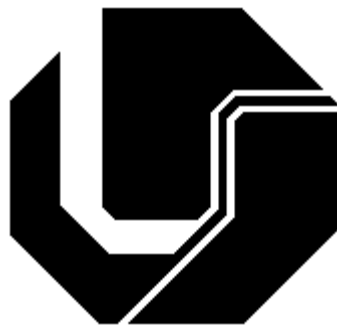


**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**AMPLIFICADORES DE TENSÃO UTILIZADOS PARA
INJETAR FORMAS DE ONDAS SINTETIZADAS EM
LÂMPADAS *HPS***

Diógenes Simão Rodovalho

MAIO de 2013

AMPLIFICADORES DE TENSÃO UTILIZADOS PARA INJETAR FORMAS DE ONDAS SINTETIZADAS EM LÂMPADAS *HPS*

Diógenes Simão Rodovalho

Tese de doutorado apresentada por Diógenes Simão Rodovalho à Universidade Federal de Uberlândia - UFU como parte dos requisitos para obtenção do título de ‘Doutor em Ciências’.

Prof. Prof. Edgard A. Lamounier Júnior, PhD.

(Coordenador do Curso de Pós-Graduação)

Diógenes Simão Rodovalho

**AMPLIFICADORES DE TENSÃO UTILIZADOS PARA
INJETAR FORMAS DE ONDAS SINTETIZADAS EM
LÂMPADAS *HPS***

Tese de doutorado apresentada por Diógenes Simão Rodovalho
à Universidade Federal de Uberlândia - UFU como parte dos
requisitos para obtenção do título de ‘Doutor em Ciências’.

Área de concentração: Eletrônica de Potência

Orientador: Prof. Dr. Fábio Vincenzi Romualdo da Silva.

Coorientador: Prof. Dr. João Batista Vieira Junior

UBERLÂNDIA

2013

A minha esposa, que sempre esteve ao meu lado.
Aos meu pais, que tanto me incentivaram neste trabalho.
Aos meus amigos.
A Mariana e o Artur, por me alegrarem todos os dias.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todos que, de alguma forma, contribuíram para o desenvolvimento e a conclusão desse projeto.

Agradeço aos professores que fazem parte do grupo de Eletrônica de Potência: Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Prof. Luiz Carlos de Freitas, Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Prof. Valdeir José Farias, Prof. Fábio Vincezi Romualdo da Silva. Em especial, sou grato ao Prof. João Batista Vieira Jr pela enorme dedicação que tem para com os alunos do grupo de Eletrônica de Potência, pela ajuda e suporte com relação a questões técnicas relativas a este projeto e pelo incentivo e ajuda durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos demais professores.

Aos colegas do grupo de Eletrônica de Potência, pelo companheirismo incentivo nos momentos difíceis e pela ajuda nos momentos de dúvidas, especialmente, a Lucas Sampaio Garcia, Gustavo Brito de Lima, Admarço Vieira Costa Henrique José Avelar, Welker Gomes e Leandro Vilefort.

À Universidade Federal de Uberlândia e ao Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do Sul de Minas Gerais, ao CNPq , à CAPES e à FAPEMIG.

RESUMO

O objetivo deste trabalho é apresentar a utilização de amplificadores classe D e uma nova topologia de amplificador full-bridge, classe D, para acionar uma ou mais lâmpadas de Alta Pressão de Sódio (*HPS*). As lâmpadas são alimentadas por uma forma de onda sintetizada para evitar a ressonância acústica, onde a forma de onda contém uma frequência fundamental de 1kHz e sua terceira harmônica. Essa técnica é utilizada para evitar o surgimento da ressonância acústica, espalhando no espectro da frequência a potência distribuída na lâmpada. A facilidade do controle dos amplificadores classe D garante uma forma de onda sem grandes variações em relação à entrada. A estratégia de controle e as etapas de funcionamento dos amplificadores são apresentadas juntamente ao estudo das técnicas utilizadas para evitar a ressonância acústica e a análise detalhada sobre a injeção da forma de onda sintetizada. Os resultados das simulações e os resultados práticos obtidos foram apresentados.

PALAVRAS-CHAVES: Lâmpadas de Vapor de sódio alta pressão, amplificadores Classe D, Ressonância Acústica.

ABSTRACT

The objectives of this work and present a class D amplifiers and full-bridge class D amplifier used to supply one or more high pressure sodium lamps (*HPS*). In this work, the lamps are feed a synthesized waveform to avoid acoustic resonance. The waveform injected contains a fundamental frequency around 1kHz and its third harmonic. The injection waveform synthesized prevents acoustic resonance the spread power the lamp in spectrum frequency.

The ease of control of Class D amplifiers ensures a waveform without major changes in relation to entry. The control strategy and operation of the amplifiers stages have been shown. Studies were presented the strategies used to avoid acoustic resonance and detailed analysis of the injection waveform synthesized.

The results of the simulations and practical results obtained were presented.

KEYWORDS: High Pressure Sodium Lamps, Class D amplifiers, Resonance Acoustic

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	14
I - ESTADO DA ARTE.....	15
1 CAPÍTULO ESTUDO SOBRE A LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO - <i>HPS</i>	19
1.1. Introdução.....	19
1.2. Estrutura e princípio de funcionamento.....	20
1.3. Ressonância acústica	22
1.4. Técnica utilizada para evitar o fenômeno da ressonância acústica	26
1.4.1 Operação em corrente contínua	27
1.4.2 - Operação em Baixa Frequência.....	27
1.4.3 Operação com Variação da frequência do inversor por Modulação	27
1.4.4 Operação em alta frequência nas zonas livres da ressonância acústica.....	28
1.4.5 Operação em Ultra alta frequência (UHF)	28
1.4.6 Operação com forma de ondas sintetizadas.....	28
1.5. Conclusão	31
2 CAPÍTULO REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE ALTA PRESSÃO DE SÓDIO	32
2.1 Introdução.....	32
2.2 Amplificadores classe d propostos para acionamento de lâmpadas <i>HPS</i>	32
2.2.1 Estratégias de controle.....	34
2.2.2 Princípios Fundamentais de Operação dos Reatores Propostos	35
2.2.2.1 Amplificador classe D com duas fontes	35
2.2.2.2 amplificador classe d COM uma fonte	39
2.2.2.3 Full-bridge com célula regenerativa	43
2.3 circuito ignitor	47
2.4 Conclusão	49
3 CAPÍTULO Análise matemática para projeto dos amplificadores	50
3.1 Introdução.....	50
3.2 Análise matemática.....	50

3.2.1	Cálculo da corrente no indutor para $t \geq t_0$	53
3.3	Projeto dos amplificadores	55
3.4	O Circuito de Ignição	57
3.5	Conclusão	60
4	CAPÍTULO EXEMPLO DE PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL.....	61
4.1	Introdução.....	61
4.2	Exemplo de projeto.....	61
4.2.1	Cálculo do amplificador classe d com uma e duas fontes	61
4.2.2	cálculo do Amplificador Full-bridge	63
4.2.3	Cálculo dos Componentes do Circuito de Ignição	64
4.3	Resultados de simulações e resultados experimentais.....	66
4.3.1	Amplificador Classe D com uma e duas fontes.....	66
4.3.2	Amplificador full-bridge com célula regenerativa	78
4.4	Aquecimento da lâmpada	83
4.5	Ressonância Acústica	84
4.6	Conclusão	85
5	CAPÍTULO CONCLUSÃO FINAL	87
5.1	Conclusão geral	87
5.2	PROPOSTA DE CONTINUIDADE	88
6	Referências bibliográficas	89

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1-Partes que compõem a lâmpada de vapor de sódio (CÓ, 2003).	21
Figura 1.2 – As etapas de funcionamento da lâmpada da lâmpada fria (TOMM ,2007).	22
Figura 1.3 - Fotografia do arco de uma lâmpada <i>HID</i> , (a)- com ressonância acústica e (b) sem ressonância acústica (de GROOT e van VILET, 1986).	23
Figura 1.4 - Faixas de ocorrência da ressonância acústica em uma lâmpada MV -70W fabricantes diferentes, (a) GE® e (B) PHILIPS® (de GROOT; van VILET, 1986).	24
Figura 1.5 - Faixas de ocorrência da ressonância acústica em lâmpadas <i>HPS</i> da PHILIPS® (de GROOT; van VILET, 1986).	24
Figura 1.6 - Regiões de instabilidade de lâmpadas <i>HID</i> (FELLOWS, 2003).	26
Figura 1.7 - Representação da potência aplicada à lâmpada no espectro da frequência.	29
Figura 1.8 - Espectro de frequência com três sinais injetados (CHHUN; MAUSSION; ZISSIS, 2010)	30
Figura 2.1- Amplificador Classe D com duas fontes de alimentação (VINCENZI, 2007), (RODOVALHO, 2009)	33
Figura 2.2- Amplificador Classe D com uma Fonte Alimentação	33
Figura 2.3 – Amplificador <i>full-bridge</i> com circuito de descarga de energia.	34
Figura 2.4 - Diagrama de blocos da estratégia de controle (RODOVALHO, 2008).	35
Figura 2.5 - Circuito de controle amplificador com duas fontes.	36
Figura 2.6- (a) Tensão cresce no capacitor C_O e (b) Tensão decresce no capacitor C_O . (VINCENZI, 2007).	37
Figura 2.7- Relação entre as tensões nos capacitores e as fontes de alimentação (VINCENZI, 2007).	38
Figura 2.8- (a) Se S_1 estiver conduzindo; (b) Se S_2 estiver conduzindo (VINCENZI, 2007). .	39
Figura 2.9 – Circuito de Controle do amplificador com uma fonte.	40
Figura 2.10- (a) Tensão cresce no capacitor C_O e (b) Tensão decresce no capacitor C_O	41
Figura 2.11 – Tensão dos amplificadores com nível DC (azul) e aplicado a fonte	41
Figura 2.12 – Relação entre as tensões nos capacitores e a fonte de alimentação	42
Figura 2.13 (a) Chave S_1 fechada, (b) Chave S_2 fechada.	43
Figura 2.14 - Circuito de controle do amplificador full-bridge.	44

Figura 2.15 - Construção do sinal sobreposto do conversor dos drivers.	44
Figura 2.16 - Etapas de Funcionamento do Amplificador Full-bridge.....	45
Figura 2.17 – Análise do circuito com chaves S_1 e S_3 fechadas.	46
Figura 2.18 – Análise do circuito com chaves S_2 e S_4 fechadas.	46
Figura 2.19 - Período de sobreposição do chaveamento.	47
Figura 2.20 - Ligação de lâmpadas e ignitores no reator proposto.....	48
Figura 2.21 - Formas de onda de tensão do ignitor aplicado em uma lâmpada <i>HPS</i> de 150W da PHILIPS®.....	49
Figura 2.22 - Sequência de pulsos de tensão aplicados pelo ignitor em uma lâmpada <i>HPS</i> de 150W da PHILIPS®.....	49
Figura 3.1 - Senóide usada na análise matemática e sua derivada que representa a taxa de variação por unidade de tempo.....	51
Figura 3.2 - Circuito série ressonante sem amortecimento: (a) Circuito LC; (b) Formas de onda.	52
Figura 3.3- Circuito Regenerativo.	56
Figura 3.4 - Circuito Ressonante LC com tensão inicial no capacitor diferente de zero.	56
Figura 3.5 - Formas de Onda do Circuito de Ignição: (a)-Circuito; (b)- Formas de onda.	58
Figura 4.1- Circuito Amplificador Classe D com duas fontes.	67
Figura 4.2 – Amplificador Classe D com uma fonte.....	67
Figura 4.3 - Sinal de referência e sinal de realimentação +0,5V (superior) e sinal amplificado (inferior).....	68
Figura 4.4 - Corrente de Carga (superior), Tensão na Carga (inferior).....	68
Figura 4.5 – Tensão de referência, Tensão de realimentação+ 0,5V e Tensão de Saída.....	69
Figura 4.6 - Corrente de Carga , Tensão na Carga.	69
Figura 4.7 - Comparação entre os dois amplificadores classe D.....	70
Figura 4.8 - Sinal de referência, sinal superior, sinal amplificado na lâmpada, sinal inferior.	71
Figura 4.9 - Espectro harmônico do sinal de referência.	72
Figura 4.10 - Espectro harmônico do sinal de referência amplificado no capacitor C_O	72
Figura 4.11 - THD do sinal de saída (V_{C_O}) em relação ao sinal de referência.	72
Figura 4.12 - Curva do rendimento em função da potência de saída.	73

Figura 4.13 - Canal A-Vermelho- Tensão sobre a lâmpada 100W, Canal B-Azul-Corrente na lâmpada 100W, PHILIPS®. Amplificador Duas fontes.....	74
Figura 4.14 - Tensão de referência (Canal 1), tensão no capacitor saída (Canal 2) e corrente na saída(Canal 3) para amplificador classe D com uma fonte.	75
Figura 4.15 - Tensão de Referência (Canal 1), tensão na lâmpada de saída (Canal 2) e corrente na lâmpada (Canal 3) para amplificador classe D com uma fonte.	75
Figura 4.16 - Tensão e corrente na chave S_1 e corrente no diodo D_4 (a) Corrente de carga 1A (b) Corrente de carga 10A. Amplificador classe D duas fontes.	76
Figura 4.17 - Tensão (laranja) e corrente (azul) sobre a chave S_2 (Amplificador Classe D duas fontes).	77
Figura 4.18 - Tensão e Corrente na chave S_1 do amplificador com uma fonte.	77
Figura 4.19 - Tensão e Corrente na chave S_2 do amplificador com uma fonte.	78
Figura 4.20 – Amplificador full-bridge com célula regenerativa.	78
Figura 4.21 – Controle do amplificador full-bridge.	79
Figura 4.22 – Formas de onda da simulação do amplificador full-bridge.....	79
Figura 4.23 - Tensão de Referência (Laranja) e Tensão de Saída (azul).....	80
Figura 4.24 - Espectro harmônico do sinal de referência amplificado no capacitor C_O	81
Figura 4.25 - Canal 1-Amarelo- Tensão sobre a lâmpada 100W, Canal 2-Roxo-Corrente na lâmpada 100W.....	81
Figura 4.26 – Sinais de acionamento das chaves sobrepostos.....	82
Figura 4.27 - Tensão na Chave S_1 (verde) e corrente na chave S_1 (azul).	82
Figura 4.28 – Corrente na Chave S_2 (azul) e tensão na chave S_2 (Verde).	83
Figura 4.29 - Formas de onda de tensão (100 V/div) e forma de onda de corrente (2 A/div) na lâmpada <i>HPS</i> de 100W da PHILIPS® Amplificador Classe D convencional.	83
Figura 4.30 – Formas de onda de tensão (200V/div) e forma de onda de corrente (2 A/div) na lâmpada <i>HPS</i> de 250W da PHILIPS® Amplificador Classe D uma fonte.	84
Figura 4.31 - Fotos do tubo de descarga da lampadas de 100W(a), 200W(b) e 250W(c).	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 4-1- Especificação do Projeto dos Amplificador Classe D.	61
Tabela 4-2- Especificação do projeto do amplificador full-bridge.....	63
Tabela 4-3- Valor dos componentes utilizados no protótipo do Amplificador Classe D.(VINCENZI, 2007).....	70
Tabela 4-4 - Valores dos componentes utilizados no protótipo do amplificador full-bridge classe D.....	79

INTRODUÇÃO GERAL

A iluminação pública é essencial à qualidade de vida nos centros urbanos, atuando como instrumento de cidadania e permitindo aos habitantes desfrutarem plenamente do espaço público no período noturno. Além de estar diretamente ligada à segurança pública, a iluminação pública embeleza as áreas urbanas, destaca e valoriza monumentos, prédios e paisagens, facilita a hierarquia viária, orienta percursos e aproveita melhor as áreas de lazer.

A melhoria da qualidade dos sistemas de iluminação pública traduz-se em melhor imagem da cidade, favorecendo o turismo, o comércio, e o lazer noturno, ampliando a cultura do uso eficiente e racional da energia elétrica, contribuindo, assim, para o desenvolvimento social e econômico da população.

Tendo em vista a sua alta eficiência energética, as lâmpadas de *HPS* (High Pressure Sodium) representam a principal fonte de luz para a iluminação pública, já que cerca de 70 % das lâmpadas utilizadas são de tal tipo, conforme atestam dados do PROCEL/ELETROBRAS (2009). Devido à importância dessa lâmpada para o sistema de iluminação, o desenvolvimento de reatores eletrônicos tornou-se de grande relevância, de forma que tais reatores passaram a ser estudados de forma mais intensa. Esses reatores têm que obedecer a algumas características das lâmpadas de descargas e suas peculiaridades, como são demonstrados por De GROOT e Van VILET (1986).

A ausência de um elemento estabilizador nas lâmpadas de descarga provoca um crescimento excessivo na corrente, o qual pode levar à destruição da lâmpada. Essa característica é provocada pelo comportamento do plasma que, ao ser aquecido, passa a apresentar uma maior condutividade que, por sua vez, provoca o aumento da passagem de corrente na lâmpada, formando, assim, a etapa de aquecimento da lâmpada. Essa realimentação positiva de corrente e, por consequência, da temperatura do plasma no interior da lâmpada faz com que sejam alcançados valores elevados de corrente. Essa elevada corrente foi denominada de corrente de “curto circuito” da lâmpada VILELA Jr. (2007).

Os reatores eletromagnéticos utilizam um indutor em série com a lâmpada para limitar a corrente de partida da lâmpada. Outro circuito de estabilização é a utilização de filtros em série com a lâmpada para circuitos que são acionados em altas frequências.

O maior desafio para alimentação das lâmpadas *HPS* é o surgimento da ressonância acústica. Todo sistema físico possui uma frequência de vibração natural, portanto, ao se aplicar ao sistema uma excitação que coincida à frequência natural do sistema, surgem vibrações não amortecidas que causam o fenômeno da ressonância acústica. Nas lâmpadas *HPS*, o sistema possui uma grande faixa em que vários valores de frequências podem desencadear tais vibrações não amortecidas, como apresentado por De GROOT e Van VILET (1986).

A alimentação em alta frequência da lâmpada *HPS* proporciona maior estabilidade na temperatura do plasma, quando comparada à alimentação em baixa frequência, pois a variação da potência ocorre bem mais rápido que a variação da temperatura do plasma, fazendo com que o plasma se comporte como um filtro passa baixa, respondendo apenas à envoltória da potência (FELLOWS, 2003). O acionamento em alta frequência torna-se mais vantajoso do que em baixas frequências, evidenciando assim a importância do uso de técnicas que permitam evitar a ressonância acústica no desenvolvimento de reatores eletrônicos.

Existem na literatura várias técnicas para evitar o surgimento da ressonância acústica na lâmpada de alta pressão de sódio neste trabalho serão demonstradas as técnicas mais discutidas e qual a técnica foi utilizada e as três topologias utilizadas para o acionamento da lâmpada.

No capítulo I, serão discutidas as formas de se evitar a ressonância acústica das lâmpadas de alta pressão de sódio e qual a estratégia escolhida para evitar que a ressonância acústica ocorra. Nos Capítulos II, III e IV, serão apresentadas as topologias desenvolvidas, as etapas de funcionamento, o equacionamento, a simulação dos projetos e os resultados teóricos e práticos.

I - ESTADO DA ARTE

Reatores eletromagnéticos são projetados para operar com frequência de 60 Hz, o que implica equipamentos volumosos e pesados. Por outro lado, os reatores eletrônicos podem operar em frequências mais elevadas, fazendo com que o volume e o peso dos seus

componentes magnéticos e capacitivos possam ser reduzidos significativamente. Entretanto, pode ocorrer o aparecimento da ressonância acústica que causa a vibração do arco, bem como a sua deformação, fatores estes que, de forma prática, provocam vários efeitos indesejáveis, como movimento e flutuação da luz, também conhecido por flicker, o qual é observado principalmente quando a luz é utilizada para projeções e focalizações. A ressonância acústica também pode causar extinção do arco, devido ao seu alongamento, tornando a tensão da fonte insuficiente para mantê-lo, podendo ocorrer quebra do tubo de descarga e variação da temperatura e do índice de reprodução e de cor da luz.

A ressonância é dependente da geometria e das dimensões do tubo, da composição e das condições termodinâmicas do gás. Considerando os vários fabricantes, as tolerâncias nos processos de fabricação e as mudanças nas condições termodinâmicas da lâmpada ao longo de sua operação, a determinação das faixas de frequência em que o fenômeno ocorre torna-se muito complexa. Várias soluções foram propostas na literatura para o efeito de ressonância acústica, das quais podemos citar:

1. Operar em altas frequências (20 a 200 kHz), nas faixas estreitas em que não ocorre a ressonância, conforme Ferrero (1998) e Marques (2004). Essa não é uma solução eficiente, porque as faixas de frequência livres de ressonância podem variar muito de acordo com o modelo da lâmpada, fabricante, potência e forma;
2. Operar acima da faixa em que ocorre a ressonância acústica, normalmente em frequências superiores a 500 kHz como em Gulko (1997) e Ray-Lee (2006).
3. Operar em baixas frequências (50 a 1 kHz), acionando a lâmpada com corrente retangular (RIBAS, 2005) e (CÓ, 2002). Para os reatores eletrônicos que utilizam filtros LC e LCC, a baixa frequência implica em elementos passivos de valor, peso e volume elevado;
4. Utilizar uma estratégia de modulação que altere a frequência do inversor através de um circuito de controle inteligente antes que a ressonância evolua (ANDRÉ, 2004). Estudos recentes demonstram que esse método possui limitações quando aplicado a lâmpadas multivapores metálicos de baixa potência;
5. Injeção de harmônica a fundamental de alta frequência com o objetivo de se aproximar da onda retangular e espalhar o espectro de frequências da potência aplicada à

lâmpada (MORAIS, 2007, ALONSO, 2005, MORAIS, 2007b, RODOVALHO, 2008, MORAIS, 2005, RODOVALHO, 2009, CHHUN, 2010, CHHUN, 2010b).

De acordo com a técnica apresentada no item 3, operar a lâmpada em baixa frequência evita a ressonância acústica. Por outro lado, quando a lâmpada é acionada na frequência da rede, como acontece nos reatores eletromagnéticos, pode ocorrer o resfriamento da mistura gasosa presente na lâmpada (tempo de relaxação), pois, se o período de uma corrente quase senoidal na lâmpada for um pouco maior que o tempo de relaxação, haverá o resfriamento do plasma a cada ciclo e a temperatura ficará modulada. Se o período da corrente for menor do que esse tempo, o plasma permanecerá com a temperatura praticamente constante e a lâmpada operará como se estivesse sendo acionada com corrente contínua (TOMM, 2007). Uma forma de se operar em baixas frequências, evitando os problemas das variações no fluxo luminoso e das distorções na forma de onda de tensão na lâmpada, é utilizar a forma de onda retangular de corrente que alimenta a lâmpada (TOMM, 2007). Nesse caso, as transições de corrente são muito mais rápidas, não havendo resfriamento do plasma. O problema dessa técnica é a geração de EMI devido ao elevado di/dt , típico da forma de onda retangular (de GROOT; van VILET, 1986).

A injeção de harmônicas é baseada no espalhamento do espectro de frequências da potência aplicada à lâmpada. Dessa forma, a potência associada a cada uma das componentes harmônicas é reduzida. Se qualquer uma das frequências corresponder à ressonância acústica, a intensidade (potência) associada a ela não será suficiente para excitar esse fenômeno (MORAIS, 2007).

Este trabalho apresenta uma proposta de reator eletrônico que pode ser utilizado para acionar uma ou mais lâmpadas *HPS*. O reator proposto alimenta as lâmpadas sob a forma de onda com inserção de terceira harmônica, com frequência da fundamental próxima a 1 kHz, de modo a evitar a ressonância acústica, a manter o fluxo luminoso constante e a evitar o elevado EMI, típico de ondas retangulares, de acordo as soluções apresentadas nos itens 3 e 5.

Os amplificadores Classe D já foram utilizados anteriormente como reatores eletrônicos (DOS REIS, 2005, TSAY, 1996), mas, com a proposta de fornecer alimentação senoidal em altíssimas frequências para lâmpadas.

Durante o trabalho, foram utilizadas três topologias diferentes, aplicando-se uma forma de onda sintetizada à lâmpada com o objetivo de evitar a ressonância acústica. Entre as

topologias estão um amplificador classe D convencional com duas fontes e um amplificador Classe D com uma fonte e uma nova topologia desenvolvida, que é o amplificador full-bridge classe D.

Os conversores foram construídos para o acionamento de uma ou mais lâmpadas *HPS*, sendo ideal para a utilização em luminárias tipo trevo ou cruzetas, como apresentados nos trabalhos de Rodovalho (2009a), Rodovalho (2008a), Rodovalho (2008b) e Rodovalho (2009b). Com o intuito de aumentar a potência do reator para o acionamento de um conjunto de lâmpadas com potências mais altas, foi realizado um estudo para o desenvolvimento de um reator eletrônico capaz de acionar mais de uma lâmpada de alta potência. Com isso, foi desenvolvida a topologia full-bridge classe D, utilizando-se a mesma técnica de desmagnetização dos indutores através da célula regenerativa. .

Todas as principais características de funcionamento da lâmpada já foram demonstradas em diversos trabalhos de mestrado e doutorado, entre os quais há detalhamento de funcionamento, curvas de operação, características da luz e aprofundamento sobre ressonância acústica (CÓ, 2003, RODOVALHO, 2009, FONTOURA, 2007, DEMIAN JR.,2008, TOMM, 2009, MORAIS, 2007, CAVALCANTE, 2001, MARCHESAN, 2007)

1 CAPÍTULO

ESTUDO SOBRE A LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO - HPS

1.1. INTRODUÇÃO

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão emite uma luz branca dourada e possui uma alta eficiência, porém com um baixo índice de reprodução de cor. Sua vida útil varia, em função da potência, de 16.000 a 24.000 horas, o que a torna bastante adequada, principalmente, para a iluminação pública e externa (COATON ; MARSDEN, 1997).

É especialmente adequada para a iluminação de locais onde a reprodução de cor não é um fator importante como monumentos, túneis, aeroportos, fachadas, estacionamentos, viadutos, autoestradas etc..

A luz emitida pela lâmpada tende muito ao amarelo, e costuma deixar a vegetação e o mar com uma cor muito distorcida, produzindo uma sensação de calor e de relativo desconforto. Porém, nessa mesma faixa, o olho humano tem melhor acuidade visual, o que favorece a segurança. Ainda do ponto de vista social, a lâmpada de sódio emite menos radiação ultravioleta que a de mercúrio, diminuindo a atração de insetos.

A utilização das lâmpadas de vapor de sódio na iluminação pública pode agregar as seguintes vantagens:

- Mais economia de energia elétrica;
- Mais economia na manutenção;
- Mais segurança nas ruas;
- Menos acidentes de trânsito;
- Menos depredações dos bens públicos e privados;
- Embelezamento da paisagem noturna da cidade, aumentando o apelo turístico.

Na iluminação industrial, as lâmpadas de vapor de sódio têm tido grande sucesso na conservação e na redução de custos com energia elétrica pelos seguintes motivos:

- O investimento feito na troca ou na instalação é amortizado em pouco tempo pela economia de energia em torno de 30%, devido à alta eficiência energética da lâmpada;
- Reduzem o consumo de energia elétrica;
- Aumentam o volume de luz;
- Produzem menos fadiga, aumentando a produtividade;
- Reduzem acidentes de trabalho;
- Permitem ampliar a produção com novos equipamentos sem aumentar a conta de energia.

Como desvantagens dessa lâmpada, pode-se citar o fato de que, para o seu funcionamento, além do reator, faz-se necessária a utilização de outro equipamento auxiliar, o ignitor. Porém, o rápido retorno do investimento na aquisição desses equipamentos têm tornado esse tipo de lâmpada cada vez mais popular, seja na iluminação pública ou na industrial (CAVALCANTE; BARBI, 2002).

1.2. ESTRUTURA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão tem sua luz produzida através de uma descarga elétrica no vapor de sódio. O campo elétrico existente entre os eletrodos fornece energia aos elétrons que excitam os átomos de sódio, os quais emitem predominantemente a luz amarela e algumas outras cores características do sódio.

As partes principais de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão são apresentadas na Figura 1.1.

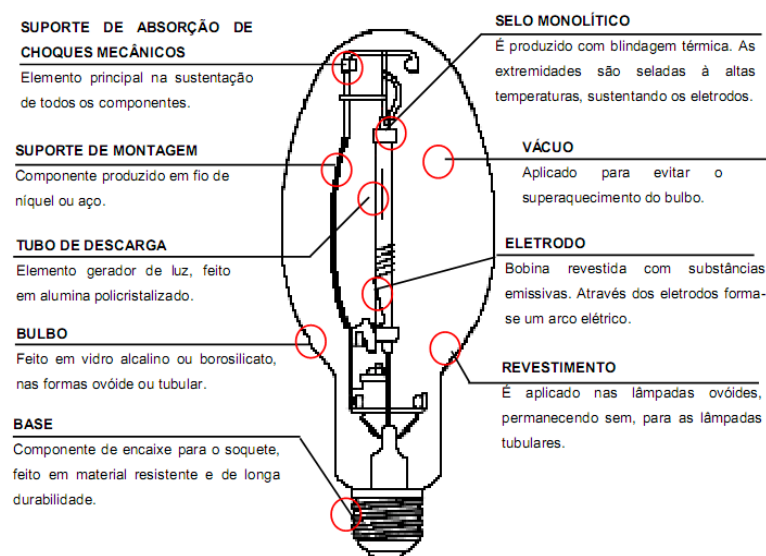


Figura 1.1-Partes que compõem a lâmpada de vapor de sódio (CÓ, 2003).

As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão possuem um tubo de descarga interior de óxido de alumínio sintetizado que é resistente ao ataque químico do vapor de sódio em altas temperaturas e tem um alto ponto de fusão. O tubo de descarga é preenchido por um amálgama de sódio mercúrio, que é parcialmente vaporizado quando a lâmpada atinge a temperatura de operação, e por xenônio à baixa pressão, que é utilizado como gás de ignição e para limitar a condução do calor do arco de descarga da parede do bulbo (de GROOT; van VILET, 1986). O invólucro externo é feito de vidro ou borossilicato formando um duto a vácuo com a função de prevenir ataques químicos das partes metálicas do tubo de descarga. Ele também ajuda a manter a temperatura do tubo de descarga, isolando o metal dos efeitos da temperatura ambiente (de GROOT; van VILET, 1986).

As lâmpadas de vapor de sódio não possuem eletrodo de partida e necessitam de tensões elevadas de até 5000 V para partir. Por isso exigem um ignitor que gera esses pulsos de alta tensão e alta frequência. Os fios de conexão do ignitor à lâmpada devem ter comprimento máximo de 3 metros para que não ocorra uma atenuação excessiva do pulso de ignição, implicando no não acendimento da lâmpada (CAVALCANTE, 2001).

A Figura 1.2 representa as etapas de funcionamento da lâmpada. Durante a partida da lâmpada, é aplicada alta tensão para ionização do gás. Logo após, quando a lâmpada inicia o acendimento, a corrente deve ser limitada em 200 % da corrente nominal para que não ocorra um desgaste excessivo dos eletrodos (de GROOT; van VILET, 1986, TOMM, 2009). No

decorrer do processo de aquecimento, a potência da lâmpada é mantida em torno de 150% até a temperatura do interior do tubo alcançar a temperatura de regime permanente (TOMM, 2009).

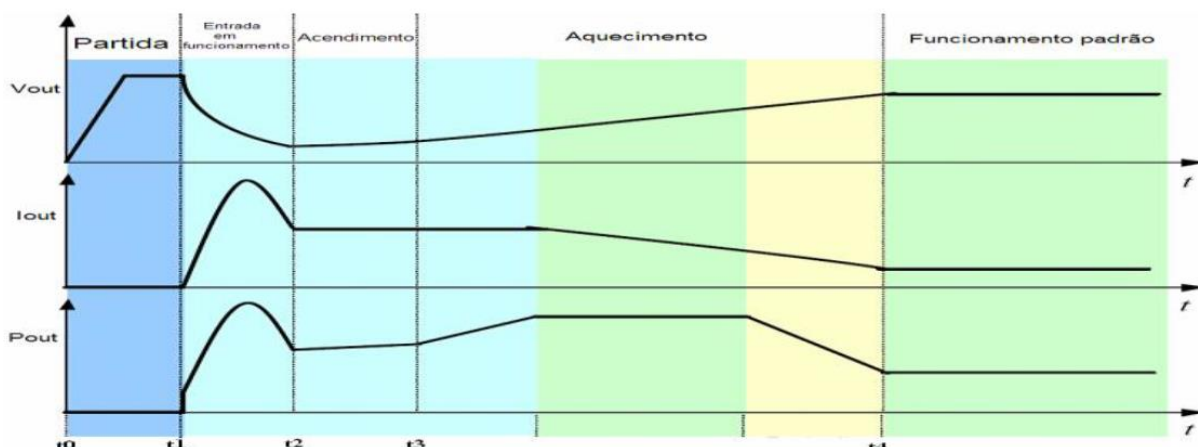


Figura 1.2 – As etapas de funcionamento da lâmpada da lâmpada fria (TOMM ,2007).

Na alimentação em alta frequência, o comportamento da lâmpada é muito próximo ao de uma carga resistiva, de forma que a amplitude das harmônicas de corrente está diretamente relacionada à amplitude das harmônicas de potência (VILELA Jr., 2007, DE GROOT ; VAN VILET, 1986).

1.3. RESSONÂNCIA ACÚSTICA

A Ressonância Acústica (RA) que ocorre nas lâmpadas de alta intensidade de descarga (HID) se caracteriza por flutuações de pressão do gás no interior do tubo de descarga quando essas lâmpadas são alimentadas por fontes de potência de altas frequências – entre poucos kHz a centenas de kHz – (de GROOT; van VILET, 1986). Quando a frequência da flutuação de pressão está próxima à frequência natural de oscilação do tubo (determinada pela sua forma, temperatura interna e tipo de gás contido), ondas de pressão permanentes se estabelecem no tubo, produzindo a ressonância acústica (ZHAO, 2003). Essas ondas de pressão causam a vibração do arco, bem como a sua deformação que, de forma prática, se traduz nos seguintes efeitos (PENG, 1997):

- Movimento e flutuação da luz, também conhecido por *flicker*, observado principalmente quando a luz é utilizada para projeções e focalizações;

- Extinção do arco, devido ao seu alongamento, o que torna a tensão da fonte insuficiente para mantê-lo;
- Quebra do tubo de descarga, o que pode ocorrer quando o caminho do arco se desloca em direção às paredes do tubo, provocando sobreaquecimento (somente para lâmpadas de vapor de sódio);
- Variações da temperatura e do índice de reprodução de cor da luz.

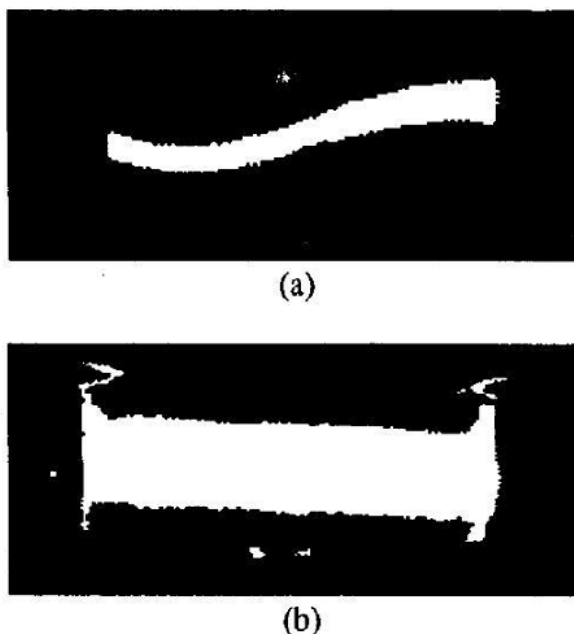
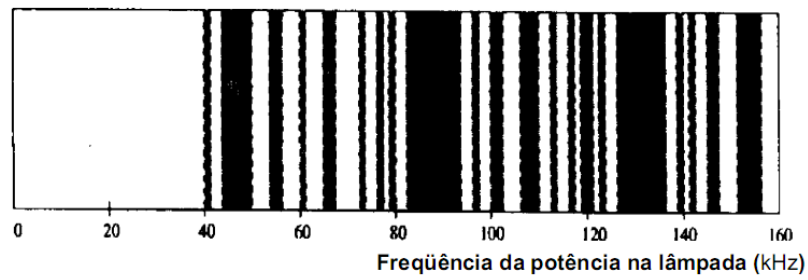


Figura 1.3 - Fotografia do arco de uma lâmpada *HID*, (a)- com ressonância acústica e (b) sem ressonância acústica (de GROOT e van VILET, 1986).

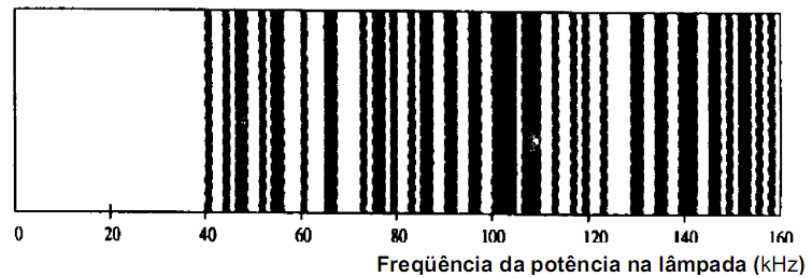
A Figura 1.3 mostra duas fotografias do arco voltaico em uma lâmpada *HID* acionada por reator eletrônico em alta frequência: (a) apresentando o fenômeno da ressonância acústica e (b) operando em condições normais (de GROOT; van VILET, 1986).

Em cada tipo de lâmpada *HID*, a ressonância acústica ocorre em faixas de frequência diferentes, havendo intervalos livres de ressonância. Os fatores que influenciam esse espectro de frequência são:

- Dimensões e geometria do tubo de descarga e do eletrodo;
- Condições termodinâmicas do gás (temperatura, pressão e densidade);
- Composição do gás.

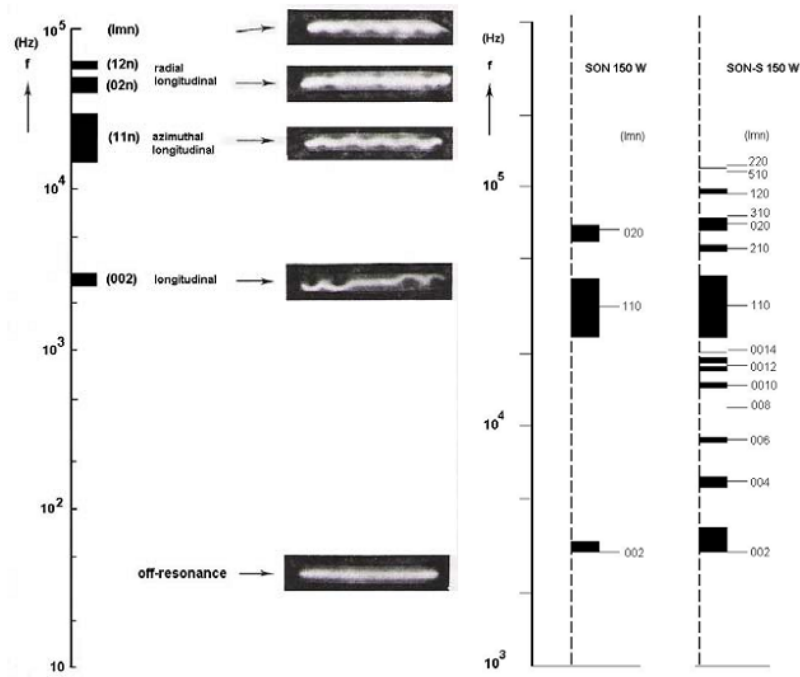


(a)



(b)

Figura 1.4 - Faixas de ocorrência da ressonância acústica em uma lâmpada MV -70W fabricantes diferentes, (a) GE® e (B) PHILIPS® (de GROOT; van VILET, 1986).



(a) Lâmpada *HPS* – 250W

(b) Lâmpada *HPS* – 150W

Figura 1.5 - Faixas de ocorrência da ressonância acústica em lâmpadas *HPS* da PHILIPS® (de GROOT; van VILET, 1986).

A Figura 1.4 apresenta a distribuição das frequências em que ocorre o fenômeno da ressonância acústica para lâmpadas de vapor metálico de 70W dos fabricantes GE e PHILIPS respectivamente. **A Erro! Fonte de referência não encontrada.** (a) e (b) dispõe as faixas de ocorrência da ressonância acústica para lâmpadas *HPS SON 150W* e *SON – S150W* (respectivamente baixa e alta pressão do gás xenônio) e para a lâmpada *HPS 250W*. Em ambas, as áreas claras representam as zonas livres de ressonância. Pode-se observar que em lâmpadas de mesma especificação e de fabricantes distintos existem diferenças quanto as faixas de frequência em que a ressonância acústica ocorre e até mesmo de mesmo fabricante, variando a pressão do gás xenônio (de GROOT; van VILET, 1986).

É importante ressaltar que nas lâmpadas *HID* de baixas potências, em especial nas de vapor metálico, o espectro de ressonância é muito amplo e as zonas livres da ressonância acústica são bastante estreitas. Considerando ainda as diferenças existentes entre as lâmpadas produzidas por um mesmo fabricante, a presença de vários fabricantes no mercado, as tolerâncias geradas no processo de fabricação das lâmpadas e as variações das condições termodinâmicas ao longo do tempo de uso de uma lâmpada, torna-se muito difícil prever as faixas de frequência em que irão ocorrer a ressonância acústica nesses tipos de lâmpada (de GROOT; van VILET, 1986).

Podem ser correlacionadas as frequências com as quais as distorções de arco acontecem às frequências de ressonância de ondas de pressão acústicas. Tal fenômeno de ressonância também pode acontecer em uma cavidade que tenha as mesmas dimensões do tubo de descarga. No tubo de descarga, essas oscilações se sobrepõem à pressão média do gás, produzindo, assim, modulações na potência aplicada à lâmpada. Isto provoca ondas de pressão viajantes a certas frequências que, refletidas na parede do tubo de descarga, produzem visíveis distorções do arco.

O aumento da frequência proporciona aproximações das faixas de ocorrência da ressonância acústica, enquanto sob baixas frequências, as regiões são mais espaçadas.

As frequências ressonantes são determinadas pelas dimensões internas do tubo de descarga e pela velocidade do som. O comprimento do tubo de descarga é relevante, pois a onda acústica é mais refletida contra as extremidades do tubo do que contra as extremidades dos eletrodos, a menos que os eletrodos ocupem uma grande parte do tubo de descarga. A velocidade do som é determinada pelo peso médio molecular do gás. Em lâmpadas padrões

HPS, o peso médio molecular depende das pressões parciais de sódio, mercúrio e xenônio. As diferentes velocidades do som para diferentes modos de ressonância sugerem que diferentes temperaturas efetivas estão envolvidas na ressonância acústica (de GROOT; van VILET, 1986).

É possível efetuar os cálculos das frequências em que ocorre a ressonância acústica tomando como base as referências de Groot e van Vilet (1986) e de Branas e colaboradores (2005), entretanto, não cabe aqui a apresentação desses complexos equacionamentos. Devido às lâmpadas de vapor de sódio possuírem tubos de descarga longos e estreitos, aparecem amplas faixas de frequência livres da ressonância acústica. Isso torna um pouco mais fácil obter um reator eletrônico operando em altas frequências para tal tipo de lâmpada (de GROOT; van VILET, 1986).

1.4. TÉCNICA UTILIZADA PARA EVITAR O FENÔMENO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA

O grande desafio no projeto de reatores eletrônicos para a alimentação das lâmpadas *HPS* é evitar o surgimento da ressonância acústica. Diversos trabalhos propondo técnicas para não excitar o fenômeno têm sido publicados.

Pode-se, então, tomar como base a Figura 1.6, que apresenta as regiões de estabilidade da lâmpada *HID* (*High Intense Discharge*), para comparar as técnicas utilizadas com vistas a evitar a ressonância acústica (FELLOWS, 2003).

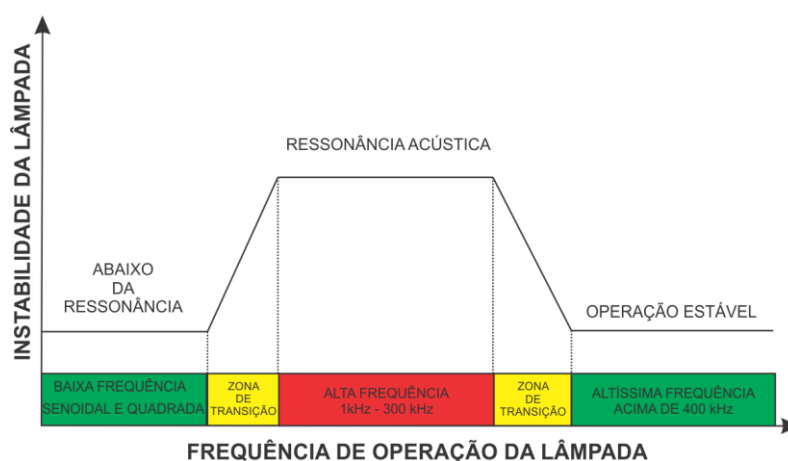


Figura 1.6 - Regiões de instabilidade de lâmpadas *HID* (FELLOWS, 2003).

1.4.1 OPERAÇÃO EM CORRENTE CONTÍNUA

Este método consiste em alimentar a lâmpada por meio de uma corrente contínua, mantendo-se a potência entregue à lâmpada constante, evitando, assim, o surgimento da ressonância acústica.

A operação da lâmpada em corrente contínua causa um desgaste excessivo de apenas um dos eletrodos, reduzindo drasticamente a vida útil da lâmpada. Por isso esse método não é utilizado para evitar a ocorrência da ressonância acústica.

1.4.2 - OPERAÇÃO EM BAIXA FREQUÊNCIA

Na operação em baixa frequência, de 1 Hz a 400 Hz, consegue-se um funcionamento estável da lâmpada. Os reatores eletromagnéticos trabalham com forma de onda senoidal de baixa frequência.

Entretanto, os reatores eletrônicos mais comuns operam em baixas frequências (50 a 500 Hz), acionando a lâmpada com corrente quadrada, o que evita o resfriamento do plasma a cada semiciclo de rede, também chamado de reignição, e eleva o conforto visual da iluminação bem como a vida útil da lâmpada (de GROOT; van VILET, 1986, WANG, XU ; HUA, 2004, COSTA; DA SILVEIRA, *et al.*, 2008, CÓ, RESENDE, *et al.*, 2002, YAN, HO; HUI, 2000, CÓ, RESENDE, *et al.*, 2002, ZHOU, MA; QIAN, 1999, MARCHESAN, 2007).

Nos dias atuais, esse é o método mais utilizado com a finalidade de evitar o surgimento do fenômeno da ressonância acústica, com vários tipos de reatores eletrônicos e topologias com conversores CC em cascata e inversores.

1.4.3 OPERAÇÃO COM VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DO INVERSOR POR MODULAÇÃO

Este método consiste em variar a frequência da forma de onda aplicada à lâmpada quando detectado o início da ressonância, por meio de um controle inteligente para detectar a ressonância acústica e alterar a frequência do sinal modulado.

A principal vantagem de tal método é que os componentes dos passivos têm o seu tamanho e peso reduzidos (ANDRÉ; PERIN; BARBI, 2001, ANDRÉ; PERIN, 2001, ANDRÉ ; PERIN, 2004, VAN TICHELEN; WEYEN; MEYNEN, 1996, ZHOU; MA; QIAN, 1999,

DEMIAN JR., 2008, BRANAS; AZCONDO; BRACHO, 1998, BRAÑAS; AZCONDO; BRACHO, 2005). No entanto, o circuito de controle necessita de microcontroladores e sistemas de aquisição de sinal, o que eleva o custo final do reator.

1.4.4 OPERAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA NAS ZONAS LIVRES DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA

Este método consiste em alimentar as lâmpadas nas zonas de frequências livre da ressonância acústica. Como pode ser observado nas Figura 1.4 e Figura 1.5, as referidas zonas livres normalmente são muito curtas e podem variar muito, tornando esse controle o mais arriscado para se trabalhar (GULKO; BEN-YAAKOV, 1997, OHSATO; MAO, *et al.*, 1998, BEN-YAAKOV; GULKO, 2002, CARDESIN; RIBAS, *et al.*, 2002, CARDESIN; RIBAS, *et al.*, 2002, CARDESIN; RIBAS, *et al.*, 2002, CARDESIN; ALONSO, *et al.*, 2005),

1.4.5 OPERAÇÃO EM ULTRA ALTA FREQUÊNCIA (UHF)

Como pode ser observado na **Erro! Fonte de referência não encontrada.** a UHF é uma região totalmente livre da ressonância acústica. A primeira desvantagem dessa solução é o aumento das perdas por chaveamento e a segunda é a presença de indutâncias, capacitâncias e impedâncias parasitas de trilhas de circuito impresso e cabos que passam a ser relevantes. As estruturas se mostraram eficientes para o funcionamento da lâmpada, mas, a preocupação com filtros de entrada para redução da interferência causada pela altíssima frequência na rede torna o reator de alto custo (PENG; RATANAPANACHOTE, *et al.*, 1997, LIN; WANG; LEE, 2006, LIN; WANG, *et al.*, 2007, CARDESIN; GARCIA, *et al.*, 2005).

1.4.6 OPERAÇÃO COM FORMA DE ONDAS SINTETIZADAS

A injeção de formas de ondas sintetizadas na lâmpada para evitar a ressonância acústica foi demonstrada por Alonso e colegas (2002) e por Moraes e colaboradores (2005). Essa técnica consiste em injetar uma forma de onda senoidal com uma harmônica para que a potência transferida à lâmpada tenha duas ou mais frequências, fazendo um espalhamento da

potência em um espectro de frequência determinado. Tal técnica foi demonstrada matematicamente por Chhun e sua equipe em 2009, como pode ser observado na e.

$$u(t) = a_1 \sin(w_1 t) + a_2 \sin(w_2 t) \quad \text{Equação 1.1}$$

$$u(t) = a_1 \sin(w_1 t) + a_2 \sin(w_2 t)$$

$$u(t) = a_1 \sin(w_1 t) + a_2 \sin(w_2 t)$$

$$\text{Equação 1.2}$$

Onde :

- $m = a_2/a_1$, relação das tensões: $0 < m < 1$;
- $w_c = (w_1 + w_2)/2$, frequência fundamental;
- $w_d = (w_2 - w_1)/2$, frequência harmônica;
- R_{lamp} , resistência da lâmpada.

A relação entre a tensão da fundamental e a potencia da lâmpada pode ser dada por:

$$P = \frac{a_1^2}{2} R_{lamp} \quad \text{Equação 1.3}$$

A Equação 1.3 demonstra a informação relacionada com a lei da variação da amplitude de entrada, de modo a obter-se a potência média desejada na lâmpada. Através das **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e Equação 1.3, pode-se obter o gráfico do espalhamento da potência no espectro da frequência, como mostrado na Figura 1.7.

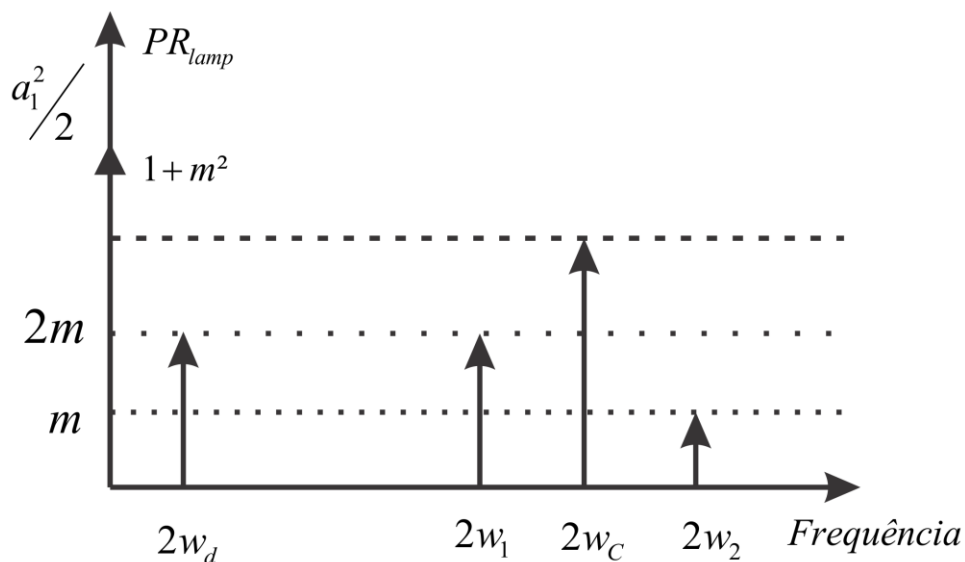


Figura 1.7 - Representação da potência aplicada à lâmpada no espectro da frequência.

Esta foi a técnica utilizada para o acionamento das lâmpadas com os amplificadores classe D e o amplificador Full-Bridge Classe D. A forma de onda sintetizada é composta por uma frequência fundamental em torno de 1 kHz e a sua terceira harmônica, assim como (ALONSO, RIBAS, et al., 2002) apresentou anteriormente. Já os trabalhos apresentados recentemente como o (CHHUN, MAUSSION e ZISSIS, 2010), foram realizados estudos para comprovar a eficácia da injeção da forma de onda sintetizada na lâmpada de alta pressão de sódio. Durante o trabalho desenvolvido por CHHUN e colaboradores foram utilizadas outras formas de onda sintetizadas para comprovar a técnica sendo esta forma de onda contendo uma frequência de referência ω_1 somada a outras duas frequências $\omega_2 = \omega_1 + \omega_3$ e $\omega_3 = \omega_1 - \omega_3$ estas frequências estão equidistantes da frequência de referência a forma de onda resultante está representada na **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e o espectro de frequência desta forma de onda está demonstrada na Figura 1.8. De acordo com os resultados obtidos no trabalho de CHHUN a técnica de injeção de formas de ondas sintetizadas em lâmpadas *HPS* evita a evolução da ressonância acústica.



Equação 1.4

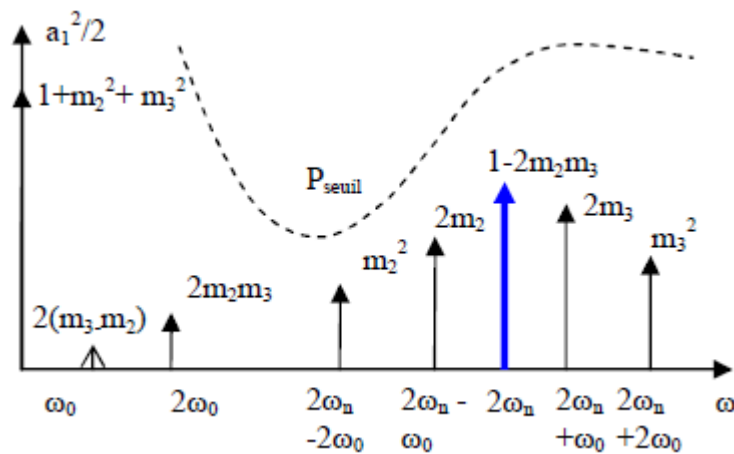


Figura 1.8 - Espectro de frequência com três sinais injetados (CHHUN; MAUSSION; ZISSIS, 2010)

1.5. CONCLUSÃO

Nesse capítulo foram discutidas as vantagens de utilização da lâmpada de alta pressão de sódio, sua estrutura interna e seu funcionamento. Também foram apresentados o conceito de ressonância acústica e as técnicas utilizadas para evitar a sua ocorrência. Das técnicas apresentadas nesse capítulo, foi escolhida a injeção sob a forma de onda sintetizada, pois, além de evitar o surgimento da ressonância acústica, ela não permite o resfriamento do plasma da lâmpada, impedindo que ocorra nela uma flutuação na luminosidade. Hoje as maiorias dos reatores eletrônicos comerciais trabalham com uma forma de onda quadrada com frequência em torno de 400 Hz.

2 CAPÍTULO

REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE ALTA PRESSÃO DE SÓDIO

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados a estrutura e o princípio de funcionamento da topologia proposta para o acionamento de uma ou mais lâmpadas de Alta Pressão de Sódio(*HPS*).

A injeção de formas de ondas sintetizadas na lâmpada de *HPS* foi primeiramente apresentada por José Marco Alonso (2005) e Lênin M. F. Morais (2007). Esta técnica foi implementada por meio de inversor *full-bridge* com filtro passivo na saída.

No trabalho proposto optou-se por utilizar uma topologia de amplificador Classe D que possui controle por histerese e é capaz de fornecer a lâmpada formas de ondas programáveis.

2.2 AMPLIFICADORES CLASSE D PROPOSTOS PARA ACIONAMENTO DE LÂMPADAS *HPS*

Este item irá abordar os reatores propostos para o acionamento de uma ou mais lâmpadas de Alta Pressão de Sódio. As topologias foram baseadas na tese de doutorado de Vincenzi (2007) onde os conversores foram utilizados como fonte de tensão trifásica programável.

Tendo em vista as excelentes características da topologia mencionada de gerar formas de ondas programáveis, Rodovalho, em 2009, utilizou-a em seu trabalho de mestrado para acionar lâmpadas *HPS*. A Figura 2.1 mostra a topologia do conversor utilizado inicialmente para injetar a forma de onda sintetizada na lâmpada.

Durante o trabalho de doutorado, a primeira topologia estudada foi a apresentada na Figura 2.2. Esta topologia é a mesma utilizada durante o mestrado, porém, com a vantagem de usar apenas uma fonte de alimentação.

A segunda topologia estudada, apresentada na Figura 2.3, foi concebida durante o desenvolver dos trabalhos de doutorado e consiste em um conversor full-bridge com uma célula regenerativa de desmagnetização do indutor. Esta configuração representa uma topologia nova de amplificador classe D full-bridge que mostrou-se adequada ao acionamento de lâmpadas *HPS*.

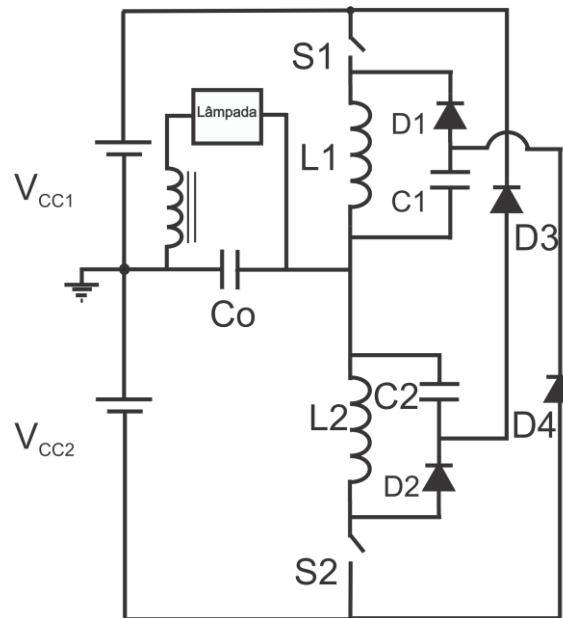


Figura 2.1- Amplificador Classe D com duas fontes de alimentação (VINCENZI, 2007),
(RODOVALHO, 2009)

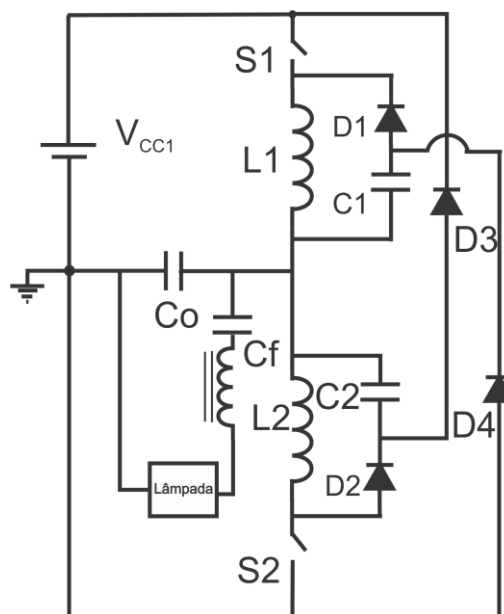


Figura 2.2- Amplificador Classe D com uma Fonte Alimentação

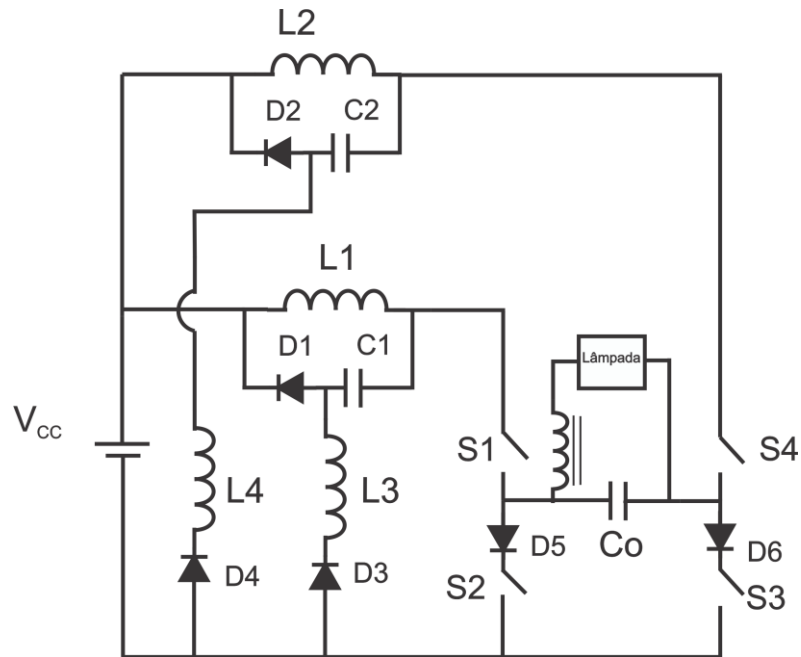


Figura 2.3 – Amplificador *full-bridge* com circuito de descarga de energia.

2.2.1 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

Inversores *half-bridge* e *full-bridge* com um filtro passa baixa na saída são muito utilizados para amplificar sinais periódicos genéricos quando se deseja baixa taxa de distorção harmônica no sinal amplificado. Em tais aplicações, um DSP com técnicas de controle avançadas é utilizado para gerar, a partir do sinal de referência e sinal de realimentação, os sinais de chaveamento aplicados às chaves do inversor, de modo a se atingir a resposta dinâmica desejada e manter a carga livre de distúrbios ou variações dos parâmetros do circuito (VINCENZI, 2007).

Os novos reatores propostos não necessitam de DSP e de técnicas de controle avançadas para gerar um sinal periódico genérico amplificado a partir de um sinal de referência. Em vez do DSP, o circuito proposto utiliza um comparador com histerese, conforme pode ser observado na Figura 2.4. Consequentemente, o sinal de referência pode ser gerado por meio de um microcontrolador de baixo custo (VINCENZI, 2007).

A frequência de chaveamento, nessa aplicação, depende da dinâmica da realimentação. No reator proposto, a frequência de chaveamento está em torno de 50 kHz (VINCENZI, 2007). A tensão sobre o capacitor de saída é coletada e, então, enviada para a entrada

inversora de um comparador. Na entrada não inversora, é aplicado o sinal de referência desejado. O resultado da comparação é usado para comandar as chaves S_1 e S_2 de modo complementar (RODOVALHO, 2008a, 2008b) no caso dos amplificadores classe D e das chaves (S_1, S_3) e (S_2, S_4) no caso do full-bridge.

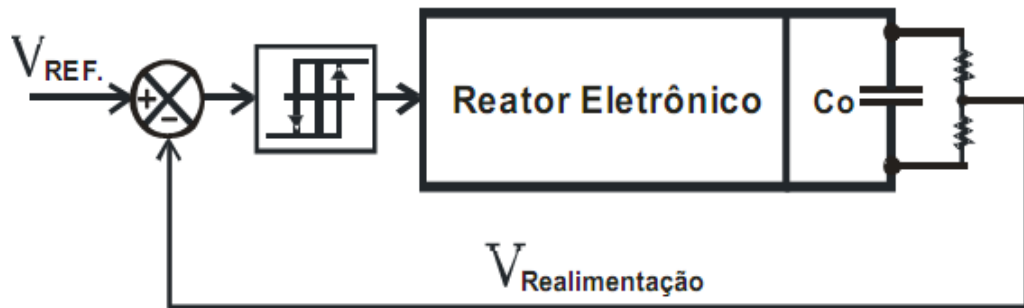


Figura 2.4 - Diagrama de blocos da estratégia de controle (RODOVALHO, 2008).

Cada uma das topologias necessita de um circuito próprio para a preparação dos sinais que serão aplicados aos *gate-driver*, os quais serão apresentados separadamente.

2.2.2 PRINCÍPIOS FUNDAMENTAIS DE OPERAÇÃO DOS REATORES PROPOSTOS

2.2.2.1 AMPLIFICADOR CLASSE D COM DUAS FONTES

Da mesma forma que o seguidor de tensão, os amplificadores propostos amplificam em potência a forma de onda de referência aplicada à entrada não inversora do comparador utilizado no controle.

No reator eletrônico proposto, a realimentação na entrada inversora do amplificador operacional é realizada por um divisor resistivo que retira uma amostra de tensão do capacitor C_o , conforme representado na Figura 2.5, já que a forma de onda amplificada é modulada sobre esse capacitor.

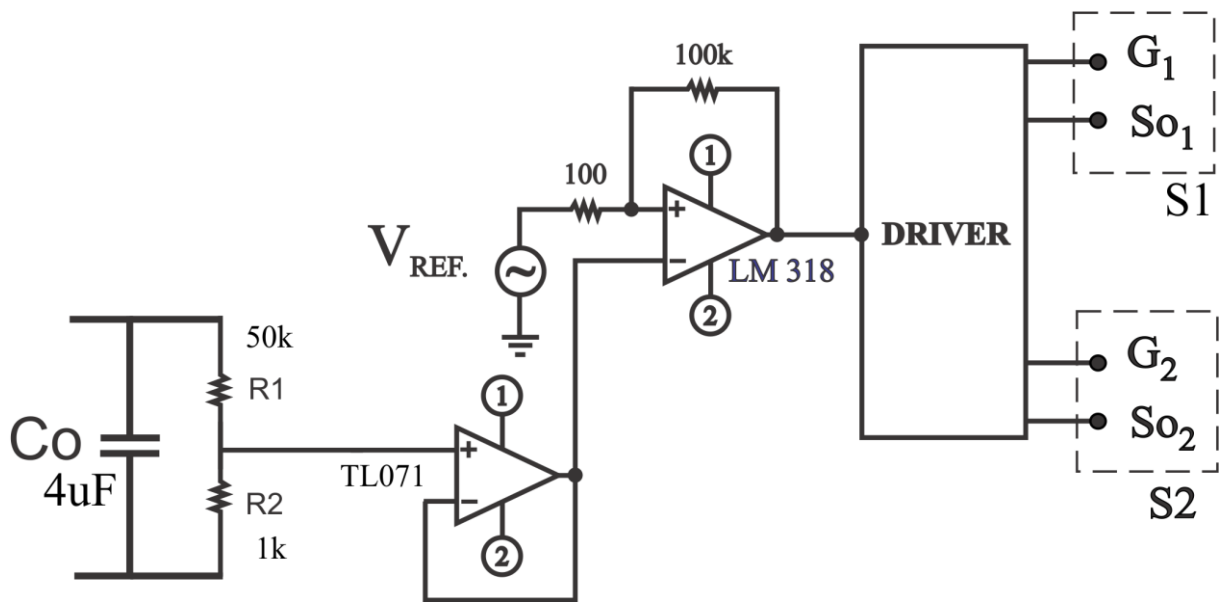


Figura 2.5 - Circuito de controle amplificador com duas fontes.

Toda vez que a tensão de referência ultrapassa a amostra de tensão no capacitor C_O , a saída do comparador satura em nível alto e a lógica de controle abre a chave S_2 acionando a chave S_1 , por meio dos “drivers” de gatilho, para que a tensão do capacitor C_O cresça. Essa operação será denominada Etapa 1, **Erro! Fonte de referência não encontrada.** (a). De modo semelhante, quando a tensão de referência é inferior, a amostra de tensão no capacitor C_O o comparador satura em nível baixo e a lógica de controle abre a chave S_1 e fecha a chave S_2 , sendo esta operação denominada Etapa 2, Figura 2.6(b).

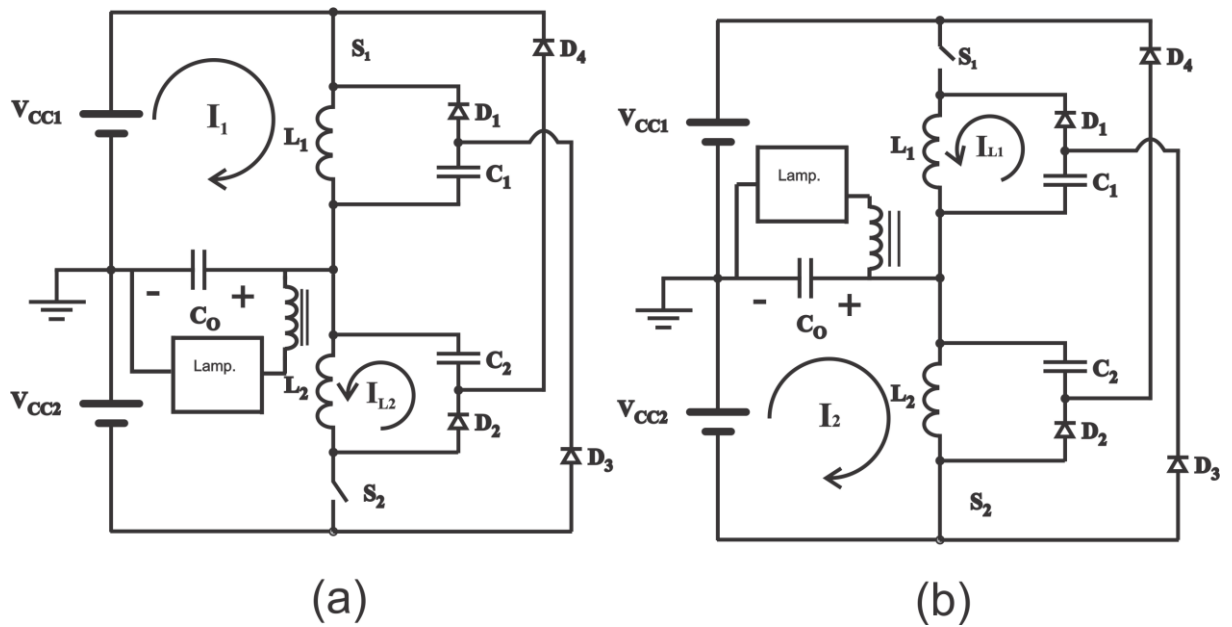
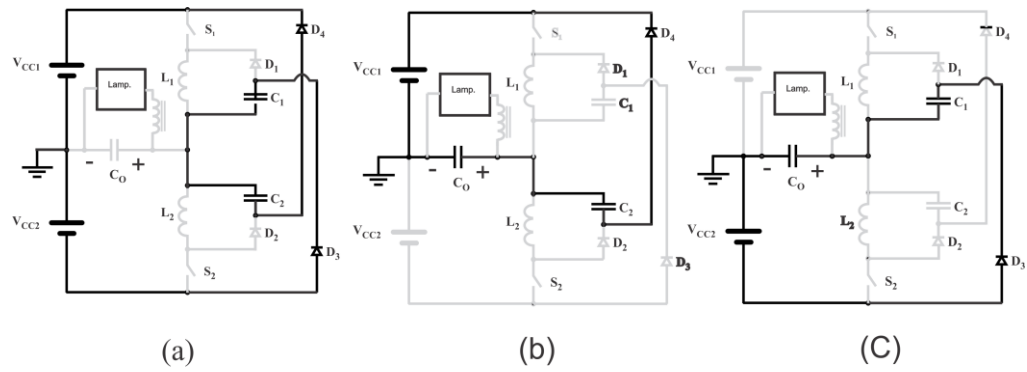


Figura 2.6- (a) Tensão cresce no capacitor C_0 e (b) Tensão decresce no capacitor C_0 .(VINCENZI, 2007).

Sempre que a chave S_1 abre, a tensão no indutor L_1 cresce e, à medida que se torna superior à tensão no capacitor C_1 , mais 0,7V, o diodo D_1 conduz transferindo a energia armazenada no indutor L_1 para o capacitor C_1 . O mesmo processo ocorre quando a chave S_2 é aberta a tensão no indutor L_2 cresce e, à medida que se torna superior à tensão no capacitor C_2 , mais 0,7V, o diodo D_2 conduz transferindo a energia armazenada no indutor L_2 para o capacitor C_2 . (VINCENZI, 2007)

No sentido de esclarecer o princípio de operação do amplificador, algumas considerações são relevantes no momento em que as duas chaves estão abertas (VINCENZI, 2007):

- Durante a condução dos diodos D_2 e D_4 , a soma das tensões sobre C_1 e C_2 é igual a soma das tensões das fontes V_{CC1} e V_{CC2} ($V_{C1} + V_{C2} = V_{CC1} + V_{CC2}$), como indicado na Figura 2.7(a).
- O capacitor C_2 constitui uma fonte de tensão no sentido indicado na Figura 2.7(b) ($V_{C2} = V_{CC1} - V_{C0}$).
- O capacitor C_1 constitui uma fonte de tensão no sentido indicado na Figura 2.7(c) ($V_{C1} = V_{C0} + V_{CC2}$).



$$V_{C1} + V_{C2} = V_{CC1} + V_{CC2}$$

$$V_{C2} = V_{CC1} - V_{CO}$$

$$V_{C1} = V_{CO} + V_{CC2}$$

Figura 2.7- Relação entre as tensões nos capacitores e as fontes de alimentação (VINCENZI, 2007).

Deste modo, toda vez em que as duas chaves abrem, caso haja energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 , ela será transferida para os respectivos capacitores, sendo que, na condição de $V_G + V_C = V_G + V_C$, os diodos D_3 e D_4 ficam diretamente polarizados mantendo a igualdade entre as tensões das fontes e dos capacitores $V_G + V_C = V_G + V_C$, conforme mostrado na Figura 2.7(a) (VINCENZI, 2007).

Se a chave S_1 estiver conduzido, a tensão no capacitor C_O irá crescer e, conseqüentemente, a tensão no capacitor C_2 terá que se ajustar para manter a relação $V_C = V_G - V_C$ como indicado na Figura 2.7(b). Nesse momento, quando V_{C2} for ligeiramente maior que $V_{CC1} - V_{CO}$, V_{C2} pode ser descarregado através de L_1 , conforme representado na Figura 2.8(a). O mesmo ocorre quando S_2 fecha, ou seja, a tensão no capacitor C_1 terá que se ajustar para atender à relação $V_G = V_{CO} + V_{C2}$, como é exibido na Figura 2.7(c). Na situação em que V_{C1} for ligeiramente maior que $V_{CO} + V_{CC2}$, V_{C1} pode ser

descarregado através de L_2 como mostra a

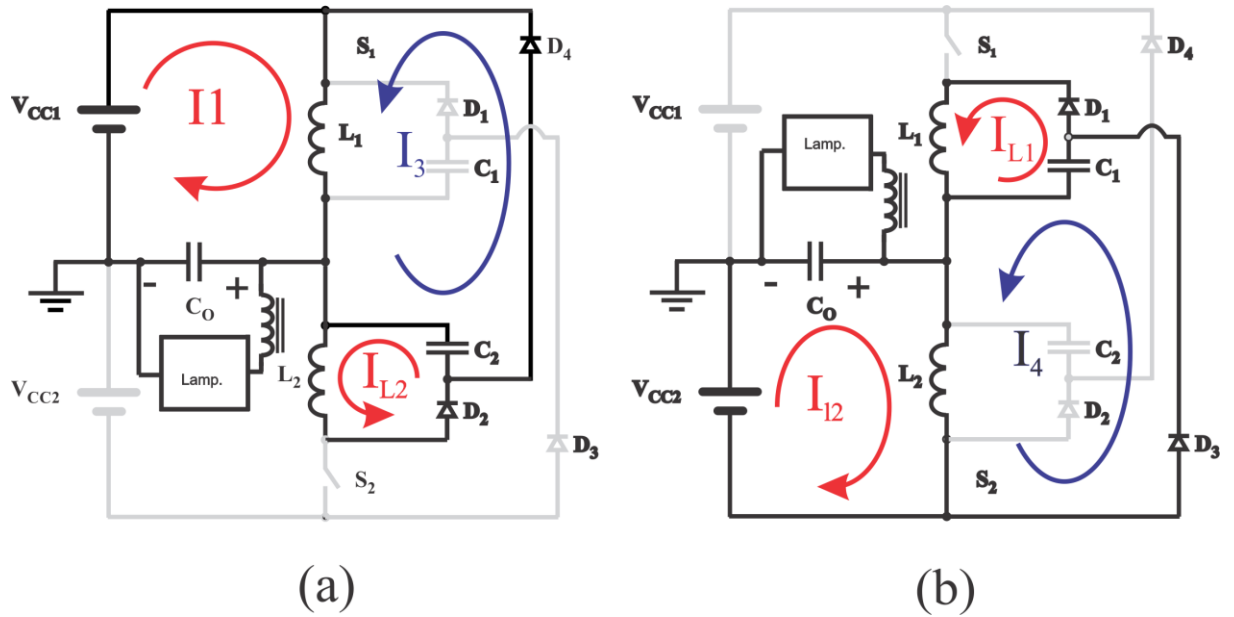


Figura 2.8(b) (VINCENZI, 2007).

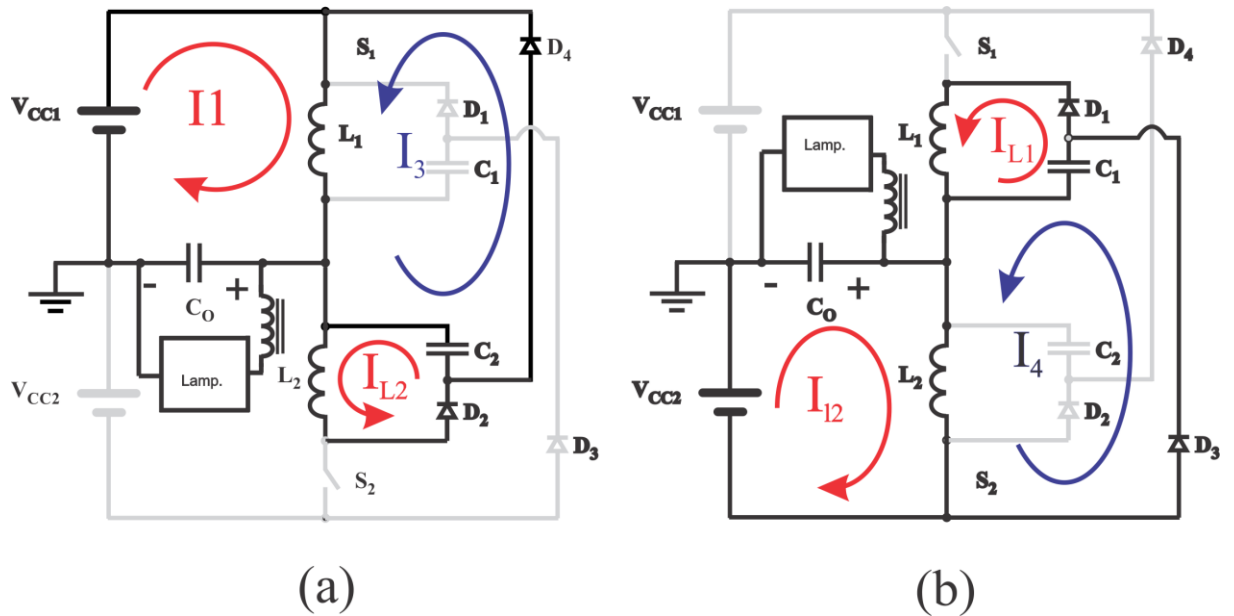


Figura 2.8- (a) Se S_1 estiver conduzindo; (b) Se S_2 estiver conduzindo (VINCENZI, 2007).

2.2.2.2 AMPLIFICADOR CLASSE D COM UMA FONTE

O amplificador classe D convencional apresentado em (VINCENZI, 1999, VINCENZI, 1999b, VINCENZI, 2007) utiliza fonte simétrica, no entanto, os resultados apresentados neste

trabalho mostraram que é possível obter um amplificador com alimentação monopolar, o qual mantém as características do amplificador Classe D original.

A principal alteração no funcionamento do amplificador é o fato de ele reproduzir apenas formas de onda acima do nível de tensão de referência. Portanto, o controle necessita que um nível CC seja somado ao sinal de referência, como pode ser observado na Figura 2.11. Esta figura apresenta o sinal de referência e o sinal com o nível DC que será comparado à tensão modulada sobre o capacitor C_O e o circuito de controle utilizado é apresentado na Figura 2.9.

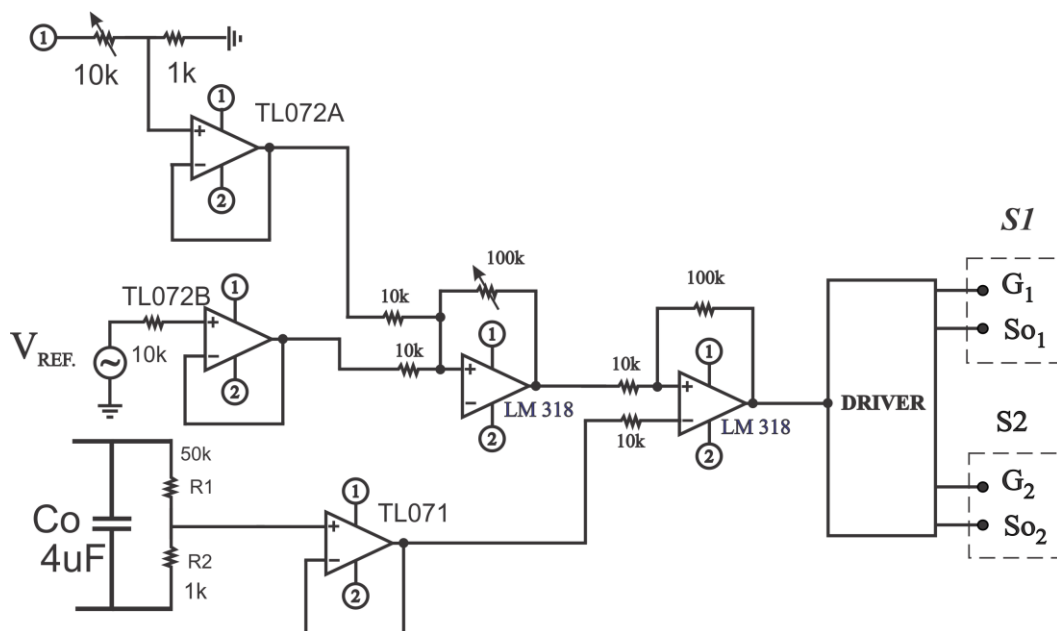


Figura 2.9 – Circuito de Controle do amplificador com uma fonte.

O funcionamento é o mesmo do amplificador com duas fontes. Quando a tensão de referência ultrapassa a amostra de tensão no capacitor C_O , a saída do comparador satura em nível alto e a lógica de controle abre a chave S_2 e aciona a chave S_1 , por meio dos “drivers” de gatilho, para que a tensão do capacitor C_O cresça. Essa operação será denominada Etapa 1 (Figura 2.10(a)). De modo semelhante, quando a tensão de referência é inferior à amostra de tensão no capacitor C_O , o comparador satura em nível baixo e a lógica de controle abre a chave S_1 e fecha a chave S_2 , sendo tal operação denominada Etapa 2 (Figura 2.10 (b)). Embora as etapas de funcionamento sejam as mesmas do conversor de duas fontes, quando a chave S_2 é fechada, a corrente que passa por ela não é a mesma do conversor de duas fontes.

Isso porque, na segunda etapa, a carga tem uma grande importância na queda da tensão do capacitor C_O , o que faz com que a chave S_2 possa ser uma chave com uma capacidade de corrente bem menor que a da chave S_1 . A tensão modulada no capacitor C_O está com um nível DC este nível DC é filtrado pelo capacitor C_F .

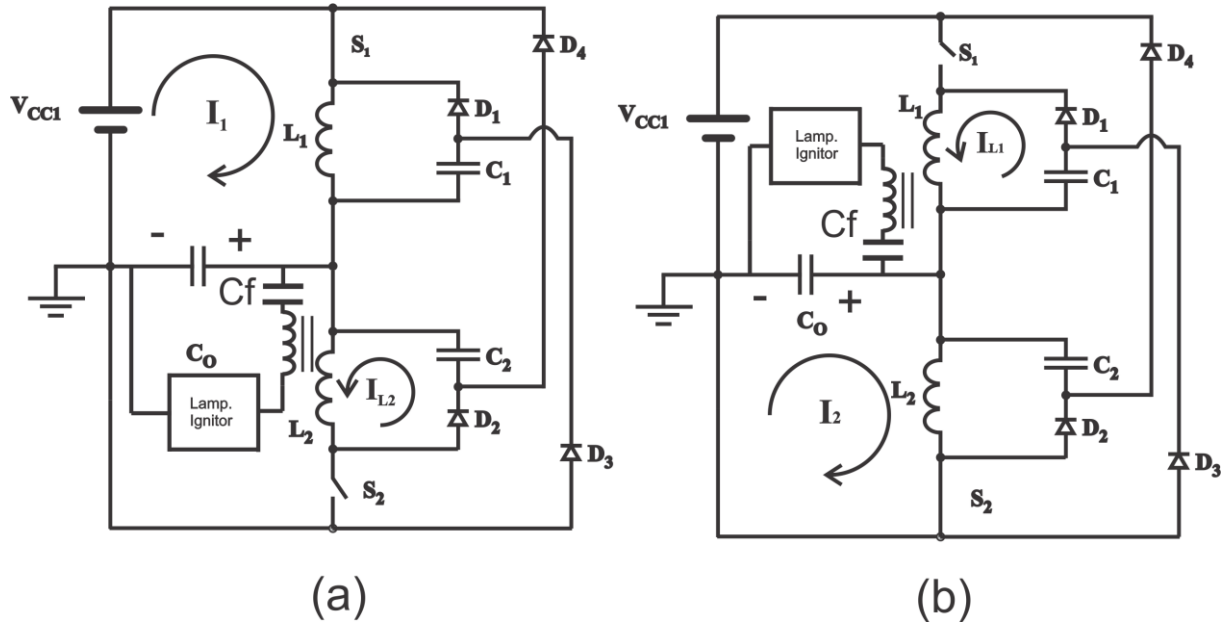


Figura 2.10- (a) Tensão cresce no capacitor C_O e (b) Tensão decresce no capacitor C_O .

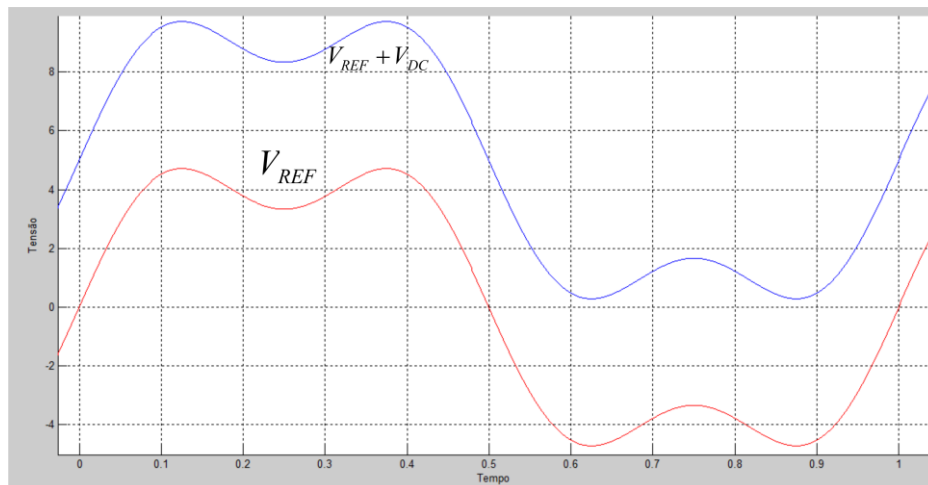


Figura 2.11 – Tensão dos amplificadores com nível DC (azul) e aplicado a fonte

Sempre que a chave S_1 abre, a tensão no indutor L_1 cresce e, à medida que se torna superior à tensão no capacitor C_1 , mais 0,7V, o diodo D_1 fica polarizado diretamente, transferindo a energia do indutor L_1 para o capacitor C_1 . O mesmo processo ocorre quando a

chave S_2 é aberta, a energia do indutor L_2 é transferida para o capacitor C_2 . (VINCENZI, 2007)

Com o intuito de esclarecer o princípio de operação do amplificador, algumas considerações são relevantes no momento em que as duas chaves estão abertas.

- Enquanto D_3 e D_4 estiverem conduzindo a soma das tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 é igual a tensão da fonte de alimentação como indicado na Figura 2.12(a), ($V_{CC1} = V_{C1} + V_{C2}$)
- O capacitor C_2 constitui uma fonte de tensão, no sentido indicado na Figura 2.12(b), ($V_{C2} = V_{CC1} - V_{CO}$)
- O capacitor C_1 constitui uma fonte de tensão, no sentido indicado na Figura 2.12(c), ($V_{C1} = -V_{CO}$).

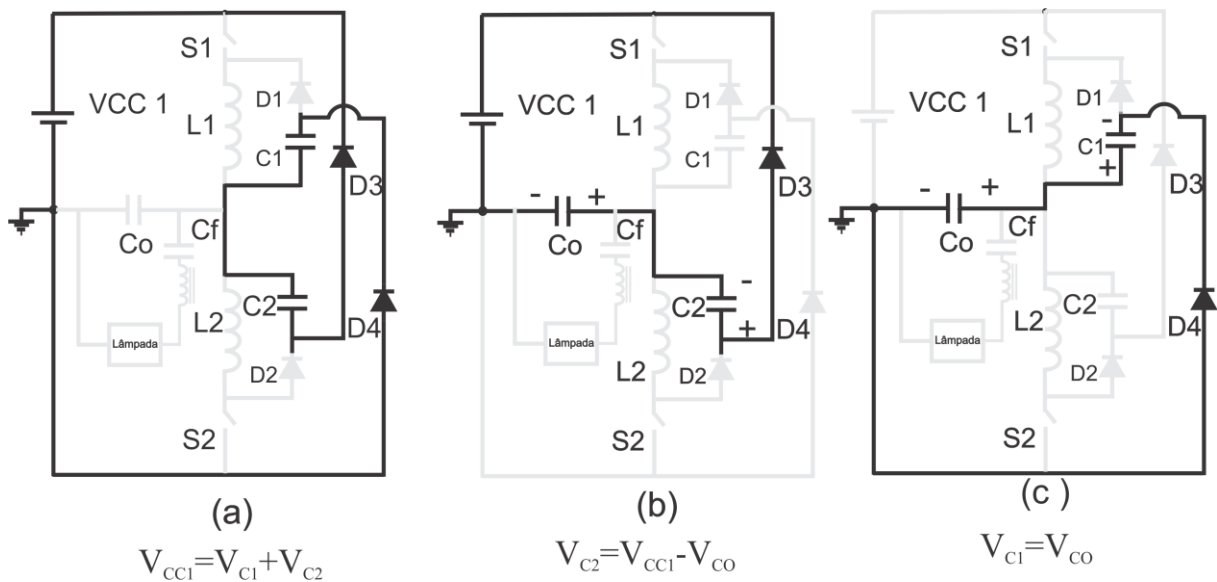


Figura 2.12 – Relação entre as tensões nos capacitores e a fonte de alimentação

Quando as duas chaves S_1 e S_2 estão abertas, durante o tempo morto estabelecido pelos “drivers” das chaves, caso haja energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 , esta será transferida para seus respectivos capacitores e quando as tensões dos capacitores ficarem maior que a tensão da fonte V_{CC1} os diodos D_3 e D_4 entram em condução, mantendo a igualdade entre as tensões da fonte e a dos capacitores $V_{C1} + V_{C2} = V_{CC1}$ conforme mostrado na Figura 2.12(a).

Se a chave S_1 estiver conduzindo como mostrado na Figura 2.13(a), a tensão no capacitor C_O irá crescer e, conseqüentemente, a tensão no capacitor C_2 terá que se ajustar para manter a relação $V_{C2} = V_{C1} - V_{C0}$ como mostrado na Figura 2.12(b). Nesse momento, quando V_{C2} for ligeiramente maior que $V_{C1} - V_{C0}$, V_{C2} pode ser descarregado através de L_1 como mostra a Figura 2.13(a). O mesmo ocorre quando S_2 fecha, ou seja, a tensão no capacitor C_1 terá que se ajustar para atender a relação $V_{C1} = V_{C0}$, como é exibido na Figura 2.12(c). Na situação em que V_{C1} for ligeiramente maior que V_{C0} , V_{C1} pode ser descarregado através de L_2 como mostra a Figura 2.13(b).

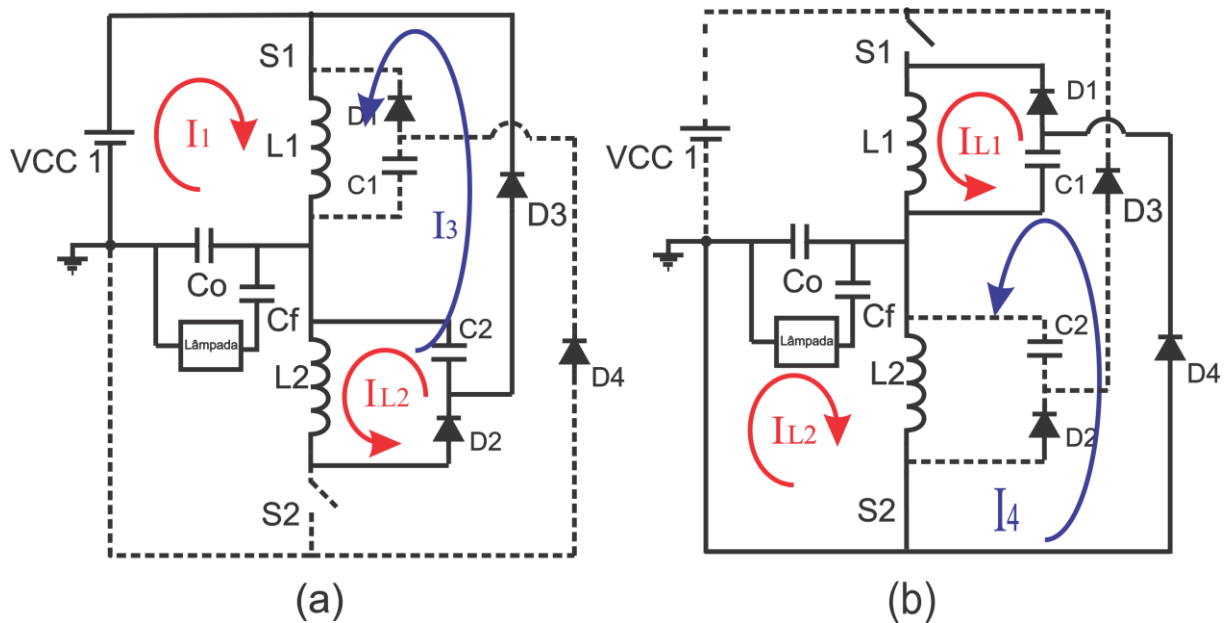


Figura 2.13 (a) Chave S_1 fechada, (b) Chave S_2 fechada.

2.2.2.3 FULL-BRIDGE COM CÉLULA REGENERATIVA

O controle do amplificador full-bridge também é feito através da comparação do sinal modulado sobre o capacitor C_O com o sinal de referência a ser amplificado. A principal diferença do controle deste conversor em relação aos controles dos outros amplificadores, mencionados anteriormente, consiste no acréscimo do circuito de sobreposição apresentado na Figura 2.14.

O circuito de controle gera os pulsos para o acionamento das chaves através da comparação de um sinal de referência e do sinal de realimentação obtido no capacitor C_o . Após a comparação dos sinais, o circuito obtém dois pulsos complementares (A e C da Figura 2.15). Cada pulso sofre um atraso, obtendo, assim, os pulsos (B e D da Figura 2.15), de modo que, com a utilização de uma porta lógica OU entre os pulsos (A OU B) e (C OU D), tem-se os pulsos $G1$ e $G2$ sobrepostos que serão aplicados nas chaves. Para a construção do amplificador, foi utilizado o sensor de efeito hall de tensão sobre o capacitor C_o . Contudo, como uma solução industrial, o sensor pode ser substituído por um amplificador diferencial ou por um transformador, para a redução do custo de produção do amplificador.

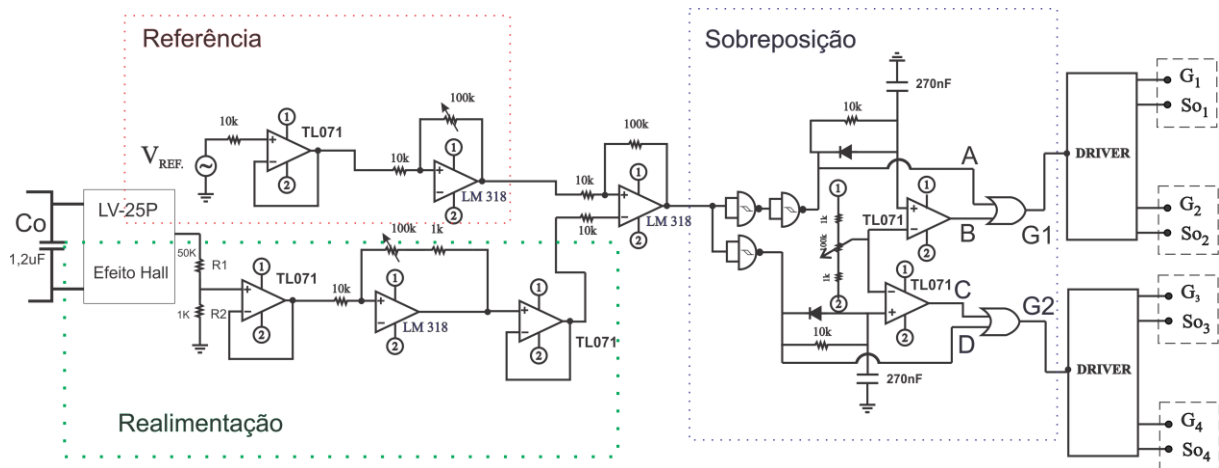


Figura 2.14 - Circuito de controle do amplificador full-bridge.

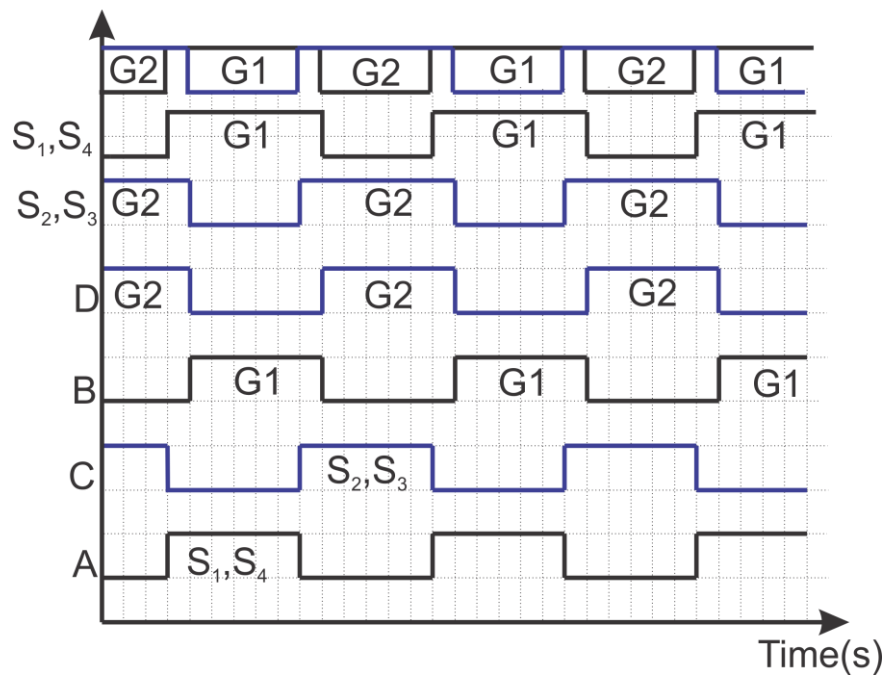


Figura 2.15 - Construção do sinal sobreposto do conversor dos drivers.

Sempre que a tensão de referência ultrapassa a amostra de tensão no capacitor C_O , a saída do comparador satura em nível alto e a lógica fecha as chaves S_1 e S_4 . Depois de um tempo, são abertas as chaves S_2 e S_3 , do que resulta o aumento da tensão no capacitor C_O .

Essa operação é denominada de etapa 1, observada na Figura 2.16(a). De modo semelhante, quando a tensão de referência é inferior à amostra de tensão no capacitor C_O , o comparador satura em nível baixo e a lógica de controle fecha as chaves S_2 e S_3 . Após a sobreposição, as chaves S_1 e S_4 são abertas, do que advém a diminuição da tensão sobre o capacitor C_O . Trata-se da etapa 2, representada na Figura 2.16(b).

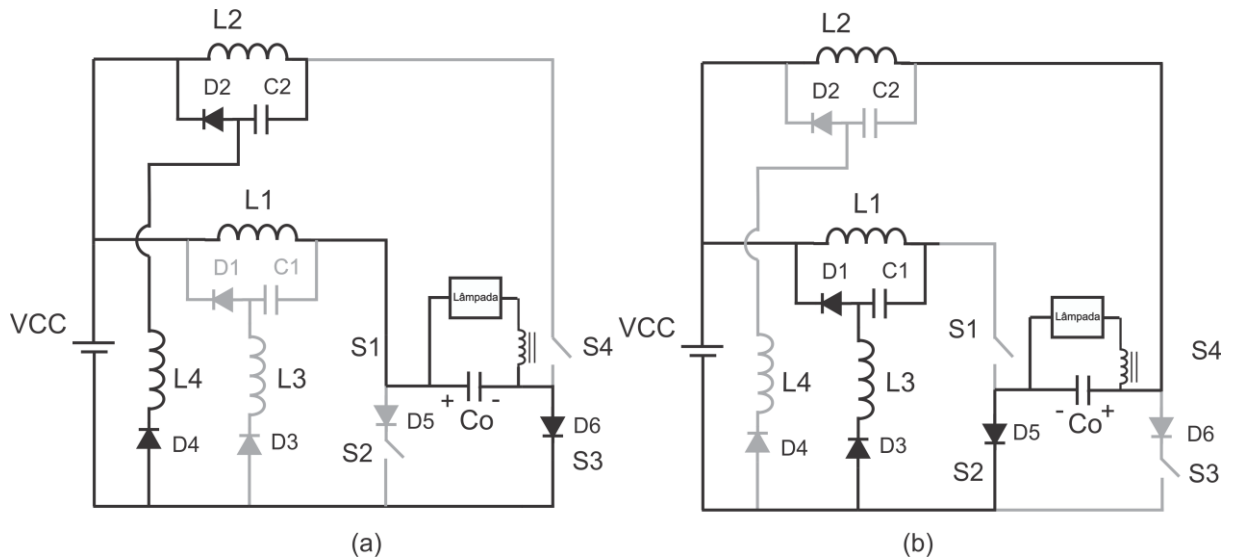


Figura 2.16 - Etapas de Funcionamento do Amplificador Full-bridge.

Quando as chaves S_2 e S_4 abrem-se, as chaves S_1 e S_3 deverão estar fechadas. Com isso, a tensão sobre o capacitor C_0 aumenta e a energia armazenada no indutor L_2 é transferida para o capacitor C_2 . Quando a tensão sobre o capacitor C_2 for maior que a tensão da fonte V_{CC} , o diodo D_4 polariza, devolvendo energia para a fonte V_{CC} e para o indutor L_1 , enquanto a fonte e o indutor L_1 carregam o capacitor C_0 , como pode ser observado na Figura 2.17. A mesma análise pode ser feita quando as chaves S_2 e S_4 estão fechadas a tensão sobre o capacitor C_0 diminui, e a energia armazenada no indutor L_1 é transferida para o capacitor C_1 , e quando a tensão sobre o capacitor for maior que a tensão da fonte o diodo D_3 polariza e devolve energia para a fonte V_{CC} e para o indutor L_2 como pode ser observado na Figura 2.18.

Durante a etapa de sobreposição as chaves deverão estar fechadas para que a energia armazenada nos indutores L_3 e L_4 descarregue no capacitor C_0 , como mostra a Figura 2.19. Nesta etapa a descarga dos indutores nunca ocorrem simultaneamente.

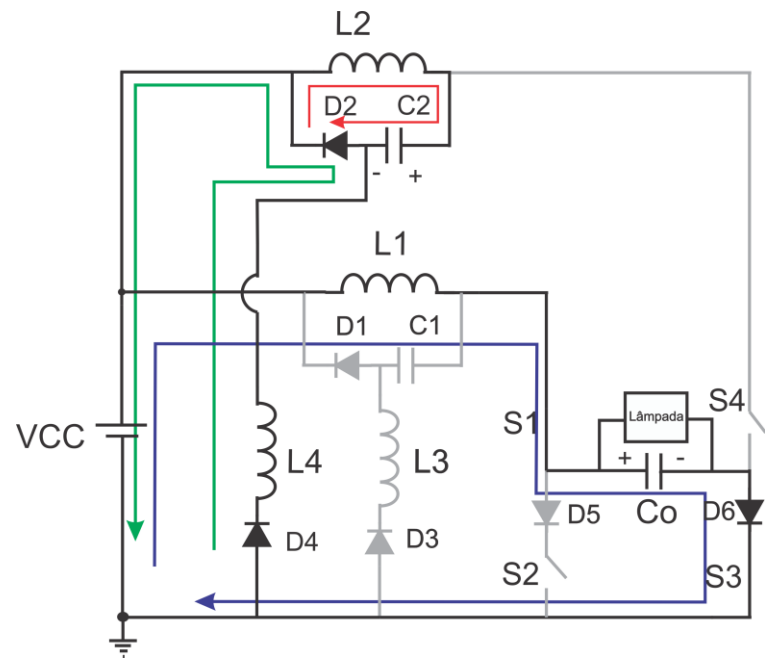


Figura 2.17 – Análise do circuito com chaves S_1 e S_3 fechadas.

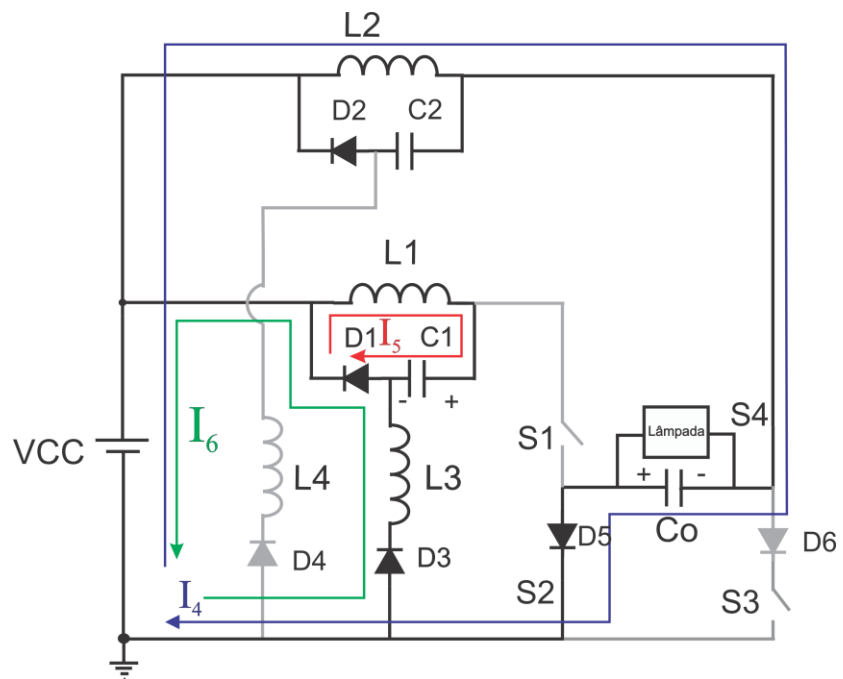


Figura 2.18 – Análise do circuito com chaves S_2 e S_4 fechadas.

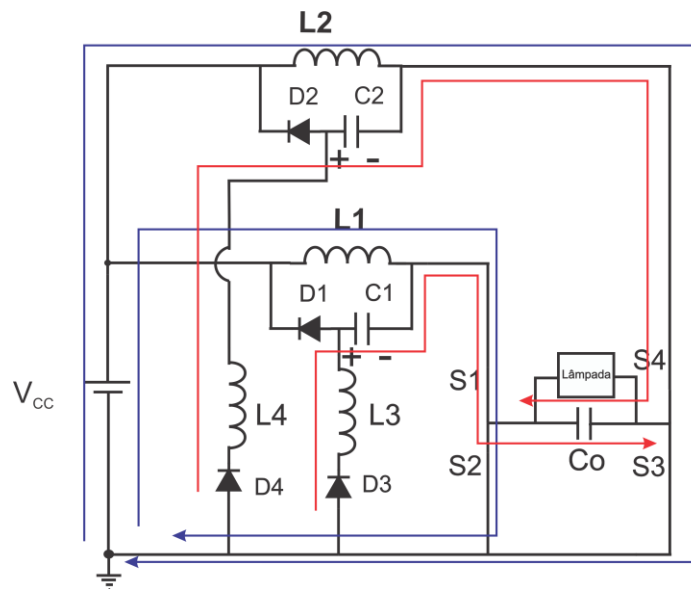


Figura 2.19 - Período de sobreposição do chaveamento.

2.3 CIRCUITO IGNITOR

A tensão de ignição para lâmpadas *HID* é obtida, em geral, de duas formas: por um circuito ignitor externo que gera pulsos de alta tensão através de um transformador ou por um circuito ressonante operado em alta frequência. O método de ignição dependerá das características do reator que está sendo utilizado (ANDRÉ; PERIN; BARBI, 2001). Para o acionamento das lâmpadas por inversores em alta frequência, o circuito ressonante é a solução normalmente mais empregada.

Para acionamento das lâmpadas em baixa frequência, por reatores convencionais ou eletrônicos, um circuito ignitor externo que provê pulsos de alta tensão é mais interessante, pois, caso a opção fosse o circuito ressonante (LCC), haveria sobrecorrente associada a cada lâmpada, assim como a necessidade de um circuito LCC para cada lâmpada e a exigência de se fazer uma varredura para atingir a quase ressonância de cada filtro.

Desse modo, um circuito ignitor externo é mais adequado para ser implementado no arranjo proposto, como pode ser observado na Figura 2.20.

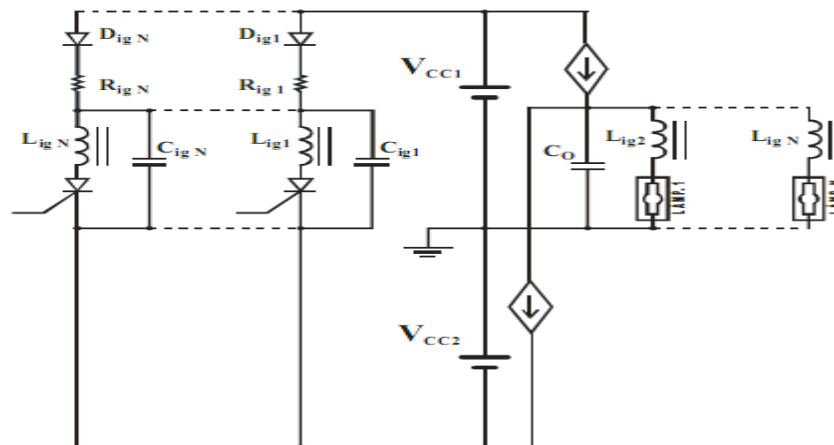


Figura 2.20 - Ligação de lâmpadas e ignitores no reator proposto.

Nesse caso, nenhum filtro adicional sintonizado é necessário, visto que, a forma de onda de referência é amplificada e disponibilizada no capacitor C_0 com baixa taxa de distorção harmônica. O reator eletrônico proposto pode ser utilizado para acionar uma ou mais lâmpadas desde que a soma das potências das lâmpadas acionadas não ultrapasse a potência nominal do reator.

Os pulsos de gatilho do ignitor foram obtidos através do microcontrolador, utilizando-se portas de I/O para gerar os pulsos a serem aplicados no gate das chaves. A Figura 2.21 apresenta os resultados experimentais da tensão de ignição medida na lâmpada HPS de 150 W. De acordo com as normas NBR 13593 e NBR 14305, o valor mínimo do pulso de tensão aplicado em uma lâmpada de HPS de 150 W é de 2,8 kV e o valor máximo é de 4,5 kV (PENG; RATANAPANACHOTE; *et al.*, 1997, FONTOURA, 2007, DE GROOT; VAN VILET, 1986). O número mínimo de pulsos por semiperíodo da rede, para essa lâmpada, é igual a um. Isso define uma frequência mínima de 120 pulsos por segundo. A Figura 2.22 exibe uma sequência de três pulsos, com intervalo de 1,5 ms.

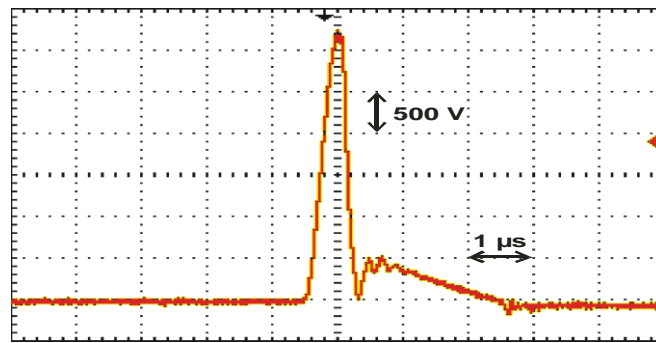


Figura 2.21 - Formas de onda de tensão do ignitor aplicado em uma lâmpada *HPS* de 150W da PHILIPS®.

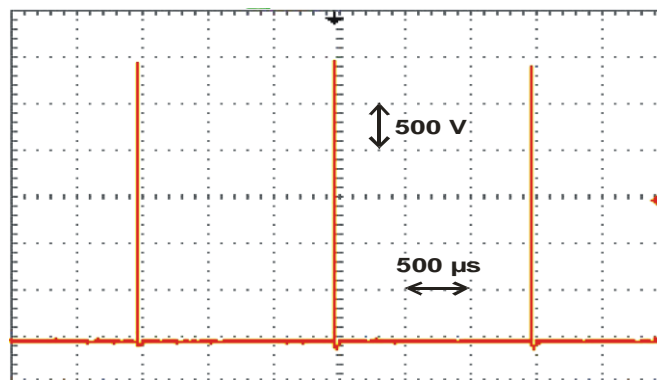


Figura 2.22 - Sequência de pulsos de tensão aplicados pelo ignitor em uma lâmpada *HPS* de 150W da PHILIPS®.

2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de funcionamento e de controle dos três amplificadores utilizados para aplicar uma forma de onda sintetizada na lâmpada de alta pressão de sódio.

3 CAPÍTULO

ANÁLISE MATEMÁTICA PARA PROJETO DOS AMPLIFICADORES

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado a análise matemática utilizada no cálculo dos principais componentes passivos dos amplificadores, bem como o roteiro de projeto do amplificador e do ignitor.

3.2 ANÁLISE MATEMÁTICA

Nos projetos dos amplificadores, a máxima taxa de variação de tensão por unidade de tempo (Slew Rate) deve ser respeitada para evitar distorção na forma de onda a ser reproduzida. Para calcular o slew rate de um amplificador, será utilizado um sinal senoidal com vistas a facilitar os cálculos. A equação instantânea de uma senoide é fornecida pela Equação 3.1.

$$v(t) = V_{PK} \sin(\omega t) \quad \text{Equação 3.1}$$

Onde:

- V_{PK} – é a tensão de pico da senoide;
- ω - é a velocidade angular igual a $2\pi \cdot f$;

A derivada da equação 3.1 fornece o valor do slew-rate procurado, que é representado pela Equação 3.22

$$\frac{dv}{dt} = \omega V_{PK} \cos(\omega t) \quad \text{Equação 3.2}$$

Como pode ser observado na **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, a máxima taxa da variação da tensão ocorre no cruzamento por zero, em $\cos(0)=1$ (a frequência e a amplitude receberam valor unitário nesse exemplo). Isso significa que, para o cálculo do *slew-rate* máximo, o termo $\cos(\omega t)$ na pode ser eliminado, do que resulta a Equação 3.3.

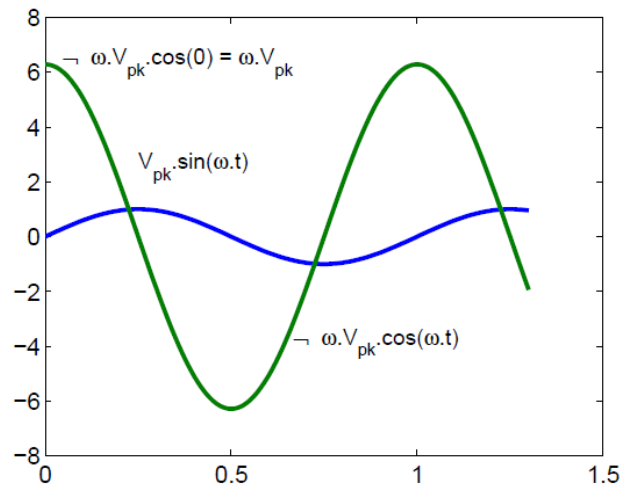


Figura 3.1 - Senóide usada na análise matemática e sua derivada que representa a taxa de variação por unidade de tempo.

$$\frac{dv}{dt} = \omega V_{PK} \quad \text{Equação 3.3}$$

Nos circuitos propostos, o slew-rate positivo máximo ocorre sob as seguintes condições:

- As chaves S_I (S_I e S_3) devem estar fechadas
- A tensão do capacitor de saída deve ser igual a zero
- A corrente do indutor I_{L1} é máxima

A situação descrita nos três itens anteriores pode ser observada na Figura 3.2 (a) e (b).

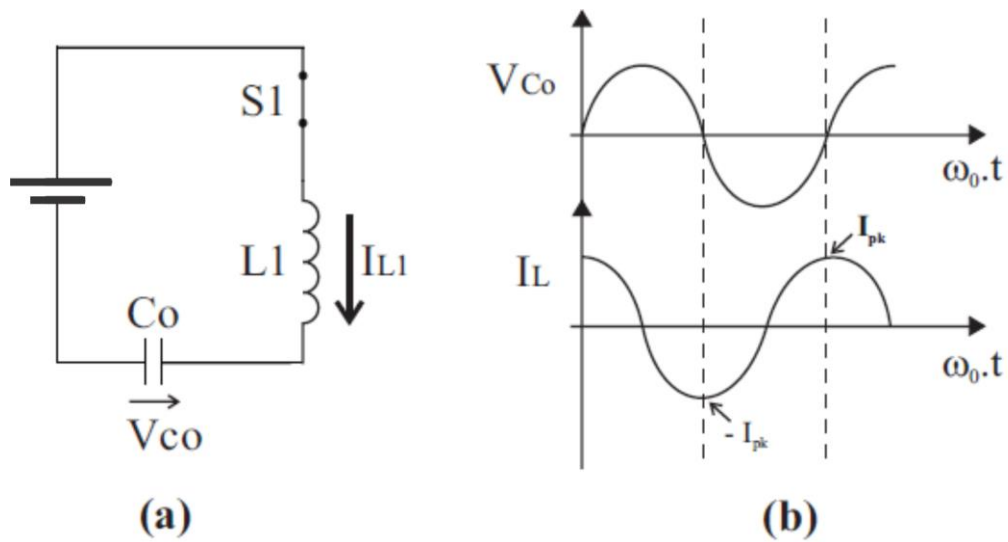


Figura 3.2 - Circuito série ressonante sem amortecimento: (a) Circuito LC; (b) Formas de onda.

A Equação 3.4 relaciona corrente e capacitância, sendo muito importante ao cálculo do pico da corrente necessária para produzir o slew-rate desejado sobre um dado capacitor.

$$I_{pk} = C \frac{dv}{dt} \quad \text{Equação 3.4}$$

Resolvendo a partir das Equação 3.3 e Equação 3.4, resulta que a corrente pode ser calculada pela Equação 3.5.

$$I_{pk} = 2\pi f_{max} C V_{pk}' \quad \text{Equação 3.5}$$

Onde: f_{max} - é a frequência máxima de carga do capacitor desejado.

O equacionamento do circuito LC série, vide Figura 3.2, mostra o pico de corrente que uma dada capacitância em conjunto a uma determinada indutância fornecem no instante $t = 0s$. Observa-se, pela Figura 3.2(b), que o pico de corrente no indutor ocorre na passagem por zero da tensão no capacitor. A corrente máxima no indutor provoca a máxima variação de tensão sobre o capacitor C (slew-rate máximo).

As condições iniciais são indicadas através do subíndice 0 (zero), por exemplo V_{Co} , I_{Co} . Com a corrente no indutor I_L e a tensão no capacitor V_C como variáveis de estado, as equações do circuito são:

$$V_C = V_L + V_C \quad \text{Equação 3.6}$$

$$I_L = I_C \quad \text{Equação 3.7}$$

$$V_L = L \frac{d(I_L)}{dt} \quad \text{Equação 3.8}$$

$$V = \frac{1}{s} I(s) = \frac{1}{s} I(s) \quad \text{Equação 3.9}$$

3.2.1 CÁLCULO DA CORRENTE NO INDUTOR PARA $t \geq t_0$

Aplicando Laplace na Equação 3.8:

$$V(s) = sL I(s) - L I_L(0^-) \quad \text{Equação 3.10}$$

Aplicando Laplace na Equação 3.9:

$$V(s) = \frac{I(s)}{Cs} + \frac{q_0}{s}$$

$$V(s) = \frac{I(s)}{sC} + \frac{V_0}{s}$$

$$V(s) = \frac{I(s)}{sC} + \frac{V_0}{s} \quad \text{Equação 3.11}$$

Como $\frac{q_0}{C} = V_0 \Rightarrow$ tensão inicial no capacitor:

$$V(s) = \frac{I(s)}{sC} + \frac{V_0}{s}$$

Aplicando Laplace na Equação 3.6:

$$\frac{V_C}{s} = V_L(s) + V_C(s) \quad \text{Equação 3.12}$$

Substituindo as Equação 3.11 e Equação 3.10 na Equação 3.12, tem-se:

$$\frac{V_C}{s} = \frac{I(s)}{sC} + \frac{V_0}{s} + \frac{I(s)}{sC}$$

$$V_C = I_L \cdot \frac{1}{sC}$$

A frequência angular de ressonância é:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$I_L = \frac{V_C}{1 + \omega^2 L^2 C^2} + \frac{I_{L0}}{1 + \omega^2 L^2 C^2}$$

Rearranjando a expressão para que fique parecida com os valores tabelados da transformada inversa de Laplace:

$$I_L = \frac{V_C \omega_0 L}{1 + \omega^2 L^2 C^2} + \frac{I_{L0}}{1 + \omega^2 L^2 C^2}$$

A impedância característica do circuito ressonante é dada por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$I_L = \frac{V_C \omega_0 L}{Z_0^2 + \omega^2 L^2 C^2} + \frac{I_{L0}}{1 + \omega^2 L^2 C^2}$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace:

$$I_L = \frac{V_C}{Z_0} \sin(\omega_0 t) + I_{L0} \cos(\omega_0 t) \quad \text{Equação 3.13}$$

Para a condição em que $I_{L0} = V_C = 0$ a Equação 3.13 se torna:

$$I_L = \frac{V_C}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \sin(\omega_0 t) \quad \text{Equação 3.14}$$

Observa-se na Equação 3.14 que a corrente em I_L é máxima quando $\sin(\omega_0 t) = 1$.

Dessa forma, igualando Equação 3.5 e Equação 3.14, obtém-se a Equação 3.15, que relaciona indutância e capacitância de maneira a conseguir-se o máximo slew-rate desejado.

$$IC = \frac{V_C^2}{4\pi^2 f_{\text{max}}^2 V_{IK}^2} \quad \text{Equação 3.15}$$

3.3 PROJETO DOS AMPLIFICADORES

1° PASSO – Especificar o valor da potência de saída P_o , da tensão de pico de saída $V_{O(PK)}$ e da frequência máxima f_{MAX} a ser modulada no capacitor C_o .

2° PASSO – Calcular o valor da tensão RMS nominal na carga (V_o), usando Equação 3.16.

$$V_o = \frac{V_{(PK)}}{\sqrt{2}} \quad \text{Equação 3.16}$$

3° PASSO – Calcular a corrente nominal RMS na carga, utilizando Equação 3.17.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad \text{Equação 3.17}$$

onde:

P_o = Potência nominal RMS de saída;

V_o = Tensão nominal RMS de saída;

I_o = Corrente nominal RMS de saída.

4° PASSO – Calcular a corrente de pico na carga através da Equação 3.18.

$$I_{O(PK)} = I_o \sqrt{2} \quad \text{Equação 3.18}$$

5° PASSO – Calcular o valor da capacitância total $C_T = C_1 + C_2 + C_o$.

$$C_T = \frac{I_{IK}}{2\pi f_{MAX} V_{IK}} \quad \text{Equação 3.19}$$

6° PASSO – Calcular o valor de C_1 , C_2 e C_o por meio das Equação 3.20 e Equação 3.21.

$$C_1 = C_2 = \frac{2}{5} \cdot C_T \quad \text{Equação 3.20}$$

$$C_o = \frac{C_T}{5} \quad \text{Equação 3.21}$$

7° PASSO – Finalmente, calcular o valor da indutância dos indutores L_1 e L_2 .

$$L_3 = \frac{V_C^2}{4f_{rm}^2 \cdot V_{pk}^2}$$

Equação 3.22

Os amplificadores Classe D com uma fonte e duas fontes são projetados até o sétimo passo. Para o cálculo dos indutores da célula regenerativa, faz-se necessário mais um passo.

8° PASSO – Cálculo do Indutor da célula regenerativa L_3 e L_4 .

O valor do indutor L_3 , da célula regenerativa demonstrada na Figura 3.3 deve ser dimensionado de acordo com o tempo mínimo de sobreposição das chaves, garantindo que a energia armazenada no indutor L_3 descarregue completamente durante a sobreposição, invertendo a tensão do capacitor e fazendo com que a corrente retorne a zero, como demonstrado na Figura 3.4.

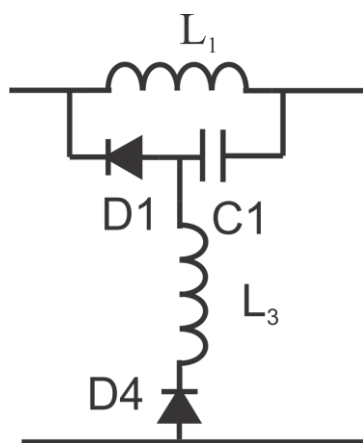


Figura 3.3- Circuito Regenerativo.

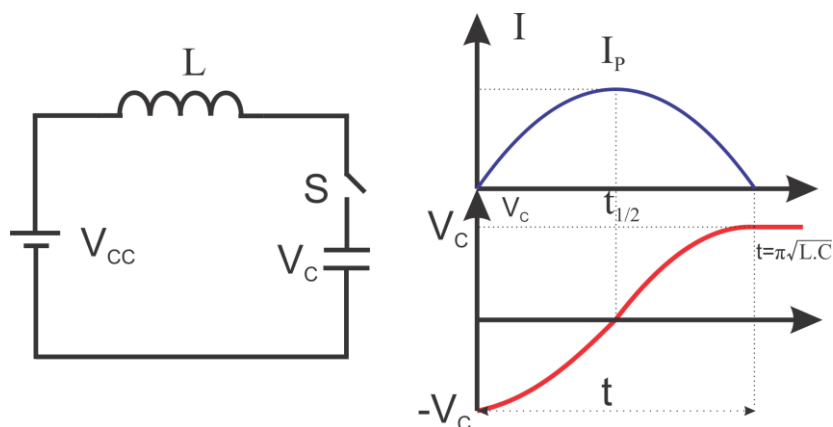


Figura 3.4 - Circuito Ressonante LC com tensão inicial no capacitor diferente de zero.

Para o cálculo do indutor, tem-se que considerar a corrente de pico máxima das chaves controladas ou não controladas e o tempo de sobreposição da chave. A Equação 3.23 indica a relação entre o indutor e o tempo de sobreposição da chave.

$$L_3 = \frac{t^2}{\pi^2 C_1} \quad \text{Equação 3.23}$$

Como o circuito está funcionando com controle por histerese, não se pode utilizar a Equação 3.23 para determinar o valor do indutor. Então, a solução é realizar a análise do circuito LC, de igual forma a executada para o cálculo dos indutores L_1 e L_2 através da Equação 3.15. Para determinar as chaves do circuito, tem-se que levar em consideração a corrente de pico do circuito, pois ela será determinada pelo tempo de sobreposição das chaves e pela tensão inicial do capacitor C_1 , a corrente de pico do indutor L_3 ela poderá ser calculada pela Equação 3.24.

$$I_{PK} = V_C \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} \quad \text{Equação 3.24}$$

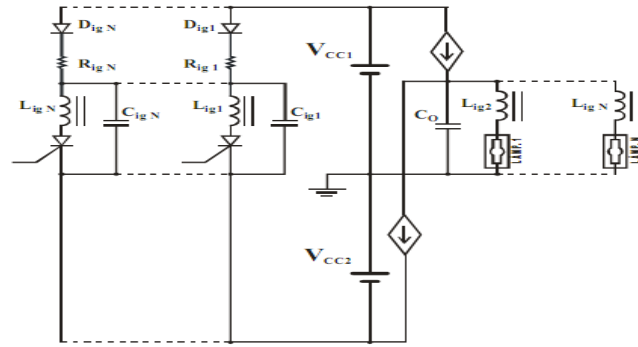
O cálculo do indutor L_3 é realizado da mesma forma que dos indutores L_1 e L_2 , entretanto, o valor da tensão V_{pk} é dado pela tensão de pico sobre o capacitor C_1 , como mostrado na Equação 3.24. A tensão V_{CC} é substituída pela tensão sobre o capacitor C_O .

$$L_3 = \frac{V_C^2}{I_{PK}^2 C_1} \quad \text{Equação 3.25}$$

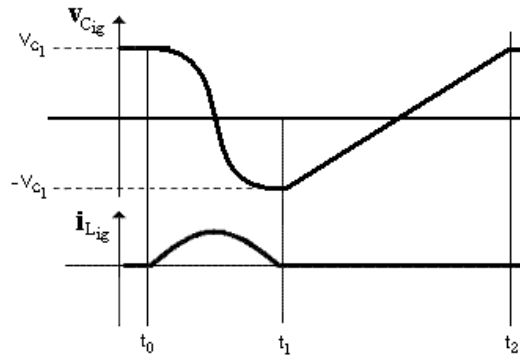
Por meio dos oito passos apresentados, é possível determinar todos os componentes passivos.

3.4 O CIRCUITO DE IGNIÇÃO

O circuito de ignição é composto pelo resistor R_{ig} , pelo tiristor S_{ig} , pelo diodo D_{ig} , pelo capacitor C_{ig} e pelos indutores acoplados L_{ig1} e L_{ig2} . As principais formas de onda do circuito de ignição são indicadas na Figura 3.5.



(a)



(b)

Figura 3.5 - Formas de Onda do Circuito de Ignição: (a)-Circuito; (b)- Formas de onda.

Os pulsos de ignição são obtidos através do Circuito de Ignição da seguinte forma:

1. Com o capacitor C_{ig} previamente carregado, o tiristor S_{ig} dispara em t_0 , iniciando a ressonância entre L_{ig1} e C_{ig} ;
2. Durante o intervalo de tempo entre t_0 e t_1 , o pulso de tensão gerado em C_{ig} devido à ressonância, se reflete em L_{ig2} a uma amplitude maior. No período de duração do pulso, o diodo D_{gr} conduz, grampeando a tensão sobre os interruptores do inversor;
3. No instante t_1 , a ressonância é bloqueada pelo diodo e o capacitor C_{ig} passa a se carregar através do barramento CC;

4. Em t_2 , C_{ig} está novamente carregado e o processo para obtenção de um pulso de sobretensão pode ser iniciado novamente.

A relação de espiras nos indutores acoplados é definida como a relação entre a tensão de ignição da lâmpada V_{ig} e a tensão no capacitor C_{ig} . Portanto:

$$\eta_{ia} = \frac{V_{ig}}{V_g} \quad \text{Equação 3.26}$$

Para compensar as perdas de energia nas indutâncias parasitas, é aconselhável aumentar de 25% a 50% a relação de espiras calculada pela Equação 3.26.

A indutância L_{ig2} é obtida através da relação de espiras da seguinte forma:

$$L_{ig2} = \eta_a^2 \cdot L_{ig1} \quad \text{Equação 3.27}$$

A duração do pulso de ignição t_{pulso} é igual à metade do intervalo de tempo compreendido entre t_0 e t_1 . Esse intervalo de tempo corresponde a um quarto do período de ressonância entre o indutor L_{ig1} e o capacitor C_{ig} . Portanto:

$$t_{pulso} = \frac{\pi \sqrt{L_{ig} C_{ig}}}{2} \quad \text{Equação 3.28}$$

O pulso de ignição deve ocorrer com o capacitor C_{ig} totalmente carregado com tensão igual a do barramento CC. Assim, o intervalo de tempo entre t_1 e t_2 pode ser aproximado por:

$$t_{12} = 10 R_g C_{ig} \quad \text{Equação 3.29}$$

A frequência dos pulsos de ignição f_{ig} é definida por:

$$f_{ig} = \frac{1}{2t_{pulso} + t_{12}} \quad \text{Equação 3.30}$$

Substituindo as Equação 3.27 e Equação 3.28 na Equação 3.29 chega-se a:

$$f_{ig} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_{ig} C_{ig}} + 10 R_g C_{ig}} \quad \text{Equação 3.31}$$

Para que C_{ig} seja carregado com tensão do barramento CC, a partir da Equação 3.31, encontra-se:

$$R_g < \frac{1}{DC} \frac{f_g \sqrt{LC}}{f_g}$$

Equação 3.32

3.5 CONCLUSÃO

Nesse capítulo, foi apresentado o equacionamento matemático das três topologias e do circuito ignitor, assim como os passos para o dimensionamento dos componentes passivos dos amplificadores.

4 CAPÍTULO

EXEMPLO DE PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

4.1 INTRODUÇÃO

Para verificar experimentalmente o funcionamento dos reatores eletrônicos propostos, um protótipo foi construído e testado em laboratório com lâmpadas *HPS* de 100W.

Este capítulo apresenta um exemplo de projeto para a determinação dos parâmetros e componentes do circuito, além das simulações realizadas no PSIM®. Ao final, são mostrados os resultados experimentais obtidos com os protótipos construídos.

As características de funcionamento da lâmpada de alta pressão de sódio, como o quadrilátero de potência (DE GROOT; VAN VILET, 1986, COATON; MARSDEN, 1997), são respeitados neste trabalho.

4.2 EXEMPLO DE PROJETO

4.2.1 CÁLCULO DO AMPLIFICADOR CLASSE D COM UMA E DUAS FONTES

Deseja-se projetar um amplificador de 800W que seja capaz de modular uma senóide de 114V de pico de frequência máxima de 4kHz. O amplificador é projetado para reproduzir uma frequência de 4kHz, sendo que a forma de onda sintetizada utilizada possui uma fundamental de 1kHz e sua terceira harmônica de 3 kHz. Com isso, tem-se uma margem de segurança para a máxima frequência reproduzida pelo amplificador.

Tabela 4-1- Especificação do Projeto dos Amplificador Classe D.

VÁRIAVEIS	VALORES
P_o	800W
$V_{O(pk)}$	114V

f_{max}	4kHz
$I_{L1(pk)}=I_{L2(pk)}$	$\simeq I_{CARGA}$

A tensão nominal eficaz na carga (V_o) é:

$$V_o = \frac{V_{o_{pk}}}{\sqrt{2}}$$

$$V_o = \frac{114}{\sqrt{2}} = 8V$$

$$P_o = V_o \cdot I_o$$

Onde:

- P_o = Potência nominal eficaz de saída
- V_o = Tensão nominal eficaz de saída
- I_o = Corrente nominal eficaz de saída

A corrente nominal eficaz na carga é dada pela:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 0$$

A corrente de pico na carga:

$$I_{pk} = \sqrt{2} \cdot I_o$$

Usando a Equação 3.19, o valor da capacitância C_T é:

$$C_T = \frac{I_{pk}}{2\pi f_{max} V_o} = 0$$

$$C_T = \frac{I_{pk}^2}{5 \cdot 2\pi f_{max}^2 V_o^2} = 0$$

$$C_T = \frac{I_{pk}^2}{5 \cdot 2\pi f_{max}^2 V_o^2} = 0$$

Finalmente, o valor da indutância dos indutores L_1 e L_2 é obtido pela Equação 3.22

$$L_1 = L_2 = \frac{V_o}{2\pi f_{max} I_{pk}}$$

$$L_1 = L_2 = 1nH$$

4.2.2 CÁLCULO DO AMPLIFICADOR FULL-BRIDGE

Deseja-se projetar um amplificador que module sobre o capacitor C_0 uma senoide de 114V de pico e uma frequência de 4KHz.

Tabela 4-2- Especificação do projeto do amplificador full-bridge.

VÁRIAVEIS	VALORES
P_O	800W
V_{PK}	114V
$f_{PK\ MAX}$	5500Hz
$I_{L1(pk)}=I_{L2(pk)}$	$\simeq I_{CARGA}$

A tensão nominal eficaz na carga (V_o) é:

$$V_o = \frac{V_{o\ pk}}{\sqrt{2}}$$

$$V_o = \frac{114}{\sqrt{2}} = 8V$$

$$P_o = V_o I_o$$

Onde:

- P_O = Potência nominal eficaz de saída
- V_O = Tensão nominal eficaz de saída
- I_O = Corrente nominal eficaz de saída

A corrente nominal eficaz na carga é dada pela:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 1A$$

A corrente de pico na carga:

$$I_{pk} = \sqrt{2} I_o = 1.41A$$

Usando a Equação 3.19, o valor da capacitância C_T é:

$$C_T = \frac{I_{pk}}{2\pi f V_o} = 2.2\mu F$$

$$C_1 = C_2 = 33\text{nF}$$

$$C_3 = C_4 = 33\text{nF}$$

Agora tem-se que encontrar os valores das indutâncias dos indutores L_1 e L_2 , obtidos pela Equação 3.22.

$$L_1 = L_2 = 30\mu\text{H}$$

$$L_1 = L_2 = 30\mu\text{H}$$

Finalmente, utilizando a Equação 3.25, pode-se calcular os indutores L_3 e L_4 .

$$L_3 = L_4 = 1\text{mH}$$

$$L_3 = L_4 = 1\text{mH}$$

4.2.3 CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE IGNIÇÃO

A capacitância de ignição foi definida com o valor $C_{ig} = 150\text{nF}$. A partir de Equação 3.28, pode-se encontrar a equação que fornece o valor da indutância L_{ig1} , dado pela **Equação 4.1**.
Fonte de referência não encontrada.

$$L_{ig1} = \left(\frac{2 \cdot U_{pko}}{\pi \sqrt{C_{ig}}} \right)^2 \quad \text{Equação 4.1}$$

Substituindo-se os valores, tem-se que:

$$L_{ig1} = \left(\frac{2 \cdot 2000}{\pi \sqrt{150 \cdot 10^{-9}}} \right)^2 = 1\text{mH}$$

Para a construção dos indutores acoplados L_{ig1} e L_{ig2} , foi definido como núcleo o ferrite do tipo EE de dimensões 30/15/14. Portanto, de acordo com a tabela de núcleos da THORNTON, os parâmetros do núcleo escolhido são:

$$A_{ci}=1,4\text{cm}^4 \quad \text{Equação 4.2}$$

$$A_{e_{ci}}=1,2\text{cm}^2 \quad \text{Equação 4.3}$$

A corrente de ressonância sobre o indutor L_{ig1} é dada por:

$$I_{ig1}=\frac{V_g}{Z_o}\sin(\varphi) \quad \text{Equação 4.4}$$

Onde ω_o é a frequência angular de ressonância, dada pela Equação 4.5, e Z_o é a impedância do circuito ressonante, dada pela Equação 4.6.

$$\omega_o=\frac{1}{\sqrt{L_gC_g}}=850\text{rad/s} \quad \text{Equação 4.5}$$

$$Z_o=\sqrt{\frac{L_g}{C_g}}=8\text{k}\Omega \quad \text{Equação 4.6}$$

Os valores de corrente máxima e eficaz no indutor L_{ig1} são, portanto, dados respectivamente, pela Equação 4.7 e Equação 4.8.

$$I_{ig1\text{max}}=\frac{V_g}{Z_o}=29\text{A} \quad \text{Equação 4.7}$$

$$I_{ig1\text{rms}}=\frac{I_{ig1\text{max}}}{\sqrt{2}}=19,5\text{A} \quad \text{Equação 4.8}$$

A energia acumulada no indutor é dada por:

$$E_L=\frac{L I^2}{2}=8\text{J} \quad \text{Equação 4.9}$$

O fator de indutância é dado por:

$$k=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}=54\% \quad \text{Equação 4.10}$$

O número de espiras de L_{ig1} é, então:

$$N_g=\sqrt{\frac{L_g}{\mu_0\mu_r\frac{\pi D^2}{4}}}=17 \quad \text{Equação 4.11}$$

O indutor L_{ig1} foi construído com 17 espiras. Já o número de espiras de L_{ig2} é calculado a partir da relação de transformação entre os dois indutores, dado por:

$$n = \frac{V_g}{V_s} = 13,6$$

Equação 4.12

Portanto:

$$N_{ig2} = n N_{ig1} = 284$$

Equação 4.13

Foi adotado o valor de 270 espiras, visando a compensação das indutâncias parasitas, como citado anteriormente por (FONTOURA, 2007).

O cálculo dos indutores apresentados acima é um exemplo de projeto para o acionamento de uma lâmpada de 100W. Foram utilizados núcleos maiores que o núcleo projetado de modo a se evitar a saturação do mesmo. E, de acordo com (de GROOT e van VILET, 1986), (TOMM, 2009), a indutância L_{ig2} necessita limitar a corrente em 200% da corrente nominal da lâmpada durante a ignição. Deste modo, o melhor valor experimental encontrado foi de 4.3mH, para as lâmpadas de 100W, 150W e 250W, e de 5,3mH para a lâmpada de 400W.

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Todas as simulações apresentadas aqui estão com os valores dos capacitores e indutores projetados neste capítulo. As simulações foram realizadas no software PSim[®].

4.3.1 AMPLIFICADOR CLASSE D COM UMA E DUAS FONTES

O circuito utilizado para a simulação do amplificador classe D com duas fontes é apresentado na Figura 4.1 e o circuito amplificador classe D com uma fonte está demonstrado na Figura 4.2. Os valores de simulação foram os mesmos do projeto, exceto para as chaves e diodos que foram utilizados modelos ideais do programa.

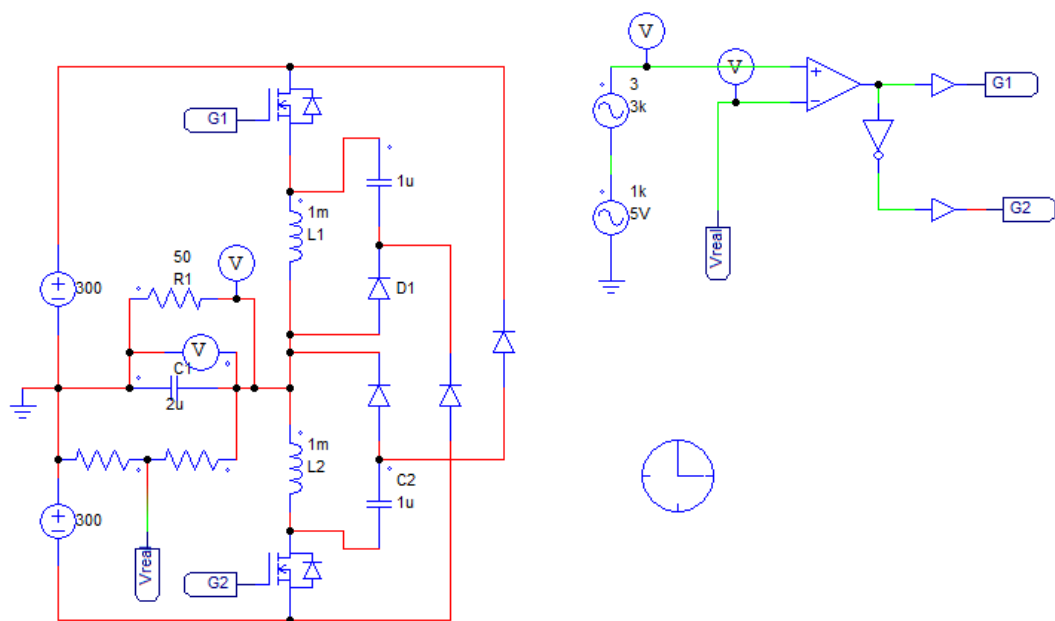


Figura 4.1- Circuito Amplificador Classe D com duas fontes.

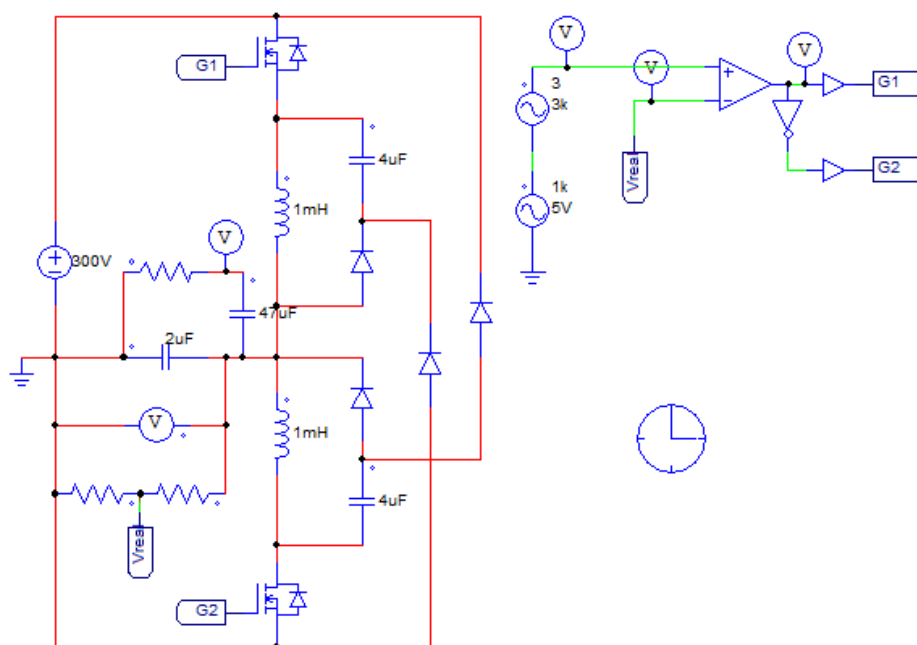


Figura 4.2 – Amplificador Classe D com uma fonte.

Os resultados da simulação dos amplificadores foram obtidos com uma tensão senoidal de referência de 5 volts e 1 kHz e a sua terceira harmônica de 3kHz. Os sinais de referência e

o sinal amplificado do amplificador com duas fontes estão apresentados na Figura 4.3. O sinal amplificado e a corrente sobre a carga podem ser observados na Figura 4.4.

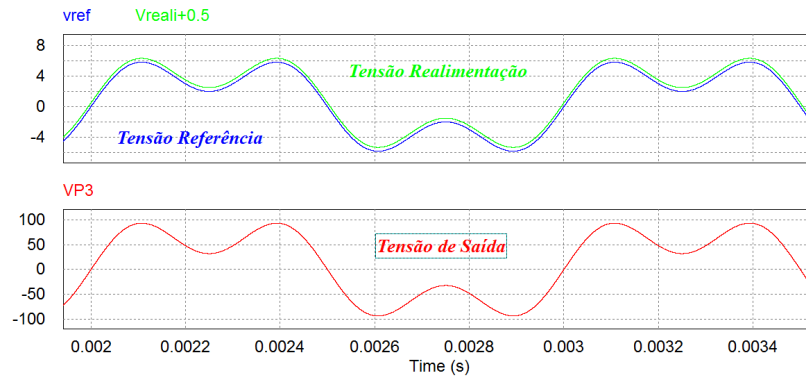


Figura 4.3 - Sinal de referência e sinal de realimentação +0,5V (superior) e sinal amplificado (inferior).

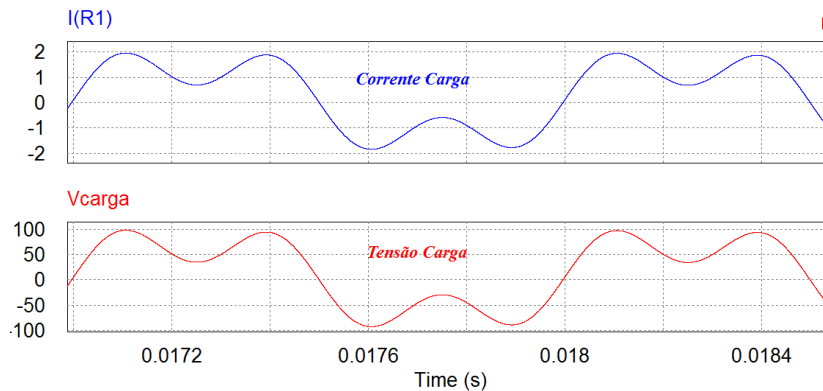


Figura 4.4 - Corrente de Carga (superior), Tensão na Carga (inferior).

A simulação para o amplificador com uma fonte, os sinais de referência e de realimentação podem ser observados na Figura 4.5, juntamente à tensão de saída do amplificador. Já a Figura 4.6 mostra a tensão e a corrente sobre a carga.

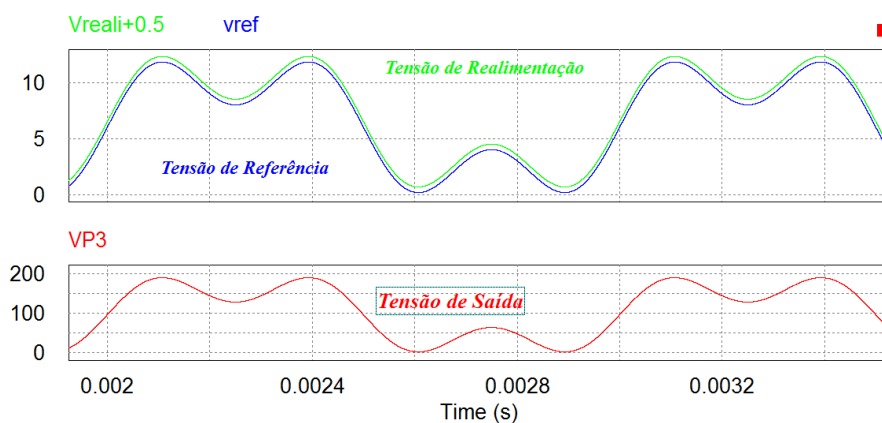


Figura 4.5 – Tensão de referência, Tensão de realimentação+ 0,5V e Tensão de Saída.

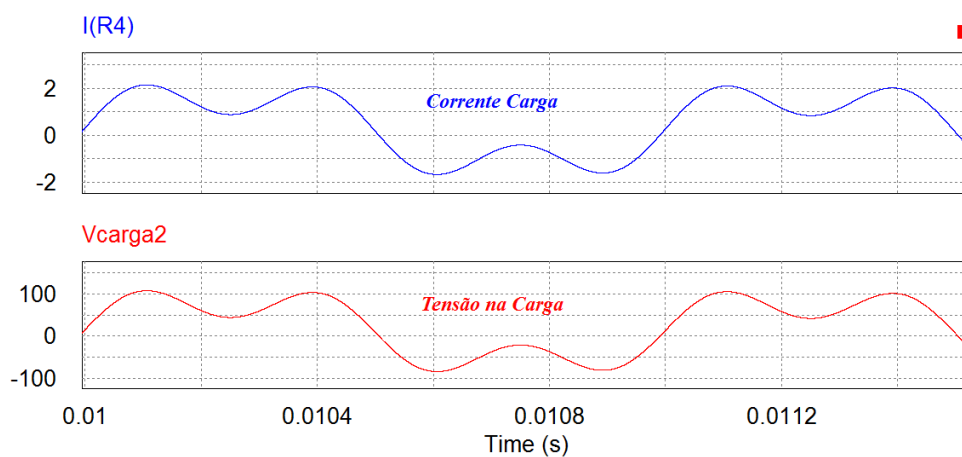


Figura 4.6 - Corrente de Carga , Tensão na Carga.

A Figura 4.7 ilustra a diferença entre as formas de ondas dos dois amplificadores classe D. A corrente e a tensão sobre a carga dos dois conversores são iguais, mas, a tensão sobre o capacitor C_0 no amplificador com uma fonte tem um nível CC (como descrito anteriormente).

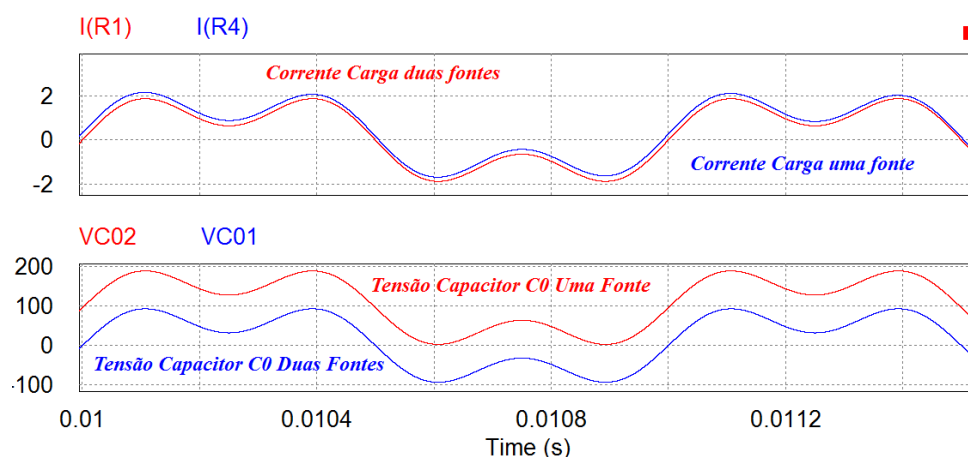


Figura 4.7 - Comparação entre os dois amplificadores classe D.

Com os resultados obtidos em simulação, o amplificador foi utilizado para acionar uma ou mais lâmpadas *HPS*. Para a obtenção dos resultados experimentais, foram utilizadas duas fontes CA/CC com tensão e corrente controlada, com display indicador da corrente e tensão com precisão de um décimo de volt para a tensão e de um décimo de ampère para a corrente. O fundo de escala da tensão é de 300V e o da corrente de 10A. As fontes foram ligadas em série, de modo a comporem a fonte simétrica de entrada do amplificador de potência monofásico. Os resultados experimentais para o protótipo de 1000W foram obtidos de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4-3- Valor dos componentes utilizados no protótipo do Amplificador Classe D.(VINCENZI, 2007)

COMPONENTES	ESPECIFICAÇÃO
L_1 e L_2	1 mH
C_0	2 μ F
C_1 e C_2	4 μ F
S1	SK45GAL063
S2	SK45GAL063
D1,D2,D3,D4	APT30D100B

A Figura 4.8 ilustra o sinal de referência, forma de onda superior, composto por uma fundamental com 3,3 V de pico e frequência de 960 Hz, mais terceira harmônica com 1,089 V de pico (33 % da fundamental). A forma de onda inferior mostra o sinal de referência amplificado com um ganho de 1:41 obtido sobre o capacitor C_O . As Figuras 4.9 e 4.10 representam a taxa de distorção harmônica total dos sinais de referência e sinal amplificado apresentados na Figura 4.8. Pode-se observar que a distorção do sinal de referencia em relação ao sinal amplificado é menor do que 1%. (RODOVALHO, 2009A), (RODOVALHO, 200b).

A realimentação garante que o sinal de saída se mantenha com baixa distorção harmônica em relação ao sinal de entrada para qualquer condição de carga, Isto é, menor que 1%, desde a operação a vazio até a potência nominal para a qual foi projetado, como mostrado na Figura 4.11. Os ensaios de rendimento e THD foram realizados com carga resistiva, sendo que a curva da Figura 4.12 mostra que o rendimento é superior a 80% a partir 250W (RODOVALHO, 2008). Esses resultados são iguais para os dois amplificadores classe D.

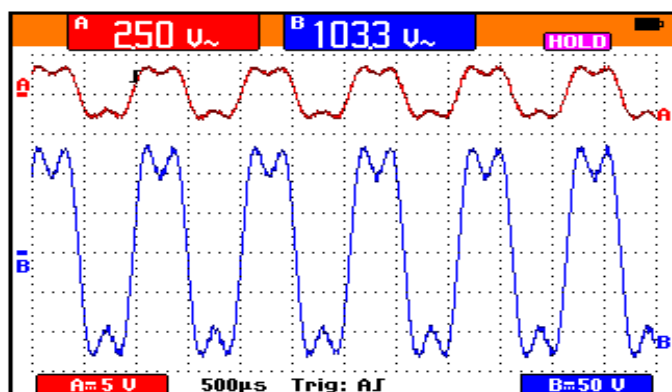


Figura 4.8 - Sinal de referência, sinal superior, sinal amplificado na lâmpada, sinal inferior.

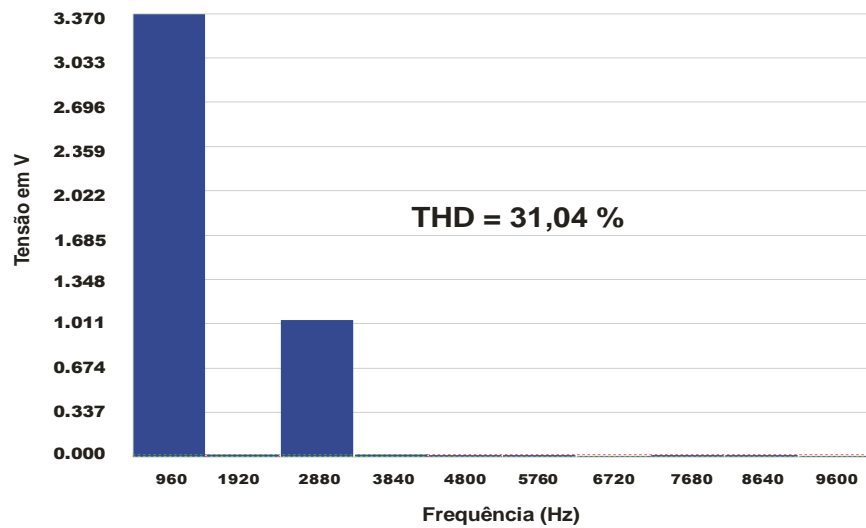


Figura 4.9 - Espectro harmônico do sinal de referência.

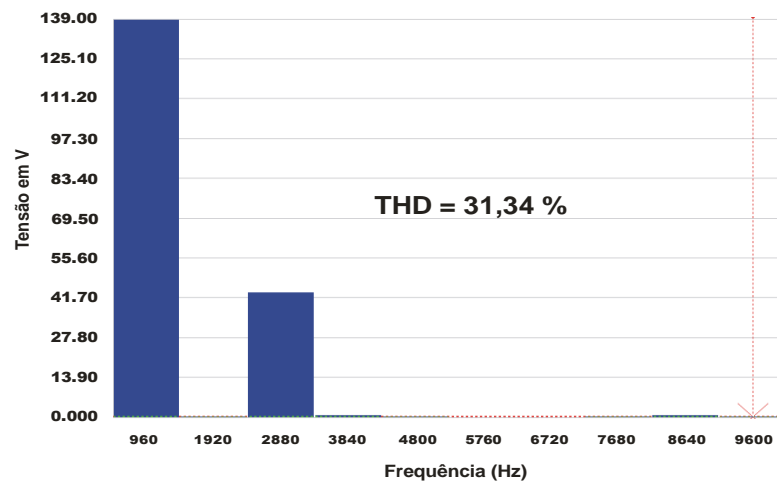


Figura 4.10 - Espectro harmônico do sinal de referência amplificado no capacitor C_0 .

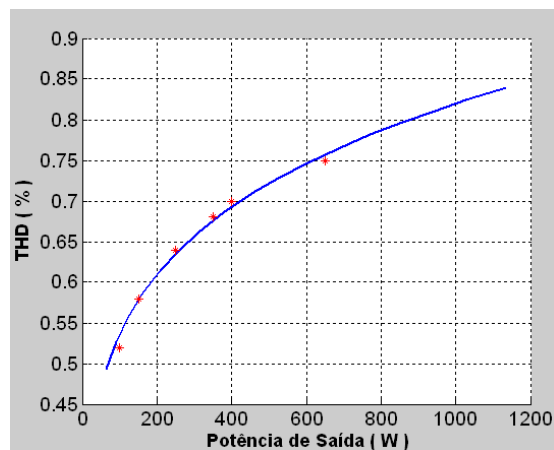


Figura 4.11 - THD do sinal de saída (VC_0) em relação ao sinal de referência.

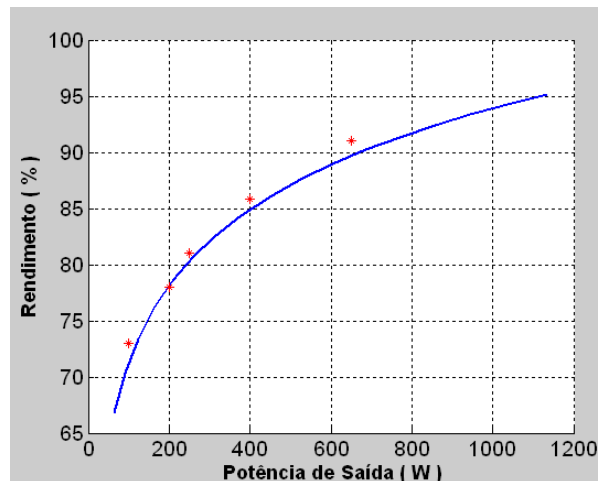


Figura 4.12 - Curva do rendimento em função da potência de saída.

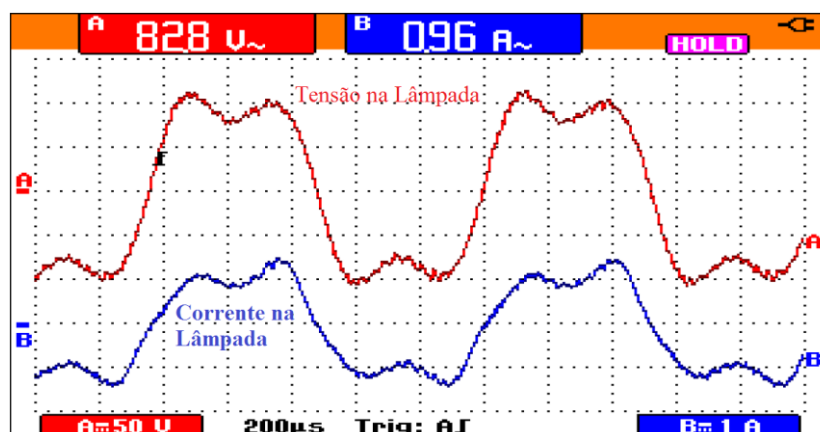
Para o melhor aproveitamento do rendimento do conversor, a sua utilização ideal seria em luminárias do tipo trevo ou cruzeta, onde a potência final se aproxima da potência máxima do conversor.

Com vistas ao funcionamento correto das lâmpadas de *HPS*, se faz necessário que o conversor respeite o processo de funcionamento da lâmpada. Para que ocorra a formação do arco, é necessária a aplicação de um pulso em alta tensão na lâmpada a fim de que ocorra a ignição. Após a ignição, o conversor necessita respeitar as condições de aquecimento e funcionamento em regime da lâmpada. Os pulsos aplicados à lâmpada foram apresentados anteriormente e o processo de aquecimento da lâmpada será apresentado em seguida.

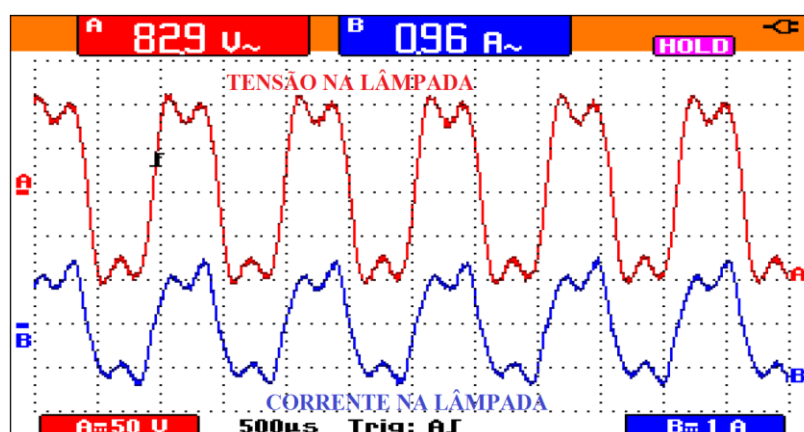
Para se chegar aos resultados apresentados, foram utilizadas lâmpadas de 100W nos três conversores. A potência da lâmpada não altera o funcionamento do amplificador.

A Figura 4.13 indica as forma de onda de tensão e corrente na lâmpada de 100W em regime permanente em diferentes escalas de tempo, para o amplificador com duas fontes.

O indutor de filtro de saída foi desenvolvido para cada lâmpada, de forma a limitar a corrente de partida da lâmpada em, no máximo, 200% da corrente nominal da lâmpada (de GROOT; van VILET, 1986, TOMM, 2007).



(a) $t=200\mu s$



(b) $t=500\mu s$

Figura 4.13 - Canal A-Vermelho- Tensão sobre a lâmpada 100W, Canal B-Azul-Corrente na lâmpada 100W, PHILIPS®. Amplificador Duas fontes.

A Figura 4.14 representa as formas de onda de tensão e corrente na lâmpada de 100W, o sinal de referência, a tensão sobre o capacitor C_O e a corrente de carga para o amplificador classe D com uma fonte. A Figura 4.15 ilustra as tensões e corrente sobre a lâmpada *HPS* de 150 Watts para o amplificador classe D com uma fonte.

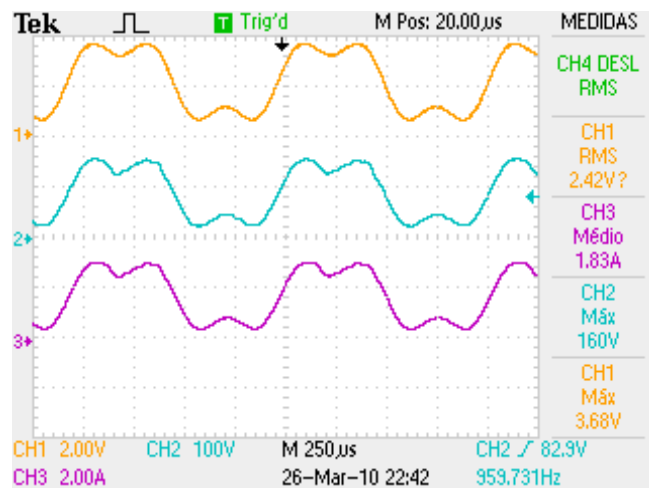


Figura 4.14 - Tensão de referência (Canal 1), tensão no capacitor saída (Canal 2) e corrente na saída(Canal 3) para amplificador classe D com uma fonte.

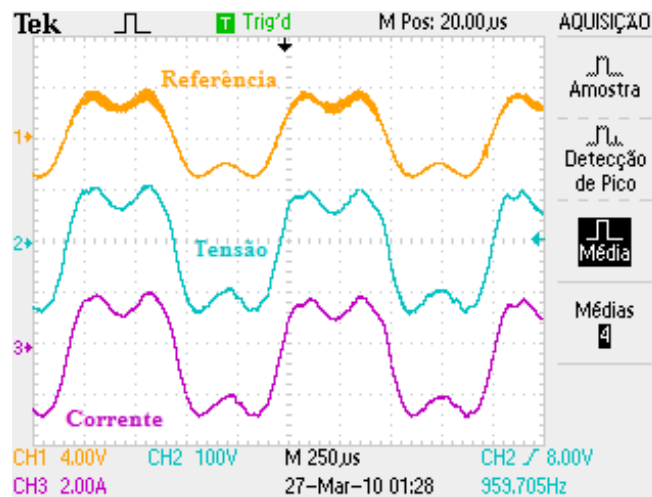
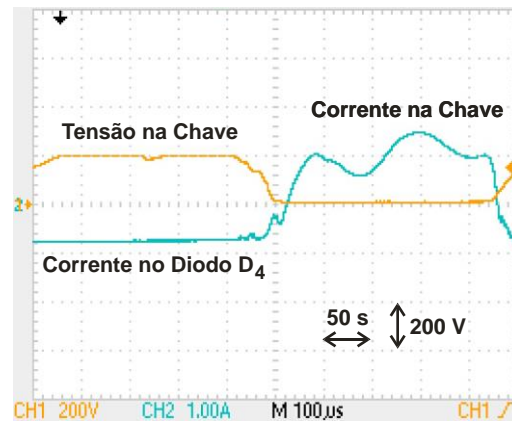


Figura 4.15 - Tensão de Referência (Canal 1), tensão na lâmpada de saída (Canal 2) e corrente na lâmpada (Canal 3) para amplificador classe D com uma fonte.

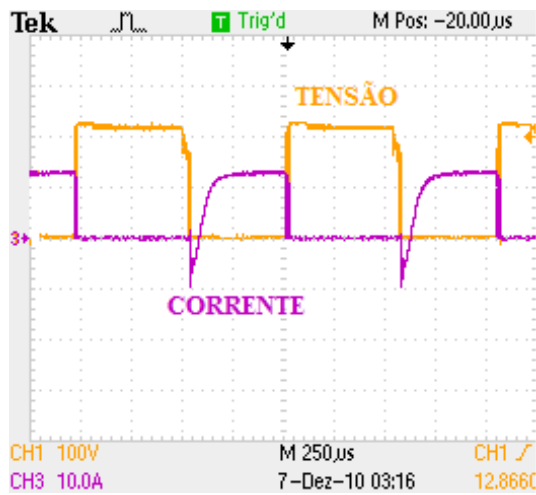
Os resultados apresentados para as lâmpadas de 100W foram obtidos pelo osciloscópio da *FLUKE*[®] modelo 199C e através do osciloscópio TPS 2024 Tektronix[®].

A Figura 4.16(a) indica a tensão e corrente, parte positiva, na chave S_1 , onde se observa a comutação ZVS. A corrente com valor negativo, no intervalo de tempo em que a chave S_1 permanece aberta, é a corrente no diodo D_4 (que está encapsulado juntamente à chave S_1). A obtenção da corrente na chave sem que haja a corrente no diodo D_4 torna-se quase impossível pela construção das chaves utilizadas no amplificador. Já a Figura 4.16(b) representa a tensão

e corrente sobre a chave com o conversor funcionando à potência nominal. A Figura 4.17 apresenta a tensão e corrente na chave S_2 .



(a)



(b)

Figura 4.16 - Tensão e corrente na chave S_1 e corrente no diodo D_4 (a) Corrente de carga 1A
(b) Corrente de carga 10A. Amplificador classe D duas fontes.

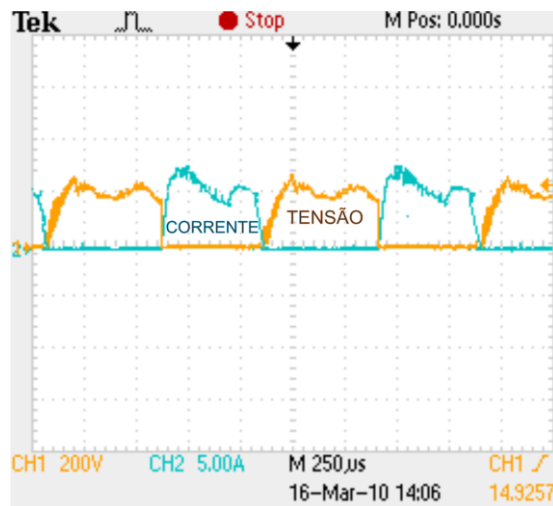


Figura 4.17 - Tensão (laranja) e corrente (azul) sobre a chave S_2 (Amplificador Classe D duas fontes).

O amplificador com uma fonte trabalha a um sinal com offset, o que resulta que a corrente sobre a chave S_1 é sempre maior que a corrente da chave S_2 . A partir dessa alteração, o chaveamento do conversor aumentou, pois a carga tem uma grande importância para descarregar a tensão do capacitor, tornando o tempo de condução da chave S_2 bem menor. A Figura 4.18 e Figura 4.19 representam a tensão e corrente nas chaves S_1 e S_2 , respectivamente. Pode observar-se que a corrente sobre a chave S_1 é muito superior em relação a corrente da chave S_2 . A corrente sobre a chave S_1 teve um aumento de 10% com a retirada de uma fonte do amplificador classe D, e a corrente S_2 teve uma queda significativa 60% devido ao offset aplicado ao sinal a ser amplificado.

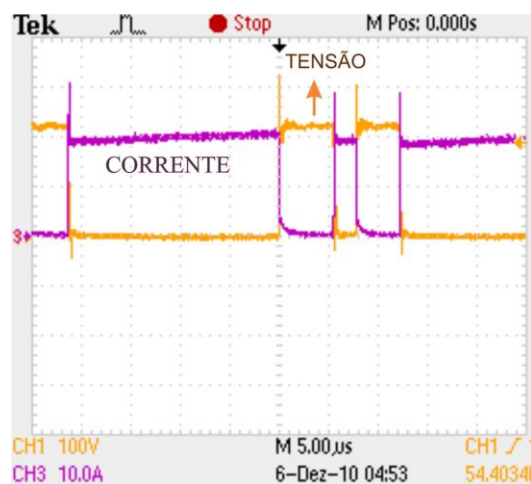


Figura 4.18 - Tensão e Corrente na chave S_1 do amplificador com uma fonte.

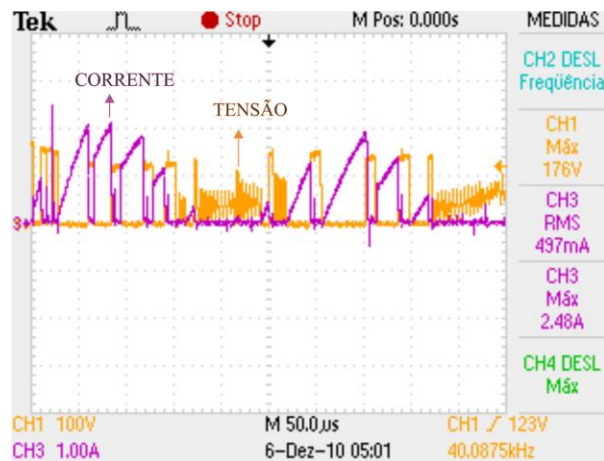


Figura 4.19 - Tensão e Corrente na chave S_2 do amplificador com uma fonte.

4.3.2 AMPLIFICADOR FULL-BRIDGE COM CÉLULA REGENERATIVA

O circuito de simulação do amplificador pode ser observado na Figura 4.20. Os parâmetros da simulação são os calculados anteriormente neste capítulo. O circuito de controle pode ser observado na Figura 4.21.

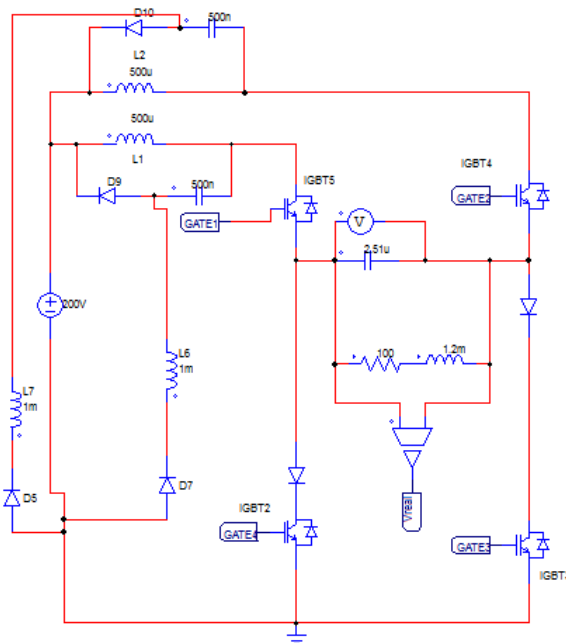


Figura 4.20 – Amplificador full-bridge com célula regenerativa.

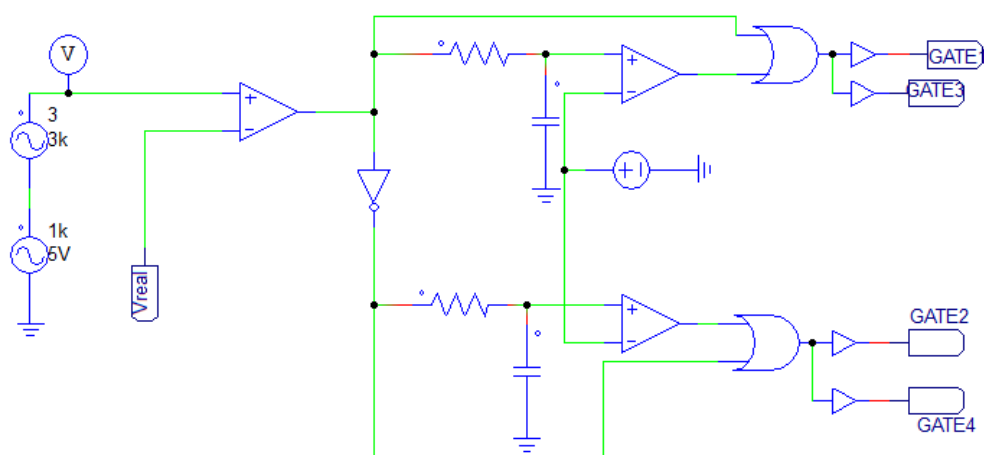


Figura 4.21 – Controle do amplificador full-bridge.

Para realizar a simulação, foi utilizada uma forma de onda senoidal com fundamental de 1kHz e sua terceira harmônica 3kHz. Os resultados da simulação podem ser observados na Figura 4.22, que mostra o sinal de referência, o sinal de realimentação e o sinal modulado no capacitor C_O .

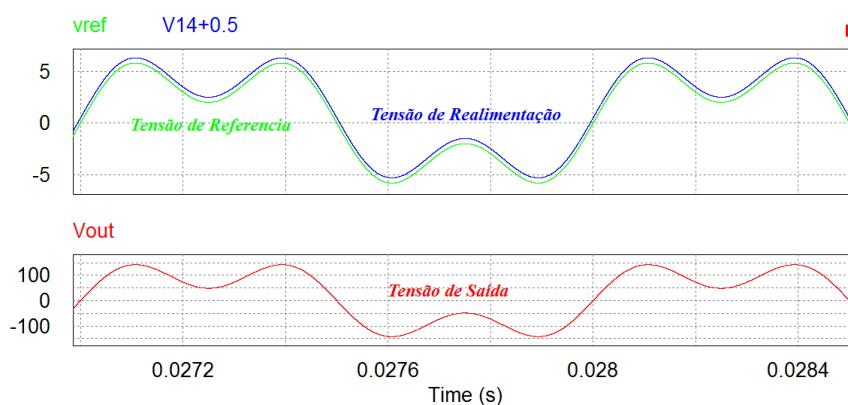


Figura 4.22 – Formas de onda da simulação do amplificador full-bridge.

Os resultados de simulação comprovam a operação esperada do amplificador full-bridge com a célula regenerativa. Os valores de projeto do amplificador apresentado neste capítulo foram utilizados tanto para a simulação quanto para a implementação do projeto.

Tabela 4-4 - Valores dos componentes utilizados no protótipo do amplificador full-bridge classe D.

COMPONENTES	ESPECIFICAÇÃO
L_1 e L_2	500 μ H
L_3 e L_4	1mH
C_O	1,2 μ F
C_1 e C_2	600nF
C_F	47 μ F
S_1, S_2, S_3, S_4	IRG4PH40UPBF
D_1, D_2, D_3, D_4	MUR3060

O sinal de referência e a tensão na saída do amplificador estão apresentados na Figura 4.23 e a THD da forma de onda de saída do conversor pode ser observada na Figura 4.24.

A Figura 4.25 indica a tensão e corrente na lâmpada. Devido ao indutor do ignitor, a resposta do conversor é um pouco mais lenta em relação aos amplificadores classe D, o que faz com que a THD tenha a diferença de um pouco mais de 10% em relação à entrada.

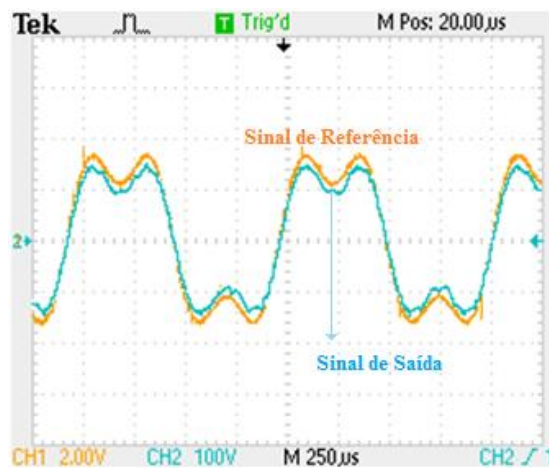


Figura 4.23 - Tensão de Referência (Laranja) e Tensão de Saída (azul).

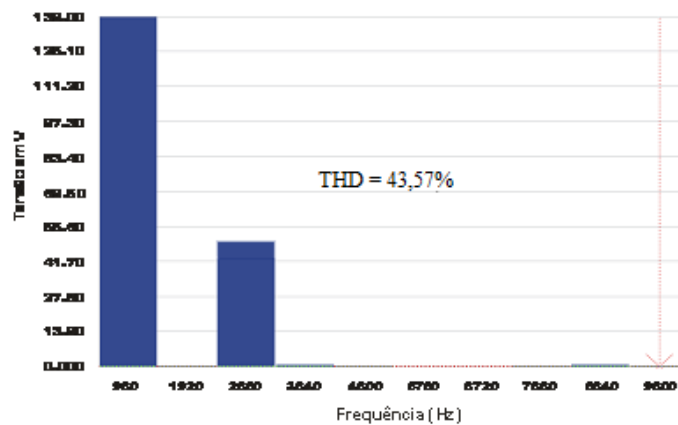


Figura 4.24 - Espectro harmônico do sinal de referência amplificado no capacitor C_O .

O amplificador full-bridge foi projetado com uma potência de 800 Watts. Apenas alguns resultados foram obtidos a partir dessa potência para determinar o rendimento do amplificador. O rendimento do conversor ficou em 79 % para uma potência de 800 Watts e em 84% para uma potência de saída de 100 Watts.

Quanto maior a potência da carga, maior o estresse nas chaves, pois, se o circuito de sobreposição falhar, a corrente de carga assume valor de tensão que pode danificar as chaves.

A tensão e corrente de saída do amplificador podem ser observadas na Figura 4.25. Os resultados do amplificador foram tirados com uma carga de 100 watts.

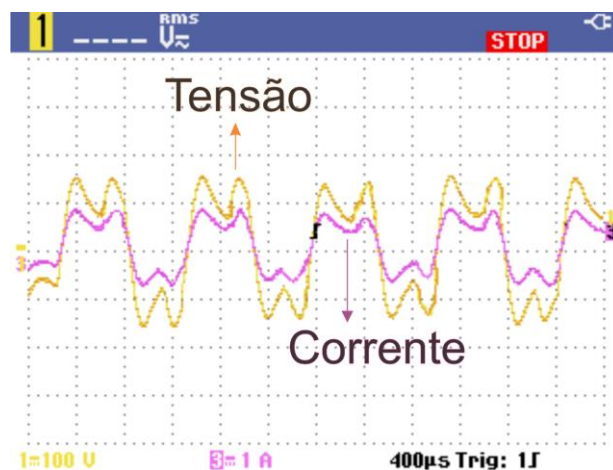


Figura 4.25 - Canal 1-Amarelo- Tensão sobre a lâmpada 100W, Canal 2-Roxo-Corrente na lâmpada 100W.

A Figura 4.26 mostra o efeito de sobreposição das chaves.

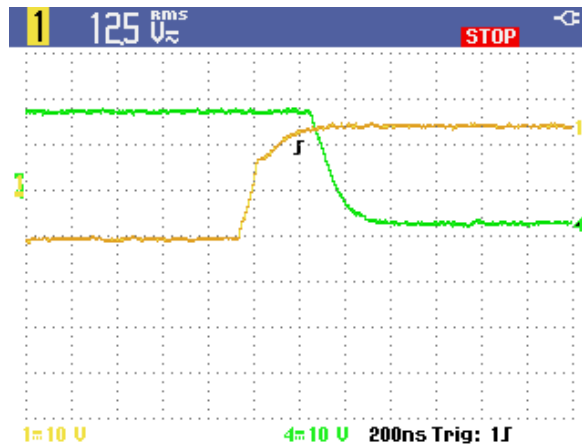


Figura 4.26 – Sinais de acionamento das chaves sobrepostos.

Em razão da sobreposição, as correntes das chaves estão em zero antes de a chave ser aberta. A tensão e corrente da chave S_1 podem ser observados na Figura 4.27 e da chave S_3 na Figura 4.28.

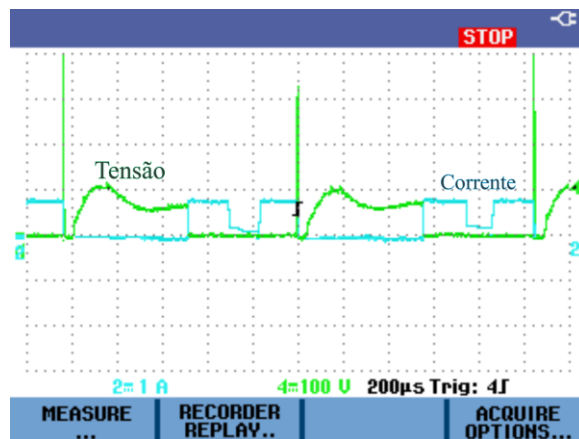


Figura 4.27 - Tensão na Chave S_1 (verde) e corrente na chave S_1 (azul).

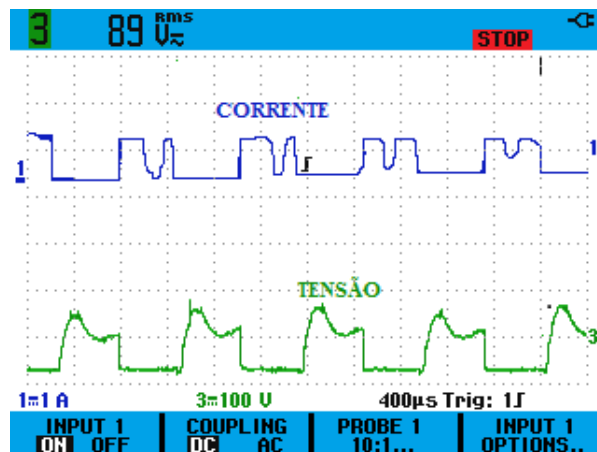


Figura 4.28 – Corrente na Chave S_2 (azul) e tensão na chave S_2 (Verde).

4.4 AQUECIMENTO DA LÂMPADA

A partida da lâmpada de alta pressão de sódio tem algumas características importantes, necessitando de um alto pulso de tensão para a sua partida. Logo após o pulso de tensão para a lâmpada entrar em funcionamento, a tensão sobre a lâmpada sofre uma queda em relação à tensão nominal. Depois do aquecimento, a tensão atinge o regime permanente. A corrente da lâmpada pode chegar a valores de até 200% da corrente nominal após a partida, logo após o processo de aquecimento a corrente entra em regime permanente. A Figura 4.29 e Figura 4.30 representam a etapa de aquecimento de duas lâmpadas diferentes na prática.

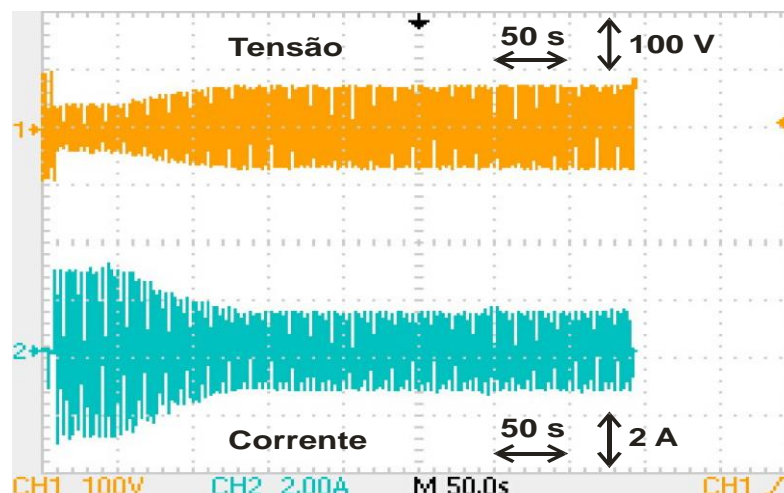


Figura 4.29 - Formas de onda de tensão (100 V/div) e forma de onda de corrente (2 A/div) na lâmpada *HPS* de 100W da PHILIPS® Amplificador Classe D convencional.

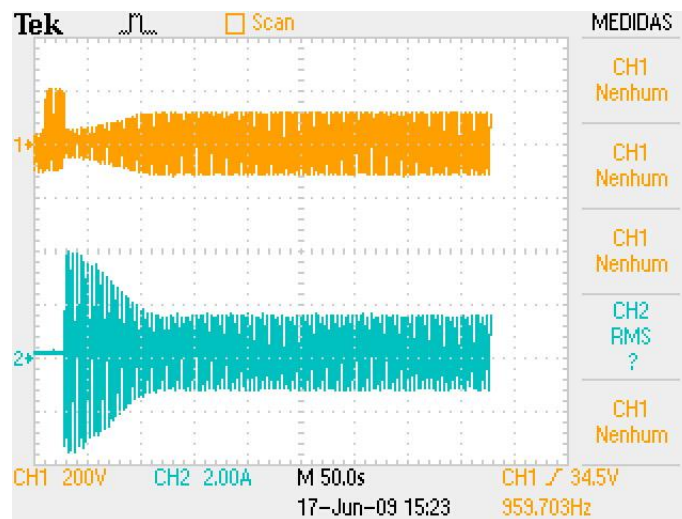


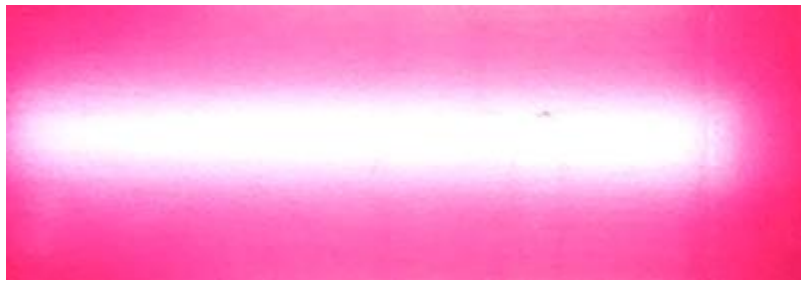
Figura 4.30 – Formas de onda de tensão (200V/div) e forma de onda de corrente (2 A/div) na lâmpada *HPS* de 250W da PHILIPS® Amplificador Classe D uma fonte.

Para a lâmpada de 100W, a tensão logo após a ignição fica em torno de 38V, enquanto a corrente sobre a lâmpada chega a ter o valor 3,8A durante alguns segundos. Em regime permanente, a tensão fica em torno de 90V e a corrente em torno de 1,2A. O trabalho de mestrado de Rodovalho (2009) apresenta as etapas de aquecimento das lâmpadas de diferentes potências e com acionamento simultâneo.

4.5 RESSONÂNCIA ACÚSTICA

Uma das formas de se verificar a ocorrência da ressonância acústica é através de fotografias do tubo de descarga. Foram tiradas fotos dos tubos de descarga das lâmpadas de 100W, 150W e de 250W para que se possa observar o arco. Foi utilizado um papel celofane roxo para filtrar o comprimento de onda amarelo predominante na lâmpada.

A Figura 4.31 mostra as fotos tiradas do tubo de descarga, para comprovar que a ressonância acústica não evoluiu. Isto ocorre porque, com a injeção da terceira harmônica, a potência aplicada na lâmpada é dividida em espectro de potência, o que evita a evolução da ressonância acústica.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.31 - Fotos do tubo de descarga das lâmpadas de 100W(a), 200W(b) e 250W(c).

4.6 CONCLUSÃO

Os resultados experimentais demonstraram que os amplificadores classe D podem ser utilizados para acionar uma ou mais lâmpadas de alta pressão de sódio. Neste capítulo, foram apresentados os resultados de simulação e os resultados práticos. A principal diferença entre os dois amplificadores classe D é que, devido ao deslocamento com um nível dc no conversor com uma fonte, o conversor transfere a energia da fonte para o capacitor C_o e para a carga sempre no semiciclo positivo. Por isso, a corrente média da chave inferior (S_2) do amplificador é menor, permitindo que uma chave de menor custo possa ser utilizada.

No amplificador full-bridge, a célula regenerativa desmagnetiza o indutor, evitando que a corrente do indutor atinja valores muito altos. A sobreposição das chaves deve ser garantida

para que não ocorra a descarga rápida da energia armazenada no indutor, pois, caso contrário, ocorrerá sobretensão nas chaves. Por isso, de modo a evitar danos nas chaves devido a falhas da sobreposição, recomenda-se o uso de circuito Snubber nas chaves. Apesar de o rendimento do amplificador não ultrapassar a 82%, a topologia reproduziu a tensão de referência amplificada com baixa taxa de distorção harmônica do sinal de referência com relação ao sinal de referência amplificado.

5 CAPÍTULO

CONCLUSÃO FINAL

5.1 CONCLUSÃO GERAL

O principal objetivo desse trabalho foi desenvolver um reator eletrônico para acionar uma ou mais lâmpadas de alta pressão de sódio. O capítulo 1 apresentou as formas de se acionar uma lâmpada de modo a evitar a ressonância acústica. Dentre as técnicas apresentadas optou-se pela técnica de injeção de forma de onda sintetizada devido as vantagens apresentadas.

Já no capítulo 2, foram apresentadas as topologias utilizadas para a injeção da forma de onda sintetizada, suas etapas de funcionamento, técnicas de controle e cada uma das topologias foi descrita com detalhes.

A análise matemática foi apresentada no Capítulo 3 de modo a fornecer os valores de simulação, cujos resultados são mostrados no Capítulo 4 e para a montagem e teste do protótipo em laboratório.

O amplificador classe D com duas fontes foi apresentado anteriormente como fonte de alimentação trifásica para testes em laboratórios e como amplificador de áudio (VINCENZI, 2007). No entanto, esta mesma topologia foi usada para o acionamento das lâmpadas de alta pressão de sódio por (RODOVALHO, 2008a; RODOVALHO, 2008b e RODOVALHO, 2009).

Considerando que o amplificador classe D convencional exige fonte simétrica para a operação normal, neste trabalho, foi realizado um estudo para se eliminar uma das fontes. Os resultados mostraram que é possível obter um amplificador com alimentação monopolar, o qual mantém as características do amplificador classe D original. Quando o amplificador opera com uma única fonte, a corrente da chave S_2 foi reduzida em mais de 50%, como apresentado na **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e na **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

A topologia do amplificador full-bridge foi concebida com uma célula regenerativa para que o indutor possa ser desmagnetizado. Sem a célula regenerativa, a corrente do indutor

tenderia ao infinito. Com isso, tem-se duas fontes de corrente modulando a tensão sobre o capacitor de saída. A principal característica do funcionamento deste amplificador é que uma das fontes de correntes não pode ser aberta antes que a outra esteja fechada. Na ausência de tal sobreposição, a energia armazenada no indutor tem que ter um tempo superior a 50%, com a chave desligada, para que o indutor possa descarregar a energia armazenada. Porém, como o amplificador funciona por meio de histerese, torna-se impossível garantir este modo de operação. Por isso, o circuito de controle necessita garantir a sobreposição dos sinais de controle.

As três topologias operam de modo estável, isto é, mesmo no estágio de aquecimento da lâmpada, onde a lâmpada é considerada uma “resistência negativa”, os conversores mantiveram a tensão de saída sem alterações.

5.2 PROPOSTA DE CONTINUIDADE

- i. Aplicar outras formas de onda sintetizada à lâmpada.
- ii. Desenvolver a estágio PFC no reator eletrônico.
- iii. Utilizar os amplificadores como inversores de tensão de sistemas fotovoltaicos.
- iv. O amplificador full-bridge tem uma características de ganho de tensão. A aplicação como reator eletrônico de iluminação de emergência utilizando lâmpadas *HPS* é um dos principais passos a ser seguido.
- v. Melhorar o controle do amplificador full-bridge para garantir a sobreposição sobre qualquer condição de funcionamento.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ALONSO, J. M. et al. **Evaluation of high-frequency sinusoidal waveform superposed with 3th harmonic for stable operation of metal halide lamps.** IAS ANNUAL MEETING. Pittsburgh, PA, USA: [s.n.]. 18 oct 2002. p. 1483 - 1488.
- [2] ALONSO, J. M. et al. **Analysis and design of a HID lamp ballast with sinusoidal waveform superposed with 3rd harmonic.** Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual. Acapulco, Mexico: [s.n.]. 2003. p. 971 - 976.
- [3] ALONSO, J. M. et al. Industry Applications, IEEE Transactions on. **Evaluation of high-frequency sinusoidal waveform superposed with third harmonic for stable operation of metal halide lamps,** (Volume:41 , Issue: 3), n. 10.1109/TIA.2005.847291, 23 May 2005. 721 - 727.
- [4] ALONSO, J.M., RASHID, M. H. Power electronics HandBook. [S.l.]: [s.n.], 2001. Cap. chapter 21 – electronic ballasts, p. 507-532.
- [5] ANDRÉ, A. S. et al. **Técnicas para a operação de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, por reatores eletrônicos, sem ressonância acústica.** Congresso Brasileiro de Automática - CBA. [S.l.]: [s.n.]. 2004. p. cd-rom.
- [6] ANDRÉ, A. S.; PERIN, A. J. **Electronic ballast for high-pressure sodium lamps.** IEEE Brazilian Power Electronics Conference - COBEP. [S.l.]: [s.n.]. 2001. p. 650 – 655.
- [7] ANDRÉ, A. S.; PERIN, A. J. **Reator eletrônico para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 400W sem ressonância acústica.** IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON. [S.l.]: [s.n.]. 2004. p. cd-rom.
- [8] ANDRÉ, A. S.; PERIN, A. J.; BARBI, I. **Ignitors of electronic ballast for HID lamps.** IEEE Brazilian Power Electronics Conference - COBEP. [S.l.]: [s.n.]. 2001. p. 644– 649.
- [9] BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M. **Design and performance of an electronic ballast for high pressure sodium (HPS) lamps.** Electrical and Electronics Engineers in

- Israel, 1995., Eighteenth Convention of. Tel Aviv, Israel: IEEE. 1995. p. 5.4.6/1 - 5.4.6/5.
- [10] BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M. Design and performance of an electronic ballast for high-pressure sodium (*HPS*) lamps. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Vol. 44, No. 4, 06 Agosto 2002. 486-491.
- [11] BOR-RENN, L.; YUEN-CHOU, H. **Dimming control for high intensity discharge lamp with power factor correction**. EUROPEAN POWER ELECTRONIC CONFERENCE - EPE. Lausanne, Switzerland: [s.n.]. 1999. p. CD-ROM.
- [12] BRANAS, C.; AZCONDO, F. J.; BRACHO, S. **Electronic ballast for *HPS* lamps with dimming control by variation of the switching frequency. Soft start-up method for *HPS* and fluorescent lamps**. Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE. Aachen: IEEE. 1998. p. 953 - 958.
- [13] BRAÑAS, C.; AZCONDO, F. J.; BRACHO, S. Design of LCpCs resonant inverters as a power source for *HID* lamp ballast applications. **Industry Applications, IEEE Transactions**, DECEMBER 2005. 1584 - 1593.
- [14] CARDESIN, J. et al. **A low cost electronic ballast for 250 W high pressure sodium vapour lamps using the CC/CC buck converter as power factor preregulator [CC/CC read DC/DC]**. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Pittsburgh, PA, USA: [s.n.]. 2002. p. 1847 - 1851.
- [15] CARDESIN, J. et al. **Analysis and design of an AC/AC resonant converter as a high pressure sodium lamp ballast**. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Pittsburgh, PA, USA: IEEE. 2002. p. 1847 - 1851.
- [16] CARDESIN, J. et al. **Design optimization of the LCC parallel-series inverter with resonant current mode control for 250W *HPS* lamp ballast**. Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual. [S.l.]: [s.n.]. 2005. p. 982 - 987.
- [17] CARDESIN, J. et al. **Low-Cost PFC Electronic Ballast for 250W *HID* Lamps Operating as Constant Power Source with 400 kHz Switching Frequency**.

- Power Electronics Specialists Conference. RECIFE: Power Electronics Specialists Conference. 2005. p. 1130 - 1135.
- [18] CARDESIN, J. et al. **Small-signal analysis of a low-cost power control for LCC series-parallel inverters with resonant current mode control for *HID* lamps.** Power Electronics, IEEE Transactions, 2005. 1205 - 1212.
- [19] CARDESIN, J. et al. **Study Of output power variation due to component tolerances in LCsCp resonant inverters applied to *HPS* lamp control.** Power Electronics, IEEE Transactions, 06 SETEMBRO 2005. 1205 - 1212.
- [20] CAVALCANTE, F. S.; BARBI, I. **A new dimmable 70 W electronic ballast for high pressure sodium lamps.** Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Pittsburgh, PA, USA: IAS. 2002. p. 1856 - 1862.
- [21] CAVALCANTE, Fabiana da Silveira. **Reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 70W.** Florianópolis, SC, 2001. 131 f. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
- [22] CHHUN, L.; MAUSSION, P.; ZISSIS, G. ***HPS* lamp control with adjacent frequency signal injection for acoustic resonance avoidance.** IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Digital Object Identifier: 10.1109/IECON.2010.5675149. [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 2571 - 2577.
- [23] CHHUN, L.; MAUSSION, P.; ZISSIS, G. ***HPS* lamp control with adjacent frequency signal injection for acoustic resonance avoidance.** IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 2571 - 2577.
- [24] CÔ, Márcio Almeida.; **Sistemas eletrônicos microcontrolados para acionamento de lâmpadas de alta intensidade de descarga.** 2003. 235 f. Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico, Vitória - ES- 2003.
- [25] CÔ, M. A. et al. **Microcontrolled electronic gear for low wattage metal halide (MH) and high-pressure sodium (*HPS*) lamps.** Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Pittsburgh, PA, USA: IEEE. 2002. p. 1863 - 1868 vol.3.

- [26] CÓ, M. A. et al. **Reator eletrônico microcontrolado para lâmpadas AID – comparações com um reator convencional.** Congresso Brasileiro de Automática - CBA. [S.l.]: [s.n.]. 2002. p. 3234 –3239.
- [27] COATON, J. R.; MARSDEN, A. M. **LAMPS AND LIGHTING.** 4 EDITION. ed. [S.l.]: ARNOLD, 1997.
- [28] CORREA, J. et al. **Dimming in metal-halide and HPS lamps operating at HF: effects and modeling.** IEEE Industry Applications Conference - IAS. Pittsburgh, PA, USA: IAS IEEE. 2002. p. 1467 - 1474.
- [29] COSTA, R. E. et al. **Industrial electronic ballast to supply 70W HPS lamp.** VIII conferência Internacional de Aplicações Industriais. POÇOS DE CALDAS: [s.n.]. 2008. p. CD-ROM.
- [30] DE GROOT, J. J.; VAN VILET, J. A. **The High-Pressure Sodium Lamp.** 1º Edição. ed. [S.l.]: Kluwer Technische Boeken, v. UNICO, 1986.
- [31] DEMIAN JR., Aziz Elias. **Proposta de reatores eletrônicos para iluminação com alto desempenho.** 2008, 117f Tese (Doutorado) UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA. UBERLÂNDIA.
- [32] DUARTE, J. L.; WIJNTJENS, J.; ROZENBOOM, J. **Getting more from fluorescent lamps through resonant converters.** Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control., Proceedings of the 1992 International Conference on. San Diego, CA: [s.n.]. 1992. p. 560 - 563 vol.1.
- [33] ELETROBRÁS. <http://www.eletronbras.com>. **Portal Eletrobrás**, 10 maio 2013. Disponível em: <<http://www.eletronbras.com/elb/data/Pages/LUMIS0389BBA8PTBRIE.htm>>. Acesso em: 26 fev. 2013.
- [34] FELLOWS, M. W. **A Study of the high intensity discharge lamp – electronic ballast interference.** Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the (Volume:2). [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 1043 - 1048.
- [35] FIORELLO, R. **Lamp ignitor circuit.** In: **Power Supply Control Products (PS).** [S.l.]: Data Book, Unitrode Products from Texas Instrument, 2000. Cap. Design Note 72 cap. 9, p. 52-54.

- [36] FONTOURA, KLEBER LOPES.. **Análise, Projeto E Implementação De Reatores Eletrônicos Para Acionamento De Lâmpadas De Alta Intensidade Em Descarga “Aid”, Controlados Por Circuitos De Lógica Reconfigurável “Fpga”**. 2007, 163f. TESE (DOUTORADO) UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA. UBERLÂNDIA.
- [37] GULKO, M.; BEN-YAAKOV, S. Current-sourcing push–pull parallel-resonance inverter (CS-PPRI): theory and application as a discharge lamp driver. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1994. Vol. 41, No. 3, pp. 285–291.
- [38] GULKO, M.; BEN-YAAKOV, S. **A MHz electronic ballast for automotive-type HID lamps**. IEEE Power Electronics Specialists Conference. St. Louis, MO: [s.n.]. 1997. p. 39 - 45 VOL 1.
- [39] HOWHAN, V.; BOONYAROONATE, I. **1MHz Class D Electronic Ballast for Metal Halide Lamp 250 Watt**. ECTI-CON 2008. 5th International Conference. Krabi: [s.n.]. 2008. p. 1037 - 1040.
- [40] HOWHAN, V.; BOONYAROONATE, I. **1MHz class D electronic ballast for metal halide lamp 250 watt**. ECTI-CON 2008. 5th International Conference. Krabi: IEEE. 2008. p. 1037 - 1040.
- [41] IET, THE IET, 2009. Disponível em: <<http://www.theiet.org/resources/library/archives/exhibition/arc/intro.cfm>>. Acesso em: 08 JULHO 2009.
- [42] LI, H.; SHEN, M.; QIAN, Z.. **A novel low frequency electronic ballast for HID lamps**. IEEE Industry Applications Conference - IAS. [S.l.]: [s.n.]. 2004. p. 668 – 673.
- [43] LIN, R.-L.; WANG, Z.-Q.; LEE, Y.-D. **2.65 MHz self-oscillating complementary electronic ballast with constant-lamp-current control for metal halide lamp**. IEEE Industry Applications Society -IAS. Tampa, FL: IAS IEEE. 2006. p. 1377 - 1383.
- [44] LOUDEN, W. C.; SCHMIDT, K. High-pressure Sodium Discharge Arc Lamps. **Illuminating Engineering**, NEW YORK, p. 696-702, DEZEMBRO 1965.

- [45] MARQUES, L. S. B. et al. **Flyback electronic ballast topology employed to drive the automotive *HID* D2S-35W lamp.** IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON. JOINVILLE: IEEE. 2004. p. CD-ROM.
- [46] MARCHESAN, TIAGO BANDEIRA, **Integração de conversores estáticos aplicados a sistemas de iluminação publica,** 2007, 196f, Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS
- [47] MAUSSION, P. et al. **Acoustic Resonance Characteristics in a High Pressure Sodium Lamp.** Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE, Digital Object Identifier: 10.1109/08IAS.2008.232. [S.l.]: [s.n.]. 2008. p. 1-4.
- [48] MORAIS, L. F. M. **Estudo, análise e implementação de formas de onda de tensão sintetizadas através de PWM, com estágio de ignição e de correção de fator de potência para reatores eletrônicos para lâmpadas *HPS*.** 2007, 227f, Tese (Doutorado) UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS - BELO HORIZONTE
- [49] MORAIS, L. M. F. et al. **Electronic ballast for high pressure sodium lamps without acoustic resonance via controlled harmonic injection synthesized with PWM.** Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. RECIFE: [s.n.]. 2005. p. 1107 - 1112.
- [50] MORAIS, L. M. F. et al. **Acoustic resonance avoidance in high pressure sodium lamps via third harmonic injection in a PWM inverter based electronic ballast.** Power Electronics, IEEE Transactions, 7 maio 2007. 912 - 918.
- [51] MORAIS, L. M. F. et al. **Acoustic Resonance Rejection via Voltage Modulation Method for *HPS* Lamps.** Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. Vigo: [s.n.]. 2007. p. 2996 - 3001.
- [52] OHSATO, M. H. et al. **Megahertz operation of voltage-fed inverter for *HID* lamps using distributed constant line.** **Industry Applications, IEEE Transactions,** 1998. 747 - 751.

- [53] OLSEN, J.; MOSKOWITZ, W. P. **Optical measurement of acoustic resonance frequencies in *HID* lamps.** Industry Applications Conference. New Orleans, LA: IEEE. 1997. p. 2263 - 2269.
- [54] PENG, H. et al. **Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MH) lamps and an approach to detect its occurrence.** Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97. New Orleans, LA: Industry Applications Conference. 1997. p. 2276 - 2283.
- [55] PENG, H. et al. **Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MH) lamps and an approach to detect its occurrence.** Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting. New Orleans, LA: IAS - IEEE. 1997. p. 2276 - 2283.
- [56] PONCE, M. et al. **Electronic ballast for *HID* lamps with high frequency square waveform to avoid acoustic resonances.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Anaheim, CA: [s.n.]. 2001. p. 658 - 663 vol.2.
- [57] RASHID, M. H. **Power Electronics. Circuits, Devices, and Applications.** 3 edition. ed. New Jersey: Prentice Hall, 2003. 912 p. ISBN 978-0131011403 ;978-0131011403.
- [58] RIBAS, J. ; CARDESIN, J. ; DALLA-COSTA, M. ; CALLEJA, A.J. ; COROMINAS, E.L. **High frequency electronic ballast for metal halide lamps based on a PLL controlled class E resonant inverter.** IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC. RECIFE: [s.n.]. 2005. p. 1118–1123.
- [59] RODOVALHO, D. S. et al. **Nova Topologia de Reator eletrônico utilizado para acionar uma ou mais lâmpadas *HPS* com forma de onda de tensão Sintetizada.** Congresso Brasileiro de Automática - CBA. JUIZ DE FORA: IEEE. 2008. p. CD-ROM.
- [60] RODOVALHO, D. S. et al. **Nova Topologia de Reator eletrônico utilizado para acionar uma ou mais lâmpadas *HPS* com forma de onda de tensão Sintetizada.** INDUSCON, VIII conferência Internacional de Aplicações Industriais. POÇOS DE CALDAS: [s.n.]. 2008. p. CD-ROM.

- [61] RODOVALHO, D. S. et al. **A New electronic Ballast used to Drive one or more High-Pressure Sodium Lamps with voltage Synthesized WaveForm.** Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC. Washington, DC: [s.n.]. 2009. p. 1546 - 1552.
- [62] RODOVALHO, DIÓGENES SIMÃO. **Nova topologia de reator eletrônico utilizado para acionar uma ou mais lâmpadas HPS com forma de onda de tensão sintetizada,** 2009, 85f, Dissertação (Mestrado), UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA, ENGENHARIA ELÉTRICA, UBERLÂNDIA
- [63] SHEN, M.; QIAN, Z.; PENG, F. **A novel two-stage acoustic resonance free electronic ballast for HID lamps.** IEEE Industry Applications Conference - IAS. [S.l.]: [s.n.]. 2002. p. 1869 – 1874.
- [64] TOMM, F. L. **Projeto de Reatores Eletrônicos para HID baseado no conversor chopper AC/AC,** 2007, 80f. Dissertacao (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pos-Graduacao em Engenharia Eletrica, RS,
- [65] TRESTMAN, G.A. **Minimizing cost of HID lamp electronic Ballast.** IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]. [S.l.]: [s.n.]. 2002. p. 1214 - 1218 VOL 2.
- [66] TSAY, C. L. et al. **Development of the versatile electronic ballast for metal halide lamps with phase-shift soft-switching control.** Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96. San Diego, CA: Industry Applications Conference. 1996. p. 2112 - 2119.
- [67] VAN TICHELEN, P.; WEYEN, D.; MEYNEN, G. **Test result from high intensity discharge lamps with current supplied at 50 Hz, 400 Hz and modulated between 15 and 35 kHz.** IEEE Industry Application Society - IAS. [S.l.]: [s.n.]. 1996. p. 2225 – 2230.
- [68] VILELA JÚNIOR, JOÃO AMÉRICO. **Desenvolvimento E Análise De Topologias Não Convencionais Para Reatores Eletrônicos.**2003, 207f, Dissertação (MESTRADO) UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA.ENGENHARIA ELÉTRICA UBERLÂNDIA.

- [69] VILELA JÚNIOR, João Américo. **Alimentação pulsada das lâmpadas HPS em alta frequência.** 2007, 169 f. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Florianópolis, SC
- [70] VINCENZI, F. R. S. **A new audio switched power amplifier.** INTELEC - Internation Telecommunications Energy Conference -IEEE ITELEC. Piscataway - NJ -USA: [s.n.]. 1999. p. 01 - 06.
- [71] VINCENZI, F. R. S. **A switched power amplifier for audio application.** COBEP- V Congresso brasileiro de eletrônica de potência. Foz do Iguaçu, PR: SOBRAEP. 1999. p. 521-526.
- [72] VINCENZI, FÁBIO ROMUALDO SILVA. **Fonte de tensão ca trifásica programável adequada para testes de equipamentos eletrônicos no contexto da qualidade da energia elétrica.** 2007, 129f, TESE (DOUTORADO). Universidade Federal de Uberlândia. ENGENHARIA ELÉTRICA Uberlândia
- [73] WANG, J.; XU, Z.; HUA, Y. **Low-frequency sine wave modulation of 250W high-frequency metal halide lamp ballasts.** Applied Power Electronics Conference and Exposition. [S.l.]: [s.n.]. 2004. p. 1003 - 1007.
- [74] YAN, W.; HO, Y. K. E.; HUI, S. Y. R. **Investigation on methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge (HID) lamps.** IEEE Industry Application Society - IAS. ROMA, ITALY: [s.n.]. 2000. p. 3399 – 3406.
- [75] ZHAO, J. et al. **A novel low-frequency square wave electronic ballast for low-wattage HID lamps.** IEEE Industry Applications Conference - IAS. [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 321 – 324.
- [76] ZHOU, J.; MA, L.; QIAN, Z. **A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps.** IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC. [S.l.]: [s.n.]. 1999. p. 480–485.