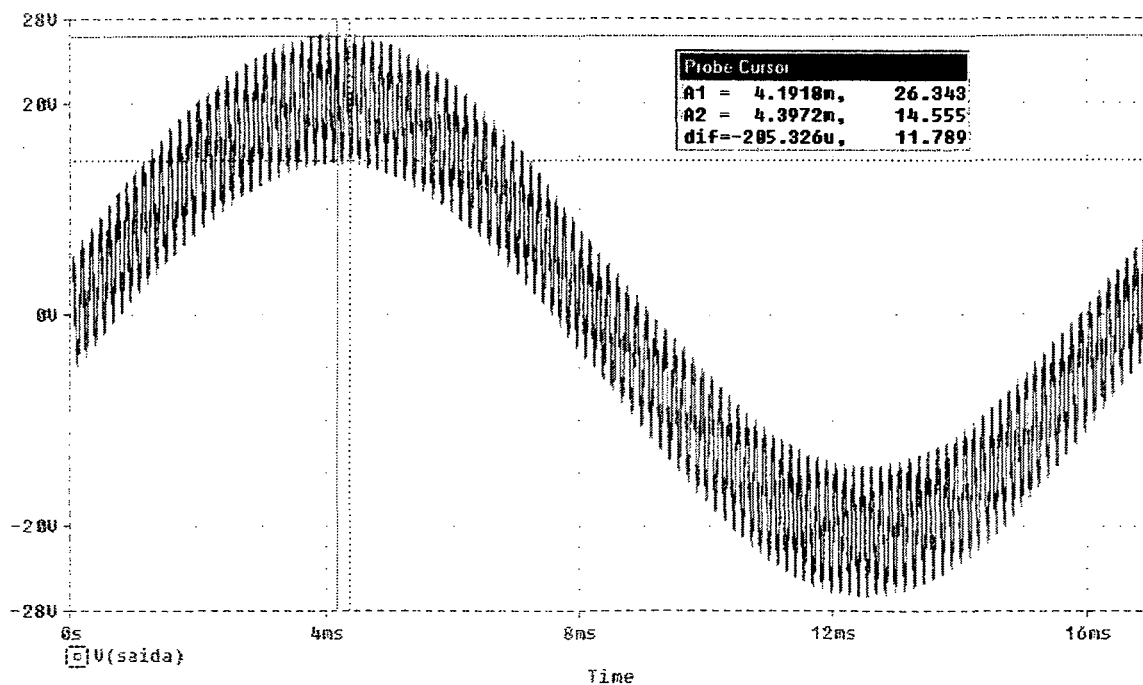


Figura 4.20 : Amplitude da tensão de saída para um sinal de entrada de 60Hz e 7kHz com proporção de 4:1 na amplitude.

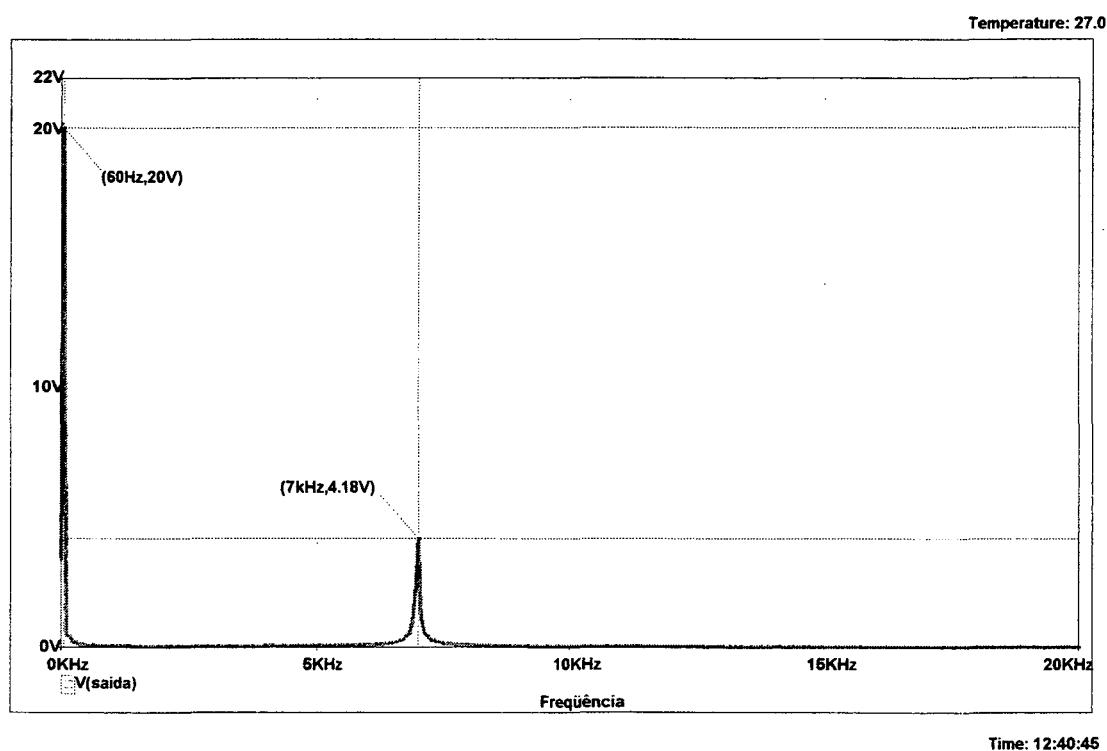


Figura 4.21 : Amplitude da tensão de saída em frequência para um sinal de entrada de 60Hz e 7kHz com proporção de 4:1 na amplitude.

A análise em frequência do sinal apresentado na Figura 4.20 é apresentada na Figura 4.21 dentro do espectro audível, onde verifica-se que harmônicas por intermodulação não aparecem significativamente. A simulação do circuito para verificação da distorção por intermodulação também é realizada para o circuito operando em malha fechada, onde apresenta-se a resposta temporal na Figura 4.22 para a entrada e saída e resposta em frequência para o sinal de saída na Figura 4.23.

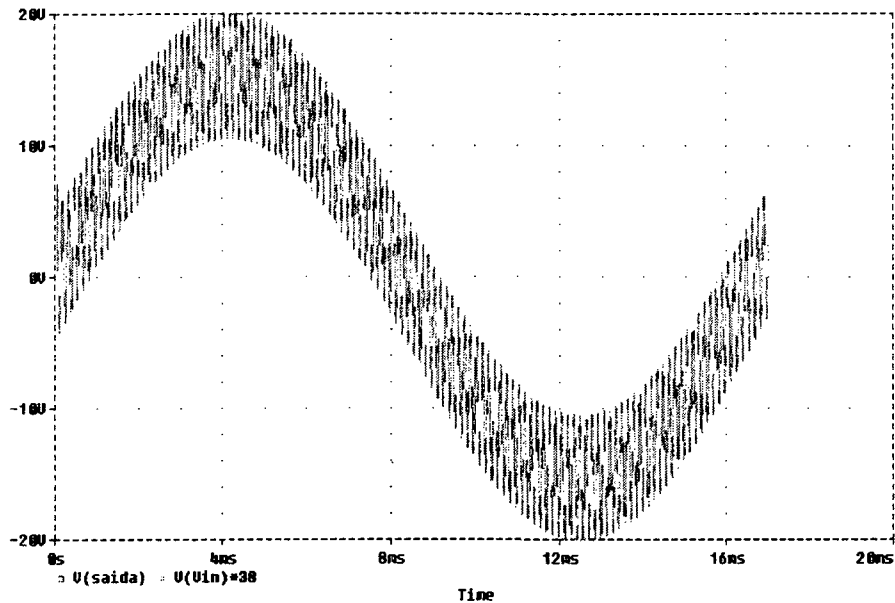


Figura 4.22 : Tensão de saída de entrada e de saída sobrepostas

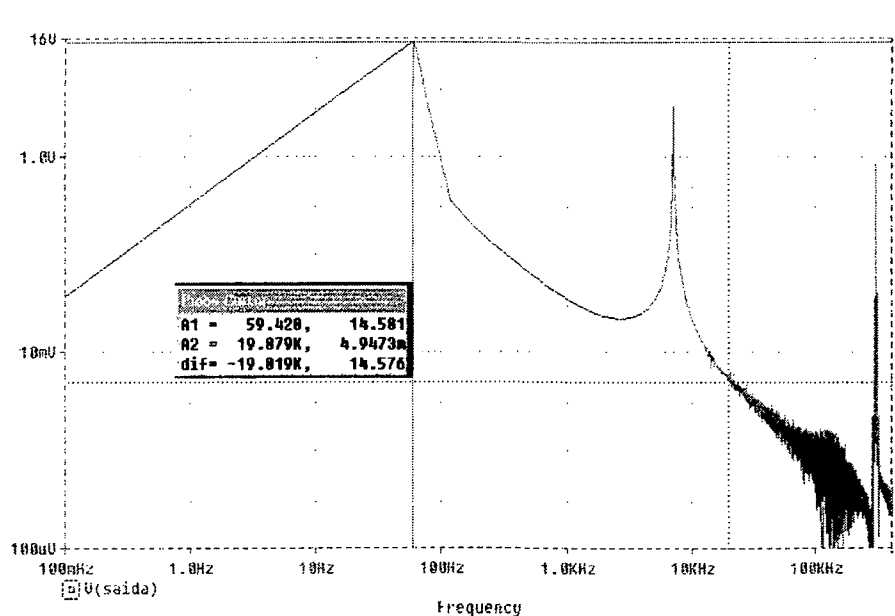


Figura 4.23 : Espectro harmônico do sinal de saída

Observa-se que não aparecem freqüências de soma e diferença em relação às fundamentais impostas na entrada do amplificador operando em malha aberta ou fechada.

4.11 Conclusão

Através da análise dos resultados pode-se concluir que fica validada a metodologia de projeto proposta no Capítulo 2 uma vez que os resultados de simulação, são coerentes com o projeto realizado, mesmo utilizando componentes comerciais das bibliotecas de simulação.

Pode-se verificar claramente a necessidade e eficiência da utilização de um circuito de compensação, uma vez que este proporciona uma grande redução no conteúdo harmônico da tensão de saída, mesmo que existam não-linearidades no comando e modulação.

A medida de THD para um determinado sinal, se realizada dentro do espectro audível fornece valores absolutos muito menores que quando da análise num espectro mais amplo, por exemplo abrangendo a freqüência de comutação. Quando se está tratando de THD deve-se verificar o objetivo de medida da mesma, de modo que pode-se definir o espectro de análise. Então, desejando-se projetar o filtro de rádio interferência verifica-se a norma específica e faz-se a medida. Quando deseja-se eliminar a freqüência de comutação, observa-se a freqüência da mesma, e assim por diante.

CAPÍTULO 5

PROTÓTIPO IMPLEMENTADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

A fim de realizar um levantamento de características e validação do projeto e da simulação implementou-se um protótipo de amplificador Classe D utilizando o conversor meia-ponte e o projeto apresentado no capítulo 3. Neste Capítulo são apresentados inicialmente os dados construtivos do protótipo e finalmente os resultados experimentais obtidos juntamente com análise e conclusões.

5.2 Diagrama Esquemático

O circuito completo é subdividido em partes, a fim de tornar visível, as funções específicas de cada parte integrante do amplificador. O circuito da Figura 5.1 representa o circuito completo do protótipo em questão.

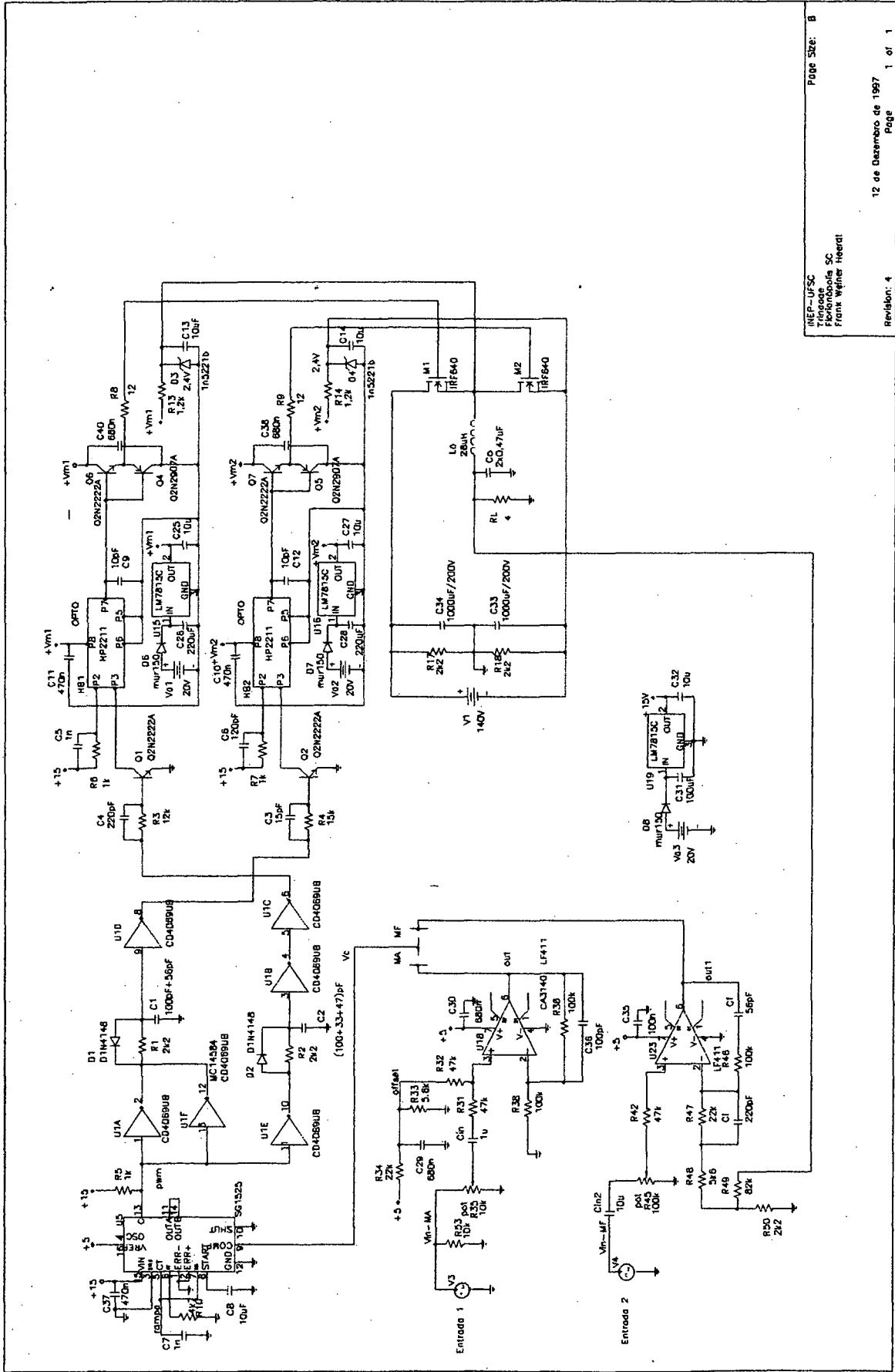


Figura 5.1 : Diagrama esquemático completo amplificador classe D.

5.2.1 Circuito de Potência

O circuito de potência apresentado na Figura 5.2 representa o inversor meia-ponte, e compõem o estágio de saída da amplificador, ou seja, é quem processa a energia que deve ser entregue à carga (Alto-Falantes). A fonte de tensão V1 representa a alimentação do barramento CC (E) e pode ser qualquer tipo de fonte isolada da rede, os resistores R17 e R18 ajudam a equalizar a tensão sob C33 e C34 que por sua vez fazem a divisão da tensão de barramento para prover $+E/2$ e $-E/2$ sobre o filtro de saída. Os transistores M1 e M2 que são comandados complementarmente, regulam o tempo que a tensão $E/2$ ou $-E/2$ fica aplicada sobre o filtro de saída, que é formado por L_o e C_o , sendo que R_L representa o alto-falante.

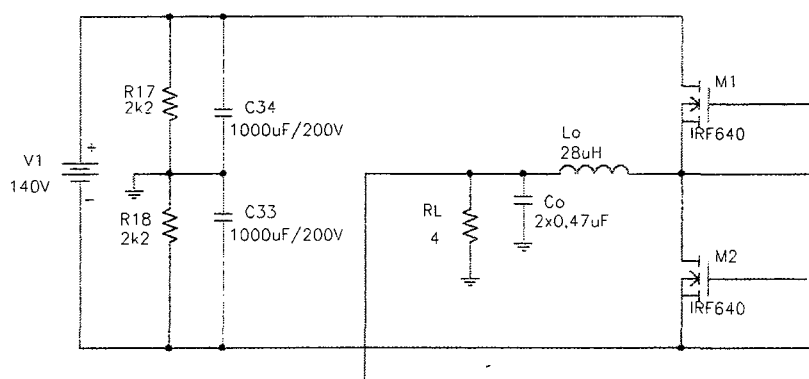


Figura 5.2 : Esquemático do circuito de potência.

5.2.2 Acionamento

O acionamento (*drive*) que provê comando isolado galvanicamente, é implementado através de opto-acopladores de pequeno tempo de resposta (HP2211), conforme proposto por [Bascopé], e é apresentado na Figura 5.3. Outros circuitos de acionamento foram implementados e testados, utilizando-se acionamento não-isolado (*bootstrap*) com o circuito integrado IR2110, funcionando satisfatoriamente para circuito não realimentado e pode ser uma alternativa, desde que seja adequada uma referência de medida e acionamento quando do funcionamento em malha fechada.

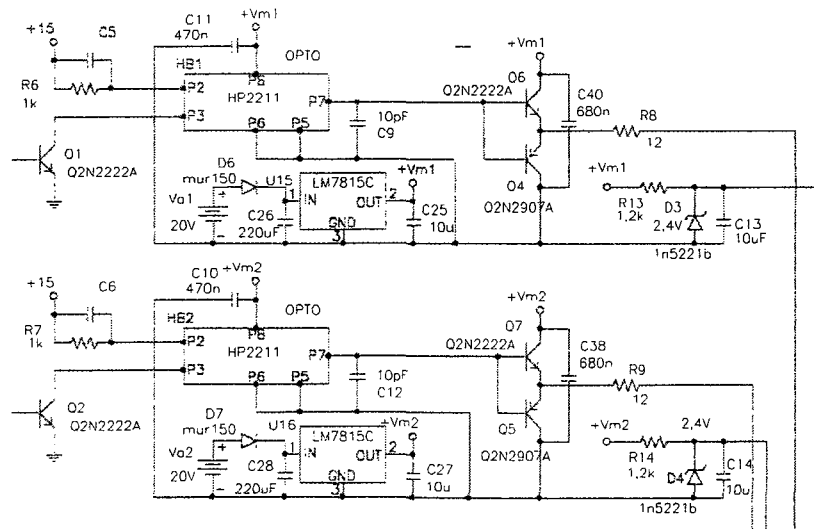


Figura 5.3 : Circuito de acionamento.

5.2.3 Geração de Tempo Morto

O tempo morto é o tempo que os dois transistores permanecem bloqueados, de modo que seja eliminado a possibilidade de um curto circuito (“curto de braço”) nos terminais do barramento CC através dos transistores de potência. O circuito de geração de tempo morto é realizado juntamente com a geração do pulso PWM complementar para cada transistor, conforme apresentado na Figura 5.4. Os capacitores C1 e C2 juntamente com R1 e R2 determinam o tempo morto entre cada comutação.

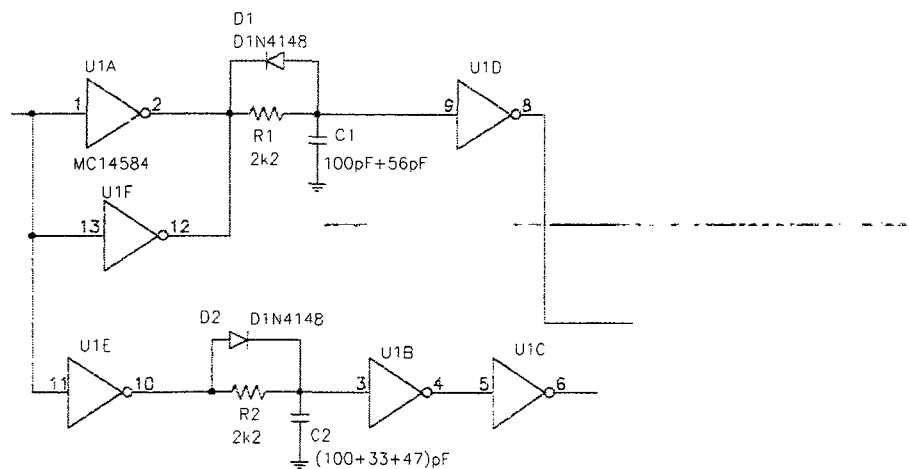


Figura 5.4 : Geração de tempo morto e comando complementar.

5.2.4 Modulador PWM

O circuito integrado utilizado para a realização da modulação PWM é o SG3525, e a frequência de operação é definida por R10 e C7 conforme Figura 5.5.

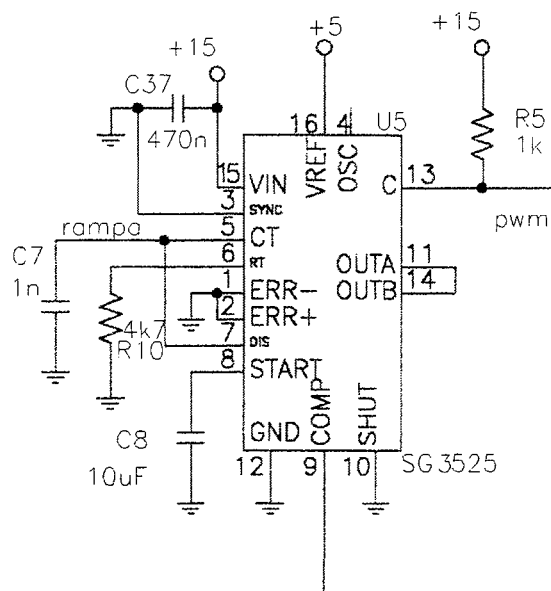


Figura 5.5 : Modulador PWM.

5.2.5 Condicionador do Sinal de Entrada

O circuito de entrada é composto por dois circuitos distintos, que podem ser selecionados para operar conforme desejado. Em um modelo comercial, deve-se optar pela forma que proporcionar um melhor atendimento de especificações de requisitos.

5.2.5.1 Funcionamento em Malha Aberta

Para operar em malha aberta utiliza-se o circuito da Figura 5.6, onde R33 e R34 proporcionam um nível contínuo (*off-set*) no sinal de saída que será a entrada do modulador PWM, e o atenuador (potenciômetro) R35, proporciona um ajuste dos níveis de saída para uma determinada entrada (volume), e determina também a sensibilidade máxima de entrada.

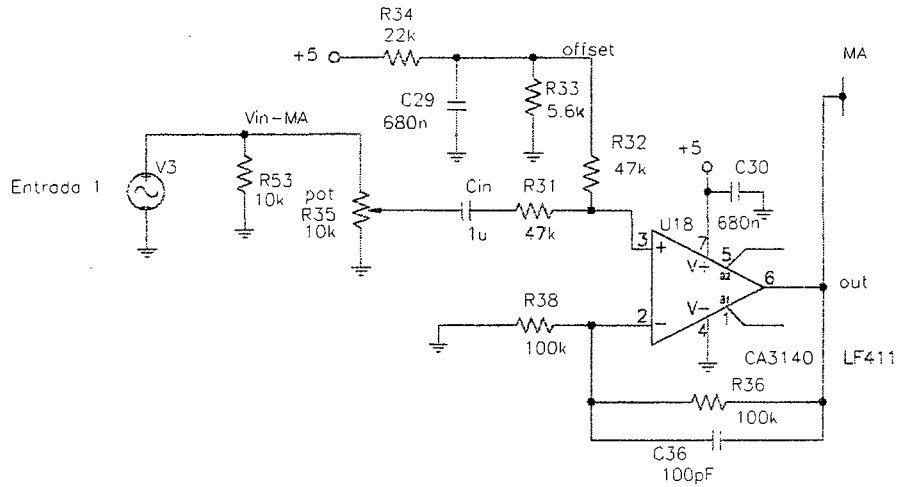


Figura 5.6 : Condicionador de entrada.

5.2.5.2 Funcionamento em Malha Fechada

O circuito da Figura 5.7 apresenta o circuito de entrada para a operação em malha fechada. Pode-se notar que neste caso não é necessário o uso do circuito para geração do nível contínuo de tensão na saída, uma vez que o compensador se adapta de modo a gerar a tensão de controle necessária para fazer com que o sinal de saída do amplificador multiplicado pelo ganho do circuito sensor de tensão (formado por R49 e R50) seja igual ao sinal de entrada.

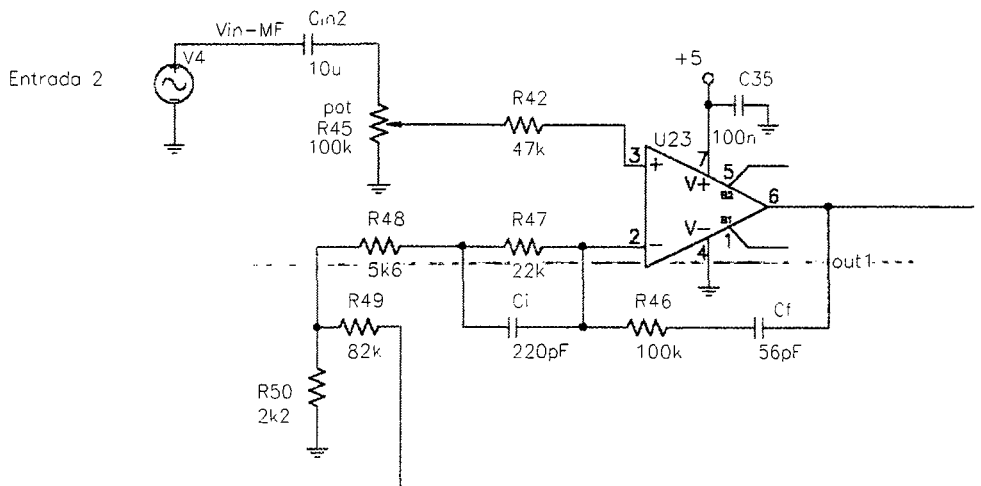


Figura 5.7 : Compensador e condicionador de entrada.

5.2.5.3 Alimentação Auxiliar

São necessárias para o circuito completo deste amplificador, pelo menos três fontes de alimentação auxiliar que podem ser facilmente implementadas conforme a Figura 5.8 uma vez que fornecem uma pequena quantidade de energia. A fonte de tensão representada por Va3 pode ser uma saída de um transformador de baixa frequência e baixa potência.

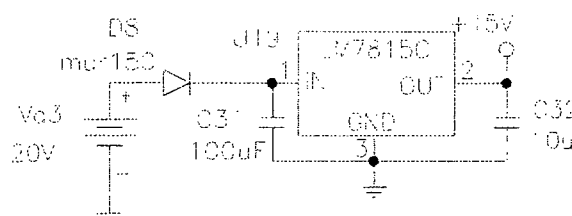


Figura 5.8 : Regulador de Tensão.

5.3 Resultados

Primeiramente os resultados experimentais são apresentados para o circuito em malha aberta conforme Figura 5.1, explicitando-se as diversas curvas de tensão e corrente nos elementos do circuito. Posteriormente faz-se as análises referentes às especificações do amplificador visto por seus terminais de entrada e saída.

5.3.1 Sinal de Modulação e Comando

A Figura 5.9 apresenta o sinal de entrada (pino 9) juntamente com rampa (pino 7) para a geração do sinal PWM conforme o circuito da Figura 5.5 e os sinais de saída de comando complementar conforme saída do circuito da Figura 5.4 que comandam os opto-acopladores.

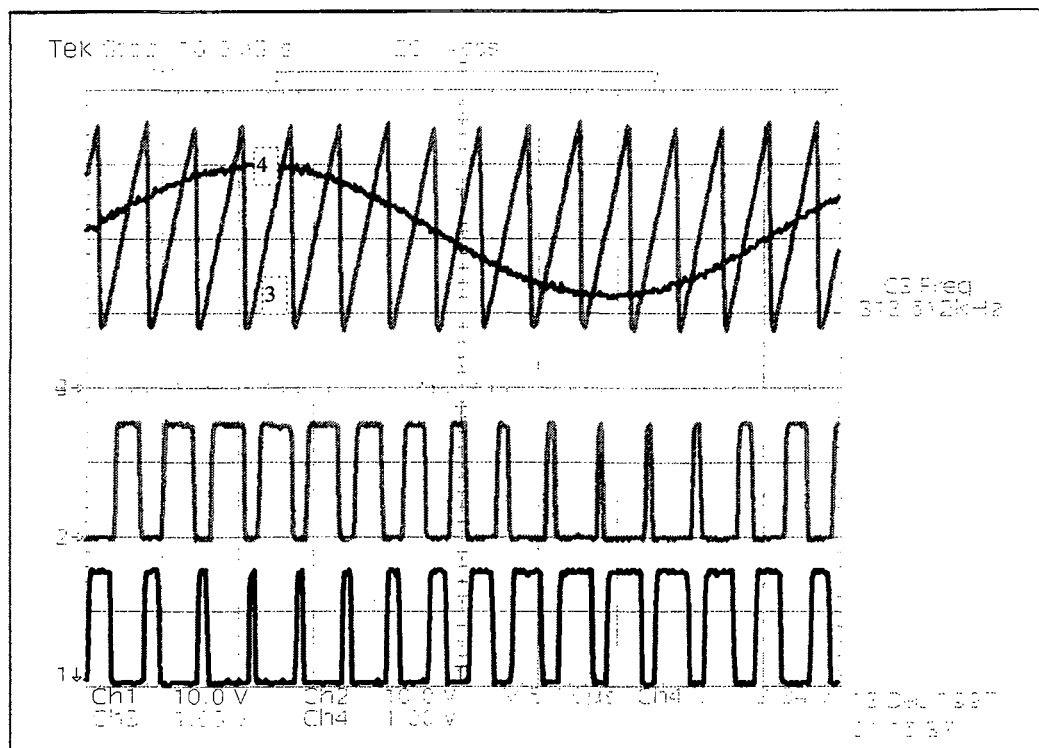


Figura 5.9 - Sinais de modulação e comando.

Observa-se que a tensão sinusoidal (Ch4) encontra-se com amplitude limitada a um valor menor que o máximo valor da tensão de rampa (conforme resultados de simulação), isto como previsão aos limites de implementação prática.

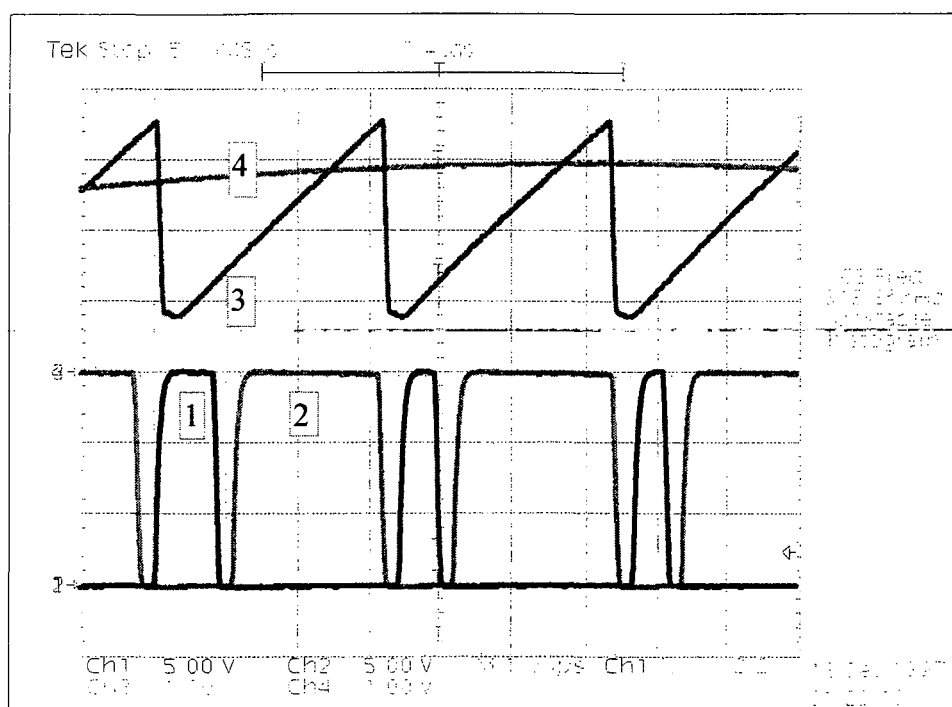


Figura 5.10 : Detalhe do sinal de rampa e comando dos transistores

A Figura 5.10 apresenta o detalhe das tensões de comparação e comando, onde pode-se observar claramente o tempo morto entre o comando dos transistores.

O tempo de atraso entre o sinal de comando do opto-acoplador e a saída de comando para os transistores é apresentado na Figura 5.11 onde observa-se um valor de 170ns.

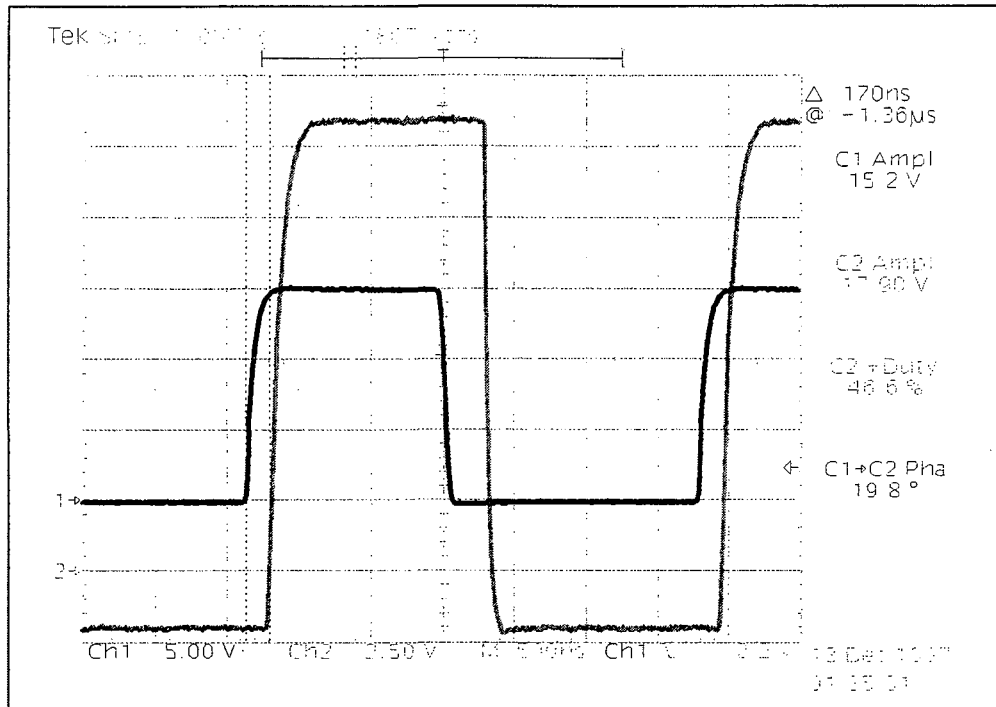


Figura 5.11 : Detalhe do atraso entre o sinal de comando do opto (1) e o sinal de comando dos transistores.

A tensão de comando dos transistores operando à vazio, porém com tensão de barramento CC de 140V está representada na Figura 5.12 onde observa-se um tempo de comutação de 240ns, sendo que devido aos atrasos após o circuito de geração de tempo morto, o ponto de comutação dos transistores acaba praticamente ficando sobreposto.

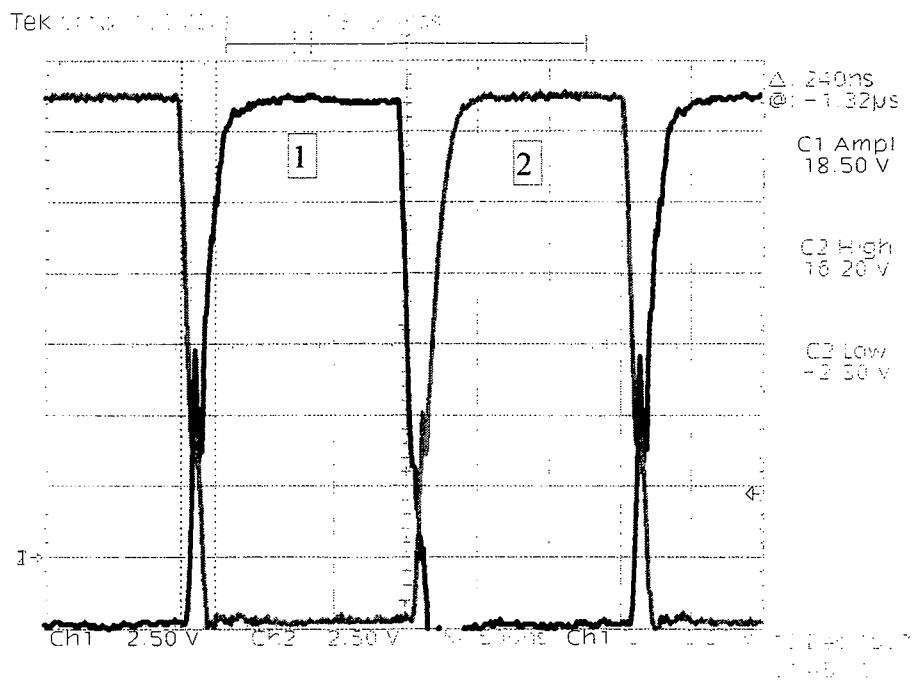


Figura 5.12 : Comando dos transistores M1 e M2.

5.3.2 Tensão e corrente sobre os transistores

A Figura 5.13 apresenta o sinal de tensão (Ch1) e a corrente (Ch2) através do Mosfet M2 para um sinal de modulação de aproximadamente 20kHz.

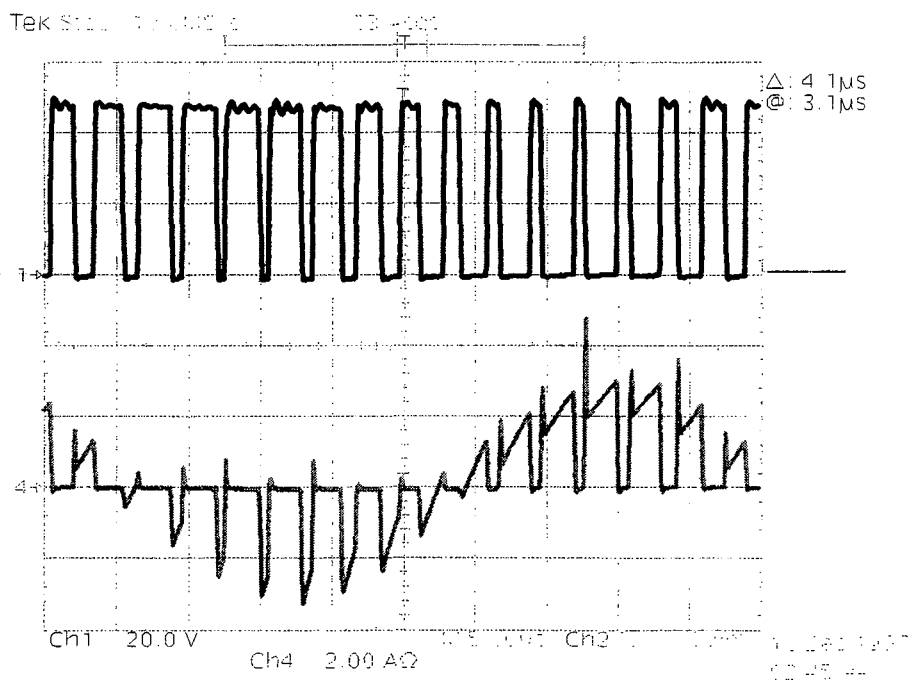


Figura 5.13 : Tensão sobre o transistor M2 ($V_{M2}(t)$) e corrente $i_{M2}(t)$

5.3.2.1 Comutação dos Transistores

A Figura 5.14 apresenta uma a corrente e a tensão sobre o transistor M1 para uma tensão de saída maior que zero. Observa-se a comutação dissipativa bem como picos de corrente devido a corrente reversa nos diodos anti-paralelo, e o pequeno tempo morto entre a comutação dos transistores. Obs.: O pequeno surto de corrente reversa está limitado pela tela.

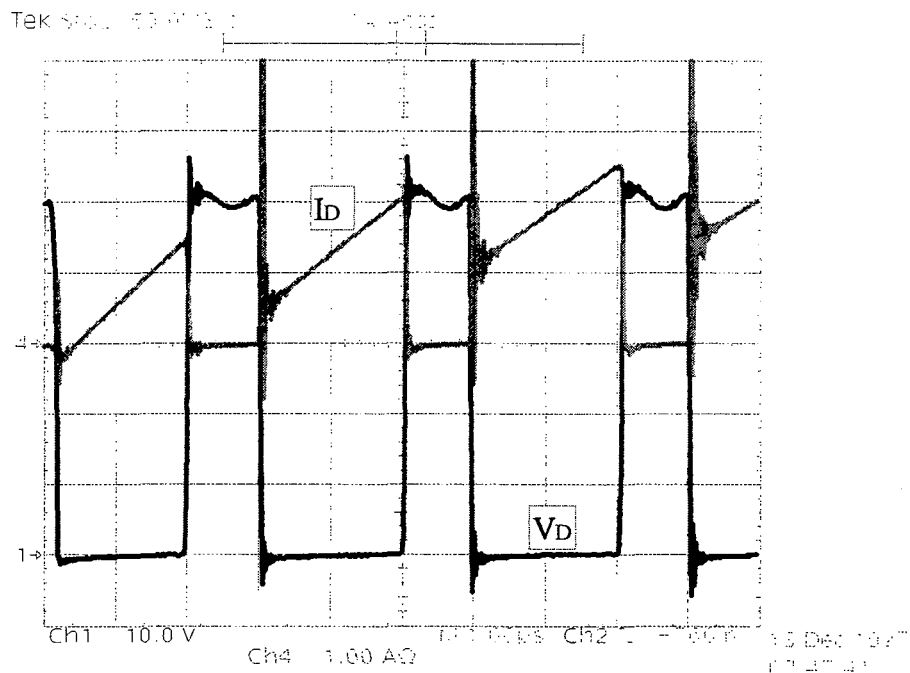


Figura 5.14 : Tensão sobre o transistor M2 (Ch1) e corrente (Ch4)

Para os níveis de tensão de saída próximos a zero, (razão cíclica próximas de 50%) apresenta-se corrente (Ch3) e tensão (Ch1) em M2 na Figura 5.15.

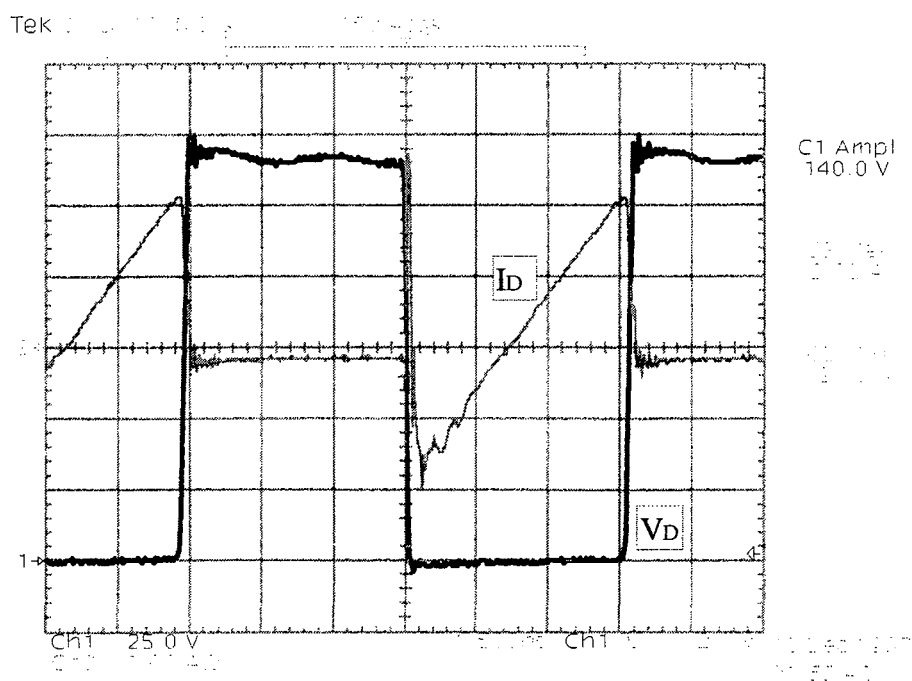


Figura 5.15 : Tensão e corrente no transistor M2 para uma tensão de saída próxima a zero.

Na Figura 5.16 e 5.17 são apresentados os detalhes da comutação respectivamente no momento do bloqueio e da entrada em condução juntamente com a potência dissipada (ou devolvida) durante a comutação.

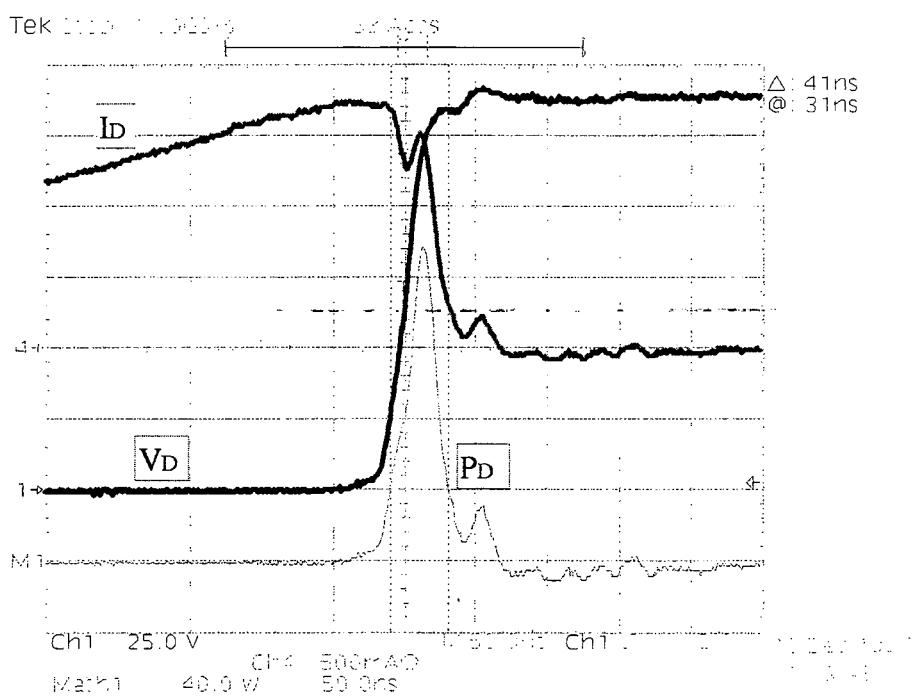


Figura 5.16 : Tensão (1), corrente (4) e potência durante o bloqueio do transistor M2.

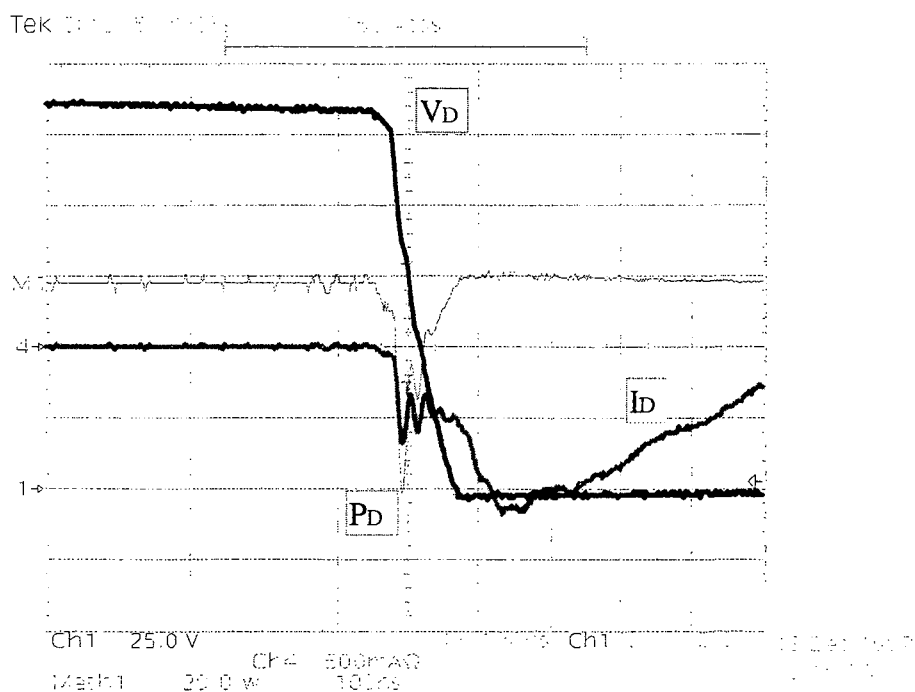


Figura 5.17 : Tensão (1), corrente (4) e potência (Math1) durante a entrada em condução do transistor M2.

Observa-se através da Figura 5.18 que as comutações de bloqueio são dissipativas e armazenadoras de energia, já na entrada em condução temos uma comutação suave com a devolução de parte da energia absorvida durante o bloqueio.

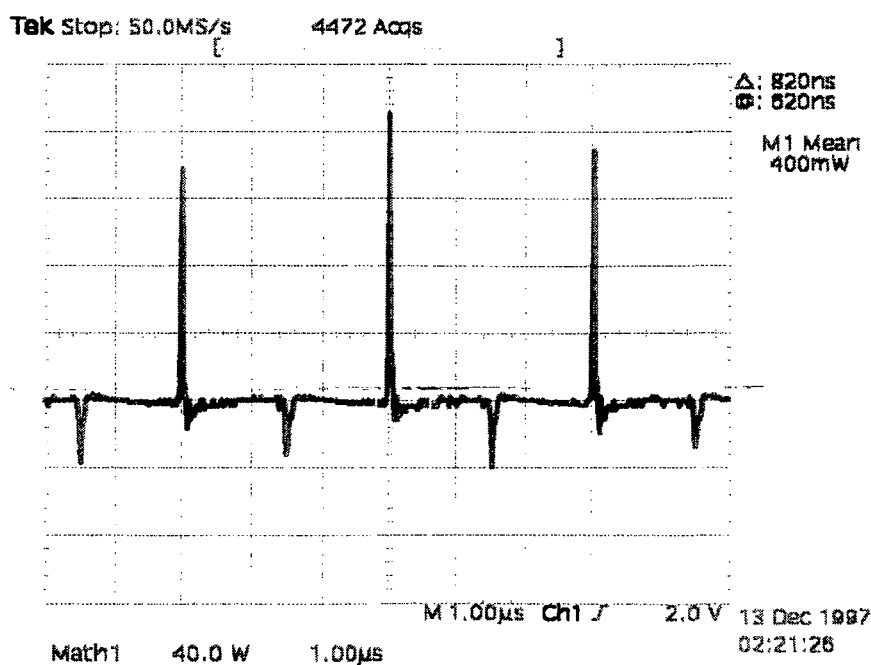


Figura 5.18 : Potência média e instantânea no transistor M2.

5.4 Tensão Entre os Terminais ab

A tensão entre o ponto central do inversor meia ponte e a corrente do indutor L_o , da Figura 5.2, é apresentada na Figura 5.19 onde observa-se o comportamento esperado, ou seja, tem-se uma tensão retangular modulada com capacidade de fornecimento de altas correntes. A corrente no indutor L_o apresenta a ondulação na frequência de comutação sobreposta a corrente média de saída, como era esperado.

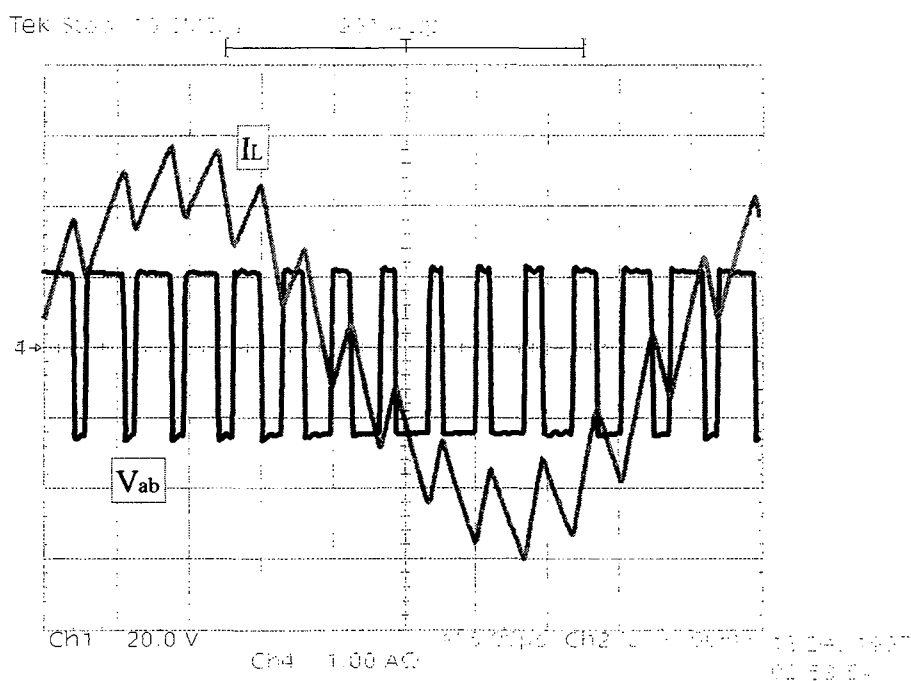


Figura 5.19 : Tensão no ponto central do inversor (Ch1) e corrente no indutor L_o (Ch4).

5.5 Saída

Apresenta-se na Figura 5.20 a tensão e a corrente de saída em 1kHz onde nota-se que utiliza-se uma carga resistiva com um pequeno valor de indutância dos resistores de fio.

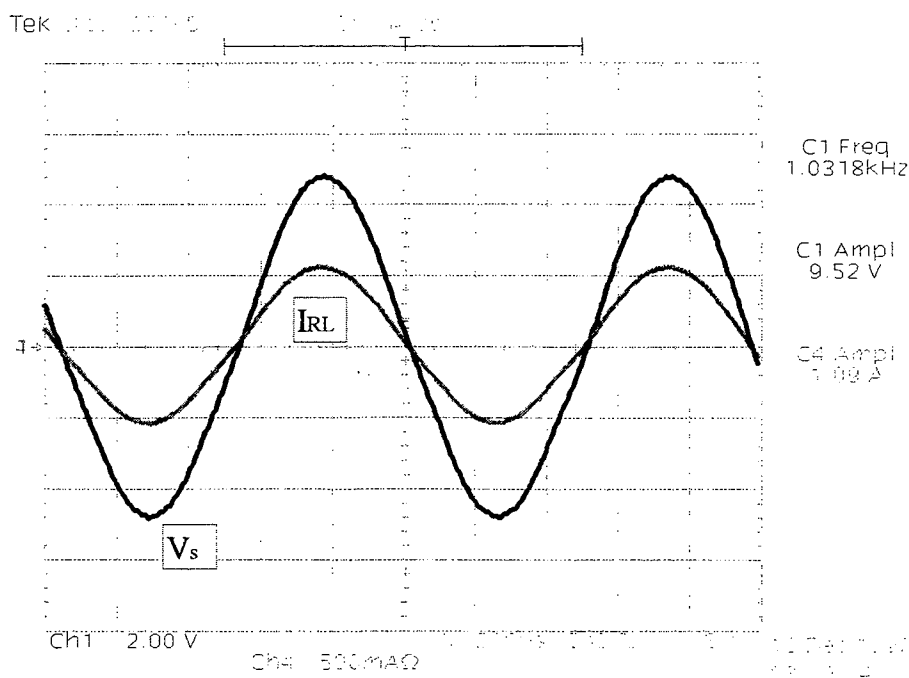


Figura 5.20 : Tensão e corrente de saída com frequência de 1kHz.

5.6 Sinal de Entrada e Saída

Apresenta-se na Figura 5.21 o sinal de entrada e de saída em 20kHz juntamente com a corrente no indutor de saída do amplificador operando em malha aberta, onde observa-se um atraso de fase entre entrada e saída devido ao filtro LC de saída. Por causa da baixa capacitância de saída C_o , nota-se um pequeno atraso de fase entre a tensão de saída e a corrente no indutor L_o . Quando se opera com um sinal modulador em baixa frequência, por exemplo em 1kHz, nota-se que a diferença de fase entre entrada e saída é praticamente nula conforme apresentado na Figura 5.22.

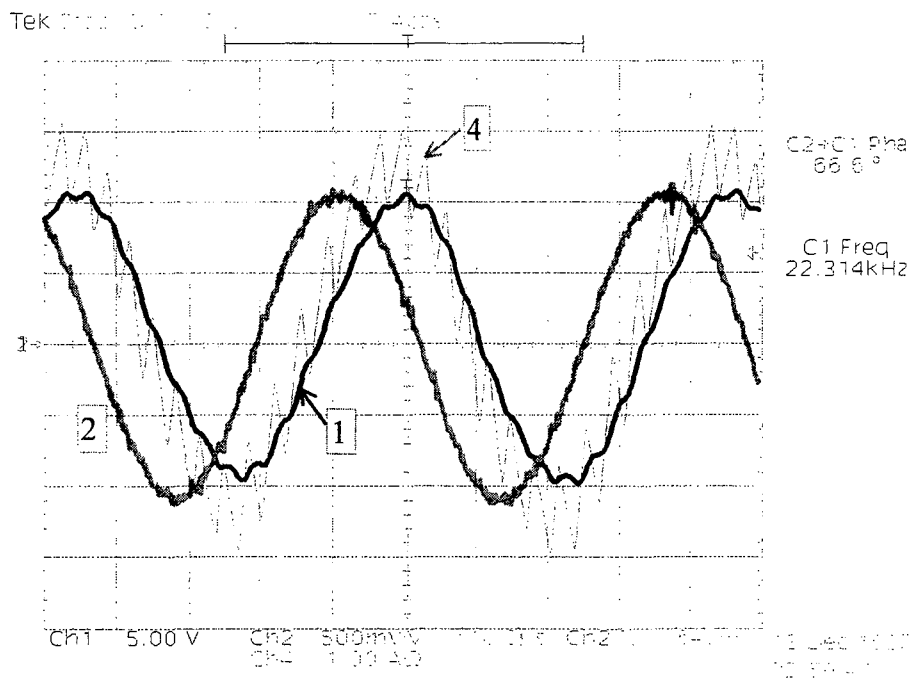


Figura 5.21 : Sinal de entrada (Ch2) e de saída (Ch1) e corrente no indutor L_o em malha aberta 20kHz

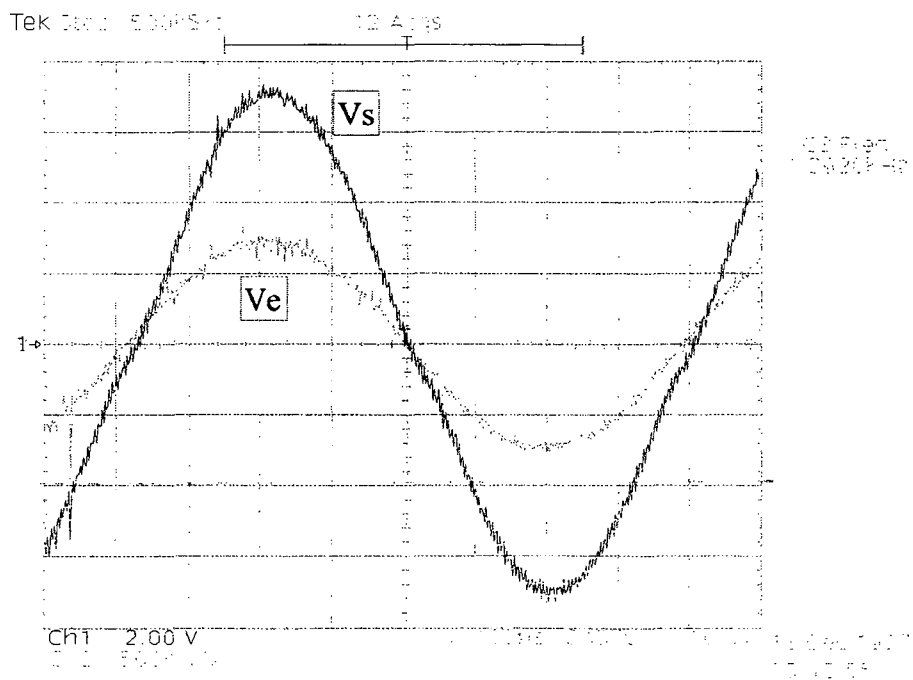


Figura 5.22 : Sinal de entrada e de saída em malha aberta 1kHz

5.7 Resposta em Freqüência

As curvas de resposta em freqüência (Diagrama de Bode) foram levantadas ponto a ponto e posteriormente traçadas com a utilização de um programa apropriado.

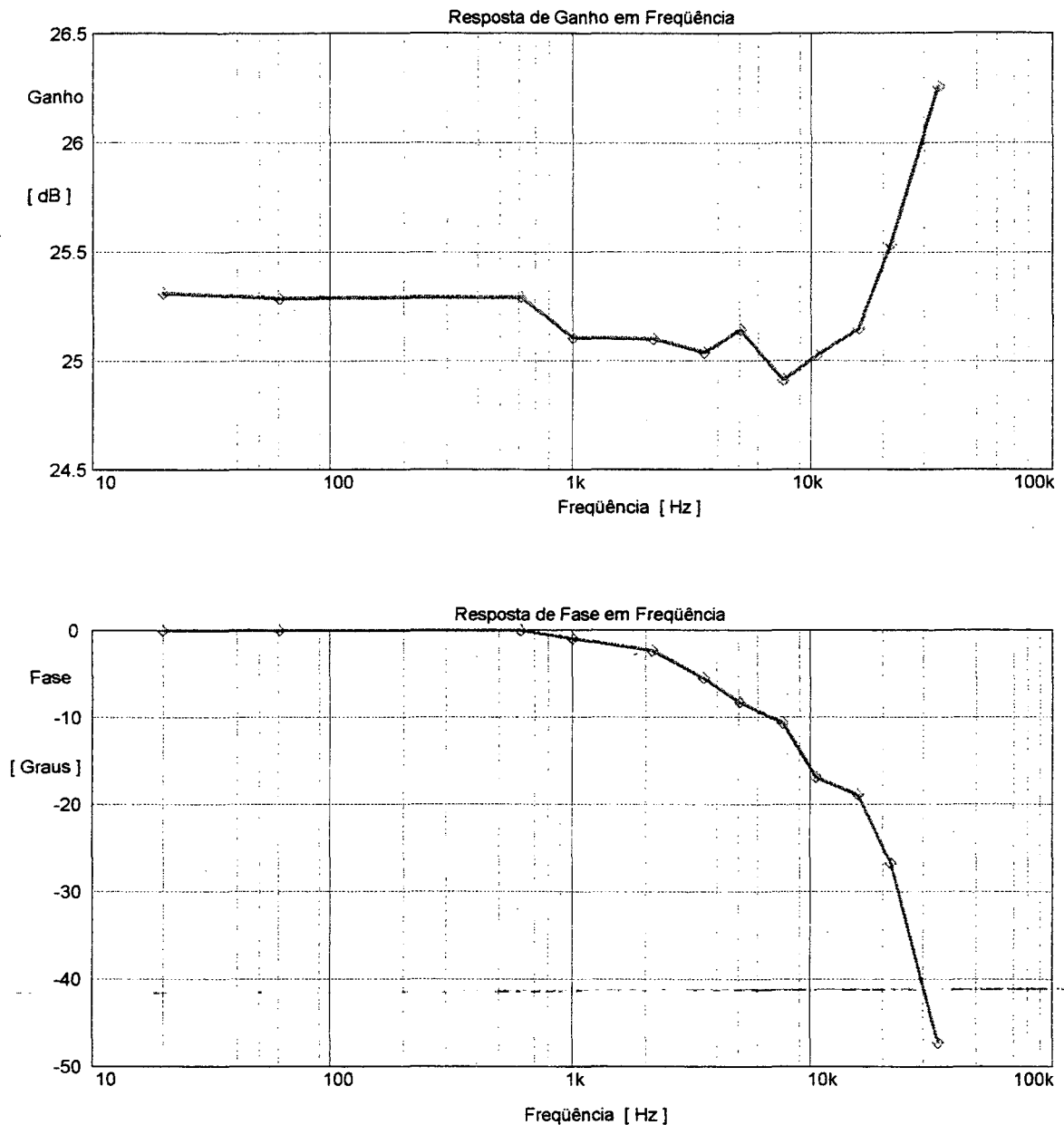


Figura 5.23 : Resposta em freqüência em malha aberta.

Nota-se que o ganho sofre uma elevação para freqüências acima de 20kHz porém acima de aproximadamente 30kHz onde situa-se o polo ressonante do filtro de saída, tem-se a atenuação de 20dB/dec (ou 12dB/oitava), isto devido aos componentes utilizados não serem

idênticos ao projeto que prevê a inexistência de uma elevação no ganho quando a frequência se aproxima do pólo ressonante. Apesar disto, o ganho na banda passante, possui valores razoáveis quando comparados a amplificadores comerciais com $\pm 1\text{dB}$ (de 20Hz a 20kHz), e o maior problema encontrado é a fase, que, como anteriormente esperado, deve ser menor que $\pm 10^\circ$ em toda banda passante. Portanto sente-se a necessidade de utilização do compensador, de modo a eliminar este efeito. Alguns amplificadores comerciais profissionais de alta potência exibem por exemplo *HotSound HS600sx* apresenta resposta de ganho em 20Hz-20kHz de $\pm 1\text{dB}$ e fase em $+38^\circ$, -14° respectivamente para frequência mínima e máxima. Porém outro amplificador da empresa *Studio R Homma 4500* apresenta a resposta de ganho na mesma faixa e resposta de fase de 120° em avanço para baixas frequências e 120° de atraso em 20kHz, demonstrando que o amplificador em questão (Classe D) apresenta uma resposta muito razoável com o filtro utilizado.

5.8 Resultados em Malha Fechada

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando-se o circuito da Figura 5.7. Os sinais utilizados para a análise de ganho e fase são originados do gerador de funções HP3311A, e o sinal de precisão para análise harmônica é gerado utilizando-se uma unidade de acionamento de disco “CDrom” com o “CD de Aplicações Técnicas para Áudio Profissional”.

5.8.1 Sinal de Entrada e Saída

Os resultados experimentais relativos a tensão de entrada e tensão de saída para o circuito operando em malha fechada são apresentados em diferentes frequências de modulação, de modo a permitir uma visualização do comportamento.

A Figura 5.24 apresenta o sinal de entrada e de saída para uma frequência de 4,87Hz onde pode-se observar que o controle deixa de atuar a partir do pico do sinal de entrada. Cabe lembrar que este fenômeno ocorre pois o filtro formado por C33 e C34 da Figura 5.2 em conjunto com o resistor de carga, formam um filtro passa-alta com frequência de corte situada em 20Hz, conforme projeto no Capítulo 2. A Figura 5.25 apresenta o resultado para uma frequência pouco superior (5,8Hz) onde a saturação do controlador (e filtro) começa a

desaparecer, e na Figura 5.26 com frequência de 10,6Hz pode-se notar que a saída já segue fielmente o sinal de entrada.

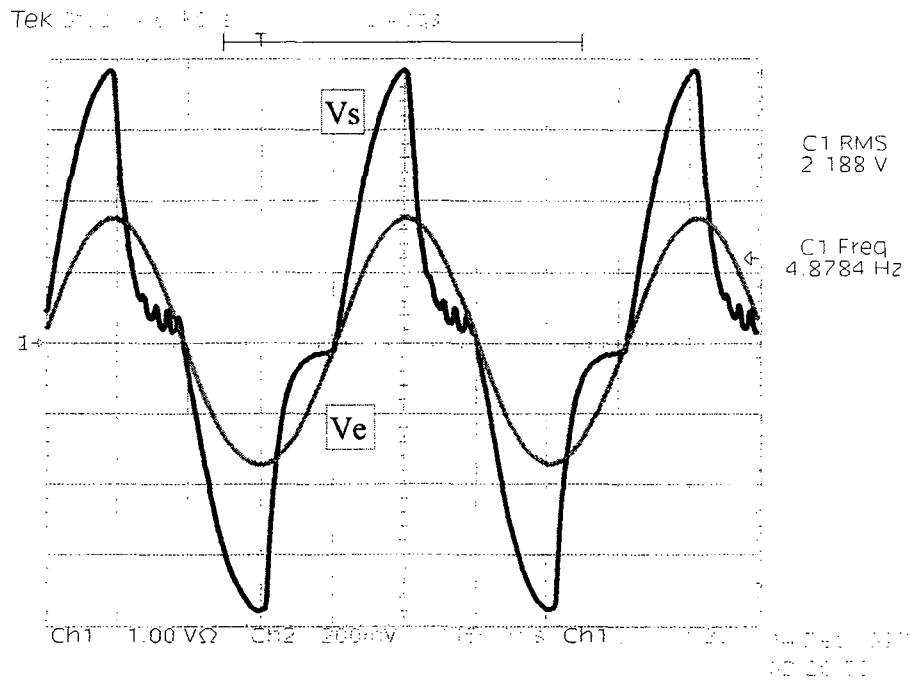


Figura 5.24 : Sinal de entrada (Ch2) e de saída (Ch1) em 4,87Hz.

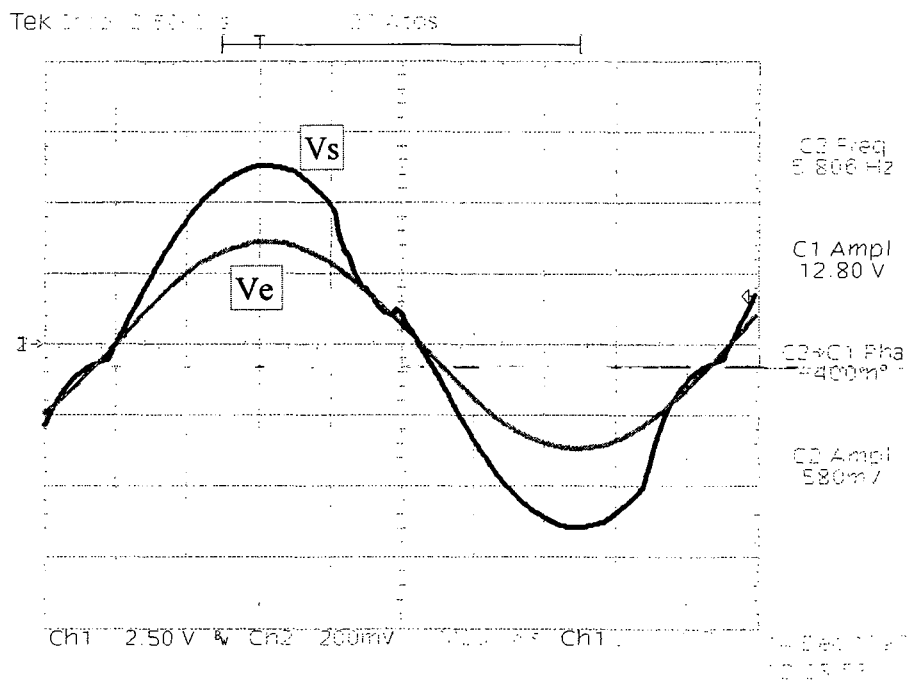


Figura 5.25 : Sinal de entrada (Ch2) e de saída (Ch1) em 5,8Hz.

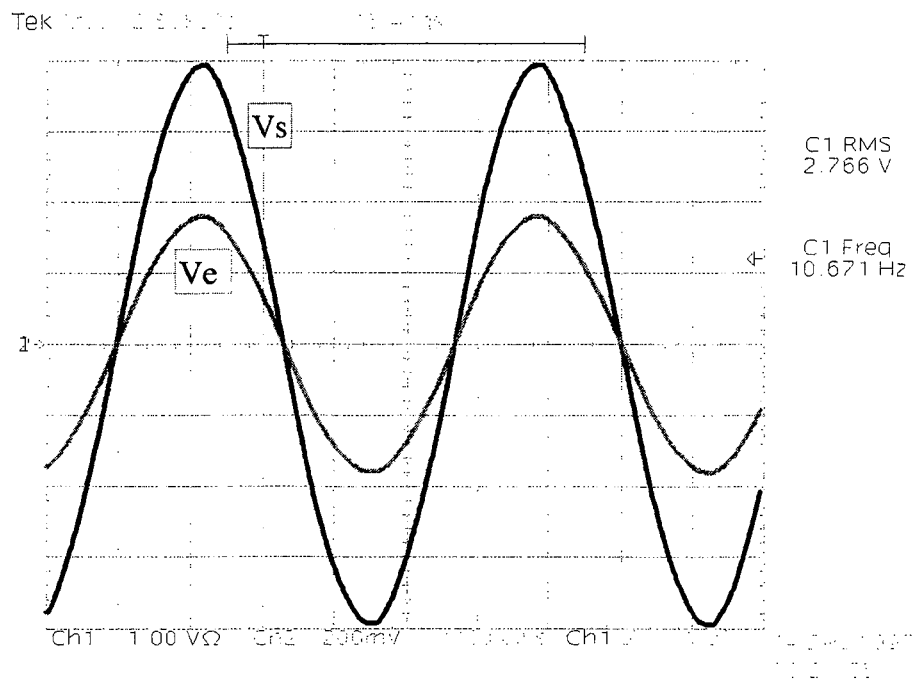


Figura 5.26 : Sinal de entrada (Ch2) e de saída (Ch1) em 10,6Hz.

A Figura 5.27 apresenta o sinal de entrada e de saída em 20Hz, onde inicia-se a exigência de que a saída tenha uma boa fidelidade em relação ao sinal de entrada. Pode-se verificar o ganho absoluto de 37,14 [V/V] (31,39dB) e a diferença de fase de 0,8°.

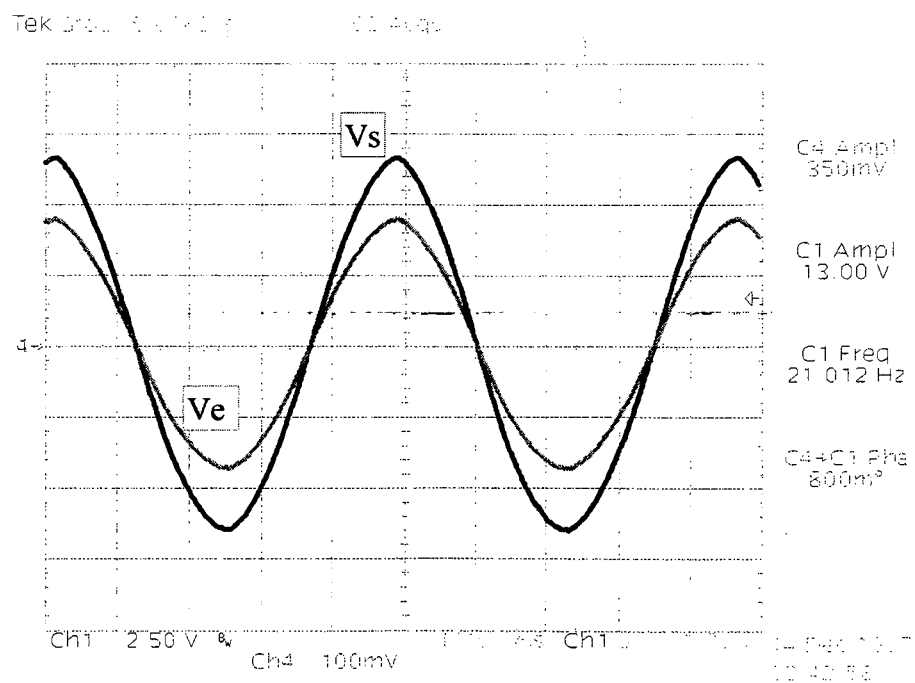


Figura 5.27 : Sinal de entrada (Ch2) e de saída (Ch1) em 21,012Hz.

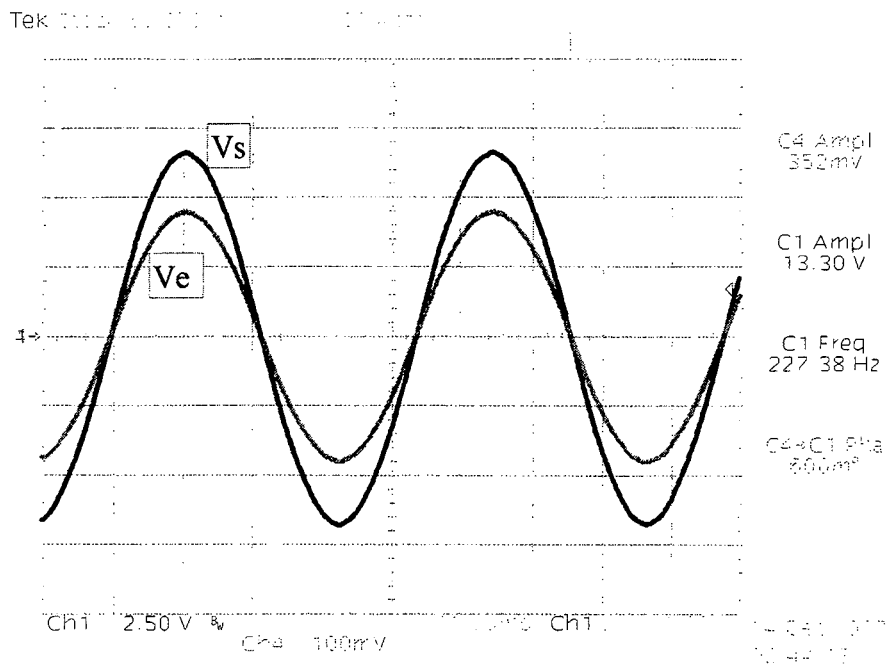


Figura 5.28 : Sinal de entrada (Ch2) e de saída (Ch1) em 227.38Hz.

A Figura 5.28 apresenta os resultados de experimentais para o sinal de entrada e saída em malha fechada operando com frequência de modulação em 227.38 onde observa-se o ganho de 37,78 [V/V] (31,5dB) e fase de 0.6° .

Na Figura 5.29 apresenta ainda, o sinal de entrada e de saída com frequência de 1kHz onde o ganho é de 37,35 [V/V] (31,4dB) e a diferença de fase de $1,4^\circ$.

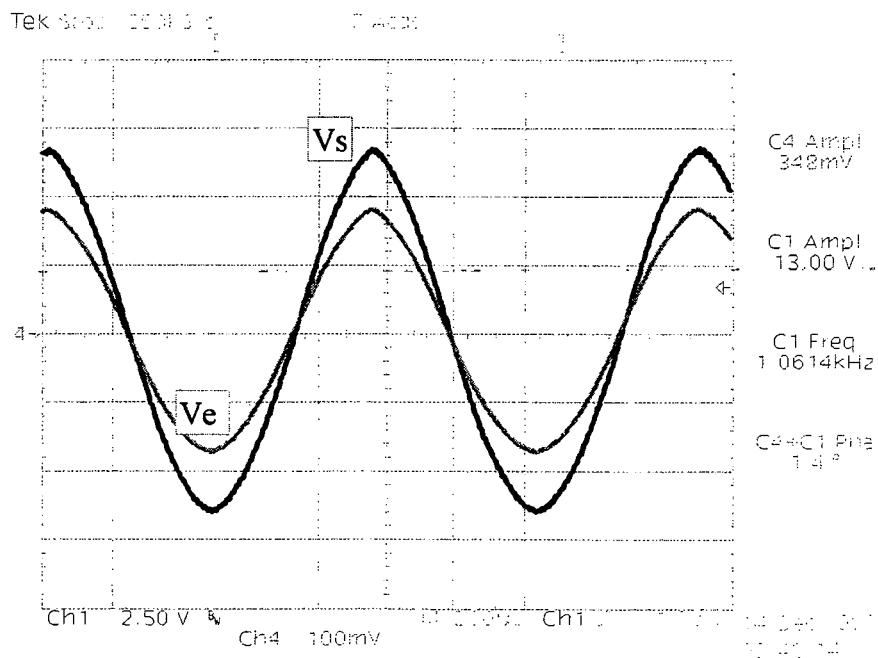


Figura 5.29 : Sinal de entrada (Ch4) e de saída (Ch1) em malha fechada -1kHz.

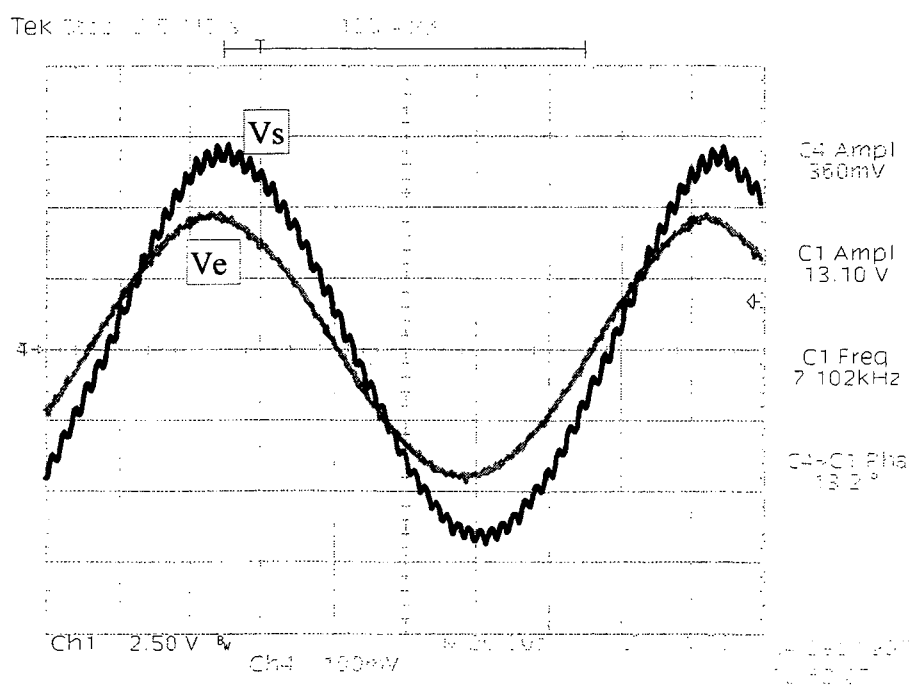


Figura 5.30 : Sinal de entrada (Ch4) e de saída (Ch1) em 7,1kHz.

A Figura 5.30 apresenta os resultados com frequência de 7,1kHz, onde pode-se verificar que o ganho encontra-se em 38,38 (31,2dB) com um leve incremento na diferença de fase que é de 13,2°. Na Figura 5.31 observa-se os sinais de entrada e saída em 20kHz.

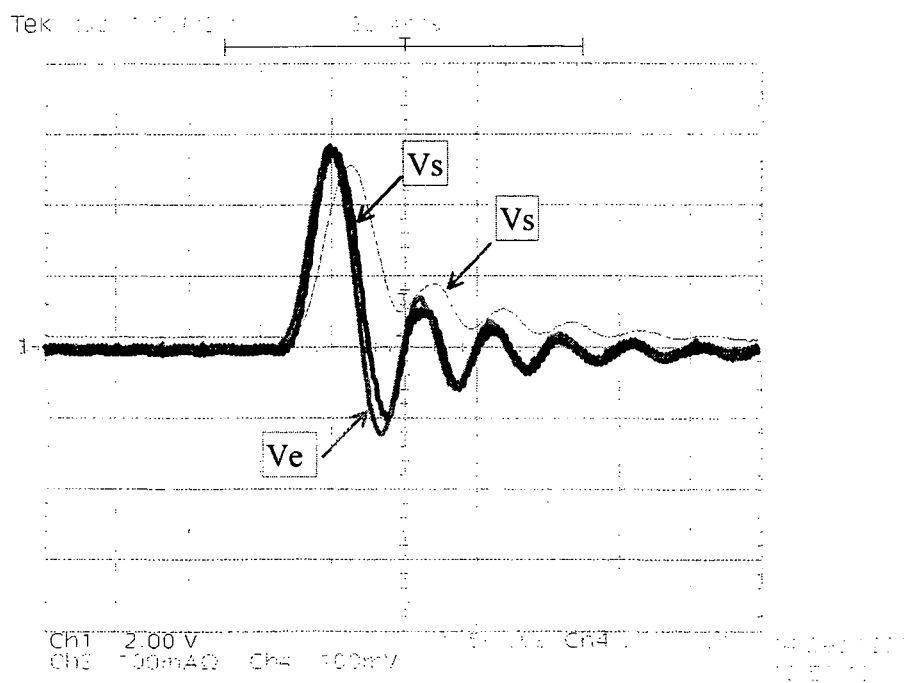


Figura 5.32 : Tensão de entrada (Ch4), saída (Ch1) e corrente de saída (Ch3).

5.9 Análise Harmônica

A análise harmônica é realizada para os sinais de tensão de entrada e saída com frequência de 1kHz apresentado na Figura 5.33 proveniente (entrada) do acionador de discos óticos (*Cd-player*) CREATIVE INFRA 18X.

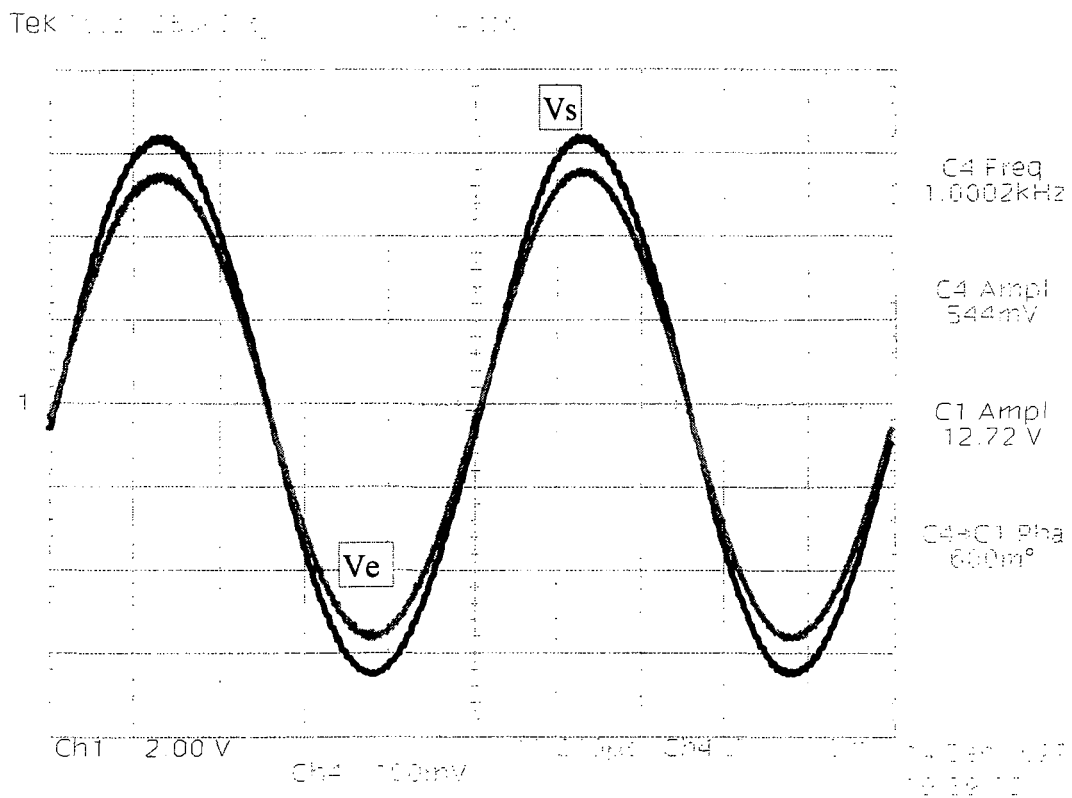


Figura 5.33 : Tensão de entrada (Ch4) e de saída (Ch1) 1kHz MF

O espectro harmônico da tensão de entrada e de saída é apresentado na Figura 5.33 onde pode-se observar o aparecimento da 3^a e 5^a harmônica não existente na tensão de entrada.

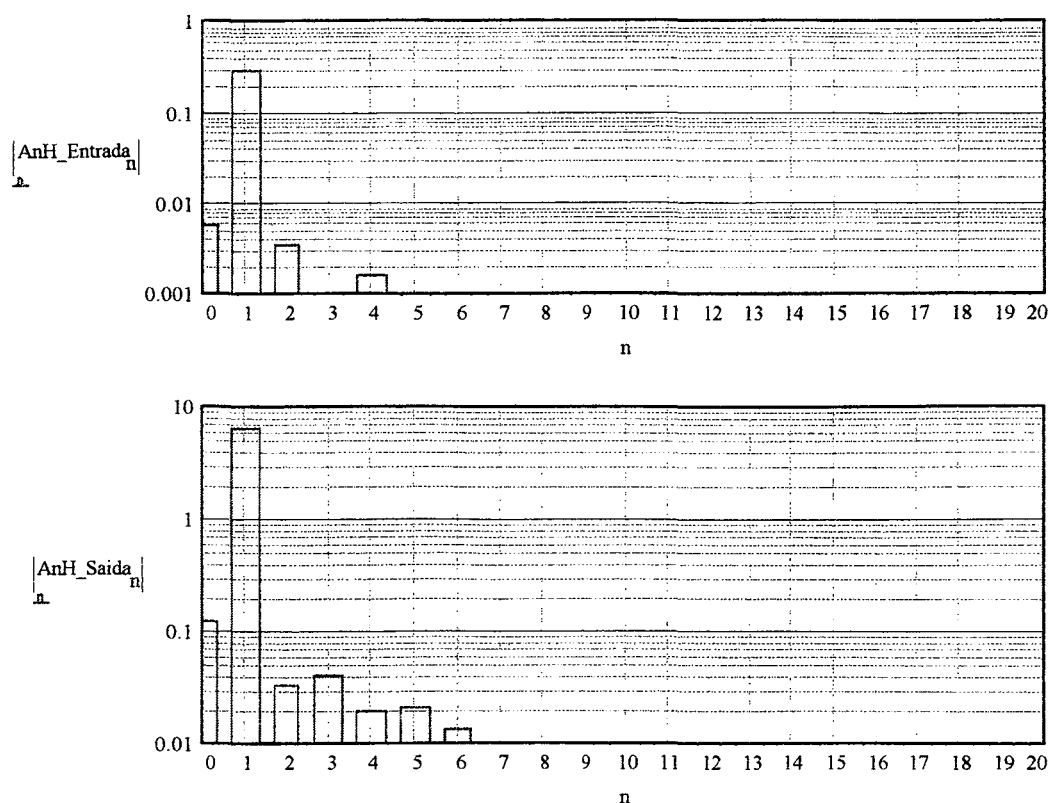


Figura 5.34 : Tensão de entrada (Ch4) e de saída (Ch1) 1kHz MF

Utilizando o programa Mathcad determina-se a THD do sinal de entrada e de saída :

- Saída - THD = 0,984%
- Entrada - THD = 1,54%

Conclui-se portanto, que apesar da simulação resultar em uma THD=0.08%, o sinal de entrada era isento de distorção. Então considera-se o resultado bom até que se realize uma medida com um sinal de entrada mais puro. É observado no momento da medida, que o sinal de entrada é contaminado pelo ruído de alta frequência (comutação) a partir do instante que eleva-se a potência de saída.

5.10 Rendimento

A medida de rendimento é realizada para diferentes frequências do sinal de entrada, fazendo-se variar a carga de saída medindo tensão e corrente de entrada e de saída, com o auxílio do osciloscópio digital TEKTRONIX TDS743, onde internamente multiplica-se os sinais de tensão e corrente extraíndo seu valor médio de modo a encontrar a potência ativa na

entrada e na saída do amplificador. Os resultados de rendimento obtidos em função da potência de saída normalizada em relação ao valor máximo de 100W, são apresentados na Figura 5.35, que comparada ao rendimento teórico apresentado no Capítulo 2, conclui-se que os resultados são coerentes.

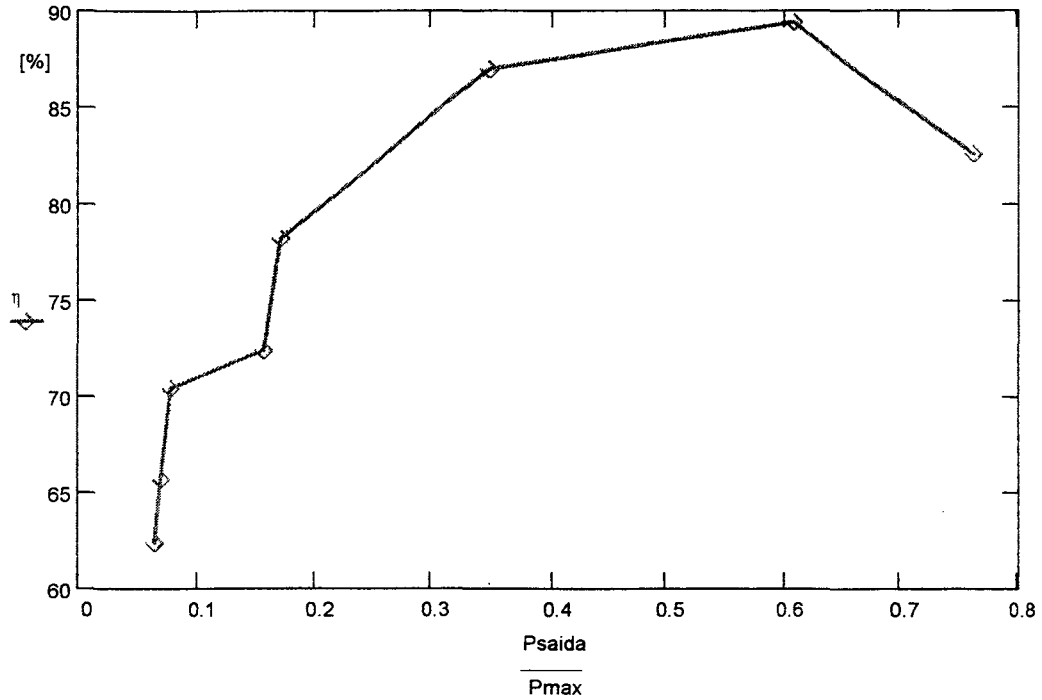


Figura 5.35 : Tensão de entrada (Ch4) e de saída (Ch1) 1kHz MF

5.11 Conclusão

Um amplificador Classe D com configuração de inversor meia-ponte operando em malha aberta e fechada foi implementado em laboratório, com a finalidade de se confirmar os estudos teóricos e de simulação realizados anteriormente.

Os resultados obtidos para a forma dos sinais de tensão e corrente nos diversos pontos do circuito comprovam a análise e simulação realizadas. Observa-se no entanto, pequenas diferenças de fase entre os sinais de entrada e de saída em malha fechada quais são maiores que a simulação em malha fechada apresentado no capítulo 4.

A distorção harmônica total do sinal de saída é superior àquela obtida com os resultados de simulação, porém pode ser justificado pelo conteúdo harmônico do sinal de entrada.

O rendimento obtido está dentro do esperado, exceto de uma pequena diferença próximo da potência de saída nominal.

A resposta em frequência do amplificador operando em malha é bastante plana, como se pode observar através dos diversos resultados de tensão de entrada e de saída realizados para diferentes frequências.

BIBLIOGRAFIA

- [1]DUNCAN, Ben. High Performance Audio Power Amplifiers. Newnes. An imprint of Butterworth-Heinemann Ltd Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP - 1996/1997 - United Kingdom.
- [2]SEDRA, Adel S.; Smith, Kenneth C.. Microelectronic Circuits. 3rd ed. International Edition.
- [3]CARPES Jr., Walter. Apostila do Curso de Sistemas de Comunicação. UFSC 1995.
- [4]OGATA, K. Engenharia de Controle Moderno. Prentice/Hall do Brasil Ltda, R.J., 1992.
- [5]SOUNDTECH, Application Note Software SpectraLab - Version 4.32
- [6]BORTONI, Rosalfonso. Amplificadores de Potência. Trabalho Orientado do Curso de Pós Graduação - 3º período. Linse - UFSC. 1997.
- [7]SOKAL, Nathan O. and SOKAL, Alan D.; Class E - A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-10, No. 3, June 1975, pp 168-176.
- [8]SAMPEI, Tohru; OHASHI, Shinichi; OHTA, Yoshihiro; INOUE, Shigei. Highest Efficiency and Super Quality Audio Amplifier Using Mos Power Fets in Class G Operation. IEEE -Transactions on Consumers Electronics, Vol. CE-24, No. 3, pp.300-307- August 1978.
- [9]JEONG, Jae Hoon; KIM, Gue Hong; MIN, Byeong Rok; AHN, Che Hong and CHO, Gyu Hyeong. A High Efficiency Class A Amplifier Accompanied by Class D Switching Amplifier. IEEE-PESC. - St. Louis, Missouri - June 22-27 - 1997.
- [10]GIACOLETTO, L.J.. Electronics Designer's Handbook. Second Edition 1977; McGraw-Hill Book Company.
- [11]ETTINGEN, and COOPER, Proc. IEE, Vol.106-B-18, 3092e, April 1960.
- [12]CUK, Slobodan; ERICKSON, Robert W.. A Conceptually New High-Frequency Switched-Mode Power Amplifier Technique Eliminates Current Ripple. Proceeding's of Powercon, the Fifth National Solid State Power Conversion Conference, May 1978 San Francisco, CA.

- [13]OLIVEIRA, Ronaldo C.; COELHO, Ernane A.A; VIEIRA, João B.; FREITAS, Luiz C.; FARIAS, Valdeir J.. Switching Power Amplifiers With Soft Commutation For Audio Applications. Cobep 96, pp.457-461.
- [14]ERTL, H.; KOLAR, J.W.; ZACH, F.C.. Basic Considerations and Topologies of Switched-Mode Assisted Linear Power Amplifiers. IEEE - APEC - 1996, pp.207-213
- [15]CHRISTIANSEN, Donald; FINK, D.G.; JURGEN, R.K.; TORRERO E.A.. Electronics Engineers Handbook. IEEE Press fourth edition 1997;
- [16]FITCH, Vol.94, Nº13, Pt.IIIA, J.IEE, 1947.
- [17]BORWICK, John. Loudspeaker and Headphone Handbook. Butterworth & Co.Ltd., 1988.
- [18]SILVA, Homero Sette. Análise e Síntese de Alto-Falantes & Caixas Acústicas pelo Método T-S. H. Sheldon Serviços de Marketing Ltda - 1996.
- [19]HONNELL, M.A.. Analysis and Design of a Class-D Amplifier, Auburn University, Alabama, February 26, 1968 (NASA) Item MFS-14803, Brief 68-10313).
- [20]ROSS, J.A.. A High-Power Switching Amplifier, Control Eng., Vol.7, pp.50-53 July 1970.
- [21]MIZOSHIRI, I. Et al.. Power Spectrum and SN Ratio in Switched-Mode Amplifiers, Electron. Commun. Japan, Vol.54, pp. 108-113, November 1971.
- [22]MANDOJANA, Julio C.; HERMAN, Kelly J.; ZULINSKI, Robert E.. A Discrete/Continuous Time-Domain Analysis of a Generalized Class E Amplifier, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 37, No.8, August 1990, pp 1057-1060
- [23]LINDBERG, Erik. Institute of Circuit Theory and Telecommunication, 343 Technical University of Denmark, DK-2800, Lyngby. Internet pages.
(<http://ws3.atv.tuwien.ac.at/comparisons/c3/c3def.html>)-
- [24]BALLOU, Glen. Handbook for Sound Engineers - The new audio cyclopedia; Second Edition. SAMS, Carmell. A division of Macmillan Computer Publishing 11711 North College, Carmell Indiana 46032 USA.
- [25]FLINDERS, Frank M.; WOLFS, Peter J.; KWONG, Ken C.. Improved Techniques for Switching Power Amplifiers. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.8, No.4, October 1993.

- [26]EL-HAMAMSY, Sayed-Amr. Design of High-Efficiency RF Class-D Power Amplifier. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.9, No.3, May 1994.
- [27]POON, N. K.; LAU, W.H.; CHUNG, Henry; A ZVS PWM Converter For A Full Audio Band Amplifier. IEEE PESC96, pp.1261-1265.
- [28]TSE, K.K.; CHUNG, Henry; Fast Time-Domain Analysis of PWM Switching Regulators. IEEE PESC96, pp.1363-1369.
- [29]LOURENÇO, E. M.. Análise e projeto de Compensadores Para Conversores Full-Bridge - ZVS-PWM - PS. Dissertação de Mestrado, UFSC, 1994.
- [30]VLATKOVIC, V.; SABATÉ, J; RIDLEY, R; F.C. and CHO, B.H.. Small Signal Analysis Of The Phase-Shifted PWM Converter. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 7, 1992
- [31]BARBI, Ivo.. Projeto de Fontes Chaveadas. Publicação Interna - LAMEP - 1990.
- [32]MOTOROLA, Application Notes. High Fidelity Switching Audio Amplifiers Using TMOS Power MOSFETS
- [33]Áudio Musica & Tecnologia, Revista nacional de 1996.
- [34]BALLOU, Glen.. Handbook for Sound Engineers - The New Audio Cyclopedia. Howard W. Sams & Company. 1991.
- [35]BREED, A. Gary. Classes of Power Amplification. R.F. Design(USA), vol.16, pp.80-82, Aug.1993.
- [36]DANZ, George E.. Class D Audio II Evaluation Board (HIP4080AEVAL2). Harris, Application Note AN9525, march 1996.
- [37]CYSNE, Luiz Fernando O.. Áudio Engenharia e Sistemas. H. Sheldon Serviços de Marketing Ltda - 4ª edição. 1997.
- [38]BAXANDALL, P.J.. Transistor sine-wave LC oscillators, some general considerations and new development, Proc. Inst.Elec.Eng., vol.106, part B, pp.748-758, 1959.
- [39]MITCHELL, Peter W.. A Musically Appropriate Dynamic Headroom Test For Power Amplifiers. An Audio Engineering Society Preprint - AES. NY - October 1987.
- [40]Standard Methods of Measurement for Audio Amplifiers, EIA RS-490 (1981). Electronic Industries Association, 2001 Eye St. N.W., Washington DC 20006.