



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

MARCELO RODRIGUES

**TOPOLOGIA INVERSORA BASEADA NO CONVERSOR
PUSH-PULL COM MODULAÇÃO SPWM**

Londrina
2008

MARCELO RODRIGUES

**TOPOLOGIA INVERSORA BASEADA NO CONVERTOR
PUSH-PULL COM MODULAÇÃO SPWM**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Estadual de Londrina, como requisito parcial à obtenção ao título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Carlos H. G. Treviso.

Londrina
2008

Catálogo na publicação elaborada pela Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central da Universidade Estadual de Londrina.

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

R696t Rodrigues, Marcelo.
Topologia inversora baseada no conversor push-pull com modulação SPWM / Marcelo Rodrigues. – Londrina, 2008.
112 f. : il.

Orientador: Carlos Henrique Gonçalves Treviso.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2008.
Inclui bibliografia.

1. Amplificador de áudio – Teses. 2. Conversor push-pull – Modulação PWM – Engenharia elétrica – Teses. I. Treviso, Carlos Henrique Gonçalves. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.314

MARCELO RODRIGUES

**TOPOLOGIA INVERSORA BASEADA NO CONVERTOR *PUSH-PULL*
COM MODULAÇÃO SPWM**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Estadual de Londrina, como requisito parcial à obtenção ao título de Mestre em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Carlos H. G. Treviso
Universidade Estadual de Londrina – UEL

Prof. Dr. Azis Elias Demian Junior
Universidade Estadual de Londrina – UEL

Prof. Dr. Sérgio A. Oliveira da Silva
Universidade Tecnológica Federal do Paraná –
UTFPR

Londrina, 11 de dezembro de 2008.

Aos meus pais, que moram no meu
coração.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Carlos H. G. Treviso, que sabiamente me orientou durante todo este trabalho, conciliando arduamente seu tempo de orientação, preparação de aulas, correção de provas, atendimento aos alunos e nos últimos tempos a chefia do departamento.

A todos os professores do curso de Engenharia de Elétrica desta instituição, pois eles foram os meios para hoje eu estar aqui, em especial ao Prof. Dr. Marcelo Carvalho Tosin e ao Prof. Dr. Taufik Abrão por terem confiado em mim, dando a chance de ingressar no programa de mestrado.

Aos meus pais Luiz Carlos e Heleninha, por tanto acreditarem em mim e estarem ao meu lado em todos os momentos em que precisei, mesmo que distantes fisicamente, mesmo nos momentos de crise.

À minha namorada Fernanda, por todos os bons momentos juntos, me ajudando a enfrentar mais esta etapa da vida, dando força e votos de sucesso. Acalmando-me quando nervoso, me corrigindo quando necessário.

Aos professores componentes da Banca de Avaliação pela paciência e tempo dedicados ao meu trabalho.

À toda minha família.

Ao “Seu Marcílio” e “Dona Naddir”, pais da minha namorada. Pessoas especiais com as quais venho convivendo por dois anos e que têm mostrado minha segunda família.

À Universidade Estadual de Londrina pelo serviço prestado à pesquisa.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica por ofertar a possibilidade para Engenheiros se aperfeiçoarem em uma pós-graduação *Stricto Sensu*.

Enfim, a todos que direta ou indiretamente fizeram deste trabalho uma realidade, OBRIGADO!

“Algo só é impossível até que alguém duvide e acabe provando o contrário.”
Albert Einstein

RODRIGUES, Marcelo. **Proposta de Topologia Inversora Baseada no Conversor *pushpull* com Modulação SPWM**. 2008. 114 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2008.

RESUMO

Este trabalho apresenta um conteúdo de caráter teórico/prático, ao dispor informações organizadas e classificadas sobre amplificadores de áudio, simulações e experimento prático, registrada pela apresentação e discussão das formas de onda. É feita uma análise completa do funcionamento da topologia proposta. É mostrado todo o desenvolvimento do protótipo da topologia inversora, compreendido pelo procedimentos de projeto, simulação de funcionamento e obtenção de resultados experimentais.

Palavras-chaves: Amplificador de áudio. Classe D. Inversor. Push-pull. PWM.

RODRIGUES, Marcelo. **Inverter Topology Based on Push-pull Converter with SPMW Modulation**. 2008. 114 p. Dissertation (Master's Degree in Electrical Engineering) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2008.

ABSTRACT

This work shows a theoretical and practical development that brings organized and classified information about audio amplifiers, simulation and practical experiment, which is registered by the output wave form discussion. A complete analysis operation of the proposed topology is done. It shows a complete inverter prototype developing that comprehends the project procedures, simulation and experimental results.

Keywords: Audio amplifier. Class D. Inverter. Push-pull. PWM.

Lista de Ilustrações

Figura 1: Amplificador Classe A	17
Figura 2: Amplificador Classe B	18
Figura 3: Rendimento do Amplificador Classe B	18
Figura 4: Distorção de Crossover.....	19
Figura 5: Amplificador Classe AB.....	20
Figura 6: Rendimento do Amplificador Classe AB	20
Figura 7: Princípio de Operação do Amplificador Classe D.....	21
Figura 8: Rendimento do Amplificador Classe D.....	22
Figura 9: Diagrama de Blocos de uma Amplificador Classe D.....	22
Figura 10: Amplificador Classe D – Meia Ponte	23
Figura 11: Amplificador Classe D – Ponte Completa.....	24
Figura 12: Resposta em Freqüência da Magnitude (dB).....	26
Figura 13: Resposta em Freqüência da Fase	27
Figura 14: Conversor <i>push-pul</i>	33
Figura 15: Etapa 1 de funcionamento do conversor <i>push-pull</i>	34
Figura 16: Etapa 2 de funcionamento do conversor <i>push-pull</i>	34
Figura 17: Etapa 3 de funcionamento do conversor <i>push-pull</i>	35
Figura 18: Principais Formas de Onda do Conversor <i>push-pull</i>	36
Figura 19: Excursão no primeiro e terceiro quadrante da Curva B-H	37
Figura 20: Ondas utilizadas na geração SPWM.....	43
Figura 21: Geração do Sinal SPWM.....	44
Figura 22: Filtro LC passa baixo.....	45
Figura 23: Diagrama de Bode do filtro LC (magnitude) para carga resistiva.....	46
Figura 24: Diagrama de Bode de filtro LC (fase) para carga resistiva	47
Figura 25: Topologia proposta	52
Figura 26: Passo 1	53
Figura 27: Passo 2	54
Figura 28: Passo 3	55
Figura 29: Passo 4	55
Figura 30: Passo 5	56
Figura 31: Passo 6	57

Figura 32: Passo 7	57
Figura 33: Passo 8	58
Figura 34: Formas de onda de chaveamento.....	59
Figura 35: Circuito excitador de Gate.....	63
Figura 36: Circuito de Driver implementado	65
Figura 37: O TC4538	66
Figura 38: Fontes Auxiliares para Alimentação dos Drivers.....	67
Figura 39: Circuito Snubber.....	67
Figura 40: Snubber do primário	69
Figura 41: Diagrama de blocos do Circuito de Controle	80
Figura 42: Circuito gerador de referência em 6V	81
Figura 43: Formas de Ondas dos Pulsos de Chaveamento	81
Figura 44: Circuito Gerador Triangular	82
Figura 45: Circuito Gerador Senoidal.....	82
Figura 46: Circuito Retificador de Precisão.....	83
Figura 47: Circuito comparador PWM	83
Figura 48: Circuito Detector e Separador de semi-ciclos PWM.....	84
Figura 49: Circuito Separador de Pulsos das Chaves dos Primários	85
Figura 50: Circuito Gerador de Pulsos das Chaves Bidirecionais	86
Figura 51: Formas de onda dos estágios: (a)geração triangular e senóide retificada, (b)pulsos das chaves SW1 e SW2, (c)pulsos das chaves SW2 e SW3, (d)pulsos das chaves SWB1 e SWB2	87
Figura 52: Circuito de Controle Simulado	90
Figura 53: Circuito de Potência Simulado	90
Figura 54: Tensão sobre a carga resistiva	91
Figura 55: Corrente sobre a carga indutiva.....	92
Figura 56: Tensão de saída do inversor com carga resistiva e filtro LC.....	92
Figura 57: Carga não linear (retificador em ponte completa com filtro capacitivo).....	93
Figura 58: Tensão e corrente da carga R.....	93
Figura 59: Tensão sobre a carga R (inversor com filtro LC).....	94
Figura 60: Protótipo do Inversor	95
Figura 61: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 1kHz	96
Figura 62: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 2.5kHz	97
Figura 63: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 5kHz	97

Figura 64: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 7,5kHz	98
Figura 65: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 10kHz	99
Figura 66: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 1kHz	100
Figura 67: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 2,5kHz	100
Figura 68: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 7,5kHz	101
Figura 69: Forma de onda de saída para frequência de entrada de 10kHz	102
Figura 70: Resposta em Frequência do Amplificador.....	103
Figura 71: Eficiência do inversor para tom puro	104

Sumário

1	INTRODUÇÃO	14
2	AMPLIFICADORES DE ÁUDIO DE POTÊNCIA	16
2.1	INTRODUÇÃO	16
2.2	AMPLIFICADOR CLASSE A	16
2.3	AMPLIFICADOR CLASSE B	17
2.4	AMPLIFICADOR CLASSE AB	19
2.5	AMPLIFICADOR CLASSE D	21
2.6	PARÂMETROS TÉCNICOS DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO	24
2.6.1	Potência RMS	25
2.6.2	Resposta em Frequência	25
2.6.2.1	Magnitude ou ganho	25
2.6.2.2	Fase	27
2.6.3	Distorção	28
2.6.3.1	Distorção harmônica total (DHT)	28
2.6.3.2	Distorção por intermodulação	29
2.6.4	Relação Sinal/Ruído ou Signal/Noise (S/N)	29
2.6.5	Sensibilidade	30
2.7	CONCLUSÃO	31
3	TOPOLOGIA PROPOSTA E ANÁLISE TEÓRICA	32
3.1	INTRODUÇÃO	32
3.2	O CONVERSOR PUSH-PULL	32
3.2.1	Etapas de Operação e Formas de Onda	33
3.2.2	O Transformador	37
3.2.3	Os transistores	39
3.3	INVERSORES	42
3.4	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	43
3.4.1	Modulação por Largura de Pulso Senoidal	43
3.5	O FILTRO LC	45
3.5.1	Dimensionamento do Indutor de Filtro (L_f)	48

3.6 TOPOLOGIA DO AMPLIFICADOR PROPOSTO.....	51
3.6.1 Princípio de Funcionamento.....	52
3.6.2 Chaves Bidirecionais.....	59
3.7 CONCLUSÃO.....	60
4 PROCEDIMENTOS DE PROJETO.....	61
4.1 INTRODUÇÃO.....	61
4.2 PROJETO DO INVERSOR DE TENSÃO.....	61
4.2.1 As Chaves.....	63
4.2.2 Circuito de Driver.....	64
4.2.3 Circuito Snubber.....	67
4.2.3.1 Snubber das chaves dos primários.....	68
4.2.3.2 Snubber das chaves dos secundários.....	69
4.2.4 O Transformador.....	70
4.2.4.1 Escolha do núcleo.....	70
4.2.4.2 Enrolamentos de primário.....	71
4.2.4.3 Enrolamentos de secundário.....	72
4.2.5 O Filtro LC.....	72
4.3 PROJETO DO AMPLIFICADOR.....	73
4.3.1 As Chaves.....	74
4.3.2 Snubber das Chaves dos Primários.....	74
4.3.2.1 Snubber das chaves dos secundários.....	74
4.3.2.2 Snubber das chaves dos secundários.....	75
4.3.3 O Transformador.....	75
4.3.3.1 Escolha do núcleo.....	75
4.3.3.2 Enrolamentos de primário.....	76
4.3.3.3 Enrolamentos de secundário.....	76
4.3.4 O Filtro LC.....	77
4.4 O CIRCUITO DE CONTROLE.....	80
4.4.1 Introdução.....	80
4.4.2 Circuito Gerador da Onda Triangular.....	81
4.4.3 Circuito Gerador da Onda Senoidal.....	82
4.4.4 Circuito Retificador de Onda Completa de Precisão.....	83
4.4.5 Circuito Comparador e Circuitos Separadores de Pulsos.....	83

4.5 CONCLUSÃO	88
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	89
5.1 INTRODUÇÃO	89
5.2 SIMULAÇÃO DO INVERSOR DE TENSÃO	89
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO INVERSOR	94
5.4 SIMULAÇÃO DO AMPLIFICADOR DE ÁUDIO	95
5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO AMPLIFICADOR	99
5.6 CONCLUSÃO	105
PUBLICAÇÕES	106
REFERÊNCIAS	107
BIBLIOGRAFIA	109
ANEXOS	110
ANEXO A – Catálogo de fios de cobre	111
ANEXO B	112
ANEXO C - Dados de núcleo de Ferrite	113

1 INTRODUÇÃO

A necessidade de amplificadores de áudio cuja eficiência seja elevada sem haver, no entanto, consideráveis perdas de qualidade sonora, tem feito, juntamente com o crescente avanço tecnológico, com que novas propostas de amplificadores sejam estudadas.

Historicamente, os amplificadores de áudio são configurados como Classe A, B ou AB (topologias lineares) e seus projetos são bastante difundidos e conhecidos, assim como a baixa eficiência destes quando comparada ao da Classe D.

As teorias para a construção de amplificadores classe D já eram bastante difundidas na década de 50, porém era limitada pelos dispositivos semicondutores disponíveis [1]. No final da década de 60, com o desenvolvimento de transistores de potência bipolares complementares é que foi possível tornar realidade a construção destes amplificadores. Com o advento dos transistores de efeito de campo de potência complementares (MOSFETs), os amplificadores classe D ganharam mais eficiência, e conseqüentemente, seu estudo passou a ser profundamente explorado.

A eficiência de amplificadores classe B, teoricamente, é de aproximadamente 78%. No entanto, quando a carga é um alto-falante real esta eficiência cai para cerca de 55% ou menos. Já a eficiência de amplificadores classe D pode chegar à 90% e se os componentes forem cuidadosamente selecionados e projetados a eficiência pode aproximar-se de 95% [2].

O principal compromisso, entre outros, no projeto de um amplificador de potência está relacionado à dissipação de calor, que desencadeia outros fatores, tais como: dimensões do amplificador, peso e volume do dissipador, ventilação forçada, etc.

Um amplificador de potência pode torna-se excessivamente grande e pesado para altas potências devido ao tamanho de seu transformador. Assim o desenvolvimento de um amplificador comutado (classe D), apresenta-se como uma solução efetiva. Além de possuírem características intrínsecas de baixas perdas por dissipação de calor, estes contribuem para menores consumos de energia.

Os amplificadores classe D são mais complexos e à princípio mais caros do que os amplificadores lineares, pois utilizam-se de mais elementos para seu funcionamento tais como: oscilador, modulador, circuitos de controle e filtro de saída. No entanto seu custo

passa a ser menor para potências superiores à 100W e seu dissipador é cerca de 1/10 e seu peso cerca de 1/4 se comparado com um amplificador classe B [1].

O amplificador classe D mostra-se uma solução interessante em aparelhos auditivos que são alimentados, em sua maioria, por baterias de 1,1V e em que o consumo de corrente deve ser baixo, aumentando assim a vida útil da bateria. [12].

Os amplificadores classe D também têm sido estudados para aplicações em sistemas de som automotivos, home theater, etc, como amplificadores de woofers e subwoofer, uma vez que 45% de toda a potência de saída de um amplificador de áudio é devida aos subwoofers, outros 45% aos woofers e os 10% restantes aos tweeters. Normalmente os tweeters são ligados a amplificadores classe AB devido a baixa potência, pequena distorção, boa eficiência, tamanho reduzido e baixo custo [11].

Este trabalho consiste em um amplo projeto em eletrônica de potência, visando a implementação de um amplificador de áudio de potência classe D baseado na associação de dois conversores *push-pull*.

O Capítulo 2 trata de amplificadores de áudio, trazendo as suas principais classes e seus principais parâmetros técnicos.

O Capítulo 3 trata da topologia proposta, bem como as análises teóricas pertinentes, apresentando para isso uma breve revisão bibliográfica sobre o conversor *push-pull*, inversores, técnicas de modulação e filtro de saída.

O Capítulo 4 trata os procedimentos de projeto, trazendo todos os cálculos executados para permitir a simulação e implementação do projeto proposto.

O Capítulo 5 trata das simulações e dos resultados experimentais observados em laboratório do projeto implementado, conforme especificado no Capítulo 4.

O Capítulo 6 apresenta as considerações e conclusões finais.

2 AMPLIFICADORES DE ÁUDIO DE POTÊNCIA

2.1 INTRODUÇÃO

Amplificadores de áudio de potência possuem como função, a partir de pequenos sinais, fornecerem grandes sinais a cargas de baixa impedância com altas correntes desenvolvendo grande potência [7].

O modo como os transistores do estágio de saída operam, a fim de obter maior linearidade (menor distorção) e/ou rendimento, determina a classe de operação do amplificador [8]. A seguir serão apresentadas as classes de amplificadores mais utilizadas com sinais de áudio. Os principais parâmetros técnicos de amplificadores de áudio também serão apresentados.

2.2 AMPLIFICADOR CLASSE A

Esta classe de amplificadores é a que possui menor complexidade, maior linearidade, menores distorções harmônicas para sinais de entrada de pequenas amplitudes, porém para sinais com altas amplitudes as distorções tendem a ser mais elevadas. A Figura 1 ilustra a configuração básica do amplificador classe A.

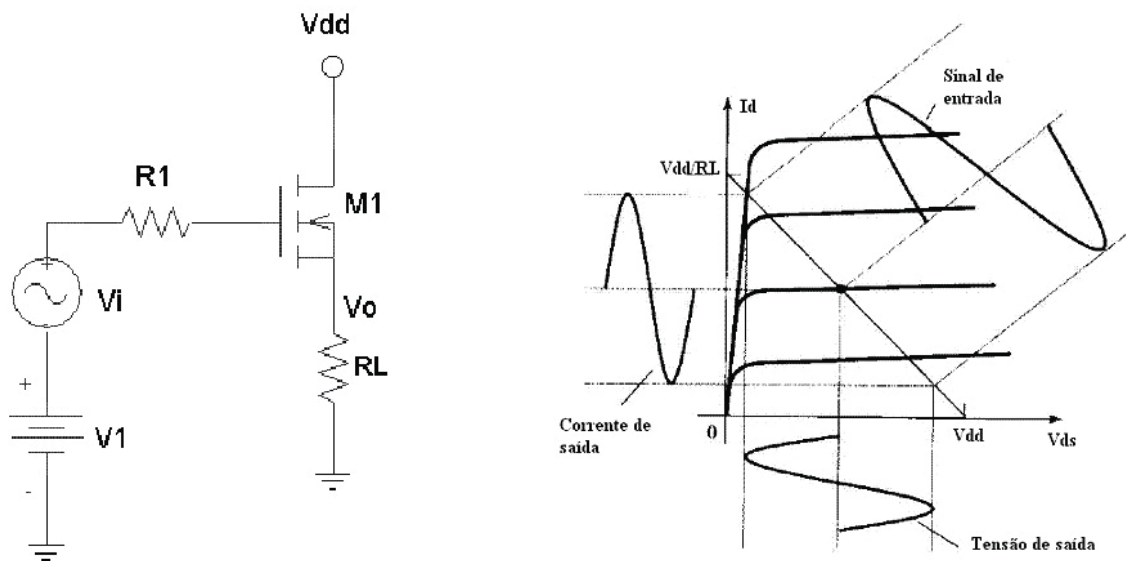


Figura 1 – Amplificador Classe A

O sinal de entrada V_i precisa ser superior à tensão de *Threshold* (limiar de condução) para que o transistor (MOSFET) entre em condução e amplifique o sinal linearmente. Desta forma há sempre uma corrente circulando pela carga. Uma grande desvantagem desta classe é seu baixo rendimento, que na teoria é no máximo 25% [2]. Na prática, o rendimento desta classe está usualmente na faixa de 10% a 20%, sendo raramente usada em aplicações de elevadas potências, acima de 1W [8].

2.3 AMPLIFICADOR CLASSE B

Esta classe é caracterizada por não haver condução de corrente de polarização nos transistores no estágio de saída, aumentando seu rendimento, teoricamente, até 78,5% para uma carga resistiva [8]. Com uma carga RL (alto-falante real) este rendimento chega no máximo à 55% [2], pois este tipo de carga possui fator de potência menor do que um, solicitando energia reativa do amplificador. A Figura 2 ilustra a configuração básica do amplificador classe B.

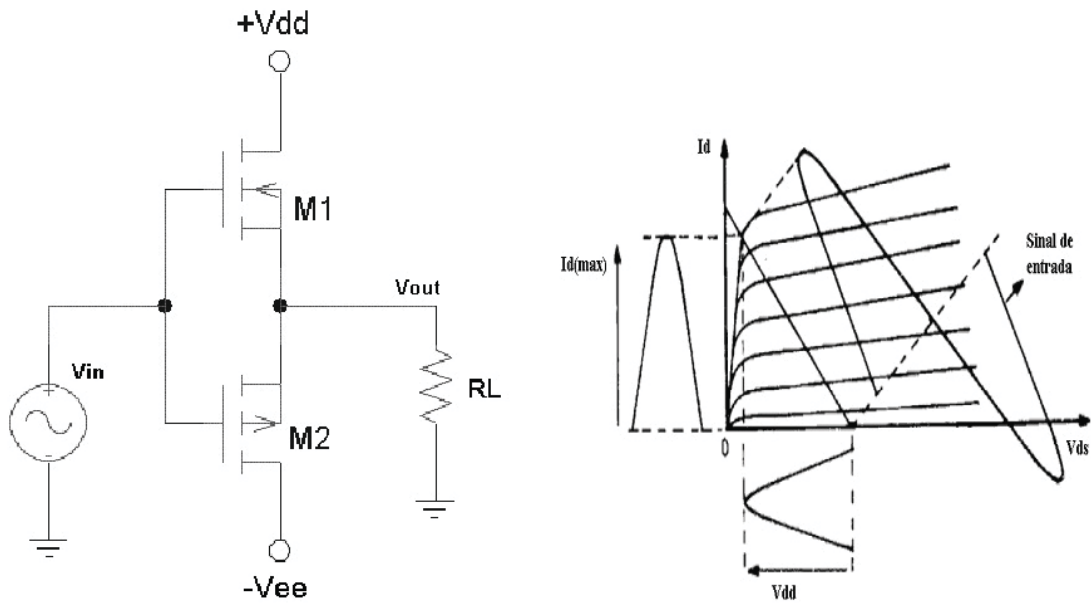


Figura 2 – Amplificador Classe B

A Figura 3 mostra a curva de rendimento em função da potência normalizada para uma carga resistiva e sinal senoidal [7].

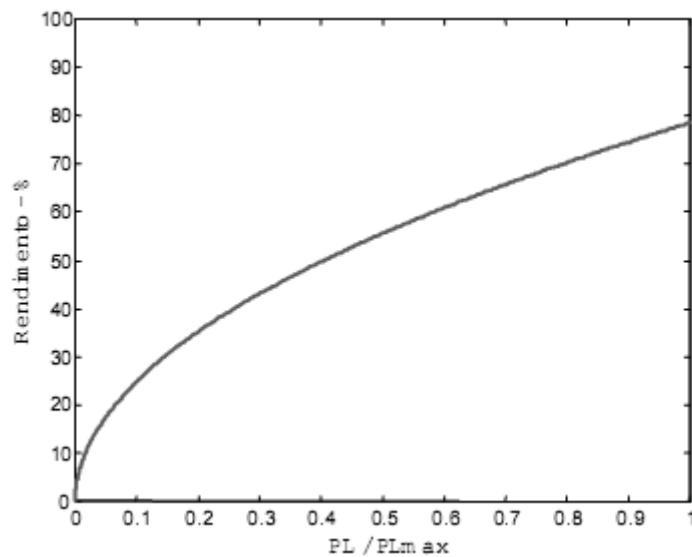


Figura 3 – Rendimento do Amplificador Classe B

Como pode ser observado na Figura 2, há a necessidade que dois transistores sejam utilizados no estágio de saída do amplificador na configuração *push-pull*. Cada transistor conduz um semiciclo do sinal de saída apenas quando são excitados pelo sinal de entrada. Durante a transição da condução dos transistores há uma interrupção do sinal de

saída, já que o sinal de entrada é, neste momento, inferior à tensão *Threshold* dos transistores MOSFET. Esta interrupção causa uma distorção, chamada de distorção de cruzamento ou distorção de *crossover*, conforme mostrado na Figura 4.

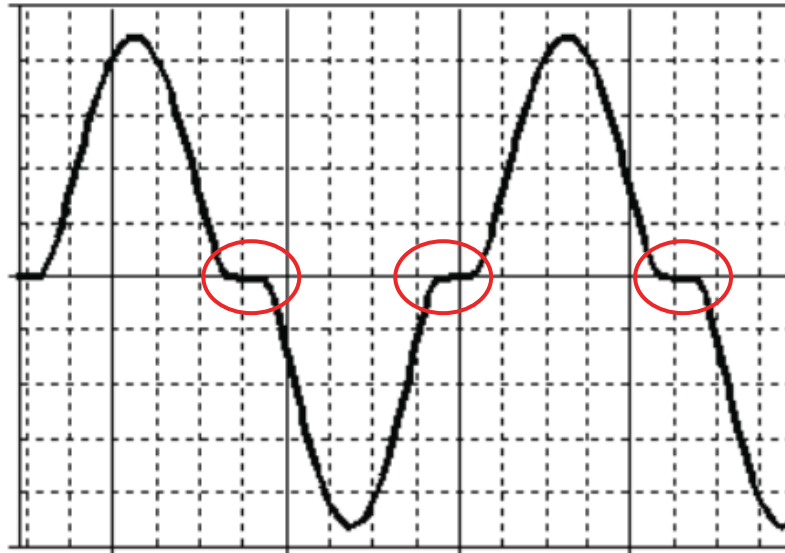


Figura 4 – Distorção de Crossover (assinalada pelo círculo)

2.4 AMPLIFICADOR CLASSE AB

A Classe AB mistura características da Classe A e Classe B. Uma pequena polarização é implementada na entrada do amplificador, para minimizar ou eliminar o efeito de *crossover* [8]. Sendo a corrente de polarização bem pequena, o rendimento desta classe se aproxima ao rendimento dos amplificadores classe B. A Figura 5 ilustra a configuração básica do amplificador classe AB.

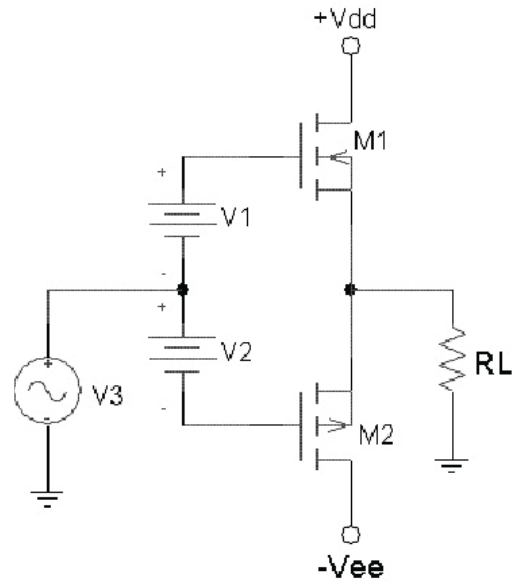


Figura 5 – Amplificador Classe AB

A Figura 6 mostra a curva de rendimento em função da potência normalizada para uma carga resistiva e sinal senoidal [7].

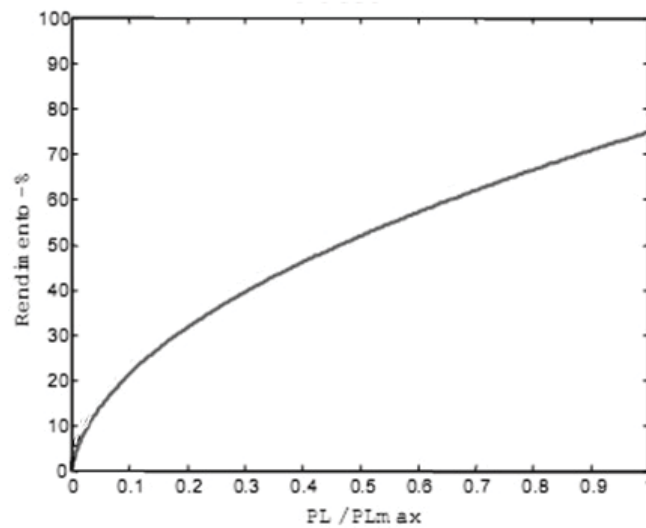


Figura 6 – Rendimento do Amplificador Classe AB.

2.5 AMPLIFICADOR CLASSE D

Amplificadores Classe D também são conhecidos como “amplificadores chaveados”, uma vez que os transistores não são utilizados na região linear (ativa), e sim como chaves (corte e saturação). É possível obter alto rendimento na amplificação de áudio com esta classe, pois aproveita-se a velocidade de comutação dos transistores. O rendimento desta classe pode ser superior a 90%, mesmo com cargas não-lineares (alto falante real), pois o fator de potência destas não altera a característica do estado ligado das chaves, que normalmente são do tipo MOSFET [2]. Com a técnica de amplificação da Classe D é possível entregar centenas de watts à carga utilizando pequenos e baratos dissipadores de calor para as chaves. A Figura 7 ilustra o princípio de operação do amplificador Classe D.

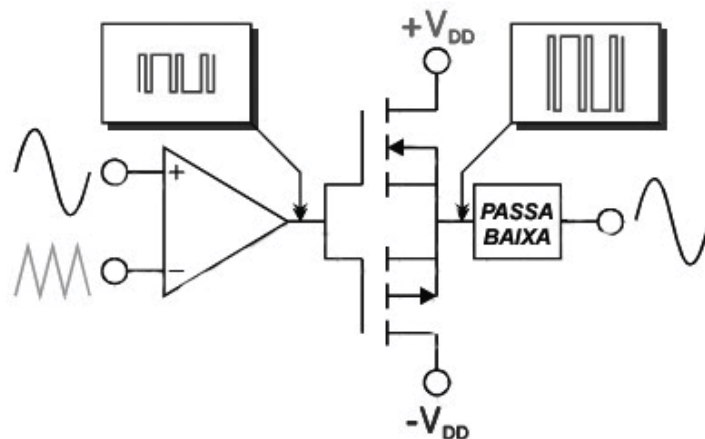


Figura 7 – Princípio de Operação do Amplificador Classe D

A Figura 8 mostra a curva de rendimento típico em função da potência normalizada para uma carga resistiva e sinal senoidal.

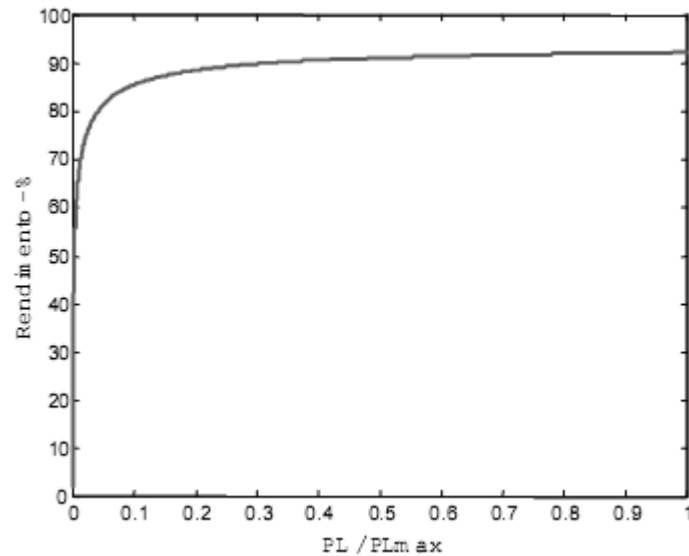


Figura 8 – Rendimento do Amplificador Classe D

A amplificação é feita através da comutação dos transistores; o sinal de entrada (áudio) é comparado à uma portadora (onda triangular) com frequência muitas vezes superior à do áudio, que teoricamente é 20kHz. Este é o princípio da modulação PWM.

A Figura 9 mostra, simplificada, o diagrama de blocos de um amplificador Classe D.

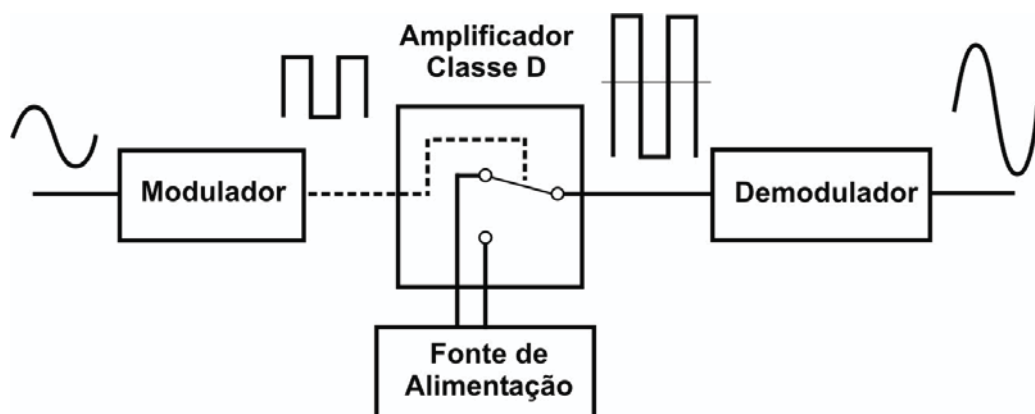


Figura 9 – Diagrama de Blocos de um Amplificador Classe D.

Na Figura 9 é mostrado, além do amplificador, um Modulador e Demodulador. Estes dois últimos são os responsáveis por fazer a interface do sinal analógico e discreto. O modulador codifica o sinal analógico, a ser amplificado, em um sinal de controle

a ser chaveado. O demodulador faz o processo contrário, ou seja, reverte o sinal codificado (discreto) em analógico já amplificado.

A topologia de amplificadores chaveados apresenta a desvantagem de possuir maior distorção em relação às Classes A e B, porém com elevada eficiência.

Basicamente há duas topologias usuais de amplificadores classe D: *half-bridge* -meia ponte e *full-bridge* - ponte completa. Estes apresentam suas vantagens, como por exemplo o meia ponte é mais simples do que o ponte completa, porém se não for corretamente projetado pode ocorrer o fenômeno de “*bus pumping*”, em que a corrente da fonte de alimentação pode levar ao incremento de sua tensão, produzindo situações perigosas à própria fonte, ao amplificador e aos alto-falantes [11]. Para uma mesma potência, a topologia ponte completa possui em seu estágio de saída a metade da tensão fornecida, porém é mais complexa. As figuras 10 e 11 ilustram, conceitualmente, estas topologias.

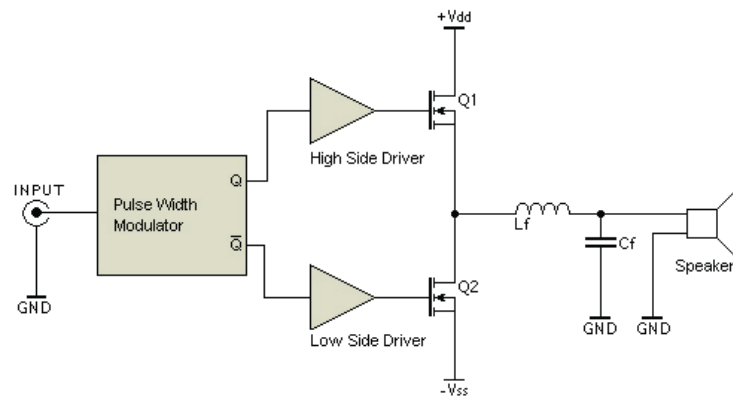


Figura 10 – Amplificador Classe D – Meia Ponte [11]

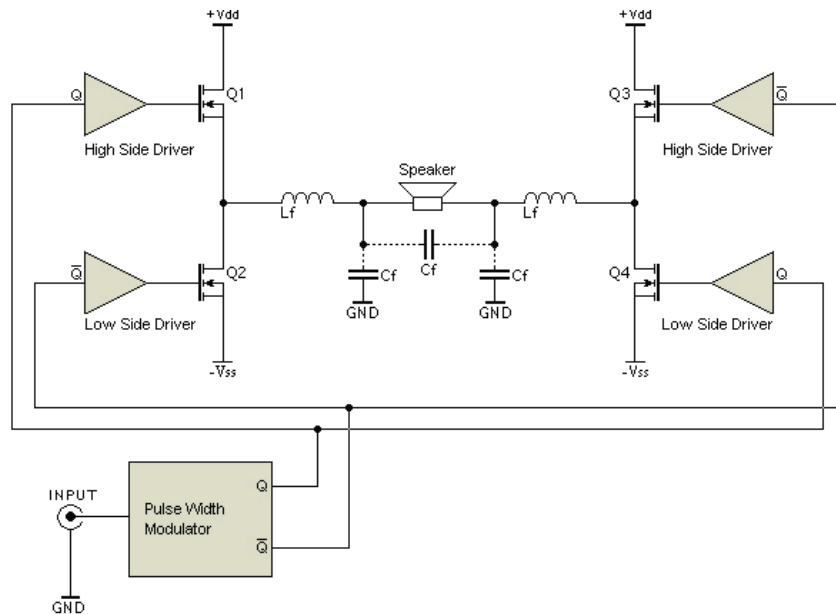


Figura 11 – Amplificador Classe D – Ponte Completa

A técnica de modulação PWM não é a única utilizada nos amplificadores classe D. Há também outras, tais como auto-oscilantes e modulação sigma delta [11], modulação por densidade de pulso [12], etc.

Atualmente, os amplificadores classe D vem sendo estudados para aplicações em aparelhos auditivos, onde o consumo de baterias é um fator importante, pois é necessário que as mesmas tenham considerável vida útil [12].

2.6 PARÂMETROS TÉCNICOS DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO

Os parâmetros técnicos compreendem aqueles que independem de quem está avaliando, sendo portanto objetivos. São dependentes unicamente de equipamentos e parâmetros pré-determinados que expressam numericamente, a potência, a resposta em frequência, distorção, entre outros [7].

2.6.1 Potência RMS

A potência RMS é a potência útil que o amplificador é capaz de fornecer. Normalmente os amplificadores comerciais são especificados para a potência máxima obtida na melhor condição de funcionamento possível. Por definição, a potência RMS é a velocidade com que a energia é dissipada, ou seja, a velocidade com que a energia é convertida em som.

Para uma carga puramente resistiva, a potência de saída do amplificador (P_L) pode ser calculada por:

$$P_L = \frac{V_{OUT}^2}{R_L} \quad (1)$$

sendo:

R_L - resistência de carga (alto-falante) e

V_{OUT} - tensão eficaz de saída do amplificador (sobre a carga).

2.6.2 Resposta em Frequência

Um amplificador de áudio tem sua potência especificada para uma única frequência, porém este deve ter o mesmo comportamento para todo espectro audível, ou seja, 20Hz a 20kHz; reproduzindo assim os graves, médios e agudos com as mesmas características de Magnitude e Fase.

2.6.2.1 Magnitude ou ganho

A magnitude é a relação entre duas grandezas, como por exemplo a tensão do sinal de saída pela do sinal de entrada, então:

$$G_V = \frac{V_I}{V_O} \quad (2)$$

sendo:

G_V - ganho de tensão;

V_I - tensão de entrada e

V_O - tensão de saída.

Com a função de transferência do amplificador ou através da medição ponto-a-ponto da magnitude para cada frequência, é possível plotar numa escala mono-log a *Resposta em Frequência da Magnitude*, conforme é ilustrado na Figura 12. Para isso é necessário fazer a conversão de escala do ganho. Caso esteja trabalhando com ganho de tensão, o mesmo deve ser expresso em dB por:

$$G_{V(dB)} = 20 \log G_V \quad (3)$$

sendo:

$G_{V(dB)}$ - ganho de tensão em dB

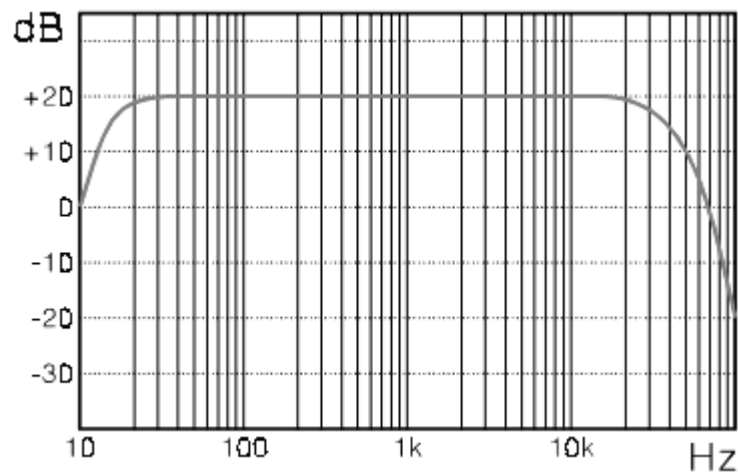


Figura 12 – Resposta em Frequência da Magnitude (dB)

2.6.2.2 Fase

Assim como é possível traçar a resposta em frequência para a magnitude, pode-se fazer com a fase. Para cada frequência contida no espectro do áudio a fase do sinal de saída é relacionada à fase do sinal de entrada. O resultado é plotado em uma escala mono-log, resultando assim a *Resposta em Frequência da Fase*, conforme ilustrado na Figura 13.

Para uma mesma frequência, tem-se:

$$\theta_R = \theta_O - \theta_I \quad (4)$$

sendo:

θ_O - fase de saída;

θ_I - fase de entrada e

θ_R - fase resultante.

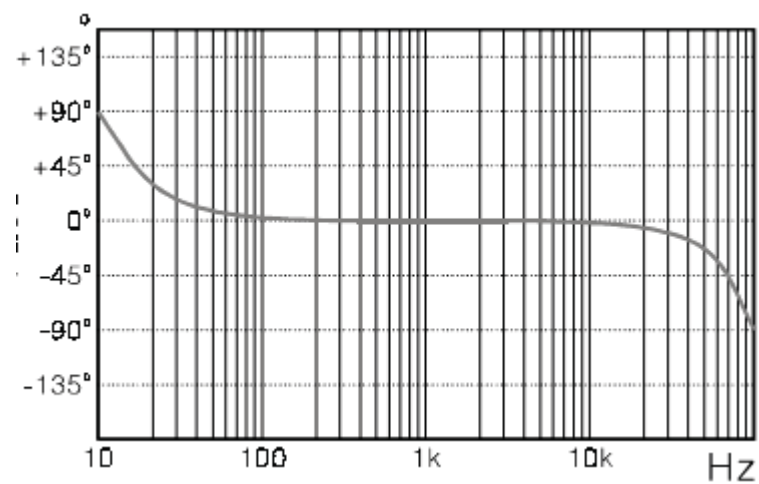


Figura 13 – Resposta em Frequência da Fase

2.6.3 Distorção

Um amplificador de áudio ideal faz somente a amplificação do sinal de entrada, ou seja, dado um sinal de áudio de baixa amplitude, tem-se na saída do amplificador o mesmo sinal de áudio, porém amplificado. Isso não ocorre nos amplificadores reais já que os dispositivos eletrônicos utilizados não são totalmente lineares. O sinal de entrada ao sofrer algum tipo de deformação resulta em uma amplificação com distorção, ou seja, o sinal de saída não possui seu formato exatamente igual ao sinal de entrada. A distorção ocorre por diversos fatores como a saturação, *slew rate* e *crossover*.

As duas principais formas de se avaliar a distorção são pela Distorção Harmônica Total (DHT) e Distorção por Intermodulação (IMD) [7].

2.6.3.1 Distorção harmônica total (DHT)

Um sinal periódico qualquer pode ser representado por um somatório de senóides e cossenóides (tons puros), através de uma Série de Fourier. As parcelas da série são conhecidas como harmônicas, sendo sinais distintos com frequências múltiplas inteiras de uma dada frequência, a fundamental.

Quando um sinal puro (fundamental) sofre distorção, há o surgimento de harmônicas, cujas amplitudes e multiplicidade da frequência da fundamental dependem das qualidades da distorção, assim:

$$DHT = \frac{e_H}{e_F} \quad (5)$$

sendo:

DHT – Distorção Harmônica Total

e_H - valor eficaz total dos harmônicos

e_F - valor eficaz da fundamental.

A DHT é normalmente expressa em % ou dB:

Ou:

$$DHT\% = DHT * 100 \quad (6)$$

ou

$$DHT_{dB} = 20 \log DHT \quad (7)$$

2.6.3.2 Distorção por intermodulação

Quando dois sinais de frequências distintas são aplicados, simultaneamente, a um amplificador não linear ocorre a modulação, que é o surgimento de dois novos sinais com frequências iguais à soma e à diferença dos das frequências dos sinais de entrada. Por exemplo, se for aplicado a um amplificador um sinal de 2kHz e outro de 6kHz, ter-se-á na saída, além dos sinais amplificados de 2kHz e 6kHz, mais dois sinais: um de 4kHz (6kHz – 2kHz) e outro de 8kHz (6kHz + 2kHz).

Para se analisar a Distorção por Intermodulação procede-se da mesma forma do que com a DHT, porém aplicando-se dois sinais com frequências distintas. A SMPTE (*Society of Motion Picture and Television Engineers*) adota o método de injetar um sinal de 60Hz juntamente com outro de 7kHz, na proporção de 4 para 1, medindo-se então a intermodulação no sinal de 7kHz.

2.6.4 Relação Sinal/Ruído ou Signal/Noise (S/N)

A relação Sinal/Ruído, ou em inglês *Signal/Noise*, é um parâmetro que mostra à imunidade do amplificador ao ruído, sendo este não desejável em um amplificador. A relação S/N é por definição:

$$\frac{S}{N} = \frac{Signal}{Noise} \quad (8)$$

Observa-se na expressão acima, que quanto maior é a relação S/N, melhor é o amplificador, já que o sinal é maior do que o ruído; de forma análoga, quanto menor for a relação S/N, pior é o amplificador já que o ruído é maior.

A relação S/N é expressa em dB. Se S e N forem dados em Volts, tem-se:

$$\frac{S}{N} (db) = 20 \log \left(\frac{S}{N} \right) \quad (9)$$

Se S e N forem dados em Watts:

$$\frac{S}{N} (dB) = 10 \log \left(\frac{S}{N} \right) \quad (10)$$

Em amplificadores comerciais é comum encontrar a relação S/N estabelecida para a máxima potência, o que mascara, para melhor, a característica do amplificador. Assim para efeitos de comparação de amplificadores, a relação S/N deve ser observada para uma mesma potência de referência.

2.6.5 Sensibilidade

O parâmetro sensibilidade informa qual tensão de entrada faz com que o amplificador desenvolva a potência nominal.

Um amplificador dito “mais sensível” é aquele que necessita de uma menor tensão de entrada para desenvolver a potência nominal. A comparação de sensibilidade deve ser feita para amplificadores de mesma potência.

A sensibilidade pode ser expressa em dBu ou dBV:

$$S_{dBu} = 20 \log \left(\frac{S_V}{0,755V} \right) \quad (11)$$

$$S_{dBV} = \left(\frac{S_V}{1,0V} \right) \quad (12)$$

sendo:

S_V - sensibilidade em V_{RMS} ;

S_{dBu} - sensibilidade em dBu e

S_{dBV} - sensibilidade em dBV.

2.7 CONCLUSÃO

As diversas topologias de amplificadores de áudio revelam um compromisso entre rendimento e qualidade do som amplificado (distorção). Aqueles que possuem alto rendimento refletem em maiores distorções, assim como aqueles que possuem menores distorções também possuem menores rendimentos. O uso de topologias híbridas, que misturam características de mais de uma topologia aparece como uma possível solução.

O parâmetro distorção não é o único que deve ser considerado na avaliação de um amplificador de áudio. Há outros parâmetros técnicos relevantes como a resposta em frequência, sensibilidade, imunidade ao ruído, entre outros.

3 TOPOLOGIA PROPOSTA E ANÁLISE TEÓRICA

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo irá fazer uma breve introdução ao conversor *push-pull*, trazendo todo o equacionamento essencial de projeto. Abordará também conceitos básicos de inversores, como técnicas de modulação e filtro de saída.

A topologia do inversor/amplificador proposto será apresentada, assim como todas as etapas de funcionamento serão desenvolvidas passo-a-passo.

3.2 O CONVERSOR PUSH-PULL

A topologia *push-pull* convencional consiste em um transformador com duas bobinas no primário e duas bobinas no secundário. Cada bobina é conectada em série com uma chave controlada, atuando de forma complementar (respeitando o tempo morto entre o acionamento destas) dentro de um ciclo de comutação. A transferência de energia ocorre de forma análoga ao conversor *buck* [3]. A Figura 14 ilustra, simplificada, o conversor *Push-Pull*.

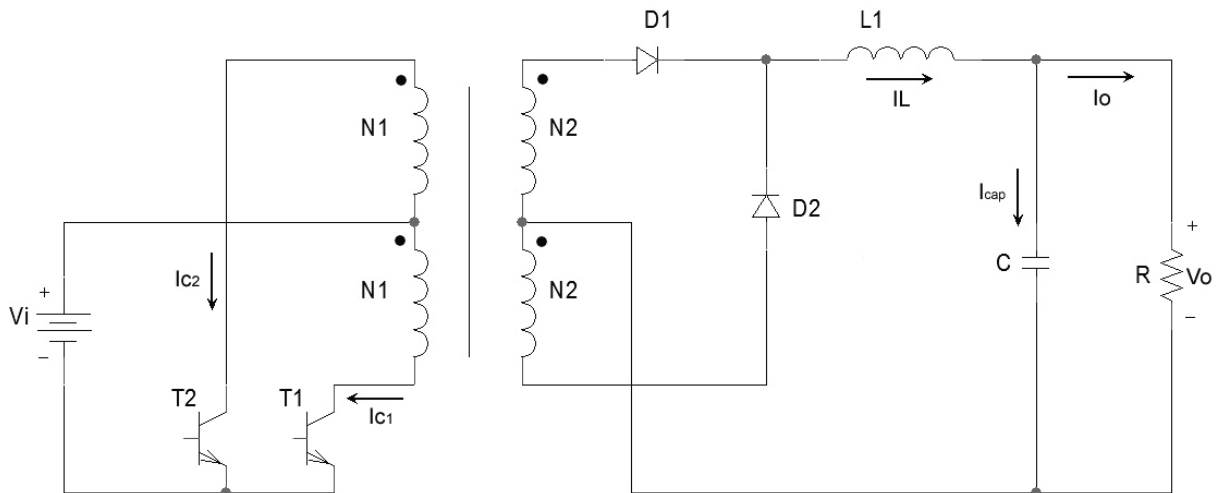


Figura 14 – Conversor Push-Pull

3.2.1 Etapas de Operação e Formas de Onda

A análise qualitativa de operação do conversor será realizada para o modo de condução contínua (MCC). Para esta análise será considerado que:

- o conversor opera em regime permanente;
- todos os componentes ativos e passivos são ideais;
- a frequência de chaveamento é constante e a modulação é PWM;
- os enrolamentos são iguais e acoplamento unitário.

Etapa 1

A Figura 15 ilustra a Etapa 1 de funcionamento do conversor. Quando T1 satura, T2 fica no corte. A tensão em T2 neste momento é $2V_i$ devido à fase dos enrolamentos do primário e o número de espiras serem iguais. A tensão V_i é colocada em um dos enrolamentos do primário. É induzida então uma tensão no secundário (V_i') pela relação N_1/N_2 . Este pulso de tensão é retificado por D1, aparece no indutor a tensão V_i' . D2 encontra-se bloqueado devido à polaridade da tensão no secundário do transformador.

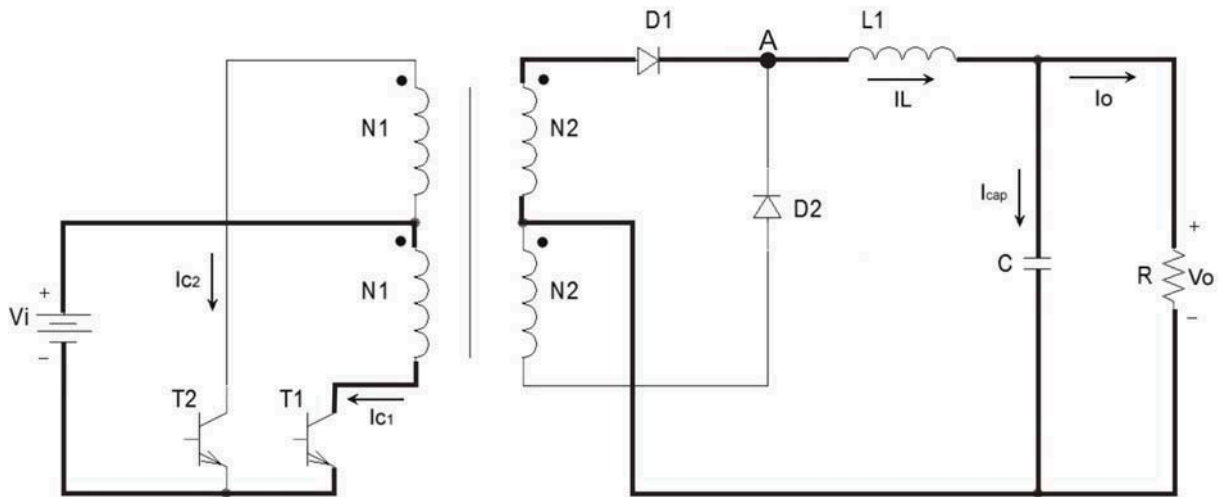


Figura 15 – Etapa 1 de funcionamento do conversor push-pull

Etapa 2

T1 corta e T2 permanece cortado. Ocorre então o tempo morto. D1 e D2 conduzem, colocando os secundários em curto-circuito. Neste momento a tensão sobre os transistores é V_i . A Figura 16 ilustra a etapa 2.

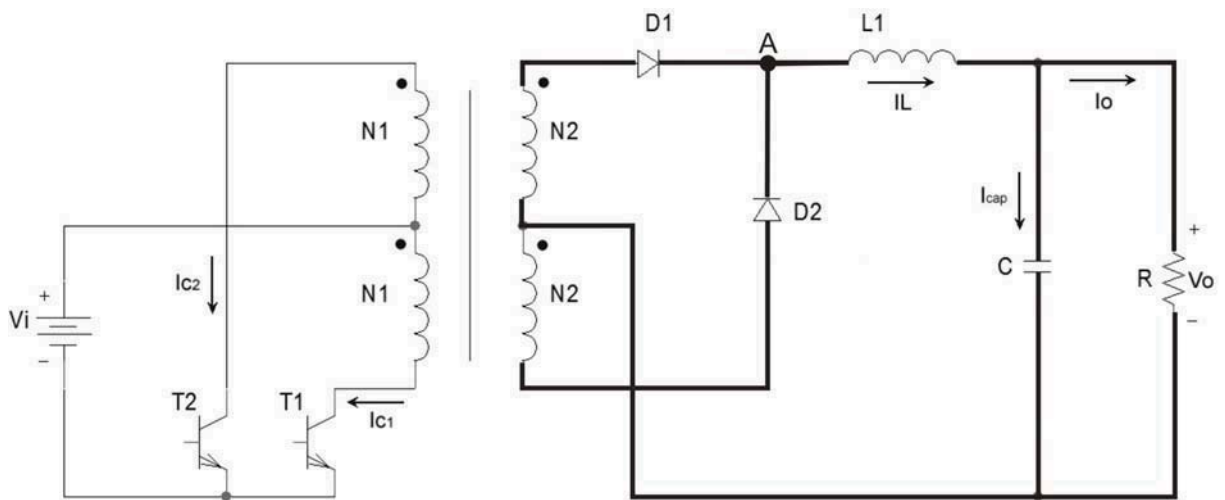


Figura 16 – Etapa 2 de funcionamento do conversor push-pull

Etapa 3

Terminado o tempo morto T2 satura e T1 permanece cortado. A tensão em T1 neste momento é $2V_i$ devido à fase dos enrolamentos do primário e o número de espiras serem iguais. A tensão V_i é colocada em um dos enrolamentos do primário. É induzida então, uma tensão no secundário (V_i') pela relação $N1/N2$ com polaridade contrária à induzida na Etapa 1, devido ao sentido contrário dos enrolamentos. Este pulso de tensão é retificado por D2, que conduz dando caminho à corrente do indutor (I_L). D1 encontra-se bloqueado devido à polaridade da tensão no secundário do transformador. A Figura 17 ilustra a Etapa 3 de funcionamento do conversor.

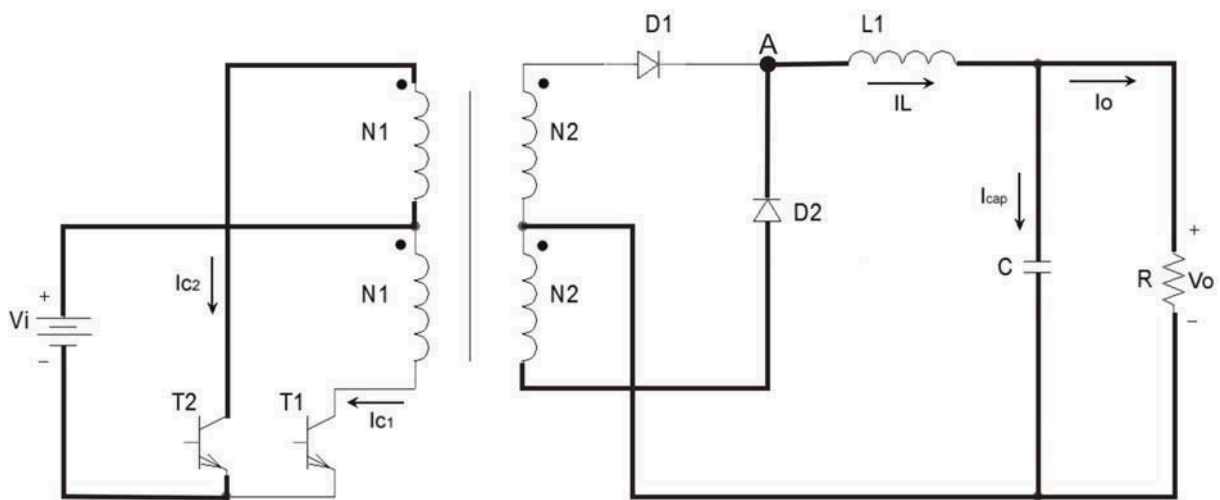


Figura 17 – Etapa 3 de funcionamento do conversor push-pull

Etapa 4

Ocorre novamente o tempo morto, como a Etapa 2, fechando o ciclo.

A Figura 18 traz as formas de onda associadas ao conversor *push-pull*.

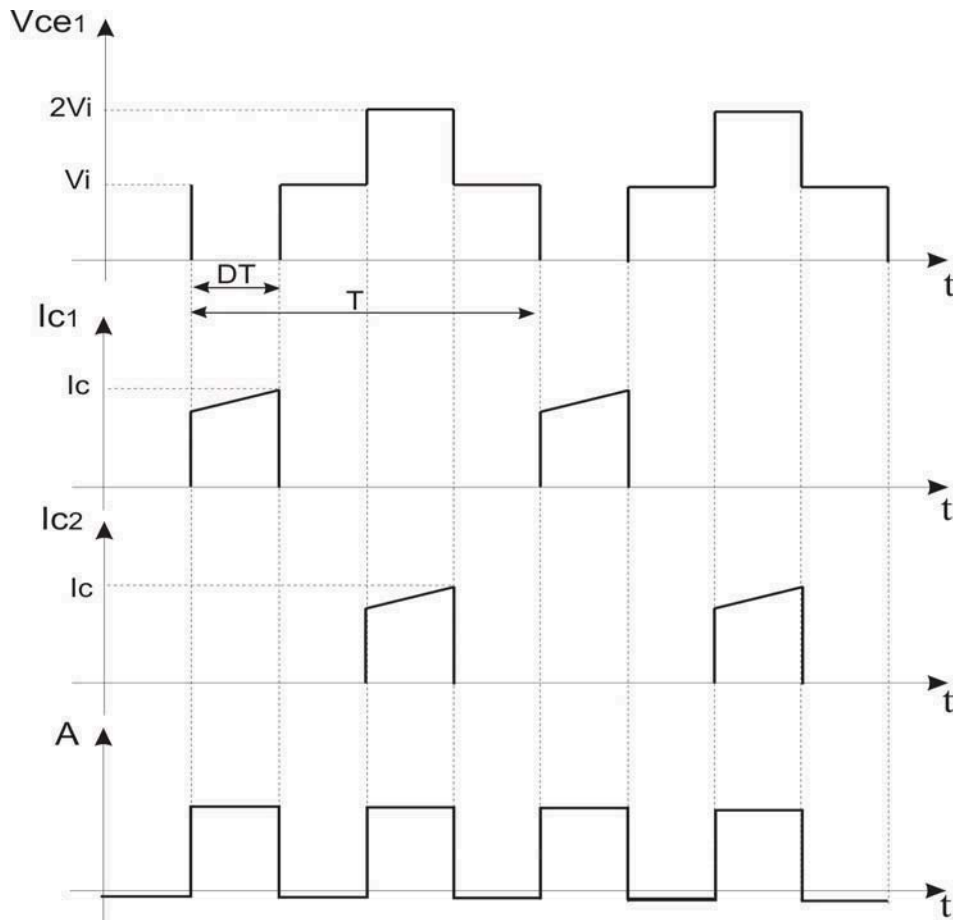


Figura 18 – Principais Formas de Onda do Conversor push-pull
 A tensão de saída do conversor será a tensão média no ponto A, dada por [3]:

[3]:

$$V_{OUT} = \frac{2D(V_i - V_{CEsat})}{N} - V_D \quad (13)$$

Sendo:

D – razão cíclica;

V_i – tensão de entrada;

V_{CEsat} – queda de tensão no transistor;

N – razão de transformação e

V_D – queda de tensão do diodo.

Considerando as chaves idéias (V_D e V_{CEsat} iguais a zero) a tensão de saída pode ser obtida por:

$$V_{OUT} \cong \frac{2DV_i}{N} \quad (14)$$

Para evitar a condução simultânea das chaves, normalmente adota-se a razão cíclica máxima (D_{MAX}) menor do que 0,5.

Cabe observar que a frequência dos pulsos em A é o dobro da frequência das chaves e conseqüentemente o dobro da frequência do transformador.

3.2.2 O Transformador

No conversor *push-pull* o transformador é magnetizado durante o tempo de condução (t_{on}) de um dos transistores e quando o outro conduz, uma corrente de desmagnetização flui por ele até chegar a zero e em seguida o transformador é magnetizado novamente. Desta maneira há excursão no primeiro e terceiro quadrante da curva B-H, conforme mostra a Figura 19.

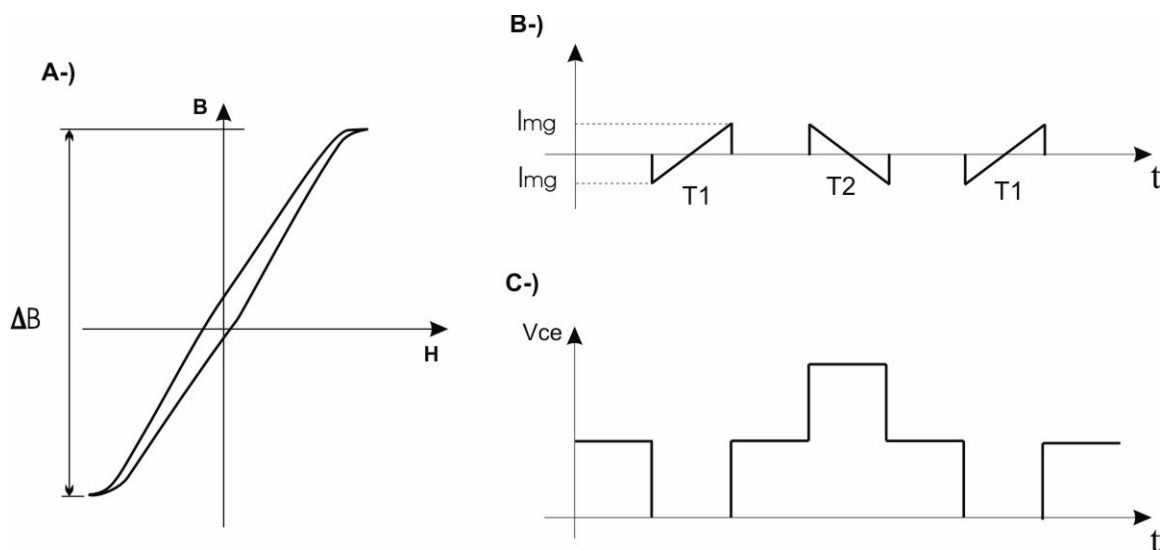


Figura 19 – A-) Excursão no primeiro e terceiro quadrante da Curva B-H; B-) Corrente de magnetização no transformador e C-) Tensão sobre uma das chaves.

A Figura 19B ilustra a curva de magnetização e desmagnetização do transformador, considerando que não há corrente de coletor, ou seja, sem nenhuma carga na saída. A corrente em T2 foi representada com polaridade positiva para visualizar a desmagnetização do ciclo anterior.

Como o campo magnético excursiona nos dois quadrantes, obtém-se um melhor aproveitamento do volume efetivo do núcleo. Assim, para o fator de utilização (K_u) igual a 0,2 devido ao enrolamento duplo, o produto das áreas (A_p) pode ser obtido por [3]:

$$A_p = \left(\frac{3,98.P_s.10^4}{K_j.B.f_s} \right)^z \quad (15)$$

sendo:

P_s – Potência de saída (VA);

K_j – coeficiente de densidade de corrente nos fios;

B – densidade de fluxo (Tesla);

f_s – frequência de chaveamento e

$z = 1/(1-x)$ sendo x fator tabelado que depende, entre outros, do tipo do núcleo (Anexo A).

O número mínimo de espiras do enrolamento do primário ($N_{1_{\min}}$) pode ser obtido por:

$$N_{1_{\min}} = \frac{V_i.D_{\max}}{A_e.B.f} \quad (16)$$

sendo:

V_i – tensão de entrada;

D_{\max} – razão cíclica máxima;

A_e – área efetiva do núcleo (m^2);

f – frequência no enrolamento e

B – densidade de fluxo (Tesla).

A área do cobre (A_{CU}) pode ser calculada por:

$$A_{CU} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (17)$$

sendo:

I_{ef} – corrente eficaz (A) e

J – densidade de corrente (A/m^2).

A densidade de corrente nos fios (J) pode ser calculada por:

$$J = K_j \cdot A_p^{-x} \quad (18)$$

O número de espiras do enrolamento de secundário (N_2) pode obtido por:

$$N_2 = N_1 \cdot N \quad (19)$$

Sendo N a relação de transformação.

3.2.3 Os Transistores

Quando uma das chaves está conduzindo a tensão na chave que está aberta é $2V_i$, devido à polaridade dos enrolamentos do primário e o número de espiras dos mesmos serem iguais. Então a tensão máxima sobre o transistor quando este está aberto é:

$$V_{CEmáx} = 2V_i \quad (20)$$

A corrente de pico em cada coletor (I_C) é:

$$I_C = \frac{I_L}{N} + I_{mag} \quad (21)$$

sendo:

I_L – corrente de saída;

N – relação de transformação do transformador e

I_{mag} – corrente de magnetização do núcleo.

A corrente de pico em cada coletor pode ser calculada em função da potência de saída [4], sendo necessário equacionar a energia transferida pelo transformador. A energia (E) armazenada no indutor de primário é:

$$E = \frac{1}{2} L_p I_p^2 \quad (22)$$

sendo:

E – energia armazenada;

L_p – indutância do enrolamento de primário e

I_p – corrente de pico do primário.

A potência, por definição, é a fração da energia (E) pelo intervalo de tempo (Δt) considerado, assim:

$$P = \frac{E}{\Delta t} \quad (23)$$

A potência que cada primário transfere é a metade da total, logo substituindo (22) em (23) para cada primário:

$$\frac{P_{in}}{2} = \frac{L_p I_p^2}{2\Delta t} \quad (24)$$

Sendo o intervalo de tempo (Δt), o período (T) e considerando o rendimento do sistema (η), a potência de saída (P_{out}) pode ser escrita por:

$$P_{out} = \left(\frac{L_P I_P^2}{T} \right) \eta \quad (25)$$

Para relacionar a corrente do primário, que é a mesma de cada chave, com a tensão de entrada e potência de saída, deve-se recorrer a equação que rege a tensão em um indutor, ou seja, $V = L \frac{di}{dt}$. Sendo a tensão aplicada, V_i , e o indutor a indutância do enrolamento de primário, L_P , então:

$$V_i = L_P \frac{di}{dt} \quad (26)$$

Durante a operação contínua do conversor, V_i é aplicada ao indutor durante t_{on} , ou seja, durante $D_{máx}T$. Neste intervalo de tempo, a corrente atinge seu máximo, ou seja, I_P . Substituindo, em (26), dt por $D_{máx}T$ e di por I_P tem-se:

$$V_i = L_P \frac{I_P}{D_{máx}T} \quad (27)$$

Substituindo T por $\frac{1}{f}$ e isolando L_P :

$$L_P = \frac{V_{in} D_{máx}}{I_P f} \quad (28)$$

Substituindo (28) em (25) tem-se então:

$$P_{out} = \left(\frac{V_{in} D_{máx} I_P^2}{T I_P f} \right) \eta = V_{in} D_{máx} I_P \eta \quad (29)$$

Isolando I_P :

$$I_P = \frac{P_{out}}{\eta V_{in} D_{m\acute{a}x}} \quad (30)$$

Considerando $I_P \gg I_{mag}$, então, a corrente de pico que o transistor conduz é a corrente de pico do primário, $I_C = I_P$, assim:

$$I_C = \frac{P_{OUT}}{\eta V_{in} D_{m\acute{a}x}} \quad (31)$$

3.3 INVERSORES

Os inversores são circuitos estáticos, isto é, não possuem partes móveis. São responsáveis pela conversão dos níveis contínuos de tensão ou corrente (CC) em níveis alternados (CA), apresentando simetria em amplitude; por isso também são conhecidos como Conversores CC/CA. A frequência de operação de um inversor pode ser fixa ou variável. Inversores com frequência variável são utilizados, por exemplo, no controle de velocidade de motores. Inversores com frequência fixa são utilizados, por exemplo, em sistemas embarcados e fontes ininterruptas de energia. Podem ser classificados como: inversores de tensão e inversores de corrente. Os conversores CC/CA de tensão possuem em sua entrada uma fonte de tensão ou um capacitor de valor elevado que a substitui. Analogamente, os de corrente possuem em sua entrada uma fonte de corrente ou um indutor de valor elevado. Entre as topologias monofásicas, destacam-se o *half-bridge*, *full-bridge* e *push-pull* [5].

A tensão de saída possui forma de onda periódica, não necessariamente senoidal, depende da técnica de modulação adotada.

Inversores de tensão senoidal são responsáveis por fornecerem uma tensão senoidal em sua saída. Como o processo de conversão de energia ocorre pelo chaveamento de transistores, há na saída de um inversor interferências harmônicas que são indesejáveis. Estas interferências podem ser atenuadas ou eliminadas utilizando-se para isso um filtro na saída do inversor, usualmente do tipo LC. O uso do filtro faz com que o conteúdo harmônico seja filtrado e somente a parcela referente à fundamental esteja disponível na saída. Normalmente também se faz necessária a inclusão de uma malha de controle de tensão para que eventuais perturbações não se reflitam na saída do inversor, preservando sua forma de onda senoidal.

3.4 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

Uma das técnicas de modulação de inversores baseada na modulação por largura de pulso (PWM) é a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) [6], descrita a seguir.

3.4.1 Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM)

Na modulação por Largura de Pulso Senoidal, do inglês *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM), o estado *ligado* e *desligado* das chaves possuem variação de seus períodos, sendo que quanto maior é o nível de tensão desejado mais longo é o período de condução (largura do pulso).

Os pulsos SPWM podem ser obtidos quando uma onda senoidal de referência for comparada à uma portadora de alta frequência. A onda de referência, $v_R(t)$, é uma senoide com amplitude V_m e frequência f_m que deve ser a frequência desejada na saída do inversor. A tensão $v_C(t)$ é uma onda portadora triangular de alta frequência f_C e amplitude V_C , conforme é mostrado na Figura 20 [6].

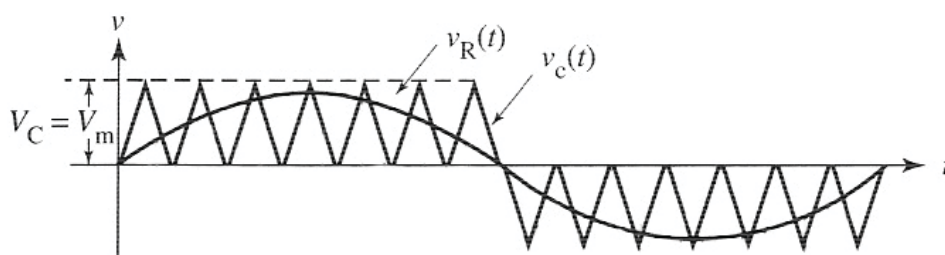


Figura 20 – Ondas utilizadas na geração SPWM

Quando o sinal de referência é comparado à portadora, obtém-se os pontos de chaveamento, na interseção destes sinais. A largura do pulso é determinada pelo tempo em

que $v_c(t) < v_R(t)$ no semiciclo positivo e $v_c(t) > v_R(t)$ no semiciclo negativo do sinal de referência, conforme pode ser visto na Figura 21.

A tensão de saída é regulada por dois parâmetros: índice de modulação (M) e relação de frequência f_c / f_m .

O índice de modulação, M , é determinado pela relação V_m / V_C , sendo $1 \leq M \leq 0$. Este parâmetro regula a largura dos pulsos. Comumente a portadora possui amplitude fixa, sendo variada a amplitude da onda de referência. A tensão de saída tem seu máximo quando $M = 1$.

A relação de frequência f_c / f_m determina o número de pulsos em cada semiciclo da tensão de saída do inversor.

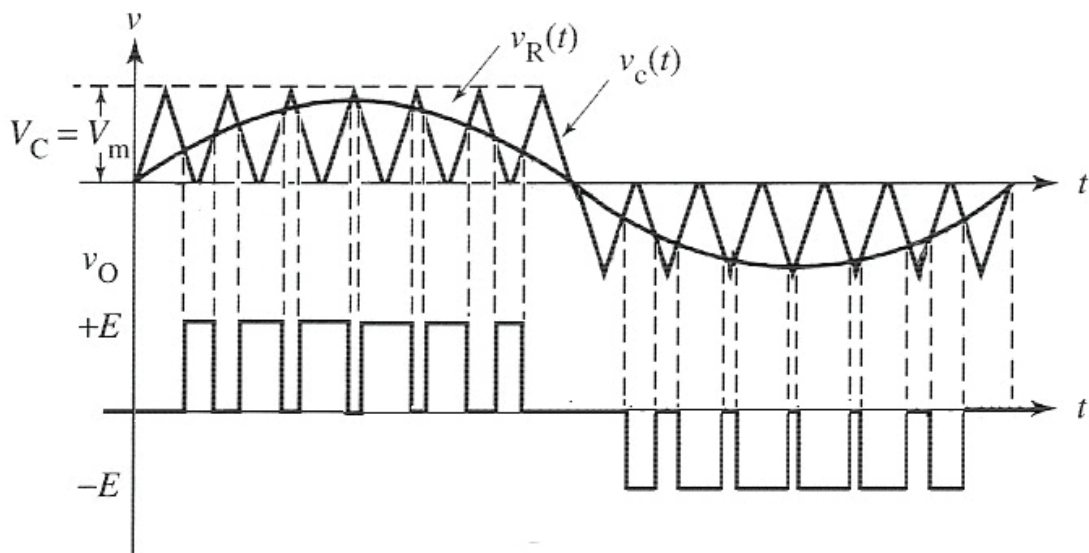


Figura 21 – Geração do Sinal SPWM

Os trens de pulsos carregam a informação sobre o sinal de entrada e a frequência da portadora (chaveamento). Assim, se a frequência da portadora f_c for muito maior do que a do sinal de entrada f_m , a densidade de frequência espectral de f_c será afastada da densidade de frequência espectral de f_m , o que permite recuperar o sinal com facilidade através de uma filtragem adequada. Isso pode ser feito por meio de um filtro LC.

3.5 O FILTRO LC

O filtro LC passa baixa é particularmente eficiente na filtragem da tensão de saída de conversores CC/CA com modulação SPWM, pois esta técnica de modulação reduz a distorção harmônica da tensão alternada do inversor, deslocando o espectro harmônico de freqüências para valores elevados; além de ser simples e de baixo custo [5]. A Figura 22 ilustra este filtro.

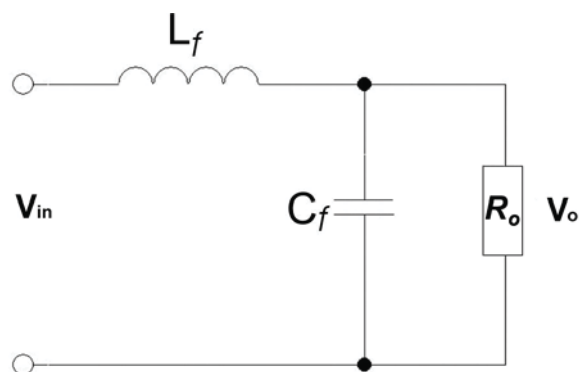


Figura 22 – Filtro LC Passa Baixa

A função de transferência do filtro LC é:

$$H(j\omega) = \frac{V_o}{V_{in}}(j\omega) = \frac{1}{-\omega^2 L_f C_f + j\omega \frac{L_f}{R_o} + 1} \quad (32)$$

A freqüência angular natural de oscilação, ω_o , do filtro LC pode ser calculada por:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (33)$$

Como $\omega_o = 2\pi.f_o$, a freqüência de corte, f_o então é:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_f C_f}} \quad (34)$$

O fator de amortecimento, ζ , pode ser calculado por:

$$\zeta = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (35)$$

Para o projeto adequado do filtro LC, a frequência de ressonância ω_o deve ser fixada abaixo da harmônica de ordem mais baixa que se deseja atenuar, conforme descrito em 3.5.1. Já o fator de amortecimento deve ser escolhido de modo que as oscilações não sejam elevadas na frequência de ressonância.

As Figuras 23 e 24 trazem o Diagrama de Bode de um filtro LC.

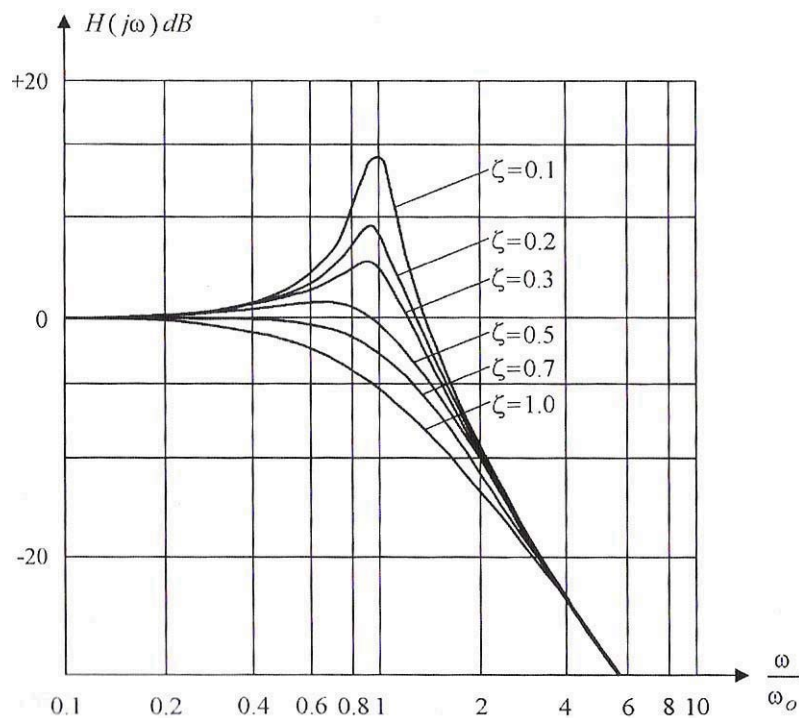


Figura 23 – Diagrama de Bode do filtro LC (magnitude) para carga resistiva

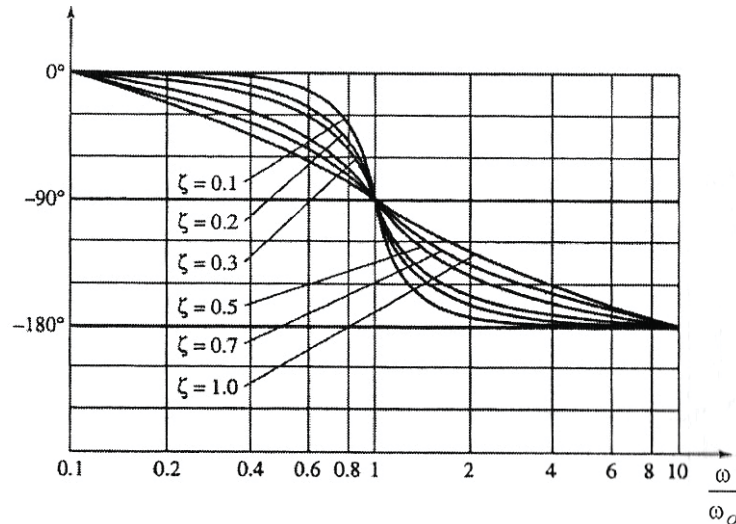


Figura 24 – Diagrama de Bode do filtro LC (fase) para carga resistiva

Um projeto adequado do filtro de saída deve levar em consideração duas características importantes: a regulagem de tensão da fundamental e o valor de corrente da fundamental do inversor. Indutores grandes e capacitores pequenos permitem alta regulação da tensão da fundamental e a corrente no inversor é ligeiramente superior à da carga. Já indutores pequenos e capacitores grandes ocorre baixa regulação da tensão da fundamental com aumento da corrente do inversor.

Os seguintes passos devem ser adotados para um bom projeto de filtro LC (considerando carga resistiva pura) [5]:

- Adota-se um valor entre 0,707 e 1 para o fator de amortecimento.
- Faz-se a frequência de corte, f_o , uma década abaixo da frequência de chaveamento, f_s .

Assim, pela equação (35) tem-se:

$$L_f = 4R_o^2 \zeta^2 C_f \quad (36)$$

Substituindo (36) em (34), obtém-se:

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot \zeta \cdot f_o \cdot R_o} \quad (37)$$

3.5.1 Dimensionamento do Indutor de Filtro (Lf)

O dimensionamento do indutor de filtro deve seguir alguns passos de forma que o mesmo possua a indutância desejada e seja capaz de operar sem que haja saturação.

Uma vez conhecida a indutância e a corrente de pico no filtro, o equacionamento do projeto de indutores com núcleo de ferrite pode ser feito como segue [3]:

- 1° – Calcula-se a Energia no indutor (E);
- 2° – Calcula-se o Produto de Áreas (Ap) – Definição das dimensões do núcleo;
- 3° – Calcula-se o Fator de Indutância requerido (Al);
- 4° – Determina-se o entreferro;
- 5° – Calcula-se o número de espiras e
- 6° – Determina-se a bitola do fio a ser utilizado.

1- Energia do indutor

A energia armazenada no indutor pode ser calculada por:

$$E = \frac{1}{2} L_f I_{pico}^2 \quad (38)$$

sendo I_{pico} – a corrente de pico no indutor.

2- Definição do núcleo

O produto de áreas pode ser obtido por:

$$Ap = \left(\frac{2E10^4}{Ku.Kj.B_{máx}} \right)^2 \quad (39)$$

sendo:

Ku – fator de utilização do núcleo (sendo adotado 0,4 para um único enrolamento);

Kj – coeficiente de densidade de corrente nos fios;

$B_{\text{máx}}$ – densidade de fluxo (Tesla);

$z = 1/(1-x)$ sendo x fator tabelado que depende entre outros do tipo do núcleo (Anexo A).

O coeficiente de densidade de corrente (Kj) depende da variação de temperatura permissível do indutor. Para núcleos EE, Kj é obtido por (Anexo A):

$$Kj = 63,35 \cdot \Delta T^{-0,54} \quad (40)$$

sendo ΔT a variação de temperatura permissível do indutor.

Por (39) é possível escolher o núcleo que possua Ap igual ou maior ao calculado (Anexo B), definindo-se assim as dimensões do núcleo e características importantes para o cálculo que segue, como por exemplo Ae (área efetiva) e le (comprimento efetivo).

3- fator de indutância requerido

O fator de indutância (Al) pode ser obtido por:

$$Al = \frac{Ae^2 \cdot B_{\text{máx}}^2}{2E} \quad (41)$$

sendo:

Ae – área efetiva (m^2).

$B_{\text{máx}}$ – densidade de fluxo (Tesla);

E – energia armazenada no indutor (Joule).

4- cálculo do entreferro

O comprimento do entreferro (l_g) pode ser calculado por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \quad (42)$$

sendo l_e o comprimento efetivo (Anexo B) e μ_e a permeabilidade do entreferro, determinado por:

$$\mu_e = \frac{Al.l_e}{\mu_0.Ae} \quad (43)$$

sendo:

Al – fator de indutância (nH/esp²);

l_e – comprimento efetivo (m);

μ_0 – permeabilidade do vácuo ($4\pi 10^{-7} H / m$) e

Ae – área efetiva (m²).

5 – número de espiras

A determinação do número de espiras pode ser feita por:

$$N = \sqrt{\frac{L}{Al}} \quad (44)$$

6 – bitola do fio

A determinação do fio a ser utilizado no indutor é feita através da área do cobre requerida (A_{cu}), que uma vez determinada orienta a bitola a ser utilizada (Anexo C).

$$A_{cu} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (45)$$

sendo:

I_{ef} – corrente eficaz (A) e

J – densidade de corrente (A/cm²).

A densidade de corrente (J) pode ser determinada por

$$J = K_j \cdot A_p^{-0,12} \quad (46)$$

3.6 TOPOLOGIA INVERSORA PROPOSTA

A topologia proposta à princípio é um inversor de tensão que devido suas características, mostradas a seguir, é utilizado como amplificador de áudio chaveado (classe D). O mesmo é constituído de dois conversores *push-pull* em paralelo, sendo um responsável pelo chaveamento do semi-ciclo positivo e o outro pelo semi-ciclo negativo. Para garantir o correto acoplamento dos conversores mantendo o sentido convencional de corrente e tensão sobre a carga, faz-se necessário o uso de chaves bidirecionais, como será analisado. A Figura 25, ilustra a topologia proposta.

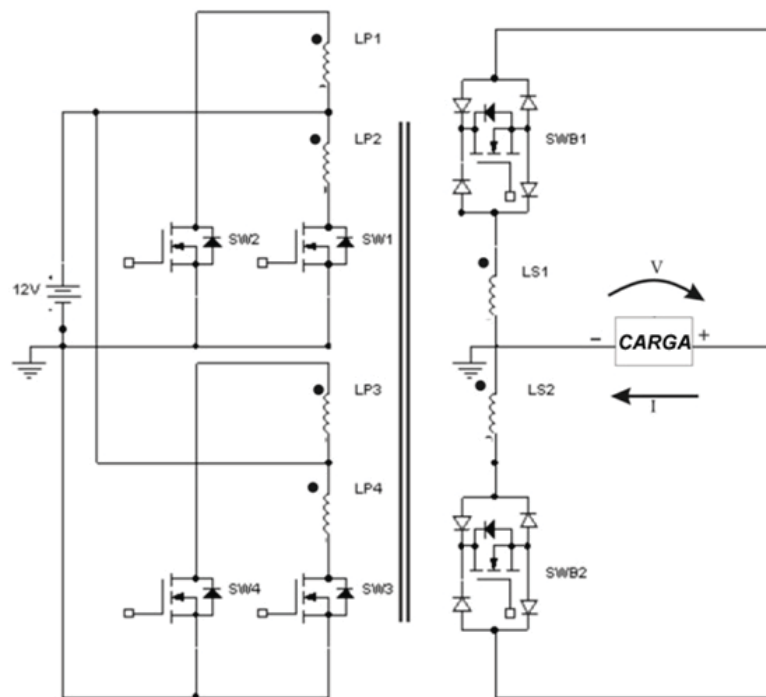


Figura 25 – Topologia proposta

Esta topologia apresenta como vantagem a possibilidade de utilizar chaves MOSFET em altas frequências, uma vez que a frequência de chaveamento é dividida entre os dois conversores *push-pull*, conforme discutido a seguir. Outra vantagem é a maior área para troca de calor, devido ao transformador, resultando assim em menores correntes dos enrolamentos. Ainda, pode-se atribuir como vantagem a simplicidade do circuito de controle. Como desvantagem pode-se considerar o maior número de componentes e um transformador maior.

3.6.1 Princípio de Funcionamento

Uma onda de referência (senoidal de 60Hz quando o circuito funcionando como inversor de tensão e sinal de áudio quando funcionando como amplificador de áudio) é retificada e então comparada com uma onda triangular. O resultado desta comparação são pulsos cuja largura variam com a amplitude do sinal de entrada. Estes pulsos são então divididos para acionar as quatro chaves do inversor. Os pulsos são divididos entre o

chaveamento no semiciclo positivo (SW1, SW2) e no negativo (SW3 e SW4). Assim, a análise pode ser dividida em duas partes: condução positiva e condução negativa.

Para a análise do circuito, serão considerados os seguintes parâmetros:

- . Transformador ideal (acoplamento entre LP1, LP2, LP3, LP4, LS1 e LS2 ideais);
- . Chaves ideais;
- . Fonte de tensão estabilizada.

1ª Parte: Transferência de energia no semi-ciclo positivo

As chaves SW1, SW2, SWB1 e SWB2 são controladas para a transferência de energia.

Passo 1: A chave SW1 conduz. É induzida tensão nos enrolamentos dos secundários do transformador. Para garantir o sentido da corrente e tensão convencionado sobre a carga, SWB1 conduz dando caminho à corrente. As outras chaves permanecem abertas, conforme mostrado na Figura 26.

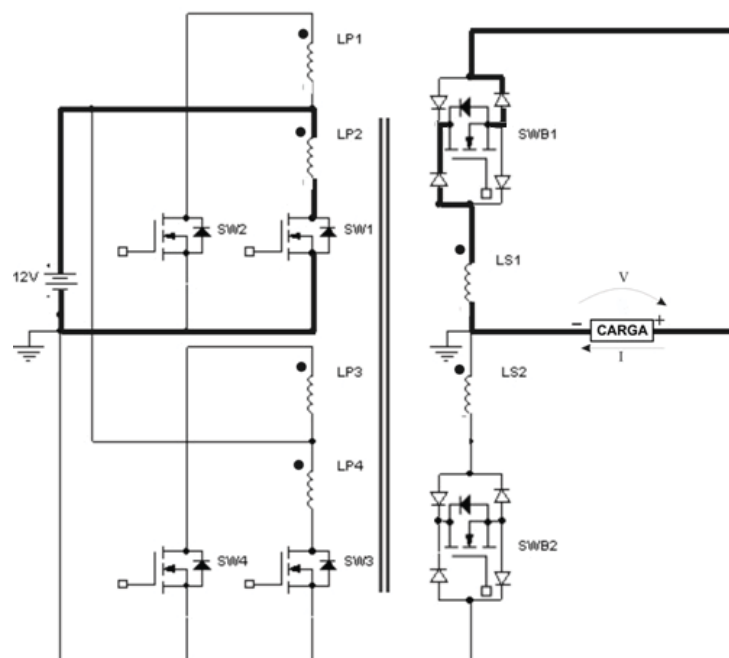


Figura 26 – Passo 1

Passo 2: Compreende ao tempo morto entre a condução das chaves SW1 e SW2. A chave SW1 deixa de conduzir, enquanto SWB1 permanece conduzindo e SWB2 passa a conduzir. A corrente na carga entra em roda livre, fazendo com que a tensão nos enrolamentos seja nula, conforme mostrado na Figura 27.

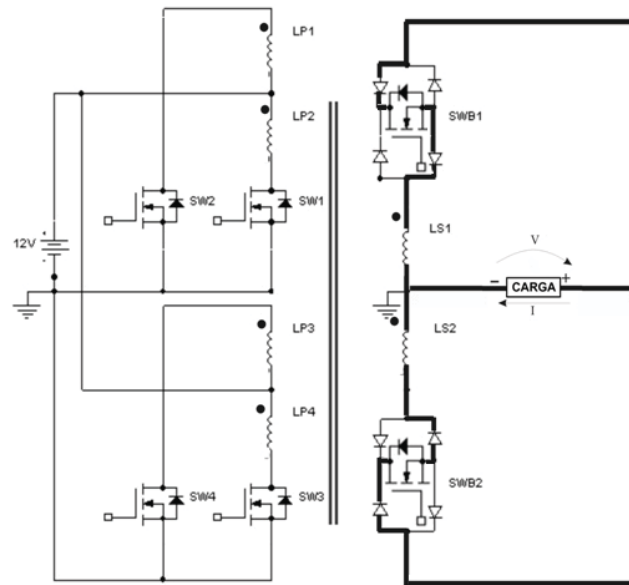


Figura 27 – Passo 2

Passo 3: A chave SW2 conduz. É induzida uma tensão nos enrolamentos dos secundários do transformador com polaridade contrária à que foi induzida no passo anterior, então para garantir o sentido da tensão e corrente convencionados sobre a carga, SWB1 deixa de conduzir, e SWB2 conduz. As demais chaves permanecem abertas, conforme mostrado na Figura 28.

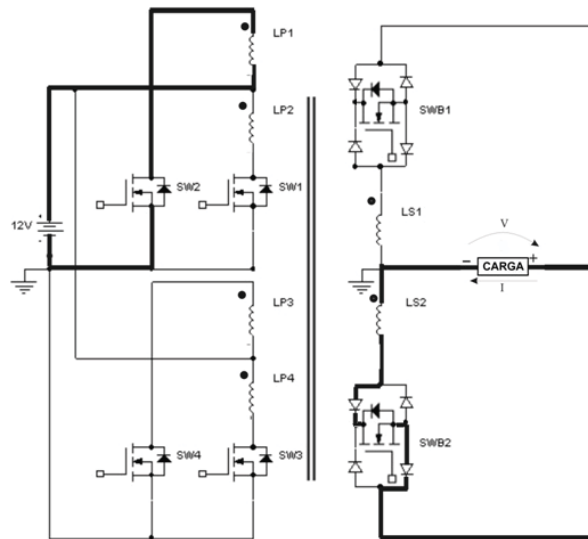


Figura 28 – Passo 3

Passo 4: Compreende ao tempo morto entre as chaves SW2 e SW1. A chave SW2 deixa de conduzir enquanto SWB1 e SWB2 conduzem. A corrente na carga entra em roda livre, fazendo com que a tensão nos enrolamentos seja nula, conforme mostrado na Figura 29.

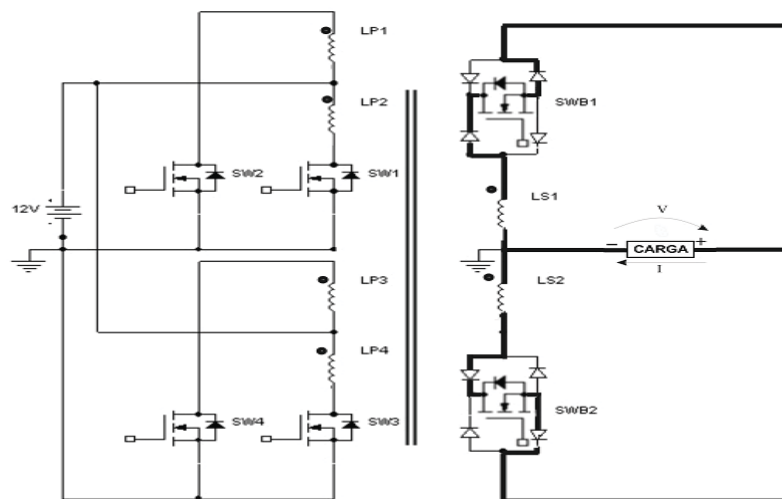


Figura 29 – Passo 4

Considerando uma carga indutiva, enquanto a corrente sobre ela for negativa e o chaveamento for feito pelas chaves SW1 e SW2, o fluxo de energia será da carga para a fonte. Quando a corrente sobre a carga passar por zero, o fluxo de energia passará a ser

no sentido da fonte para a carga. Assim, os passos anteriores se repetem até que a corrente sobre a carga seja máxima, ou seja, quando o semiciclo positivo chega ao fim.

2ª Parte: Transferência de energia no semi-ciclo negativo – conversor B.

As chaves SW3, SW4, SWB1 e SWB2 são controladas para transferir energia à carga.

Passo 5: A chave SW3 conduz. É induzida tensão nos enrolamentos dos secundários do transformador. Para garantir o sentido da corrente e tensão convencional sobre a carga, SWB2 conduz dando caminho à corrente. As outras chaves permanecem abertas, conforme mostrado na Figura 30.

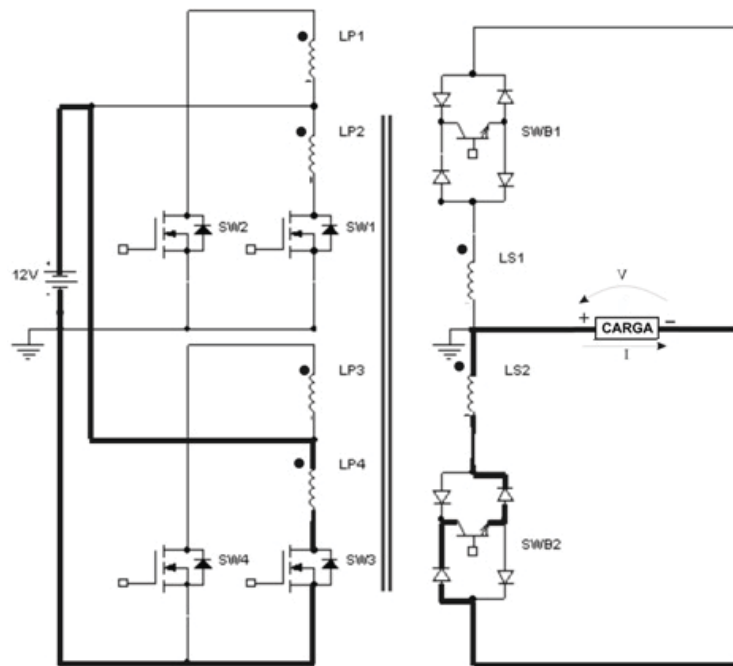


Figura 30 – Passo 5

Passo 6: Compreende ao tempo morto entre as chaves SW3 e SW4. A chave SW3 deixa de conduzir enquanto SWB1 e SWB2 conduzem. A corrente na carga entra em roda livre, fazendo com que a tensão nos enrolamentos seja nula, conforme mostrado na Figura 31.

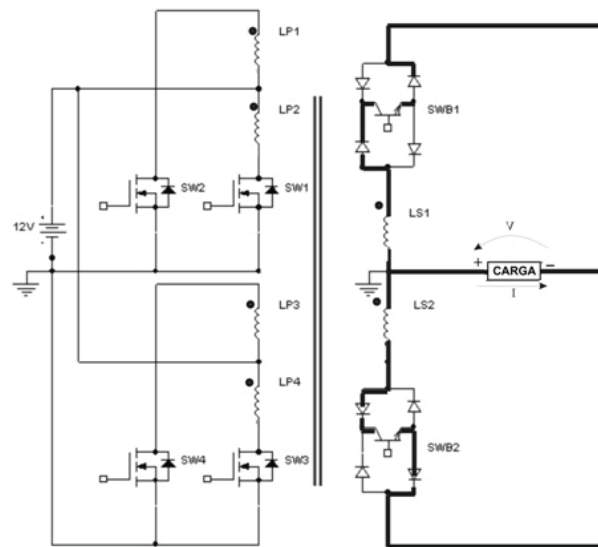


Figura 31 – Passo 6

Passo 7: A chave SW4 conduz. É induzida uma tensão nos enrolamentos dos secundários do transformador com polaridade contrária à que foi induzida no passo anterior, então para garantir o sentido da tensão e corrente convencionados sobre a carga, SWB2 deixa de conduzir, enquanto SWB1 conduz. As demais chaves permanecem abertas, conforme mostrado na Figura 32.

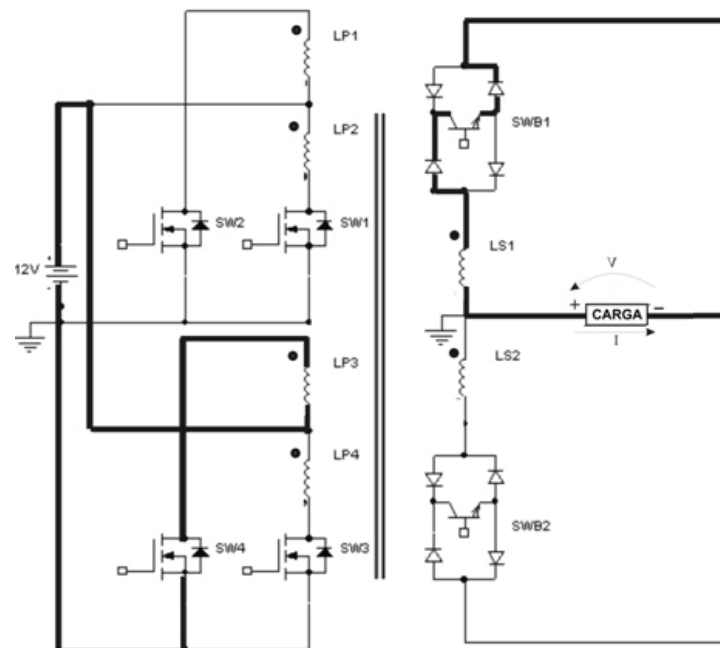


Figura 32 – Passo 7

Passo 8: Compreende ao tempo morto entre as chaves SW4 e SW3. A chave SW4 deixa de conduzir enquanto SWB1 e SWB2 conduzem. A corrente na carga entra em roda livre, fazendo com que a tensão nos enrolamentos seja nula, conforme mostrado na Figura 33.

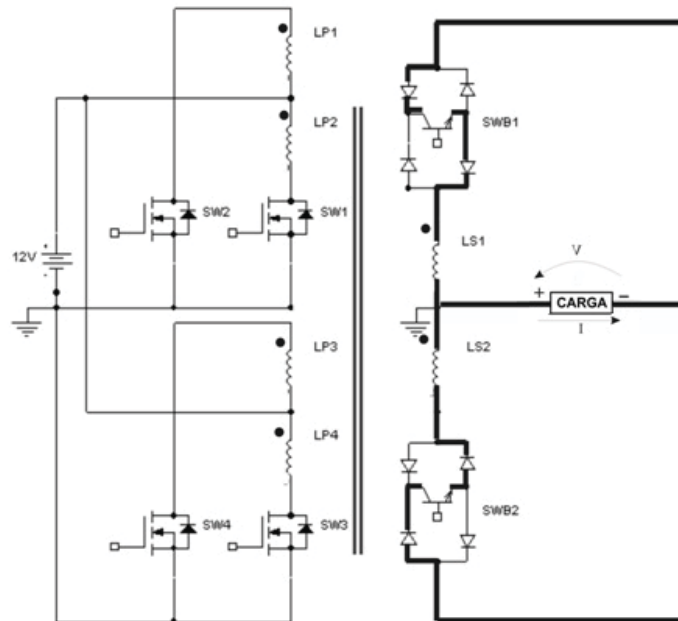


Figura 33 – Passo 8

Considerando uma carga indutiva, enquanto a corrente sobre ela for positiva e o chaveamento for feito pelas chaves SW3 e SW4, o fluxo de energia será da carga para a fonte. Quando a corrente sobre a carga passar por zero, o fluxo de energia passará a ser no sentido da fonte para a carga. Assim, os passos anteriores se repetem até que a corrente sobre a carga seja mínima, ou seja, quando o semiciclo negativo chega ao fim.

Diante do exposto obtém-se as formas de onda de chaveamento, mostradas na Figura 34.

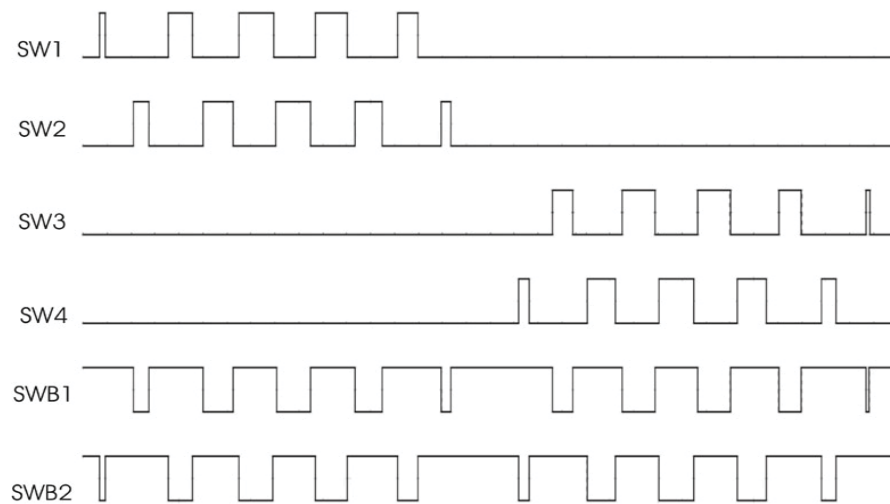


Figura 34 – Formas de onda de chaveamento

3.6.2 Chaves Bidirecionais

A topologia proposta faz com que sejam inseridas chaves bidirecionais na saída dos conversores de forma que o correto funcionamento seja garantido, como demonstrando no princípio de funcionamento.

Quando as chaves (transistores e diodos da chave bidirecional) conduzem, a corrente sobre elas é a mesma da carga. Assim, o pior caso ocorre quando a carga é do tipo não linear, como um retificador (no caso da topologia operando como inversor de tensão). O dimensionamento destas chaves deve ser então para o pior caso. Assim, nestas condições a corrente de pico nas chaves é obtida por:

$$i_{Dm\acute{a}x} = I_L \left(1 + 2\pi \sqrt{\frac{V_P}{2V_R}} \right) \quad (47)$$

sendo:

$i_{Dm\acute{a}x}$ - corrente de pico no diodo;

I_L - corrente RMS na carga;

V_p - a tensão de pico de saída e

V_R - tensão de “ripple”.

A tensão de “ripple” pode ser obtida por

$$V_R = V_p \frac{1}{2 \cdot f \cdot C \cdot R} \quad (48)$$

sendo:

f – frequência da rede;

C – capacitor de filtro;

R – resistor de carga.

A tensão máxima sobre as chaves ocorre quando estas abrem. Neste momento a tensão é duas vezes a tensão de saída, devido ao sentido dos enrolamentos:

$$V_{CE\ Máx} = 2 * V_0 \quad (49)$$

3.7 CONCLUSÃO

Utilizando dois conversores *push-pull* adequadamente conectados em paralelo é possível desenvolver uma topologia inversora de tensão. Este inversor pode ser usado em um *no-break* por exemplo, como também pode ser um amplificador de áudio, substituindo o sinal de referência senoidal pelo sinal de áudio a ser amplificado.

A topologia proposta apresenta vantagens em relação às topologias convencionais pois, pode-se utilizar chaves MOSFET em altas frequências, há uma maior área para troca de calor o que resulta em menores correntes dos enrolamentos. O princípio de funcionamento sugere o uso de um circuito de controle em malha aberta de relativa simplicidade de implementação.

4 PROCEDIMENTOS DE PROJETO

4.1 INTRODUÇÃO

Os procedimentos de projeto são divididos em duas partes: do inversor de tensão e do amplificador de áudio.

Para o inversor de tensão a potência esperada é de 800W RMS, com tensão de entrada de 12V e tensão de saída 110VAC para carga de 28Ω , frequência de chaveamento de 20kHz e frequência de corte de 1kHz (20 vezes menor do que a frequência de chaveamento e suficientemente maior do que a fundamental de 60Hz) .

Para o amplificador de áudio a potência esperada é 560W RMS, com tensão de entrada de 12V, tensão de saída 67V para carga de 8Ω , , frequência de chaveamento de 200kHz e frequência de corte de 10kHz (20 vezes menor do que a frequência de chaveamento).

Estes valores de potência foram definidos em função dos recursos disponíveis em laboratório.

4.2 PROJETO DO INVERSOR DE TENSÃO

Para garantir 110VAC será adotada uma relação de transformação maior do que o pico (155V), de modo que se tenha uma margem para a modulação. A relação de transformação será 20 e a tensão de pico no secundário atingirá 240V.

A corrente RMS na carga resistiva pode ser dada por:

$$I_{0_{TOTAL}} = \frac{P_S}{V_S} = \frac{800}{110} = 7,27 A \quad (50)$$

A corrente RMS em cada secundário será:

$$I_{S_{A,B}} = \frac{I_{0_{TOTAL}}}{2} = 3,64A \quad (51)$$

A corrente RMS no primário de cada conversor será:

$$I_P = (I_{S_{A,B}} \cdot D') * N = 3,64 \cdot \left(\frac{110}{240}\right) * 20 = 33,36A \quad (52)$$

sendo

D' é a razão cíclica de conversão.

Considerando o inversor com filtro LC de saída e sendo a carga não linear, por exemplo, um retificador em ponte, a corrente de pico na saída do inversor pode ser obtida por (47):

$$i_{Dmáx} = 7,27 \left(1 + 2\pi \sqrt{\frac{155}{2 \cdot V_R}} \right)$$

Para a frequência de 60Hz, tensão de pico de 155V, carga de 28Ω e adotando um capacitor de $660\mu\text{F}$ como filtro do retificador, é possível determinar a tensão de “ripple” por (48):

$$V_R = 155 \frac{1}{2 \cdot 60 \cdot 660 \cdot 10^{-6} \cdot 28} = 70,15V$$

Assim:

$$i_{Dmáx} = 7,27 \left(1 + 2\pi \sqrt{\frac{155}{2 \cdot 70,15}} \right) = 55,3A$$

4.2.1 AS CHAVES

As chaves do primário (SW1, SW2, SW3 e SW4) têm de suportar o dobro da tensão de entrada devido à característica do conversor *push-pull*, ou seja, $V_{DS} \geq 24V$. A corrente RMS do primário, como já calculada em (52), é de 33,36A; desta forma, as chaves devem ser capazes de conduzir esta corrente, ou seja, $I_D \geq 33,36A$. Diante do exposto, foi escolhido a chave IRFZ48N. A Tabela 01 traz as características mais importantes para esta aplicação.

Tabela 1 – Algumas características do transistor IRFZ48N

V_{DS}	55V
I_D	64A
$R_{DS(on)}$	16m Ω

A fim de reduzir as perdas por condução e comutação, devido ao efeito pelicular, optou-se em associar 3 IRFZ48N em paralelo. Desta forma é possível reduzir a $R_{DS(on)}$ de 16m Ω para 5,33m Ω .

A excitação de Gate destas chaves é feito pelo par BC327/BC337 conforme mostra Figura 35.

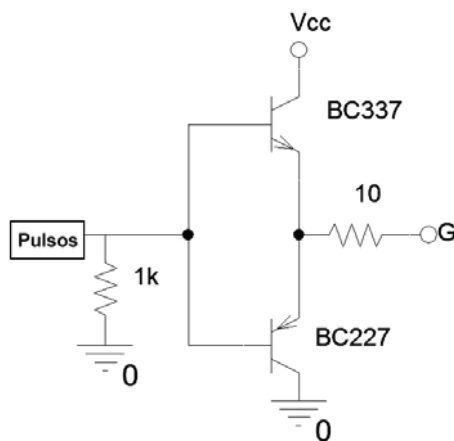


Figura 35 – Circuito excitador de Gate

As chaves bidirecionais (SWB1 e SWB2) nos secundários têm de suportar o dobro da tensão de saída, ou seja, $V_{DS} \geq 480V$. A corrente RMS do secundário de cada inversor, como já calculada em (51), é de 3,64A; desta forma, as chaves devem ser capazes de conduzir esta corrente, ou seja, $I_D \geq 3,64A$. A corrente de pico nestas chaves é de 55,3A. Diante do exposto, foi escolhido o transistor IRF840 e os diodos UF5404. A Tabela 02 traz as características mais importantes para esta aplicação.

Tabela 2 – Algumas características do transistor IRF840 e UF5404

IRF840		UF5404	
V_{DS}	500V	V_{RRM}	400V
I_D	8,5A	$I_{F(AV)}$	3A
$R_{DS(ON)}$	0,6 Ω – 0,85 Ω	I_{FSM}	150A

Afim de reduzir as perdas por condução e comutação, devido ao efeito pelicular e também para satisfazer a corrente média de 3,64A, optou-se em associar 2 UF5404 em paralelo, pois como mostrado na Tabela 02, a corrente direta destes diodos é de 3A.

4.2.2 CIRCUITO DE DRIVER

Como os transistores das chaves bidirecionais possuem o *Source* em potenciais diferentes, faz-se uso de um circuito de excitação, o *driver*.

Foi desenvolvido o circuito de *driver* com o uso do opto-acoplador ultra rápido 6N137. A Figura 36 mostra este circuito.

então são aplicados ao TC4538, tendo na saída pulsos de pequena largura, definida por R_x (conectado ao pino 2 e à alimentação) e C_x (conectado aos pinos 1 e 2), pela equação $t_w = C_x \cdot R_x$, sendo t_w a largura de pulso em segundos. A Figura 35 ilustra parte do TC4538.

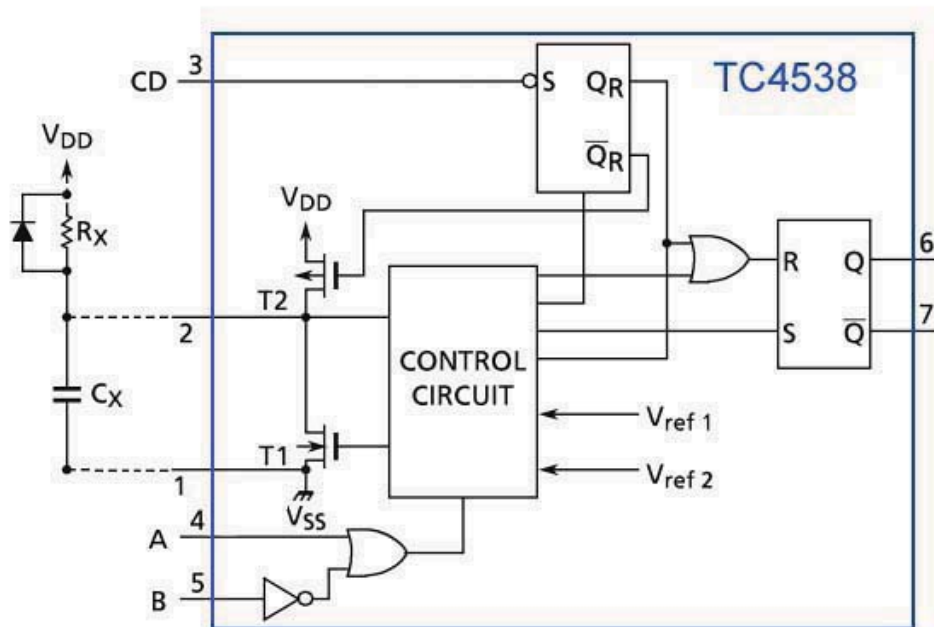


Figura 37 – O TC4538

O pulso base é aplicado nos pino 4 (A) ou 5 (B), sendo que quando aplicado em A, as saídas (pinos 6 e 7, Q e \bar{Q} respectivamente) tornam-se sensíveis à borda de subida (B deve estar no nível alto) e quando aplicado em B, as saídas tornam-se sensíveis à borda de descida (A deve estar no nível baixo). O pino (3) CD habilita as saídas quando em nível alto, assim B foi conectado em 6V, CD em -6V e A os pulsos bases; a saída utilizada foi Q.

Os pulsos provenientes do TC4538 são aplicados no enrolamento primário por meio dos transistores (vide Figura 38). Cada secundário possui seus pulsos retificados e filtrados, obtendo assim uma tensão DC de aproximadamente 18V (devido à relação de transformação, sendo que o primário possui 20 voltas e os secundários 30 voltas cada). Um diodo *zener* de 15V é utilizado então para garantir tensão de alimentação fixa (opcionalmente este foi colocado junto à placa do *driver*). A Figura 38 ilustra este circuito.

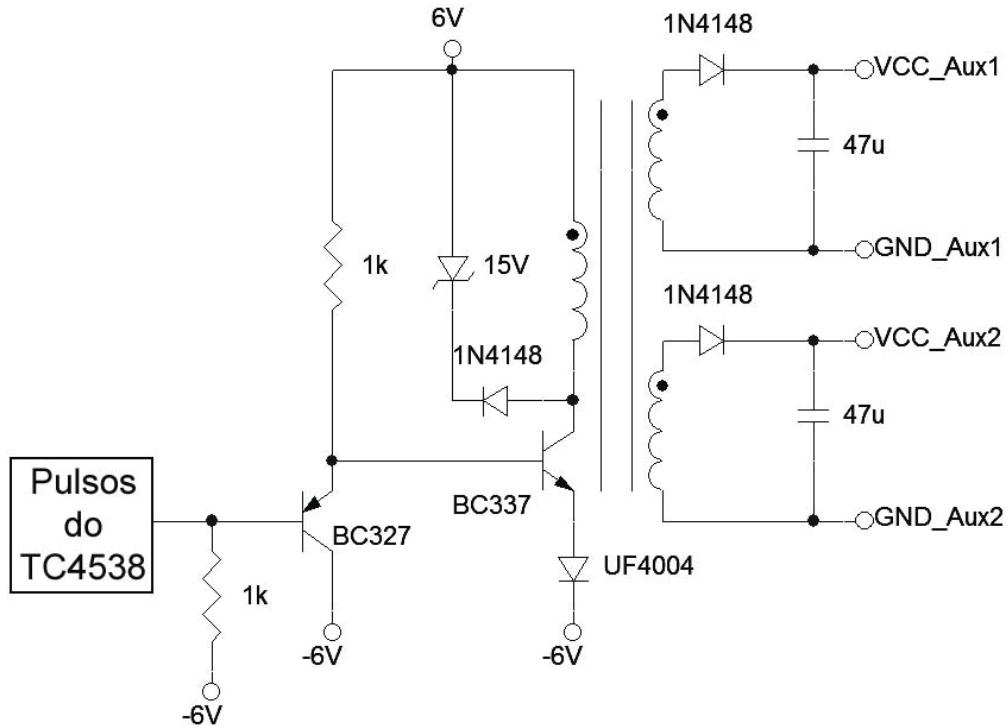


Figura 38 – Fontes Auxiliares para Alimentação dos Drivres

4.2.3 Circuito Snubber

Os snubbers são utilizados para amortecer as oscilações de alta frequência geradas durante a comutação dos semicondutores de potência, devido às suas indutâncias parasitas e capacitâncias intrínsecas. Os snubber também são utilizados para evitar picos elevados de tensão nos semicondutores, protegendo-os para que não sejam danificados.

Por ser um circuito de baixa potência, este não adiciona grande custo ao projeto enquanto lhe confere mais qualidade.

Os circuitos snubbers implementados tanto para as chaves do primário quanto as do secundário são do tipo dissipativos. A Figura 39 ilustra este tipo de snubber.

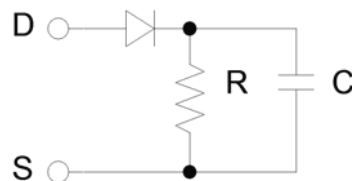


Figura 39 – Circuito Snubber

4.2.3.1 Snubber das chaves dos primários

A potência dissipada no snubber adotada como referência é de 1W. A tensão máxima no resistor é o dobro da tensão de entrada, ou seja, 24V. Desta forma é possível calcular o resistor pela equação de potência:

$$R = \frac{V^2}{P} \quad (53)$$

sendo V a tensão sobre o resistor e P a potência dissipada por este.

Substituindo V e P, tem-se:

$$R = \frac{24^2}{1} = 576\Omega$$

Foi então adotado um resistor maior, de 1,8KΩ. Desta forma, a potência dissipada no resistor snubber é 320mW.

Para o capacitor deve-se dimensionar para uma queda de 90% de sua tensão, assim:

$$V_{C1} = V_{C0} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$C = \frac{-t}{R \cdot \ln\left(\frac{V_{C1}}{V_{C0}}\right)} \quad (54)$$

Sendo a frequência de chaveamento 20kHz, $t = 50\mu s$ então por substituindo em (55):

$$C = \frac{-50\mu}{1,8K \cdot \ln(0,9)} = 263,65nF$$

Foi adotado então $C = 330\text{nF}$.

O diodo utilizado é o UF4004.

A energia dos snubbers dos primários é, em partes, aproveitada para alimentar os circuitos de excitação das chaves (par BC327/BC337), para isso foi utilizado um regulador de tensão de 15V, conforme mostrado na Figura 40.

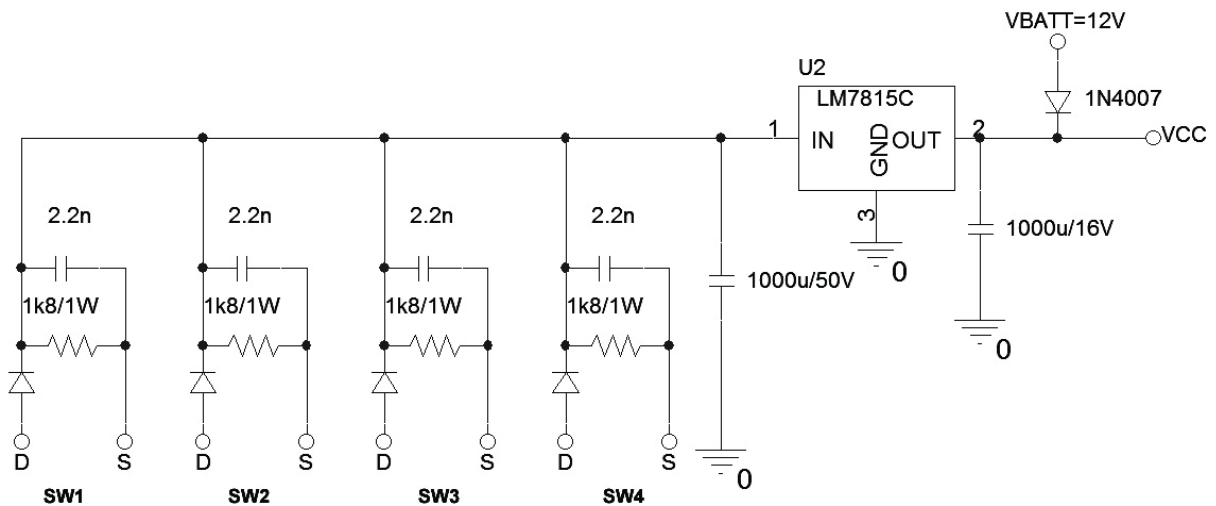


Figura 40 – Snubbers do primário

4.2.3.2 Snubber das chaves dos secundários

A potência dissipada no snubber adotada é de 1W. A tensão máxima no resistor é o dobro da tensão de saída, ou seja, 480V. Desta forma é possível calcular o resistor pela equação de potência (53), tem-se então

$$R = \frac{480^2}{1} = 230\text{k}\Omega$$

Foi então adotado um resistor de 330k Ω . Desta forma a potência dissipada no resistor snubber é 698mW.

O capacitor é determinado por (54), então sendo a frequência de chaveamento 20kHz, $t = 50\mu\text{s}$:

$$C = \frac{-50\mu}{230K \cdot \ln(0,9)} = 1,44nF$$

Foi adotado $C = 2.2nF$

4.2.4 O Transformador

O cálculo do transformador do conversor *push-pull* pode ser feito conforme 2.2.2.

4.2.4.1 Escolha do núcleo

O núcleo é escolhido pelo produto das áreas (A_p), considerando o fator de utilização do núcleo sendo 0,1 devido ao número de enrolamentos, pois conforme visto em 2.5.1, K_u é 0,4 para enrolamento único. Já em núcleos para conversor *push-pull* é prudente adotar $K_u = 0,2$ (devido ao número de enrolamentos), então como o núcleo desejado irá possuir enrolamentos de dois conversores *push-pull*, é prudente fazer $K_u = 0,1$. Tem-se, por (3):

$$A_p = \left(\frac{7,96 \cdot P_s \cdot 10^4}{K_j \cdot B \cdot f_s} \right)^z \quad (55)$$

Adotando $B = 0,3T$, $P_s = 800VA$, admitindo núcleo EE e o acréscimo de temperatura no indutor de $30^\circ C$, $z = 1,136$ e $K_j = 397$ (Anexo B), então:

$$A_p = \left(\frac{6,368 \cdot 10^7}{397 \cdot 0,3 \cdot 20000} \right)^{1,136} = 41,79cm^4$$

Considerando que o núcleo toroidal resulta, na prática, em 50% a 60% do volume do núcleo EE [9], então, pode-se adotar núcleo toroidal com $A_p = 25,074\text{cm}^4$

O núcleo toroidal escolhido, disponível no laboratório, possui A_p de $36,08\text{cm}^4$, $A_e = 3,75\text{cm}^2$ e $A_j = 9,62\text{cm}^2$.

4.2.4.2 Enrolamentos de primário

O número de espiras do primário é obtida por (16), sendo $V_i = 12V$, $D_{\text{máx}} = 0,5$, $A_e = 3,75\text{cm}^2$, $B = 0,3\text{T}$ e $f = 20\text{kHz}$, então:

$$N1_{\text{min}} = \frac{12 * 0,5}{3,75 \cdot 10^{-4} * 0,3 * 20000} = 2,6$$

Foi adotado $N1 = 3$.

Para um acréscimo de temperatura de 30°C (K_j obtido conforme Anexo), tem-se por (6) :

$$J = 397 * A_p^{-0,12}$$

Sendo $A_p = 36,08\text{cm}^4$ então:

$$J = 258,18\text{A} / \text{cm}^2$$

Portanto, a área do cobre (A_{CU}) obtida por (17) é:

$$A_{CU} = \frac{33,36/2}{258,18} = \frac{16,68}{258,18} = 0,0646\text{cm}^2$$

Consultando a tabela AWG (Anexo C), utilizando fios AWG 20 é necessário 13 destes em paralelo, foi então utilizado 20 para reduzir perdas nos enrolamentos.

4.2.4.3 Enrolamentos de secundário

Os enrolamentos de secundários são obtidos pela relação de transformação, que é 20. Sendo o número de espiras do enrolamento de primário igual a 3, o número de espiras dos secundários é 60.

A densidade de corrente é a mesma já calculada, $J = 258,18 A/cm^2$, portanto a área do cobre (A_{CU}) é por (17):

$$A_{CU} = \frac{3,64}{258,18} = 0,0141 cm^2$$

Consultando a tabela AWG (Anexo C), utilizando fios AWG 20 é necessário 3 destes em paralelo, foi então utilizado 8 para reduzir perdas nos enrolamentos.

4.2.5 O Filtro LC

O capacitor de filtro é calculado então por (37), aqui transcrita:

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot \zeta \cdot f_o \cdot R_o}$$

Para o cálculo do filtro LC de saída do inversor, o fator de amortecimento deve ser $0,707 \leq \zeta \leq 1$, como já mencionado em 3.5, foi adotado então $\zeta = 0,9$. Para a potência de 800W, a carga $R_o = 28\Omega$ e frequência de corte $f_o = 1kHz$ (vide início do projeto), então:

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot 0,9 \cdot 1k \cdot 28} = 3,16\mu F$$

indutor, L_f , pode ser calculada por (36), aqui transcrita:

$$L_f = 4R_0^2\zeta^2 C_f$$

Então, substituindo $R_0 = 28\Omega$, $\zeta = 0,9$ e $C_f = 3,16\mu F$:

$$L_f = 4 \cdot 28^2 \cdot 0,9^2 \cdot 3,16\mu = 8mH$$

Assim $C_f = 3,16\mu F$ e $L_f = 8mH$.

Para o indutor de filtro, devido a grande quantidade de energia envolvida, foi utilizado núcleo de ar com 100 espiras e posteriormente foi acrescentado bastões de ferrite, chegando ao valor de indutância necessária.

4.3 PROJETO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA CLASSE D

A escolha dos componentes do amplificador difere apenas no transformador (devido aos diferentes níveis de tensão e corrente), nas chaves de secundário e no filtro de saída LC (devido à mudança de carga e frequência de chaveamento). Os demais componentes mantêm-se inalterados.

Sendo a potência de saída projetada de 560W RMS, a tensão de alimentação de 12V e a tensão de saída para esta potência e carga de 8Ω de 67V eficaz. A relação de transformação adotada é 10 para compensar a perda da modulação, pois obtém-se níveis de 120V.

A corrente RMS na carga resistiva pode ser dada por (50):

$$I_{0_{TOTAL}} = \frac{P_S}{V_S} = \frac{560}{67} = 8,36A$$

A corrente RMS no secundário de cada inversor será por (51):

$$I_{S_{A,B}} = \frac{I_{0_{TOTAL}}}{2} = 4,18A$$

A corrente RMS no primário de cada conversor será por (52):

$$I_P = I_{S_{A,B}} \cdot D' \cdot N = 4,18 \cdot \left(\frac{67}{120}\right) \cdot 10 = 23,34A$$

sendo

D' é a razão cíclica de conversão.

4.3.1 As Chaves

O dimensionamento das chaves de primário (SW1, SW2, SW3 e SW4) é o mesmo do mostrado em 4.2.1, sendo que a corrente conduzida por elas agora é de 23,34A, desta forma foi mantida a escolha das chaves IRFZ48N para o primário.

As chaves bidirecionais (SWB1 e SWB2) nos secundários têm de suportar o dobro da tensão de saída, ou seja, $V_{DS} \geq 240V$. A corrente RMS do secundário de cada inversor, como já calculada, é de 4,184A; desta forma, as chaves devem ser capazes de conduzir esta corrente, ou seja, $I_D \geq 4,18A$. Diante do exposto, foi mantida a escolha do transistor IRF840. Os diodos das chaves bidirecionais adotados são do tipo HFA15TB60.

4.3.2 Circuito Snubber

4.3.2.1 Snubber das chaves dos primários

A potência dissipada no snubber adotada como referência é de 1W. A tensão máxima no resistor é o dobro da tensão de entrada, ou seja, 24V. Desta forma o circuito snubber é o mesmo projetado em 4.2.3.1.

4.3.2.2 Snubber das chaves dos secundários

A potência dissipada no snubber adotada é de 1W. A tensão máxima no resistor é o dobro da tensão de saída, ou seja, 240V. Desta forma é possível calcular o resistor pela equação de potência (53), tem-se então:

$$R = \frac{240^2}{1} = 57,6k\Omega$$

Foi então adotado um resistor de 100kΩ. Desta forma a potência dissipada no resistor snubber é 576mW.

O capacitor é determinado por (54), então sendo a frequência de chaveamento 200kHz, $t = 5\mu s$:

$$C = \frac{-5\mu}{100K \cdot \ln(0,9)} = 475pF$$

Foi adotado $C = 470pF$

4.3.3 O Transformador

4.3.3.1 Escolha do núcleo

Por (57) pode-se perceber que o produto de áreas (A_p) requerido do núcleo é inversamente proporcional à frequência de chaveamento e diretamente proporcional à potência. O amplificador possui potência esperada (560W) menor do que a do inversor (800W) e a frequência de chaveamento do amplificador é maior (200kHz) do que a do inversor (20kHz), logo, pode-se concluir que o núcleo será menor. Devido a disponibilidade do laboratório o núcleo escolhido foi o mesmo do inversor.

Assim, o núcleo toroidal escolhido, disponível no laboratório, possui A_p igual a $36,08\text{cm}^4$, $A_e = 3,75\text{cm}^2$ e $A_j = 9,62\text{cm}^2$.

4.3.3.2 Enrolamentos de primário

O número de espiras do primário é obtida por (28), então sendo $V_i = 12V$, $D_{\text{máx}} = 0,5$, $A_e = 3,75\text{cm}^2$, $B = 0,3\text{T}$ e $f = 200\text{kHz}$, então:

$$N_{1_{\text{min}}} = \frac{12 * 0,5}{3,75 \cdot 10^{-4} * 0,3 * 2000000} = 0,27$$

Foi adotado $N_1 = 4$ para obter uma corrente magnetizante menor.

Sendo o mesmo núcleo, a densidade de corrente nos fios para um acréscimo de temperatura de 30°C é a mesma já calculada, ou seja, $258,18\text{A}/\text{cm}^2$.

Portanto, a área do cobre (A_{CU}) por (17) é:

$$A_{CU} = \frac{23,34/2}{258,18} = \frac{11,67}{258,18} = 0,0452\text{cm}^2$$

Consultando a tabela AWG (Anexo C), utilizando fios AWG 20 é necessário 8 destes em paralelo, foi então utilizado 16 para reduzir perdas nos enrolamentos.

4.3.3.3 Enrolamentos de secundário

Os enrolamentos de secundários são obtidos pela relação de transformação, que é 10. Sendo o número de espiras nos enrolamentos de primário igual a 4, o número de espiras dos secundários é 40.

A densidade de corrente é a mesma já calculada, $J = 258,18\text{A}/\text{cm}^2$, portanto a área do cobre (A_{CU}) é por (17):

$$A_{CU} = \frac{4,18}{258,18} = 0,0162cm^2$$

Consultando a tabela AWG (Anexo C), utilizando fios AWG 20 é necessário 4 destes em paralelo, foi então utilizado 12 para reduzir perdas nos enrolamentos, devido ao efeito pelicular (200kHz).

4.3.4 O Filtro LC

O capacitor de filtro é calculado então por (37), aqui transcrita:

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot \zeta \cdot f_0 \cdot R_0}$$

Para o cálculo do filtro LC de saída do inversor, o fator de amortecimento deve ser $0,707 \leq \zeta \leq 1$, foi adotado então $\zeta = 0,9$. Para a potência de 560W, a carga $R_0 = 8\Omega$ e frequência de corte $f_0 = 10kHz$ (vide início do projeto), então:

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot 0,9 \cdot 10k \cdot 8} = 1,1\mu F$$

O indutor, L_f , pode ser calculado por (36), aqui transcrita:

$$L_f = 4R_0^2 \zeta^2 C_f$$

Então, substituindo $R_0 = 8\Omega$, $\zeta = 0,9$ e $C_f = 1,1\mu F$:

$$L_f = 4 * 8^2 * 0,99^2 * 1\mu = 256\mu H$$

Assim $C_f = 1\mu F$ e $L_f = 256\mu F$.

O projeto do indutor é feito conforme 2.5.1.

Adotando núcleo de ferrite do tipo EE, tem-se que a energia no indutor de filtro (L_f), para a corrente de projeto (8,36A) é obtida por (38):

$$E = \frac{1}{2} * 256\mu * (8,36 * \sqrt{2})^2 = 17,89mJ$$

Consultando o Anexo B, para núcleo tipo EE, $x = 0,12$ e $Kj = 63,35 * \Delta T^{-0,54}$, assim $z = 1,13$ e $Kj = 397$ (considerando variação de temperatura, ΔT , de 30°C).

Sendo $B = 0,3T$, $Ku = 0,4$, o produto de áreas pode ser obtido por (39):

$$Ap = \left(\frac{2 * 17,89m * 10^4}{0,4 * .397 * 0,3} \right)^{1,13} = 9,76cm^4$$

Consultando o Anexo B, o núcleo cujo Ap é maior ao requerido pelo indutor é o EE 55/28/21, sendo $Ap = 14,91cm^4$, $le = 12,3cm$ e $Ae = 3,54cm^2$.

O fator de indutância (Al) pode ser obtido por (41):

$$Al = \frac{(3,54 * 10^{-4})^2 * 0,3^2}{2 * 17,89 * 10^{-3}} = 315nH / esp^2$$

O comprimento do entreferro (lg) pode ser calculado por (42):

$$lg = \frac{12,3 * 10^{-2}}{\mu e}$$

A permeabilidade do entreferro, μe , determinado por (43):

$$\mu e = \frac{315 * 10^{-9} * 12,3 * 10^{-2}}{4\pi 10^{-7} * 3,54 * 10^{-4}} = 87,1H / m$$

Assim

$$lg = \frac{12,3 * 10^{-2}}{87,1} = 1,41mm$$

A determinação do número de espiras pode ser feita por (44):

$$N = \sqrt{\frac{256\mu}{315n}} = 28,5$$

A determinação da área de cobre necessária pode ser feita por (45):

$$A_{cu} = \frac{8,36}{J}$$

A densidade de corrente (J) pode ser determinada por (46):

$$J = 397.14,91^{-0,12} = 287 A / cm^2$$

Assim

$$A_{cu} = \frac{8,36}{287} = 0,02913cm^2$$

Consultando o Anexo C, utilizando fios AWG 22, é necessário 9 destes em paralelo, sendo adotado 10 fios.

Desta forma conclui-se o projeto do indutor de filtro que resumidamente possui as características:

- indutância de 256 μ H
- núcleo de ferrite EE55/28/21 (Fabricante: Thornton)
- entreferro de 1,41mm
- 26 espiras utilizando 10 fios AWG 22 em paralelo.

4.4 O CIRCUITO DE CONTROLE

4.4.1 Introdução

O circuito de controle é constituído de um gerador triangular, um gerador senoidal (no caso do inversor), comparador (gerador dos pulsos PWM) e um circuito digital responsável pela lógica de acionamento das chaves, conforme ilustrado na Figura 41.

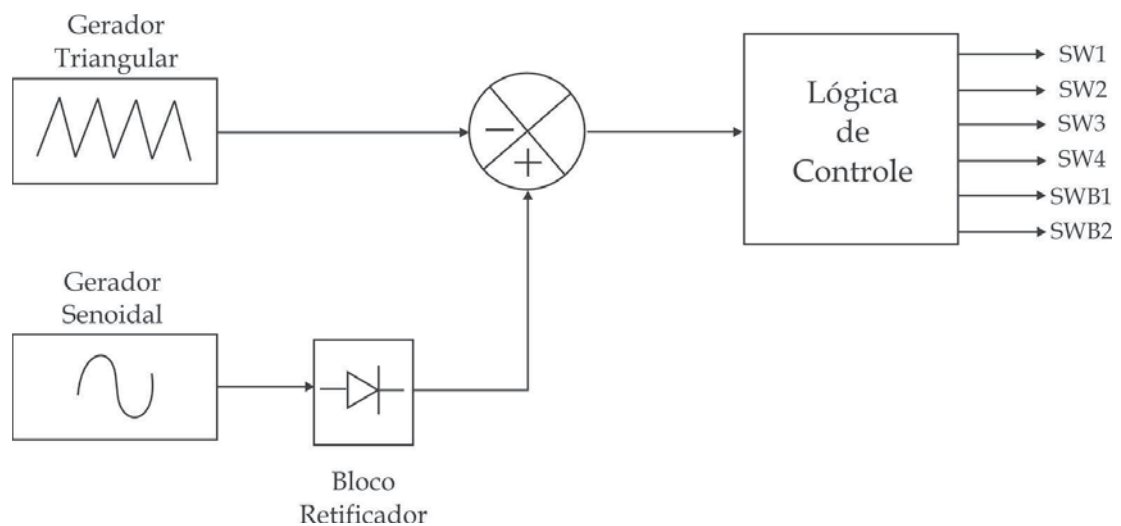


Figura 41 – Diagrama de Blocos do Circuito de Controle

Para o inversor, a referência é uma onda senoidal de 60Hz e para o amplificador de áudio é o próprio áudio a ser amplificado.

O sinal de referência pode assumir valores negativos e como a alimentação do circuito não é simétrica (0 e +12V), faz-se necessário estabelecer a referência em 6V; desta forma a alimentação pode ser feita em 6V e -6V.

A mudança da referência é obtida utilizando o regulador de tensão 7506, conforme ilustra a Figura 42.

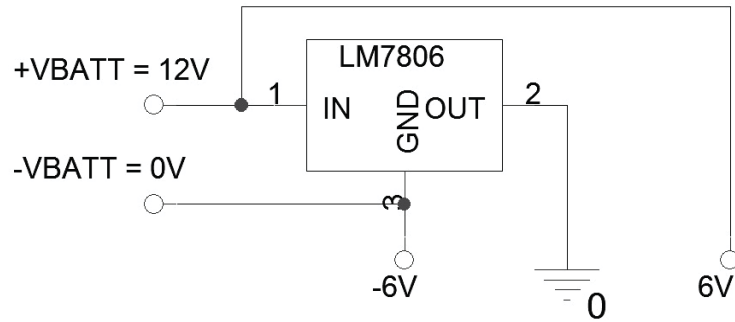


Figura 42 – Circuito gerador de referência em 6V

A lógica de chaveamento é feita de forma que os transistores sejam chaveados conforme diagrama de tempo mostrado na Figura 43, que garante o correto funcionamento do circuito, conforme mostrado em 3.6.1.

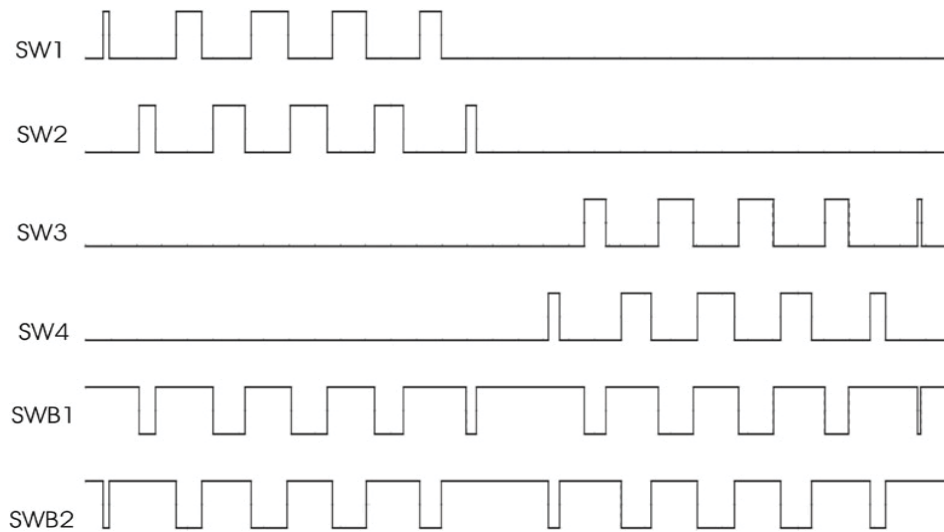


Figura 43 – Formas de Ondas dos Pulsos de Chaveamento

4.4.2 Circuito Gerador da Onda Triangular

O circuito gerador da onda triangular implementado é proposto pelo fabricante *Harris Semiconductor* [2]. Após o gerador triangular, é utilizado um capacitor para desacoplamento DC e o ajuste DC em 6V como convém para o controle. Este circuito é mostrado na Figura 44.

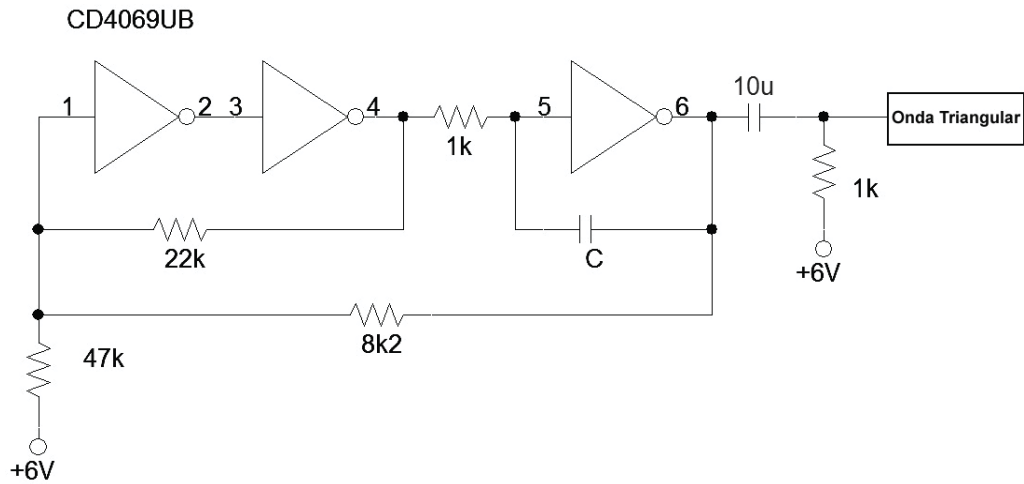


Figura 44 – Circuito Gerador Triangular

4.4.3 Circuito Gerador da Onda Senoidal

O circuito gerador da onda senoidal de referência implementado é mostrado na Figura 45. Trata-se de um oscilador com ponte de Wien usando dois diodos como limitador de amplitude [8].

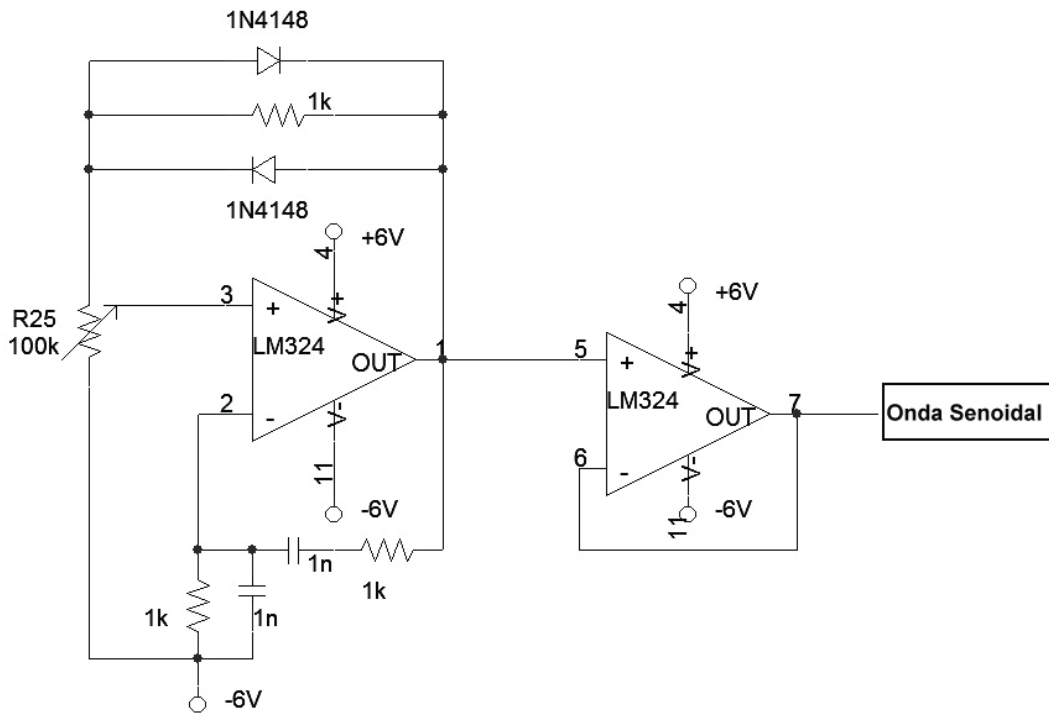


Figura 45 – Circuito gerador senoidal

4.4.4 Circuito Retificador de Onda Completa de Precisão

O circuito retificador deve ser de precisão para que o sinal de referência não sofra deformações devido à queda de tensão nos diodos, assim foi implementado o circuito mostrado na Figura 46 [10].

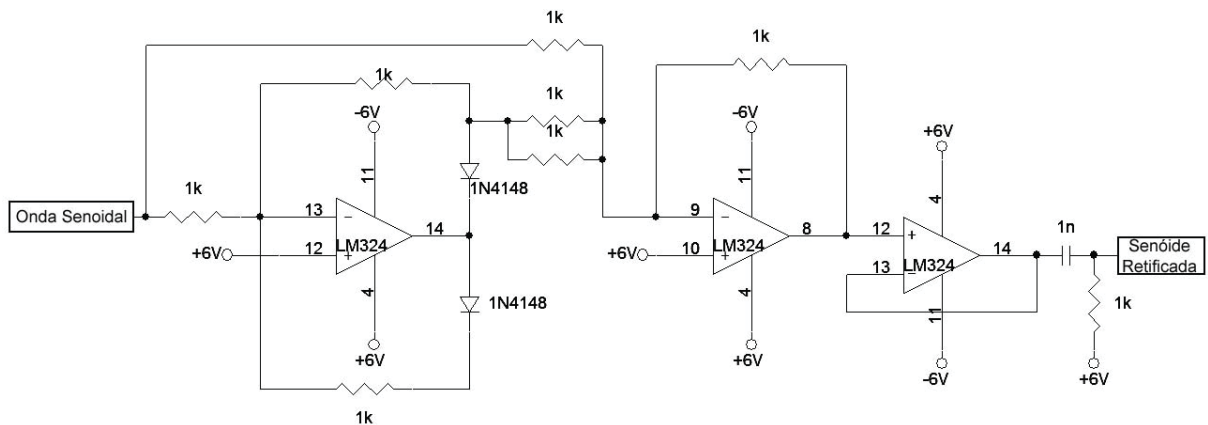


Figura 46 – Circuito Retificador de Onda Completa de Precisão

4.4.5 Circuito Comparador e Circuitos Separadores de Pulsos

O circuito comparador é constituído simplesmente de um amp-op (TL074), conforme mostrado na Figura 47.

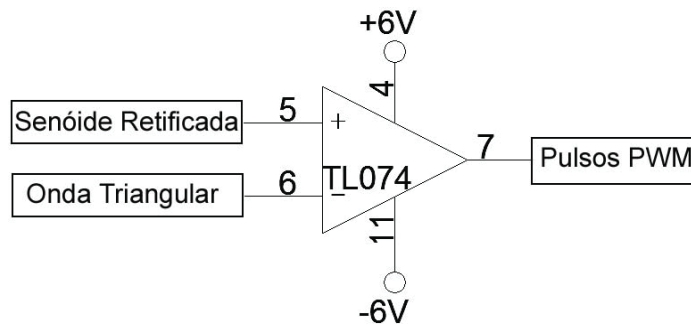


Figura 47 – Circuito Comparador PWM.

Os pulsos gerados na saída do comparador possuem a modulação do semiciclo positivo e semiciclo negativo do sinal de referência. Como a topologia proposta utiliza dois conversores, um para cada semiciclo é necessário então que os pulsos sejam divididos. Foi então implementado um circuito detector de semi-ciclo. É feito então a separação dos pulsos de cada semiciclo através de portas ANDs conforme mostrado na Figura 48.

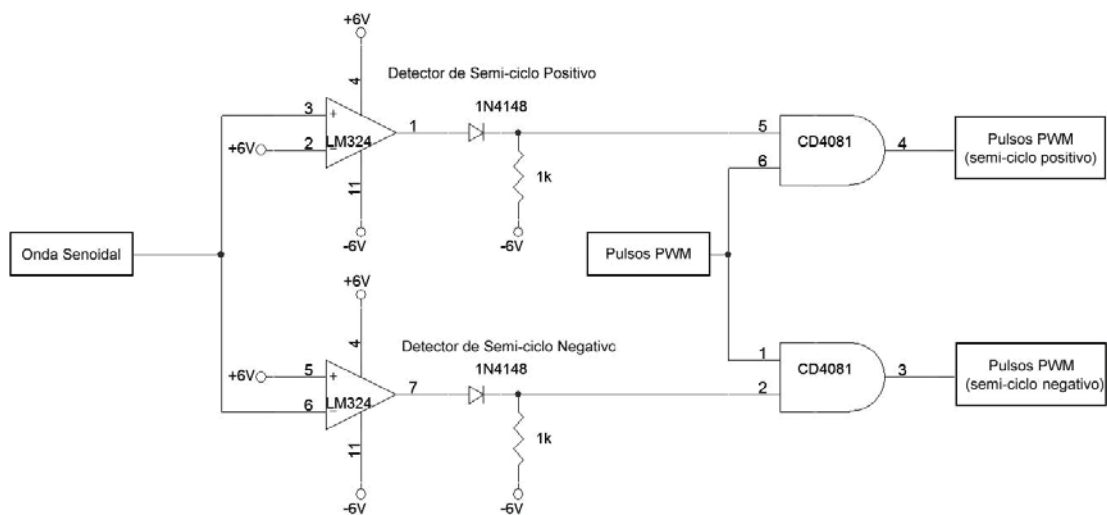


Figura 48 – Circuito Detector e Separador de Semi-ciclos PWM

O chaveamento em cada conversor é feito por duas chaves, assim os trens de pulsos PWM de cada semiciclo é dividido de forma que as chaves conduzam alternadamente. Assim, conforme a lógica de controle dos conversores, foi implementado o circuito mostrado na Figura 49.

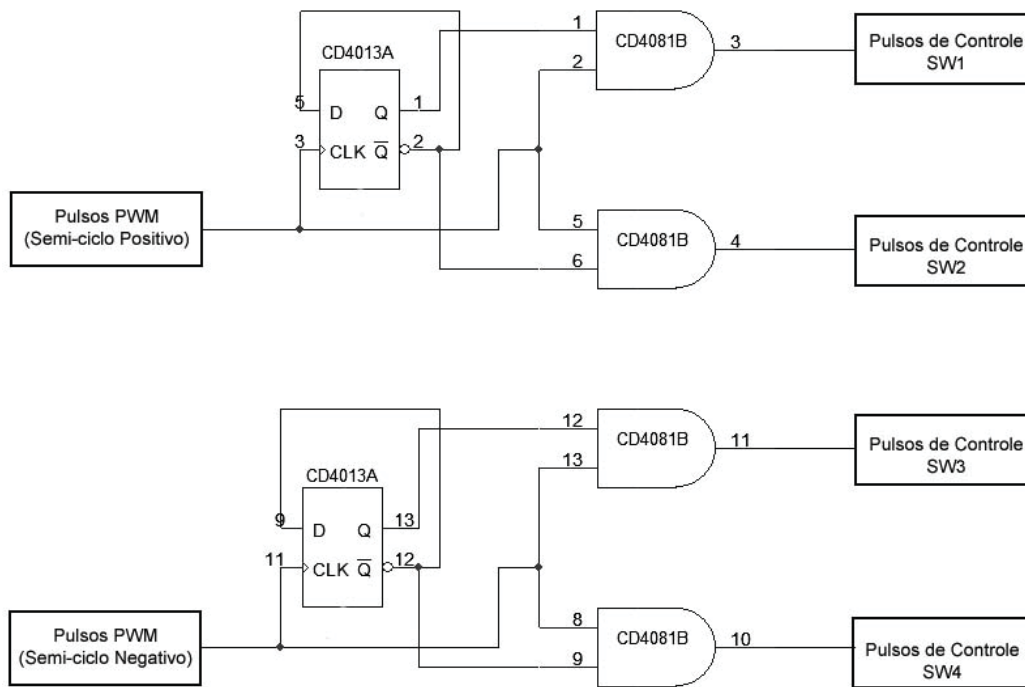


Figura 49 – Circuito Separador de Pulsos das Chaves dos Primários

De acordo com a lógica de acionamento das chaves bidirecionais, mostrado na Figura 41, os pulsos de chaveamento de SWB1 e SWB2 são então obtidos conforme circuito mostrado na Figura 50.

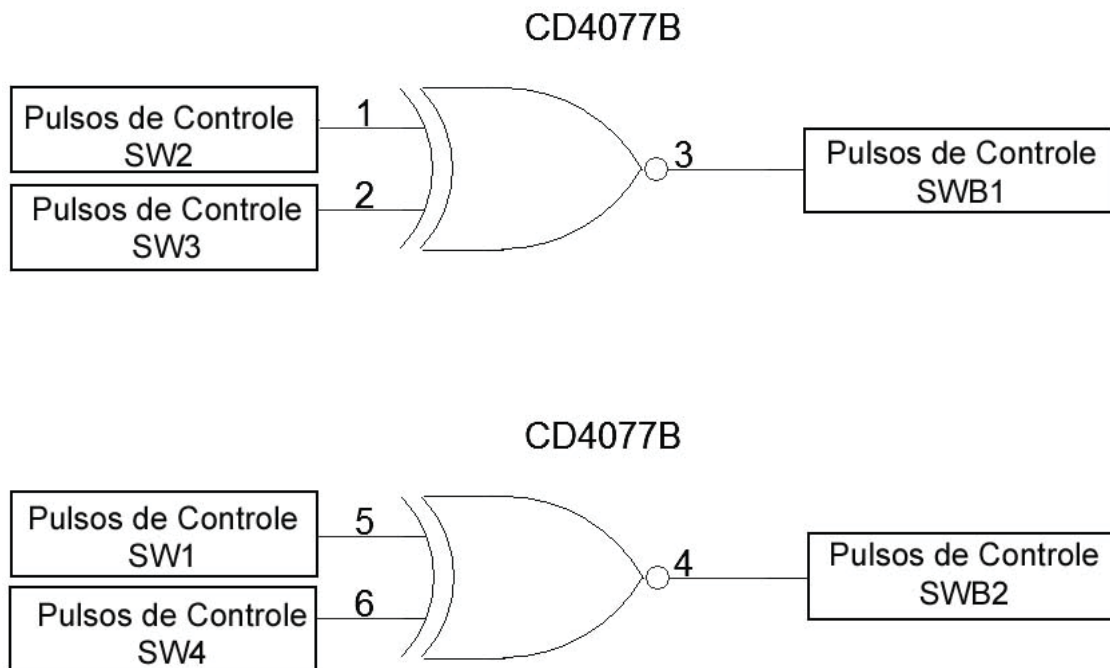


Figura 50 – Circuito Gerador de Pulsos das Chaves Bidirecionais

A figura 51 ilustra os sinais gerados: senóide retificada, triangular, pulsos PWM e os pulsos PWM de controle das chaves.

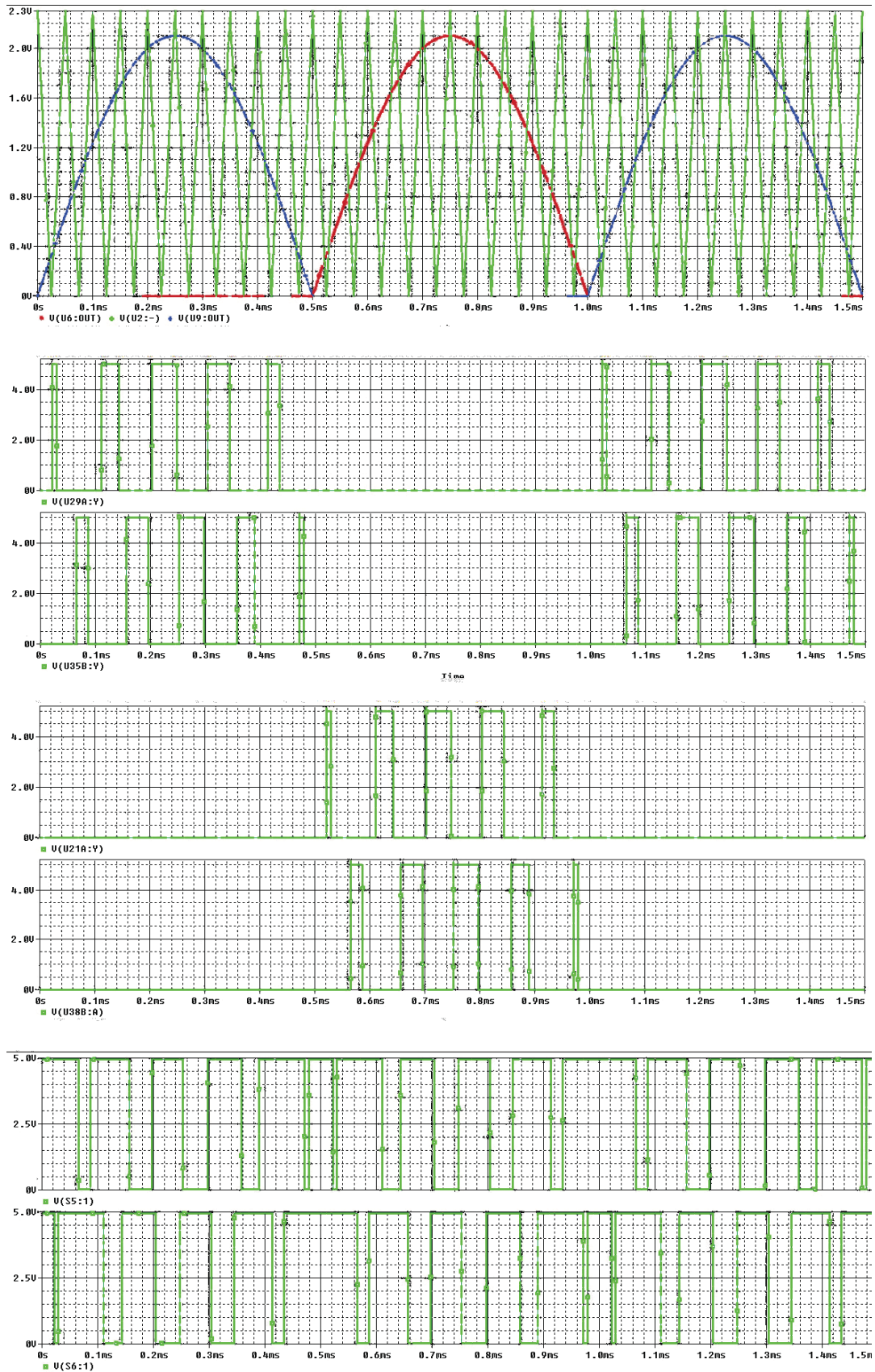


Figura 51 – Formas de onda dos estágios: (a) geração triangular e (b) senóide retificada, (c) pulsos das chaves SW1 e SW2, pulsos das chaves SW3 e SW4, (d) pulsos das chaves SWB1 e SWB2.

4.5 CONCLUSÃO

O projeto da topologia proposta mostra-se simples e versátil, bastando para isso conhecer o projeto de conversores *push-pull*. Deve-se observar que o fator de utilização do núcleo é reduzido para compensar o enrolamento duplo do transformador.

O controle é composto de módulos relativamente simples de serem implementados, ressaltando que a qualidade do sinal de saída do inversor depende da qualidade da portadora gerada (triangular) e da senóide de referência.

A associação de chaves (transistores e/ou diodos) em paralelo é útil quando se deseja reduzir as perdas nestes elementos ou quando a corrente a ser conduzida ultrapassa a máxima corrente suportada pelo componente.

A inserção das chaves bidirecionais no lado do secundário faz com que circuitos de *drivers* sejam implementados, uma vez que estas encontram-se sob referenciais diferentes do sinal de comando.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

O inversor e o amplificador foram simulados com o auxílio do software ORCAD[®] 10.0 afim de verificar seu funcionamento. Ambos também foram implementados no laboratório e testes experimentais foram efetuados afim de validar os sistemas propostos.

5.2 SIMULAÇÃO DO INVERSOR DE TENSÃO

A simulação foi feita adotando os seguintes parâmetros:

- Tensão de alimentação: 12V DC;
- Transistores: Sbreak com $R_{on} = 10m\Omega$ e $V_{on} = 1V$;
- Diodos: Dbreak;
- Transformador com razão de transformação 20:
 - primários: indutor de $50\mu H$
 - secundários: indutor de 20mH
 - acoplamento unitário (K_Linear).
- Gerador senoidal: VSIN com $V_{OFF}=0$, $V_{AMPL} = 2.1V$, $FREQ = 60Hz$.
- Gerador triangular com 20kHz: VPULSE com $V1 = 2.3V$, $V2 = 0V$, $TR = 25u$, $TF = 25u$, $PW = 0.0001u$ e $PER = 50.0001u$.

O circuito de controle simulado é mostrado na Figura 52 e na Figura 53 é mostrado o circuito de potência.

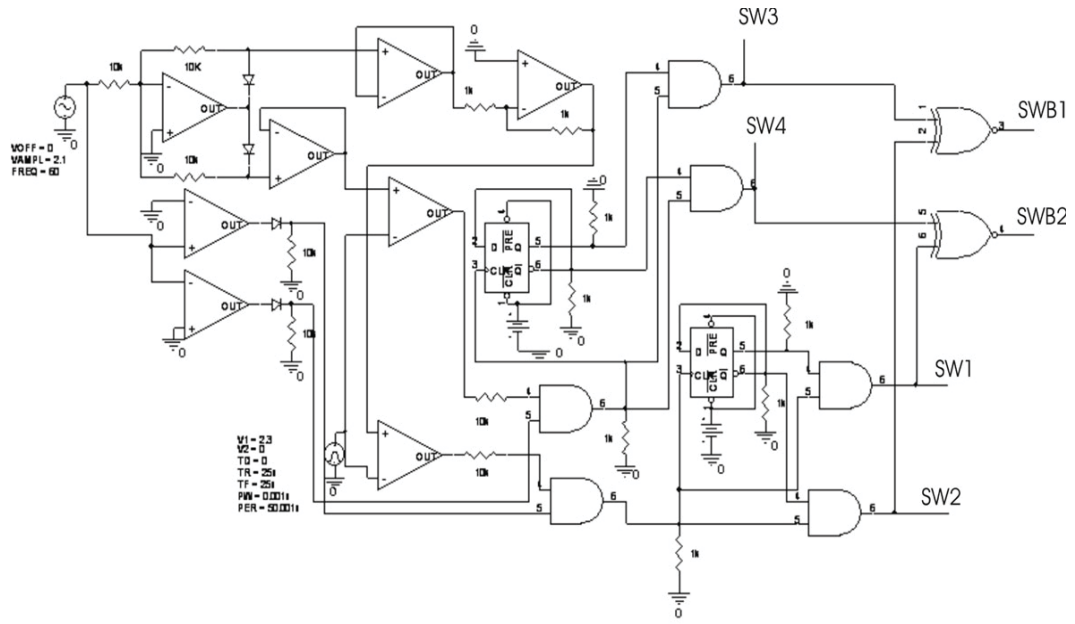


Figura 52 – Circuito de Controle Simulado

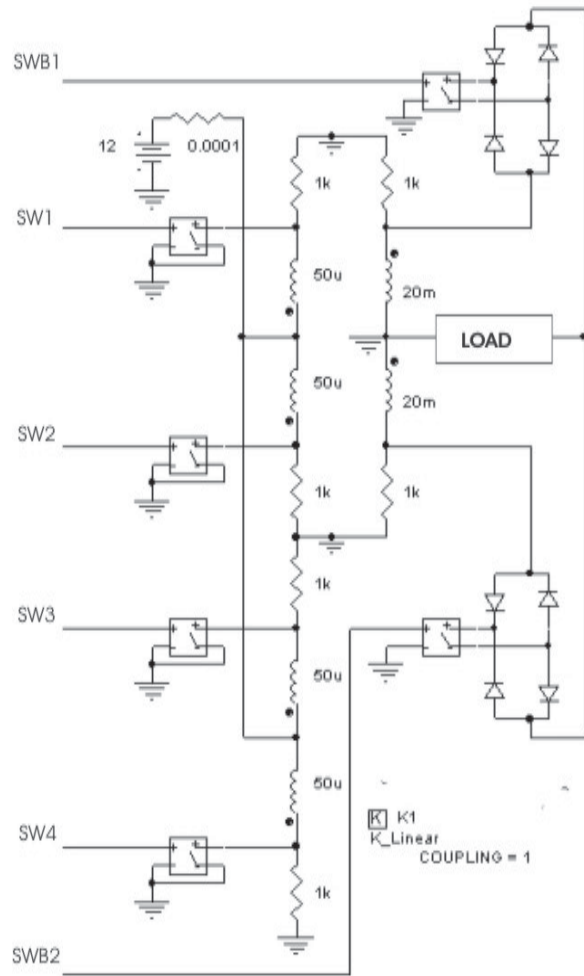


Figura 53 – Circuito de Potência Simulado

O transformador do circuito de potência, mostrado na Figura 51, foi desenvolvido de forma que o *ORCAD* efetuasse a correta simulação, assim foi inserido resistências entre os enrolamentos e o terra.

Utilizando uma carga puramente resistiva, $R = 28\Omega$, a tensão sobre a resistência é mostrada na Figura 54.

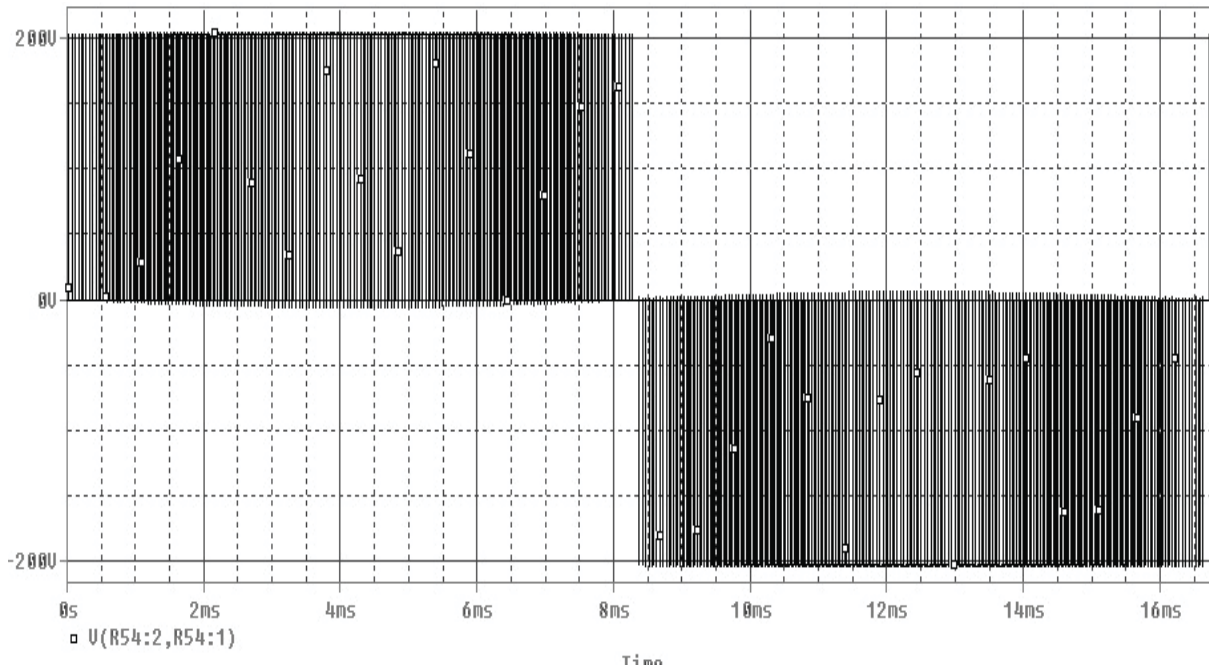


Figura 54 – Tensão sobre a carga resistiva

Observa-se que a tensão sobre a carga R são pulsos SPWM, com picos de pouco mais de 200V. Pela relação de transformação que é 20, a tensão de pico na saída seria de 240V, porém devido as não idealidades dos transistores, diodos, transformador, entre outros, ocorreu esta redução. Esta redução é perfeitamente aceitável já que a tensão de pico esperada após a filtragem é de aproximadamente 155V.

Considerando uma carga puramente indutiva de $100\mu\text{H}$, a corrente sobre o indutor é mostrada na Figura 55.

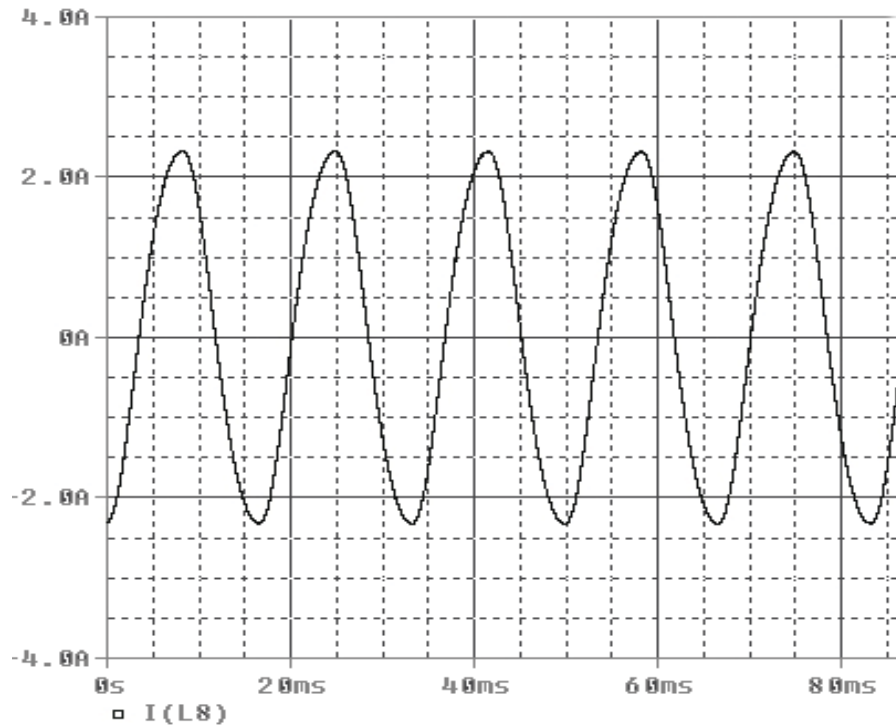


Figura 55 – Corrente sobre a carga indutiva

Considerando o inversor com o filtro LC projetado para $f_0 = 1kHz$, sendo $L = 844\mu H$ e $C = 30\mu F$ e carga resistiva R de 28Ω , a tensão sobre a carga é mostrada na Figura 56.

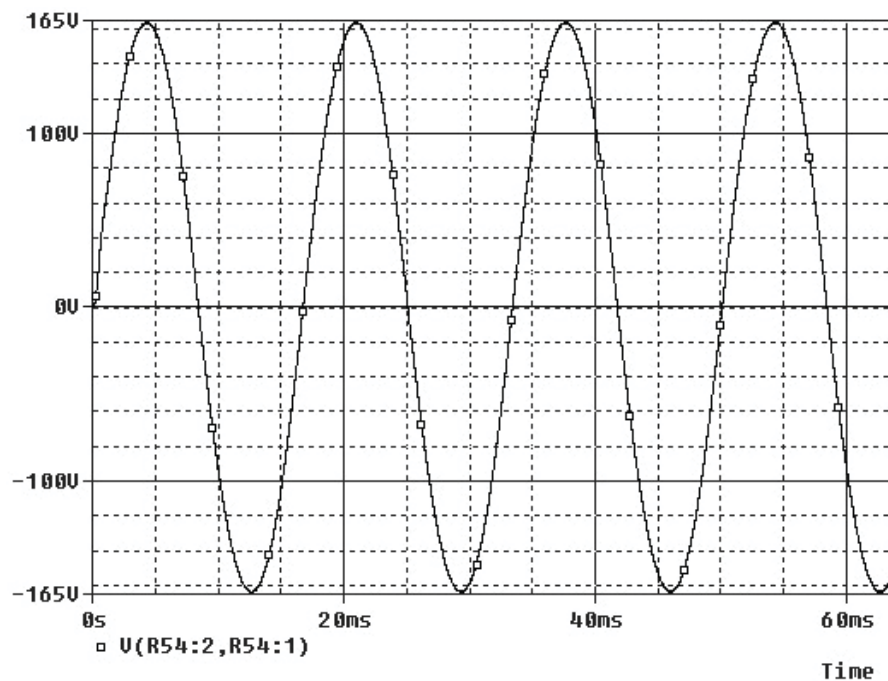


Figura 56 – Tensão de saída do inversor com carga resistiva e filtro LC

Observa-se na saída do inversor após o filtro LC uma tensão senoidal de 60Hz com pico de 165V, resultando em 116V RMS.

Considerando o inversor com o filtro LC na saída e sendo a carga um retificador em ponte com filtro capacitivo (Figura 57), onde $R = 28 \Omega$ e $C = 660\mu\text{F}$, a tensão e a corrente em R é mostrada na Figura 58.

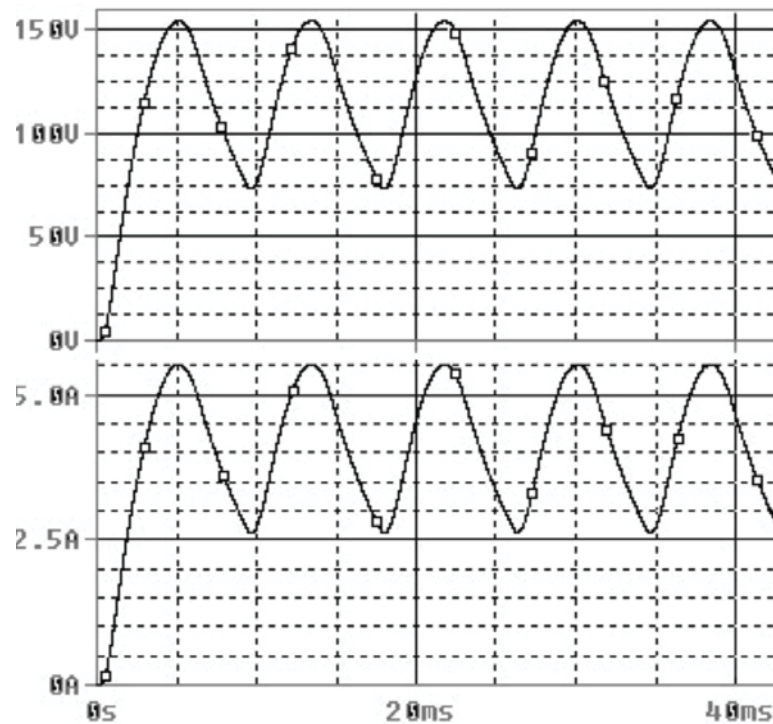


Figura 58 – Tensão e corrente da carga R

Observa-se que a tensão média sobre a carga (resistor mais retificador com filtro capacitivo) é de aproximadamente 113V e a oscilação (*ripple*) de 80V conforme projetado no item 4.2 por (48).

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO INVERSOR

O inversor proposto foi construído conforme projeto. Foi então observado a tensão sobre a carga resistiva, após filtro LC, conforme mostrado na Figura 59.

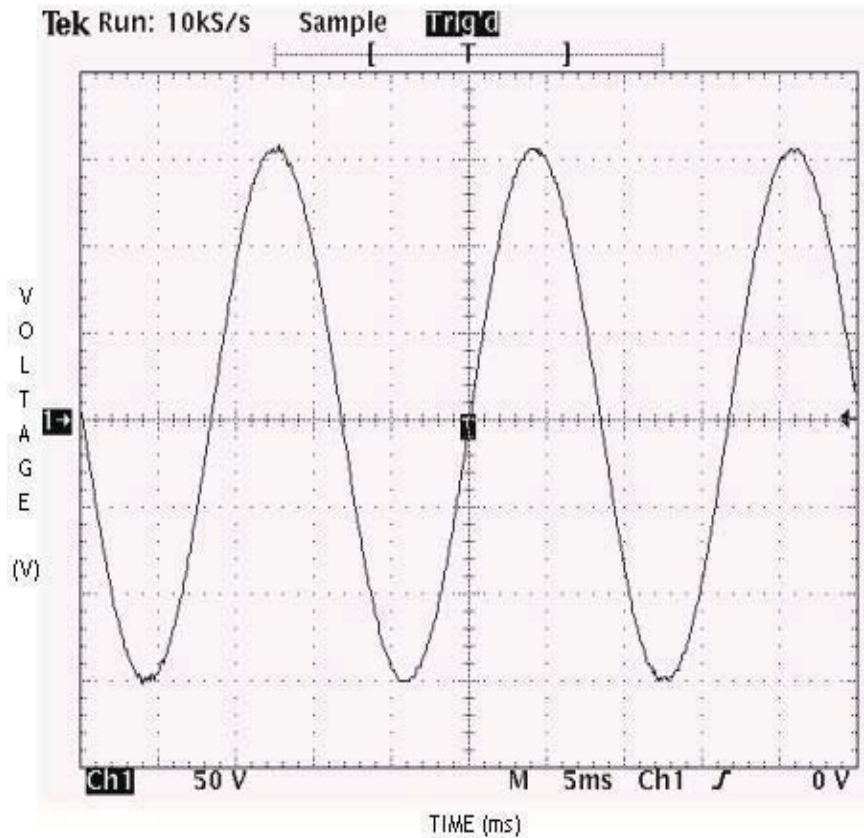


Figura 59 – Tensão sobre a carga R (inversor com filtro LC)

Observa-se que a tensão sobre a carga após filtro LC é uma senóide com aproximadamente 59Hz, tensão de pico de 150V, resultando em aproximadamente 106V RMS.

A Figura 60 traz a fotografia do protótipo implementado no laboratório.



Figura 60 – Protótipo do inversor

5.4 SIMULAÇÃO DO AMPLIFICADOR DE ÁUDIO

A simulação do amplificador foi feita utilizando os mesmos parâmetros do inversor de tensão, exceto:

- Transformador com razão de transformação 10:
 - primários: indutor de $54.5\mu\text{H}$
 - secundários: indutor de 5.45mH
 - acoplamento unitário (K_{Linear}).
- Gerador senoidal: VSIN com $\text{VOFF}=0$, $\text{VAMPL} = 2.2\text{V}$, com frequência variável.
- Gerador triangular com 200kHz: VPULSE com $\text{V1} = 2.3\text{V}$, $\text{V2} = 0\text{V}$, $\text{TR} = 2.5\mu$, $\text{TF} = 2.5\mu$, $\text{PW} = 0.0001\mu$ e $\text{PER} = 5.0001\mu$.
- Carga: resistor de 8Ω

Os circuitos simulados são os mesmos, salvo as alterações dos parâmetros supracitados.

Como o interesse neste circuito é recuperar o sinal à ser amplificado, todas as simulações foram feitas utilizando o filtro LC projetado para $f_o = 10\text{kHz}$ (vide item 4.3.4), sendo $L = 115\mu\text{H}$ e $C = 2.2\text{nF}$.

Foram utilizados 5 variações de frequência na onda senoidal (áudio a ser amplificado): 1kHz, 2.5kHz, 5kHz, 7.5kHz e 10kHz, com amplitude de 2.2V. As Figura 61, Figura 62, Figura 63, Figura 64 e Figura 65 trazem os resultados destas simulações.

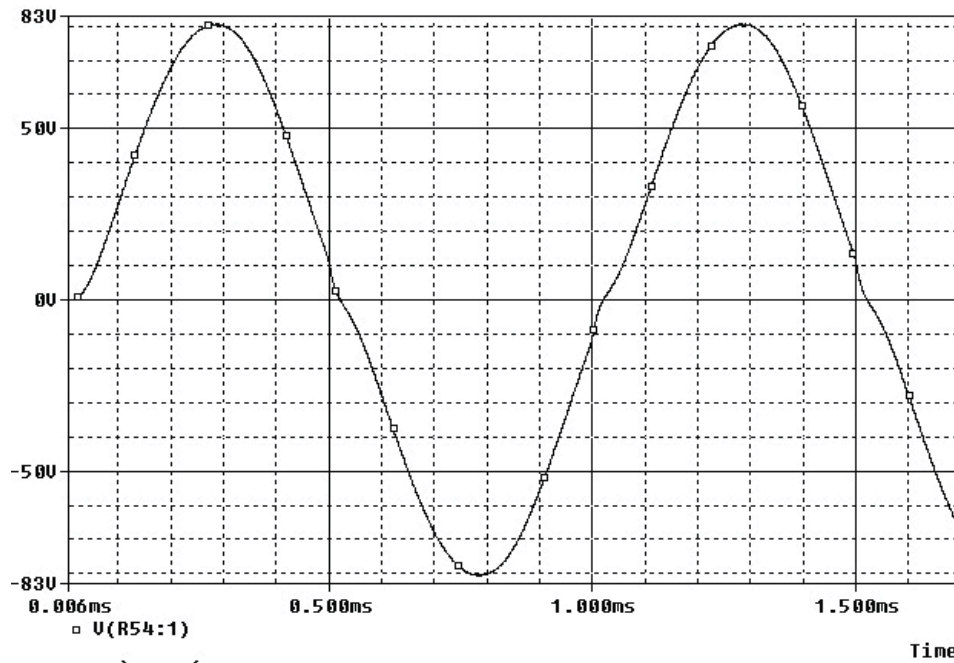


Figura 61 – Forma de onda da saída do amplificador para frequência de entrada de 1kHz.

Observa-se que o sinal é uma senoide de 1kHz conforme sinal a ser amplificado, porém com pequena deformação na passagem por zero (*crossover*). Sendo a tensão de entrada um senoide de 2.2V de pico, o ganho de tensão é 31,94dB (conforme 2.6.2.1).

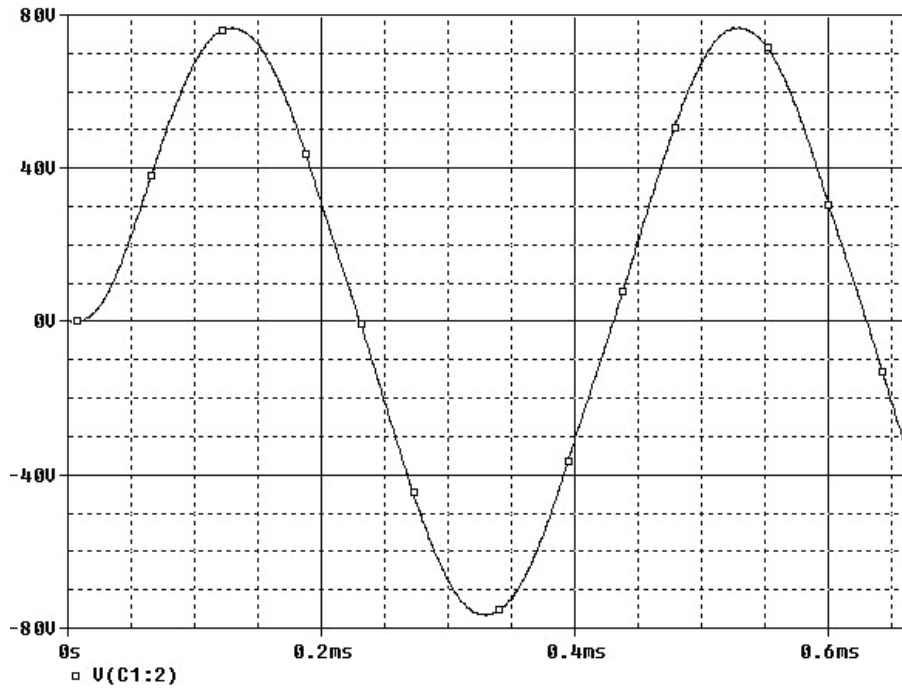


Figura 62 – Forma de onda da saída do amplificador para frequência de entrada de 2,5kHz

Observa-se que o sinal é uma senóide de 2,5kHz, conforme sinal a ser amplificado. Sendo a tensão de entrada um senóide de 2.2V de pico, o ganho de tensão é 31,21dB (conforme 2.6.2.1).

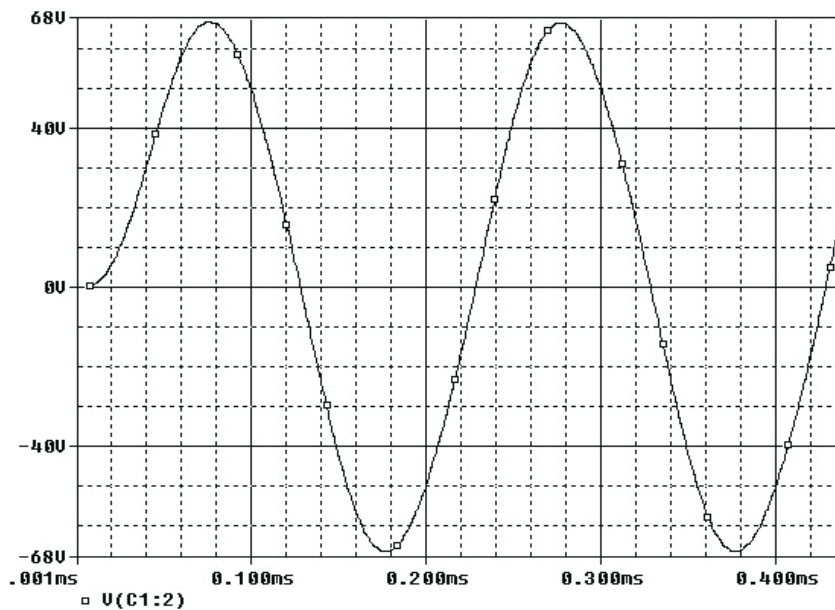


Figura 63 – Forma de onda da saída do amplificador para frequência de entrada de 5kHz

Observa-se que o sinal é uma senóide de 5kHz, conforme sinal a ser amplificado . Sendo a tensão de entrada um senóide de 2.2V de pico, o ganho de tensão é 29,80dB (conforme 2.6.2.1).

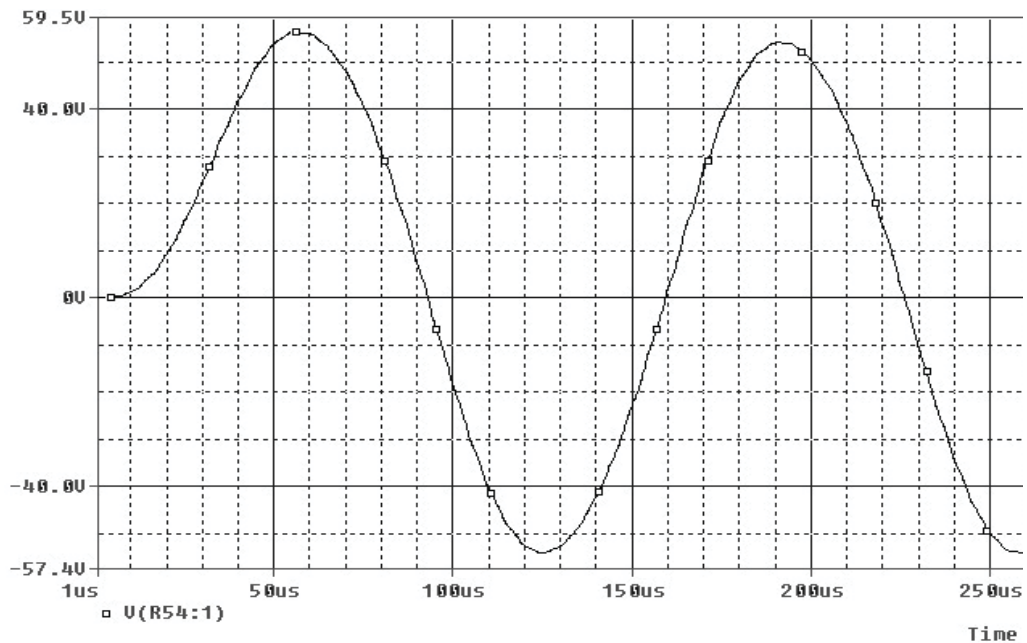


Figura 64 – Forma de onda da saída do amplificador para frequência de entrada de 7,5kHz

Observa-se que o sinal é uma senóide de 7,5kHz, conforme sinal a ser amplificado . Sendo a tensão de entrada um senóide de 2.2V de pico, o ganho de tensão é 28,05dB (conforme 2.6.2.1).

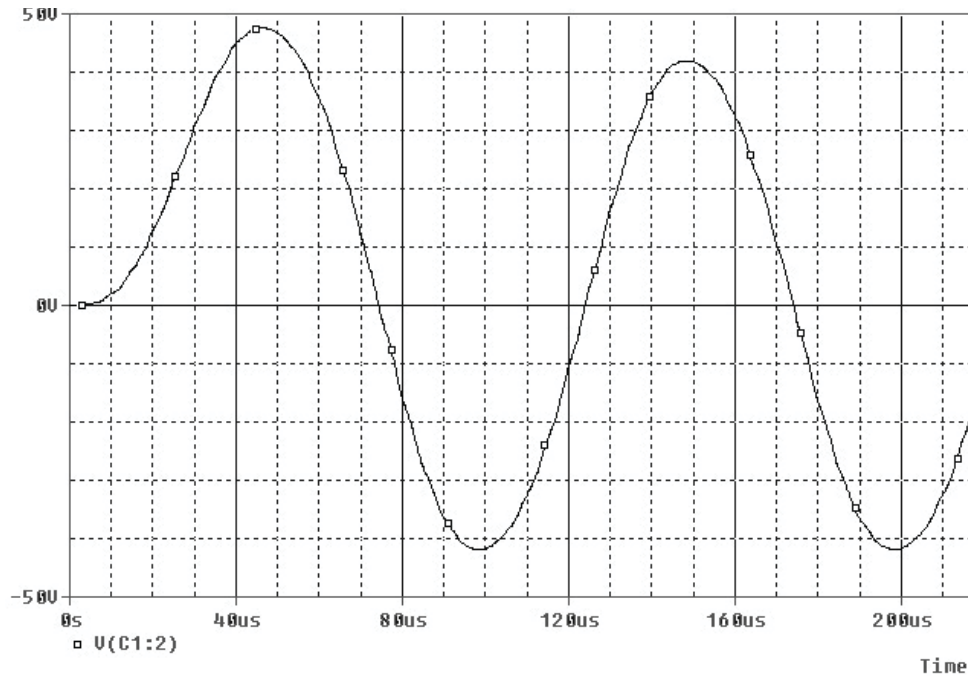


Figura 65 – Forma de onda da saída do amplificador para frequência de entrada de 10kHz

Observa-se que o sinal é uma senoide de 10kHz, conforme sinal a ser amplificado. Sendo a tensão de entrada um senoide de 2,2V de pico, o ganho de tensão é 25,62dB (conforme 2.6.2.1).

5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO AMPLIFICADOR

O amplificador proposto foi construído conforme projeto. Foi então observado a tensão sobre a carga resistiva, após filtro LC para diversas frequências do sinal de entrada.

Como sinal de áudio foi utilizado um sinal senoidal de 2,2V de pico proveniente do gerador de funções. A frequência foi variada em 50Hz, 250Hz, 500Hz, 750Hz, 1kHz, 1,25kHz, 1,5kHz, 2kHz, 2,5kHz, 3kHz, 3,5kHz, 4kHz, 4,5kHz, 5kHz, 5,5kHz, 6kHz, 6,5kHz, 7kHz, 7,5kHz, 8kHz, 8,5kHz, 9kHz, 9,5kHz, 10kHz, 10,5kHz, 11kHz, 12kHz.

Observando o comportamento da tensão de saída do amplificador em função da frequência do sinal é possível levantar a resposta em frequência da estrutura, conforme mostrado na Figura 66.

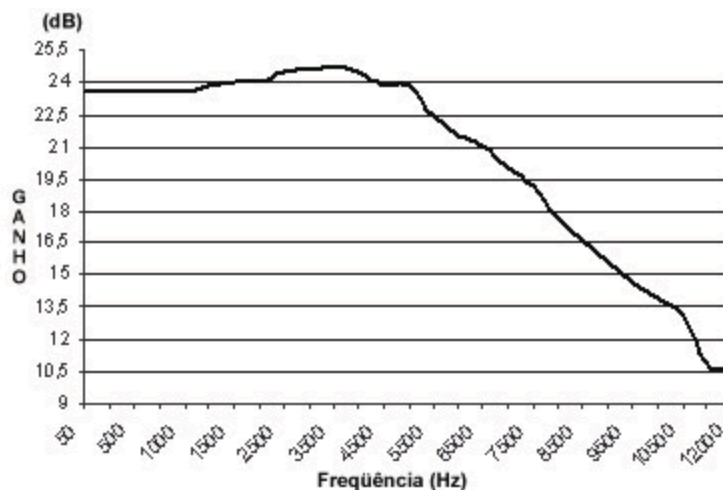


Figura 66 – Resposta em Freqüência do Amplificador

As Figuras 67, 68, 69 e 70 mostram o comportamento do amplificador quando o sinal de áudio é uma senóide pura com freqüências de 1kHz, 2,5kHz, 7,5kHz e 10kHz, respectivamente. A ponteira de prova do osciloscópio foi usada na escala de 10x.

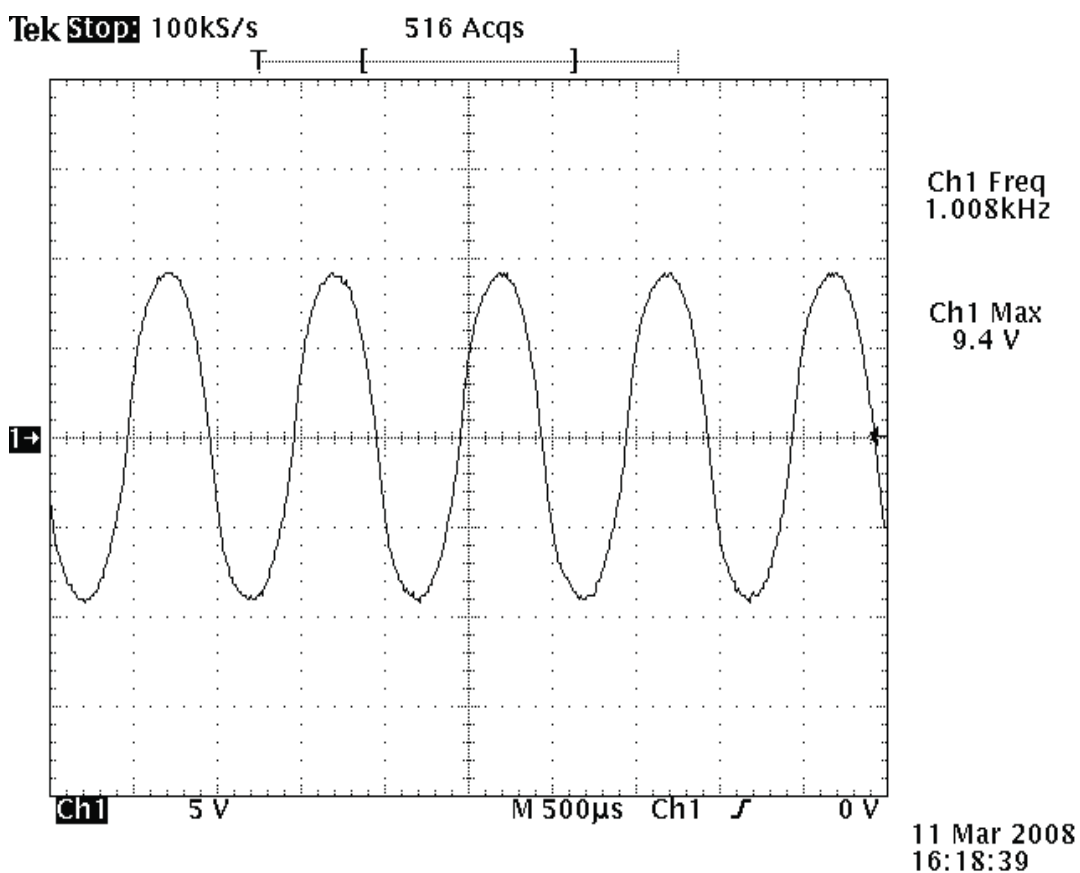


Figura 67 – Forma de onda da saída do amplificador para freqüência de entrada de 1kHz

Observa-se na Figura 67 que o sinal é uma senóide de 1kHz, conforme sinal a ser amplificado, com tensão de pico de 94V. Sendo a tensão de entrada um senóide de 2.2V de pico, o ganho de tensão é 32,61dB. A simulação do circuito para estas condições resultou no ganho de tensão de 31,94dB, como já mostrado.

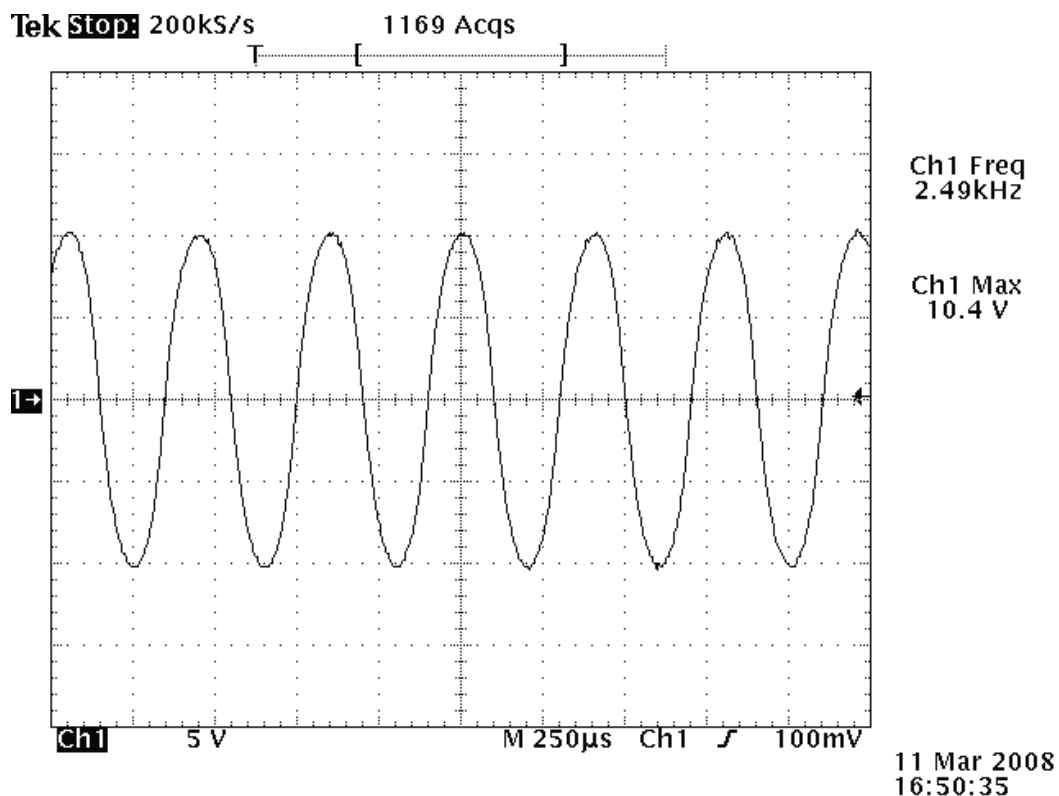


Figura 68 – Forma de onda da saída do amplificador para frequência de entrada de 2,5kHz

Observa-se na Figura 68 que o sinal é uma senóide de 2.5kHz, conforme sinal a ser amplificado, com tensão de pico de 104V. Sendo a tensão de entrada um senóide de 2.2V de pico, o ganho de tensão é 33,49dB. A simulação do circuito para estas condições resultou no ganho de tensão de 31,21dB, como já mostrado.

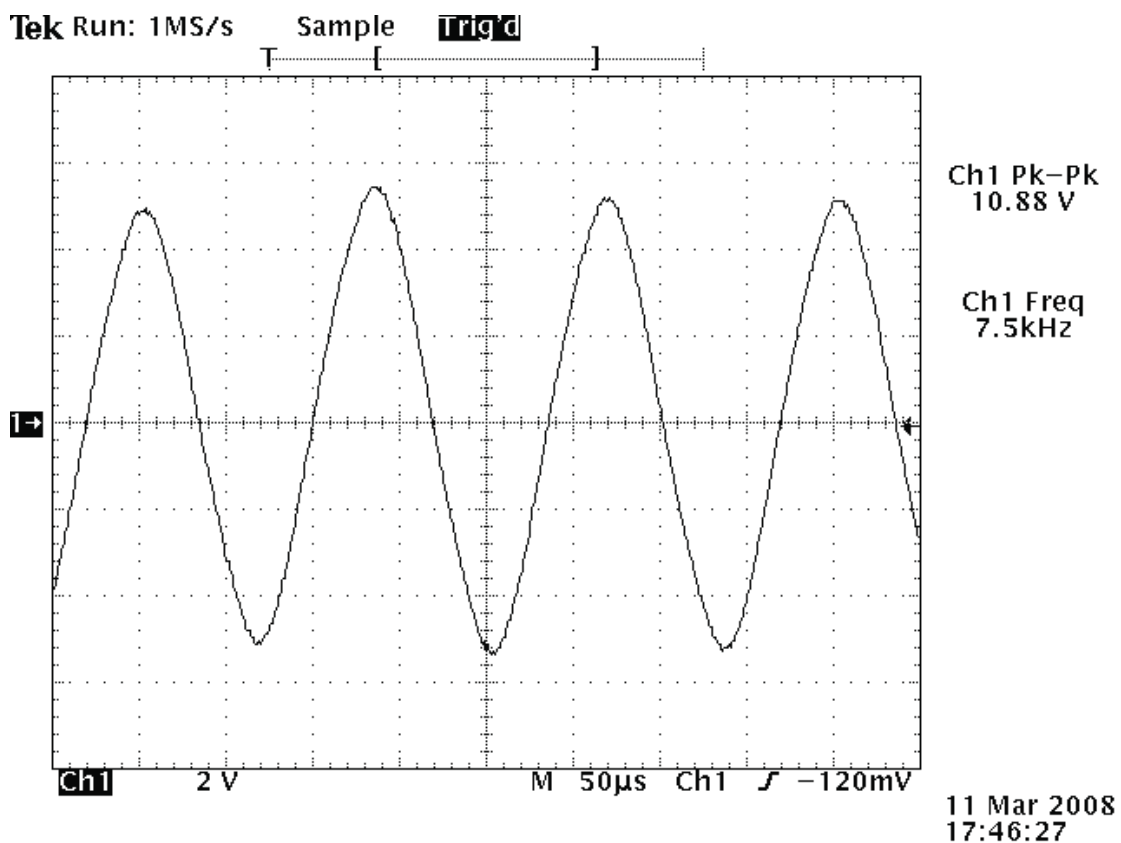


Figura 69 – Forma de onda da saída do amplificador para freqüência de entrada de 7,5kHz

Observa-se na Figura 69 que o sinal é uma senóide de 7.5kHz, conforme sinal a ser amplificado, com tensão de pico de 54,4V. Sendo a tensão de entrada um senóide de 2.2V de pico, o ganho de tensão é 27,86dB. A simulação do circuito para estas condições resultou no ganho de tensão de 28,05dB, como já mostrado.

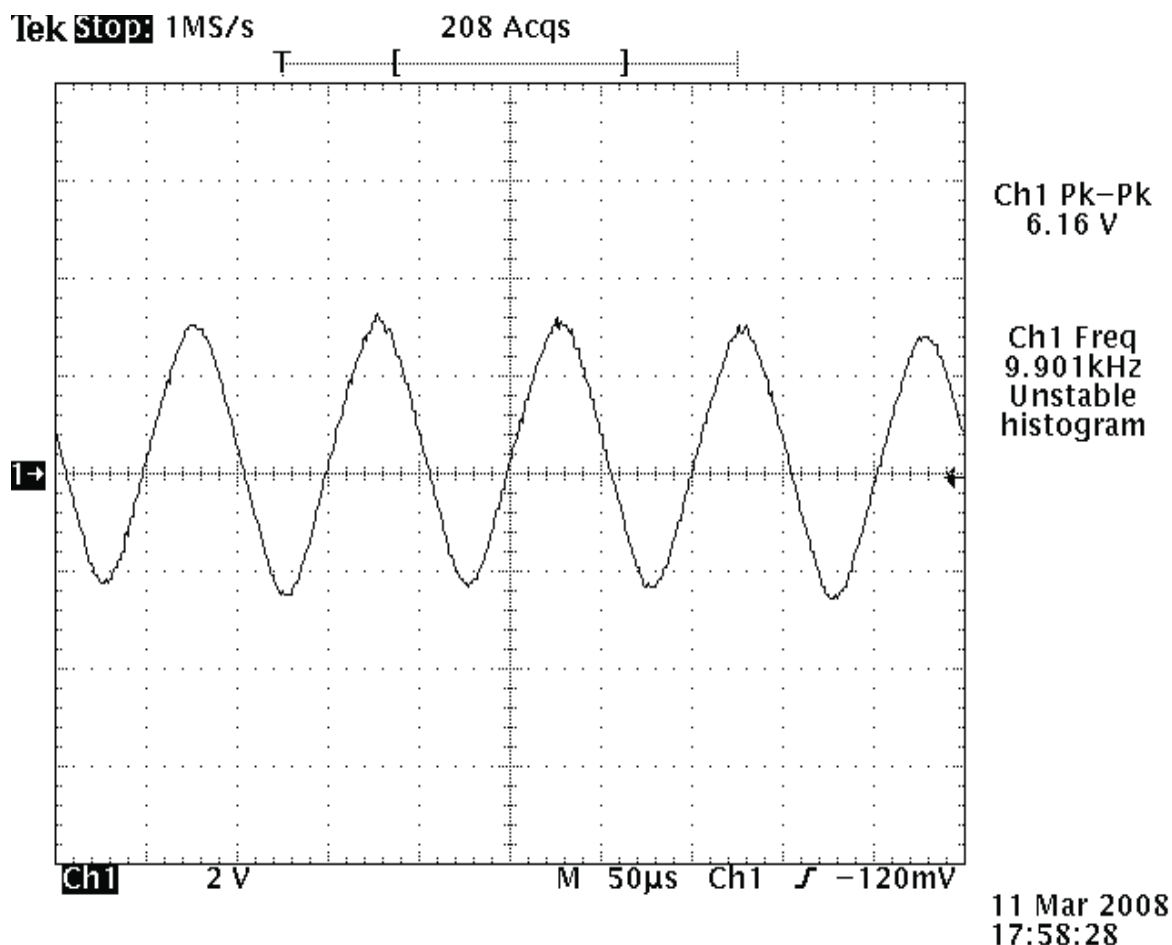


Figura 70 – Forma de onda da saída do amplificador para frequência de entrada de 10kHz

Observa-se na Figura 70 que o sinal é uma senóide de 10kHz, conforme sinal a ser amplificado, com tensão de pico de 30,8V. Sendo a tensão de entrada um senóide de 2,2V de pico, o ganho de tensão é 22,92dB. A simulação do circuito para estas condições resultou no ganho de tensão de 28,05dB, como já mostrado.

Para altas frequências, próxima de 10kHz, é possível observar que a tensão de saída do amplificador passa a ser consideravelmente atenuada, mostrando o funcionamento do filtro LC de saída.

Para baixas e médias frequências o amplificador mostrou-se bastante satisfatório, porém se for desejado frequências maiores é preciso alterar a frequência de corte do filtro bem como das chaves.

A eficiência do inversor proposto é mostrado na Figura 71. Observa-se que para a potência máxima de projeto a mesma é de aproximadamente 88%

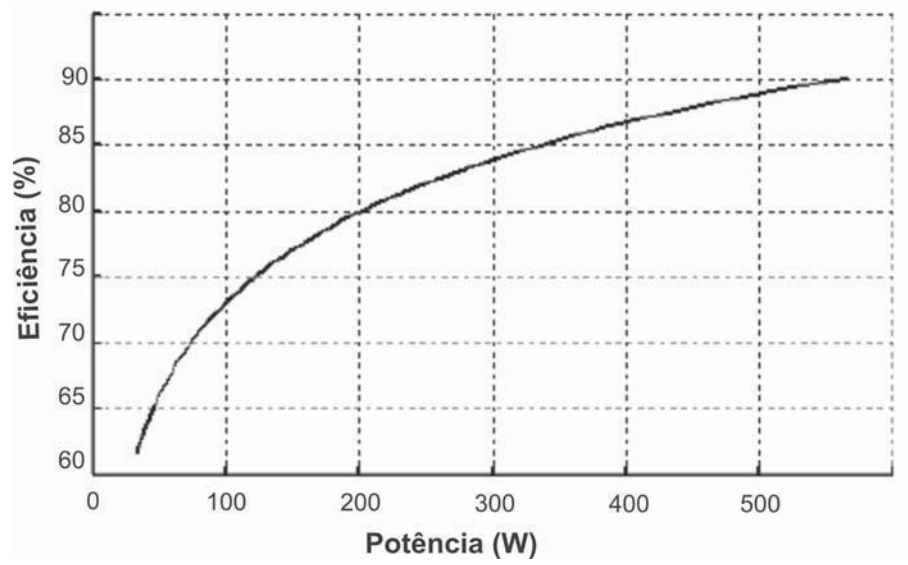


Figura 71 – Eficiência do inversor para tom puro (senoidal de 2,5kHz) e carga resistiva

5.6 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado todo o desenvolvimento e construção do circuito de controle analógico e potência de um amplificador chaveado de potência, sendo de grande importância, devido à sua contribuição ao conhecimento e desenvolvimento de amplificadores chaveados de tecnologia relativamente simples, eficiente e de baixo custo, ainda não tão explorada no Brasil.

Os resultados simulados mostram um ótimo comportamento para sinais alternados em um amplo espectro de frequência, assim como os resultados experimentais.

A topologia proposta mostrou-se muito satisfatória, obtendo na saída do amplificador uma onda senoidal de boa qualidade para uma grande faixa de frequências do sinal de entrada, validando a proposta como amplificador de áudio, mostrando-se ideal para baixas frequências onde demanda maior potência em um sistema de som automotivo.

A estrutura proposta apresenta ainda a vantagem de utilizar apenas um transformador de alta frequência como único estágio de conversão, reduzindo o peso e volume total, bem como seu custo.

O circuito de controle mostra-se simples do ponto de vista de implementação, uma vez que utiliza componentes de fácil aquisição e conseqüente baixo custo, assim como o circuito de potência, constituído de dois conversores *push-pull*.

A partir deste trabalho, sugere-se a construção de outros protótipos com especificações variadas, enriquecendo ainda mais esta área, aplicando a tecnologia com melhores resultados. Assim, a continuidade deste trabalho, com um estudo mais minucioso de outros parâmetros técnicos importantes, tais como: sensibilidade, distorção harmônica, relação sinal ruído, entre outros. Desta forma pode-se buscar a otimização do sistema proposto obtendo assim alta fidelidade sonora conjuntamente com alta eficiência. Sugere-se também que seja feito o modelamento matemático da estrutura, aprofundando os estudos de sua resposta em frequência. Outras técnicas de controle, como por exemplo, digital e em malha fechada também podem ser estudadas.

PUBLICAÇÕES

Como produto deste trabalho foi submetido, aceito e publicado no “Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência de 2007” (COBEP’07) em Blumenau-SC o artigo: “New Topology of Voltage Inverter based on Push-Pull converter with SPWM Modulator” (p- 878-883 ISBN 978-85-99195-02-4). Também foi submetido, aceito e publicado no “Induscon 2008 VIII – Conferência Internacional de Aplicações Industriais” em Poços de Calda-MG o artigo “Amplificador de áudio classe D baseado na topologia *push-pull*”.

REFERÊNCIAS

- [1] PAULY, D. E. *High Fidelity Switching Audio Amplifiers Using TMOS Power MOSFETS*. National Semiconductor, Application Note AN1042, 1989.
- [2] DANZ, G. E. *Class-D Audio II Evaluation Board (HIP4080AEVAL2)*. Harris Semiconductor, Application Note AN9525.2, 1996.
- [3] TREVISO, C. H. *Apostila de Eletrônica de Potência*. Londrina: Universidade Estadual de Londrina, 2005.
- [4] CHRYSISS, G. C. *High-frequency switching power supplies: theory & Design*. 2. ed. New York: McGraw-Hill International Editions, 1989. 297p.
- [5] MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. Florianópolis-SC: Ed. dos autores, 2006.
- [6] AHMED A. *Eletrônica de Potência*. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- [7] BORTONI, R. *Amplificadores de Potência*. Encontros de Sistema de Áudio. Disponível em: <http://www.studior.com.br/amp_avan.pdf>. Acesso em 02 de mar. 2008.
- [8] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microeletrônica*. 4. ed. São Paulo: Makron Books, 2000.
- [9] TOROID DO BRASIL, *Vantagens do Transformador Toroidal*. Disponível em: <<http://www.toroid.com.br/vantagens.html>>. Acesso em 12 de mar. 2008.
- [10] NATIONAL SEMICONDUCTOR, *National Operational Amplifiers Databook*. 1995. p-187.
- [11] VINCENZI, F.R.'S; SILVA, L. R ; FREITAS, L.C.; FREITAS, M.A.A.; FERNANDES, E.R.; VIEIRA, J.B. Novel Class-D audio amplifier for woofer applications. In: 9º CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 9., Blumenau, 2007. *Anais....*Blumenau: SOBRAEP, 2007. p. 972-977.
- [12] MIONI, D.P.; FINCO, S.; POMÍLIO, J.A. *Experimental results for a Low Voltage and High Efficiency Audio Power Amplifier Designed for Hears Aids Applications*. In: 9º

CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 9.Blumenau,2007.
*Anais...*Blumenau: SOBRAEP: FURB, 2007. p. 978-983.

BIBLIOGRAFIA

BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Edição do autor: Florianópolis-SC, 2001.

BALLOU, G. *Handbook for Sound Engineers, The New Audio Cyclopedia*. First Edition, Third Printing, Howard W. Sams & Co., 1988.

BECCIOLINI, B. *Audio Circuit Design with Silicon Complementary Pairs*. Third Edition, MOTOROLA Semiconductor, 1971.

BOHN, D. *Audio Handbook*, National Semiconductor, 1976.

MELLO, L. F. P. *Projeto de Fontes Chaveadas*. 3 ed. São Paulo: Editora Érica, 1987.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 4 ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.

RASHID, M. H. *Power Eletronics: Circuits, Devices and Applications*. New Jersey:Prentice Hall, 1993. 702p.

VALLE, S. do. *Amplificadores de Áudio: Parâmetros Básicos... e Alguns Nem Tão Básicos*. Revista Música & Tecnologia.

WILLIAMS, B. W. *Power Eletronics: Devices, Drivers and Applications*. New York: John Wiley & Sons, 1987, 337p.

ANEXOS

ANEXO A -

CATÁLOGO DE FIOS DE COBRE.

Tabela de Fios

AWG	DIÂMETRO cobre cm	ÁREA cobre cm ²	DIÂMETRO c/isol. cm	ÁREA c/isol. cm ²	OHMS/CM 20°C	OHMS/CM 100°C
10	.259	.052620	.273	.058572	.000033	.000044
11	.231	.041729	.244	.046738	.000041	.000055
12	.205	.033092	.218	.037309	.000052	.000070
13	.183	.026243	.195	.029793	.000066	.000088
14	.163	.020811	.174	.023800	.000083	.000111
15	.145	.016504	.156	.019021	.000104	.000140
16	.129	.013088	.139	.015207	.000132	.000176
17	.115	.010379	.124	.012164	.000166	.000222
18	.102	.008231	.111	.009735	.000209	.000280
19	.091	.006527	.100	.007794	.000264	.000353
20	.081	.005176	.089	.006244	.000333	.000445
21	.072	.004105	.080	.005004	.000420	.000561
22	.064	.003255	.071	.004013	.000530	.000708
23	.057	.002582	.064	.003221	.000668	.000892
24	.051	.002047	.057	.002586	.000842	.001125
25	.045	.001624	.051	.002078	.001062	.001419
26	.040	.001287	.046	.001671	.001339	.001789
27	.036	.001021	.041	.001344	.001689	.002256
28	.032	.000810	.037	.001083	.002129	.002845
29	.029	.000642	.033	.000872	.002685	.003587
30	.025	.000509	.030	.000704	.003386	.004523
31	.023	.000404	.027	.000568	.004269	.005704
32	.020	.000320	.024	.000459	.005384	.007192
33	.018	.000254	.022	.000371	.006789	.009070
34	.016	.000201	.020	.000300	.008560	.011437
35	.014	.000160	.018	.000243	.010795	.014422
36	.013	.000127	.016	.000197	.013612	.018186
37	.011	.000100	.014	.000160	.017165	.022932
38	.010	.000080	.013	.000130	.021644	.028917
39	.009	.000063	.012	.000106	.027293	.036464
40	.008	.000050	.010	.000086	.034417	.045981
41	.007	.000040	.009	.000070	.043399	.057982

ANEXO B –

NÚCLEO	Kj $20\text{ °C} \leq \Delta t \leq 60\text{ °C}$	X
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,14
RM	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13
EC	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13
PQ	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13

ANEXO C – Dados de núcleo de Ferrite.

TIPO	DESIGNAÇÃO	Ap (cm ⁴)	CEM (cm)	le (cm)	Ae (cm ²)	As (cm ²)
POTE	9x5	0,0065	1,85	1,25	0,101	3,18
	11x7	0,0152	2,20	1,35	0,162	4,20
	14x8	0,0393	2,80	1,98	0,251	6,77
	18x11	0,114	3,56	2,58	0,433	10,99
	22x13	0,246	4,40	3,15	0,634	16,31
	26x16	0,498	5,20	3,76	0,939	23,0
	30x19	1,01	6,00	4,52	1,37	32,9
	36x22	2,01	7,30	5,32	2,02	44,2
	42x29	4,81	8,60	6,86	2,65	67,4
	47x28	5,62	9,30	7,25	3,12	76,0
RM	6	0,047	3,0	2,67	0,313	7,3
	7	0,086	3,5	2,98	0,400	9,9
	8	0,156	4,2	3,51	0,520	13,3
	10	0,340	5,2	4,20	0,830	19,7
	12	1,02	6,1	5,69	1,40	34,1
	14	1,9	7,1	7,10	1,78	46,6
X	22	0,330	4,9	3,8	0,66	19,2
	25	0,480	5,5	4,15	0,73	24,5
	30	1,43	6,4	5,50	1,12	40,9
	35	2,85	7,7	6,73	1,64	56,3
PQ	20/16	0,27	4,4	3,74	0,61	14,2
	26/20	0,65	5,6	4,63	1,13	23,6
	26/25	0,91	5,6	5,55	1,13	27,8
	32/20	1,10	6,71	5,55	1,42	29,5
	32/30	2,06	6,71	7,46	1,42	40,1
	35/35	3,48	7,52	8,79	1,62	51,8
	40/40	6,40	8,39	10,2	2,01	65,6
EE	20/10/5	0,48	3,8	4,28	0,312	28,6
	30/15/7	0,71	5,6	6,69	0,597	34,8
	30/15/14	1,43	6,7	6,69	1,20	43,2
	42/21/15	4,66	9,3	9,7	1,82	89,1
	42/21/20	6,14	10,5	9,7	2,40	97,5
	55/28/21	14,91	11,6	12,3	3,54	150
	65/33/26	36,28	15,0	14,7	5,25	312
EC	35	1,36	5,0	7,74	0,843	43,5
	41	2,68	6,0	8,80	1,25	59,0
	52	5,71	7,3	10,3	1,83	91,0
	70	19,2	9,5	14,1	2,83	170