

JOABEL MOIA

**AMPLIFICADOR COMUTADO PARA UM
ATUADOR PIEZOELÉTRICO**

**FLORIANÓPOLIS – SC
2004**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

AMPLIFICADOR COMUTADO PARA UM
ATUADOR PIEZOELÉTRICO

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

JOABEL MOIA

Florianópolis, Novembro de 2004.

AMPLIFICADOR COMUTADO PARA UM ATUADOR PIEZOELÉTRICO

Joabel Moia

“Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de **Mestre em Engenharia Elétrica**, na área de concentração em **Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico**, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.”

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Co-Orientador

Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente da Banca

Prof. Arcanjo Lenzi, Ph.D.

Prof. Cláudio Manoel da Cunha Duarte, Dr.

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Eng. Wail Metzker Pastorello Filho, Dr.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

AMPLIFICADOR COMUTADO PARA UM ATUADOR PIEZOELÉTRICO

Joabel Moia

Novembro / 2004

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-Orientador: Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chaves: Atuadores Piezoelétricos; amplificador de potência comutado; cancelamento da vibração.

Número de páginas: 146.

RESUMO: Este trabalho tem por objetivo apresentar o estudo e o desenvolvimento de um amplificador de potência comutado classe D para alimentar um atuador piezoelétrico, com aplicação no controle de vibrações acústica em compressores de condicionadores de ar.

Atualmente muitos esforços têm sido feitos na tentativa de cancelar vibrações, não só em compressores, assim como em muitos lugares que apresentam estruturas vibratórias, causando desconforto e problemas de saúde para as pessoas.

Primeiramente, são apresentadas as principais características do piezoelétrico. Em seguida uma análise das estruturas de potência que podem ser utilizadas na implementação do amplificador. Posteriormente, são abordadas as estratégias de modulações que melhor se encaixem para realização do amplificador alimentando um atuador piezoelétrico. Finalmente, os resultados de simulações e experimentais são apresentados para comprovação do funcionamento do amplificador.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

SWITCHING AMPLIFIER FOR PIEZOELECTRIC ACTUATOR

Joabel Moia

November / 2004

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-Advisor: Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Piezoelectric Actuator; Switching Power Amplifier; Vibration Cancellation.

Number of pages: 146.

ABSTRAC: This work intent to present a study and development of a D class switching power amplifier to supply a piezoelectric actuator, which is applied in acoustic vibration control of air conditioners compressors.

Nowadays so many researches have been proceeds to cancel vibrations, not only on air conditioners compressors, but also in any place where vibrations structures can cause disturbs or health problems.

In the first topic, the main characteristic of piezoelectric is presented. On the next step, some structures that can be applied to this device are discussed. After this, modulations strategies are discussed, in order to find which the best one to feed the piezoelectric actuator is. Simulating and experimental results are presented to confirm the amplifier working.

A DEUS

“Provai, e Vede que o senhor é bom; bem-aventurado o homem que nele confia.”

(Salmo 34)

A MINHA FAMILIA

AOS MEUS AMIGOS

AGRADECIMENTOS

A Deus pela existência, saúde e força espiritual a mim concedidos.

A minha família, ao meu pai José Moia, aos meus irmãos Clever Evandro Moia, Emelina Moia e Maria Isabel Moia pelo auxílio em todos os momentos da minha vida e principalmente a minha mãe Cecília Moia pelo apoio incondicional para a realização da minha formação pessoal, acadêmica e a realização deste trabalho.

Ao professor Arnaldo José Perin, pela orientação, pelos conhecimentos transmitidos, pelo estímulo e apoio no decorrer deste trabalho e na graduação. Mas principalmente pela amizade, paciência, compreensão e ensinamentos com palavras sábias para toda a vida.

Ao professor Enio Valmor Kassick pelas importantes contribuições como co-orientador deste trabalho.

Aos demais professores do INEP, Ivo Barbi, Hari Bruno Mohr, Denizar Cruz Martins, João Carlos dos Santos Fagundes, Fabiana Pottker de Souza, Clóvis Antônio Petry pela contribuição na minha formação em eletrônica de potência.

Ao todos os funcionários do INEP pela ajuda e auxílio nas mais diversas atividades, principalmente ao Antônio Luiz S. Pacheco, Luiz M. Coelho, Rafael Carpes, Patrícia Schmidt e Dulcemar Borges.

À Universidade Federal de Santa Catarina e ao CNPq pelo auxílio financeiro. Ao povo brasileiro, que através dos impostos foi possível o auxílio financeiro do governo federal.

Aos meus colegas de mestrado e em muitas vezes, amigos, Geraldo Cezar Rodrigues Sincero, Jean Paulo Rodrigues, José Flávio Dums, Mateus Felzke Schonardie, Edward Leonardo Fuentealba Vida, Mauro André Pagliosa, Antonio José Bento Bottion, pela ajuda e pelos momentos de alegria compartilhada dentro e fora do INEP.

Aos colegas do INEP, Alceu André Badin, Fernando Haeming Gerent, André Luiz Fuerback, Cícero da Silva Postiglione, Deivis Borgonovo, Telles Brunelli Lazzarin, Sergio Vidal Garcia, Luiz Cândido Tomaselli, Kefas Damázio Coelho, Anderson Soares André e Wail Metzke Pastorello Filho pelos momentos alegres quem me proporcionaram.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 2 – ATUADORES E SENSORES PIEZOELÉTRICOS	3
2.1 INTRODUÇÃO	3
2.2 CARACTERÍSTICAS DE UM MATERIAL PIEZOELÉTRICO	3
2.3 TIPOS DE ATUADORES PIEZOELÉTRICOS	5
2.4 MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO PIEZOELÉTRICO	6
2.5 CONCLUSÃO	8
CAPÍTULO 3 – AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA COMUTADOS	9
3.1 INTRODUÇÃO	9
3.2 ESTRUTURAS PARA AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA COMUTADOS	10
3.2.1 <i>Vantagens e Desvantagens de cada Topologia</i>	11
3.3 INVERSOR MEIA PONTE	13
3.3.1 <i>Etapas de funcionamento</i>	14
3.3.1.1 Etapas de funcionamento para a Região A	15
3.3.2 <i>Forma de onda Ideal para a Região A</i>	16
3.3.2.1 Etapas de funcionamento para a Região B	17
3.3.3 <i>Forma de onda Ideal para a Região B</i>	20
3.3.4 <i>Equacionamento</i>	21
3.4 INVERSOR PONTE COMPLETA	22
3.4.1 <i>Etapas de Funcionamento</i>	22
3.4.1.1 Etapas de Funcionamento para a Região A	22
3.4.2 <i>Forma de Onda Ideal para a Região A</i>	24
3.4.2.1 Etapas de Funcionamento para a Região B	24
3.4.3 <i>Forma de onda Ideal para a Região B</i>	27
3.4.4 <i>Equacionamento</i>	28
3.5 CONCLUSÃO	29
CAPÍTULO 4 – ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÕES E CONTROLE	31
4.1 INTRODUÇÃO	31
4.2 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM)	32
4.2.1 <i>Introdução</i>	32
4.2.2 <i>Dois Níveis</i>	33
4.2.3 <i>Três Níveis</i>	35
4.2.4 <i>Filtro de Saída</i>	36
4.2.4.1 Resposta em Freqüência	37
4.2.5 <i>Compensação</i>	40
4.3 MODULAÇÃO POR FREQUÊNCIA DE PULSOS	45
4.3.1 <i>Modulação Delta</i>	46
4.3.2 <i>Modulação Sigma-Delta</i>	47
4.3.3 <i>Modulação Delta-H [25]</i>	49

4.3.3.1	Metodologia de Projeto	53
4.3.3.2	Controle	55
4.3.3.3	Demodulação Delta-H	56
4.4	MODULAÇÃO POR HISTERESE DA CORRENTE DO CAPACITOR [31]	57
4.4.1	<i>Filtro de Saída</i>	58
4.4.2	<i>Compensação</i>	62
4.5	CONCLUSÃO	65
 CAPÍTULO 5 – PROJETO E SIMULAÇÃO DO AMPLIFICADOR		67
5.1	INTRODUÇÃO	67
5.1.1	<i>Especificações</i>	67
5.2	PROJETO E SIMULAÇÃO PARA A MODULAÇÃO PWM.....	68
5.2.1	<i>Filtro de Saída</i>	69
5.2.2	<i>Simulação do Amplificador de Potência PWM a dois níveis</i>	72
5.2.2.1	Resultados.....	73
5.2.3	<i>Simulação do Amplificador de Potência PWM a três níveis</i>	80
5.2.3.1	Resultados.....	81
5.3	PROJETO E SIMULAÇÃO PARA A MODULAÇÃO DELTA-H.....	87
5.3.1	<i>Simulação do Amplificador de Potência Modulação Delta-H</i>	90
5.3.1.1	Resultados.....	90
5.4	PROJETO E SIMULAÇÃO PARA A MODULAÇÃO POR HISTERESE DA CORRENTE DO CAPACITOR.....	91
5.4.1	<i>Filtro de Saída</i>	92
5.4.2	<i>Circuito de Compensação da Malha de Corrente</i>	94
5.4.3	<i>Simulação do Amplificador de Potência com Modulação por Histerese da Corrente do Capacitor</i>	96
5.4.3.1	Resultados.....	96
5.5	CONCLUSÃO	103
 CAPÍTULO 6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS		106
6.1	INTRODUÇÃO	106
6.2	FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR	106
6.3	PONTE DE INTERRUPTORES	107
6.4	CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES	108
6.5	CIRCUITO GERADOR DE TEMPO MORTO E COMPLEMENTAR.....	110
6.6	MODULADOR PWM	111
6.7	CONDICIONADOR DO SINAL DE ENTRADA (REFERÊNCIA).....	112
6.8	FONTE AUXILIAR.....	113
6.9	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	116
6.10	CONCLUSÃO	124
 CAPÍTULO 7 – CONCLUSÃO GERAL		125
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		128

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

Símbolo		
Símbolo	Significado	Unidade
R_p	Resistência de Perdas do Piezoelétrico	Ω
C_p	Capacitância Intrínseca do Piezoelétrico	F
R_m	Resistência Série do Piezoelétrico	Ω
L_m	Indutância Série do Piezoelétrico	H
C_m	Capacitância Série do Piezoelétrico	F
U_p	Tensão Elétrica nos Terminais do Piezoelétrico	V
f_L	Força Externa Aplicada no Piezoelétrico	N
U_L	Tensão Série do Piezoelétrico	V
E	Tensão de Barramento CC	V
L_o	Indutor do Filtro de Saída	H
C_o	Capacitor do Filtro de Saída	F
R_o	Resistência de Carga	Ω
I_{L_o}	Corrente do Indutor do Filtro de Saída	A
V_o	Tensão da Carga	V
V_{ab}	Tensão entre o ponto a e b (saída do inversor)	V
T	Período	s
$V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}, V_{S4}$	Tensão sobre os Interruptores 1, 2, 3 e 4, resp.	V
$I_{S1}, I_{S2}, I_{S3}, I_{S4}$	Corrente dos Interruptores 1, 2, 3 e 4, resp.	A
$I_{D1}, I_{D2}, I_{D3}, I_{D4}$	Corrente dos Diodos dos Interruptores 1, 2, 3 e 4	A
V_{ref}	Tensão do Sinal de Referência	V
V_{rp}	Tensão do Sinal de Rampa	V
V_{pwm}	Tensão dos Pulsos PWM	V
ZRo	Impedância Resistiva da Carga	Ω
ZCo	Impedância Capacitiva do Filtro	Ω
ZLo	Impedância Indutiva do Filtro	Ω
$V_o(s)$	Tensão da Carga no domínio da Frequência	V
$V_{ab}(s)$	Tensão nos pontos a e b no domínio da Frequência	V
ω	Frequência Angular	rad/s
ω_f	Frequência Natural de Oscilação do Filtro	rad/s
ξ	Coefficiente de Amortecimento	Adimensional
V_c	Tensão da Saída do Compensador	V
f_f	Frequência de Corte do Filtro	Hz
V_s	Amplitude do Sinal de Rampa	V
R_{se}	Resistência Série Equivalente do Capacitor do Filtro	Ω
Φ	Ângulo de Fase em Malha Aberta	°
f_{p1}	Frequência de pólo 1 do compensador	Hz
f_{z1}	Frequência do zero 1 do compensador	Hz
f_{p2}	Frequência do pólo 2 do compensador	Hz
f_{z2}	Frequência do zero 2 do compensador	Hz
f_s	Frequência de Comutação	Hz
V_S	Tensão de Saída do Limitador	V
ΔV_{ref}	Varição da Tensão da Referência	V

V_F	Tensão de Realimentação da Modulação Delta	V
f_a	Frequência de Amostragem	Hz
L	Indutância Modulação Delta-H	H
V_L	Tensão sobre o Indutor L	V
IL	Corrente do Indutor L	A
V_{op}	Máxima Tensão da Carga	V
f_o	Frequência do sinal de referência	Hz
I_o	Corrente Eficaz na Carga	A
ΔI_o	Ondulação da Corrente de Carga	A
I_{cp}	Corrente do Piezoelétrico	A
H	Banda de Histerese	A
I_{op}	Corrente na Carga	A
f_{smax}	Máxima Frequência de Comutação	Hz
f_{smin}	Mínima Frequência de Comutação	Hz
ΔV_c	Ondulação da Tensão do Capacitor de Filtragem	V
ΔV_{cmax}	Máxima Ondulação do Capacitor de Filtragem	V
ΔV_{cmin}	Mínima Ondulação do Capacitor de Filtragem	V
V_m	Tensão do Sensor Hall	V
V_{Iref}	Tensão do Sinal de Referência	V
V_e	Tensão de Erro da Malha de Corrente	V
N_p	Enrolamento Primário do Sensor Hall	Adimensional
N_s	Enrolamento Secundário do Sensor Hall	Adimensional
$\Delta I'$	Variação de Corrente no Secundário do Sensor Hall	A
V_h	Variação de Tensão na Saída do Sensor Hall	V
V_{cc}	Tensão de Saturação do Amplificador Operacional	V
C_1	Capacitor 1 do Retificador	F
C_2	Capacitor 2 do Retificador	F
V_{CC}	Tensão de Alimentação dos Circuitos Integrados	V
V_{rede}	Tensão da Rede Elétrica	V
Abreviaturas		
Símbolo	Significado	
S_1, S_2, S_3, S_4	Interruptores de Potência 1, 2, 3 e 4, resp.	
D_1, D_2, D_3, D_4	Diodos Intrínsecos dos Interruptores de Potência 1, 2, 3 e 4, resp.	
C_1, C_2, C_3, C_4	Capacitores Intrínsecos dos Interruptores de Potência 1, 2, 3 e 4, resp.	
PWM	‘Pulse Width Modulation’, Modulação Por Largura de Pulsos	
D	Razão Cíclica	
q	Característica de Saída do conversor	
ZVS	‘Zero Voltage Switching’, Comutação por Tensão Nula	
U	Frequência Normalizada	
G(s)	Função de Transferência da Planta	
H(s)	Função de Transferência do Compensador	
IM	Índice de Modulação	
$D_{r1}, D_{r2}, D_{r3}, D_{r4}$	Diodos do Retificador	
CC	Corrente Contínua	
CA	Corrente Alternada	

Capítulo 1 – Introdução Geral

Nos escritórios, nas nossas casas, nas salas de aula, em ambientes fechados, muitas vezes existem condicionadores de ar para tornar o ambiente mais agradável para as pessoas que freqüentam tais lugares.

Porém, os compressores utilizados na atualidade nestes condicionadores de ar são estruturas vibratórias, sendo assim fontes de ruídos, ou seja, produzem barulhos. Estes barulhos podem ser um incômodo nestes ambientes onde se preza o baixo nível de ruído, tanto para o bem estar das pessoas como para a saúde das mesmas.

Muitos esforços vêm sendo realizados na tentativa de cancelamento da vibração de estruturas que as apresentam. E não só em compressores de condicionadores de ar, mas refrigeradores e em outros lugares como aviões, automóveis, submarinos, máquinas rotativas e outros.

Para obter o cancelamento da vibração destas estruturas, alguns estudos têm sido desenvolvidos nesta área e mostram que a utilização de atuadores piezoelétricos apresenta bons resultados, conforme [1], [2], [3], [4]. Porém deve-se ressaltar que é uma área de pesquisa recente e até o momento poucos resultados têm sido divulgados.

É neste contexto que se encaixa este trabalho, através do estudo e análise do projeto de um amplificador comutado (classe D) para alimentar um atuador piezoelétrico, com a aplicação em compressores de condicionadores de ar, com o objetivo de cancelar a vibração do compressor e assim diminuir seu ruído. Portanto, o sinal a ser amplificado é um sinal de áudio oriundo da vibração do compressor.

O objetivo deste trabalho é apresentar um amplificador para o atuador piezoelétrico. Os resultados obtidos na tentativa de cancelamento da vibração em compressores serão realizados em outros estudos.

O texto é dividido em sete capítulos. Após este capítulo inicial, serão apresentadas as características do piezoelétrico no **Capítulo 2**, dispositivo amplamente utilizado para cancelamento de vibração. As características principais, o comportamento e o modelo elétrico equivalente de um atuador piezoelétrico, serão alguns assuntos abordados.

No **Capítulo 3** são apresentadas às estruturas de potência que podem ser utilizadas para a implementação do amplificador. Etapas de funcionamento, formas de

onda ideais e características de saída, para os inversores meia ponte e ponte completa, são alguns dos assuntos que serão abordados no capítulo 3.

Estratégias de modulação e controle são apresentadas no **Capítulo 4**. As modulações analisadas para o desenvolvimento do amplificador foram a modulação PWM a dois e três níveis, a modulação Delta-H e a modulação por histerese da corrente do capacitor de filtragem. A metodologia de projeto, para cada modulação, também foi apresentada.

No decorrer do **Capítulo 5** são apresentados os projetos das modulações abordadas no capítulo 4, assim como os resultados de simulações para cada modulação e a razão da escolha da modulação PWM para implementação prática do amplificador alimentando um atuador piezoelétrico.

No **Capítulo 6** são abordados os procedimentos efetuados durante a implementação prática do amplificador, bem como os circuitos envolvidos para a construção de um protótipo visando à comprovação do funcionamento do mesmo. São também apresentados os resultados práticos obtidos com este amplificador

Para finalizar, o **Capítulo 7** traz uma conclusão geral deste trabalho, como a análise dos resultados obtidos com o amplificador alimentando uma carga com comportamento capacitivo, que é o caso do atuador piezoelétrico. O capítulo 7 apresenta algumas sugestões para melhoria do amplificador e outros possíveis estudos nesta área.

Capítulo 2 – Atuadores e Sensores Piezoelétricos

2.1 Introdução

Atuadores e sensores piezoelétricos vem sendo muito utilizados pela indústria ou em pesquisas nas mais diversas aplicações, como em medidas elétricas, velocidade, aceleração, pressão e etc. Estudos na área têm demonstrado que a utilização de atuadores piezoelétricos no cancelamento de vibração tem obtido resultados expressivos [1], [2], [3], [4], [14].

Atuadores piezoelétricos são menores, mais leves e requerem significativamente menos energia do que os atuadores solenóides tradicionais. Para produção em escala, são vantagens de grande importância.

Serão introduzidas neste capítulo algumas informações sobre o atuador piezoelétrico. Serão abordadas algumas características de um material piezoelétrico, como o comportamento e o modelo elétrico equivalente do mesmo; este último é de fundamental importância, pois a carga do sistema será um atuador piezoelétrico.

2.2 Características de um Material Piezoelétrico

De maneira bem simples, um material que gera uma carga elétrica quando deformado mecanicamente e inversamente, quando um campo elétrico externo é aplicado sobre este material, deforma-se mecanicamente, é denominado Piezoelétrico.

Mais especificamente, Piezoelétrico (“Piezoelectric”) significa “Pressure Electric”, ou seja, “Pressão Elétrica”. Quando uma pressão (através de uma força) é aplicada em um material cristalino com características piezoelétricas, ao longo de sua superfície em uma direção específica, uma tensão elétrica proporcional a esta pressão será gerada. Ou quando um campo elétrico (através de uma tensão elétrica) é aplicado em uma determinada direção do cristal piezoelétrico, a estrutura cristalina muda de forma e dimensão, como se uma força externa fosse aplicada neste cristal. Isto é chamado de efeito piezoelétrico e foi descoberto por Pierre e Jacques Curie em 1883 [5].

Algumas substâncias como a Turmalina e o Quartzo são materiais com características piezoelétricas intrínsecas. Outros materiais cerâmicos, como bário, titanato e zirconato de chumbo não são materiais com características piezoelétricas naturais, mas podem ser transformados em cristal quase piezoelétrico através de tratamento (revestimento) [7].

O piezoelétrico cerâmico tem sido usado em vários sensores e transdutores. No controle da vibração estes transdutores são usados como atuadores, com o propósito de anular o ruído em estruturas que vibram como o avião, automóveis, condicionadores de ar e outros. Nos últimos anos, desenvolvimentos de novos materiais têm feito significativas melhoras na atuação destes transdutores.

Se um piezoelétrico é usado para converter energia mecânica em elétrica, é chamado de **sensor**, e se é usado para converter energia elétrica em mecânica, é chamado **atuador**. Pode-se fazer uma analogia com os microfones e alto-falantes, que possuem os mesmos princípios de funcionamento, sendo o microfone um sensor e o alto-falante um atuador.

Em aplicação no controle da vibração, o sensor piezoelétrico é unido ou embutido na base da estrutura vibratória. Este sensor converte uma parte da energia de vibração, através da pressão aplicada sobre o mesmo, em energia elétrica. Esta energia elétrica pode ser medida através de uma tensão elétrica que é gerada nos terminais do sensor piezoelétrico. A partir do sinal gerado nestes terminais, um atuador piezoelétrico pode receber este sinal elétrico nos seus terminais e converter esta energia elétrica em vibração, se opondo a vibração da estrutura e cancelando o ruído. Porém, após a medida da tensão nos terminais do sensor, deve-se amplificá-la a níveis compatíveis para a operação do atuador piezoelétrico, que é o caso deste trabalho, ou seja, desenvolver um amplificador para alimentar um atuador piezoelétrico.

2.3 Tipos de Atuadores Piezoelétricos

Existem vários tipos de atuadores piezoelétricos disponíveis no mercado, dentre os quais podem ser citados os “strain actuator”, “bimorph actuator”, “unimorph actuator” e “tubes actuator”, dentre outros.

Os dois primeiros atuadores piezoelétricos são os mais utilizados nas mais variadas formas de transdutores, em especial na utilização de atuadores para controle da vibração em estruturas. Em seguida será apresentada uma breve descrição destes atuadores.

Strain Actuator: Este dispositivo é unido na superfície da estrutura que produz ruído e expande e contrai na direção planar em resposta a um sinal de tensão na entrada do atuador. Esta transmissão de pressão na superfície da estrutura causa a flexão ou curvatura da mesma. “Strain Actuators” são piezoelétricos cerâmicos com eletrodos na superfície superior e inferior, polarizados de forma que a parte de cima possua uma carga contrária a de baixo. Eles se expandem e se contraem no plano, perpendicularmente ao campo aplicado.

Bimorph Actuator: Nesta configuração, o atuador tem duas finas camadas (“layers”) permanentemente ligadas e sobrepostas. Quando um “layer” expande o outro contrai, causando o curvamento do atuador, ou seja, movimentando-o para cima e para baixo, diferentemente do atuador de pressão que se movimenta em um plano. A Fig. 2.1 ilustra o funcionamento deste atuador piezoelétrico [11].

De uma forma geral, os atuadores piezoelétricos funcionam da seguinte maneira: Quando é aplicada uma tensão positiva nos terminais do mesmo, há uma expansão de uma das camadas e contração da outra, causando a movimentação ou o curvamento da placa em um sentido. Quando a tensão aplicada for nula não há movimento e por último quando aplicado uma tensão negativa nos terminais do atuador piezoelétrico, há um movimento no sentido contrário do primeiro caso descrito anteriormente.

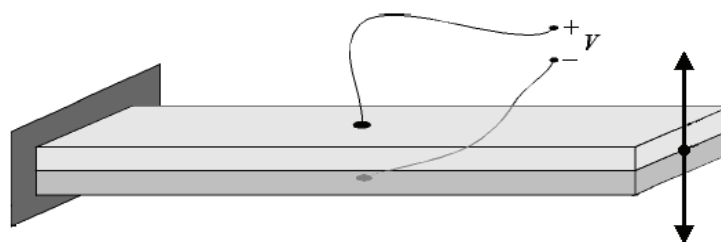


Fig. 2.1 – Exemplo de Funcionamento do Piezoelétrico Bimorph.

O piezoelétrico da Fig. 2.1 é constituído por uma placa, composta por duas camadas (“layers”) sobrepostas, que podem ser operadas das mais distintas formas. Um modo comum de se operar é aplicando uma tensão alternada nos terminais do mesmo, com frequência de operação conforme cada aplicação, respeitando a faixa de frequência de cada atuador, fornecida pelo fabricante.

O Piezoelétrico adquirido para este trabalho pode tanto operar no modo de atuador “bimorph” ou “strain” e será operado no modo “bimorph”. O atuador piezoelétrico utilizado foi o modelo QP20W fabricado pela empresa Midé Technology Corporation. Na tabela 2.1 têm-se as características principais deste atuador, conforme [13].

Parâmetro	Característica
Tipo de Aplicação:	Atuador do tipo “Strain” ou “Bimorph”
Tamanho (in):	2,00 x 1,50 x 0,03
Peso (oz):	28
Valor da Capacitância Intrínseca (μF):	0,2
Tensão Máxima (V):	± 200

Tabela 2.1 – Características do atuador piezoelétrico modelo QP20W.

O Anexo I apresenta o catálogo do atuador piezoelétrico utilizado para este trabalho.

2.4 Modelo Elétrico Equivalente do Piezoelétrico

O modelo elétrico equivalente do piezoelétrico é de fundamental importância, pois este será a carga do amplificador e daí a necessidade de saber o comportamento elétrico do mesmo nas mais diversas situações.

Muitos estudos têm sido desenvolvidos na tentativa de encontrar o melhor modelo elétrico do piezoelétrico. O modelo mais utilizado é um circuito RLC série com um capacitor em paralelo, conforme [1], [6], [7], [8], [9].

Na Fig. 2.2, tem-se o circuito elétrico definido para o piezoelétrico. A indutância L_m , a capacitância C_m e a resistência R_m representam, respectivamente, a flexibilidade, a massa e as perdas por atrito do sistema mecânico do piezoelétrico.

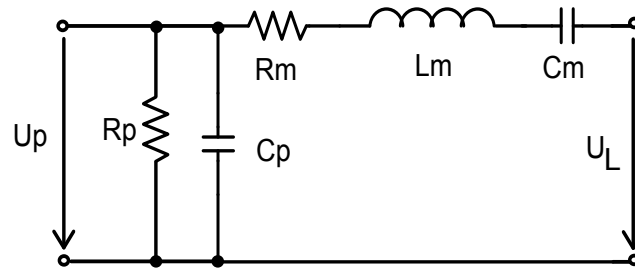


Fig. 2.2 – Modelo Elétrico Equivalente do Piezoelétrico.

Quando aplicada uma tensão nos terminais do piezoelétrico, é armazenada energia através de um campo elétrico no capacitor C_p . As perdas devido a este campo elétrico são representadas pelo resistor R_p , sendo dependente principalmente da tensão aplicada. U_p é a tensão dos terminais do piezoelétrico, podendo ser tensão de entrada ou saída dependendo da aplicação, como atuador ou sensor. A tensão U_L do circuito da Fig. 2.2 representa uma força externa f_L aplicada no piezoelétrico funcionando como um sistema oscilante. Caso f_L seja nula, U_L será considerada nula (curto circuito) [9].

O modelo elétrico do piezoelétrico da Fig. 2.2 pode ser simplificado. Primeiro, o resistor R_p pode ser desconsiderado devido às baixíssimas perdas do piezoelétrico. Segundo, devido à pequena deformação do material cerâmico, conforme [9], [12], L_m e C_m também podem ser desconsiderados.

Portanto, do circuito da Fig. 2.2 restam somente o capacitor C_p e o resistor R_m e o circuito simplificado pode ser visualizado na Fig. 2.3.

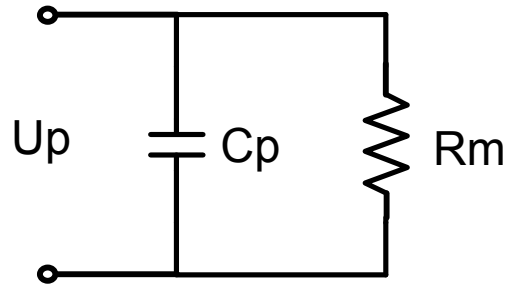


Fig. 2.3 – Circuito Elétrico Equivalente Simplificado do Piezoelétrico.

Percebe-se através do circuito da Fig. 2.3 que um piezoelétrico tem comportamento predominantemente capacitivo [10].

2.5 Conclusão

Apresentou-se neste capítulo uma abordagem sobre o piezoelétrico, assim como as características de materiais cerâmicos que apresentam propriedades piezoelétricas.

Apresentaram-se ainda alguns tipos de atuadores, como o “bimorph”, tipo de piezoelétrico que será utilizado neste trabalho e o funcionamento do mesmo.

Por último, mostrou-se o modelo elétrico equivalente do piezoelétrico, bem como o modelo simplificado, modelo este utilizado para a análise do sistema. Pode-se notar que o modelo elétrico simplificado tem comportamento capacitivo, sendo este a carga do amplificador.

Capítulo 3 – Amplificadores de Potência Comutados

3.1 Introdução

O objetivo dos amplificadores de potência é amplificar sinais a níveis compatíveis para uma aplicação desejada e fornecer potência para tal aplicação a partir de um sinal de entrada qualquer, sinal este que apresenta baixa amplitude e conseqüentemente baixa potência para utilização em determinada aplicação. Um exemplo é o sinal de áudio obtido através de um sensor, que não apresenta energia suficiente para alimentar um atuador piezoelétrico, caso deste trabalho, necessitando de um estágio de amplificação.

Existem várias classes de amplificadores de potência, como A, B, AB, D, G, H e I [15], [16]. Dentre estas classes de amplificadores, está a classe D, no qual é denominada classe de amplificadores comutados, ou comumente chamados de amplificadores chaveados.

Este trabalho aborda a classe de amplificadores comutados, ou seja, a classe D, que vem sendo muito explorada e difundida pela indústria como solução para amplificador de áudio, com boa fidelidade do sinal amplificado e tamanho reduzido em relação a outras classes para uma determinada potência de saída. Uma característica importante desta classe de amplificadores é o fato de operar em uma frequência muito maior que a máxima frequência contida no sinal de áudio.

Em algumas publicações, o amplificador de potência classe D é assim chamado por se dizer que tem tecnologia Digital, por isso a letra D e teve origem em 1960 [17]. Isto se deve ao fato dos transistores desta classe de amplificador operar em “ON” ou “OFF”, ou seja, conduzindo ou não conduzindo.

Em outras publicações se diz que a origem da letra D foi simplesmente a próxima letra disponível para classificar esta classe, conforme [18].

Para esta classe de amplificadores o estágio de potência opera os transistores na região de saturação e corte, onde a largura de pulso do comando dos interruptores é definida pelo sinal de entrada, no caso deste trabalho, um sinal de áudio. Isto significa dizer que os transistores do amplificador operam inteiramente em “ON” ou em “OFF”, ou

seja, com os transistores comutando, dependendo da modulação aplicada, sendo esta a principal característica que distingue esta classe de amplificador para as demais.

Existem algumas possibilidades de topologias para os amplificadores de potência classe D, e os resultados obtidos são bastantes satisfatórios, devido principalmente a melhoria da qualidade dos componentes eletrônicos, em especial, o avanço tecnológico dos transistores (interruptores), como o MOSFET e o IGBT.

Geralmente, a modulação utilizada para estes amplificadores comutados é a PWM (“Pulse Width Modulation”), no qual será discutida ao decorrer deste trabalho, juntamente com outras estratégias de modulações, como a modulação Delta-H e a modulação por histerese da corrente do capacitor.

3.2 Estruturas para Amplificadores de Potência Comutados

Os conversores empregados atualmente para os amplificadores de potência comutados são os circuitos inversores, nos quais podem ser citados o Push-Pull, Meia Ponte (“Half-Bridge”) e o inversor Ponte Completa (“Full-Bridge”) [19]. Serão analisadas neste capítulo as topologias meia ponte e ponte completa para o emprego em amplificadores de potência, estruturas apresentadas na Fig. 3.1. A escolha de cada topologia varia muito de aplicação para aplicação, porém, para uma potência não muito elevada, costuma-se utilizar o conversor meia ponte e para uma potência mais elevada o conversor escolhido é o inversor ponte completa.

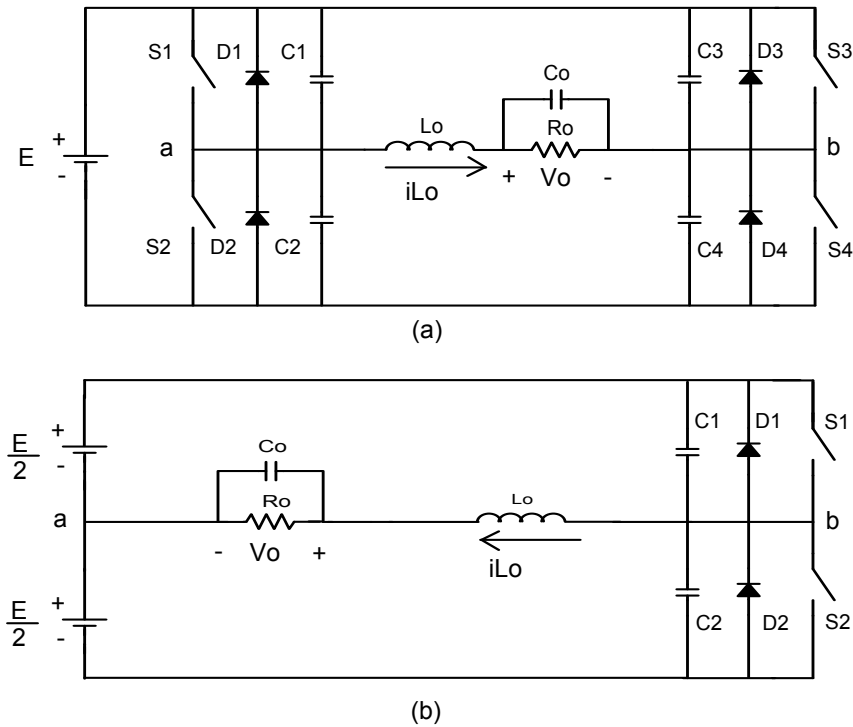


Fig. 3.1 – Inversor Ponte Completa (a) e Meia Ponte (b).

Onde:

L_o é o indutor de filtro de saída;

C_o é o capacitor do filtro de saída

S_1, S_2, S_3, S_4 são os transistores de potência;

D_1, D_2, D_3, D_4 são os diodos intrínsecos de cada transistor;

C_1, C_2, C_3, C_4 são os capacitores intrínsecos de cada transistor;

E é a tensão contínua de alimentação (barramento CC) do inversor;

R_o é a carga.

3.2.1 Vantagens e Desvantagens de cada Topologia

Existem algumas vantagens e outras desvantagens de se usar cada topologia. Geralmente, o que se leva em conta na escolha, além da viabilidade prática de cada conversor, é o tamanho do circuito, o peso e volume do mesmo e, principalmente, o custo associado para a implementação do inversor como amplificador de potência.

Serão discutidas algumas destas vantagens e desvantagens de cada conversor, para analisar qual estrutura que melhor se encaixa para a utilização do amplificador alimentando um atuador piezoelétrico.

✓ **Meia Ponte**

Vantagens:

- Menor número de Interruptores.
- Volume e Tamanho Menor.

Desvantagens:

- Fontes de Tensão de Entrada Simétricas, com uso de capacitores.
- Tensão sobre os interruptores é igual à soma das duas fontes de entrada.

✓ **Ponte completa**

Vantagens:

- Fonte de Entrada Simples
- Tensão sobre os interruptores é igual à fonte de entrada.

Desvantagens:

- Maior número de interruptores

A partir destas características, em uma primeira análise, a melhor solução de conversor para alimentar um atuador piezoelétrico, é o inversor meia ponte, por apresentar menor número de transistores e conseqüentemente menor número de componentes envolvidos. Por exemplo, para o circuito de comando dos transistores, no inversor meia ponte não há a necessidade de isolar dois transistores como no inversor ponte completa, mas somente um transistor.

Levando em conta que o inversor meia ponte tem menor número de componentes em relação ao inversor ponte completa, a estrutura meia ponte é de custo menor se comparado ao inversor ponte completa, sendo economicamente mais viável. Ainda, apresenta menor volume.

Porém, apesar de todas as observações pró-conversor meia ponte, um detalhe importante é que este conversor necessita de duas fontes de tensão simétricas na entrada. Na prática, para obter estas fontes simétricas, costuma-se retificar a tensão da rede e

através de um divisor capacitivo, obter tais fontes. Deste modo, a máxima tensão aplicada entre os pontos ab, conforme Fig. 3.1, será a metade do valor da tensão pós-estágio retificador, a amplitude de uma das fontes simétricas. Esta tensão pode não ser suficiente para obter a máxima tensão desejada na carga, tendo que utilizar circuitos elevadores de tensão após a retificação, caso do conversor Boost, ou ainda, utilizar circuitos dobradores de tensão. Ambos requerem alguns componentes e, portanto tamanho, volume e custo do projeto podem comprometer o uso do conversor meia ponte.

A escolha da estrutura utilizada no amplificador de potência será abordada no capítulo 5, onde, de posse das especificações do projeto, como a máxima tensão desejada no atuador piezoelétrico, será analisada.

Portanto para comprovar que ambas as estruturas podem ser utilizadas como amplificador de potência, serão analisadas para as duas topologias, as etapas de funcionamento, principais formas de onda e a característica de saída.

3.3 Inversor Meia Ponte

A seguir serão analisadas as etapas de funcionamento de um inversor meia ponte, conforme Fig. 3.1 (b). Esta análise é de fundamental importância para a compreensão de funcionamento do mesmo. As modulações abordadas no capítulo seguinte são a PWM (dois e três níveis), Delta-H e Histerese da Corrente do Capacitor, sendo muito semelhante à análise que será discutida nesta seção, no que diz respeito à comutação.

A modulação PWM tem frequência f_s de comutação fixa e razão cíclica D variável, conforme o sinal de referência. A modulação Delta-H é uma modulação por pulsos aleatórios, com frequência e razão cíclica variável de modo distinto da modulação PMW. Deste ponto de vista, a modulação por histerese da corrente do capacitor é muito semelhante à modulação Delta-H, ou seja, a frequência e a razão cíclica são variáveis também nesta modulação.

Estas modulações apresentam enorme semelhança nas formas de onda do sinal amplificado, porém o que difere uma das outras é o modo com que cada sistema é implementado, a fim de obter a amplificação do sinal de entrada e aplicá-la no atuador piezoelétrico, podendo ou não ser variável a frequência de comutação.

Já na implementação prática, existem muitas diferenças, como por exemplo, a necessidade de filtro na modulação PWM e por Histerese e sem haver esta necessidade na modulação Delta-H. As modulações Delta-H e por Histerese já operam em malha fechada, caso que não acontece necessariamente com a modulação PWM. Estas e outras características serão abordadas no capítulo de estratégias de modulação.

3.3.1 Etapas de funcionamento

Na Fig. 3.2, tem-se a forma de onda da corrente no indutor L_o (IL_o) denominada portadora, com ondulação na frequência de comutação (f_s), e a forma de onda do sinal modulante ($*IL_o$), ou seja, sinal de áudio, representado por uma senóide.

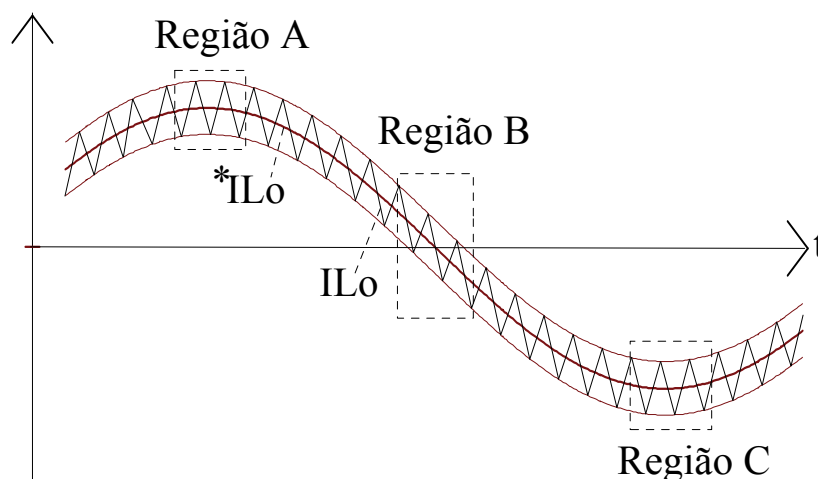


Fig. 3.2 – Forma de onda de Saída do Inversor.

Nota-se que na Fig. 3.2, divide-se o período da onda senoidal em três regiões. A região A, onde a corrente no indutor IL_o não inverte de sentido, ou seja, apresenta uma ondulação em torno do sinal modulante e é positiva. A região B, onde a corrente no indutor IL_o cruza por zero e, por último, a região C, onde a corrente do indutor IL_o inverte de sentido e é negativa.

Percebe-se ainda, que a modulação apresenta uma histerese, definindo um limite superior e um inferior para a corrente do indutor IL_o em torno do sinal modulante. Deve-se ressaltar que na modulação PWM esta histerese não existe. Já na modulação Delta-H a histerese é realizada na corrente do indutor L_o e na modulação por Histerese da corrente é realizada na corrente do capacitor C_o .

3.3.1.1 Etapas de funcionamento para a Região A

A seguir, serão analisadas as etapas de operação do inversor meia ponte para a região A. A Fig. 3.3 apresenta as etapas de operação do conversor meia ponte operando nesta região.

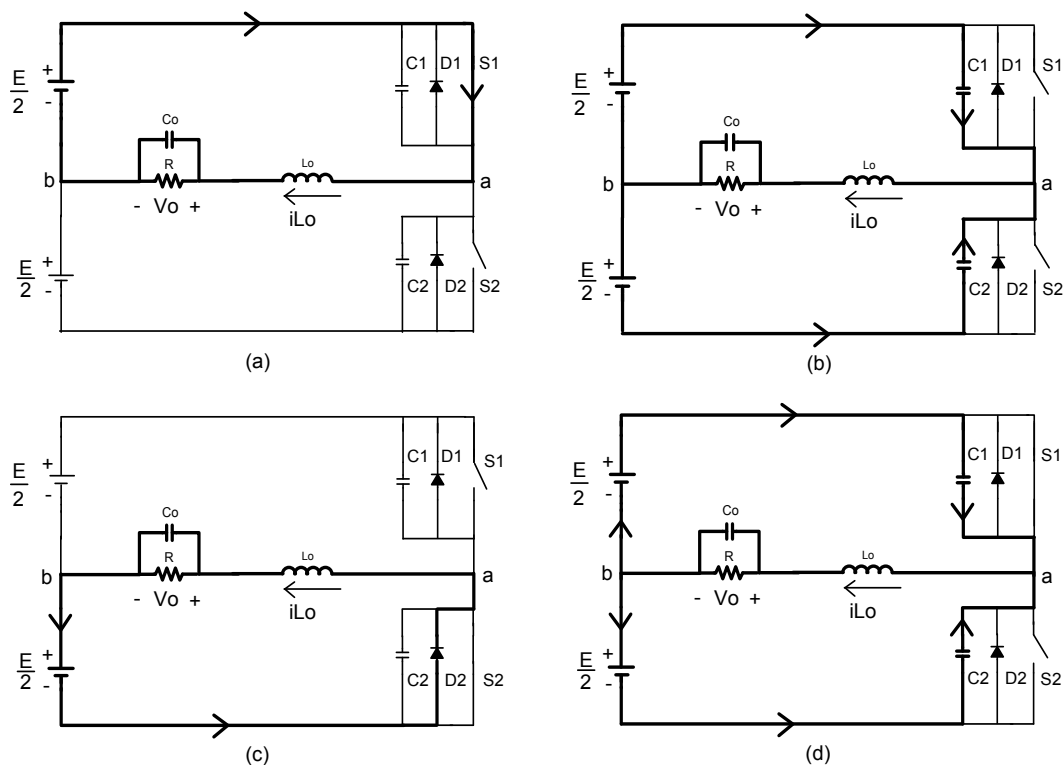


Fig. 3.3 – Etapas de operação do inversor meia ponte para a região A.

1ª Etapa ($t_0 - t_1$):

O interruptor S_1 encontra-se fechado e conduz a corrente do indutor i_{L_0} . A corrente do indutor é positiva e crescente. O capacitor C_1 tem tensão nula e o capacitor C_2 está carregado com tensão E . A tensão V_{ab} é igual a $+E/2$. Esta etapa acaba em t_1 quando o interruptor S_1 é comandado a abrir. A Fig. 3.3 (a) mostra esta etapa de operação.

2ª Etapa ($t_1 - t_2$):

Esta etapa começa em t_1 quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. A corrente do indutor começa a circular pelo capacitor C_1 , aumentando sua tensão até atingir $+E$, e pelo capacitor C_2 , que estava carregado com a tensão $+E$, começando a se descarregar, terminando esta etapa de funcionamento no tempo t_2 , quando o diodo D_2 polariza diretamente e conduz a corrente do indutor. A Fig. 3.3 (b) ilustra esta etapa de

operação.

3ª Etapa ($t_2 - t_3$):

Esta etapa começa em t_2 quando a tensão no capacitor C_2 atinge zero e coloca o diodo D_2 em condução, passando a circular por este a corrente IL_0 . Percebe-se que a tensão V_{ab} é igual a $-E/2$, tornando a corrente no indutor decrescente, porém positiva. O interruptor S_2 está habilitado a conduzir, contudo não conduz, pois a corrente é de sentido contrário à condução do mesmo. A tensão no capacitor C_1 é $+E$. Esta etapa acaba quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. O circuito da Fig. 3.3 (c) mostra esta etapa.

4ª Etapa ($t_3 - t_4$):

Em t_3 , o interruptor S_1 é comandado a conduzir e tem-se a descarga do capacitor C_1 e a carga do capacitor C_2 . Devido a este fato, a comutação no interruptor S_1 não é suave, pois a tensão sobre o mesmo é $+E$. Quando o capacitor C_1 é totalmente descarregado o transistor S_1 conduz a corrente do indutor, terminando esta etapa de operação, voltando à primeira etapa de funcionamento. A Fig. 3.3 (d) mostra esta etapa de funcionamento.

Percebe-se que as comutações são dissipativas nesta região.

3.3.2 Forma de onda Ideal para a Região A

Na Fig. 3.4, têm-se as principais formas de onda do inversor meia ponte operando na região A, ou seja, com corrente positiva no indutor L_0 . Percebe-se que a corrente do indutor varia em um intervalo determinado por uma histerese, sendo ora crescente e ora decrescente, devido à comutação dos interruptores como dita anteriormente nas etapas de operação.

As etapas de carga e descarga dos capacitores intrínsecos dos transistores foram desconsideradas, por serem etapas muito rápidas em relação ao tempo de comutação dos transistores. Porém, vale ressaltar que o tempo de descarga e carga destes capacitores é diretamente proporcional ao valor da corrente do indutor IL_0 , pois quanto maior for esta corrente, mais rápida será a descarga ou a carga destes capacitores. O valor da capacitância também influencia no tempo de carga e descarga dos mesmos. Portanto, este tempo não é constante e varia também de transistor para transistor em função da corrente no intervalo considerado.

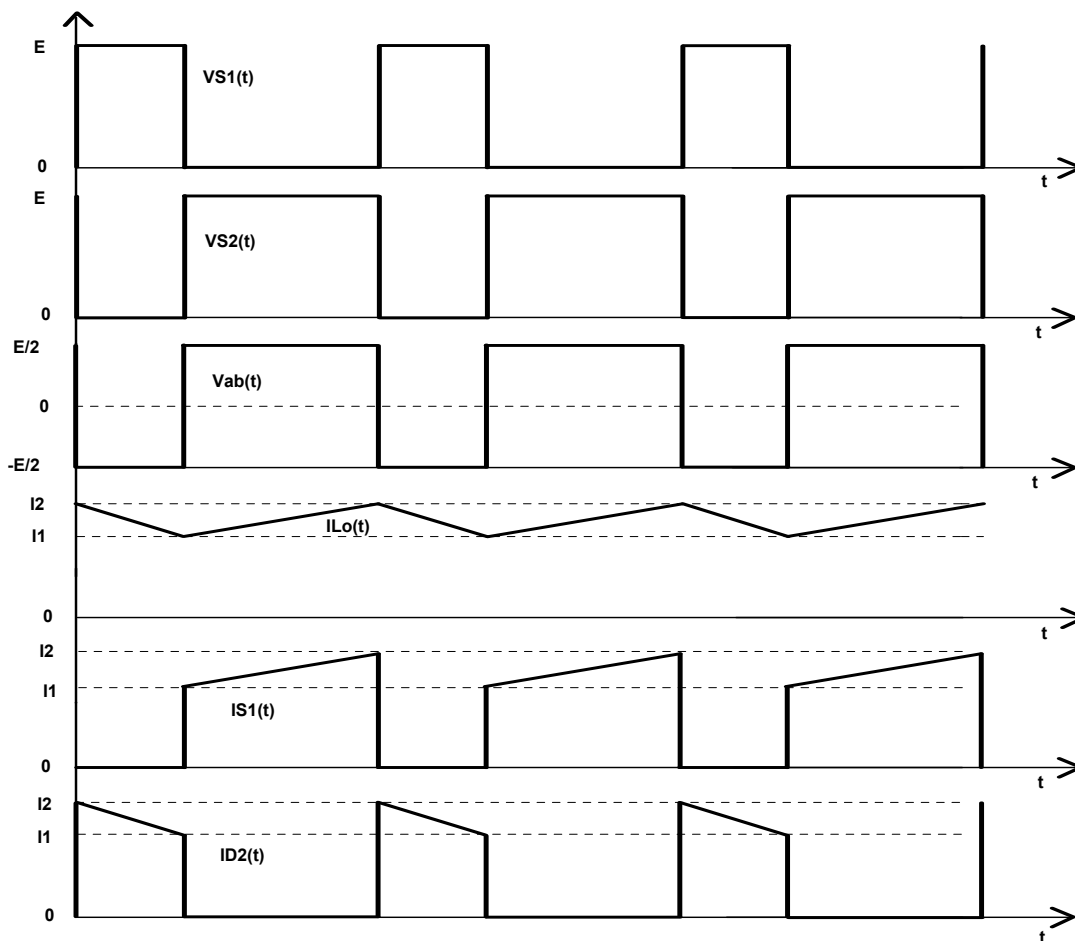


Fig. 3.4 – Formas de ondas ideais para o inversor meia ponte operando na região A.

3.3.2.1 Etapas de funcionamento para a Região B

Agora, serão analisadas as etapas de funcionamento do inversor meia ponte para a região B. Nesta região, a corrente do indutor L_o cruza o nível zero e inverte de sentido, passando a ser negativa. A Fig. 3.5 apresenta as etapas de operação do inversor meia ponte operando na região B.

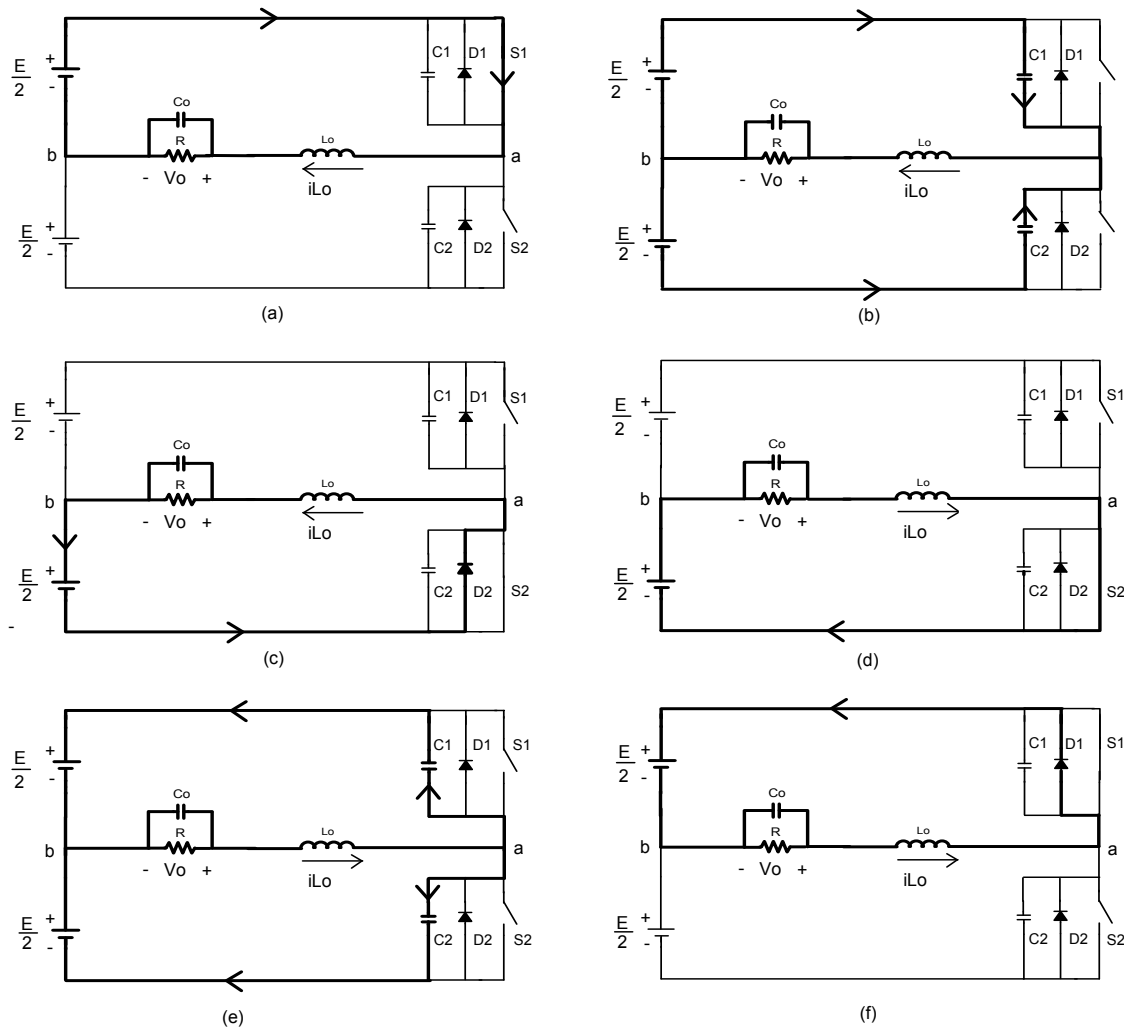


Fig. 3.5 – Etapa de funcionamento do inversor meia ponte para a região B.

1ª Etapa ($t_0 - t_1$):

O interruptor S_1 encontra-se fechado e conduz a corrente do indutor i_{L_0} . A corrente do indutor é positiva e crescente. O capacitor C_1 tem tensão nula e o capacitor C_2 está carregado com tensão $+E$. A tensão V_{ab} é igual a $+E/2$. Esta etapa acaba em t_1 quando o interruptor S_1 é comandado a abrir. A Fig. 3.5 (a) mostra esta etapa de operação.

2ª Etapa ($t_1 - t_2$):

Esta etapa começa em t_1 quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. A corrente do indutor começa a circular pelo capacitor C_1 , aumentando sua tensão até atingir $+E$, e pelo capacitor C_2 , que estava carregado com a tensão $+E$, começando a se descarregar, terminando esta etapa de funcionamento no instante t_2 , quando o diodo D_2 polariza diretamente e conduz a corrente do indutor. A Fig. 3.5 (b) ilustra esta etapa de operação.

3ª Etapa ($t_2 - t_3$):

Esta etapa começa em t_2 quando a tensão no capacitor C_2 atinge zero e coloca o diodo D_2 em condução, que passa a conduzir a corrente IL_0 . A tensão no capacitor C_1 é $+E$ e o interruptor S_2 está habilitado a conduzir, contudo não conduz, pois a corrente é de sentido contrário à condução do mesmo. Percebe-se que a tensão V_{ab} é igual a $-E/2$, tornando a corrente no indutor decrescente até cruzar pelo nível zero, acabando esta etapa de operação. O circuito da Fig. 3.5 (c) apresenta esta etapa de operação.

4ª Etapa ($t_3 - t_4$):

Em t_3 , quando a corrente do indutor inverte de sentido, o interruptor S_2 , que já estava habilitado, começa a conduzir a corrente IL_0 . Percebe-se que esta comutação é ZVS (“Zero Voltage Switching”), ou seja, sem dissipação, pois quando o interruptor entra em condução a tensão é nula sobre o mesmo. O capacitor C_1 encontra-se carregado com a tensão $+E$ e a tensão no capacitor C_2 é nula. Neste intervalo a corrente é negativa e crescente. Esta etapa acaba em t_4 quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear. A Fig. 3.5 (d) apresenta esta etapa de operação.

5ª Etapa ($t_4 - t_5$):

No instante t_4 é bloqueado o interruptor S_2 . Neste intervalo tem-se a descarga do capacitor C_1 até atingir a tensão nula e a carga do capacitor C_2 até atingir a tensão $+E$, terminando esta etapa de funcionamento em t_5 quando o diodo D_1 é polarizado diretamente. A Fig. 3.5 (e) apresenta esta etapa de funcionamento.

6ª Etapa (t_5-t_6):

Em t_5 , quando a tensão do capacitor C_1 for nula, o diodo D_1 entra em condução, e a corrente do indutor começa a circular pelo mesmo. Percebe-se que a tensão V_{ab} é positiva e a corrente é negativa decrescente. O interruptor S_1 está habilitado a conduzir, todavia não conduz, pois a corrente é de sentido contrário à condução do mesmo. Esta etapa acaba quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir com tensão não nula, ou seja, comutação dissipativa, terminando assim a região B, ou a inversão da corrente do indutor. A Fig. 3.5 (f) apresenta esta etapa de funcionamento.

Na inversão da corrente do indutor (região B), a comutação é suave do tipo ZVS [20], ou seja, não dissipativa, como visto anteriormente nas etapas de operação.

A região C é complementar à região A, ou seja, a corrente do indutor é invertida e o interruptor que conduz a corrente de carga é o S_2 ao invés de S_1 da região A. O interruptor S_1 recebe pulso de comando, porém o diodo antiparalelo D_1 é que conduz a corrente do indutor, devido ao sentido da mesma. Do mesmo modo que a região A, as comutações na região C são dissipativas.

3.3.3 Forma de onda Ideal para a Região B

Na Fig. 3.6, tem-se as principais formas de onda do inversor meia ponte operando na região B, ou seja, o cruzamento do nível zero da corrente no indutor L_o .

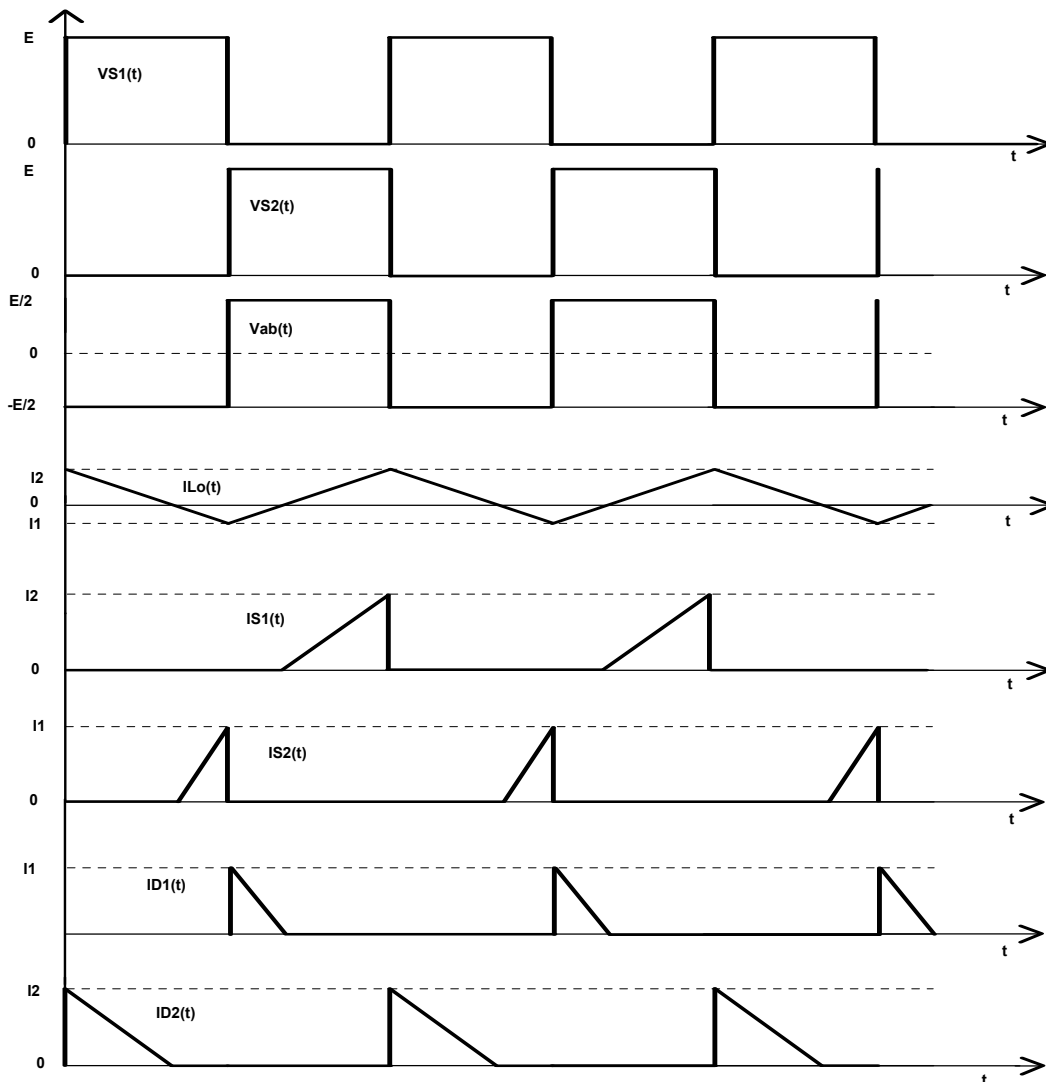


Fig. 3.6 – Formas de onda ideais para o inversor meia ponte na região B.

3.3.4 Equacionamento

Analisando a forma de onda idealizada da tensão V_{ab} através da Fig. 3.6, pode-se determinar a característica de saída do inversor meia ponte, conforme o equacionamento realizado a seguir.

Por definição, a razão cíclica D é igual a:

$$D = \frac{t}{T} \quad (3.1)$$

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^t \frac{E}{2} (dt) + \frac{1}{T} \int_t^T -\frac{E}{2} (dt) \quad (3.2)$$

$$V_o = \frac{E}{2} \frac{t}{T} - \frac{E}{2} \left[\frac{-t}{T} - \frac{T}{T} \right] \quad (3.3)$$

$$V_o = \frac{E \cdot D}{2} - \frac{E}{2} [-D+1] \quad (3.4)$$

$$V_o = \frac{E}{2} (2D-1) \quad (3.5)$$

Definindo:

$$q = \frac{V_o}{E} \quad (3.6)$$

Onde q é o ganho estático de tensão.

Tem-se:

$$q = \frac{2D-1}{2} \quad (3.7)$$

A equação (3.7) mostra a característica de saída estática do inversor meia ponte. Nota-se que a característica de saída é diretamente proporcional à razão cíclica, a qual é definida pelo sinal de referência. Percebe-se que quando D for igual a 0,5 a tensão média da carga é nula.

3.4 Inversor Ponte Completa

Do mesmo modo que foram analisadas as etapas de funcionamento, as formas de onda e a característica de saída para o conversor meia ponte, serão agora analisadas para o inversor ponte completa.

3.4.1 Etapas de Funcionamento

A mesma modulação utilizada para analisar o inversor meia ponte, será utilizada para analisar o inversor ponte completa. Ambas possuem as mesmas regiões de funcionamento, apresentadas na Fig. 3.2.

3.4.1.1 Etapas de Funcionamento para a Região A

A seguir, será analisado o inversor ponte completa para a região A, onde a corrente é positiva e não inverte de sentido. Na Fig. 3.7 são apresentadas as etapas de funcionamento do inversor ponte completa para esta região.

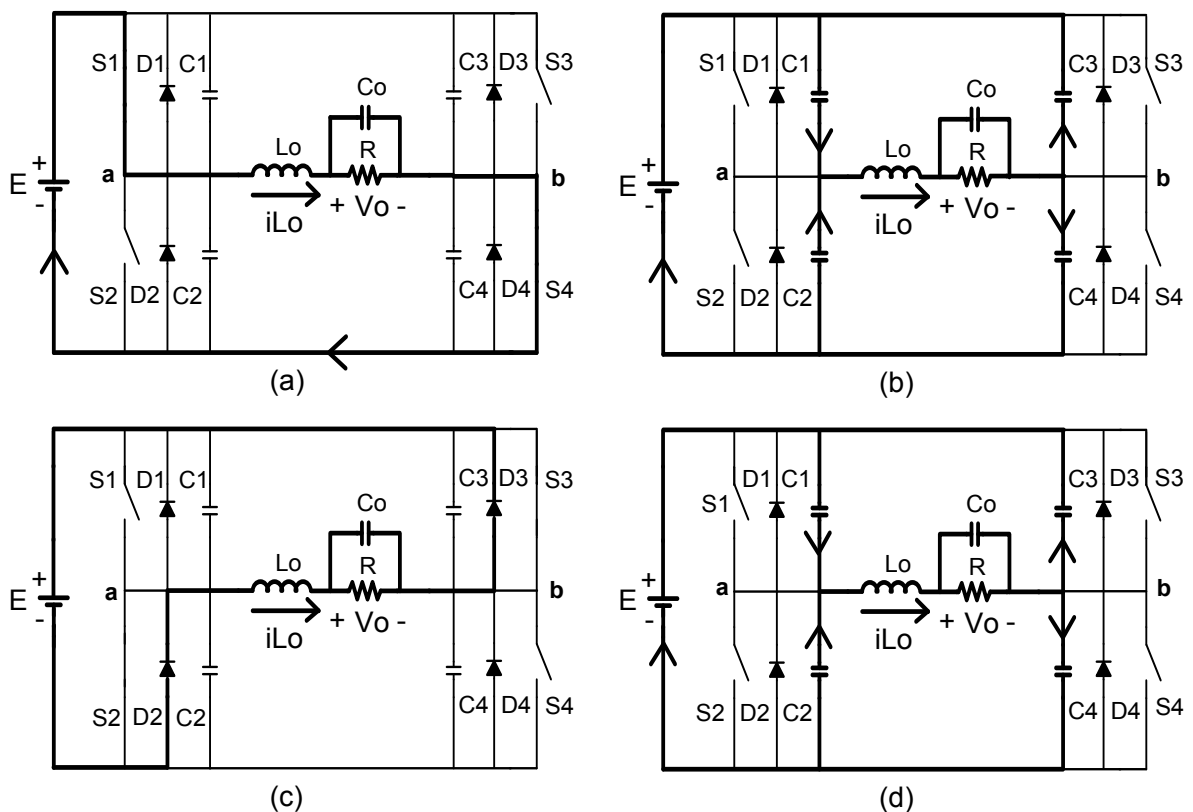


Fig. 3.7 – Etapas de operação do inversor ponte completa para a região A.

1ª Etapa ($t_0 - t_1$):

Os interruptores S_1 e S_4 encontram-se conduzindo a corrente do indutor IL_o . A corrente do indutor é positiva e crescente. Os capacitores C_2 e C_3 estão carregados e a tensão sobre ambos é a tensão de entrada $+E$. Esta etapa acaba em t_1 , quando os interruptores são comandados a bloquear. A Fig. 3.7 (a) mostra esta etapa de operação.

2ª Etapa ($t_1 - t_2$):

Esta etapa começa em t_1 quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear. A corrente do indutor começa circular pelos capacitores C_1 e C_4 , começando a carregá-los até atingir a tensão de entrada $+E$, e pelos capacitores C_2 e C_3 , que estavam carregados com a tensão de entrada $+E$, que começam a se descarregar, até a atingir a tensão nula, terminando esta etapa de funcionamento, no instante t_2 . O circuito da Fig. 3.7 (b) mostra esta etapa de funcionamento.

3ª Etapa ($t_2 - t_3$):

Esta etapa começa em t_2 quando a tensão nos capacitores C_2 e C_3 atinge zero e coloca os diodos D_2 e D_3 em condução, passando a circular por estes a corrente IL_o . Percebe-se que a tensão aplicada sobre V_{ab} é negativa, tornando a corrente no indutor decrescente, porém positiva. Os interruptores S_2 e S_3 estão habilitados a conduzir, porém não conduzem, pois a corrente é de sentido contrário à condução dos mesmos. As tensões nos capacitores C_1 e C_4 são iguais à tensão da fonte de entrada $+E$. Esta etapa acaba quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a conduzir. O circuito da Fig. 3.7 (c) mostra esta etapa.

4ª Etapa ($t_3 - t_4$):

Em t_3 , os interruptores S_1 e S_4 são comandados a conduzir e tem-se a descarga do capacitor C_1 e C_4 e a carga do capacitor C_2 e C_3 . Devido a este fato, a comutação nos interruptores S_1 e S_4 não é suave, pois a tensão sobre os mesmos é a tensão $+E$. Quando os capacitores C_1 e C_4 são totalmente descarregados os transistores S_1 e S_4 conduzem a corrente IL_o , terminando esta etapa de operação, voltando à primeira etapa de funcionamento. A Fig. 3.7 (d) mostra esta etapa de funcionamento.

Do mesmo modo que o inversor meia ponte, o inversor ponte completa operando na região A, as comutações são dissipativas.

3.4.2 Forma de Onda Ideal para a Região A

Na Fig. 3.8, têm-se as principais formas de onda do inversor ponte completa operando na região A, ou seja, com corrente positiva no indutor L_o . Percebe-se que as formas de onda do inversor meia ponte e ponte completa são praticamente as mesmas, diferenciando o nível de tensão aplicada em V_{ab} .

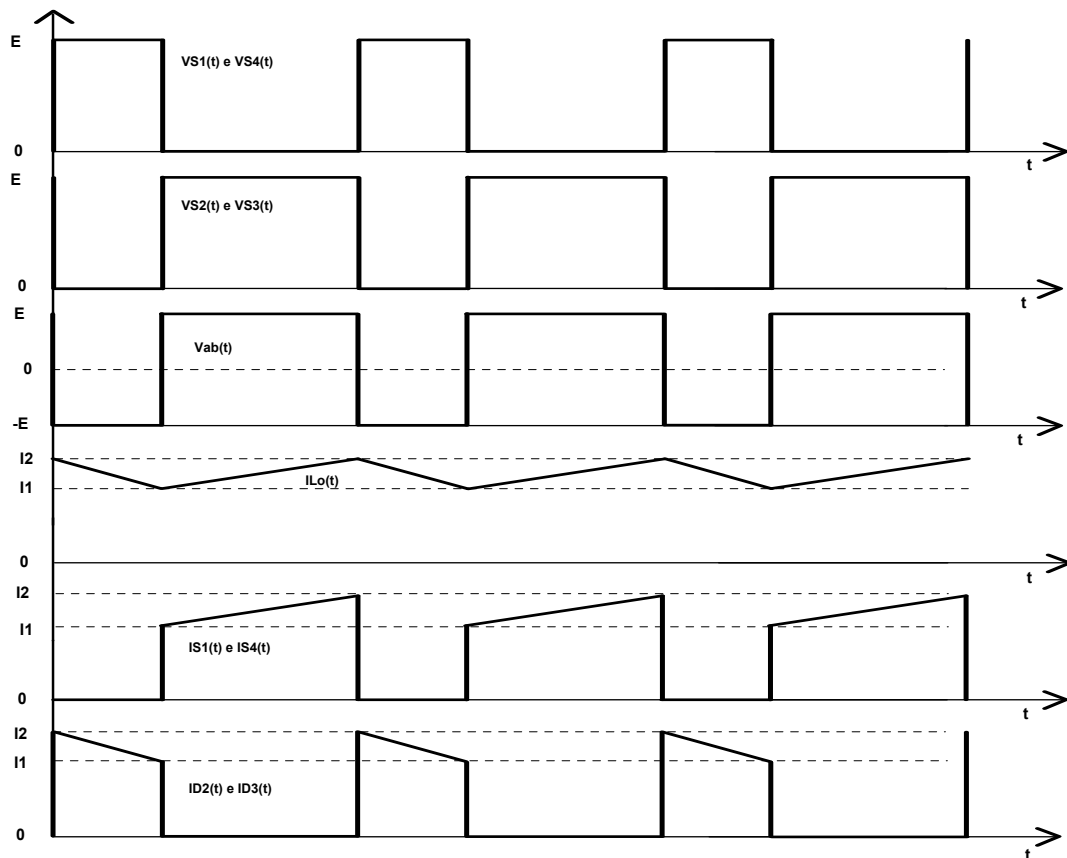


Fig. 3.8 – Formas de ondas ideais para o inversor ponte completa operando na região A.

3.4.2.1 Etapas de Funcionamento para a Região B

Agora, serão analisadas as etapas de funcionamento do inversor ponte completa para a região B. Nesta região a corrente do indutor L_o cruza o nível zero e inverte de sentido, passando a ser negativa. Na Fig. 3.9 apresenta-se as etapas de funcionamento do inversor ponte completa para a região B.

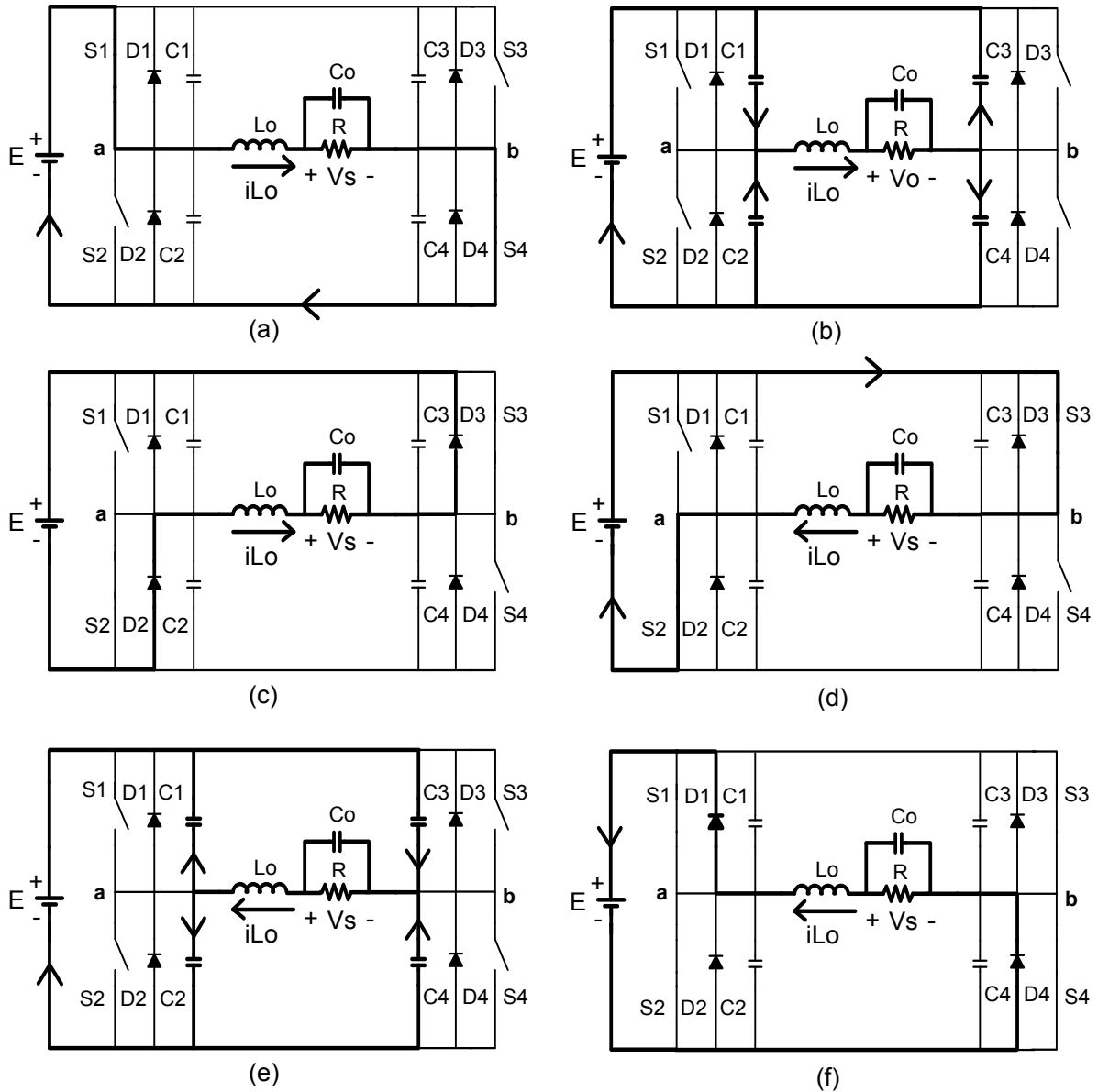


Fig. 3.9 – Etapas de operação do inversor ponte completa para a região B.

1ª Etapa ($t_0 - t_1$):

Os interruptores S_1 e S_4 encontram-se conduzindo a corrente do indutor i_{L_0} . A corrente do indutor é positiva e instantaneamente crescente. Os capacitores C_2 e C_3 estão carregados e a tensão sobre ambos é a tensão de entrada E . Esta etapa acaba em t_1 quando os interruptores são comandados a bloquear. A Fig. 3.9 (a) apresenta esta etapa de funcionamento.

2ª Etapa ($t_1 - t_2$)

Esta etapa começa em t_1 quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear. A corrente do indutor começa circular pelos capacitores C_1 e C_4 , começando a

carregá-los até atingir a tensão de entrada $+E$, e pelos capacitores C_2 e C_3 , que estavam carregados com a tensão de entrada $+E$, que começam a se descarregar, até a atingir a tensão nula, terminando esta etapa de funcionamento, no instante t_2 . A Fig. 3.9 (b) apresenta esta etapa de funcionamento.

3ª Etapa ($t_2 - t_3$)

Esta etapa começa em t_2 quando a tensão nos capacitores C_2 e C_3 atinge zero e coloca os diodos D_2 e D_3 em condução, passando a circular por estes a corrente IL_o . Percebe-se que a tensão aplicada sobre V_{ab} é negativa, tornando decrescente a corrente no indutor, porém ainda positiva. Os interruptores S_2 e S_3 estão habilitados a conduzir, contudo não conduzem, pois a corrente é de sentido contrário à condução dos mesmos. A tensão nos capacitores C_1 e C_4 é igual à tensão da fonte de entrada E . Esta etapa acaba quando a corrente do indutor IL_o inverte de sentido. O circuito da Fig. 3.9 (c) mostra esta etapa.

4ª Etapa ($t_3 - t_4$)

Em t_3 , quando a corrente do indutor inverte de sentido, os interruptores S_2 e S_3 , que já estavam habilitados, conduzem a corrente do indutor. Percebe-se que esta comutação é ZVS (“Zero Voltage Switching”) [20], ou seja, sem dissipação, pois quando os interruptores entram em condução a tensão é nula sobre os mesmos, garantida pela condução dos diodos em antiparalelo de ambos. Os capacitores C_1 e C_4 encontram-se carregados com a tensão de entrada E . Neste intervalo a corrente é negativa e crescente. Esta etapa acaba em t_4 quando os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear. A Fig. 3.9 (d) apresenta esta etapa de operação.

5ª Etapa ($t_4 - t_5$):

No instante t_4 é dado um pulso de comando para os interruptores S_2 e S_3 desabilitando-os. A corrente IL_o começa a circular pelos capacitores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 conforme Fig. 3.9 (e). Os capacitores C_2 e C_3 que se encontravam descarregados começam a se carregar até atingir a tensão E . Os capacitores C_1 e C_4 , que estavam carregados com a tensão E , começam a descarregar até atingir a tensão nula sobre os mesmo, terminando esta etapa de funcionamento em t_5 .

6ª Etapa (t_5-t_6)

Em t_5 , quando a tensão dos capacitores C_1 e C_4 for nula, os diodos D_1 e D_4 entram em condução, e a corrente do indutor começa a circular pelos mesmos. Percebe-se que a tensão aplicada em V_{ab} é positiva e a corrente é negativa decrescente. Os interruptores S_1 e S_4 estão habilitados a conduzir, todavia não conduzem, pois a corrente é de sentido contrário à condução dos mesmos. Esta etapa acaba quando os interruptores S_2 e S_3 são comandados a conduzir com tensão não nula, ou seja, comutação dissipativa, terminando assim a região B, ou a inversão da corrente do indutor. A Fig. 3.9 (f) apresenta esta etapa de funcionamento.

Nota-se que no cruzamento da corrente do indutor L_o por zero, a comutação dos interruptores é do tipo ZVS. Isto significa que a comutação neste instante é suave, ou seja, não dissipativa.

A região C é semelhante à região A, porém a corrente do indutor é invertida e os interruptores que conduzem a corrente de carga são S_2 e S_3 ao invés de S_1 e S_4 da região A. Os interruptores S_1 e S_4 são comandados, porém seus diodos em antiparalelo conduzem a corrente do indutor, devido ao sentido da mesma. Na região C as comutações são dissipativas.

3.4.3 Forma de onda Ideal para a Região B

Na Fig. 3.10, tem-se as principais formas de onda do inversor ponte completa operando na região B, ou seja, no cruzamento do nível zero da corrente no indutor L_o .

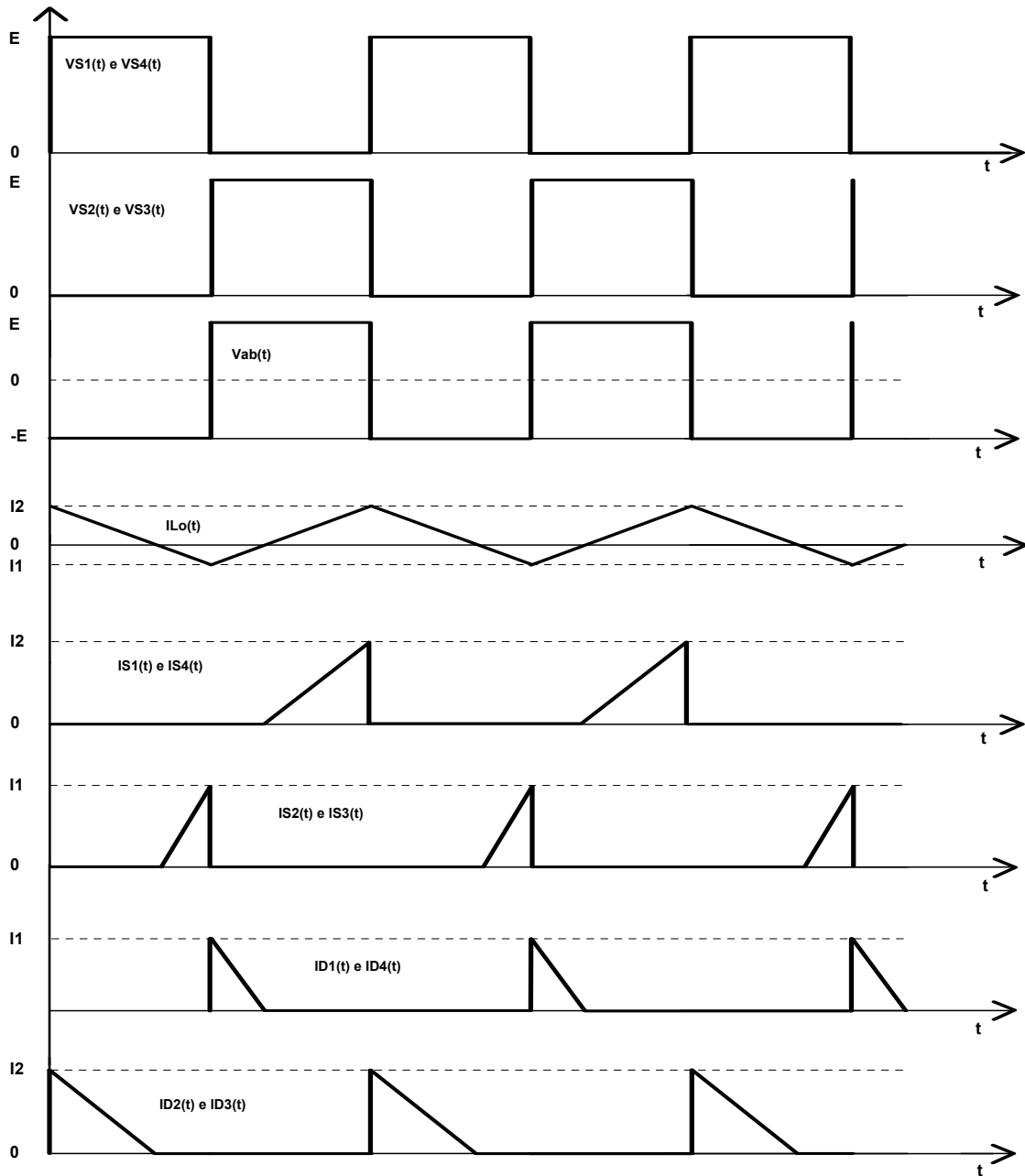


Fig. 3.10 – Formas de onda ideais para o inversor ponte completa na região B.

3.4.4 Equacionamento

Analisando a forma de onda idealizada da tensão V_{ab} através da Fig. 3.10, pode-se determinar a característica de saída do inversor ponte completa, conforme o equacionamento realizado a seguir.

Por definição tem que a razão cíclica D é igual a:

$$D = \frac{t}{T} \quad (3.8)$$

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^t E(dt) + \frac{1}{T} \int_t^T -E(dt) \quad (3.9)$$

$$V_o = E \frac{t}{T} - E \left[\frac{-t}{T} - \frac{T}{T} \right] \quad (3.10)$$

$$V_o = E \cdot D - E[-D+1] \quad (3.11)$$

$$V_o = E(2D-1) \quad (3.12)$$

Definindo:

$$q = \frac{V_o}{E} \quad (3.13)$$

Onde q é o ganho estático de tensão.

Tem-se:

$$q = 2D - 1 \quad (3.14)$$

A equação (3.14) mostra a característica de saída estática do inversor ponte completa. Do mesmo modo que para o inversor meia ponte, observa-se que a característica de saída é diretamente proporcional à razão cíclica, definida pelo sinal de referência.

3.5 Conclusão

Foram apresentadas neste capítulo uma introdução à classe D de amplificadores de potência e as características desta classe de amplificador. A característica principal é o fato dos transistores operarem na região de saturação ou corte, ou seja, operarem comutando conforme a modulação aplicada aos mesmos.

Foram analisadas duas topologias de circuito para implementação do amplificador de potência, no caso o inversor meia ponte e o inversor ponte completa. Algumas vantagens e desvantagens de cada estrutura foram abordadas para corretamente poderem ser utilizadas na prática.

Foram levantadas as etapas de operação de cada inversor, suas formas de onda ideais e a característica de saída dos mesmos para a modulação apresentada. Modulação esta que é muito semelhante às modulações utilizadas neste trabalho e de grande importância para o funcionamento das estruturas abordadas.

Demonstrou-se que na região A e C as comutações dos transistores são dissipativas. Entretanto na região B, onde ocorre à inversão da corrente da carga, apresenta comutação suave do tipo ZVS.

Cada topologia tem suas vantagens e desvantagens, como um maior ou menor número de transistores, fonte de entrada simples ou simétrica, etc. Porém vale ressaltar que a escolha de cada estrutura para funcionar como amplificador depende do projeto a ser implementado e das especificações do mesmo.

Portanto, conclui-se que ambas as estruturas tiveram um funcionamento muito semelhante e podem ser utilizadas como amplificador de potência e alimentar um atuador piezoelétrico.

Capítulo 4 – Estratégias de Modulações e Controle

4.1 Introdução

Como o objetivo deste trabalho é amplificar um sinal de áudio e aplicar este sinal amplificado em um atuador piezoelétrico, a estratégia de modulação é de fundamental importância, de modo que a escolha do tipo da mesma é uma decisão primordial em projetos de amplificadores de potência.

Muitas e diferentes técnicas de modulação são utilizadas para satisfazer as especificações e requisitos de um amplificador comutado. Independente do tipo de modulação utilizado, o processo da modulação deve ser reversível de modo que o sinal a ser amplificado possa ser recuperado na saída do sistema.

A modulação consiste em combinar dois sinais distintos, com o objetivo de transmissão de certa informação, no caso deste trabalho, a amplificação de um sinal de áudio. Um dos sinais é chamado de modulante, o qual contém toda a informação que se deseja transmitir e o outro sinal é chamado de portador, no qual se encontra a base para a transmissão da informação. Deve-se ressaltar que a portadora não contém informação.

Normalmente, a portadora possui uma frequência muito maior do que qualquer um dos componentes de frequência contidos no sinal modulante. O processo de modulação é então caracterizado por uma translação em frequência onde o espectro de frequências da mensagem é deslocado para uma nova e maior banda de frequências.

Assim, a característica da modulação é o fato de haver um deslocamento no espectro de frequências do sinal original a ser transmitido. Esta propriedade tem por objetivo o melhor aproveitamento do projeto de conversores comutados que apresentam melhores características em alta frequência, como no sinal da portadora do que em baixas frequências, como geralmente é o sinal a ser amplificado. Deste modo, o modulador apresenta frequências diferentes das frequências do sinal original.

A modulação é associada a uma operação não linear, pois normalmente é obtida através de um produto algébrico entre funções. Torna-se impossível haver modulação em sistemas lineares invariantes no tempo, porque a resposta do sistema não possui frequências diferentes das contidas nos sinais de entrada, conforme [21].

Porém, pode haver modulação em sistemas lineares, desde que estes sistemas sejam variantes no tempo e são caracterizados através de circuitos que realizam comutação, no caso dos circuitos com interruptores, bastante estudados e utilizados em eletrônica de potência.

Dependendo da forma de onda do sinal da portadora, pode-se classificar a modulação em dois tipos [22]. Existe a modulação de onda contínua (CW – “Continuous Wave”), onde a modulação é realizada sobre o sinal da portadora, que é uma senóide pura e a amplitude, fase ou a frequência desta portadora varia em função da informação a ser transmitida, caso das modulações em amplitude (AM), em frequência (FM) e etc. A outra modulação é obtida através do desencadeamento de um trem de pulsos periódicos e é chamada de modulação por pulsos (“Pulse Modulation”) e é caracterizada por um conjunto de trem de pulsos sendo modificados em função do sinal de entrada, caso das modulações por largura de pulso (PWM), por amplitude de pulso (PAM) e etc. A forma de modulação por pulso é bastante estudada e utilizada em eletrônica de potência, principalmente a PWM.

Outras formas de modulações são obtidas com a variação de alguns parâmetros, como largura de pulso, frequência de pulso, ou ainda ambas simultaneamente.

Nesse capítulo, serão abordados alguns tipos de modulações por largura de pulso, caso da modulação PWM e frequência de pulso, caso da modulação Delta-H. Por último, será abordada a modulação por histerese da corrente do capacitor de filtragem.

4.2 Modulação por Largura de Pulso (PWM)

4.2.1 Introdução

A modulação PWM, nas mais diversas formas, tem sido constantemente utilizada em eletrônica de potência, principalmente no emprego de conversores estáticos [27].

O conhecimento da modulação aplicada a estruturas inversoras tem evoluído rapidamente. Na maioria das aplicações de conversores busca-se a regulação da tensão na carga. A modulação PWM possibilita a variação da tensão da carga através da variação da largura de pulso aplicada sobre os interruptores.

Para reproduzir um sinal com uma determinada frequência e amplitude, deve-se utilizar um sistema com uma dinâmica rápida, capaz de responder rapidamente à variação do sinal de referência, caso do áudio.

4.2.2 Dois Níveis

Dependendo do formato dos pulsos gerados, a modulação PWM pode ser de dois níveis ou três níveis. Na modulação a dois níveis, abordada nesta seção, a tensão V_{ab} , conforme Fig. 4.1, varia de um nível de tensão positiva constante para um nível de tensão negativa constante, nunca sendo igual a zero.

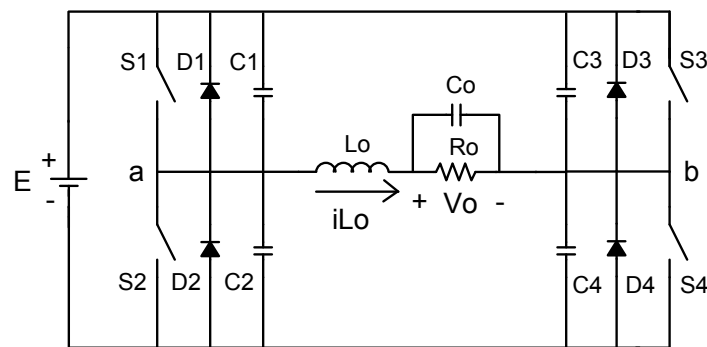


Fig. 4.1 – Inversor Ponte Completa.

A técnica mais utilizada para geração da modulação PWM é a comparação entre o sinal de referência, ou seja, o sinal a ser reproduzido, e uma rampa (dente de serra) ou um sinal triangular. A saída desta comparação apresenta um sinal retangular de largura variável dependendo da comparação do sinal de referência e da rampa, sendo esta última com amplitude e frequência fixas.

A Fig. 4.2 apresenta o circuito necessário para gerar a modulação PWM e a Fig. 4.3 mostra um sinal de referência, representado por um sinal senoidal, sendo comparado com uma rampa e os pulsos gerados. Deste modo, a tensão V_{ab} pode ser visualizada na Fig. 4.3 e nota-se que a tensão varia de $+E$ para $-E$, nunca sendo zero, característica da modulação a dois níveis.

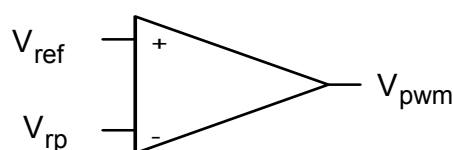


Fig. 4.2 – Comparação dos sinais para gerar a modulação PWM.

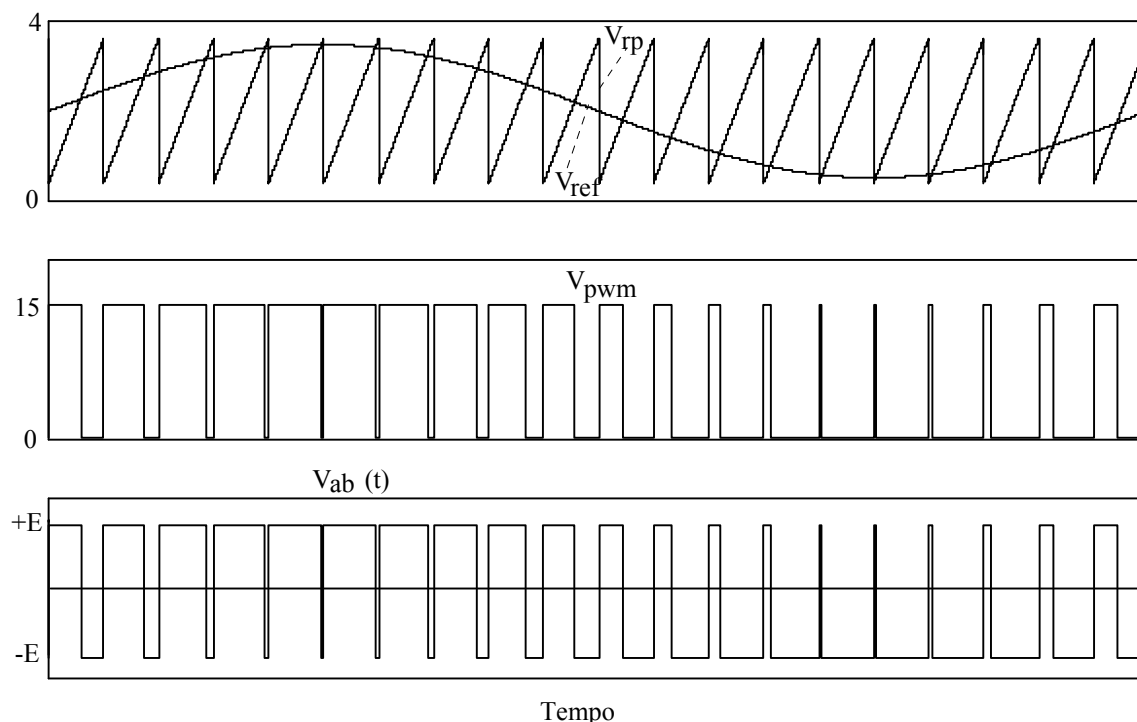


Fig. 4.3 – Modulação por largura de Pulso (PWM) a dois níveis.

O circuito da Fig. 4.2 funciona da seguinte maneira: O sinal de referência V_{ref} é comparado com um sinal de rampa V_{rp} através de um comparador de sinais e na saída da comparação tem-se pulsos V_{pwm} , os quais terão a finalidade de comandar os interruptores, conforme as formas de onda da Fig. 4.3.

Através destes sinais de pulsos apresentados e aplicando em um circuito de potência adequado, caso do inversor meia ponte ou ponte completa, obtém-se na saída uma tensão V_{ab} , da qual, através da utilização de um circuito de filtragem adequado, pode-se extrair a componente fundamental desta tensão, que é a imagem do sinal de referência. Este filtro está diretamente ligado à frequência de comutação, pois quanto maior for esta frequência, maior será a facilidade de filtrar os harmônicos indesejáveis e menores serão os componentes que compõe o filtro.

Nota-se, através da Fig. 4.3 que a frequência dos pulsos PWM e, conseqüentemente a comutação dos interruptores, é definida pela frequência da rampa V_{rp} e que a largura dos pulsos V_{pwm} depende do sinal de referência V_{ref} .

Na prática, para a modulação por largura de pulso a dois níveis aplicada ao inversor ponte completa, os pulsos gerados na saída do comparador de tensão são os comandos dos interruptores S_1 e S_4 . Para os interruptores S_2 e S_3 , há a necessidade de gerar

pulsos complementares aos originais e ainda a criação de um tempo de retardo (tempo morto) entre o comando original e o complementar. Isto para evitar um curto circuito entre os interruptores complementares (chamado de curto-circuito de braço), devido aos tempos de abertura e de fechamento dos mesmos.

4.2.3 Três Níveis

Na modulação por largura de pulso a três níveis, a tensão V_{ab} varia de um nível de tensão constante positivo para zero e vice-versa, no semiciclo positivo do período do sinal de referência. Para o semiciclo negativo a tensão V_{ab} varia de um nível de tensão constante negativo para zero e vice-versa. No caso do inversor ponte completa, quando os interruptores S_1 e S_4 conduzem, a tensão V_{ab} será $+E$. Quando S_2 e S_3 estiverem conduzindo, a tensão V_{ab} será $-E$. Quando S_1 e S_3 ou S_2 e S_4 estiverem conduzindo, a tensão V_{ab} será nula.

A forma de se obter os pulsos de comando neste tipo de modulação é semelhante à modulação a dois níveis, porém a comparação agora é feita com dois sinais de referência defasados de 180° e comparados com a forma de onda triangular ou dente de serra. Ou ainda, pode-se comparar o sinal de referência com dois sinais dente de serra defasados de 180° . A Fig. 4.4 apresenta as formas de onda dos sinais de referência, representadas por duas senóides complementares, sendo comparado com um sinal triangular e os pulsos de comando gerados.

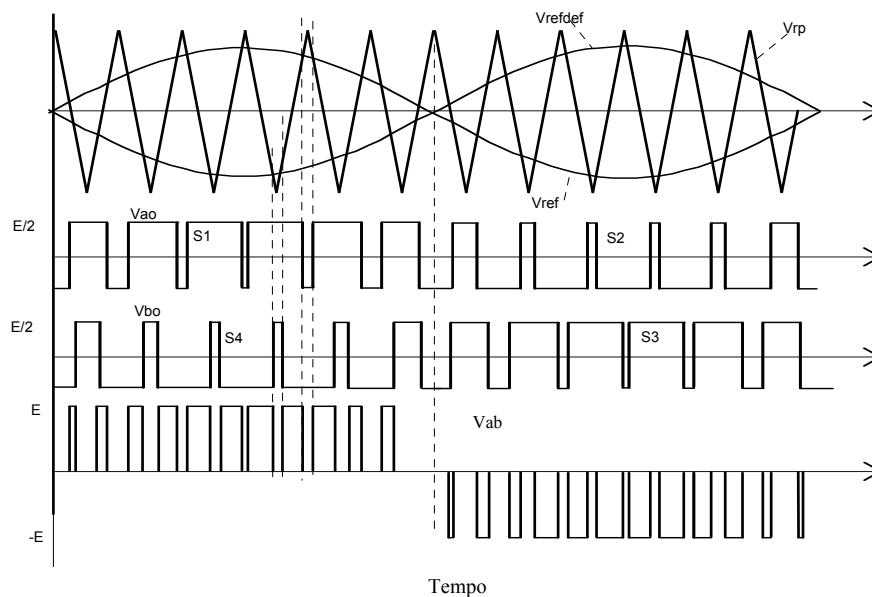


Fig. 4.4 – Modulação por largura de Pulso (PWM) a três níveis.

Tem-se também a forma de onda da tensão V_{ab} , onde se nota que a frequência da tensão é duas vezes maior que na modulação a dois níveis, para a mesma frequência de comutação dos interruptores. Deste modo, os elementos que compõem o filtro de saída podem sofrer uma redução bastante importante, pois as harmônicas que aparecem estarão com frequência duas vezes acima da frequência de comutação e com menor amplitude. Nota-se também que a tensão V_{ab} varia de $+E$ para zero e vice-versa no semiciclo positivo do sinal de referência e de $-E$ para zero e vice-versa no semiciclo negativo do sinal de referência.

4.2.4 Filtro de Saída

Como dito anteriormente, na saída no inversor, faz-se necessário o emprego de um filtro, para eliminar os harmônicos de alta frequência, e reproduzir o sinal de áudio, normalmente de menor frequência em relação à frequência de comutação. Por isso, o filtro utilizado deve ser do tipo passa baixa, alocando a frequência de corte do mesmo acima da máxima frequência do sinal de áudio que será amplificado.

Geralmente, o filtro utilizado para filtragem da tensão da carga de um inversor é composto por um indutor L_o em série com a carga e um capacitor C_o em paralelo com a carga, chamado de filtro passivo LC de segunda ordem, como pode ser visto na Fig. 4.5. Esta topologia de filtro apresenta resultado satisfatório, com baixa distorção harmônica na frequência da fundamental (frequência do sinal amplificado) e, portanto, aplicável em amplificador de áudio com a finalidade de alimentar um atuador piezoelétrico.

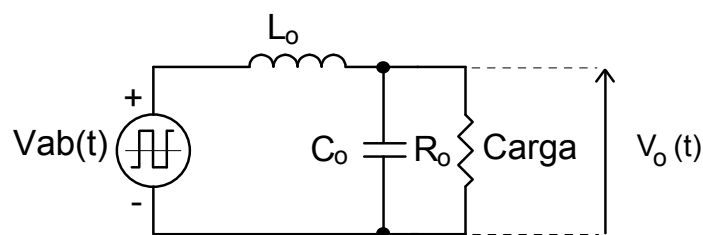


Fig. 4.5 - Filtro de saída.

A escolha desta topologia está baseada no nível de atenuação desejado da tensão alternada de saída V_{ab} de alta frequência. A atenuação desejada é obtida analisando a tensão da carga, no caso deste trabalho constituída pelo atuador piezoelétrico.

Outro fator que se deve levar em conta é a resposta em frequência de operação desejada do amplificador. Esta resposta em frequência é que define a frequência de corte do filtro de saída, ou seja, a máxima frequência de saída do amplificador deve estar abaixo da frequência de corte do filtro, pois nesta região de frequências o sinal amplificado não será atenuado, desejável no projeto. Sinais com frequências acima da frequência de corte do filtro serão atenuados ou até mesmo cancelados.

A característica do filtro é entrada em corrente e saída em tensão, sendo a ondulação de corrente limitada pelo indutor L_o e a ondulação de tensão da carga limitada pelo capacitor C_o . Devido a isto, deve-se admitir ou definir qual é a máxima ondulação de tensão permitida pela carga, fazendo a regulação através do valor da capacitância de C_o e da indutância de L_o .

Como a intenção deste trabalho é amplificar um sinal de áudio e aplicá-lo em um atuador piezoelétrico, a carga do amplificador será o atuador. No capítulo 2 foi apresentado o circuito elétrico equivalente do piezoelétrico como sendo um capacitor em paralelo com um resistor, de modo que o capacitor intrínseco do atuador já pode fazer parte do filtro. Dependendo ainda do valor da capacitância do mesmo, tendo que acrescentar mais capacitores em paralelo com o atuador para diminuir a ondulação de tensão sobre o mesmo, se for necessário.

4.2.4.1 Resposta em Frequência

O objetivo de obter-se a resposta em frequência de um sistema é determinar a característica deste sistema e o comportamento para as mais diversas formas de operação. Variação da frequência do sinal de referência, variação de carga, variação da tensão do barramento de entrada e assim poder projetar um filtro que atenda os requisitos desejáveis do amplificador.

Através da transformada de Laplace e considerando o circuito da Fig. 4.5, pode-se trabalhar com impedâncias no domínio da frequência. Através de um divisor de tensão, obtêm-se a relação entre a tensão V_{ab} e a tensão da carga V_o em função dos parâmetros do circuito. Deste modo é definida a função de transferência ou a relação de saída pela entrada do filtro, função esta de fundamental importância para o projeto do mesmo, conforme os parâmetros do sistema a ser aplicado.

Defini-se, a impedância capacitiva, indutiva e resistiva no domínio da frequência:

$$ZR_o = R_o \quad (4.1)$$

$$ZC_o = 1/sC_o \quad (4.2)$$

$$ZL_o = sL_o \quad (4.3)$$

Sendo s uma variável complexa no domínio da frequência (Laplace).

A impedância equivalente da associação em paralelo do capacitor C_o e o resistor R_o é igual a:

$$Z_o = \frac{ZC_o \cdot ZR_o}{ZC_o + ZR_o} \quad (4.4)$$

Calculando a relação de tensão da carga V_o por V_{ab} , através do divisor de tensão, tem-se:

$$V_o(s) = V_{ab}(s) \frac{Z_o}{Z_o + ZL_o} \quad (4.5)$$

Rearranjando a equação (4.5), obtém-se a equação (4.6):

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(s) = \frac{Z_o}{Z_o + ZL_o} \quad (4.6)$$

Substituindo as impedâncias no domínio da frequência, ou seja, em s (Laplace), e fazendo algumas simplificações, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(s) = \frac{1}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1} \quad (4.7)$$

A equação (4.7) é a função de transferência do inversor.

Definindo a frequência natural de oscilação do filtro como:

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad (4.8)$$

E o fator de amortecimento do sistema:

$$\xi = \frac{L_o \cdot \omega_f}{2 \cdot R} \quad (4.9)$$

Com a equação (4.8) e (4.9) e substituindo na equação (4.7), tem-se a equação (4.10):

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_f^2} + s \frac{2\xi}{\omega_f} + 1} \quad (4.10)$$

Sabendo que $s=j\omega$, sendo ω a frequência angular e substituindo na equação (4.10), obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(j\omega) = \frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_f^2} + 2.\xi.j \frac{\omega}{\omega_f} + 1} \quad (4.11)$$

Definindo $U=\omega/\omega_f$ como sendo uma frequência normalizada, tem-se a função de transferência normalizada, conforme a equação (4.12):

$$\frac{V_o}{V_{ab}}(U) = \frac{1}{-U^2 + 2.\xi.j.U + 1} \quad (4.12)$$

A partir da equação (4.12), pode-se traçar um gráfico, ou seja, representar a função de transferência normalizada em um diagrama de Bode (módulo e fase), com variação da frequência normalizada U e com diferentes valores de fator de amortecimento ξ , podendo ser visualizado na Fig. 4.6. Nota-se que as respostas do sistema, para diferentes valores de ξ , variam em torno do ponto da frequência ressonante do filtro, ou seja, quando U é unitário.

Percebe-se que, quanto maior for o fator de amortecimento, mais adequada é a resposta do sistema, ou seja, sem elevação da amplitude da tensão da carga na frequência de ressonância do filtro. Porém, o comportamento dinâmico do sistema fica comprometido a medida que vai aumentando o fator de amortecimento.

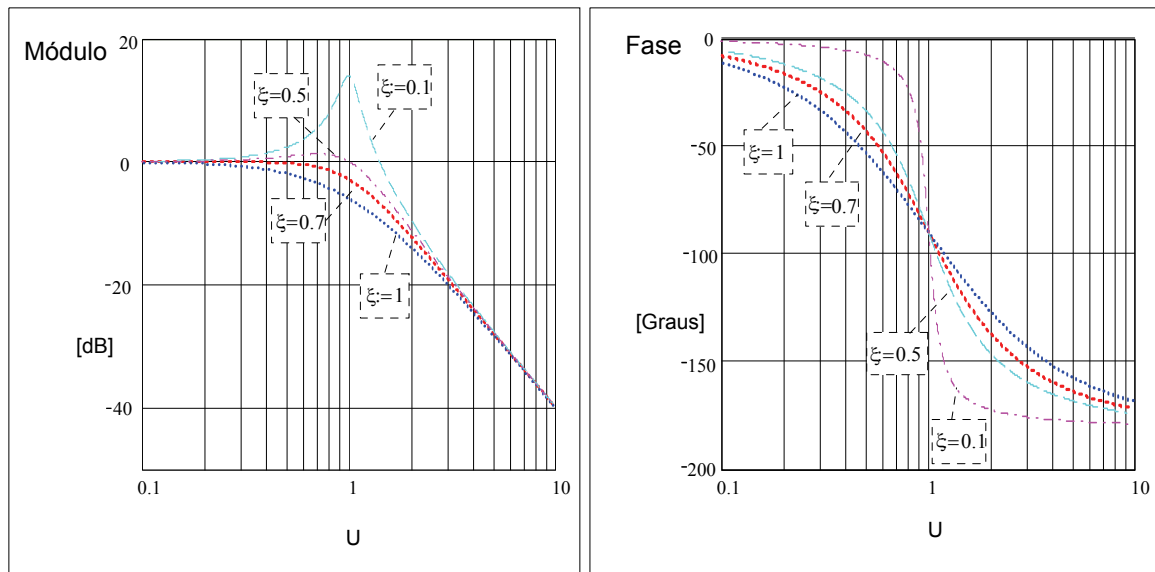


Fig. 4.6 – Resposta em frequência do filtro para diferentes coeficientes de amortecimento em função da frequência normalizada (U).

4.2.5 Compensação

A modulação PWM por si só opera em malha aberta, não havendo nenhum circuito de controle para compensar variações de parâmetros, como variação de carga, variação da tensão do barramento, etc. Em algumas aplicações estas variações podem ser críticas, tendo que implementar uma malha de controle, já em outras aplicações o uso do compensador não se faz necessário.

A implementação da malha de realimentação para controlar a tensão da carga pode ser realizada utilizando um compensador típico [15], que será abordado a seguir, assim como uma metodologia de projeto. Destaca-se que o sistema a ser controlado é um inversor com um filtro de segunda ordem aplicado na carga.

A metodologia de projeto que será apresentada utiliza o princípio da estabilidade de sistemas contínuos operando em malha fechada, baseado na resposta em frequência, conforme [28].

O tipo de compensador utilizado é dependente do sistema a ser controlado, no caso o inversor com um filtro de saída e, para isso, é necessário obter a função de transferência do sistema no domínio da frequência, conforme [28]. Esta função de transferência difere da equação (4.11) apresentada anteriormente, pois esta levará em conta

a variável de controle e o sinal da rampa de comparação, pois através destes é feita a modulação por largura de pulsos.

A análise será feita para o inversor meia ponte, porém pode ser facilmente estendida para o inversor ponte completa. Através da característica de saída obtida no capítulo anterior, tem-se para o inversor meia ponte:

$$V_o = \frac{E}{2}(2D-1) \quad (4.13)$$

Pela equação (4.13), nota-se que a tensão da carga V_o depende da razão cíclica D . Pode-se substituir na equação (4.13) a variável D , pela variável de controle V_c , que é a saída do compensador e o sinal da rampa com uma amplitude V_s , gerando os pulsos PWM para o comando dos interruptores.

Portanto, conforme [28], tem-se que:

$$D = \frac{V_c}{V_s} \quad (4.14)$$

E, substituindo (4.14) em (4.13), tem-se a equação (4.15), que é a característica de saída do inversor meia ponte em função da tensão da variável de controle V_c .

$$V_o = \frac{E}{2} \left(2 \frac{V_c}{V_s} - 1 \right) \quad (4.15)$$

Para obter um modelo dinâmico mais completo do sistema, pode-se agora considerar algumas não idealidades que o circuito apresenta, como a resistência série R_{se} interna do capacitor C_o , sendo esta de maior significância para o controle, conforme [29]. Outras não idealidades poderiam ser levadas em conta, como a resistência interna dos interruptores, porém não são tão significativas e, serão desconsideradas.

Deste modo, o modelo do circuito elétrico equivalente no domínio da frequência complexa s é apresentado na Fig. 4.7, considerando a resistência série do capacitor C_o .

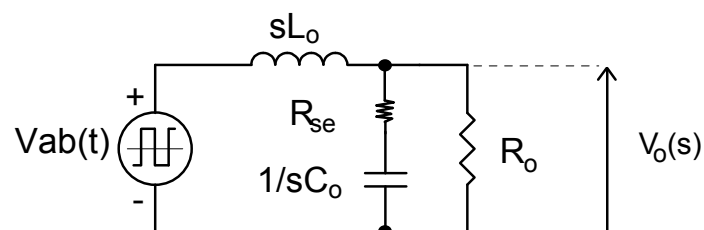


Fig. 4.7 – Circuito elétrico equivalente no domínio da frequência.

Através do circuito da Fig. 4.7 juntamente com a equação (4.15), pode-se obter a função de transferência de saída pela tensão de controle no domínio da frequência, conforme a equação (4.16):

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{E}{V_s} \left(\frac{s \cdot R_{se} \cdot C_o + 1}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o + 1} \right) \quad (4.16)$$

Com a equação (4.16) e considerando a influência da carga no sistema, ou seja, na função de transferência do sistema, pode-se obter a equação (4.17):

$$G(s) = \frac{E}{V_{se}} \cdot R_o \frac{(s \cdot R_{se} \cdot C_o + 1)}{s^2 (L_o \cdot C_o \cdot R_o + L_o \cdot C_o \cdot R_{se}) + s(R_o \cdot R_{se} \cdot C_o + L_o) + R_o} \quad (4.17)$$

Ou escrevendo na forma padrão, conforme [30], tem-se:

$$G(s) = \frac{E}{V_{se}} \cdot \frac{R_o \cdot R_{se}}{L_o \cdot (R_o + R_{se})} \cdot \frac{\left(s \cdot \frac{1}{R_{se} \cdot C_o} \right)}{s^2 + s \cdot \frac{(R_o \cdot R_{se} \cdot C_o + L_o)}{C_o \cdot L_o \cdot (R_o + R_{se})} + \frac{R_o}{C_o \cdot L_o \cdot (R_o + R_{se})}} \quad (4.18)$$

A equação (4.18) apresenta a função de transferência $G(s)$ e é o sistema a ser controlado e nota-se que $G(s)$ apresenta um zero e dois pólos.

A função de transferência $G(s)$ é importante, pois, através dela, pode-se definir o tipo de compensador a ser utilizado para controlar o sistema e analisar a condição de estabilidade.

Para garantir a condição de estabilidade, a margem de ganho deve estabelecer a seguinte relação, conforme [28]:

$$|G(s)H(s)| = 1 \quad (4.19)$$

Ou seja, a equação (4.16) é o limite de estabilidade do sistema, onde:

- $G(s)$ é a função de transferência da planta
- $H(s)$ é a função de transferência do compensador

Portanto, através da equação (4.19), pode-se concluir que o sistema se torna instável quando na frequência de cruzamento (zero dB), a fase do sistema (compensador mais conversor) é igual ou maior que 180° analisando em laço aberto $G(s)H(s)$.

Se o ângulo da fase do sistema na frequência de cruzamento for menor que 180° , a margem de fase será positiva e, portanto estável. Geralmente costuma-se colocar a margem de fase entre 45° e 90° . A margem de fase é definida pela seguinte relação:

$$MF = 180^\circ - \Phi \quad (4.20)$$

Onde,

Φ é o ângulo da fase de $G(s)H(s)$ na frequência de cruzamento.

O sistema realimentado pode ser um sistema estável e dinamicamente rápido, porém neste caso será pouco amortecido, ou seja, acontecerá uma sobretensão (“overshoot”) na tensão da carga para uma variação de carga. Isto acontece quando a margem de fase está perto de zero. Por outro lado, margem de fase muito grande, torna o sistema pouco oscilatório, porém um sistema bastante lento. Para manter o sistema dentro das especificações e garantir a estabilidade, costuma-se fazer a inclinação do ganho de $G(s)H(s)$ na frequência de cruzamento igual a -20dB/década , caracterizando um sistema de primeira ordem [28].

Para obter um sistema dentro das especificações apresentadas anteriormente, costuma-se utilizar um circuito compensador típico de dois pólos, conforme [28], apresentado na Fig. 4.8. Este circuito compensador é geralmente utilizado para sistemas de segunda ordem e apresenta bons resultados na compensação.

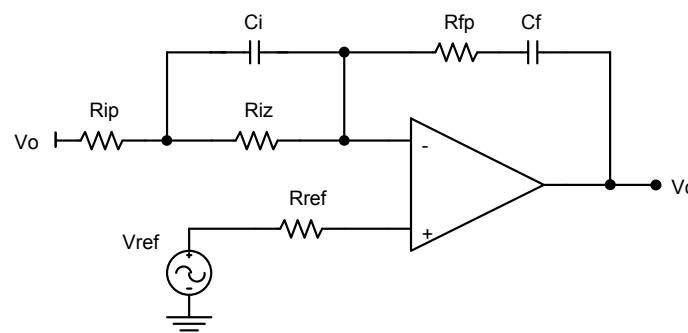


Fig. 4.8 – Circuito compensador típico de dois pólos.

Fazendo a análise do compensador apresentado, obtém-se a função de transferência do mesmo, conforme a equação (4.21).

$$H(s) = \frac{V_c(s)}{V_o(s)} = \left(\frac{(s.R_{iz}.C_i + 1).(s.R_{fz}.C_f + 1)}{s.C_f.(R_{ip} + R_{iz}) \left(1 + s.C_i \left(\frac{R_{ip}.R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}} \right) \right)} \right) \quad (4.21)$$

A equação (4.21) pode ser escrita na forma padrão, conforme a equação (4.22):

$$H(s) = \frac{R_{fz}}{R_{ip}} \left(\frac{\left(s + \frac{1}{R_{iz}.C_i} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_{fz}.C_f} \right)}{s \left(s + \frac{R_{ip} + R_{iz}}{R_{ip}.R_{iz}.C_i} \right)} \right) \quad (4.22)$$

Nota-se na equação (4.22) que a função de transferência do compensador apresenta dois pólos e dois zeros, nas seguintes frequências de transição, em Hertz:

$$f_{p1} = 0Hz \quad (4.23)$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_i R_{iz}} \quad (4.24)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_i \left(\frac{R_{ip} R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}} \right)} \quad (4.25)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_f R_{fz}} \quad (4.26)$$

Para obter erro estático nulo, coloca-se um pólo na origem, por isso o compensador apresenta um pólo alocado na origem. O outro pólo tem a finalidade de filtrar as altas frequências geradas pela resistência série do capacitor de filtragem e os dois zeros colocam-se na frequência de ressonância do filtro de saída, de modo que o sistema tenha uma resposta total de primeira ordem.

Procura-se obter uma resposta de primeira ordem, pois nela o sistema é estável, não oscilatório, garantindo com a alocação da frequência de cruzamento de ganho bem acima da máxima frequência do sinal de áudio a ser amplificado. Costuma-se também alocar a frequência de comutação muito acima da frequência de cruzamento, geralmente

utilizando em projeto, uma década acima da mesma, ou seja, $f_c = f_s/10$. Fazendo isto, está garantida a estabilidade do sistema, uma vez que o teorema de Nyquist, diz que $f_c \leq f_s/2$.

Portanto, com todos estes dados, pode-se projetar o compensador apresentado anteriormente. São apresentadas 5 incógnitas e têm-se 4 equações, porém a uma destas incógnitas costuma-se atribuir valor e nas outras calculá-se através das equações e das especificações de projeto.

O compensador apresentado não é o único que pode ser utilizado, podendo outros compensadores ser implementados. A escolha caberá ao projetista e onde se deseja aplicar o compensador.

4.3 Modulação por Frequência de Pulsos

Anteriormente foi analisada a modulação PWM a dois e três níveis, com variação da largura dos pulsos, ou seja, a razão cíclica era dependente do sinal de referência, porém a frequência era fixa.

Será discutida agora a modulação por frequência de pulsos, modulação Delta [23], [24], Sigma Delta e Delta-H. A modulação por frequência de pulsos não é usualmente empregada em sistemas de comunicações, entretanto tem sido bastante discutida em Eletrônica de Potência, principalmente em amplificadores de áudio [18].

A modulação por frequência de pulsos utilizada neste trabalho para o amplificador será a Delta-H, porém é importante estudar as modulações Delta e Sigma-Delta para melhor entendimento da modulação Delta-H, já que esta última é uma combinação das outras duas.

Basicamente, estas modulações são compostas por quatro blocos funcionais básicos. Tais blocos reúnem as funções de somador, integrador, amostrador/retentor (S/H - *Sample and Hold*) e limitador (histere).

Estas modulações apresentam algumas características melhores [26] do que a modulação PWM, como:

- Circuito simples de implementação, já sendo em malha fechada, sem a necessidade de projetos de controladores;

- Menores circuitos envolvidos, com menor volume, peso e custo;
- Maior Eficiência;
- Quanto maior for a frequência de comutação, mais semelhante será o sinal amplificado ao sinal original e conseqüentemente, dependendo da aplicação, não haveria necessidade de filtro de saída, como é o caso da modulação Delta-H.

4.3.1 Modulação Delta

A modulação Delta foi proposta por Ziogas [23] e utiliza um circuito simples que gera os pulsos de comandos para os interruptores sendo o exemplo mais comum de modulação por frequência de pulsos [27].

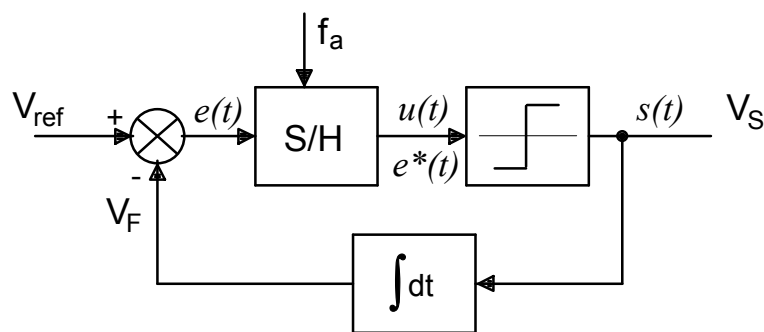


Fig. 4.9 – Diagrama de Blocos do Modulador Delta.

A modulação Delta compara um sinal de referência V_{ref} , com a integral dos pulsos de saída V_S , conforme diagrama de blocos da Fig. 4.9. Percebe-se que o erro $e(t)$ é amostrado e retido através do bloco S/H (“Sample/Hold”). Na saída deste bloco, tem-se o erro amostrado $e^*(t)$, sendo o próprio sinal de excitação $u(t)$. Este sinal de excitação é à entrada de um bloco limitador (histerese), com o objetivo de estabelecer um nível constante para cada pulso, dependendo do sinal algébrico da entrada. O nível de cada pulso é mantido constante desde a sua amostragem até o instante de uma nova atualização.

Em outras palavras, enquanto a saída do limitador for igual a $+V_S$, a tensão de realimentação V_F aumenta linearmente e o sinal de erro decresce até $-\Delta V_{ref}$. Deste modo, a saída do limitador muda de valor para $-V_S$ e a tensão de erro aumenta até $+\Delta V_{ref}$ forçando a saída a retornar a $+V_S$.

A Fig. 4.10 apresenta as formas de onda que demonstram o funcionamento da

modulação Delta. Percebe-se que a tensão de realimentação V_F (portadora) oscila em um intervalo definido por ΔV_{ref} , acima e abaixo da tensão de referência V_{ref} . Quanto menor for o intervalo ΔV_{ref} e maior a inclinação de V_F , maior será a frequência de comutação.

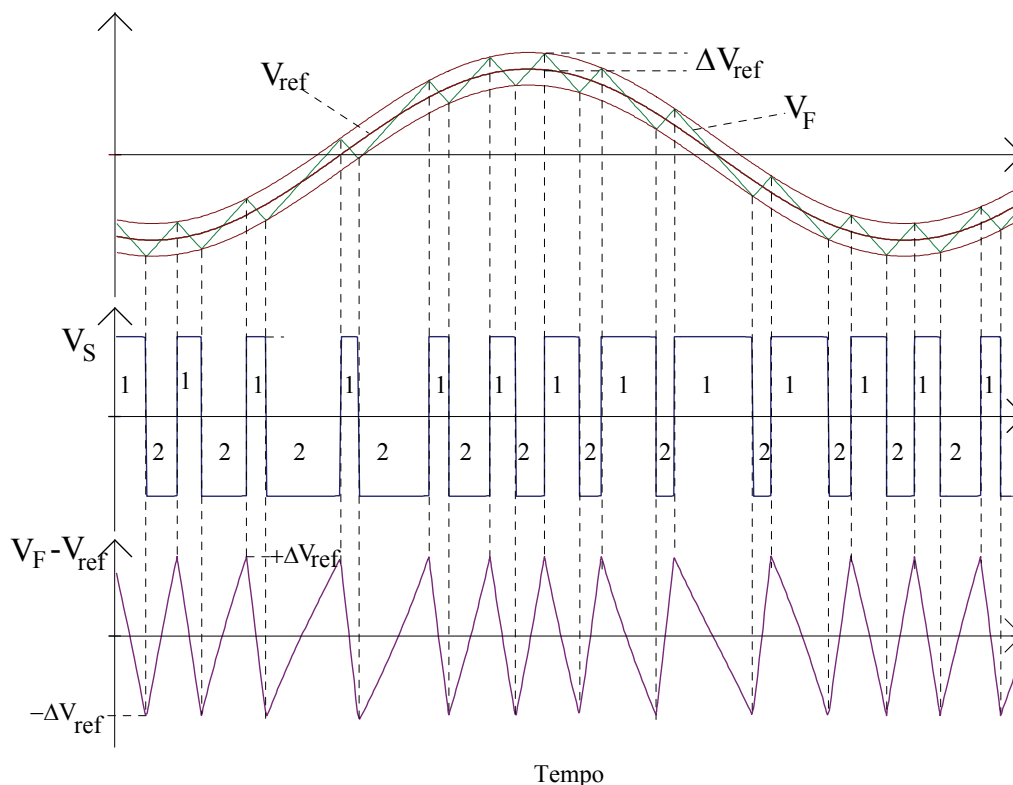


Fig. 4.10 – Formas de onda básicas da modulação Delta.

Deste modo, quanto maior for a frequência de comutação, ou seja, frequência de modulação, mais semelhante será o sinal amplificado ao sinal modulante (original). A frequência de amostragem (f_a) define a máxima frequência de modulação. A máxima frequência de modulação será igual à metade da frequência de amostragem [25].

Entretanto, deve-se tomar muito cuidado com o valor da frequência de amostragem (comutação), pois o que define esta máxima frequência de modulação são os tempos mínimos de condução e de bloqueio dos interruptores a ser comandados, ou seja, tem-se uma limitação prática devido as não idealidades dos interruptores, geralmente MOSFET's ou IGBT's.

4.3.2 Modulação Sigma-Delta

A modulação Sigma-Delta [24] é um outro exemplo de modulação por frequência

de pulsos. Esta modulação é muito semelhante à modulação Delta, apresentada anteriormente. Na verdade é uma modificação da modulação Delta. Ambas apresentam os mesmos blocos funcionais, porém a principal diferença entre as duas configurações é o posicionamento do bloco integrador e daí a origem do nome Sigma-Delta, decorrente do integrador (sigma) estar posicionado a frente do modulador Delta [32].

Quando o modulador Sigma-Delta apresenta somente um integrador na malha, é dito de primeira ordem, entretanto existem em ordens mais elevadas, como de quarta ordem, porém de análise muito mais complexa. A modulação Sigma-Delta vem sendo muito utilizado para métodos de conversão A/D e D/A [32].

A Fig. 4.11 apresenta o diagrama de blocos da modulação Sigma-Delta. Percebe-se que o bloco integrador está situado na entrada do erro $e(t)$ e não mais na realimentação como no modulador Delta.

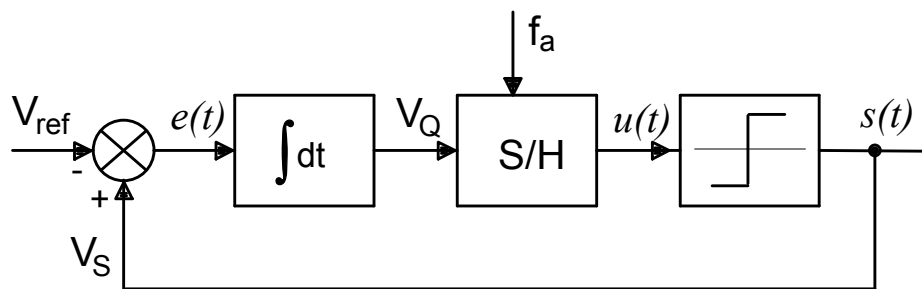


Fig. 4.11 – Diagrama de Blocos do Modulador Sigma-Delta.

O funcionamento do modulador Sigma-Delta é simples. O erro $e(t)$ é definido pela diferença entre o sinal de referência V_{ref} e a tensão de saída V_S , que corresponde a um trem de pulsos discretos. Este erro $e(t)$ passa por uma ação integrativa e logo após é amostrado e memorizado em um bloco “Sample/Hold”. Após o sinal ser amostrado, o sinal de excitação $u(t)$ é limitado em um bloco de histerese para definir o nível constante de cada pulso.

A modulação Sigma-Delta está se tornando uma eficiente solução para amplificador de áudio digital e está sendo utilizada por alguns fabricantes de amplificadores como em [18]. Isto devido ao baixo custo de industrialização, volume reduzido, podendo operar com potência elevada, alta eficiência e boa reprodutibilidade do sinal amplificado.

4.3.3 Modulação Delta-H [25]

Até o presente momento foram discutidas duas modulações por frequência de pulsos, Delta e Sigma-Delta. Agora será abordada a modulação Delta-H, que é uma combinação das modulações Delta e Sigma-Delta, apresentadas anteriormente, reunindo as principais características de cada modulação.

A modulação Delta-H apresenta os mesmos blocos funcionais básicos das modulações Delta e Sigma-Delta, porém a diferença está baseada na forma com a qual é modelado cada um dos seus elementos de maneira a implementar as funções destes blocos funcionais básicos (Somador, Integrador, Amostrador/Retentor, Limitador) [25].

O conversor escolhido para comprovação teórica será o inversor ponte completa e será analisado com a modulação Delta-H, porém a análise para o inversor meia ponte é semelhante. A topologia do inversor ponte completa pode ser visualizada na Fig. 4.12. Percebe-se que entre os pontos a e b deve haver necessariamente predominância de carga indutiva, pelo fato de ser necessária uma característica de fonte de corrente na saída do conversor, sendo esta a característica principal do modulador Delta-H.

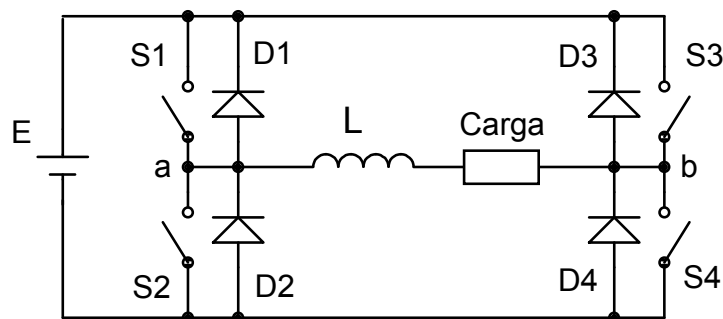


Fig. 4.12 – Inversor Ponte Completa.

No caso da alimentação do atuador piezoelétrico, por apresentar um capacitor em paralelo com um resistor no modelo elétrico equivalente, torna-se necessária esta observação: a impedância indutiva deve prevalecer sobre a impedância capacitiva apresentada pela carga, caso contrário, a estrutura não funcionará adequadamente.

Este é um primeiro cuidado que se deve tomar para funcionar a estrutura modulação Delta-H juntamente com o conversor, garantindo uma fonte de corrente na saída.

Na Fig. 4.13, tem-se um modelo elétrico simplificado do inversor. Este modelo será utilizado para obter a modelagem do conversor.

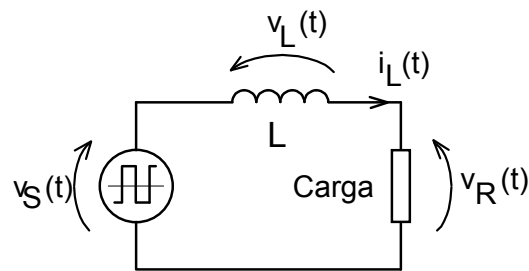


Fig. 4.13 – Modelo Simplificado do Inversor.

Na modulação Delta-H, a variável de controle é a corrente do indutor L e o objetivo neste trabalho é alimentar um atuador piezoelétrico. Porém, a corrente que passa pelo indutor é a mesma que circula pelo atuador, de modo que impondo a corrente no indutor, a corrente na carga também será imposta.

Será estabelecida uma relação para a corrente do indutor, que é a variável controlada nesta modulação através de um sinal de referência e a tensão da carga. Para tornar a análise mais simples, será considerado que a carga é puramente resistiva e através da lei de ohm, tem-se que a corrente do indutor (carga) e a tensão na carga são idênticas e em fase. Deste modo, pode-se dizer que a tensão da carga e o sinal de referência são semelhantes, ou seja, tem a mesma imagem.

Esta aproximação é bastante válida para sinais de referência senoidal, de modo que para uma carga capacitiva, que é praticamente o atuador piezoelétrico, somente haverá um deslocamento entre a tensão da carga e o sinal de referência, devido à presença do capacitor equivalente do atuador. Ainda, pode-se aproximar o sinal de áudio no somatório de alguns sinais senoidais com amplitudes e frequências distintas (Série de Fourier).

Deste modo, pode-se redefinir o modelo simplificado do conversor com uma fonte de tensão variante no tempo na carga $V_R(t)$, sendo a mesma uma imagem do sinal de referência V_{ref} , conforme é mostrado na Fig. 4.14.

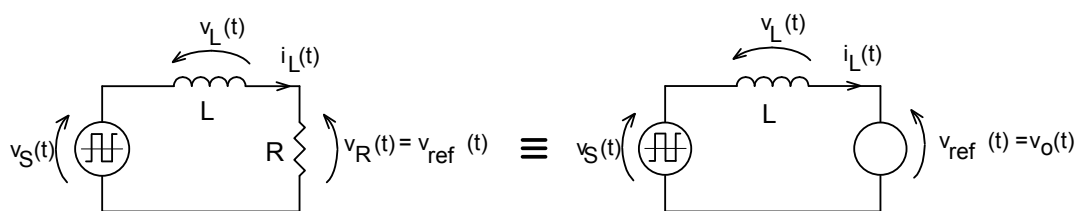


Fig. 4.14 – Modelo Simplificado Redefinido do Inversor.

Equacionando o modelo simplificado da Fig. 4.14 através da lei das malhas de Kirchoff, tem-se a seguinte equação:

$$-V_s(t) + V_L(t) + V_{ref}(t) = 0 \quad (4.27)$$

Rearranjando a equação (4.27), tem-se a equação (4.28):

$$V_L(t) = V_s(t) - V_{ref}(t) \quad (4.28)$$

Sabendo que:

$$V_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.29)$$

E substituindo na equação (4.28), tem-se a equação (4.30):

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_s(t) - V_{ref}(t) \quad (4.30)$$

Integrando ambos os lados, tem-se a equação (4.31):

$$L \cdot i_L(t) = \int (V_s(t) - V_{ref}(t)) dt \quad (4.31)$$

Através da equação (4.31), pode-se estabelecer uma equivalência entre o modelo simplificado redefinido do inversor e um diagrama de blocos do controlador. Na Fig. 4.15, tem-se esta equivalência. Percebe-se que a diferença da tensão de referência V_{ref} com a tensão V_s é igual à tensão (V_L) do indutor L . E a integral desta diferença dividido por L é a corrente que passa pelo indutor, ou seja, a corrente que passa pela carga. Portanto o diagrama de bloco da Fig. 4.15 está correspondendo completamente com a equação (4.31).

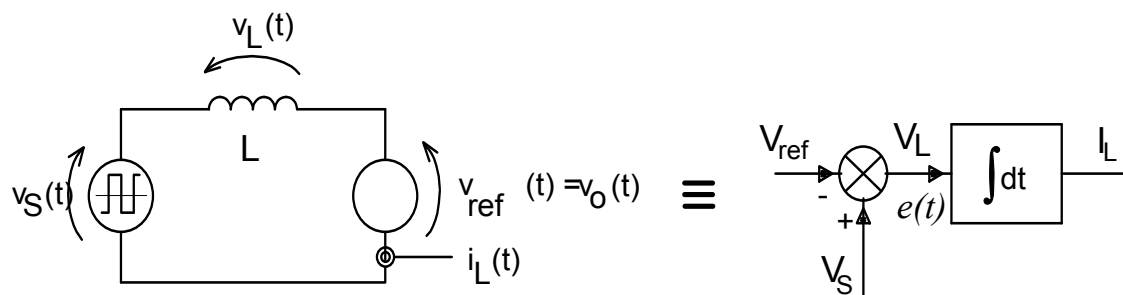


Fig. 4.15 – Equivalência entre o modelo elétrico e em diagrama de blocos.

Com esta equivalência em diagrama de blocos, pode-se notar que a configuração de entrada deste sistema é exatamente igual à configuração de entrada do modulador Sigma-Delta. Nota-se que a característica integrativa do indutor L impõem uma mudança

de variáveis de maneira a garantir a relação dimensional entre a tensão de entrada e a corrente de saída deste indutor. Nota-se também que a tensão na carga V_o está diretamente relacionada com o sinal de referência a ser amplificado.

Juntando agora os blocos do modulador Delta, que é o responsável pela imposição da forma de onda, com o diagrama da Fig. 4.15, obtém-se o modelo de modulador, chamado de modulador Delta-H [25]. Neste modulador, a imposição é feita pela corrente do indutor L , ou seja, a variável a ser controlada é a corrente do indutor, através do sinal de referência. A Fig. 4.16 apresenta o modelo do modulador Delta-H.

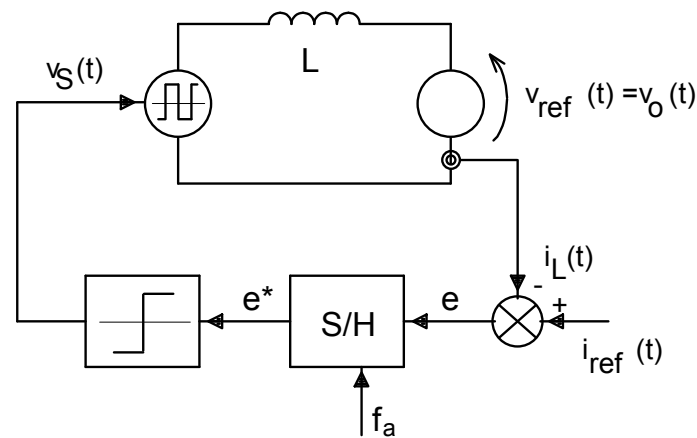


Fig. 4.16 – Modelo do Modulador Delta-H.

Com o diagrama de blocos básico do modelo elétrico simplificado e substituindo na Fig 3.16, pode-se obter o diagrama completo de blocos funcionais da estrutura do modulador Delta-H que é visualizada na Fig. 4.17.

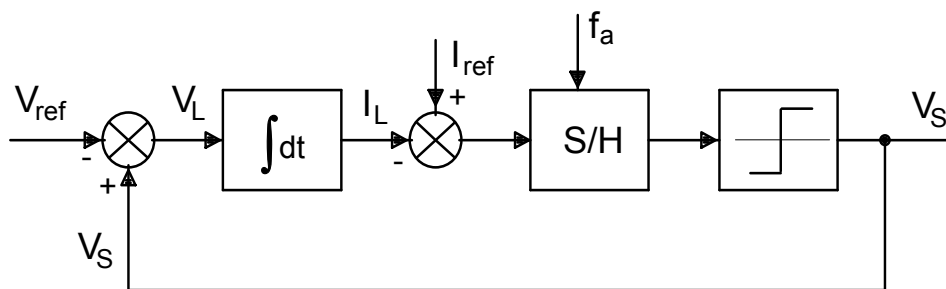


Fig. 4.17 – Diagrama completo de blocos do Modulador Delta-H.

Do mesmo modo que as modulações Delta e Sigma-Delta, quanto maior for a frequência de amostragem f_a melhor será a reprodução da forma de onda da corrente do indutor L , ou seja, o sinal original amplificado. Vale lembrar, como dito anteriormente, que esta frequência de amostragem, que é o dobro da frequência de comutação dos

interruptores sofre restrições devido aos tempos mínimos de abertura e fechamento destes interruptores.

Através da Fig. 4.17, observa-se claramente a contribuição de cada modulador (Delta e Sigma-Delta) no modulador Delta-H e a união de ambos no ponto de integração. Como visto anteriormente, o conversor de potência (inversor) é modelado pelo modulador Sigma-Delta e a malha de controle da corrente do indutor L é modelada pelo modulador Delta.

4.3.3.1 Metodologia de Projeto

Será apresentada agora, uma metodologia de projeto para dimensionamento do conversor. Nota-se que o circuito apresentado para o modulador Delta-H é um inversor de tensão e na saída tem um indutor em série com a carga.

Portanto, tem-se a necessidade de dimensionar os interruptores, a fonte do barramento CC (E) e por último o item mais importante do modulador delta, o projeto do indutor.

Para dimensionamento dos interruptores deve-se levar em conta a corrente que passa pelo indutor, pois é a mesma corrente que passa pelos interruptores e a tensão reversa sobre os mesmos é a tensão de entrada E.

Para dimensionar a fonte de entrada, deve-se levar em conta o índice de modulação IM, pois o mesmo está diretamente relacionado com a dinâmica do sistema. Na equação (4.32), tem-se a relação para o índice de modulação.

$$IM = \frac{V_{op}}{E} \quad (4.32)$$

Onde:

V_{op} é o máximo valor de pico da tensão da carga

Quanto mais próximo da unidade o valor de IM, menor será a dinâmica de operação do sistema. Um bom índice de modulação para amplificadores de áudio esta na faixa de variação de 0,6 a 0,7.

Este índice de modulação é um parâmetro importante no projeto, pois possibilita uma ótima condição de operação do sistema em possíveis variações da fonte de alimentação. Como a tensão da carga depende do sinal de referência, o índice de modulação é variável e se ajusta ao sistema automaticamente, sempre nas proximidades do ponto de operação. Isto garante que a forma de onda da tensão da carga não terá grandes distorções, caso haja variações na fonte de tensão de entrada.

O dimensionamento do indutor é o parâmetro mais importante da modulação Delta-H, porém não de grande complexidade para o cálculo do mesmo. O valor da indutância é calculado na máxima derivada de corrente da saída do conversor e a máxima ondulação de corrente neste indutor.

A máxima derivada de corrente ocorre exatamente no instante em que a forma de onda da referência passa por zero. Sendo assim, a fonte de tensão de entrada tem influência na corrente que circula pelo indutor, e por consequência, no cálculo da indutância. Para uma forma de onda de referência senoidal, tem-se na equação (4.33) a derivada da corrente como sendo:

$$\frac{dI_L}{dt} \Big|_{t=0} = 2\sqrt{2}\pi f_o I_o \quad (4.33)$$

Onde:

f_o é a frequência do sinal de referência;

I_o é o valor eficaz da corrente que circula pela carga (indutor)

O cálculo da corrente que circula pelo piezoelétrico é realizado através da equação (4.34).

$$I_{cp} = 2\pi f_o V_{op} C_p \quad (4.34)$$

Sendo:

C_p o valor da capacitância intrínseca do atuador piezoelétrico.

A equação (4.35) apresenta o cálculo da indutância máxima:

$$L_{\max imo} = E \frac{dt}{dI_o} \quad (4.35)$$

Percebe-se que a indutância calculada na equação (4.35) é máxima, portanto deve-se adotar valores inferiores ao calculado.

A máxima ondulação de corrente no indutor ocorre no instante em que a corrente é máxima. A ondulação de corrente é diretamente proporcional ao índice de modulação e inversamente proporcional à frequência de amostragem f_a . A equação (4.36) apresenta esta ondulação de corrente.

$$\Delta I_o = \frac{(1 + IM)E}{f_a L} \quad (4.36)$$

Se a ondulação de corrente no indutor e conseqüentemente na carga estiver acima do máximo valor de operação da carga, deve-se aumentar o valor da indutância ou a frequência de amostragem.

4.3.3.2 Controle

Percebe-se através da Fig. 4.17 que o modulador Delta-H já opera em malha fechada, ou seja, apresenta uma realimentação, sem a necessidade de compensadores. Este fato é muito importante, pois a implementação prática do circuito do modulador Delta-H é fácil e usa poucos componentes. Essa característica confere ao sistema completo um circuito físico pequeno, de baixo volume e de baixo custo.

Como há a necessidade de monitorar a corrente constantemente e comparar com um sinal de referência e após passar por um circuito de histerese, pode-se dizer que esta é a malha de controle do sistema modulador Delta-H, ou seja, a malha de corrente do indutor. Portanto, nesta modulação não há a necessidade de circuito compensador, somente circuitos de monitoração da corrente, circuitos para gerar o laço de histerese e circuitos para realizar a amostragem. Por último, circuitos para gerar o sinal complementar para os interruptores e o tempo morto para os mesmos.

Para a monitoração da corrente do indutor, é utilizado na prática um sensor de corrente por efeito Hall. Este sensor tem como característica de saída uma tensão que é uma imagem da corrente que circula pelo mesmo, dependendo da relação entre a entrada e a saída do sensor Hall. Estes sensores Hall têm sido muito utilizados na área de eletrônica de potência, pois os mesmos possibilitam monitorar todas as componentes da corrente, ou seja, as componentes alternada e contínua. Sendo assim, na saída dos sensores tem-se uma imagem fiel da corrente desejada com isolamento galvânico.

4.3.3.3 Demodulação Delta-H

Demodulação é o processo inverso ao da modulação, isto é, o sinal original deve ser separado do sinal recebido por um circuito demodulador. A demodulação é utilizada com a finalidade de recuperação do sinal de informação transmitido na modulação.

Em outras palavras, se na modulação há uma translação em frequência do sinal de informação, na frequência da portadora, na demodulação ocorre a retranslação na posição original nas frequências do sinal de informação [21].

Em Eletrônica de Potência, a recuperação do sinal de informação é feita exclusivamente com o uso de filtros, aplicada nas funções modulada [25]. Estas informações em Eletrônica de Potência têm sempre energia em baixas frequências (frequência da rede elétrica, frequência de áudio, etc.). De modo a recuperação destas informações pode ser feita com o uso de filtros passa baixas, geralmente passivos, com a ajuda de capacitores e indutores.

O elemento indutivo no modulador Delta-H, anteriormente discutido, tem característica fundamental de integrador e age no circuito de potência de modo a realizar em cada período de comutação, uma integração algébrica da função discreta de tensão. Esta tensão é o erro determinado pela diferença da tensão V_{ref} e V_S e a integral desta diferença define um correspondente valor médio contínuo para a corrente no indutor L , sendo esta relação puramente linear, caracterizada pela linearidade da ação integradora [25].

Embora esta operação integrativa seja linear, pode ser aplicada como forma de demodulação, devido ao fato do sistema ser exclusivamente variante no tempo, como discutido anteriormente.

Portanto, nota-se que a demodulação é feita naturalmente pela ação integrativa do indutor L , ou seja, não necessitando de circuito demodulador ou até mesmo de filtros de saída para recuperação do sinal original. Isto torna o circuito do amplificador simples, menos volumoso e com menor custo.

4.4 Modulação por Histerese da Corrente do Capacitor [31]

Será apresentado agora um outro tipo de modulação, onde a variável a ser controlada é a corrente do capacitor de filtragem, ou seja, a corrente sobre o capacitor equivalente do atuador piezoelétrico.

O princípio desta modulação está baseado no fato que controlando a corrente I_c do capacitor de filtragem, é possível obter uma regulação na tensão do capacitor V_C , sendo esta a mesma tensão da carga V_o , de modo que a corrente e a tensão do capacitor estão relacionadas pela seguinte equação:

$$i_c = C \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (4.37)$$

Portanto, para obter uma tensão igual ao sinal de áudio de referência amplificado na carga, deve-se controlar a corrente do capacitor através do sinal de referência e assim gerar os pulsos de comando dos interruptores.

Para o controle da corrente é utilizada a técnica de controle por histerese, ou seja, controle por valores extremos da corrente. A corrente I_c do capacitor é comparada com uma referência (sinal de áudio a ser amplificado), permitindo um certo erro positivo (limite superior) e um erro negativo (limite inferior). Pode-se assim estabelecer uma ondulação de corrente neste capacitor, sendo esta a diferença do limite superior e inferior, chamada de banda de histerese, mantida constante no sistema [31]. Na Fig. 4.18, tem-se a forma de onda do funcionamento do controle da corrente do capacitor de filtragem, sendo a referência um sinal senoidal.

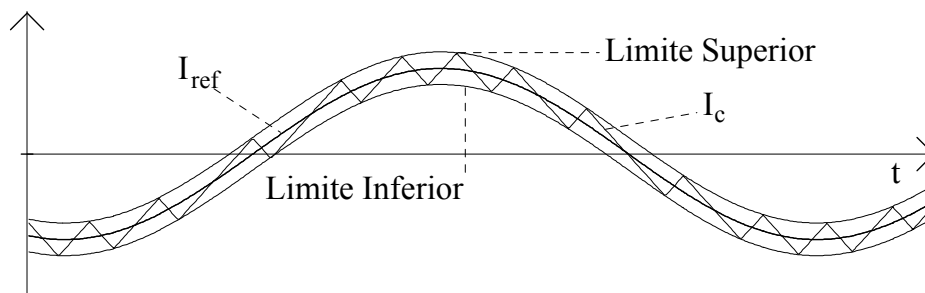


Fig. 4.18 – Controle da Corrente no Capacitor por Histerese.

Nota-se pela Fig. 4.18, quando a corrente I_c atinge o limite superior, os interruptores que estavam conduzindo são bloqueados e os interruptores que estavam bloqueados são comandados a conduzir, até atingir o limite inferior, invertendo os

interruptores que irão conduzir e bloquear, conforme o sinal de referência, na tentativa de reproduzi-lo.

Deste modo, impõe-se uma corrente no capacitor de acordo com o sinal de referência e a amplitude da tensão sobre o capacitor, que é a mesma da carga, dependerá da amplitude da corrente imposta sobre o capacitor, que por sua vez dependerá da amplitude do sinal de referência.

Os interruptores têm etapas de funcionamento muito semelhantes ao apresentado no capítulo 3, porém agora as comutações estão relacionadas com a corrente do capacitor de filtragem.

Nesta modulação, a frequência de comutação dos interruptores e o tempo de condução dos mesmos, são variáveis conforme o sinal de referência [31]. A máxima frequência ocorre no instante que a tensão do capacitor de filtragem passa por zero e a mínima no instante que a tensão tem valor máximo, ou seja, no pico.

Para uma banda de histerese pequena, resulta em frequências de comutação maiores e vice-versa. O valor da indutância de filtragem define o valor da banda de histerese. E a ondulação da tensão da carga é diretamente proporcional à banda de histerese e inversamente proporcional a frequência de comutação. Portanto, esta ondulação é variável, conforme varia a frequência de comutação.

Neste ponto, deve-se salientar que a corrente e a tensão do capacitor de filtragem estão defasados de 90° .

4.4.1 Filtro de Saída

Será brevemente abordada uma metodologia de projeto para uma estrutura inversora com um filtro na saída (Fig. 4.19), utilizando a modulação por histerese da corrente do capacitor, com o intuito de implementação e verificação via simulação e posteriormente de forma experimental.

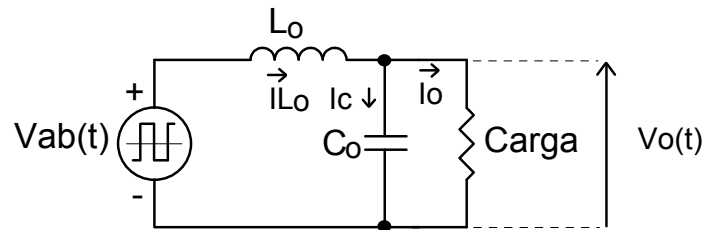


Fig. 4.19 – Estrutura utilizada para a modulação proposta.

O estudo analítico é bastante complexo, por apresentar um laço de histerese no sistema, tendo este uma característica não linear, porém o projeto do conversor segue alguns critérios que devem ser cumpridos e serão apresentados ao decorrer deste trabalho.

Primeiramente, o capacitor de filtragem utilizado levará em conta a capacitância intrínseca do atuador piezoelétrico, como na modulação PWM. A corrente no capacitor C_o de filtragem é a diferença fasorial entre a corrente do indutor L_o e a corrente do resistor R_o .

A equação (4.38) apresenta a corrente de pico do capacitor C_o , de acordo com a frequência do sinal de referência senoidal.

$$I_{cp} = 2\pi f_o V_{op} C_o \quad (4.38)$$

Sendo:

V_{op} a tensão de pico aplicada no capacitor de filtragem (carga);

C_o o valor da capacitância de filtragem;

f_o a frequência da tensão da carga, que é a mesma do sinal de referência.

A equação (4.39) apresenta o cálculo da capacitância C_o , caso necessite colocar em paralelo com o piezoelétrico, de modo a diminuir o valor da ondulação de tensão sobre o atuador.

$$C_o = \frac{1}{2\pi f_o X_C} \quad (4.39)$$

Onde:

$$X_C = \frac{R_o}{4} \quad (4.40)$$

Para o cálculo da indutância de filtragem, deve-se primeiro estabelecer a banda de histerese da corrente do capacitor. Como dito anteriormente, a banda de histerese depende da frequência de comutação a ser aplicada no projeto.

Na equação (4.41), tem-se a ondulação de corrente no indutor igual à banda de histerese H :

$$\Delta I_{L_o} = H \quad (4.41)$$

Conforme [31], a banda de histerese H é dada pela equação (4.42):

$$H = 2(I_{cp} + I_{op}) \quad (4.42)$$

Onde:

I_{cp} é o valor de pico da fundamental da corrente no capacitor de filtragem;

I_{op} é o valor de pico da corrente em R_o .

Pode-se estabelecer uma relação para o cálculo do indutor de filtragem, representada na equação (4.43) de acordo com [31].

$$L_o = \frac{E}{2Hf_{s\max}} \quad (4.43)$$

Onde:

E é a tensão do barramento CC de entrada;

$f_{s\max}$ é a máxima frequência de comutação.

A máxima frequência de comutação ($f_{s\max}$) acontece quando a razão cíclica é igual a 50%, ou seja, $D=0,5$. Esta frequência máxima de comutação é definida pelo tempo de condução dos interruptores e geralmente é arbitrada pelo projetista conforme a necessidade de cada projeto.

Porém, a frequência mínima pode ser determinada, como é visto na equação (4.44):

$$f_{s\min} = \frac{E^2 - 2V_{oef}^2}{2L_oHE} \quad (4.44)$$

Onde V_{oef} é o valor eficaz da tensão da carga.

Outro parâmetro importante é a ondulação da tensão da carga, sendo a mesma que a ondulação de tensão no capacitor de filtragem, conforme a equação (4.45).

$$\Delta V_c = \frac{H}{4f_s C_o} \quad (4.45)$$

Percebe-se que a ondulação de tensão da carga é inversamente proporcional à frequência de comutação dos interruptores. Portanto, pode-se definir uma máxima ondulação de tensão quando a frequência de comutação é mínima, ou no pico da tensão da carga. Do mesmo modo, a mínima ondulação da tensão da carga acontece quando a frequência de comutação é máxima, ou na passagem por zero da tensão da carga, como visto anteriormente. As equações (4.46) e (4.47) mostram o cálculo da ondulação de tensão máxima e mínima respectivamente.

$$\Delta V_{c\max} = \frac{H}{4f_{s\min} C_o} \quad \text{ou} \quad \Delta V_{c\max} = \frac{E^2 - 2V_c^2}{8LEf_{s\min}^2 C_o} \quad (4.46)$$

$$\Delta V_{c\min} = \frac{H}{4f_{s\max} C_o} \quad \text{ou} \quad \Delta V_{c\min} = \frac{E}{8Lf_{s\max}^2 C_o} \quad (4.47)$$

A frequência mínima de comutação deve ser maior que a frequência de ressonância do filtro, ou seja:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} < f_{s\min} \quad (4.48)$$

Para finalizar, deve-se estabelecer o valor da tensão do barramento CC de entrada (E). Conforme [31], é adotado a relação da equação (4.49):

$$E = 1,3V_{cp} \quad (4.49)$$

Onde:

V_{cp} é o valor de pico da tensão da carga desejada.

A resposta em frequência do filtro para a modulação por histerese da corrente do capacitor é idêntica à da modulação PWM apresentada anteriormente neste capítulo, portanto não será abordada novamente.

A escolha dos interruptores deve levar em conta a corrente que passa pelo indutor, sendo a mesma corrente que passa pelos interruptores, e a tensão reversa sobre os mesmos é a tensão de entrada E .

Outro fato importante é o monitoramento da corrente do capacitor de filtragem para comparação com o sinal de referência. Do mesmo modo que na modulação Delta-H onde é feita a monitoração da corrente do indutor, é utilizado um sensor de corrente por efeito Hall.

Portanto, através da análise apresentada, pode-se projetar e implementar uma estrutura inversora com o filtro de saída para a modulação por histerese da corrente do capacitor de filtragem.

4.4.2 Compensação

A modulação por histerese do capacitor é muito parecida com a modulação Delta-H no aspecto do controle, porém a variável a ser controlada não é mais a corrente do indutor. Como na modulação Delta-H, o fato de controlar a corrente, torna a modulação por histerese em um sistema com malha fechada. Portanto, a malha de corrente é necessária, ou seja, o monitoramento da corrente, a comparação com a referência e o laço de histerese, do mesmo modo que na modulação Delta-H.

A malha de corrente é a malha principal, pois é nela que está baseada toda a modulação por histerese. A corrente que passa pelo capacitor é monitorada por um transdutor de efeito Hall e constantemente comparada com um sinal de referência, no caso deste trabalho, um sinal de áudio. O erro apresentado na saída da comparação é introduzido em um circuito de compensação do tipo proporcional. A saída então é ligada a um comparador de histerese, que atua diretamente na corrente do capacitor de filtragem através do comando dos interruptores, tornando a corrente em valores inferiores e superiores do sinal de referência, ou seja, a banda de histerese (H).

Na Fig. 4.20, tem-se um comparador-compensador proporcional e um comparador com histerese, no qual a saída deste último vai para o comando dos interruptores, passando antes através de um circuito que gera um sinal complementar e o tempo morto. V_{ref} é a tensão proveniente do sinal de referência e V_m é a tensão proveniente do sensor de efeito Hall, que é uma amostra da corrente do capacitor de filtragem.

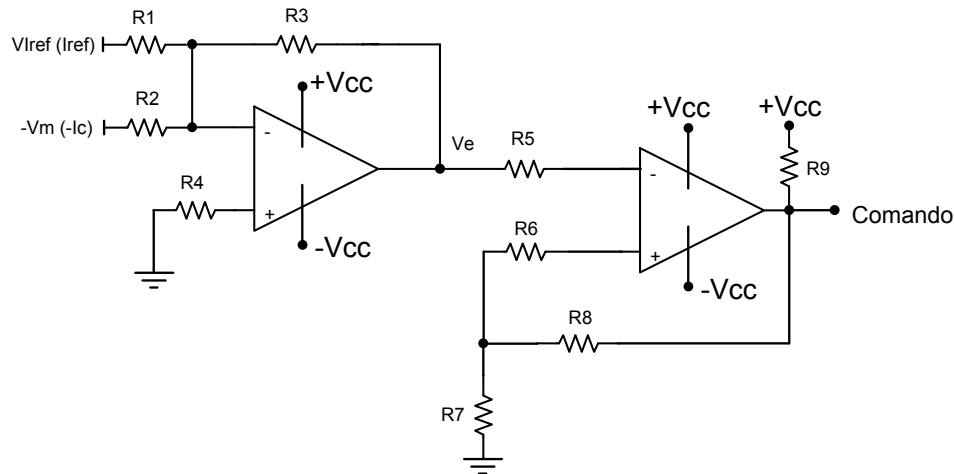


Fig. 4.20 – Malha de corrente para a modulação por Histerese.

O valor da referência senoidal (I_{ref}) é calculado em função do valor desejado de tensão na carga, conforme a equação (4.50):

$$I_{ref} = 2 \cdot \pi \cdot C_o \cdot f_o \cdot V_{op} \quad (4.50)$$

Percebe-se através da equação (4.50) que quanto maior for a frequência do sinal de referência, para uma dada tensão na carga, maior será o valor da amplitude deste sinal. Esta equação serve também para o atuador piezoelétrico, pois quanto maior a frequência do sinal de referência, para uma dada tensão sobre o mesmo, maior será o nível de corrente que circulará por este atuador. Isto serve para todas as outras modulações apresentadas.

A tensão V_e é o erro amplificado. Através da lei de Kirchhoff e considerando o amplificador operacional ideal, tem-se:

$$V_e = \frac{R_3}{R_1} V_{Iref} - \frac{R_3}{R_2} V_m \quad (4.51)$$

Quando V_e é igual a zero, a tensão V_m é igual à tensão V_{Iref} e portanto tem-se:

$$0 = \frac{R_3}{R_1} V_{Iref} - \frac{R_3}{R_2} V_m \quad (4.52)$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{Iref}}{V_m} \quad (4.53)$$

Fazendo V_m igual a V_{Iref} , acha-se uma relação para R_1 e R_2 :

$$R_1 = R_2 \quad (4.54)$$

Sendo ΔI a variação de corrente (banda de Histerese) no primário do sensor Hall, a variação de corrente no secundário é:

$$\Delta I' = \Delta I \frac{N_p}{N_s} \quad (4.55)$$

Onde:

N_p/N_s é a relação de transformação do sensor Hall.

Portanto, pode-se mostrar que a variação de tensão na saída do sensor é:

$$V_m = R_m \Delta I \frac{N_p}{N_s} \quad (4.56)$$

Onde R_m é o resistor de saída do sensor Hall.

E a tensão de erro é dada conforme equação (4.57):

$$|V_h| = \frac{R_3}{R_2} R_m |\Delta I| \frac{N_p}{N_s} \quad (4.57)$$

Para o cálculo de R_3 , tem-se a equação (4.58), conforme [31]:

$$R_3 = \frac{R_2 V_h}{V_m} \quad (4.58)$$

Para o cálculo do comparador de histerese, a equação (4.59) é utilizada:

$$\frac{|V_h|}{2} = \frac{R_7}{R_7 + R_8} V_{cc} \quad (4.59)$$

Sendo V_{cc} a tensão de saturação do comparador.

Percebe-se que a equação (4.59) tem duas incógnitas, portanto costuma-se arbitrar uma e achar a outra através desta equação.

R_5 e R_6 são resistores de entrada do comparador de histerese e, geralmente, são escolhidos valores iguais, sem a necessidade de um cálculo.

R_9 é um resistor necessário devido ao fato do comparador de histerese ter saída em coletor aberto.

Na Fig. 4.18, tem-se um diagrama apresentando o funcionamento da modulação por histerese da corrente do capacitor de filtragem.

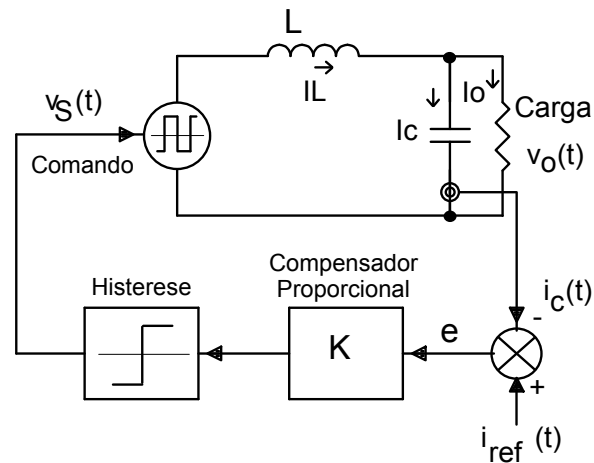


Fig. 4.21 – Diagrama de controle completo.

4.5 Conclusão

Foi apresentada neste capítulo uma abordagem sobre estratégias de modulação como a modulação por largura de pulso (PWM a dois e três níveis), por frequência de pulsos, como a modulação Delta-H, e, por último, a modulação por histerese da corrente do capacitor de filtragem.

Mostraram-se as principais modulações que serão utilizadas no amplificador de potência, no intuito de amplificar um sinal de áudio e aplicar o sinal amplificado em um atuador piezoelétrico. Estas modulações serão comprovadas por simulações e, juntamente com a análise teórica elaborada neste capítulo, buscar-se-á a melhor solução para o amplificador supracitado.

Pode-se notar que a modulação PWM é em malha aberta e necessita de um filtro para a recuperação do sinal amplificado na carga e eliminação dos harmônicos de alta frequência. Portanto, o filtro de saída tem muita importância e por isso foi abordada uma metodologia de projeto do mesmo. Foi abordada ainda uma metodologia de projeto de um compensador para o amplificador operar em malha fechada. Porém, operar em malha aberta um amplificador de áudio não é crítico, devido à referência estar variando constantemente no tempo e de forma não repetitiva, diferentemente de sinais periódicos com frequência e amplitude fixas. Ou seja, em um certo instante, o sinal de referência apresenta determinada amplitude e frequência e é amplificado. No instante seguinte o sinal varia sem ter uma forma pré-determinada, como acontece em um sinal senoidal. Portanto,

considerando este ponto de vista, não faz muito sentido aplicar um compensador na modulação PWM.

Mostrou-se que a modulação Delta-H é um híbrido das modulações Delta e Sigma-Delta. Apresentou-se, no decorrer deste capítulo, o funcionamento desta modulação, bem como suas principais características. Observou-se que a saída do conversor deve ter característica indutiva, pelo fato desta saída ser imposta em corrente. Por isso se deve tomar cuidado com o valor do capacitor equivalente do atuador piezoelétrico, de modo que este valor não sobreponha a característica indutiva, para o bom funcionamento da modulação. Outro ponto importante foi a aproximação da carga para um resistor, sendo que comprovação via simulação será fundamental para saber se a mesma é válida.

Outra observação importante é a demodulação do modulador Delta-H que é feita naturalmente, sem a necessidade de filtros de saída, graças à ação integrativa do indutor presente no sistema.

Foi apresentada ainda, a modulação por histerese do capacitor de filtragem, a lei de controle dos interruptores e uma metodologia de projeto. Deste modo pode ser implementado tanto via simulação como na prática, o filtro de saída, a banda de histerese e o circuito que monitora a corrente pelo capacitor. Do mesmo modo que a modulação Delta-H, esta modulação já opera em malha fechada. Uma característica importante nesta modulação é a defasagem de 90° do sinal de referência em relação à tensão da carga, atraso ocasionado pela relação corrente/tensão do capacitor de filtragem.

Através de simulação de ambas as modulações, é que a decisão será tomada para implementação prática do amplificador.

Capítulo 5 – Projeto e Simulação do Amplificador

5.1 Introdução

Será abordado um projeto para o inversor com as modulações apresentadas no capítulo anterior, ou seja, modulação PWM, modulação Delta-H e, por último, modulação por Histerese da corrente do capacitor de filtragem. Pretende-se verificar, inicialmente via simulação, as metodologias de projeto apresentadas.

Após a simulação do inversor (amplificador) com as três modulações apresentadas, será feita uma análise para observar qual obteve o melhor comportamento com o intuito de amplificação de um sinal de áudio e assim poder implementar na prática, com a carga nominal, o atuador piezoelétrico, e comprovar o estudo teórico e a simulação que será elaborada no decorrer deste capítulo.

Para o projeto do amplificador, necessitam-se algumas especificações iniciais gerais, que servem para ambas as modulações, para ser o ponto de partida do projeto.

5.1.1 Especificações

Seguem abaixo as principais especificações de projeto para o amplificador proposto:

- ✓ Tensão de entrada (E): 310V.
- ✓ Tensão máxima na carga (V_{op}): 200V (máxima tensão que o atuador suporta, fornecida pelo fabricante).
- ✓ Valor do capacitor intrínseco do atuador piezoelétrico (C_p): 200nF (fornecido pelo fabricante).

Nota-se que a tensão de entrada pode ser facilmente obtida retificando a tensão da rede de energia elétrica e utilizando um filtro capacitivo.

5.2 Projeto e Simulação para a Modulação PWM

A partir da análise abordada no capítulo 4, o projeto do amplificador utilizando a modulação PWM será discutido nesta seção.

Primeiramente, uma análise de qual estrutura será utilizada para a comprovação via simulação. Recordando-se do capítulo 3, ambos os inversores meia ponte e ponte completa apresentaram resultados similares e, portanto, os dois tipos de conversores poderiam ser utilizados para a implementação do amplificador. Foi ainda apresentada uma análise das vantagens e desvantagens das duas estruturas, de modo que o inversor meia ponte tinha sido escolhido por apresentar menor número de componentes envolvidos.

Porém, de posse agora das especificações do projeto, deve-se considerar que a máxima tensão da carga, ou seja, a tensão sobre o atuador piezoelétrico é 200V. Deste modo, percebe-se que para uma tensão de entrada de 310V aproximadamente (tensão após o estágio retificador da rede), não poderá ser utilizado o inversor meia ponte, e isto pode ser verificado através da equação (5.1), onde se tem o índice de modulação (IM).

$$IM = \frac{V_{op}}{E} \quad (5.1)$$

Onde:

V_{op} é máxima tensão na carga.

A variação do índice de modulação é estabelecida na faixa de zero a um. Ou seja, para o inversor meia ponte, com divisor capacitivo de entrada, a tensão V_{ab} irá variar de $+E/2$ para $-E/2$ dependendo da comutação. Portanto, para se obter uma tensão máxima na carga de 200V, o índice de modulação teria que ser maior que um, o que torna impossível a sua realização.

Uma maneira de solucionar o problema é a inserção do circuito dobrador de tensão após o estágio retificador, conforme [28]. Porém, a implementação do amplificador no modo bivolt ficaria comprometida. Outra solução é a colocação de um circuito elevador de tensão, caso de um conversor “Boost” [33], contudo o custo de implementação do sistema se tornaria maior.

Portanto, o conversor escolhido para a implementação do amplificador de potência será o inversor ponte completa. Na Fig. 5.1, tem-se a estrutura do circuito de

potência a ser projetado. A escolha dos interruptores MOSFET's será feita de acordo com os valores obtidos de esforços de corrente e de tensão através da simulação realizada no decorrer do capítulo.

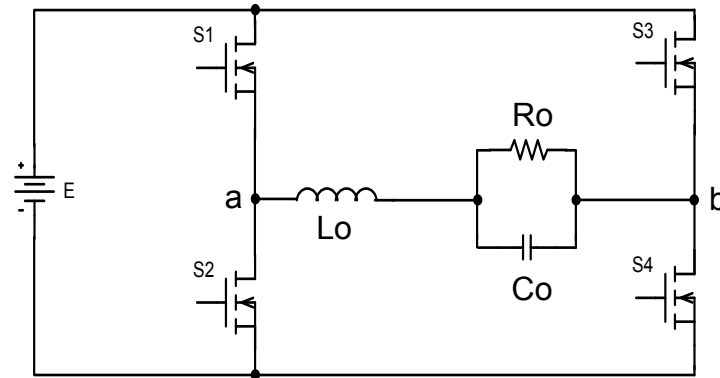


Fig. 5.1 – Inversor Ponte Completa.

5.2.1 Filtro de Saída

Será projetado agora o filtro de saída do inversor. Primeiramente deve-se estabelecer a largura de banda ou a resposta em frequência desejada para o sistema. Para este amplificador, a máxima frequência a qual um sinal será amplificado é aproximadamente igual 10kHz, segundo estudos realizados pelo Laboratório de Vibrações e Acústica do departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina. Estes estudos são relativos a vibração de compressores utilizados em condicionadores de ar e geladeiras, de uma importante empresa brasileira. Portanto, a banda de frequência é de 20 Hz no limite inferior e 10kHz no limite superior. Outra especificação é a máxima defasagem entre a tensão da carga em relação ao sinal de referência de 30°.

Porém, neste projeto (PWM), tentar-se-á ir além da frequência máxima desejável e obter resposta plana em toda a faixa considerada audível, ou seja, até 20kHz. Para isto ser possível, a frequência do pólo ressonante do filtro deve ser alocada acima da máxima frequência obtida na saída do amplificador.

Portanto, fica estabelecida a frequência de corte do filtro como sendo:

$$f_f = 30kHz \quad (5.2)$$

Deste modo, a frequência de comutação dos interruptores será alocada uma década acima da frequência de corte do filtro LC de saída, para que a filtragem se torne fácil e não ofereça grandes problemas para a implementação prática, conforme [19].

Portanto, a frequência de comutação dos interruptores será:

$$f_s = 300kHz \quad (5.3)$$

Igualando o valor do capacitor do filtro C_o com o capacitor intrínseco do atuador piezoelétrico e ainda de posse da frequência de corte do filtro, o cálculo do indutor L_o se torna simples, de acordo com a equação (5.5).

$$C_o = C_p = 200\eta F \quad (5.4)$$

$$L_o = \frac{1}{C_o(2\pi f_f)^2} = \frac{1}{200 \times 10^{-9} \cdot (2 \cdot 3,14 \cdot 30 \times 10^3)^2} = 141\mu H \quad (5.5)$$

Como o resistor intrínseco em paralelo com o atuador é de valor muito grande, ou seja, não há perdas consideráveis por atrito no atuador (Anexo I), uma carga (resistência) mínima de $2,2k\Omega$ será acrescida no sistema para evitar grandes oscilações na tensão da carga. Com a adição deste resistor de valor relativamente grande, as perdas sobre o mesmo são desprezíveis. Na equação (5.6) tem-se o cálculo do coeficiente de amortecimento.

$$\xi = \frac{L_o \cdot \omega_f}{2 \cdot R} = \frac{141 \times 10^{-6} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 30 \times 10^3}{2 \cdot 2,2 \times 10^3} = 0,00604 \quad (5.6)$$

Com o valor do indutor e utilizando o capacitor intrínseco do atuador piezoelétrico, obtém-se o filtro de saída do amplificador.

As Fig. 5.2 e 5.3 apresentam os diagramas de módulo e de fase (resposta em frequência), respectivamente, do filtro com os valores dos elementos do mesmo, juntamente com o resistor acrescido. Percebe-se que, na frequência de corte do filtro, o diagrama de módulo do filtro apresenta um pico grande devido ao baixo valor do coeficiente de amortecimento, porém limitado pelo resistor que foi acrescentado, caso contrário o pico tenderia ao infinito.

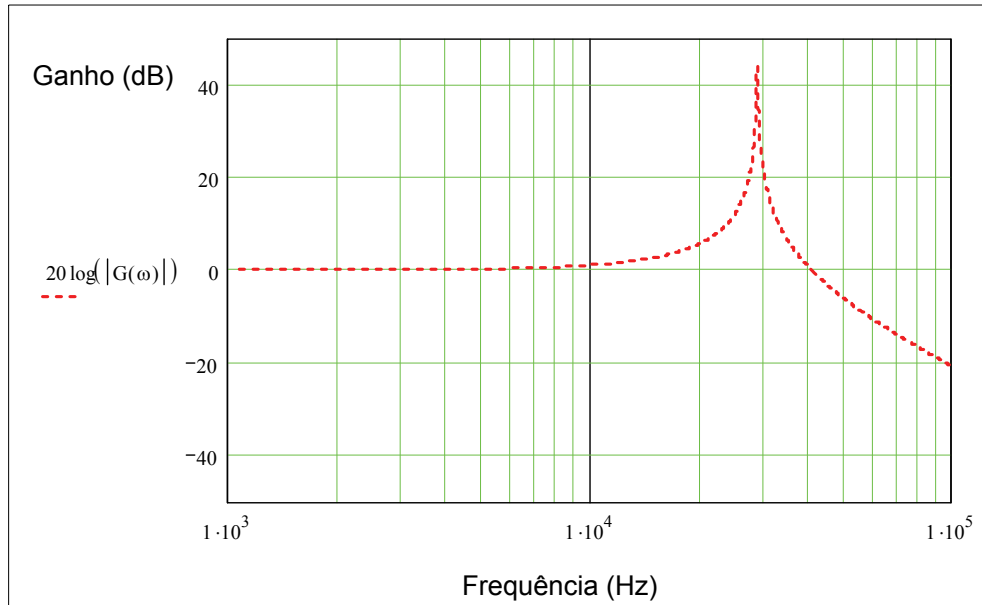


Fig. 5.2 – Resposta em Frequência do Filtro (Módulo).

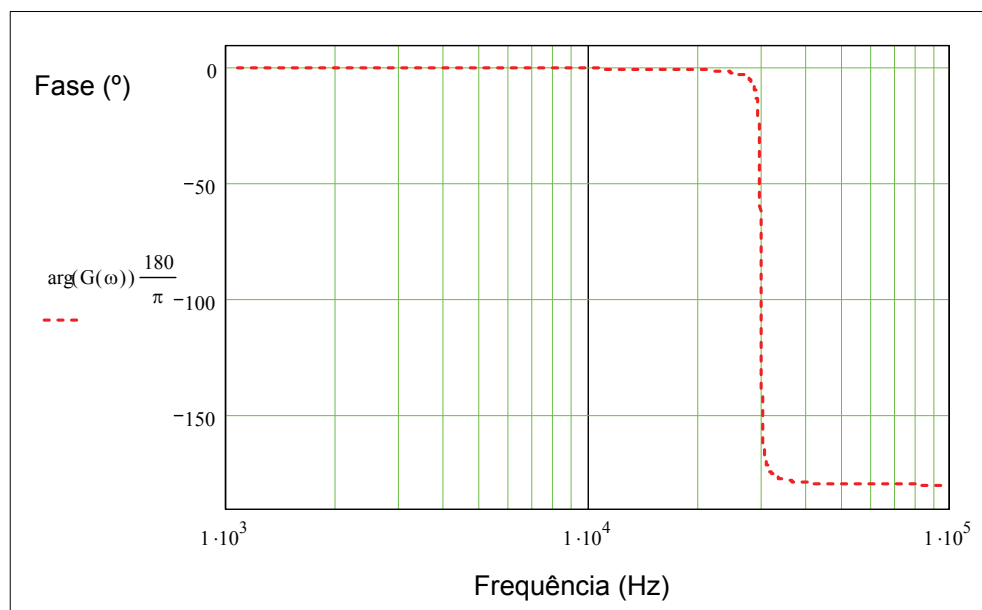


Fig. 5.3 – Resposta em Frequência do Filtro (Fase).

Não será implementado um compensador para o amplificador, pois como dito no capítulo anterior, o implemento do mesmo não traz grandes benefícios ao sistema, como é o caso do amplificador de áudio alimentando um atuador piezoelétrico na tentativa de cancelar a vibração de uma estrutura e, portanto, a simulação será elaborada em malha aberta.

5.2.2 Simulação do Amplificador de Potência PWM a dois níveis

Serão apresentadas agora algumas simulações numéricas realizadas para o amplificador de potência utilizando a modulação PWM. Serão mostradas algumas formas de onda para comprovar o funcionamento do amplificador de potência comutado.

As simulações foram realizadas utilizando o programa de simulação Orcad SPice 9.2. Na Fig. 5.4, tem-se o diagrama esquemático do amplificador com modulação PWM a dois níveis, onde apresenta o circuito de potência, o circuito de geração da modulação a partir da comparação do sinal de referência com um sinal dente de serra e o circuito para geração de tempo morto e pulsos complementares. O circuito que gera o tempo morto ainda será discutido no decorrer deste trabalho, do mesmo modo que a fonte auxiliar para alimentação dos CI's utilizada para a geração da modulação PWM.

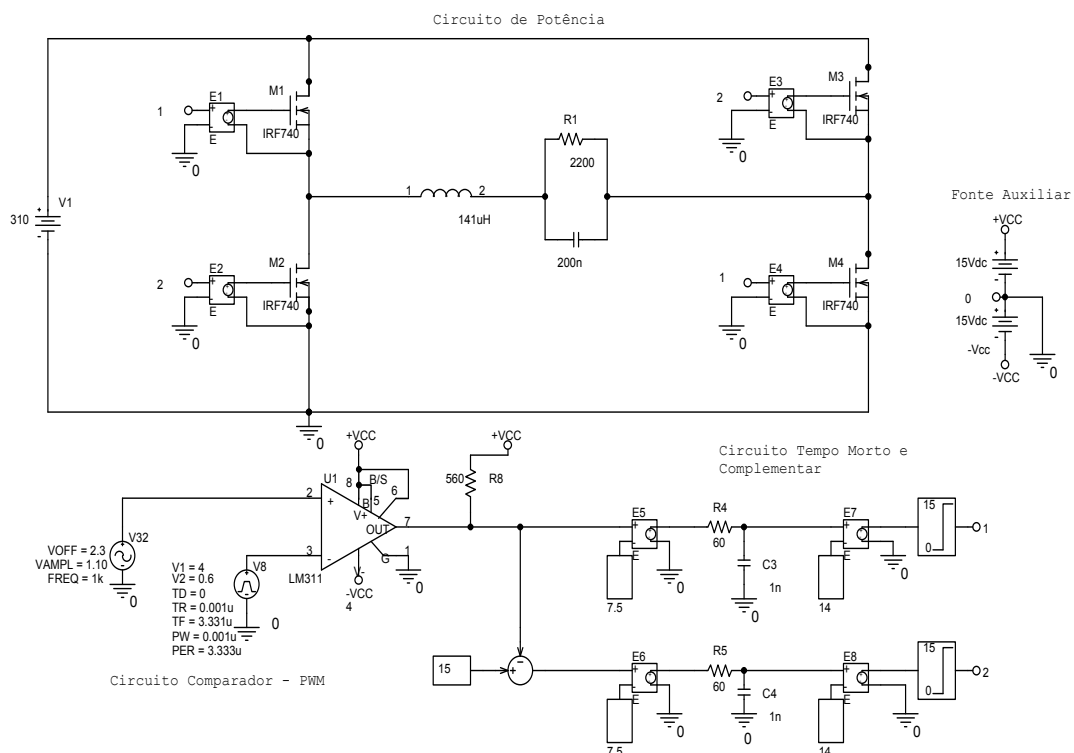


Fig. 5.4 – Diagrama Esquemático Amplificador PWM a dois níveis no Orcad 9.2.

Através do software Orcad 9.2 podem-se obter os valores de todas as variáveis - como tensão, corrente, etc. - dos componentes que fazem parte do esquemático, podendo variar estes elementos a qualquer instante e fazer nova simulação, ou seja, a entrada de dados é via diagrama esquemático. Nota-se que foi utilizada para a realização da simulação para o amplificador PWM a dois níveis um sinal de referência senoidal, pois com esta

referência tem-se uma boa idéia do funcionamento da estrutura, comprovando-se este sinal está sendo amplificado. Assim, um capacitor está sendo utilizado como modelo do piezoelétrico, capacitor este que também faz parte do filtro de saída.

5.2.2.1 Resultados

Primeiramente serão apresentadas as formas de onda das tensões do comando do amplificador, como a tensão de referência sendo comparada com o sinal dente de serra e os pulsos gerados. Logo em seguida serão mostradas as formas de onda da tensão e da corrente em um dos interruptores, a tensão V_{ab} e, por último, a tensão da carga e a corrente do indutor para algumas referências senoidais de entrada.

Na Fig. 5.5, tem-se a forma de onda da tensão de referência senoidal sendo comparada com o sinal dente de serra, os pulsos PWM de comando e os pulsos complementares gerados. Será visto no capítulo seguinte, quando será implementado na prática o amplificador, que um circuito integrado (CI) faz esta comparação e gera os pulsos de comando. Este CI é o UC3525 da Unitrode Products pertencente a Texas Instruments e gera internamente o sinal dente de serra e faz a comparação com o sinal de áudio, gerando assim os pulsos de comando para os interruptores. A forma de onda (V(1)) apresenta os pulsos de comando para os interruptores S_1 e S_4 e a forma de onda (V(2)) apresenta os pulsos de comando para os interruptores S_2 e S_3 .

Observa-se que a tensão de referência possui uma amplitude limitada pela máxima amplitude da tensão do sinal dente de serra, isto como previsão quanto aos limites de implementação prática.

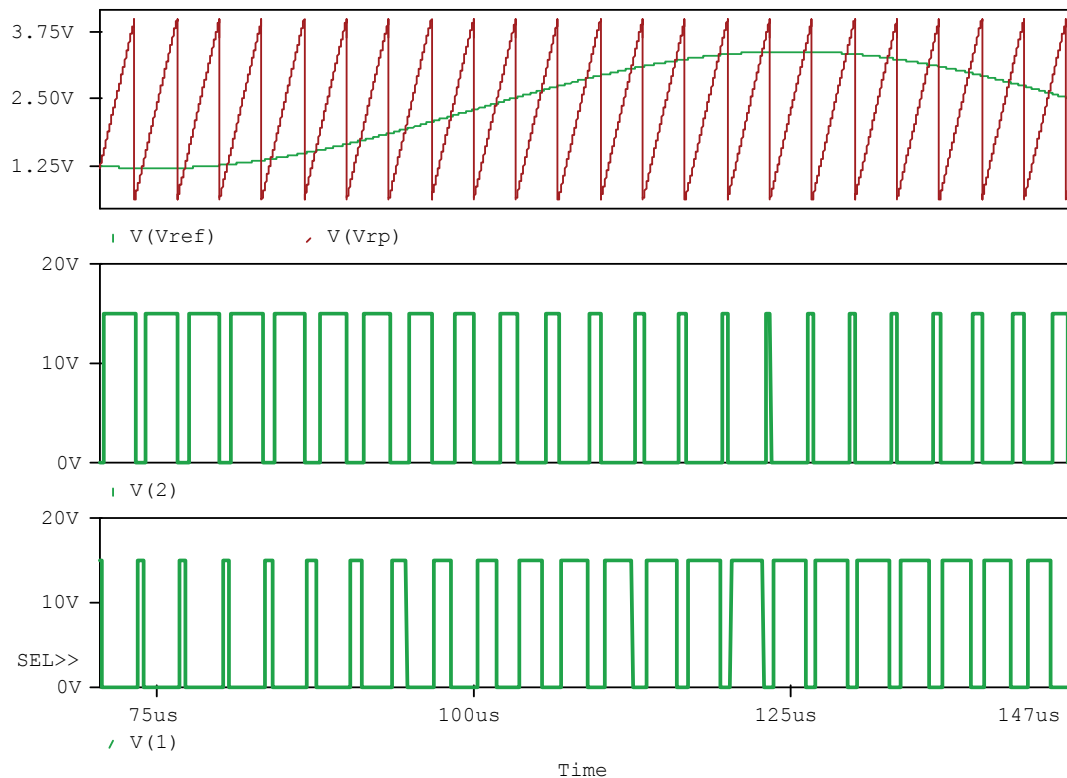


Fig. 5.5 – Sinais de comparação e os pulsos de comando.

Na prática, para isolar os interruptores que não estão na mesma referência, assim como para isolá-los do circuito de comando, haverá opto-acopladores, o que será visto no capítulo decorrente a este.

Na Fig. 5.6 têm-se as formas de onda da tensão e da corrente do interruptor S_1 . O interruptor S_4 apresenta as mesmas formas de onda para a tensão e para a corrente. Na Fig. 5.7 têm-se as formas de onda da tensão e da corrente do interruptor S_2 , sendo as mesmas para S_3 . Nota-se que a tensão sobre os interruptores S_1 (S_4) e S_2 (S_3) são complementares e que a máxima tensão sobre os mesmos é igual ao valor da fonte de entrada do barramento CC (E), ou seja, aproximadamente 310V. O pico da corrente que circula pelos interruptores é igual ao valor de pico da corrente de carga e a corrente negativa dos interruptores circula através do diodo interno em anti-parelelo de cada interruptor.

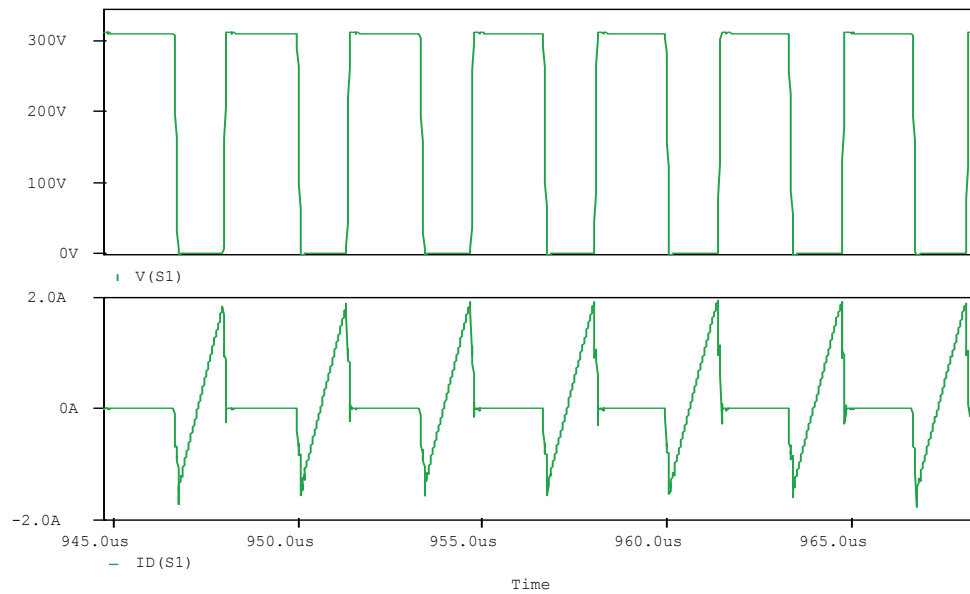


Fig. 5.6 – Tensão ($V(S1)$) e corrente ($ID(S1)$) do interruptor S_1 .

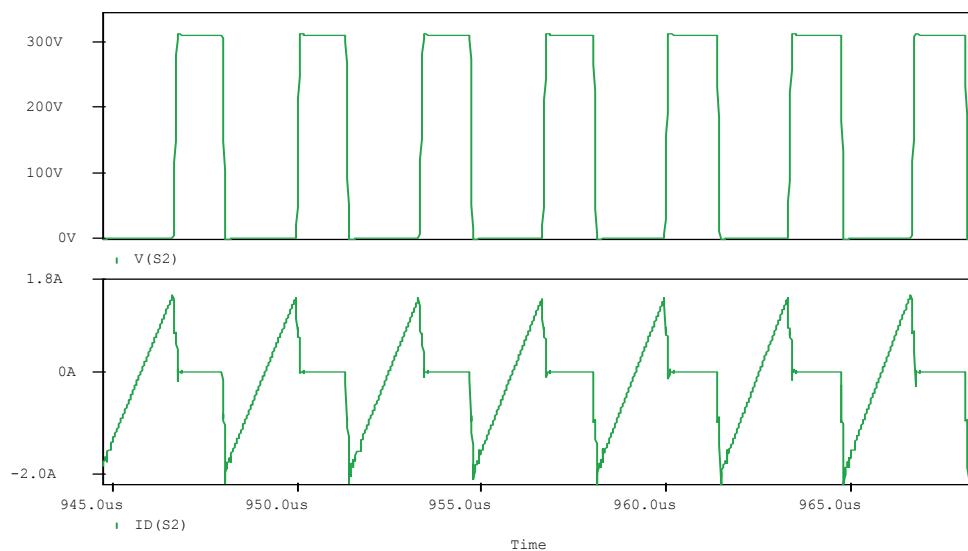


Fig. 5.7 – Tensão ($V(S2)$) e corrente ($ID(S2)$) do interruptor S_2 .

Na Fig. 5.8 tem-se a forma de onda da tensão V_{ab} , sendo esta tensão uma consequência das comutações dos interruptores. Percebe-se que a largura de pulso é variável com a modulação PWM e a amplitude da mesma é o valor da tensão do barramento CC (E) e a característica a dois níveis, como apresentada no decorrer deste trabalho. Nota-se ainda uma pequena ondulação nos níveis máximos e mínimos causada pela queda de tensão sobre a resistência R_{son} dos transistores MOSFET's.

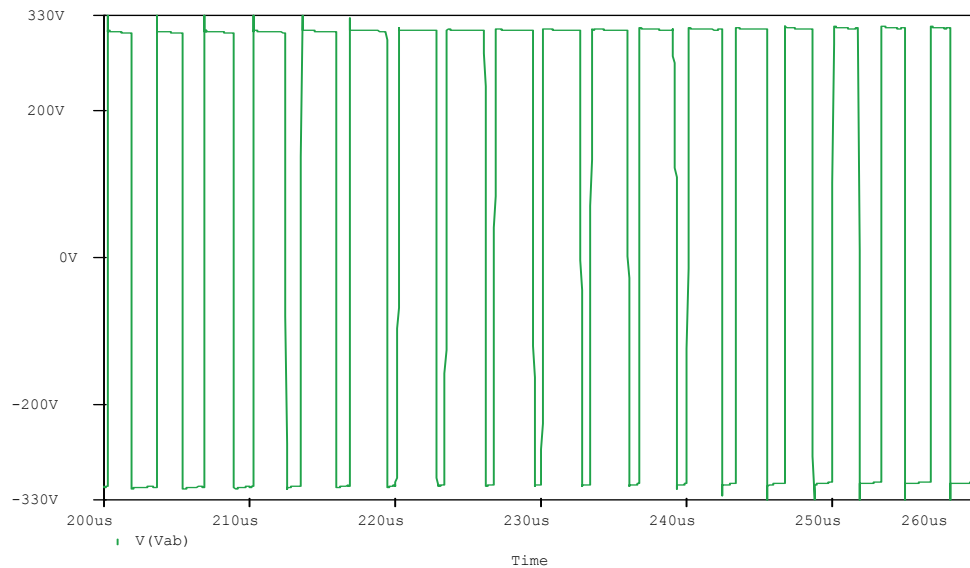


Fig. 5.8 – Tensão V_{ab} .

As Fig. 5.9 e Fig. 5.10 apresentam as formas de onda da tensão da carga e da corrente do indutor para um sinal de referência de 100Hz e 1kHz, respectivamente. Observa-se que a corrente apresenta uma ondulação na frequência de comutação, porém esta ondulação está dentro do esperado, devido ao fato do cálculo do indutor não ter sido levado em conta para a ondulação de corrente e sim para a alocação da frequência de corte do filtro em 30kHz. Como o resistor colocado em paralelo com o atuador é de valor elevado, o nível de corrente que circula pelo indutor, praticamente circula todo pelo atuador piezoelétrico. Segundo o fabricante do atuador, não se tem valor exato de níveis de corrente suportado pelo mesmo, mas como o atuador pode operar frequências acima da faixa audível - 20kHz e pelo comportamento capacitivo do mesmo, através do atuador pode circular níveis de corrente maior que a forma de onda da Fig. 5.10. Contudo, deve-se tomar cuidado com a tensão aplicada sobre o mesmo, não devendo ultrapassar o máximo de 200V.

Nota-se que a tensão do piezoelétrico (carga) está seguindo a referência senoidal de entrada tanto para 100Hz como para 1kHz, e que a amplitude da referência está no valor ajustado para que a tensão da carga não ultrapasse o máximo valor de pico permitido pelo atuador piezoelétrico, ou seja, 200V.

Percebe-se que a ondulação da tensão sobre o piezoelétrico é pequena e, portanto, não necessita a adição de mais capacitores em paralelo com o atuador. Do mesmo modo acontece com a distorção da tensão da carga, ou seja, o sinal de referência está sendo

amplificado com boa reprodutibilidade.

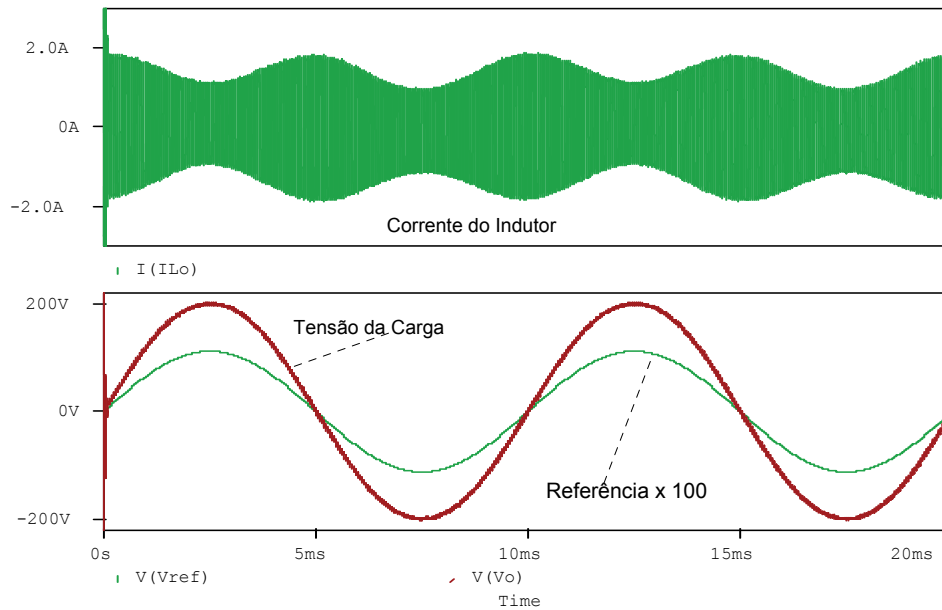


Fig. 5.9 – Tensão sobre o piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(I_{Lo})$) para uma referência senoidal de entrada de 100Hz.

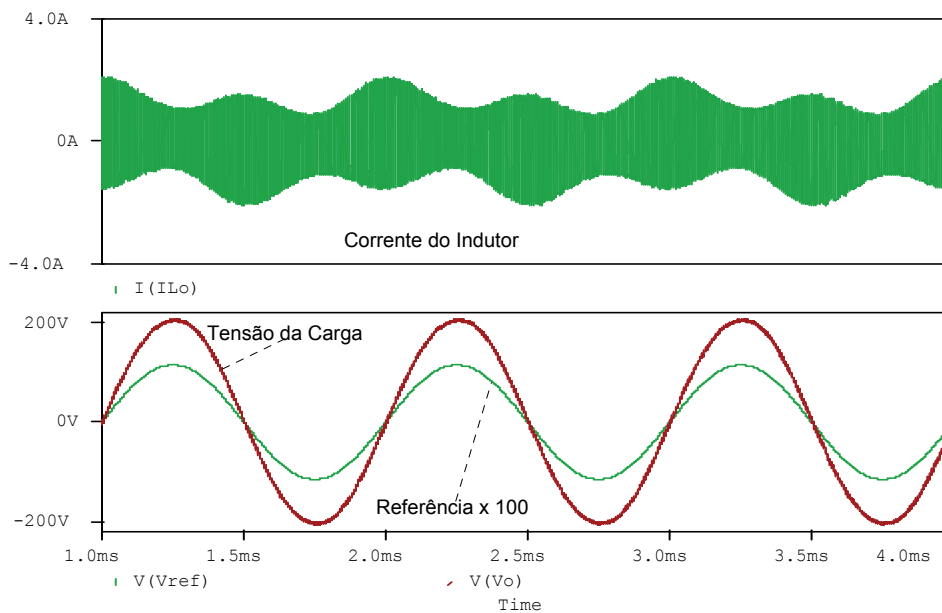


Fig. 5.10 – Tensão sobre o piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(I_{Lo})$) para uma referência senoidal de entrada de 1kHz.

Na Fig. 5.11 têm-se as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico, da corrente do indutor e a forma de onda da referência, representada por uma senóide, em 5kHz. Percebe-se que a forma de onda da tensão da carga apresenta maior distorção que em

1kHz, e que apresenta um atraso de fase em relação ao sinal de referência, ambas ocasionadas pela aproximação na frequência de corte do filtro LC de saída. Observa-se também que o ganho da tensão para esta forma de onda é aproximadamente de 200 [V/V].

Nota-se também que o pico da corrente é aproximadamente 4A, nível de corrente tolerada pelo atuador e que circulará pelos interruptores, portanto estes devem suportar os esforços de corrente apresentados.

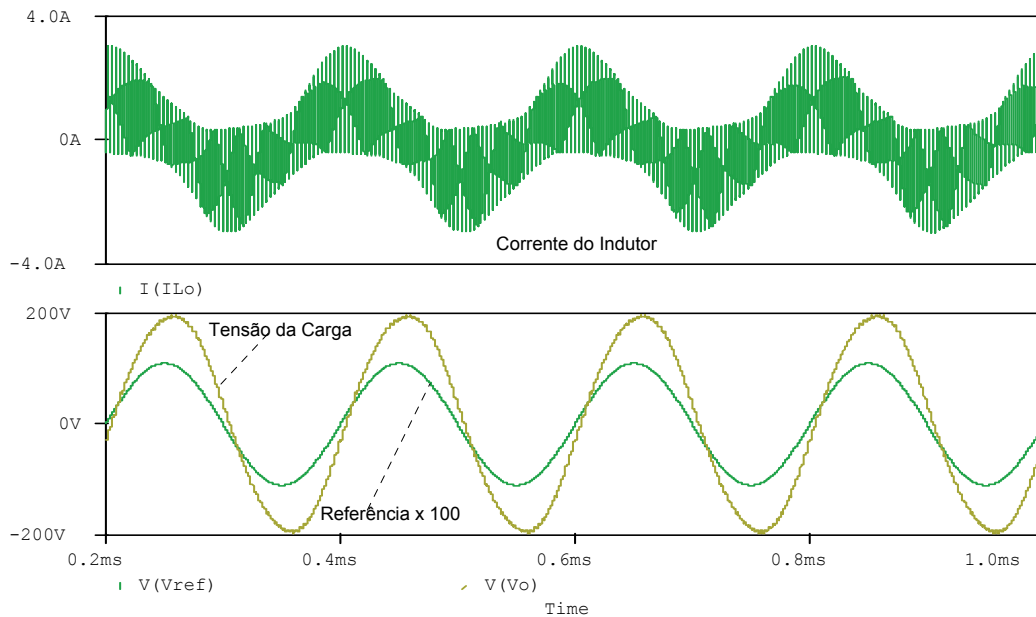


Fig. 5.11 – Tensão sobre o piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(I_{Lo})$) para uma referência senoidal de entrada de 5kHz.

Na Fig. 5.12, têm-se as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico, da corrente do indutor e a forma de onda do sinal de referência em 20kHz.

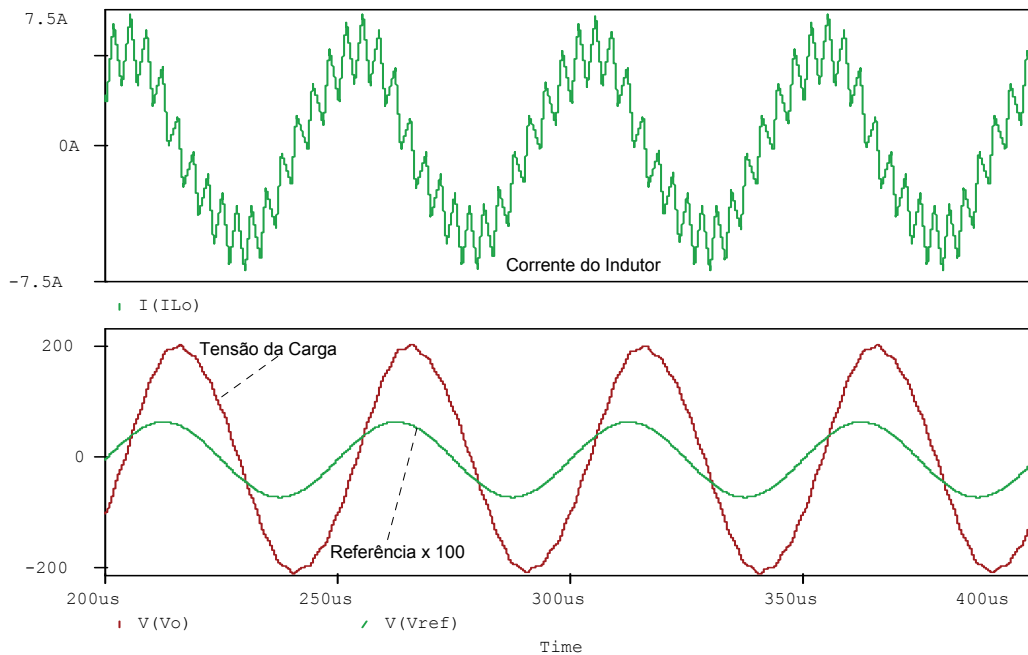


Fig. 5.12 – Tensão sobre o Piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(IL_o)$) para uma referência senoidal de entrada de 20kHz.

Percebe-se que o atraso de fase entre a tensão da carga e o sinal de referência em 20kHz aumentou em relação à 5kHz. Nota-se também que a tensão da carga apresenta certa distorção, como dito anteriormente devido ao fato da aproximação da frequência de corte do filtro, porém tolerável para o presente trabalho.

Observa-se que o pico da corrente é de aproximadamente 7,5A, nível de corrente tolerado pelo atuador piezoelétrico.

Para finalizar a modulação PWM a dois níveis, a Fig. 5.13 apresenta as formas de onda da tensão da carga e da corrente do indutor para um sinal de referência que é a soma de vários sinais em diversas frequências (100, 1k, 5k e 20kHz) e com amplitudes diferentes para cada sinal. Tentou-se reproduzir um sinal de áudio para observar o comportamento do amplificador. Percebe-se que a tensão do piezoelétrico está seguindo a referência com baixa distorção.

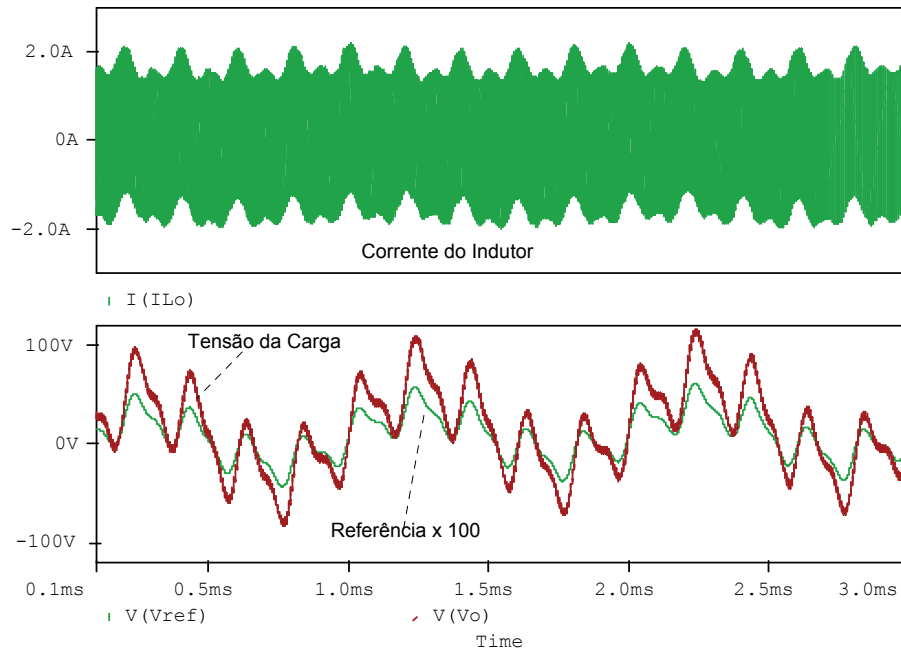


Fig. 5.13 – Tensão sobre o Piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(I_{Lo})$) para um sinal de referência em várias frequências.

5.2.3 Simulação do Amplificador de Potência PWM a três níveis

Serão apresentadas agora algumas simulações numéricas realizadas para o amplificador de potência utilizando a modulação PWM a três níveis. Serão mostradas algumas formas de onda para comprovar o funcionamento do amplificador de potência comutado. Será utilizado o projeto do filtro de saída, realizado nesta seção e utilizado na modulação a dois níveis.

Do mesmo modo que a simulação anterior, as simulações foram realizadas utilizando o programa de simulação Orcad SPice 9.2. Na Fig. 5.14, tem-se o diagrama esquemático utilizado na simulação do amplificador com modulação PWM a três níveis.

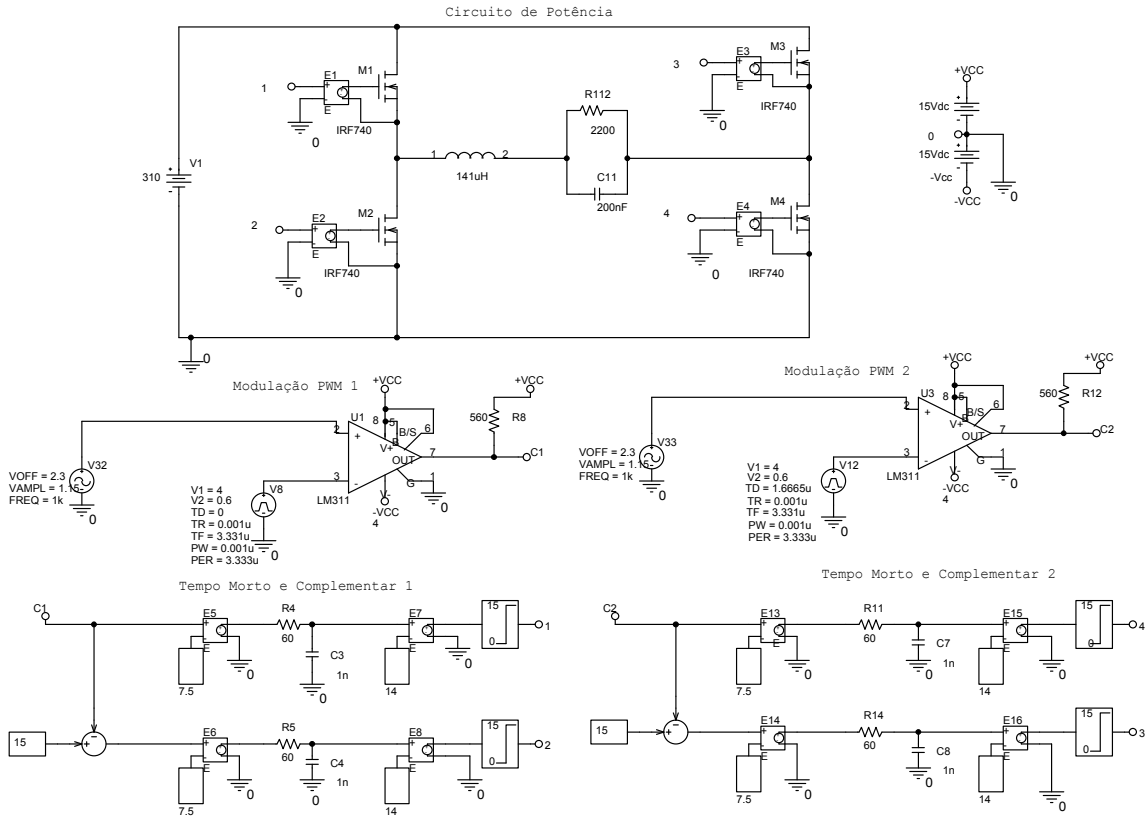


Fig. 5.14 – Diagrama Esquemático Amplificador PWM a três níveis no Orcad 9.2.

5.2.3.1 Resultados

Do mesmo modo como foi apresentado na modulação a dois níveis, agora serão apresentadas as formas de onda das tensões de comando do amplificador, a tensão de referência sendo comparada com o sinal dente de serra e os pulsos gerados. Mostrar-se-á também as formas de onda da tensão e da corrente em um dos interruptores, a tensão V_{ab} e, para finalizar, a tensão da carga e a corrente do indutor para algumas referências senoidais de entrada.

Na Fig. 5.15, tem-se a forma de onda da tensão de referência senoidal sendo comparada com dois sinais de rampa defasados e os pulsos PWM de comando gerados.

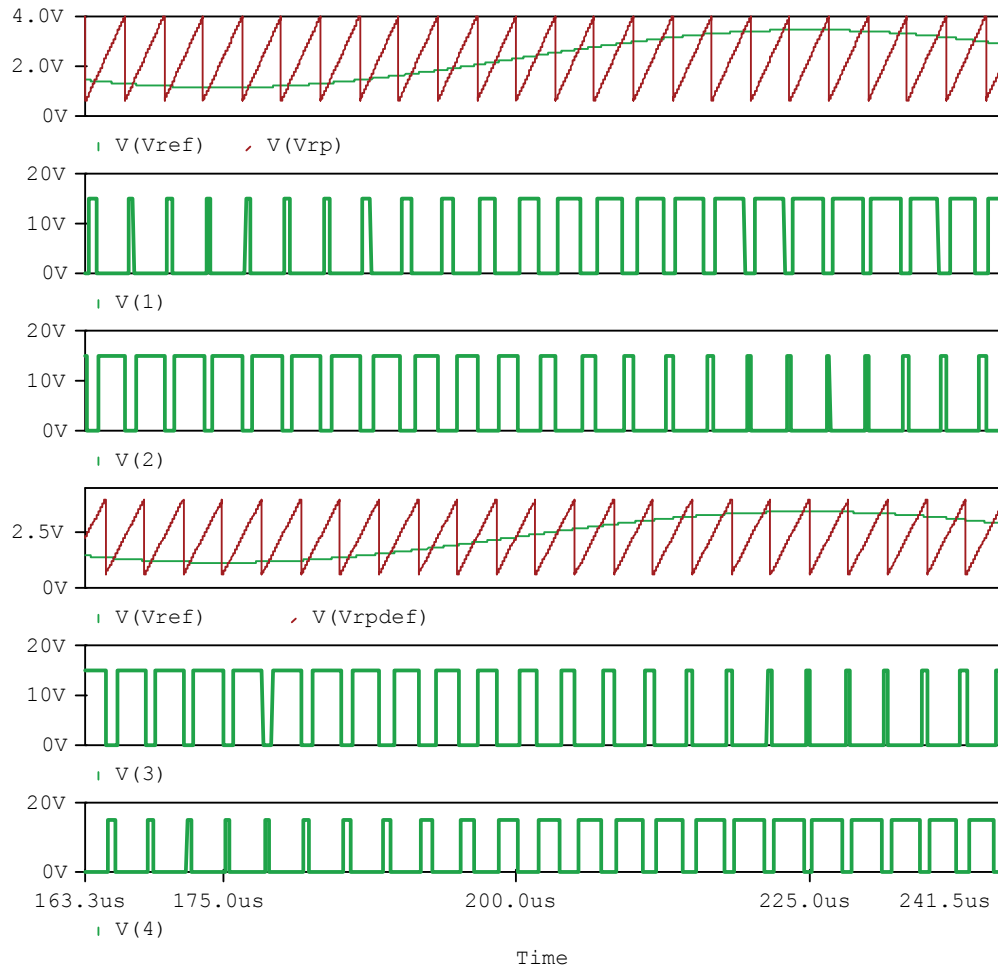


Fig. 5.15 - Sinais de comparação e os pulsos de comando.

A forma de onda (V(1)) apresenta os pulsos de comando para o interruptor S_1 e a forma de onda (V(2)) apresenta os pulsos de comando para o interruptor S_2 a partir da comparação dos sinais (V(Vrp)) e (V(Vref)). A forma de onda (V(3)) apresenta os pulsos de comando para o interruptor S_3 e a forma de onda (V(4)) apresenta os pulsos de comando para o interruptor S_4 a partir da comparação dos sinais (V(Vref)) e (V(Vrpdef)). Nota-se que o sinal de referência é um sinal senoidal e os sinais de rampa para geração dos comandos dos interruptores estão defasados de 180° . Percebe-se que os pulsos de comandos para os interruptores S_1 e S_2 são complementares assim como os pulsos de comandos para os interruptores S_3 e S_4 .

Na Fig. 5.16 têm-se as formas de onda da tensão e da corrente do interruptor S_1 e, para S_4 as formas de onda para a tensão e a corrente são similares. Os interruptores S_2 e S_3 apresentam níveis de corrente e de tensão semelhantes, portanto serão omitidos. A máxima tensão aplicada sobre os interruptores é o valor da fonte de entrada do barramento CC (E),

ou seja, aproximadamente 310V. O pico da corrente que circula pelos interruptores é igual ao valor de pico da corrente de carga e a corrente negativa dos interruptores circula através do diodo interno em anti-paralelo de cada interruptor.

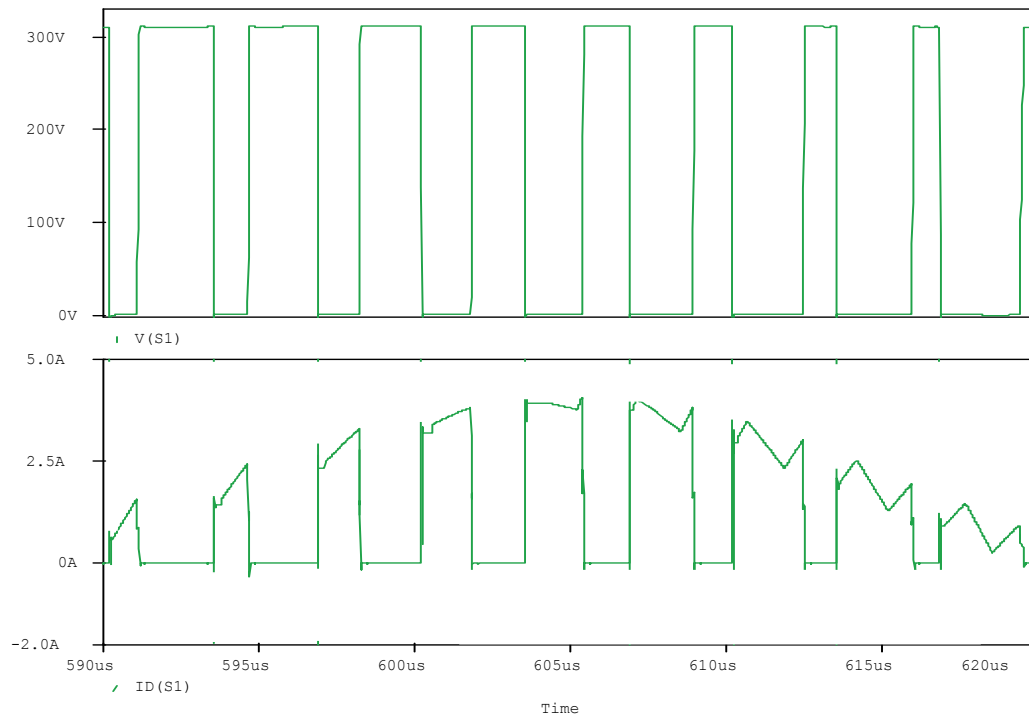


Fig. 5.16 – Tensão sobre o interruptor S_1 ($V(S1)$) e corrente ($ID(S1)$).

Na Fig. 5.17 tem-se a forma de onda da tensão V_{ab} para o semiciclo positivo. Percebe-se que a largura de pulso é variável com a modulação PWM e a amplitude é o valor da fonte de tensão do barramento CC (E). Do mesmo modo que na modulação PWM a dois níveis há uma pequena ondulação no nível máximo causado pela queda de tensão sobre a resistência R_{son} dos transistores MOSFET's.

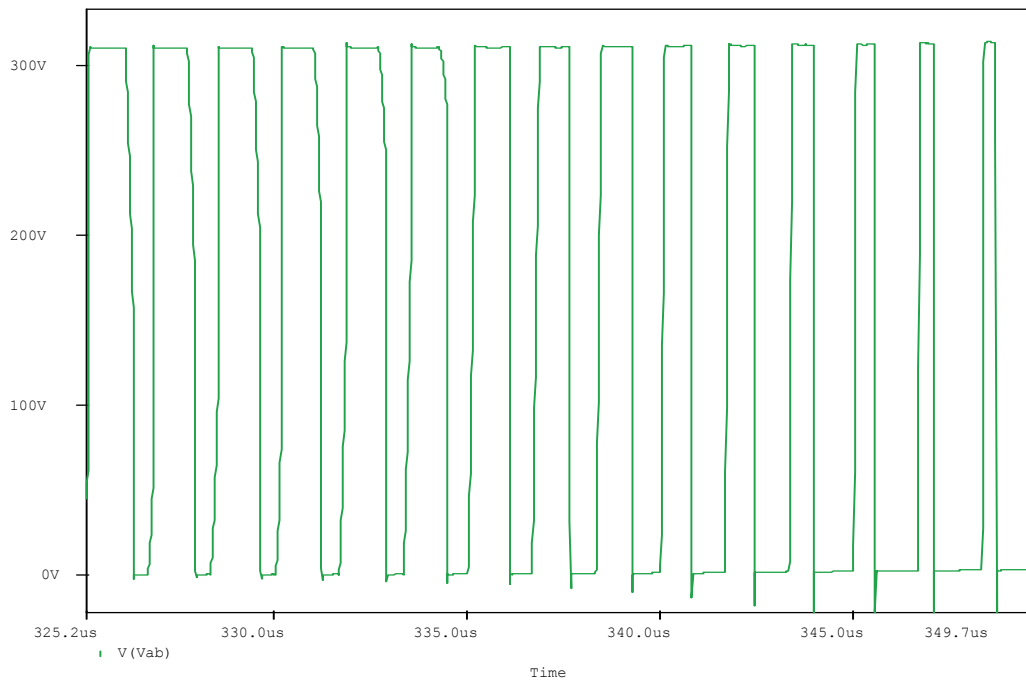


Fig. 5.17 – Tensão V_{ab} .

As Fig. 5.18 e Fig. 5.19 apresentam as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico e da corrente do indutor para um sinal de referência de 100Hz e 1kHz, respectivamente. Observa-se que a corrente apresenta uma ondulação na frequência de comutação. Percebe-se que para um mesmo sinal de referência e amplitude da tensão da carga, a modulação PWM a três níveis apresenta menores níveis de corrente que a modulação a dois níveis.

Nota-se ainda que a ondulação de tensão é pequena e, portanto, não necessita a adição de mais capacitores em paralelo com o atuador. Do mesmo modo, a distorção da tensão sobre o piezoelétrico também é pequena, ou seja, o sinal de referência está sendo amplificado com boa reprodutibilidade para a baixa frequência do sinal de referência.

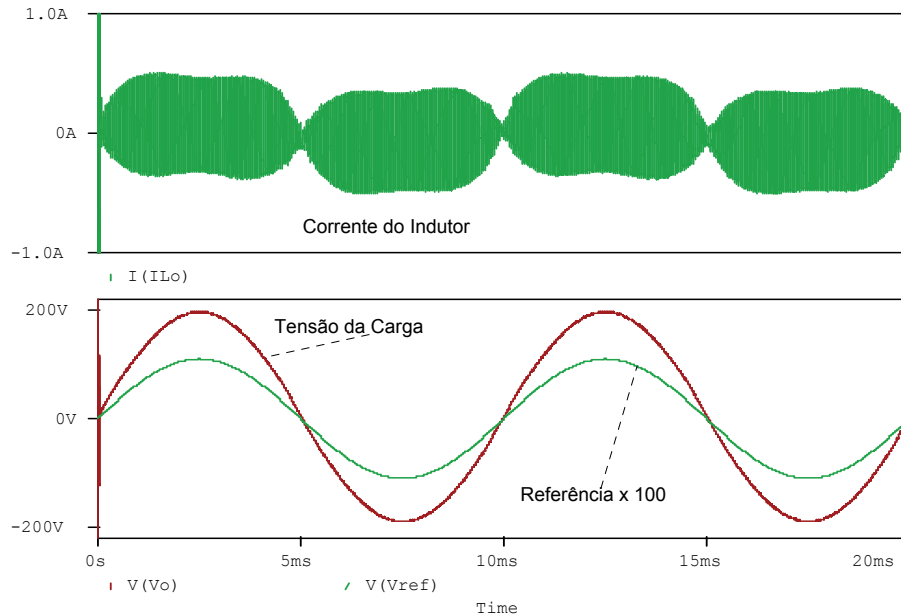


Fig. 5.18 – Tensão sobre o piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(IL_o)$) para uma referência senoidal de entrada de 100Hz para a modulação a três níveis.

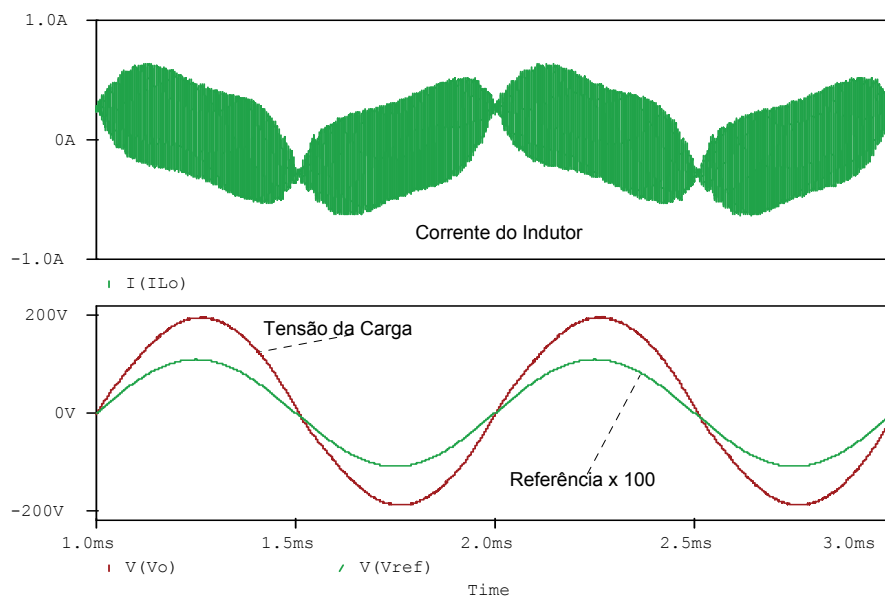


Fig. 5.19 – Tensão sobre o piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(IL_o)$) para uma referência senoidal de entrada de 1kHz para a modulação a três níveis.

Na Fig. 5.20 têm-se as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico (carga), da corrente do indutor e a forma de onda da referência, representada por uma senóide, em 5kHz. Percebe-se que a tensão da carga apresenta uma pequena distorção e uma defasagem, ocasionadas pelo filtro de saída, porém a tensão está semelhante à referência.

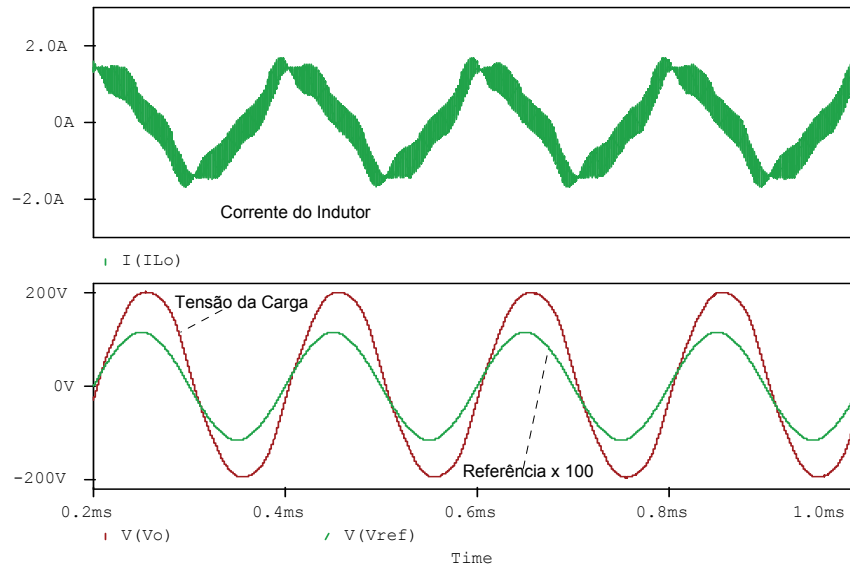


Fig. 5.20 – Sinal de Referência, Tensão sobre o piezoelétrico e corrente do indutor em 5kHz.

Na Fig. 5.21, têm-se as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico, da corrente do indutor e a forma de onda do sinal de referência em 20kHz para a modulação PWM a três níveis. Observa-se que a tensão da carga está com baixa distorção e bastante semelhante ao sinal de referência senoidal, embora esteja defasada. A corrente apresenta níveis menores que na modulação a dois níveis, para um mesmo sinal de referência de 20kHz.

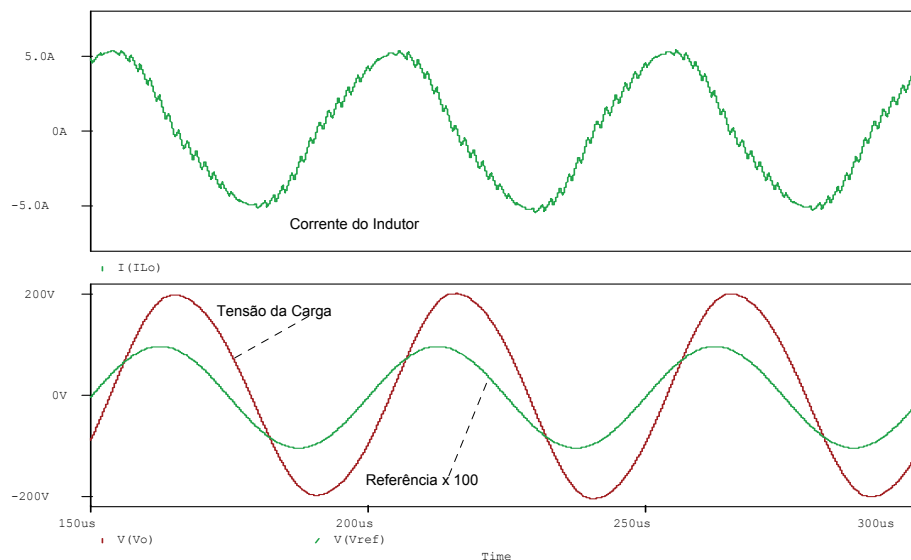


Fig. 5.21 – Sinal de Referência, Tensão sobre o piezoelétrico e corrente do indutor em 20kHz.

Do mesmo modo que foi feito na modulação PWM a dois níveis, também serão apresentadas, na modulação PWM a três níveis, as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico e da corrente do indutor para um sinal de referência em diversas frequências e com amplitudes diferentes para cada frequência, podendo ser visualizadas na Fig. 5.22. Percebe-se que a tensão sobre o piezoelétrico está seguindo a referência.

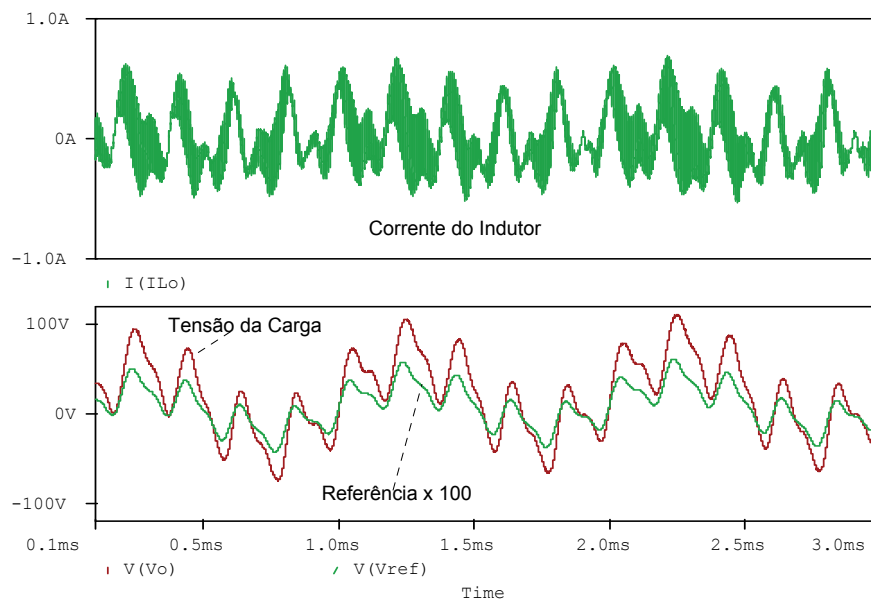


Fig. 5.22 – Tensão sobre o piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(I_{Lo})$) para um sinal de referência em várias frequências.

Com a modulação a três níveis é possível ainda rever o projeto do filtro de modo a diminuir o deslocamento da tensão sobre o piezoelétrico, aumentando a frequência de corte do filtro. Isto é possível graças à frequência da tensão de saída (V_{ab}) na modulação a três níveis ser duas vezes maior se comparada com a modulação a dois níveis.

5.3 Projeto e Simulação para a Modulação Delta-H

Do mesmo modo que foi projetada e simulada a modulação PWM, o mesmo será feito para a modulação Delta-H. Com a análise apresentada no capítulo 4, o projeto do amplificador utilizando a modulação Delta-H será discutido nesta seção.

Pelos mesmos motivos apresentados na modulação PWM, para a implementação da modulação Delta-H também será utilizado o inversor ponte completa, visualizado na Fig. 5.1.

Primeiramente calcular-se-á o índice de modulação IM, de acordo com a equação (5.7):

$$IM = \frac{V_{op}}{E} \quad (5.7)$$

Como $V_{op}=200V$ e $E=310V$, tem-se que o IM é igual a:

$$IM = \frac{200}{310} = 0,645 \quad (5.8)$$

Como dito no capítulo anterior, este índice de modulação se encontra dentro dos valores esperados para uma boa resposta do sistema.

Para o cálculo do indutor, será utilizada a equação (5.9), conforme o capítulo anterior.

$$L_{maximo} = E \frac{dt}{dI_o} \quad (5.9)$$

Onde:

$$\frac{dI_L}{dt} \Big|_{t=0} = 2\sqrt{2}\pi f_o I_o \quad (5.10)$$

Para $f_o=1kHz$, a corrente de pico que circula pelo atuador piezoelétrico é dada pela equação (5.11), para uma referência senoidal.

$$I_{cp} = 2\pi f_o V_{op} C_p \quad (5.11)$$

$$I_{cp} = 2 \cdot \pi \cdot 10 \times 10^3 \cdot 200 \cdot 200 \times 10^{-9} = 0,2513A \quad (5.12)$$

Portanto, a corrente eficaz que circula pelo atuador é:

$$I_o = \frac{0,2513}{\sqrt{2}} = 0,178A \quad (5.13)$$

Retornando à equação (5.10), tem-se:

$$\frac{dI_L}{dt} \Big|_{t=0} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 10 \times 10^3 \cdot 0,178A = 1,579 \times 10^3 \frac{A}{s} \quad (5.14)$$

Através do valor calculado na equação (5.14) e substituindo na equação (5.9), tem-se o máximo valor da indutância para o modulador Delta-H, conforme equação (5.15).

$$L_{\maximo} = 310 \times \frac{1}{1,579 \times 10^3} = 196,3mH \quad (5.15)$$

Foi adotado para o projeto o valor da indutância igual a 150mH. No capítulo anterior foi observado que a saída tem que ter característica indutiva, ou seja, a impedância indutiva tem que prevalecer sobre a impedância capacitiva equivalente do piezoelétrico na frequência do sinal de referência. Na Fig. 5.23 tem-se a curva da impedância capacitiva juntamente com a curva da impedância indutiva para os valores do indutor de 150mH e o capacitor do atuador de 200nF, em função da variação da frequência. A frequência f_0 escolhida anteriormente foi justamente para mostrar este detalhe importante para a modulação Delta-H.

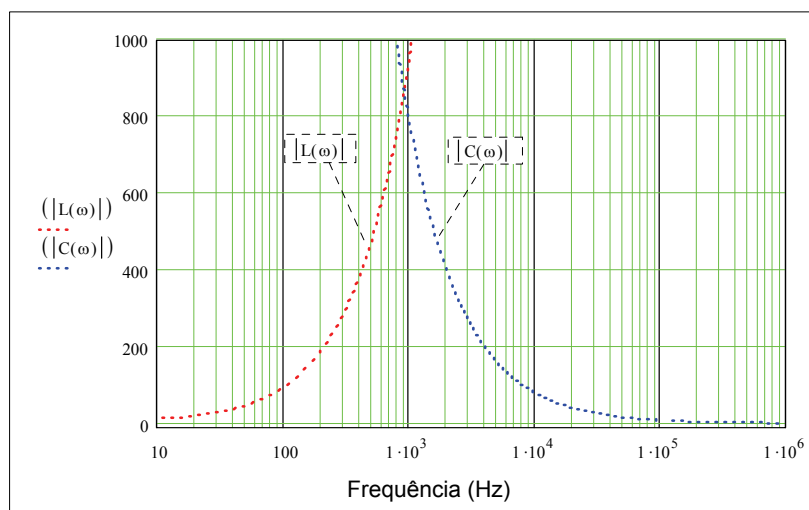


Fig. 5.23 – Impedância Capacitiva e Impedância Indutiva para a modulação Delta-H com os valores nominais de carga.

Percebe-se claramente que na frequência de aproximadamente igual a 1kHz, as duas impedâncias se tornam iguais, de modo que esta é a frequência de ressonância do par LC e deve-se evitar operar o amplificador nesta região. A saída para frequências abaixo da ressonância tem característica capacitiva, sendo um problema para o amplificador, como foi relatado anteriormente.

Se aumentar o valor da indutância, chega-se ao valor máximo calculado e mesmo assim a frequência de ressonância estará em torno de 1kHz. Aumentando o valor da capacitância, ou seja, adicionando capacitores em paralelo com o atuador, a saída teria característica indutiva, porém a frequência de ressonância diminuiria, de modo que comprometeria a amplificação de sinais de baixa frequência. Do mesmo modo, a adição de

componentes ao sistema torná-lo-á mais caro. Portanto, percebe-se que a modulação Delta-H apresentou um problema crítico, que dificilmente poderá ser implementada na prática. Através da simulação, poderá ser comprovado se realmente existe este problema.

Do mesmo modo que na modulação PWM, na modulação Delta-H foi adicionado um resistor de 2,2kΩ com o objetivo de evitar grandes oscilações na frequência de ressonância do par LC.

5.3.1 Simulação do Amplificador de Potência Modulação Delta-H

Será apresentada agora uma simulação numérica realizada para o amplificador de potência utilizando a modulação Delta-H. Serão apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de saída na frequência crítica apresentada anteriormente para comprovar se realmente o amplificador com esta modulação não apresenta bons resultados.

Na Fig. 5.24, tem-se o diagrama esquemático do amplificador com a modulação Delta-H utilizado para a simulação.

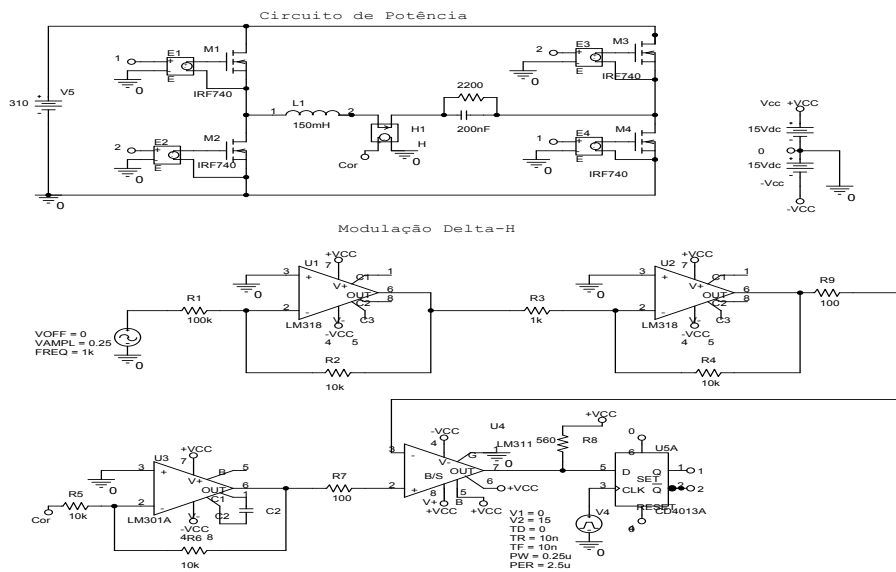


Fig. 5.24 – Diagrama Esquemático Amplificador com modulação Delta-H.

5.3.1.1 Resultados

A Fig. 5.25 apresenta a forma de onda da tensão sobre o piezoelétrico e da corrente do indutor para um sinal de referência de 1kHz.

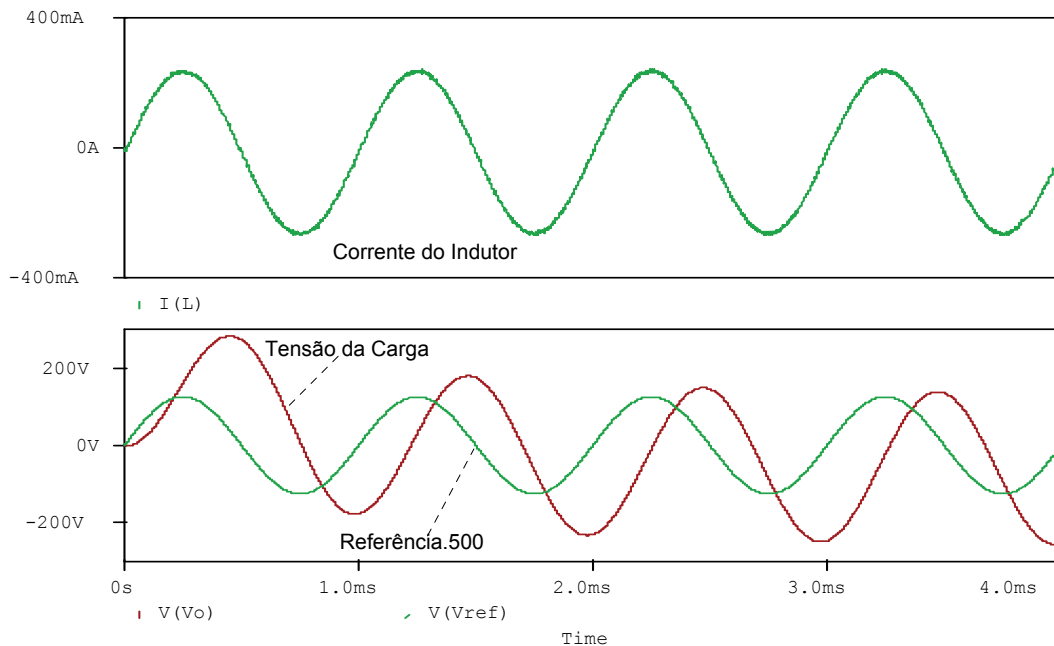


Fig. 5.25 – Sinal de Referência, Tensão do piezoelétrico e Corrente do indutor em 1kHz.

Percebe-se que a corrente do indutor está seguindo o sinal de referência e a tensão sobre o piezoelétrico tem a mesma forma do sinal de referência, porém está defasada como dito na análise teórica. O fato mais importante a relatar é que a tensão da carga não tem um comportamento adequado, pois se nota que o valor de pico está variando com o tempo e apresenta um nível CC, não existente no sinal de referência. De acordo com os resultados de simulação, este nível aumenta no tempo. Como analisado anteriormente, esperava-se que a modulação Delta-H não apresentasse um bom comportamento para a carga apresentada.

Portanto, a modulação Delta-H para alimentar um atuador piezoelétrico não apresentou resultados satisfatórios e deve-se evitar utilizar esta modulação em cargas que não apresentam características resistivas ou indutivas. A aplicação desta modulação em amplificador de áudio tendo como carga o alto-falante foram obtidos bons resultados, conforme [25].

5.4 Projeto e Simulação para a Modulação por Histerese da Corrente do Capacitor

Do mesmo modo que foram apresentados o projeto e a simulação para as outras duas modulações, agora será apresentado para a modulação por histerese da corrente do

capacitor de filtragem.

O projeto do filtro de saída e a malha para controle da corrente para esta modulação serão efetuados usando a metodologia apresentada no capítulo 4.

Como nos projetos das outras duas modulações apresentadas, o inversor ponte completa será utilizado para a implementação e comprovação do amplificador para esta modulação.

5.4.1 Filtro de Saída

Para o cálculo do capacitor de filtragem, tem-se a equação (5.16):

$$C_o = \frac{1}{2\pi f_o X_C} \quad (5.16)$$

Onde:

$$X_C = \frac{R_o}{4} \quad (5.17)$$

Percebe-se que quanto menor for a frequência do sinal de referência (f_o), maior será o valor do capacitor do filtro de saída. Portanto, o pior caso para o cálculo deste capacitor está na baixa frequência e o valor escolhido será $f_o=1\text{kHz}$.

Do mesmo modo que foi adicionado um resistor em paralelo com o atuador piezoelétrico nas outras modulações apresentadas, aqui também será utilizado, no valor de $2,2\text{k}\Omega$. Portanto, tem-se:

$$X_C = \frac{2.200}{4} = 550\Omega \quad (5.18)$$

Substituindo na equação (5.16), e para $f_o=1\text{kHz}$ obtém-se:

$$C_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \times 10^3 \cdot 550} = 289,4\text{nF} \quad (5.19)$$

Nota-se que o valor da capacitância do filtro de saída é aproximadamente igual ao valor da capacitância do atuador piezoelétrico e, portanto, utilizar-se-á o capacitor intrínseco do atuador piezoelétrico, ou seja, $C_o=200\text{nF}$.

Para o cálculo da indutância de filtragem L_o , precisa-se da banda de histerese H . A banda de histerese é a ondulação de corrente que circula pelo indutor L_o . Para o cálculo da banda de histerese a equação (5.20) é utilizada.

$$H = 2(I_{cp} + I_{op}) \quad (5.20)$$

Para uma $f_0=1\text{kHz}$ e uma tensão de carga máxima de 200V , tem-se:

$$I_{cp} = 2 \cdot \pi \cdot 1 \times 10^3 \cdot 200 \cdot 200 \times 10^{-9} = 0,251\text{A} \quad (5.21)$$

$$I_{op} = \frac{200}{2.200} = 0,091\text{A} \quad (5.22)$$

Substituindo os valores encontrados em (5.21) e (5.22) em (5.20), tem-se:

$$H = 2(0,251 + 0,091) = 0,594\text{A} \quad (5.23)$$

Na equação (5.24), tem-se o cálculo de E .

$$E = 1,3V_{cp} = 1,3 \cdot 200 = 260\text{V} \quad (5.24)$$

Adotar-se-á o valor de 310V para o valor de E , devido à facilidade de obtenção do mesmo com a utilização de um estágio retificador após a rede elétrica.

Com a banda de histerese calculada e o valor de E , o cálculo do indutor é realizado de acordo com a equação (5.25).

$$L_o = \frac{E}{2Hf_{s\max}} = \frac{310}{2 \cdot 0,594 \cdot 300 \times 10^3} = 870,4\mu\text{H} \quad (5.25)$$

Percebe-se que foi escolhida a frequência de 300kHz para a máxima frequência de operação do amplificador e esta escolha foi arbitrária.

Com o valor do capacitor do filtro e do indutor do filtro, pode-se calcular o valor da frequência de ressonância do mesmo, de acordo com a equação (5.26).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{842,4 \times 10^{-6} \cdot 200 \times 10^{-9}}} = 12,26\text{kHz} \quad (5.26)$$

Nota-se que a frequência de ressonância está acima da máxima frequência de referência desejada do amplificador ($f_0=10\text{kHz}$). Porém, esta frequência de ressonância se encontra relativamente perto da máxima frequência desejada na tensão sobre o piezoelétrico. Portanto, adotar-se-á um novo valor de indutor, conforme (5.27).

$$L_o = 500\mu H \quad (5.27)$$

O novo valor da frequência de ressonância do filtro estará em:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{500 \times 10^{-6} \cdot 200 \times 10^{-9}}} = 15,92kHz \quad (5.28)$$

Percebe-se que para esta nova frequência de ressonância do filtro, o sistema não poderá amplificar sinais em toda a faixa plana da frequência audível, porém na faixa desejável para o amplificador poderá operar.

A banda de histerese recalculada é:

$$H = \frac{E}{2L_o f_{smax}} = \frac{310}{2 \cdot 500 \times 10^{-6} \cdot 300 \times 10^3} = 1,033A \quad (5.29)$$

A frequência de ressonância do filtro tem que estar abaixo da frequência mínima de comutação, podendo ser obtida conforme a equação (5.30).

$$f_{min} = \frac{E^2 - 2V_{oef}^2}{2L_o H E} = \frac{310^2 - 2\left(\frac{200}{\sqrt{2}}\right)^2}{2 \cdot 500 \times 10^{-6} \cdot 1,033 \cdot 310} = 175,2kHz \quad (5.30)$$

A frequência mínima de comutação está acima da frequência de ressonância do filtro LC.

Será calculada agora a máxima ondulação da tensão da carga, conforme a equação (5.31).

$$\Delta V_{cmax} = \frac{H}{4f_{smin} C_o} = \frac{1,033}{4 \cdot 175,2 \times 10^3 \cdot 200 \times 10^{-9}} = 7,375V \quad (5.31)$$

Através do resultado obtido em (5.31), observa-se uma pequena ondulação na tensão sobre o piezoelétrico.

5.4.2 Circuito de Compensação da Malha de Corrente

Como foi abordada no capítulo 4, a modulação por histerese da corrente do capacitor necessita de uma malha de corrente para fazer a leitura da mesma e comparar com o sinal de referência e assim gerar os pulsos de comandos dos interruptores.

O circuito para a malha de corrente é apresentado na Fig. 5.26.

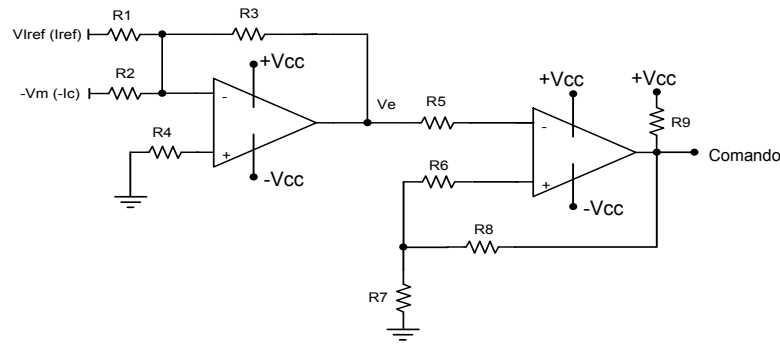


Fig. 5.26 – Circuito da malha de corrente.

Para o projeto da malha de corrente, seguem alguns dados, tais como:

$N_p=3$, $N_s=1.000$, $R_m=180\Omega$. Estes valores foram obtidos a partir de dados de catálogo do sensor de corrente por efeito hall. [15].

Assumindo que $V_h=H$ pode-se calcular V_m , conforme a equação (5.32).

$$V_m = R_m H \frac{N_p}{N_s} = 180 \cdot 1,033 \cdot \frac{3}{1000} = 0,558V \quad (5.32)$$

Adotando $R_1=R_2=10k\Omega$, tem-se R_3 conforme equação (5.33).

$$R_3 = \frac{R_2 V_h}{V_m} = \frac{10 \times 10^3 \cdot 1,033}{0,558} = 18k\Omega \quad (5.33)$$

De acordo com a equação (5.34) pode-se calcular R_8 . Adotando $R_7=10k\Omega$ e sabendo que $V_{cc}=14V$.

$$\frac{|V_h|}{2} = \frac{R_7}{R_7 + R_8} V_{cc} \rightarrow \frac{0,558}{2} = \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + R_8} \cdot 14 \rightarrow R_8 = 180k\Omega \quad (5.34)$$

Do mesmo modo, adotando $R_5=R_6=10k\Omega$, $R_4=2,7\Omega$ e $R_9=560\Omega$ (devido à saída ser em coletor aberto) [31]. Portanto toda a malha de corrente está calculada e pode ser implementada para comprovação do funcionamento da malha de controle juntamente com a estrutura de potência.

5.4.3 Simulação do Amplificador de Potência com Modulação por Histerese da Corrente do Capacitor

Serão apresentadas agora algumas simulações numéricas realizadas para o amplificador de potência utilizando a modulação por histerese da corrente do capacitor. Serão apresentadas algumas formas de onda para comprovar que o amplificador utilizando a modulação por histerese apresenta bons resultados, podendo ser implementado na prática.

Na Fig. 5.27, tem-se o diagrama esquemático do amplificador utilizado para realização da simulação para a modulação por histerese da corrente do capacitor.

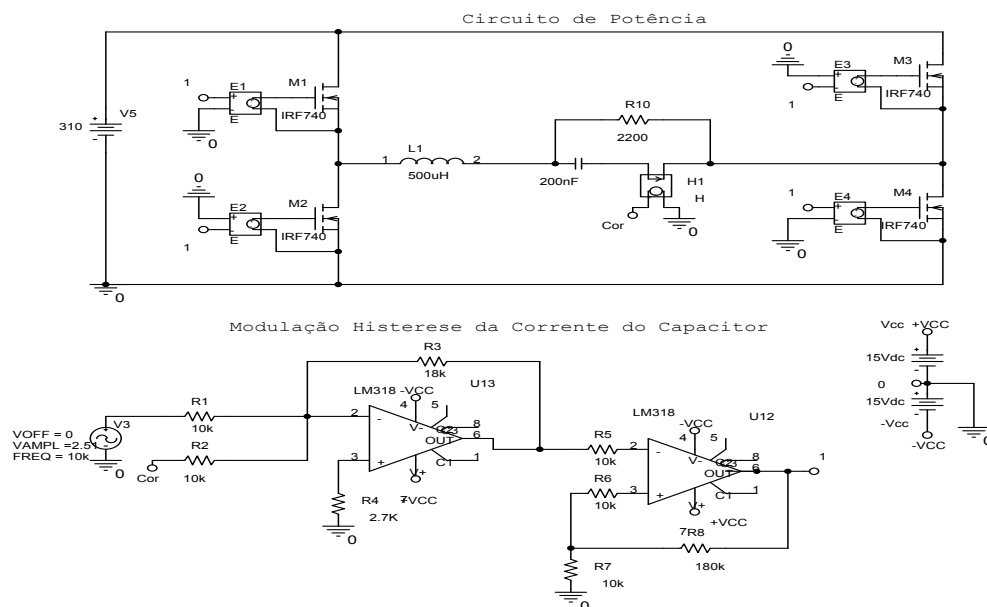


Fig. 5.27 – Diagrama Esquemático do Amplificador para a modulação por histerese da corrente do capacitor.

5.4.3.1 Resultados

Do mesmo modo como foi apresentado nas modulações anteriores, agora serão apresentadas algumas formas de onda para a modulação por histerese da corrente do capacitor.

Na Fig. 5.28, tem-se a forma de onda da tensão de referência senoidal sendo comparada com a amostra da corrente do capacitor e os pulsos de comando gerados. A

forma de onda (V(1)) apresenta os pulsos de comando para os interruptores S_1 e S_4 e a forma de onda (V(2)) apresenta os pulsos de comando para os interruptores S_2 e S_3 .

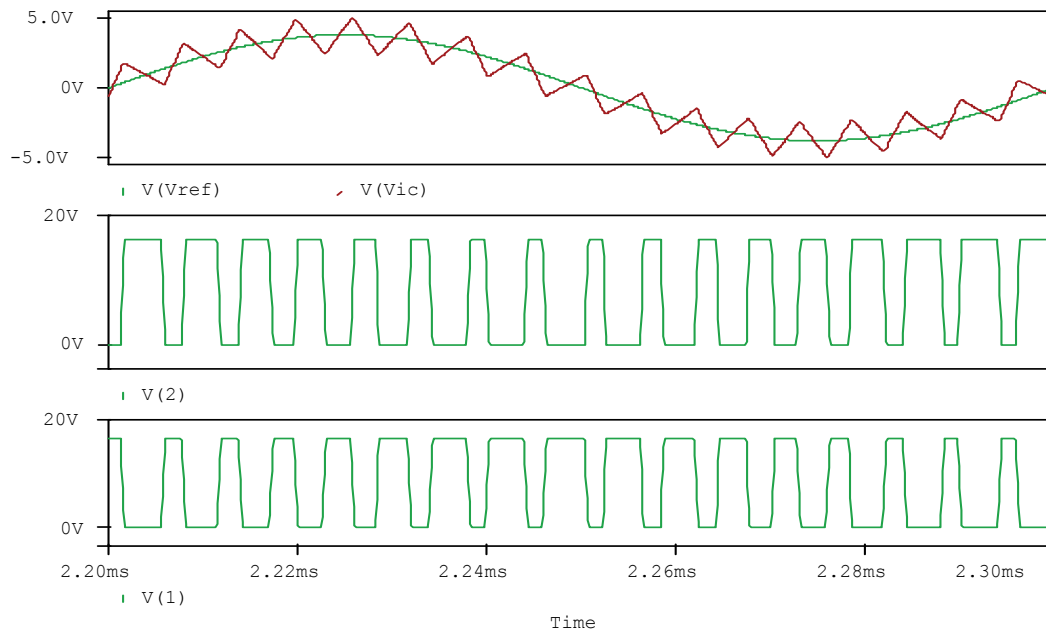


Fig. 5.28 - Sinais de comparação e os pulsos de comando.

Na Fig. 5.29 têm-se as formas de onda da tensão e da corrente do interruptor S_1 . O interruptor S_4 apresenta as mesmas formas de onda da tensão e da corrente. Na Fig. 5.30 têm-se as formas de onda da tensão e da corrente do interruptor S_2 e do mesmo modo a forma de onda da corrente e da tensão sobre S_3 é idêntica a S_2 . Nota-se que a tensão sobre os interruptores S_1 (S_4) e S_2 (S_3) são complementares. A máxima tensão reversa sobre os interruptores é o valor da fonte de entrada do barramento CC (E), ou seja, aproximadamente 310V. O pico da corrente que circula pelos interruptores é igual ao valor de pico da corrente de carga e a corrente negativa sobre os interruptores circula através do diodo interno em anti-paralelo de cada interruptor.

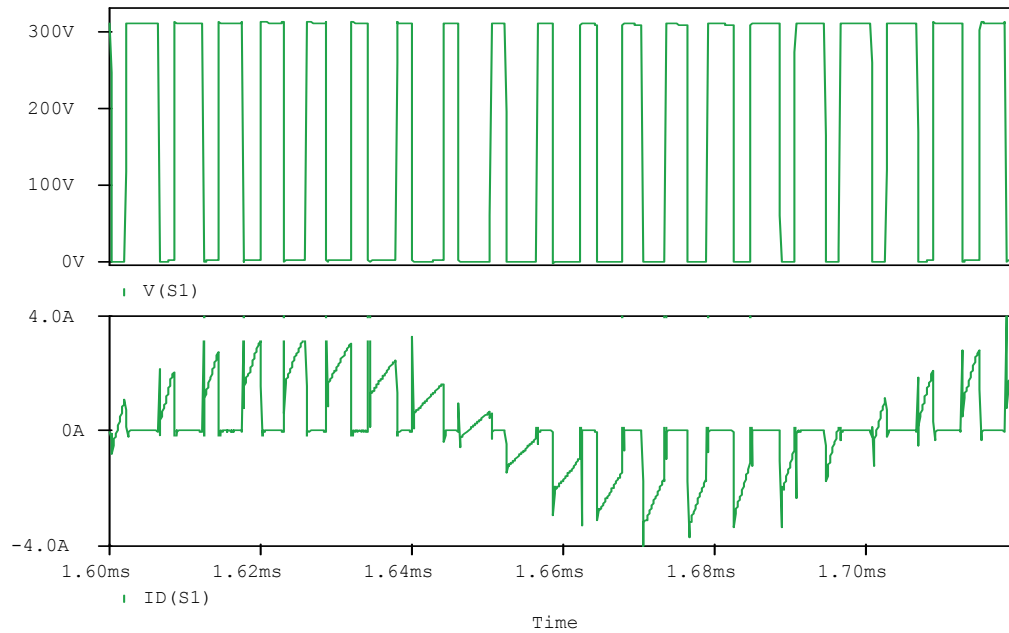


Fig. 5.29 – Tensão ($V(S1)$) e corrente ($ID(S1)$) do interruptor S_1 .

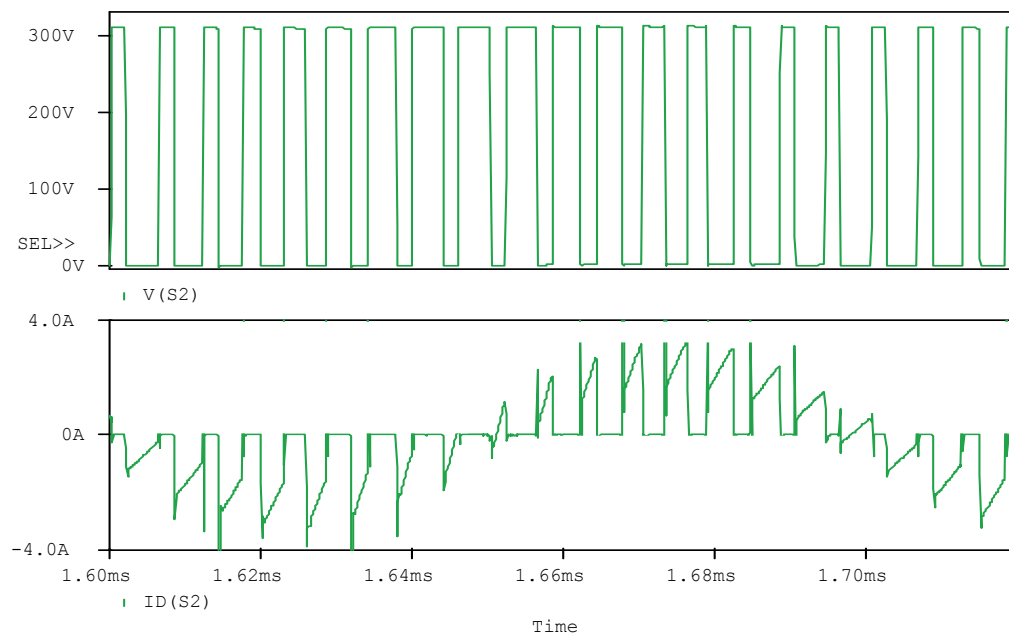


Fig. 5.30 – Tensão ($V(S2)$) e corrente ($ID(S2)$) do interruptor S_2 .

Na Fig. 5.31 tem-se a forma de onda da tensão V_{ab} . Percebe-se que a frequência de comutação e largura dos pulsos não são constantes, como dito no capítulo 4, variando conforme o sinal de referência. A amplitude desta tensão é o valor da fonte de tensão do barramento CC (E). Observa-se também que a modulação por histerese da corrente do capacitor é a dois níveis.

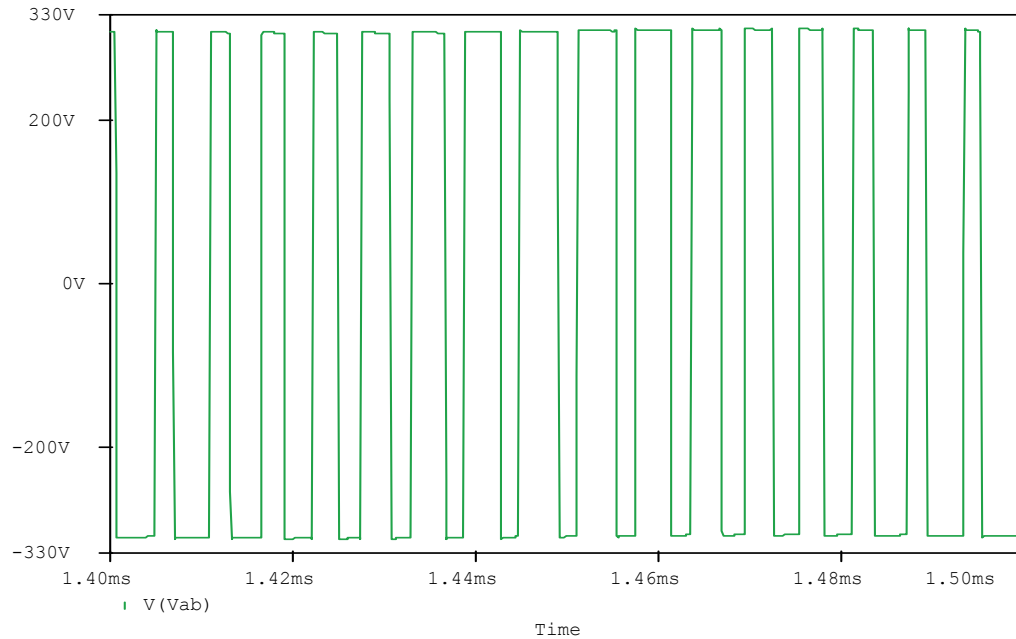


Fig. 5.31 – Tensão V_{ab} .

As Fig. 5.32 e Fig. 5.33 apresentam as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico e da corrente do indutor para um sinal de referência de 100Hz e 1kHz, respectivamente. Observa-se que a corrente apresenta uma ondulação na frequência de comutação. Nota-se que a amplitude da referência é de tal valor que a tensão está no máximo valor de pico permitido pelo atuador piezoelétrico, ou seja, 200V.

Percebe-se que a ondulação de tensão do piezoelétrico (carga) está próxima ao valor calculado anteriormente, ou seja, apresenta baixa ondulação de tensão. Observa-se também que em ambas as figuras, a tensão da carga apresenta baixa taxa de distorção, amplificando o sinal de referência.

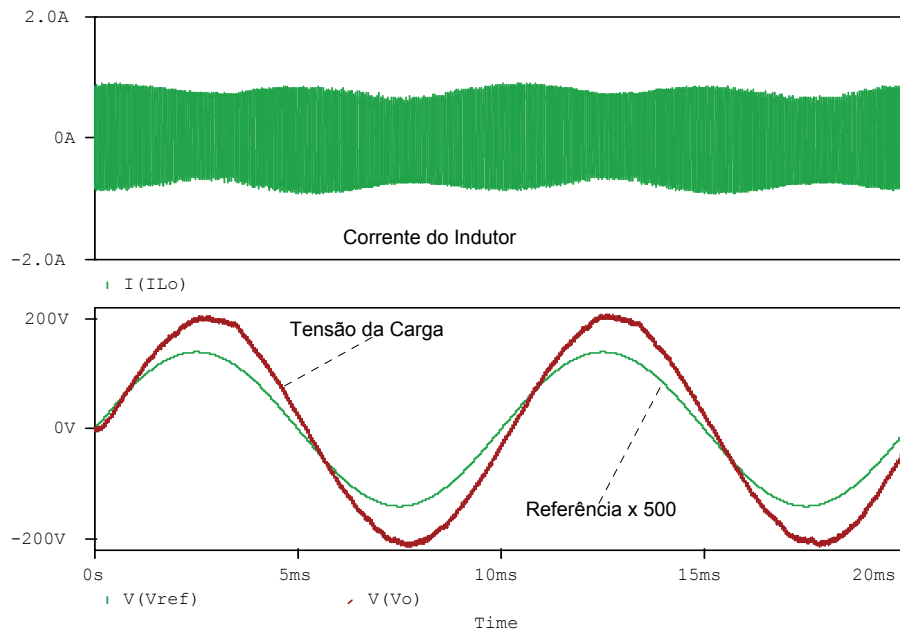


Fig. 5.32 – Sinal de Referência, Tensão do piezoelétrico e Corrente do indutor em 100Hz.

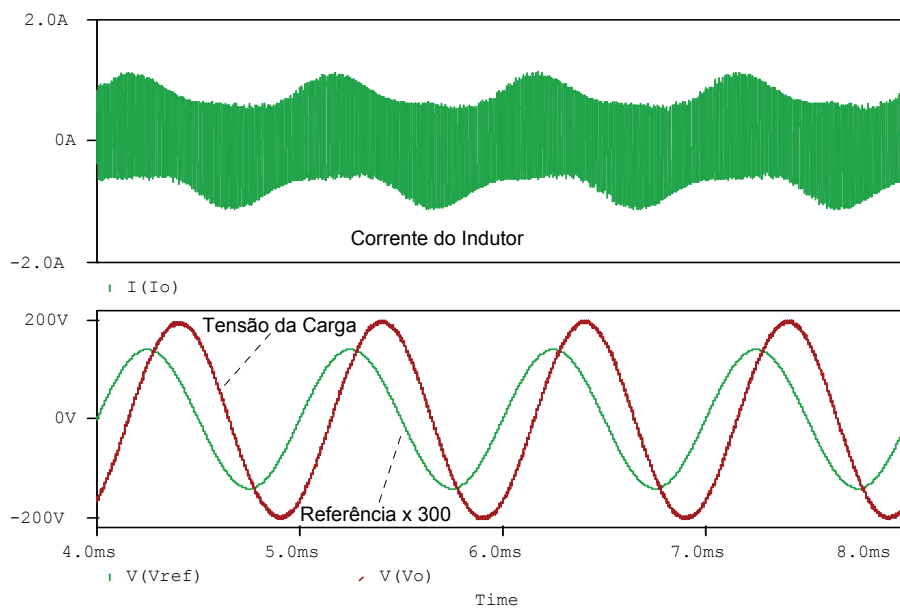


Fig. 5.33 – Sinal de Referência, Tensão do piezoelétrico e Corrente do indutor em 1kHz.

Observa-se nas Fig. 5.32 e Fig. 5.33 que o atraso da tensão da carga em relação ao sinal de referência não é igual a 90° . Ocorre que para se obter uma tensão sobre o piezoelétrico de aproximadamente igual a 200V, a amplitude do sinal de referência (1kHz, por exemplo) possui um valor pequeno (0,25A) e o valor da banda de histerese é aproximadamente igual a 1A. Deste modo, a forma de onda da corrente que era para ser imposta sobre o capacitor (piezoelétrico), não é senoidal.

Para uma banda de histerese $H=0,2$, tem-se o valor do indutor $L_o=2,2\text{mH}$ e o valor

do capacitor $C_o=1,5\mu\text{F}$. Para estes novos valores do filtro, há a necessidade de adição de um capacitor em paralelo com o piezoelétrico. A Fig. 5.34 apresenta as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico e da corrente do capacitor do filtro para uma frequência de 100Hz, com os novos valores de C_o e L_o .

Percebe-se que agora o sinal de referência e da tensão sobre o piezoelétrico estão de fato defasados de 90° , e que a corrente do capacitor de filtragem está seguindo a referência, devido à banda de histerese ser menor.

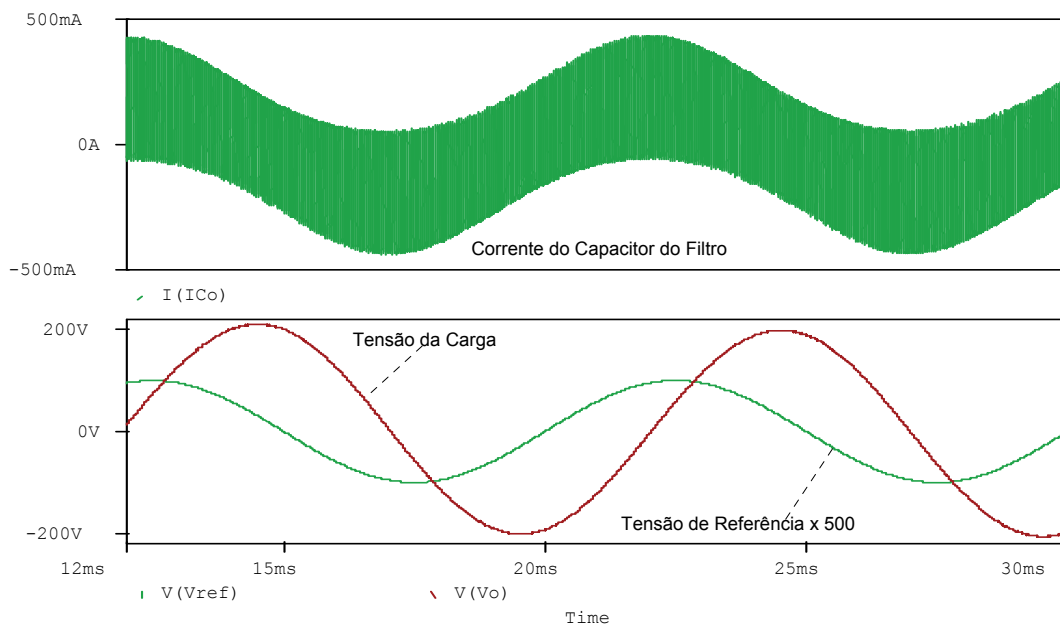


Fig. 5.34 – Sinal de Referência, Tensão do piezoelétrico e corrente do capacitor do filtro em 100Hz.

Entretanto, com estes novos valores do filtro de saída, o valor da frequência de corte do mesmo é aproximadamente igual a 2,8 kHz. Portanto, para este novo projeto, o amplificador não poderá operar em toda faixa de frequência desejada, que é até 10kHz.

Retornando ao primeiro projeto nesta modulação, a Fig. 5.35 têm-se as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico, da corrente do indutor e a forma de onda da referência em 10kHz.

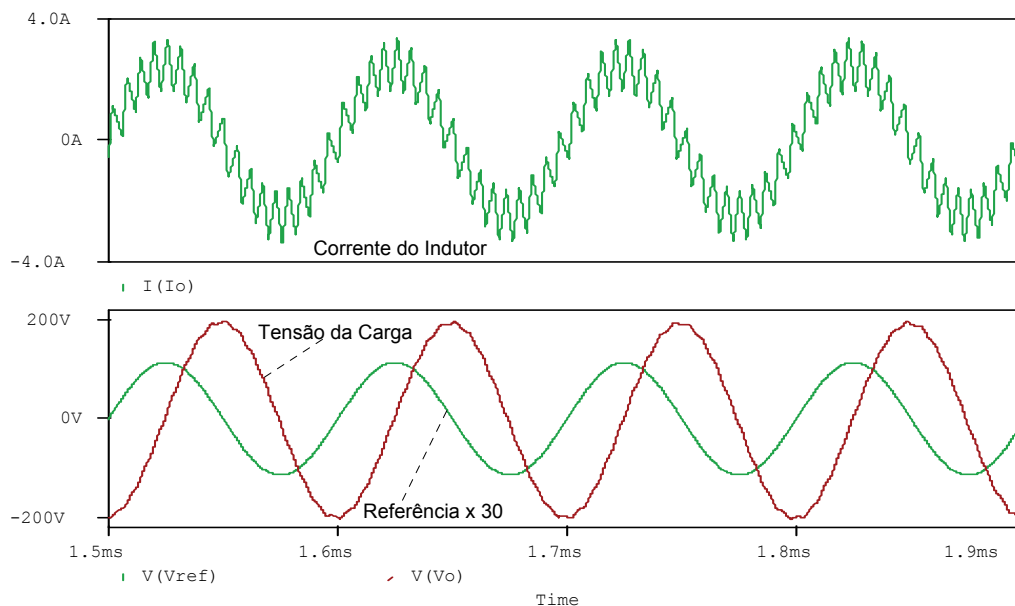


Fig. 5.35 – Sinal de Referência, Tensão do piezoelétrico e Corrente do indutor em 10kHz.

Percebe-se pela forma de onda da corrente do indutor que o valor da banda de histerese (1A) é menor que a amplitude do sinal de referência. Portanto, a tensão da carga e da referência apresentam uma defasagem de valor aproximado igual a 90° . Se a banda de histerese fosse ainda menor, a defasagem seria como era esperada (90°), somada a defasagem causada pela aproximação da frequência de ressonância do filtro. Porém, como visto anteriormente, para diminuir a banda de histerese, há uma diminuição da frequência de ressonância do filtro de saída, impedindo operar em toda a faixa de frequência desejada.

Nota-se também que o pico da corrente é de aproximadamente 4A, que é tolerada pelo atuador, e que circulará pelos interruptores, portanto estes devem suportar os esforços de corrente apresentado.

A Fig. 5.36 apresenta as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico e da corrente do indutor para um sinal de referência com diferentes frequências. Percebe-se que a tensão da carga é bem semelhante ao sinal de referência, porém defasada.

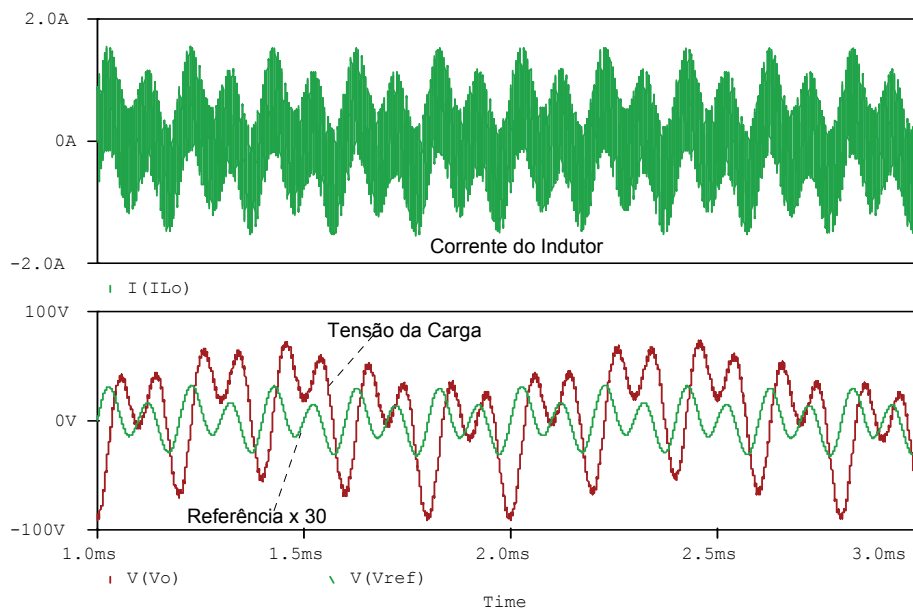


Fig. 5.36 – Tensão sobre o Piezoelétrico ($V(V_o)$) e corrente do indutor ($I(I_{Lo})$) para um sinal de referência em várias frequências.

5.5 Conclusão

Foram apresentados neste capítulo o projeto e alguns resultados de simulações para o amplificador de potência com as modulações abordadas no capítulo 4. As metodologias de projeto de cada amplificador, utilizando as modulações citadas, também foram abordadas no capítulo anterior.

Observou-se que a metodologia de projeto para a modulação PWM, tanto a dois níveis como a três níveis podem ser validadas, pois os resultados de simulação mostraram coerência com a análise de projeto, de modo que pode ser implementado na prática um amplificador, alimentando um atuador piezoelétrico, utilizando esta modulação e obter bons resultados. O único inconveniente apresentado por esta modulação foi o fato que para sinais de maiores frequências (10kHz, por exemplo), há um atraso ocasionado pelo filtro de saída LC.

A modulação PWM a dois níveis apresentou bons resultados com níveis de corrente suportado pela carga, no caso, o atuador piezoelétrico. Do mesmo modo, a ondulação da tensão da carga apresentada na modulação a dois níveis pode ser tolerada pelo atuador, já que é na frequência de comutação dos interruptores, e não teria influência no sistema, por ser de valor elevado.

Já a modulação Delta-H não apresentou os mesmos resultados que a modulação PWM, devido à ressonância da carga com o indutor de saída para um sinal de baixa frequência (abaixo de 1kHz) de referência, não sendo tolerado para o amplificador. Outro possível problema, provavelmente ocasionado pela aproximação da carga para um resistor realizada no capítulo 4 não seja uma boa abordagem para o caso deste trabalho, que apresenta uma carga com característica capacitiva. A modulação Delta-H pode ser utilizada com grande êxito para cargas com características resistivas ou indutivas e, portanto, deve ser evitada em cargas que não apresentam estas características.

A metodologia de projeto para a modulação por histerese da corrente do capacitor de filtragem pode ser validada, do mesmo modo que a PWM, pois apresentou bons resultados.

Pode-se notar que a modulação por histerese amplificou o sinal de referência com bons resultados. Todavia, nas baixas frequências do sinal de referência a banda de histerese para o primeiro projeto apresentado é relativamente maior que a amplitude deste sinal. Isto implica que a tensão da carga não vai estar defasada de 90° desta referência. Somente nas frequências maiores, onde a banda de histerese é menor, a tensão da carga e a referência estarão aproximadamente defasadas de 90° . De certo modo, se este atraso fosse sempre constante (90° , por exemplo), alguma técnica para compensar a vibração poderia ser analisada. Contudo, percebeu-se que o atraso aumenta consideravelmente conforme aumenta a frequência da referência. Observou-se também que diminuindo a banda de histerese, mudam-se os valores dos componentes do filtro e conseqüentemente a frequência de ressonância do mesmo também diminui, não podendo amplificar sinais em toda a faixa de frequências desejada.

Diferentemente da modulação PWM que apresenta somente um atraso nas frequências maiores e com valores pequenos (toleráveis), na modulação por histerese da corrente do capacitor, o atraso foi pequeno nas baixas frequências, porém nas frequências maiores o atraso é considerável.

Como a intenção do trabalho é apresentar um amplificador para alimentar um atuador piezoelétrico na tentativa de cancelamento de vibração de uma estrutura e, portanto quanto mais rápido o sistema amplificar o sinal de áudio, oriundo da vibração, e aplicar no piezoelétrico, mais eficiente será o cancelamento da vibração.

Considerando-se os fatos apresentados neste capítulo, pode-se concluir que a melhor solução para implementação do amplificador alimentando um atuador piezoelétrico é utilizar a modulação PWM, tanto a dois como a três níveis.

Capítulo 6 – Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Serão apresentados neste capítulo os procedimentos efetuados durante a implementação prática do inversor. Foi construído um protótipo a partir dos resultados obtidos no capítulo anterior, ou seja, a metodologia de projeto e resultados de simulação, visando a comprovação do funcionamento do amplificador.

Será utilizada para a implementação prática a modulação PWM a dois níveis, por apresentar bons resultados, maior facilidade de implementação prática, níveis de corrente tolerável pelo atuador piezoelétrico e baixa distorção na tensão da carga.

A Fig. 6.1 apresenta a estrutura funcional do inversor através de um diagrama de blocos simplificado. O inversor usado é em ponte completa, de acordo com o capítulo anterior.

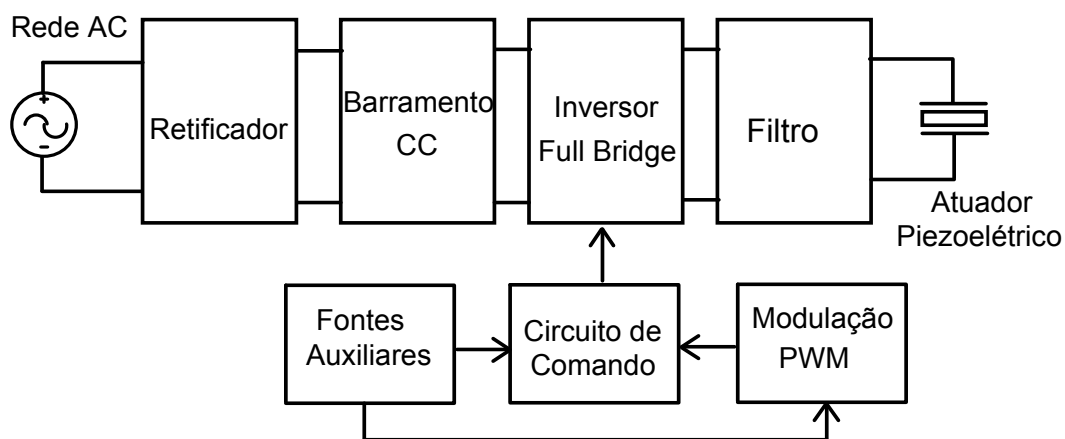


Fig. 6.1 – Diagrama de blocos simplificado do inversor.

6.2 Fonte de Alimentação do inversor

Para a alimentação do inversor é necessária uma fonte de tensão contínua, representada pelo bloco barramento CC na Fig. 6.1. Para a realização experimental, utilizou-se um retificador monofásico, com filtro capacitivo na saída, conforme Fig. 6.2. Nota-se que a chave na posição 1 é a configurada para operar com tensão eficaz da rede

(V_{rede}) em 220V e na posição 2, para operar com tensão eficaz da rede em 110V. Deste modo tem-se na saída (E) uma tensão de aproximadamente 310V, desejável no projeto.

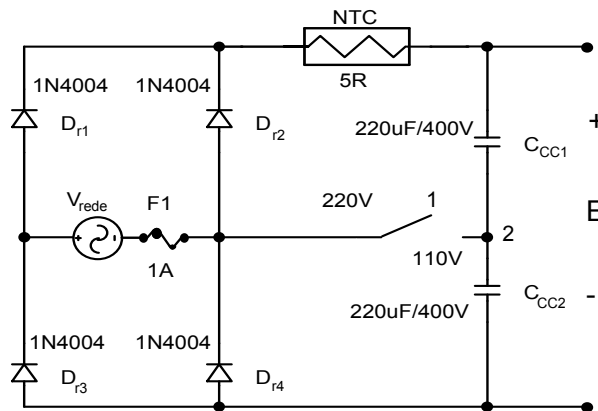


Fig. 6.2 – Retificador Monofásico.

O circuito de potência, para as características deste projeto, exige uma corrente média circulando pelos diodos menor que 1A. Portanto, o diodo utilizado para a ponte retificadora apresentada na Fig. 6.2 é o 1N4004, com as seguintes características principais [34]:

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade
V_{RRM}	Máxima Tensão Reversa Repetitiva	400	V
$I_{F(AV)}$	Máxima Corrente Média	1	A
I_{FSM}	Máxima Corrente de Pico não Repetitiva	30	A

Tabela 6.1- Características do Diodo 1N4007.

Os capacitores C_{CC1} e C_{CC2} utilizados foram da EPCOS– 220µF/400V. Para evitar picos de corrente excessivos no momento de energizar a estrutura, um termistor (NTC) de 5R é adicionado, mostrado na Fig. 6.2. Do mesmo modo, um fusível de 1A é colocado na entrada para evitar problema no amplificador em caso de curto circuito.

6.3 Ponte de Interruptores

O inversor de tensão é constituído por quatro interruptores do tipo MOSFET. O transistor de potência escolhido, de acordo os valores de tensão reversa, corrente média e corrente de pico, obtido no capítulo anterior através da simulação, foi o IRF740 da International Rectifier, com as seguintes características principais [35]:

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade
V_{DS}	Máxima Tensão Dreno-Source	400	V
I_D	Máxima Corrente de Dreno Média (100°C)	10	A
I_{DM}	Máxima Corrente Pulsada no Dreno	40	A
V_{GS}	Máxima Tensão Gate-Source	± 20	V
$R_{DS(on)}$	Máxima Resistência em Condução	0,55	Ω

Tabela 6.2 – Característica do Transistor IRF740.

A corrente média de um interruptor, no pior caso, ou seja, quando a frequência do sinal de referência é de 20kHz e a tensão de pico da carga for 200V, segundo a simulação, é aproximadamente igual a 1A, e a corrente de pico que circula pelos mesmos é de 7,5A. A tensão reversa sobre os interruptores é a tensão do barramento CC, ou seja, aproximadamente 310V. Portanto, comparando estes valores com o da tabela 6.2, nota-se que o interruptor suporta os esforços de tensão e de corrente.

A Fig. 6.3 ilustra o circuito de potência para o amplificador:

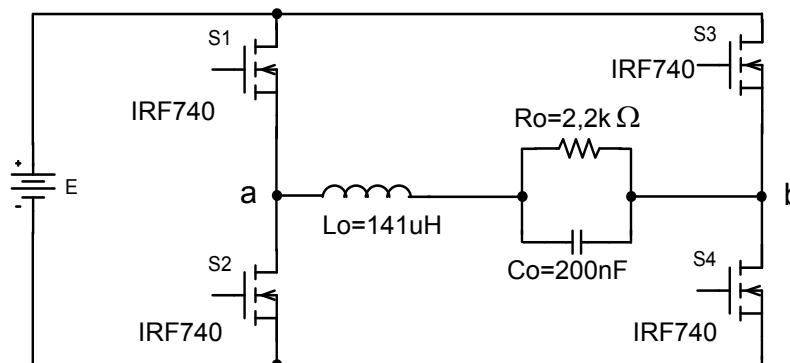


Fig. 6.3 – Circuito de potência.

6.4 Circuito de Comando dos Interruptores

O circuito de comando (drive) dos interruptores tem duas finalidades no amplificador. A primeira é propiciar tensão adequada no gate do interruptor para a entrada em condução e bloqueio do mesmo. A segunda é propiciar isolamento entre referenciais diferentes, já que a configuração dos interruptores do circuito de potência exige que o comando apresente fontes de tensão com referenciais isolados entre si, devido aos interruptores não apresentarem o mesmo referencial para o gate.

A implementação do comando é através de opto-acopladores de pequeno tempo de resposta, devido à alta frequência de comutação dos interruptores (300kHz). O opto-acoplador utilizado para o circuito de comando é o TLP250 da Toshiba, que tem como características principais [36]:

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade
I_{CC}	Máxima Corrente de Alimentação	11	mA
V_{CC}	Máxima Tensão de Alimentação	30	V
I_O	Corrente de Saída	1,5	A
T_S	Tempo Máximo de Comutação	1,5	us

Tabela 6.3 – Característica do Opto-Acoplador Toshiba TLP250.

Percebe-se através da tabela 6.3 que a alimentação do opto-acoplador pode ser até 30V, podendo assim colocar esta tensão na saída do mesmo e, portanto, propiciar um valor adequado de tensão quando o sinal PWM estiver em nível alto para o comando do interruptor. Uma boa faixa de valores para o sinal no gate do interruptor é de 15 a 18V, portanto será escolhido para a fonte de alimentação para o opto-acoplador de 18V.

Através da Fig. 6.4, tem-se o circuito de comando proposto para este trabalho para um braço de interruptores (S_1 e S_2), sendo idêntico para o outro braço (S_3 e S_4) [25].

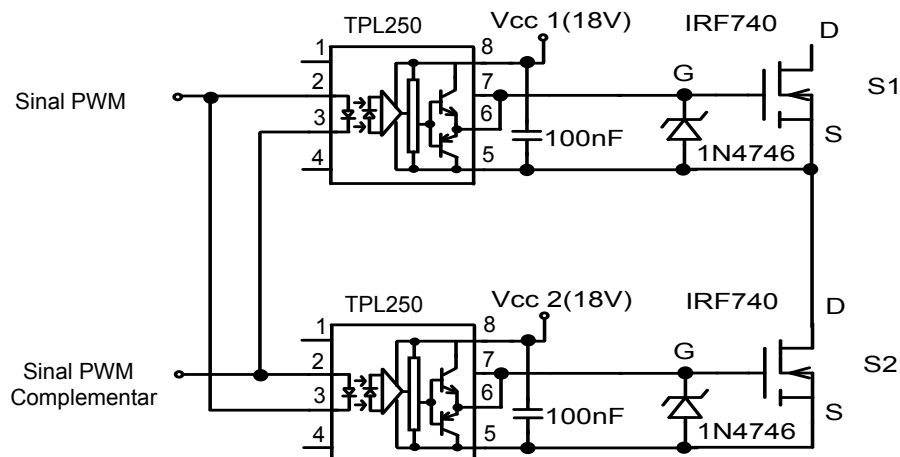


Fig. 6.4 – Circuito de comando para um braço de interruptores.

Percebe-se que as fontes de tensão de alimentação de cada opto-acoplador (pino 8) tem que ser isoladas, portanto necessita-se de 4 fontes isoladas de 18V para alimentação do circuito de comando, um para cada interruptor.

Através da Fig. 6.4, nota-se que há um diodo zener entre gate-source do interruptor, colocado para evitar que a tensão de gate do transistor não ultrapasse a máxima

tensão gate-source, que é de 20V (conforme tabela 6.2). O diodo zener escolhido é o 1N4746 com tensão reversa de 18V e 1W de potência, garantindo assim que o gate do interruptor não seja danificado.

Observa-se também que o pino 2 de ambos os opto-acopladores é a entrada do sinal PWM ou PWM complementar e estes estão ligados ao pino três do opto complementar. Esta configuração é feita para evitar que um transistor entre em condução enquanto o outro complementar esteja conduzindo [25].

O capacitor entre o pino cinco e oito é de “bypass”, tem a função de estabilizar a operação do alto ganho linear amplificado e é recomendado pelo fabricante e deve ser colocado o mais próximo possível ao opto-acoplador [36].

6.5 Circuito Gerador de Tempo Morto e Complementar

O tempo morto é o tempo em que os dois interruptores complementares permanecem sem receber pulso de comando, de modo que seja eliminada a possibilidade de um curto circuito (curto de braço) nos terminais do barramento CC através destes interruptores. A geração do tempo morto é realizada juntamente com a geração do sinal PWM complementar. A Fig. 6.5 apresenta o circuito utilizado para a geração do tempo morto e complementar.

Percebe-se que dois circuitos integrados (CI) foram utilizados, SN7414 e SN7438. O primeiro é um CI que apresenta internamente seis portas inversoras de uma entrada cada do tipo “Schmitt-Trigger” [37]. Já o SN7438 apresenta internamente quatro portas “NAND” com duas entradas cada, com saída em coletor aberto [38].

A combinação destes dois CI's, conforme a configuração apresentada na Fig. 6.5, gera um tempo morto de 200ns entre o sinal PWM e o sinal PWM complementar que também foi gerado. O sinal Pulsos PWM vem do modulador PWM, que será apresentado na próxima seção.

Percebe-se que a alimentação destes circuitos integrados é de 5V, portanto há necessidade de mais uma fonte de alimentação isolada das demais utilizadas pelos opto-acopladores, porém ambos os CI's apresentam o mesmo referencial.

Como a saída do CI SN7438 é em coletor aberto, faz-se necessária à presença de um resistor ligado em 5V, para cada saída (S₁, S₂, S₃ e S₄). O Resistor utilizado na implementação foi de 820Ω.

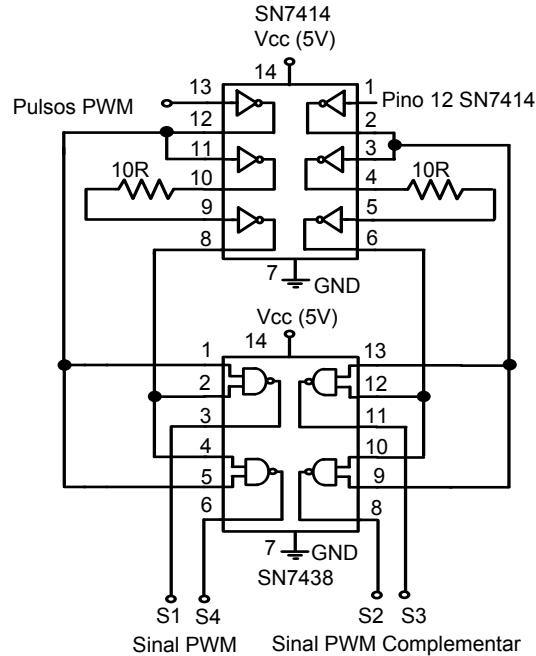


Fig. 6.5 – Geração do tempo morto e complementar.

6.6 Modulador PWM

O circuito integrado utilizado para a realização da modulação PWM é o UC3525 da Unitrode Products, podendo ser visualizado na Fig. 6.6.

A escolha deste modulador se deu principalmente devido à possibilidade de obter pulsos PWM de alta frequência utilizados neste trabalho, ou seja, 300kHz, sendo que o mesmo pode operar até 500kHz [39].

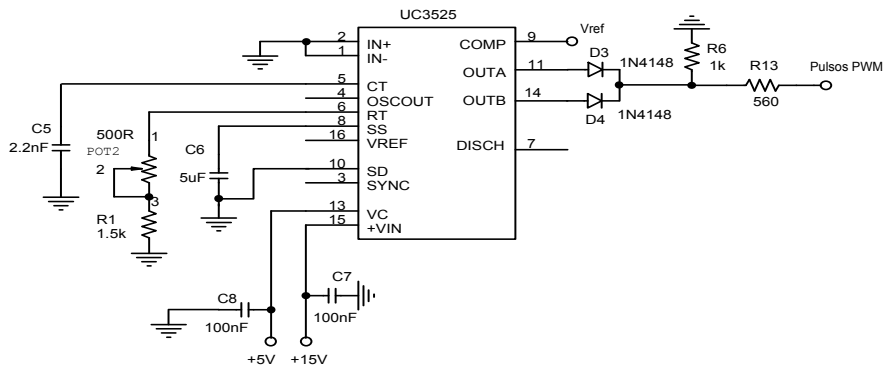


Fig. 6.6 – Modulador PWM.

O sinal de referência (áudio) V_{ref} (já condicionado, para compatibilidade com o CI) entra através do pino 9 e é comparado com um sinal dente de serra gerado internamente pelo circuito integrado através de um capacitor ligado ao pino 5 e um resistor ligado ao pino 6. Este capacitor e resistor determinam a frequência do sinal dente de serra, ou seja, a frequência dos pulsos PWM e, conseqüentemente, a frequência de comutação dos interruptores.

Os pinos 11 e 14 são as saídas dos pulsos PWM e são unidos para obter razão cíclica de zero a 100%. O resistor R_{13} é colocado para limitação da corrente de saída.

O pino 15 é a alimentação do CI e percebe-se que este se encontra ligado a 15V. Portanto, faz-se necessária mais uma fonte de alimentação nesta tensão. O pino 13 está ligado em 5V, propiciando assim nível de tensão de saída compatível com o circuito gerador de tempo morto e pulsos complementares.

No pino 8 tem-se ligado um capacitor, o qual tem a finalidade de disponibilizar uma partida suave (“soft-start”) dos pulsos de comando.

6.7 Condicionador do Sinal de Entrada (Referência)

O sinal de referência (áudio) apresenta amplitudes positivas e negativas e esta parte negativa não está compatível com a entrada do modulador PWM (pino 9). Portanto, necessita-se um de circuito que proporcione um nível contínuo (“off-set”) para a referência e assim ser comparado com o sinal dente de serra que tem um pico de aproximadamente 3,5V e um valor mínimo de aproximadamente 0,6V [39]. A Fig. 6.7 apresenta o circuito que propicia este nível contínuo através do resistor R_7 e R_5 , proposto em [15].

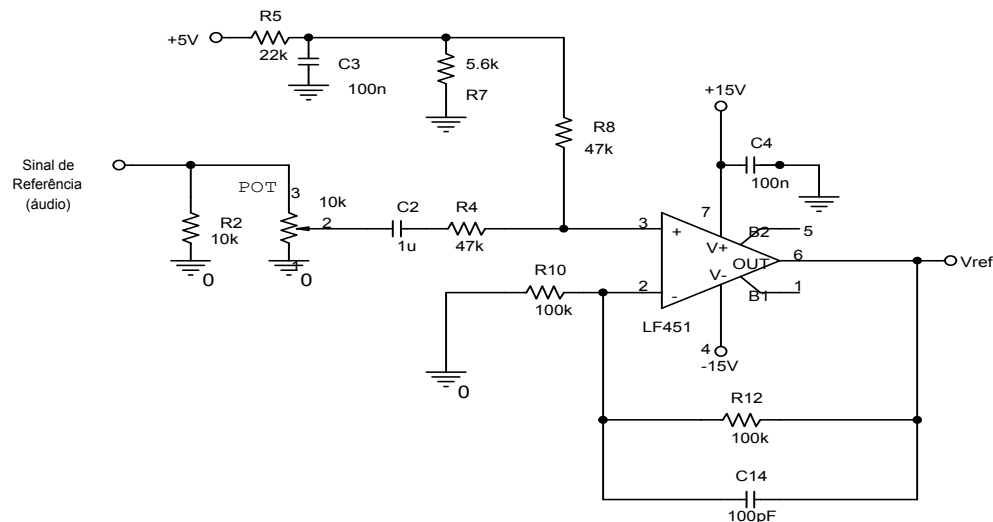


Fig. 6.7 – Condicionador do sinal de referência.

O amplificador utilizado é o LF451 e percebe-se que a alimentação do mesmo é $\pm 15V$, ou seja, necessitará uma fonte contínua de $-15V$, já que a de fonte de $+15V$ pode ser a mesma citada anteriormente.

6.8 Fonte Auxiliar

Para a implementação do amplificador com a modulação PWM, há a necessidade de fontes auxiliares que foram citadas ao decorrer deste capítulo, ou seja, 4 fontes isoladas de $18V$ para alimentar os opto-acopladores (drive), 1 fonte de $5V$ para alimentar os circuitos que geram o tempo morto e o pulso complementar, e duas fontes de $\pm 15V$ para alimentar o modulador PWM e o circuito condicionador do sinal de referência. Cabe ressaltar que as fontes para alimentação dos opto-acopladores devem ser isoladas uma das outras e das demais fontes citadas. Já estas outras devem estar no mesmo referencial.

Para a implementação das fontes auxiliares foi utilizado um conversor “Flyback” que tem como características principais: baixo custo de implementação, saídas múltiplas isoladas (fundamental importância), dispensa indutor de filtragem, boa relação cruzada e fácil de ser estabilizada por apresentar um pólo simples na função de transferência [28].

A operação do conversor será no modo de condução descontínua, por apresentar respostas rápidas, menores transientes (picos) de tensão em relação à condução contínua. E, ainda, no modo de condução descontínua a função de transferência do conversor não apresenta um zero no semiplano direito, presente no modo contínuo, de maior facilidade

para implementação de um compensador. Por outro lado, apresenta maior níveis de esforços de corrente, se comparada à condução contínua. Níveis de corrente elevado no conversor “Flyback” requerem capacitor de saída com baixa resistência série equivalente (R_{se}) e uma alta capacidade de ondulação de corrente [40].

A Fig. 6.8 apresenta a estrutura básica do conversor Flyback, que é utilizada para potências de saída até 150W.

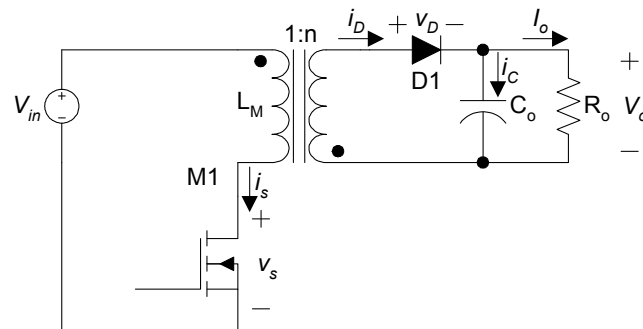


Fig. 6.8 – Estrutura Básica do Conversor Flyback.

Percebe-se através da Fig. 6.8 que o conversor Flyback apresenta um interruptor no primário do transformador, interruptor que vai comutar em alta frequência e transferir a energia proveniente da fonte de entrada V_{in} para a saída V_o do conversor Flyback. O controle da tensão de saída deste conversor é realizado através da variação da razão cíclica aplicada no interruptor, ou seja, é uma modulação PWM.

Para a implementação da fonte chaveada (fonte auxiliar), será utilizado um circuito integrado dedicado da família de produtos da Fairchild Power Switch (FPS) que foi especialmente concebido para a utilização em fontes chaveadas. Este CI é da série KA5x03xx e consiste em um transistor MOSFET de potência para altas tensões, um controlador PWM no modo corrente e outros circuitos adicionais em um mesmo encapsulamento. O controlador PWM inclui um oscilador de frequência fixa, proteção contra sobretensão de alimentação, proteção térmica, fonte de corrente de precisão compensadas em temperatura para a malha de realimentação, etc.

O FPS utilizado foi o KA5M0380R e tem como características principais [41]:

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade
V_{DGR}	Máxima Tensão Dreno-Gate	800	V
I_{DM}	Máxima Corrente Pulsada de Dreno	12	A
V_{CC}	Máxima Tensão de Alimentação	30	V
f_s	Frequência de Comutação (fixa)	67	kHz

Tabela 6.4– Característica do KA5M0380R.

Percebe-se na tabela 6.4 que a máxima tensão reversa suportada pelo interruptor do CI é de 800V, perfeitamente adequada para a implementação de uma fonte chaveada devido à tensão do barramento ser aproximadamente igual a 310V.

A seguir, na tabela 6.5, tem-se as especificações para a fonte chaveada:

Grandeza	Valor
Tensão Mínima Eficaz (V_{min})	99V
Tensão Máxima Eficaz (V_{max})	242V
Tensão Média na Saída 1,2,3 e 4 (V_{o1} , V_{o2} , V_{o3} e V_{o4})	+18V
Tensão Média na Saída 5 (V_{o5})	+5V
Tensão Média na Saída 6 (V_{o6})	+15V
Tensão Média na Saída 7 (V_{o7})	-15V
Tensão Média na Saída 8 (V_{o8} , alimentação do KA5M0380R)	+18V
Corrente de Saída 1,2,3 e 4 (I_{o1} , I_{o2} , I_{o3} e I_{o4})	0,278A
Corrente de Saída 5 (I_{o5})	0,4A
Corrente de Saída 6 (I_{o6})	0,133A
Corrente de Saída 7 (I_{o7})	0,133A
Corrente de Saída 8 (I_{o8})	0,556A
Ondulação Máxima da Tensão para as Saídas (ΔV_{on})	5% do valor
Potência Total de Saída (P_o)	36W
Rendimento Estimado (η)	0,85

Tabela 6.5 – Especificações para a Fonte Chaveada.

Para a metodologia e cálculo de projeto tanto para o conversor “Flyback” como para o controle de uma saída foram utilizadas as referências [28], [42] e [43]. No Anexo III é apresentado o diagrama esquemático completo da fonte auxiliar.

A tensão de saída controlada foi escolhida como sendo a de 5V, pelo motivo que os circuitos alimentados por esta fonte possuem maiores sensibilidades na variação da tensão de alimentação sobre os mesmos.

Os resultados práticos obtidos pela fonte chaveada foram considerados excelentes. Obteve-se na tensão de saída controlada o valor especificado (5V) tanto a vazio como em carga nominal e para as demais saídas a regulação cruzada foi considerada boa.

6.9 Resultados Experimentais

Serão apresentados alguns resultados experimentais obtidos com a implementação prática do amplificador. Primeiramente serão abordadas as formas de onda dos sinais de modulação e comando e posteriormente serão abordadas as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico e a corrente do indutor para algumas frequências do sinal de referência, tensão V_{ab} , tensão nos interruptores, etc.

Na Fig. 6.9 tem-se a forma de onda senoidal do sinal de referência e do sinal de referência após passar pelo circuito condicionador. Percebe-se que o circuito condicionador adiciona um nível CC de aproximadamente igual a 2V, tornando o sinal de referência compatível com o circuito modulador LM3525.

Na Fig. 6.10 tem-se a forma de onda do sinal dente de serra, gerada pelo CI LM3525, sendo comparado com o sinal de referência condicionado e os pulsos PWM de comando gerados na saída do CI. Nota-se que a frequência dos pulsos de comando está em aproximadamente 300kHz, conforme a especificação do capítulo anterior.

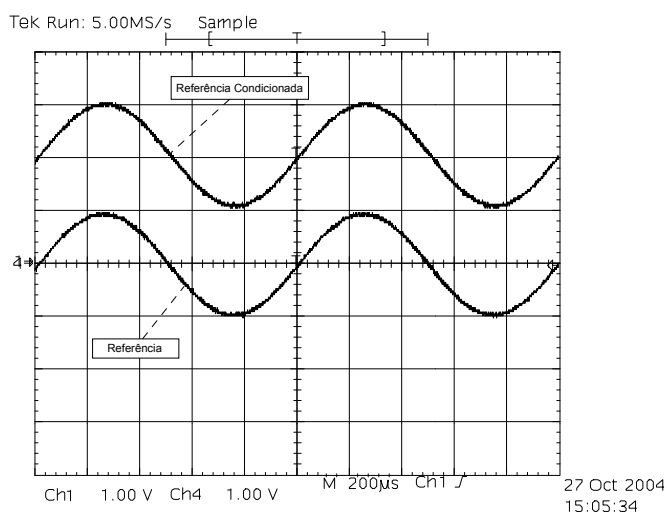


Fig. 6.9 – Sinal de Referência e Sinal de Referência Condicionado.

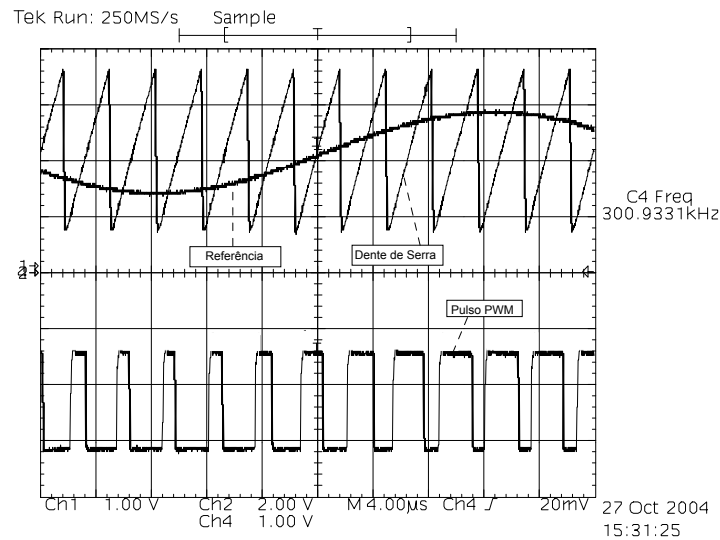


Fig. 6.10 – Sinais de Comparação e Pulsos de Comando.

Na Fig. 6.11 têm-se as formas de onda do comando para o transistor S_1 e do comando complementar para o transistor S_2 após a saída do opto-acoplador, ou seja, os sinais de comando no gate dos transistores. Os comandos para S_4 e S_3 são idênticos e, por isso, serão omitidos.

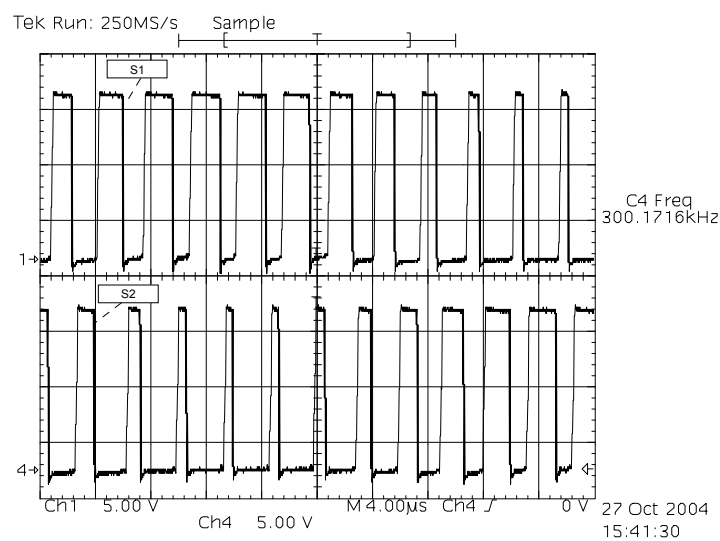


Fig. 6.11 – Pulsos de Comando para os interruptores S_1 e S_2 .

A Fig. 6.12 apresenta o detalhe do tempo morto entre o comando dos transistores complementares que é de aproximadamente 200ns.

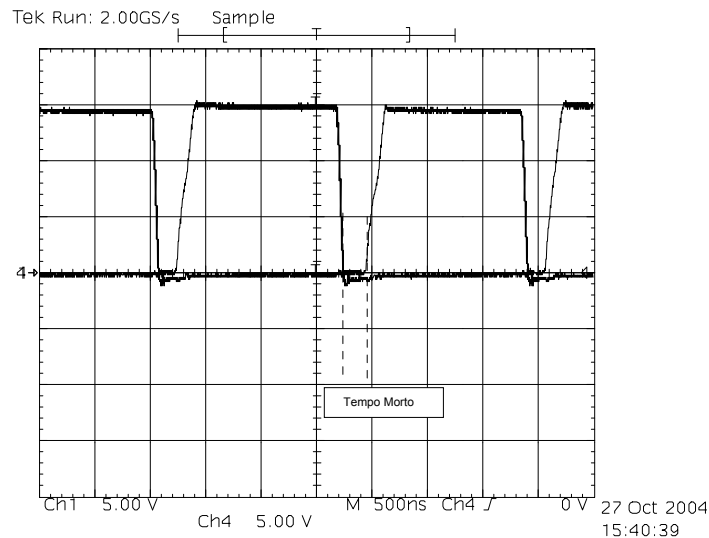


Fig. 6.12 – Detalhe do tempo morto entre comando dos transistores.

Na Fig. 6.13 tem-se a forma de onda da tensão V_{ab} e da corrente do indutor L_o . Percebe-se pela tensão V_{ab} que a modulação é a de dois níveis e apresenta o valor máximo em aproximadamente 310V.

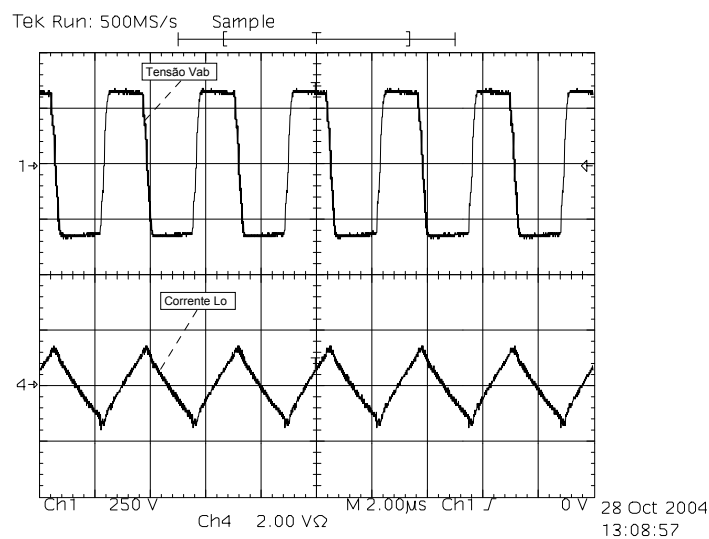


Fig. 6.13 – Tensão V_{ab} e Corrente do Indutor.

Na Fig. 6.14 tem-se a forma de onda da tensão e da corrente no transistor S_1 . Observa-se que o valor da tensão reversa sobre o interruptor é igual à tensão do barramento CC, ou seja, aproximadamente 310V. A corrente que circula em S_1 condiz com a corrente apresentada na simulação.

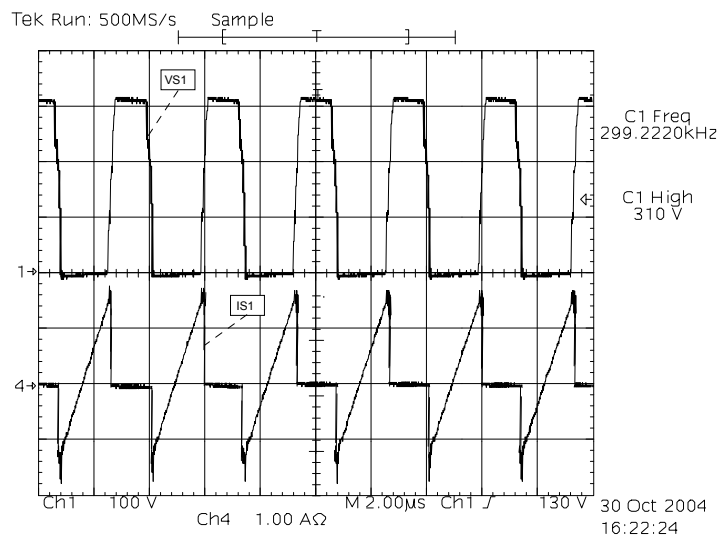


Fig. 6.14 – Tensão e Corrente sobre S_I .

As Fig. 6.15 e Fig. 6.16 apresentam as formas de onda da tensão sobre o piezoelétrico (Ch1), da corrente do indutor (Ch4) e a forma de onda do sinal de referência (Ch2) com uma senóide de 100Hz. Ambas as formas de onda são para a mesma frequência do sinal de referência, porém para diferentes amplitudes deste sinal e, conseqüentemente, diferentes valores de amplitudes para a tensão sobre o piezoelétrico.

Nota-se através da Fig. 6.15 que a tensão sobre o piezoelétrico está semelhante à referência e apresenta baixa distorção. Do mesmo modo, para a Fig. 6.16, a tensão da carga (piezoelétrico) está semelhante à referência, porém apresenta uma distorção tolerável. Observa-se também em ambas as figuras, que a ondulação da tensão sobre o atuador é maior que a apresentada na simulação, devido ao fato de ter sido utilizado um capacitor como modelo do piezoelétrico para a realização da simulação, não modelando totalmente um piezoelétrico, já que algumas considerações foram feitas no capítulo 2. Porém, conclui-se que este modelo elétrico equivalente pode ser utilizado para realizações de projetos envolvendo atuadores piezoelétricos apresentando bons resultados.

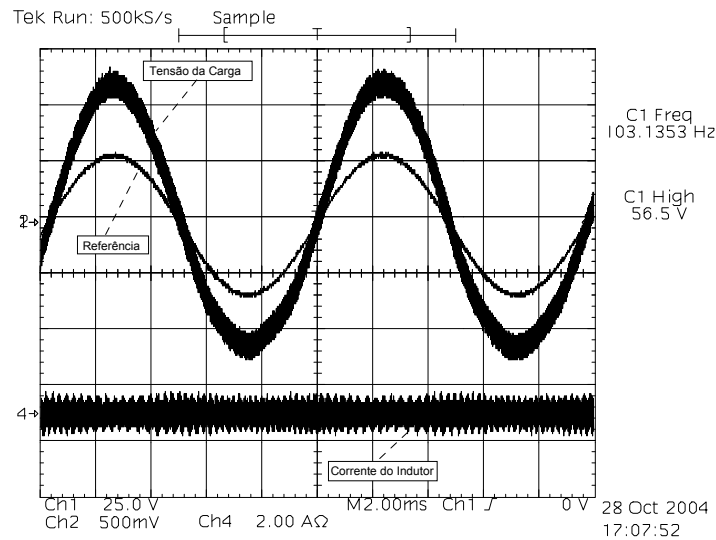


Fig. 6.15 – Sinal de Referência 1 em 100Hz, Tensão e Corrente.

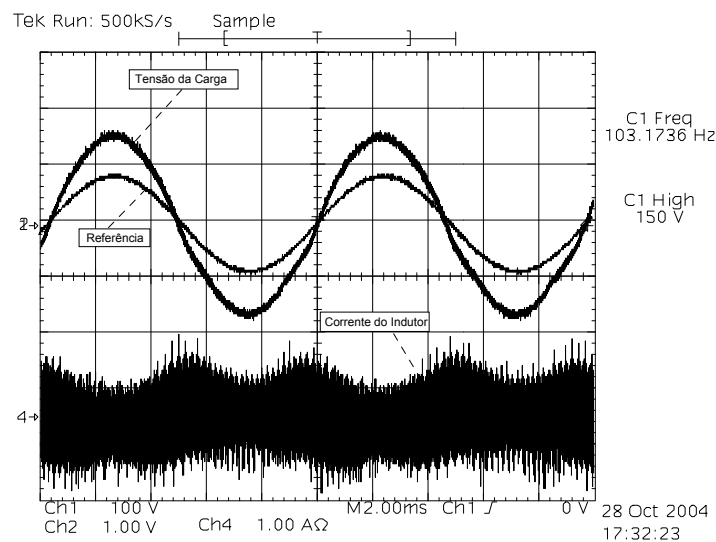


Fig. 6.16 – Sinal de Referência 2 em 100Hz, Tensão e Corrente.

As Fig. 6.17 e Fig. 6.18 apresentam as forma de onda da tensão sobre o atuador piezoelétrico (Ch1), da corrente do indutor (Ch4) e a forma de onda do sinal de referência (Ch2) em 1kHz. Do mesmo modo que anteriormente, o sinal de referência para as formas de onda tem amplitudes diferentes, sendo a amplitude do sinal de referência maior na Fig. 6.18.

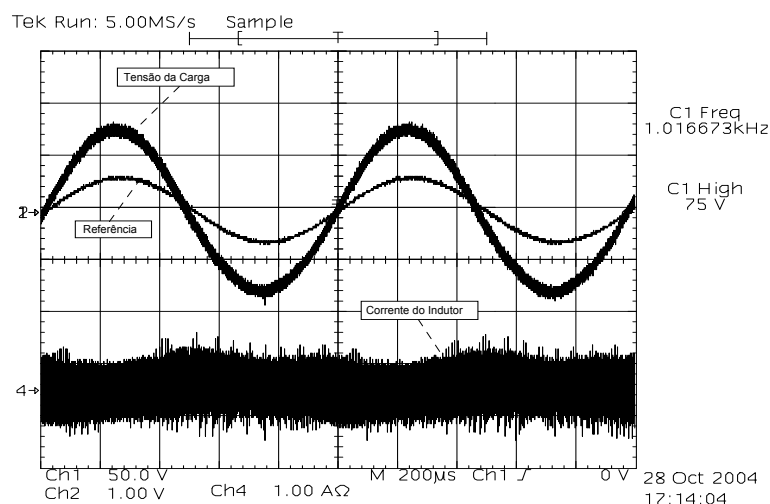


Fig. 6.17 – Sinal de Referência 1 em 1kHz, tensão sobre o piezoelétrico e corrente do indutor.

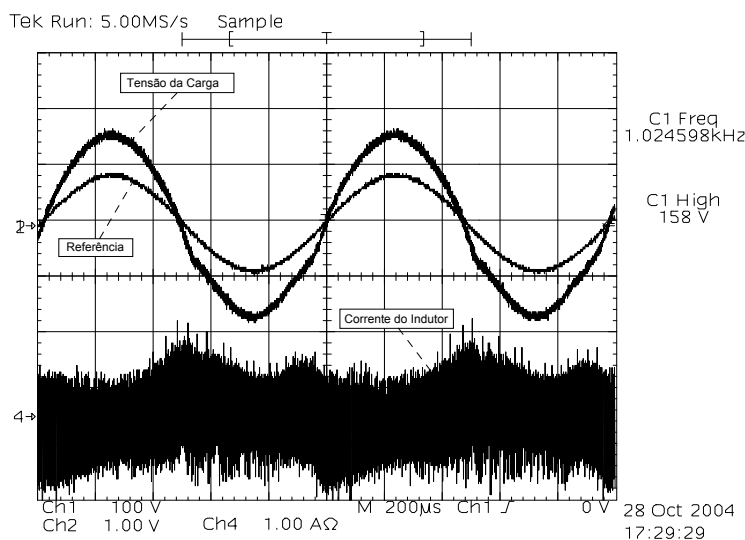


Fig. 6.18 – Sinal de Referência 2 em 1kHz, tensão sobre o piezoelétrico e corrente do indutor.

Nota-se que para um sinal de referência em 1kHz o amplificador apresentou bons resultados, ou seja, a tensão sobre o atuador piezoelétrico está semelhante à referência, apresentando uma distorção, porém tolerável. A corrente do indutor condiz com os resultados de simulação apresentados.

As Fig. 6.19 e 6.20 apresentam as forma de onda da tensão (Ch1) sobre o atuador piezoelétrico, da corrente (Ch4) do indutor e a forma de onda do sinal de referência (Ch2) em 5kHz. O sinal de referência para as formas de onda tem amplitudes diferentes, sendo a amplitude do sinal de referência maior na Fig. 6.20.

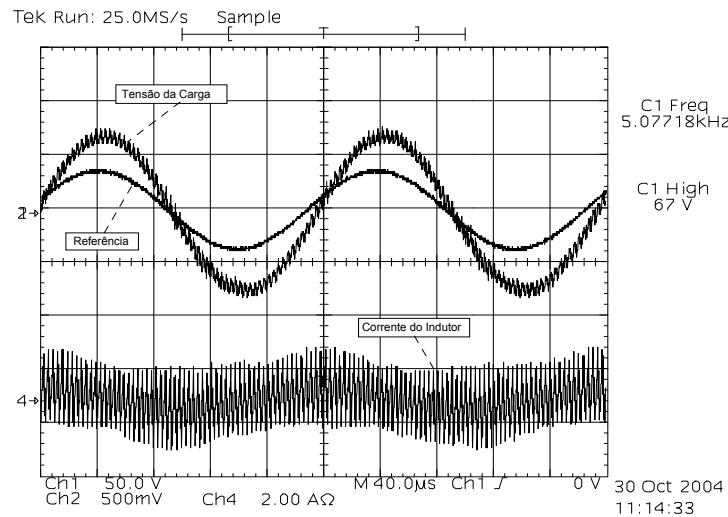


Fig. 6.19 – Sinal de Referência 1 em 5kHz, tensão sobre o piezoelétrico e corrente do indutor.

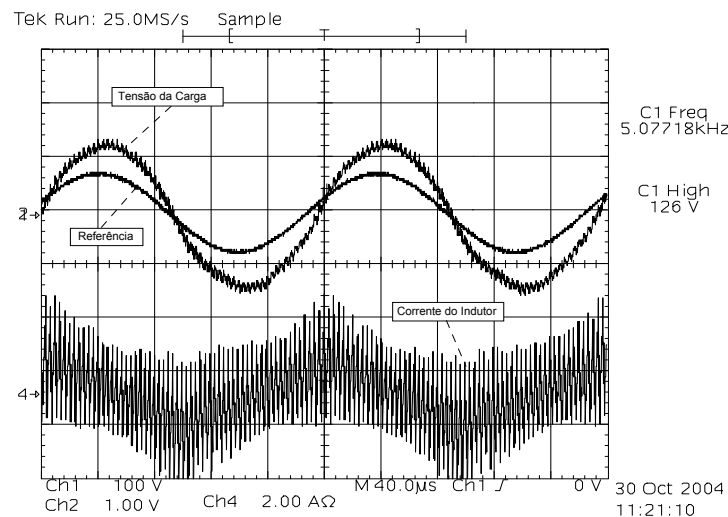


Fig. 6.20 – Sinal de Referência 2 em 5kHz, tensão sobre o piezoelétrico e corrente do indutor.

Percebe-se uma pequena defasagem entre o sinal de referência e a tensão sobre o atuador piezoelétrico. Este atraso já era esperado, causado pela aproximação da frequência do sinal de referência com a frequência de ressonância do filtro, como abordado no capítulo anterior. Esta defasagem por ser pequena, não implica em grandes problemas para o cancelamento da vibração.

Na Fig. 6.21 têm-se as forma de onda da tensão sobre o piezoelétrico (Ch1), da corrente do indutor (Ch4) e a forma de onda do sinal de referência (Ch2) em 10kHz. Percebe-se claramente uma distorção maior em relação às frequências apresentadas anteriormente, causada pelo filtro de saída. Nota-se ainda que a defasagem entre o sinal de

referência e a tensão sobre o piezoelétrico aumentou se comparada com a defasagem apresentada para a frequência de 5kHz, estando abaixo especificado. Apesar do atraso, observa-se claramente que a tensão sobre o atuador piezoelétrico está seguindo a referência, de modo que o amplificador apresenta resultados bons para a faixa de frequência especificada de 100Hz até 10kHz.

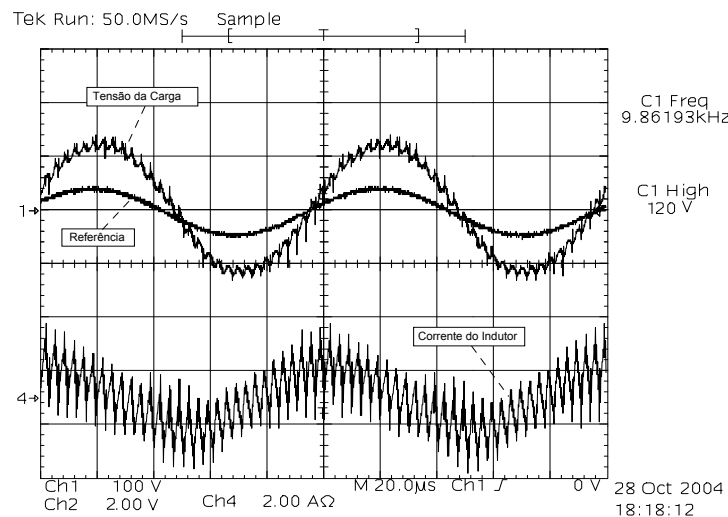


Fig. 6.21 – Sinal de Referência em 10kHz, tensão sobre o piezoelétrico e corrente do indutor.

Na Fig. 6.22, tem-se a forma de onda da tensão (Ch4) sobre o atuador piezoelétrico para um sinal de referência de áudio (Ch1) oriundo da saída de um rádio portátil. Percebe-se que a referência está sendo amplificada com sucesso e sendo aplicada no atuador piezoelétrico, fornecendo energia para o mesmo.

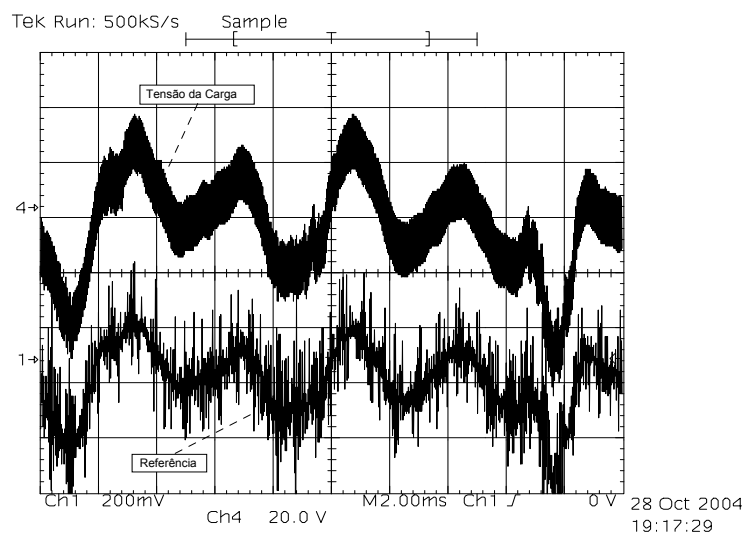


Fig. 6.22 – Sinal de Referência (áudio), tensão sobre o piezoelétrico.

6.10 Conclusão

Apresentou-se neste capítulo os procedimentos para a implementação de um amplificador classe D com a finalidade de se confirmar os estudos teóricos e de simulação realizados ao decorrer deste trabalho. Apresentou-se ainda neste capítulo, alguns resultados práticos (forma de onda) do amplificador, tendo como carga um atuador piezoelétrico.

Percebeu-se que o amplificador operando com a modulação PWM a dois níveis apresentou um funcionamento adequado, apesar de haver uma diferença de fase entre o sinal de referência e a tensão da carga para frequências mais elevadas, como já era previsto.

Notou-se que a tensão sobre o atuador piezoelétrico (carga) seguiu a referência, apresentou pequenas distorções para amplitudes mais elevadas.

A ondulação da tensão sobre o piezoelétrico obtida nos resultados práticos apresentou-se maior que na simulação, devido ao fato de ter sido usado um capacitor na simulação e, na prática, as formas de onda forma obtidas com o atuador piezoelétrico. O modelo elétrico equivalente do atuador piezoelétrico pode ser utilizado com grande sucesso nos projetos envolvendo estes atuadores.

Conclui-se, portanto, que o amplificador classe D alimentando um atuador piezoelétrico apresentou bons resultados práticos, podendo ser utilizado no cancelamento de vibração.

Capítulo 7 – Conclusão Geral

Neste trabalho foi apresentado o estudo, o desenvolvimento e a implementação de um amplificador de potência classe D, tendo com carga um atuador piezoelétrico. Amplificadores classe D são ainda poucos utilizados na indústria, sendo uma boa solução para amplificadores de áudio, principalmente em aplicações onde não se necessita uma perfeita reprodutibilidade da amplificação, como no caso deste trabalho.

Primeiramente, apresentou-se de maneira resumida o piezoelétrico, suas principais características, o comportamento de atuadores do tipo “bimorph” e principalmente seu modelo elétrico equivalente. A pesquisa foi efetuada através de artigos, pois é de se relatar que há poucos livros nesta área de estudo e os que existem não tratam do modelo elétrico do piezoelétrico. O modelo elétrico de uma carga é de fundamental importância, pois é através dele que se parte para buscar a melhor solução de implementação da necessidade apresentada, caso do amplificador deste trabalho.

Ao decorrer deste trabalho foram apresentadas algumas vantagens e desvantagens das estruturas meia ponte e ponte completa, visando à utilização das mesmas em amplificadores de potência comutados. Percebeu-se que ambas as estruturas apresentam bons resultados quando da aplicação dos mesmos em amplificadores. A escolha do conversor ponte completa esteve baseada na viabilidade da implementação prática, porém para outras aplicações de amplificadores, a estrutura meia ponte pode ser utilizada com redução de volume, peso e custo se comparada ao inversor ponte completa.

Três modulações foram analisadas neste trabalho, a modulação PWM (dois e três níveis), a modulação Delta-H e a modulação por histerese da corrente do capacitor. Mostraram-se as características de cada modulação, como por exemplo, a modulação PWM operar em malha aberta. A modulação Delta-H e a modulação por histerese da corrente do capacitor operam naturalmente em malha fechada. Pode-se concluir sobre a estratégia de modulação que é de grande importância o tipo de modulação que se pode utilizar para implementar o projeto desejado, as influências de cada uma no sistema, as limitações e vantagens. Portanto, a modulação é a principal concentração do estudo para que haja o bom funcionamento de um amplificador comutado.

Juntamente com a análise de cada modulação foi apresentada uma metodologia de projeto com o objetivo de comprovação do funcionamento do amplificador, primeiramente via simulação e posteriormente através da implementação prática.

A modulação PWM, tanto a dois quanto a três níveis, apresentou bons resultados, com boa reprodutibilidade na amplificação do sinal de referência.

Para alimentar um piezoelétrico, a modulação a dois níveis pode ser utilizada, por apresentar distorção tolerável para a aplicação, podendo ser implementada por um custo menor que em relação à modulação PWM a três níveis.

O único inconveniente apresentado pela modulação PWM foi o fato de ocasionar um atraso na tensão da carga para frequências mais elevadas (acima de 3kHz), não sendo um grande problema, devido ao fato de que o atraso é pequeno. Existe ainda a possibilidade de redimensionar o filtro de saída para diminuir o atraso, com a consequência de aumento da ondulação da tensão sobre o piezoelétrico em alta frequência.

A modulação por histerese da corrente do capacitor de filtragem apresentou resultados semelhantes à modulação PWM. O sinal de referência foi amplificado com baixa ondulação e distorção. Contudo, através do projeto realizado, a tensão da carga apresentou uma defasagem diferente de 90° ao sinal de referência, principalmente para referência de baixa frequência. Acontece que o sinal de referência para a baixa frequência possui baixa amplitude, e o valor da banda de histerese estava maior. Recalculando a banda de histerese, tornando-a compatível com sinal de referência nas baixas amplitudes (baixas frequências), o comportamento do amplificador, através da simulação, foi adequado. Porém, a frequência de ressonância do filtro de saída ficou abaixo da máxima frequência desejada a ser amplificada, inconveniente para o projeto do amplificador.

Já a modulação Delta-H não apresentou os mesmos resultados que a modulação PWM. O possível problema foi fazer a aproximação da carga para um resistor e provavelmente esta não seja uma boa abordagem para o caso deste trabalho, que apresenta uma carga com característica capacitiva.

Por fim, apresentaram-se os resultados experimentais a partir de um protótipo que foi implementado utilizando a modulação PWM a dois níveis. Conclui-se que os resultados obtidos experimentalmente estiveram dentro de esperado. Notou-se que a ondulação da tensão sobre o piezoelétrico aumentou se comparada com os resultados de simulação,

porém na simulação um capacitor foi utilizado como o modelo elétrico de um piezoelétrico e na prática, o próprio piezoelétrico.

Portanto, pelos resultados experimentais apresentados no decorrer deste trabalho, pode-se utilizar um amplificador classe D para alimentar um atuador piezoelétrico, com aplicação do mesmo no cancelamento de vibração.

O principal desafio deste trabalho foi encontrar uma solução para um amplificador com uma carga com característica capacitiva e se obter na saída do amplificador elevados níveis de tensão. Em geral as cargas apresentam características indutivas ou resistivas. Como visto, foi utilizado o inversor ponte completa com a modulação PWM a dois níveis. Porém, este trabalho abre as portas para futuro estudos nesta área, que é promissora.

O amplificador apresentado pode ser melhorado, passando a utilizar a modulação PWM de três níveis, com sensível melhora na ondulação e na distorção da tensão sobre o piezoelétrico. Permite também, aumentar a frequência de ressonância do filtro, diminuindo o atraso que ocorre nas maiores frequências do sinal amplificado.

Outra melhoria seria substituir toda a implementação realizada no amplificador através de componentes eletrônicos analógicos por um microcontrolador ou até mesmo um DSP (“Digital Signal Processor”) e tornar parte do sistema digital e poder realizar uma série de variações, que por ventura possa contribuir para o cancelamento da vibração. Com isso pode-se reduzir o tamanho do amplificador, já que o mesmo teria que ser colocado junto aos compressores dos condicionadores de ar.

Referências Bibliográficas

- [1] Martin, R. J.; Harris, G. M.; William J. B. J.; Frank M. A., “Vibration Cancellation Effectiveness using a second order piezoelectric actuator model”. Proceedings of the 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems, v.1, August 1990, p. 88 – 91.
- [2] Moheimani, S. O. R., “Survey of Recent Innovations in Vibration Damping and Control Using Shunted Piezoelectric Transducers”. IEEE Transactions on Control System Technology, v.11, n.4, July 2003, p. 482-494.
- [3] Fuller, C. R.; Von Flotow, A. H., “Active Control of Sound and Vibration”. IEEE Control Systems Magazine, v.15, December 1995, p. 9-16.
- [4] Devasia, S.; Meressi, T.; Paden, B.; Bayo, E., “Piezo-Electric Actuator Design for Vibration Suppression: Placement and Sizing”. Proceedings of 31st Conference on Decision and Control Tucson, Arizona, December 1992, p. 1367-1362.
- [5] Gautschi, G. “Piezoelectric Sensorics”. 1^a. ed, Berlin: Ed. Springer, 2002.
- [6] “Standard Definitions and Methods of Measurement for Piezoelectric Vibrators”. IEEE Standard, n.177, May 1996, p. 5-19.
- [7] Sadriyeh, S. M. R.; Zolghadri, M. R.; Mahdavi, J., “Application of a Current Source Inverter for a Linear Piezoelectric Step Motor Drive”. IEEE PEDS, Indonesia, 2001, p. 892-897.
- [8] Filipeczynski L., “Transients and Equivalent Electrical Circuit of Piezoelectric Transducer”, Acoustica, v.10, p. 149-156.
- [9] Grotstollen, H., “Power Converters and Control Schemes for Resonant Operated Piezoelectric Actuator”. VII COBEP, Fortaleza, Setembro 2003, p. 25-32.
- [10] Spangler, R., Application Note: “Piezo Sensor Technical Note”. Rev. 2. Midé Technology Corporation, 2004.
- [11] QN2: “A Technical Note for Users of The QuickPack Transducers”. Midé Technology Corporation, 1997.
- [12] Spangler, R.; Pretorius, J.; Hugo, M., Technical Application: “A Comparison of Packaged Piezoactuators for Industrial Applications”. MedFort, MA: Midé Technology Corporation.

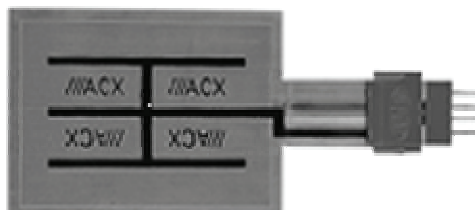
- [13] <http://www.mide.com/quickpack/qp20w.html>
- [14] Kascak, A. F., “Piezoelectric Pushers Suppress Vibration,” article appearing in NASA Tech Briefs, August 1990, p. 59.
- [15] Heerdt, F. W., “Amplificadores Chaveados para Aplicação em Áudio”. Florianópolis, 1997. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [16] Bortoni, F., “Análise, Dimensionamento e Avaliações de Estágios de Potência de Amplificadores de Áudio Classe A, B, AB, G, H”. Florianópolis, 1999. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [17] Ettingen, and Cooper, Proc. IEE, v. 106-B-18, 3092e, April 1960.
- [18] Putzeys, B., “Digital Áudio’s Final Frontier”. IEEE Spectrum, March 2003, p.34-41.
- [19] Barbi, I.; Martins, D. C., “Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência”. Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, INEP, UFSC. Florianópolis, 2001.
- [20] Barbi, I.; Souza, F. P., “Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave”. 1ª. ed. Florianópolis, SC. Ed. dos Autores, 1999.
- [21] Lathi, B. P., “Sistemas de Comunicações”. 1ª. Ed. Rio de Janeiro, RJ: Ed. Guanabara Dois S. A., 1979.
- [22] Carpes Junior, W. P., “Princípios de Sistemas de Comunicações”. Apostila do Curso de Sistemas de Comunicações, UFSC.
- [23] Ziogas, P. D., “The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters”. IEEE Trans. Ind. Application, v.IA-17, n.2, Mar/Apr 1982, p. 199-204.
- [24] Divan, D. M.; Kheraluwala, M., “Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters”. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 5, April 1990, p. 220 – 228.
- [25] Pastorello Filho, W. M.; Perin, A. J., “Modulador Delta-H”. SEP - Seminário de Eletrônica de Potência, INEP. Florianópolis, 1998, p. 110-115.
- [26] Esslinger, R.; Gruhler, G.; Stewart, R.W., “Digital Power Amplification based on Pulse-Width Modulation and Sigma-Delta Loops. A comparison of current solutions”. Institute of Applied Research (IAF), Heilbronn, Germany, 1998.
- [27] Perin, A. J., “Modulação PWM”. Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, INEP, UFSC. Florianópolis, 2000.

- [28] Barbi, I., “Projetos de Fontes Chaveadas”. 1ª. ed. Florianópolis, SC: Ed. do Autor, 2001.
- [29] Erickson R. W., “Fundamentals of Power Electronics”. 1ª ed. New York: Ed. Chapman and Hall, 1997.
- [30] Ogata, K., “Engenharia de Controle Moderno”. 3ª ed., Rio de Janeiro, RJ: Ed. LTC, 2000.
- [31] Virguetti, S. B., “Estudo de um Inversor com Comutação Não-Dissipativa e Tensão de Saída Senoidal para Cargas Não-Lineares”. Florianópolis, 1992. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [32] Park, S., “Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters”. Motorola Digital Sign Processor, Rev.1, April 1998.
- [33] Barbi, I.; Martins, D. C., “Conversores CC-CC Básicos Não Isolados”. 1ª. ed. Florianópolis, SC: Ed. dos Autores, 2000.
- [34] 1N4007: Data Sheet. Rev. C₁: Fairchild Semiconductor Corporation, 2003.
- [35] IRF740: Data Sheet: International Rectifiers, 2002.
- [36] TPL250: Data Sheet: Toshiba, 1998.
- [37] SN7414: Data Sheet: Texas Instruments, 1983.
- [38] SN7438: Data Sheet: Texas Instruments, 1988.
- [39] UC3525: Data Sheet: Unitrode
- [40] De Moraes, P. M. S. D., “Controle Eletrônico da Corrente da Bobina de Contactores Eletromagnéticos”. Florianópolis, 2004. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [41] KA5M0380R: Data Sheet, Séries Fairchild Power Switch (FPS). Rev. 1.0.6. South Portland, ME: Fairchild Semiconductor Corporation, 2003.
- [42] Application Note AN4137: “Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)”. Rev. 1.2.0. South Portland, ME: Fairchild Semiconductor Corporation, 2003.

[43] Application Note AN4105: “Design Considerations for Switched Mode Power Supplies Using A Fairchild Power Switch (FPS) in a Flyback Converter”. Rev. 1.0.2. South Portland, ME: Fairchild Semiconductor Corporation, 2003.

ANEXO I Catálogo do Atuador Piezoelétrico QP20W (Midé):

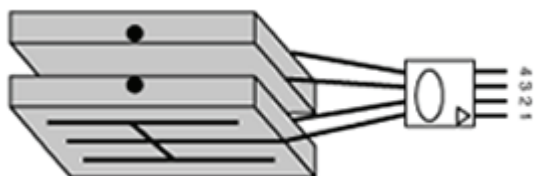
QP20W



Specifications

Application type:	strain actuator or bimorph actuator
Device size (in):	2.00 x 1.50 x 0.03
Device weight (oz):	0.28
Active elements:	1 stack of 2 piezos
Piezo wafer size (in):	1.81 x 1.31 x 0.01
Device capacitance:	(μ F): 0.20
Full scale voltage range (V):	\pm 200

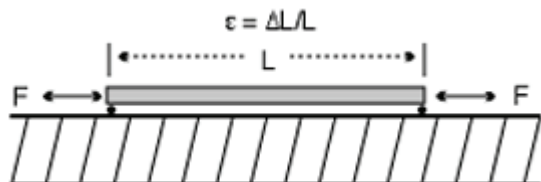
Functional Diagram

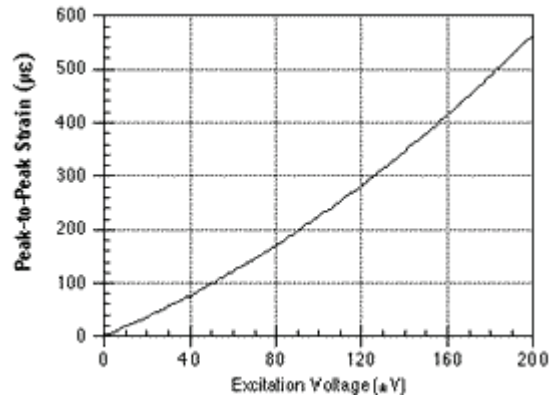
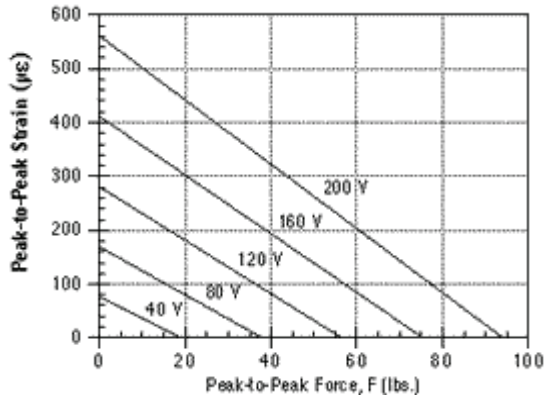


Device poled with positive voltage applied to pins 2 and 3.

Bonded Configuration

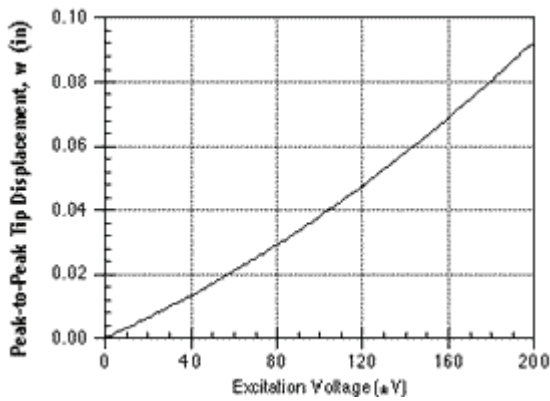
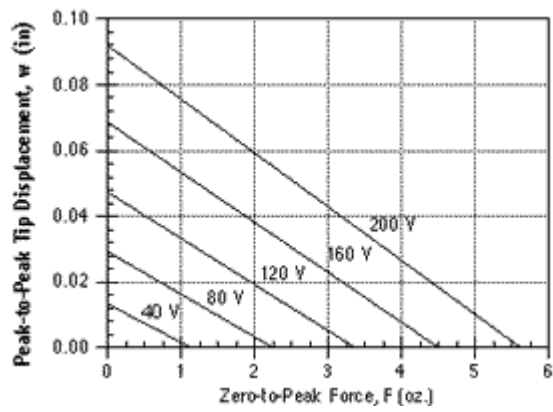
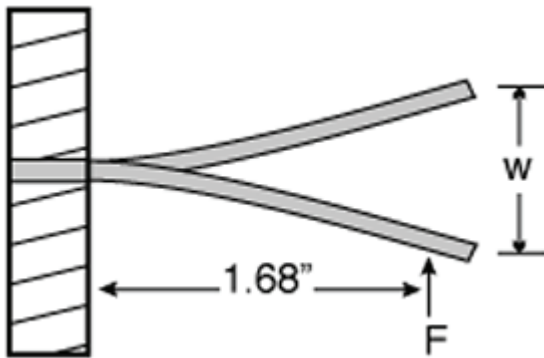
Full scale strain, extension ($\mu \epsilon$): \pm 280





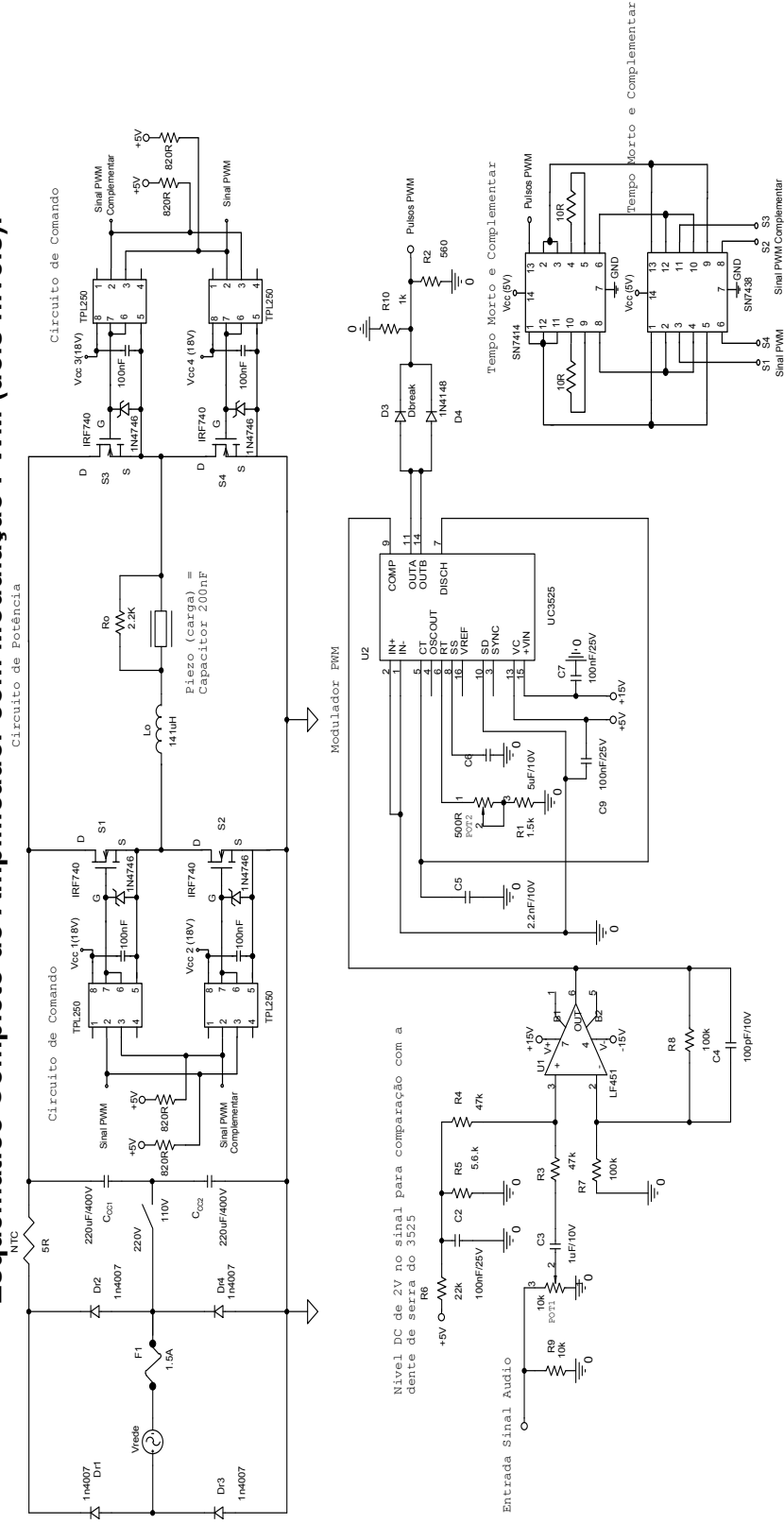
Cantilever Configuration

Full scale tip displacement (in) ± 0.046



ANEXO II

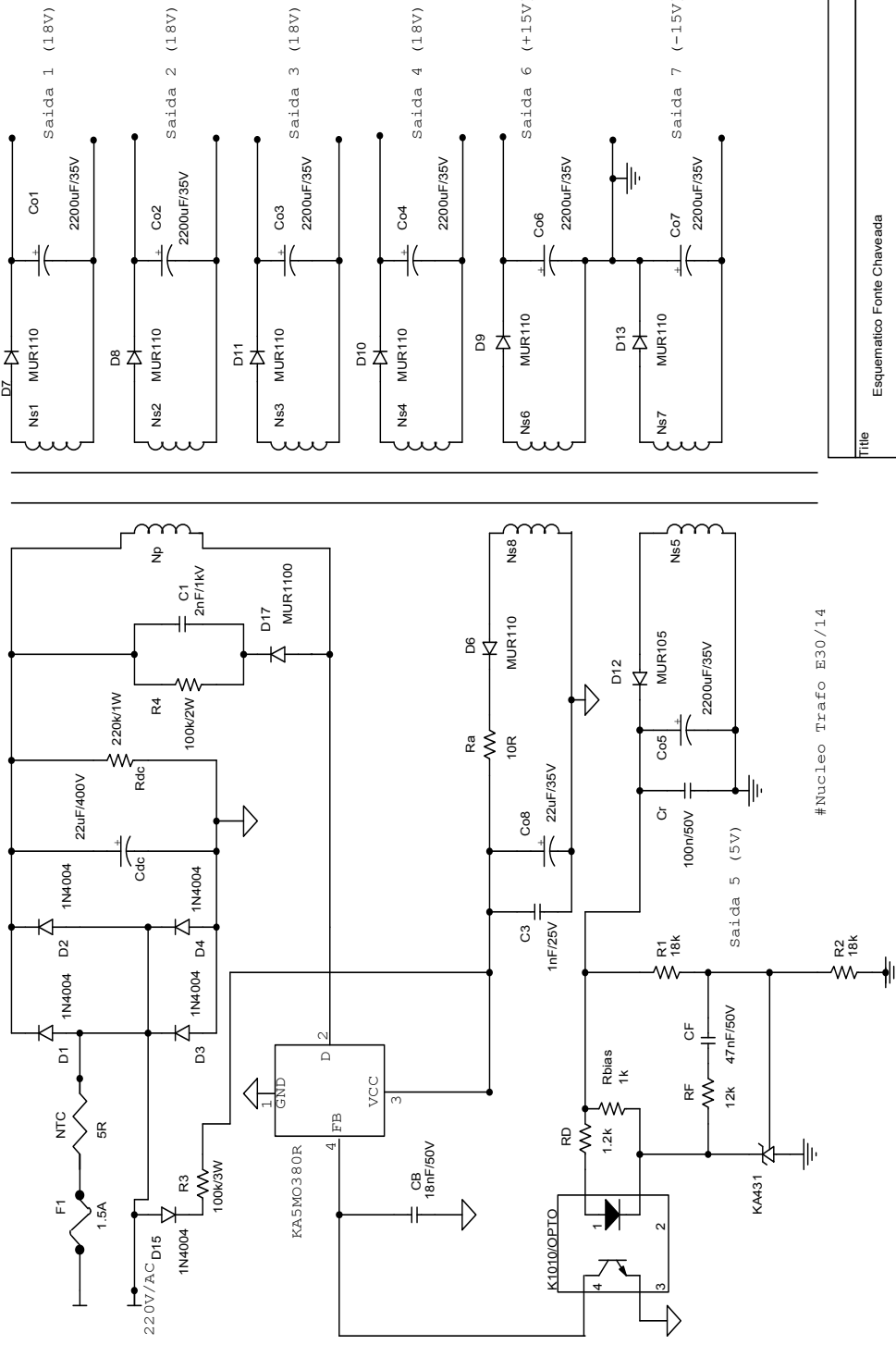
Esquemático Completo do Amplificador com Modulação PWM (dois níveis):



Title	Esquemático Amplificador PWM dois Níveis
Size	Document Number
B	Jobel Moia - INEP-11/2004
Date	Friday, November 05, 2004
	Sheet 1 of 1

ANEXO III

Esquemático Completo da Fonte Auxiliar:



#Nucleo Trafo E30/14

Title		Esquemático Fonte Chaveada	
Size	A	Document Number	Joabel MORA
Date:	Thursday, November 04, 2004	Sheet	1 of 1
Rev			