



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA**

**CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Tese de Doutorado

***ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE DESCARGA
DE XENON***

Autor: Luis S. B. Marques (INEP– UFSC)
Orientador: Arnaldo J. Perin (INEP– UFSC)

Dezembro 2005

Caixa Postal 5119, CEP: 88.040-970 - Florianópolis - SC
Tel. : (048) 331.9204 - Fax: (048) 234.5422 – Internet: www.inep.ufsc.br

A minha noiva Suzan.
Aos meus pais, Ary e Regina.

Agradecimentos

Ao professor Arnaldo Pèrin pela competência na orientação deste trabalho e pelo apoio e amizade demonstrados durante este período de convivência.

Ao professor Fernando Antunes, pela amizade, por sempre apoiar-me em toda minha vida profissional e ainda por ser o responsável por meu ingresso no curso de doutorado da UFSC.

Ao meu pai, Ary Marques, por sempre me permitir escolher meu próprio caminho, estando ao meu lado nas vitórias e nas derrotas. Pela amizade, que ficou mais forte com a distância geográfica, pelo apoio financeiro durante o curso de doutorado, etc.

A minha mãe Regina Marques, que apesar da saudade e da distância, soube compreender que o afastamento foi necessário para o crescimento pessoal e profissional.

Ao meu irmão Ricardo, pela amizade que só cresce com o passar do tempo. A minha irmã Renata, por compreender que apesar do distanciamento, continuamos uma família unida. A minha sobrinha Letícia, por saber esperar a hora de nos conhecermos.

A minha noiva Suzan Ladevig, por ter estado ao meu lado no dia da defesa deste trabalho, hoje e sempre.

Aos bolsistas: José Flávio Dums, Sebastião Pereira Jr., Cícero Silveira Postiglione e Marcos Aurélio Izumida Martins, que me ajudaram nos testes de laboratório.

Aos companheiros Robson Luiz Cardoso, Anderson Soares André, Sergio Vidal Garcia, Eduardo Pereira, Petry, Luiz Tomaselli, Deivis Borgonovo, Sandro Alex Wuerges e Allan Baraúna, pelas conversas técnicas e pelas não técnicas.

Ao amigo Edílson Mineiro, que através de sua competência técnica, contribuiu bastante para a realização deste trabalho.

Aos técnicos: Rafael, Coelho e Pacheco pela ajuda prestada durante os testes de laboratório. A Patrícia Schmidt, pela ajuda prestada sempre que solicitada.

Sumário

Simbologia	vi
Resumo	viii
Abatract	ix
Introdução geral	x
1 Características das Lâmpadas de Vapor Metálico e dos reatores Eletrônicos	1
1.1 Introdução	1
1.2 Características da lâmpada de vapor metálico	2
1.3 Características da lâmpada de Xenon	3
1.4 Cataforese	5
1.5 Ressonância acústica	5
1.6 Cintilamento	7
1.7 Ignição	7
1.8 Etapas de operação das lâmpadas de descarga para uso automotivo	8
1.9 Reatores eletrônicos para alimentação da lâmpada <i>D2S-35W</i>	12
1.9.1 Conversores cc-cc	12
1.9.1.1 Conversor Boost	12
1.9.1.2 Conversor <i>Push-Pull</i> modificado	15
1.9.2 Conversores cc-ca	17
1.9.2.1 Conversor <i>Buck-Boost</i> com indutores acoplados	18
1.9.2.2 Conversor <i>Flyback</i> com bobina auxiliar e Inversor de Tensão	19
1.9.2.3 Conversor <i>Sepic</i> e Inversor de Tensão	23
1.9.2.4 Inversor ressonante <i>Push-Pull</i> com entrada em corrente	26
1.9.2.5 Inversor ressonante e Inversor de Tensão	28
1.9.2.6 Conversor <i>Flyback</i> e Inversor de Tensão	30
1.10 Conclusão	31
2 Inversor de Corrente	33
2.1 Introdução	33
2.2 Modulação a dois níveis	34
2.2.1 Ganho estático	34
2.2.2 Cálculo da indutância de entrada	39
2.2.3 Cálculo da capacitância de saída	39
2.2.4 Característica de saída	40
2.2.4.1 Modo de condução contínua	40
2.2.4.2 Modo de condução crítica	41
2.2.4.3 Modo de condução descontínua	41
2.3 Modulação a três níveis	43
2.3.1 Ganho estático	44
2.3.2 Cálculo da indutância de entrada	46
2.3.3 Cálculo da capacitância de saída	46
2.3.4 Característica de saída	46
2.4 Comutação dos interruptores	47
2.5 Resultados de simulação	50
2.6 Conclusão	57
3. Inversor Boost	59

3.1	Introdução	59
3.2	Ganho de tensão	60
3.3	Característica de ganho de tensão	61
3.4	Etapas de operação do conversor	61
3.5	Cálculo dos componentes passivos	63
3.6	Recuperação reversa no diodo	64
3.7	Resultados de simulação	69
3.8	Resultados experimentais	75
3.8.1	Resultados experimentais obtidos com carga resistiva	75
3.8.2	Resultados experimentais obtidos com a lâmpada D2S-35W em cc	77
3.9	Conclusão	82
4	Duplo Boost	83
4.1	Introdução	83
4.2	Equacionamento do conversor	84
4.3	Metodologia de projeto	88
4.4	Controle da corrente	89
4.5	Resultados de simulação	89
4.6	Conclusão	94
5	Inversor <i>Push-Pull</i> com entrada em corrente	95
5.1	Introdução	95
5.2	Equacionamento do conversor	96
5.3	Técnica de modulação	98
5.4	Análise por simulação	99
5.5	Conclusão	106
6	Reator eletrônico baseado no conversor Flyback e no Inversor de Tensão	108
6.1	Introdução	108
6.2	Conversor Flyback	109
6.2.1	Flyback em condução contínua	110
6.2.2	Flyback em condução descontínua	112
6.3	Circuito para evitar a sobretensão na comutação	116
6.3.1	Circuito de ajuda à comutação (“Snubber”)	116
6.3.2	Circuito grampeador	117
6.3.3	Circuito grampeador regenerativo sem perdas	118
6.4	Projeto do conversor Flyback	119
6.4.1	Projeto do transformador	120
6.4.2	Determinação dos esforços no interruptor e no diodo retificador	122
6.4.3	Determinação do capacitor de saída	123
6.4.4	Projeto dos circuitos para evitar a sobretensão na comutação	123
6.4.4.1	Circuito de ajuda à comutação	123
6.4.4.2	Circuito grampeador regenerativo sem perdas	124
6.4.4.3	Circuito grampeador regenerativo sem perdas	124
6.5	Inversor de Tensão	124
6.6	Resultados de simulação	126
6.7	Resultados experimentais	130
6.8	Conclusão	136

Conclusão Geral	137
Referências Bibliográficas	140

Simbologia

A_e	Área da secção transversal do núcleo.
A_w	Área da janela do núcleo.
A_{cu}	Área de cobre
ΔB	Variação da densidade de fluxo.
C_o	Capacitância de saída.
D	Razão cíclica.
D_{max}	Razão cíclica máxima.
D_r	Diodo retificador.
d_{max}	Diâmetro máximo.
E	Energia.
E_{in}	Energia de entrada.
E_o	Energia de saída.
E_d	Energia armazenada na indutância de dispersão.
E_c	Energia armazenada no capacitor.
f_s	Frequência de comutação.
i_{min}	Corrente instantânea mínima.
i_{max}	Corrente instantânea máxima.
I_o	Corrente de saída.
\bar{I}_o	Corrente de saída normalizada.
I_L	Corrente no indutor.
I_c	Corrente no capacitor.
I_{in}	Corrente de entrada.
I_p	Corrente de pico.
I_F	Corrente de condução direta no diodo.
I_{rr}	Corrente de condução reversa no diodo.
I_{nom}	Corrente nominal.
I_{PRI_RMS}	Corrente eficaz no primário.
I_{SEC_RMS}	Corrente eficaz no secundário.
I_{int_med}	Corrente média sobre o interruptor.
I_{int_rms}	Corrente eficaz sobre o interruptor.
ΔI	Variação de corrente sobre o indutor.
J	Densidade de corrente.
K_p	Fator de utilização do primário.
K_w	Fator de utilização da área do enrolamento.
K_u	Fator de possibilidade de execução.
l_g	Comprimento do entreferro.
L_{in}	Indutância de entrada do conversor.
L_p	Indutância do primário.
L_s	Indutância do secundário.
L_{CR}	Indutância crítica.
L_e	Indutância efetiva.
l_m	Indutância de magnetização.
L_d	Indutância de dispersão.
n	Relação de transformação.
N_p, N_1	Número de espiras do primário.
N_s, N_2	Número de espiras do secundário.

N_{FIOS}	<i>Número de condutores do enrolamento.</i>
P	<i>Profundidade de penetração máxima.</i>
P_{in}	<i>Potencia de entrada.</i>
P_o	<i>Potencia de saída.</i>
P_{Lamp}	<i>Potência na lâmpada.</i>
P_{Med}	<i>Potência média.</i>
q	<i>Ganho de tensão.</i>
Q_{rr}	<i>Carga armazenada na junção do diodo.</i>
R_s	<i>Resistência série equivalente do diodo.</i>
R_o	<i>Resistência de saída.</i>
\bar{R}_o	<i>Resistência de saída normalizada.</i>
R_{nom}	<i>Resistência nominal.</i>
$R_{DS(on)}$	<i>Resistência de condução do MOSFET.</i>
S_p	<i>Secção do condutor do primário.</i>
S_s	<i>Secção do condutor do secundário.</i>
T	<i>Período de chaveamento para modulação a dois níveis.</i>
T'	<i>Período de chaveamento para modulação a três níveis.</i>
t_{rr}	<i>Tempo de recuperação reversa no diodo.</i>
V_{in}	<i>Tensão de entrada.</i>
V_o	<i>Tensão de saída</i>
V_{do}	<i>Fonte de tensão do modelo do diodo.</i>
V_D	<i>Queda de tensão sobre o diodo.</i>
V_{DS}	<i>Queda de tensão sobre o MOSFET.</i>
$V_{DS_{max}}$	<i>Queda de tensão máxima sobre o MOSFET.</i>
$V_{DS_{min}}$	<i>Queda de tensão mínima sobre o MOSFET.</i>
V_L	<i>tensão sobre o indutor.</i>
V_{ce}	<i>Tensão coletor-emissor.</i>
ΔV_c	<i>Variação de tensão sobre o capacitor.</i>
η	<i>Rendimento.</i>
μ_o	<i>Permeabilidade do ar.</i>
\mathcal{R}_{eq}	<i>Relutância equivalente do circuito magnético.</i>
	<i>Constante de tempo da associação entre indutor e resistor.</i>

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

ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE DESCARGA DE XENON

LUIS SÉRGIO BARROS MARQUES

Novembro / 2005.

Orientador: Prof. Arnaldo Perin, Dr. Ing.
Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.
Palavras-chave: Lâmpada de Xenon e reator eletrônico.
Número de Página: 142.

RESUMO: O presente trabalho apresenta um estudo de estruturas para alimentação da lâmpada de descarga de alta pressão do tipo vapor metálico. A lâmpada utilizada nesse estudo foi a lâmpada de Xenon, especificamente a lâmpada *D2S-35W*. As características da lâmpada são apresentadas, tais como: corrente nominal, potência máxima, tensão de ignição e características dinâmicas, permitindo entender melhor a complexidade da carga a fim de projetar um reator eletrônico adequado. Os trabalhos anteriormente publicados foram estudados e duas novas estruturas são apresentadas. Essas novas estruturas possuem em comum a possibilidade de alimentar a lâmpada utilizando apenas um estágio de conversão. Dessa maneira, será possível aumentar o rendimento, devido à redução no número de interruptores conduzindo simultaneamente, e o custo, devido à redução no número de componentes. Técnicas para evitar o fenômeno da ressonância acústica também são apresentadas. Para comprová-las, foram estudados dois conversores funcionando em alta frequência. Um estudo detalhado da estrutura mais apropriada para alimentação da lâmpada é apresentado, o qual resultou na confecção de um protótipo bastante compacto.

Abstract da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE DESCARGA DE XENON

LUIS SÉRGIO BARROS MARQUES

Novembro / 2005.

Orientador: Prof. Arnaldo Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Palavras-chave: Lâmpada de Xenon e reator eletrônico.

Número de Página: 142.

ABSTRACT: This work deals with a study of power electronics topologies to drive a high intensity discharge lamp. This lamp is a metal halide type employed in automotive headlights. It is a Xenon lamp specified by *D2S-35W* code. Lamp characteristics such as rated current, maximum power, ignition voltage and dynamics characteristics are described in order to support the ballast design. A study on related published papers is done and two new topologies are presented. A detailed study about the main structure used to drive this kind of lamp made it possible to assemble a well compacted prototype.

Introdução geral

As lâmpadas de descarga de alta pressão utilizadas nos faróis de alguns modelos de carros têm ampliado sua participação na indústria automobilística. Nos últimos anos, com a incorporação dessas lâmpadas a um modelo nacional, o Fiat Stilo, e devido à crescente demanda por carros importados, o termo farol de Xenon (que utiliza a lâmpada *D2S-35W*) tornou-se bastante conhecido. É comum ver trafegando pelas ruas veículos com faróis que emitem luz branca em contraste à luz amarelada produzida pelas lâmpadas de filamentos, que são convencionalmente utilizadas. As vantagens, do ponto de vista da qualidade da luz emitida, do aumento do alcance e da visibilidade, são enormes. Entretanto, estas lâmpadas necessitam de um reator eletrônico com características adequadas capaz de suprir a energia que a lâmpada necessita.

Os reatores eletrônicos desenvolvidos com a finalidade de alimentar a lâmpada *D2S-35W* devem possuir algumas características que são função da lâmpada e da fonte de alimentação. Diversas configurações possíveis foram estudadas por pesquisadores de diversos países. Este estudo é apresentado no capítulo 1. Entretanto, poucas informações técnicas estão disponíveis na literatura, principalmente no Brasil. A revisão bibliográfica realizada, e apresentada no referido capítulo, disponibiliza todas as informações necessárias aos pesquisadores que estejam iniciando o estudo da lâmpada *D2S-35W* e os reatores eletrônicos destinados a sua alimentação.

Uma nova tecnologia de fabricação de semicondutores, que utiliza uma nova composição e cuja denominação em inglês é “Silicon Carbide”, promete uma revolução na Eletrônica de Potência. Esses componentes possuem uma característica de comutação que se aproxima da ideal. Diodos Schottky de potência fabricados com essa tecnologia podem bloquear tensões maiores que o atual limite de $250V$, e com corrente de recuperação reversa quase nula. Isso se deve à quantidade de carga armazenada na capacitância do diodo ser muito pequena. Os *MOSFETS* fabricados segundo essa tecnologia estão na porta de saída dos laboratórios de desenvolvimento de semicondutores e em breve estarão disponíveis para utilização pelos projetistas de circuitos de potência. Esses semicondutores podem trabalhar em temperaturas maiores que os *MOSFETS* fabricados a partir do silício e suportam maior tensão entre “dreno” e “source”. O calor é eficientemente dissipado devido à elevada condutividade do “Silicon Carbide”, que é melhor que a do cobre. As características de comutação desses semicondutores são melhores quando comparados com

os semicondutores fabricados a partir do silício. Isso possibilitará aos conversores operar com frequência de comutação muito maior do que hoje se utiliza sem aumentar as perdas de comutação. Assim, pode-se imaginar que muito em breve os conversores estáticos de energia poderão operar com frequência de comutação muito elevada permitindo reduzir sensivelmente o peso e o volume dos componentes passivos tais como: transformadores, indutores e capacitores. Entretanto, as perdas por condução passarão a se tornar as mais importantes no cômputo do rendimento dos conversores estáticos de potência. Logo, pode-se antever que as estruturas mais interessantes para se obter elevados rendimentos serão as que possuírem o menor número de semicondutores conduzindo corrente em cada etapa de funcionamento dos conversores.

O objetivo deste trabalho é estudar a possibilidade e a viabilidade para a alimentação da lâmpada *D2S-35W* com estruturas que empreguem um único estágio de conversão. Espera-se com isso obter um maior rendimento do sistema devido à eliminação do transformador normalmente utilizado e ao menor número de semicondutores conduzindo simultaneamente. Atualmente, as estruturas para alimentação da lâmpada de Xenon se utilizam de uma conversão em dois estágios, e um transformador para elevar a tensão de alimentação da bateria. Esta tese propõe o estudo de novas topologias de conversores estáticos de potência para alimentação dessa lâmpada e apresenta os prós e os contras de cada estrutura estudada.

O capítulo 2 apresenta um estudo detalhado do Inversor de Corrente. Esse conversor foi estudado desenvolvendo as equações matemáticas necessárias para o projeto da estrutura. Foi também realizada uma análise do funcionamento da estrutura por simulação. Esta estrutura apresenta-se como uma possível solução para a alimentação da lâmpada *D2S-35W* em estágio único. A topologia não utiliza um transformador para elevação da tensão de entrada e possui número reduzido de componentes passivos.

O capítulo 3 apresenta o estudo de outra estrutura: o Inversor Boost. Tanto esta topologia quanto a apresentada no capítulo 2 utiliza um único estágio de conversão da energia. Porém, esta possui maior número de componentes passivos. Têm-se sempre dois semicondutores em condução durante cada etapa de operação da estrutura.

O capítulo 4 apresenta um estudo detalhado da estrutura do conversor Duplo Boost. Este conversor funciona em alta frequência e apresenta uma técnica de controle que permite ao conversor alimentar a lâmpada em uma faixa de frequência dentro do espectro de ressonância acústica, sem excitar o fenômeno.

O capítulo 5 apresenta o conversor *Push-Pull* com entrada em corrente funcionando em alta frequência. Trata-se de uma estrutura com um único estágio de conversão, que utiliza a técnica da modulação da largura de pulso com frequência aleatória. Dessa maneira, obtém-se um espectro de potência na lâmpada espalhado a fim de evitar a excitação do fenômeno da ressonância acústica. Garantindo que a amplitude de cada harmônico da potência na lâmpada não ultrapasse um valor limite, pode-se alimentá-la em alta frequência.

O capítulo 6 apresenta a configuração mais usual para alimentação da lâmpada *D2S-35W*. Trata-se de um conversor em dois estágios e que fornece corrente à lâmpada em baixa frequência. Dessa forma, evita-se a ocorrência do fenômeno de ressonância acústica e os efeitos causados pelo fenômeno da cataforese. A composição dessas duas estruturas permite que o reator eletrônico atenda todas as especificações necessárias para uma alimentação satisfatória da lâmpada.

Capítulo 1

Características das Lâmpadas de Vapor Metálico e dos Reatores Eletrônicos

1.1 Introdução

As lâmpadas de Xenon, como são conhecidas as lâmpadas de descarga de alta pressão do tipo vapor metálico utilizadas em aplicações automotivas, possuem essa denominação devido à presença em grande concentração do gás xenônio no interior do tubo de descarga. Sua presença se faz necessária para facilitar o processo de ignição da lâmpada. Sua utilização vem crescendo devido às boas propriedades de cor, robustez e eficiência quando comparada com os diversos tipos de lâmpadas de filamento empregadas nos faróis automotivos [01]. Esta aplicação se tornou significativa na indústria automobilística que, em substituição às lâmpadas halógenas de 55W por lâmpadas de vapor metálico de 35W e melhor luminosidade, tem incorporado este tipo de lâmpada em modelos mais luxuosos. Entretanto, apesar das vantagens até então relatadas, é importante ressaltar as desvantagens quando se tratam de lâmpadas de descarga. Devido ao fato destas lâmpadas não poderem ser diretamente conectadas aos soquetes das lâmpadas de filamento, pois é necessário o uso de um reator eletrônico para alimentação da mesma, o custo e a complexidade do projeto deste reator é um entrave à sua larga utilização.

Uma das vantagens ainda não mencionadas com relação às lâmpadas de vapor metálico para uso automotivo é a diminuição do tamanho dos refletores dos faróis, o que permite uma maior eficiência aerodinâmica e um grau de liberdade maior com relação ao estilo no projeto de faróis mais modernos.

Um campo muito promissor tem apontado para este segmento quando se fala de pesquisas e desenvolvimento de sistemas para lâmpadas de descarga de alta pressão. Se os reatores tornarem possível a redução de volume dos faróis automotivos e puderem ser introduzidos no espaço disponível no interior dos faróis, a demanda por estes sistemas será aumentada drasticamente [02].

1.2 Características da Lâmpada de Vapor Metálico

No aspecto construtivo as lâmpadas de vapor metálico convencionais assemelham-se bastante às lâmpadas de vapor de mercúrio. Entretanto, possuem um tubo de descarga com tamanho reduzido quando comparadas com outras lâmpadas de descarga. No interior do tubo de descarga encontram-se haletos metálicos além do mercúrio e do argônio ou xenônio. Estes constituintes podem ser encontrados na forma de compostos que não reagem com o tubo, caracterizando uma das vantagens obtidas com estas lâmpadas [03].

Dentre todas as lâmpadas de descarga de alta pressão, as lâmpadas de vapor metálico são as que possuem o melhor índice de reprodução de cores (IRC). A adição de haletos metálicos com o propósito de melhorar as propriedades de cores das lâmpadas de descarga de alta pressão de vapor de mercúrio, aumentou o IRC devido a um melhor aproveitamento do espectro de cores, principalmente corrigindo a ausência do vermelho [04].

As lâmpadas de vapor metálico não possuem boa uniformidade, ou seja, as propriedades de cores variam de lâmpada para lâmpada. Além de não uniforme, possuem também pequena estabilidade, o que significa que as propriedades de cores variam ao longo da vida útil da lâmpada [04].

As lâmpadas de descarga possuem uma característica de impedância negativa. A impedância diminui com o aumento da corrente aplicada, o que obriga a utilização de um dispositivo capaz de limitar a corrente na lâmpada. Normalmente, quando a tensão de alimentação é alternada, um componente eletromagnético é utilizado com esta finalidade. Entretanto, devido ao elevado peso e volume, baixa eficiência, pobre regulação de potência e sensibilidade a variações de tensão presentes quando se utilizam reatores eletromagnéticos, o uso de reatores eletrônicos tem crescido acentuadamente [05].

As lâmpadas de vapor metálico para uso geral, possuem maior vida útil, entre 12.000 e 20.000 horas, do que as lâmpadas de vapor metálico projetadas para aplicações automotivas, cuja vida útil mínima é de aproximadamente 2.500 horas [04]. Uma outra diferença entre as lâmpadas de vapor metálico com potência entre 70W e 150W e a lâmpada automotiva é a tensão de partida da lâmpada. Essas lâmpadas possuem uma tensão de partida menor do que as lâmpadas de vapor metálico para aplicações automotivas. A tensão de partida para as lâmpadas de vapor metálico com potência entre 70W e 150W é de aproximadamente 2,5kV [06]. Uma outra diferença ainda pode ser apontada com relação ao

espectro de excitação do fenômeno de ressonância acústica. As lâmpadas de vapor metálico para uso automotivo possuem um espectro muito denso de frequências onde é possível excitar o fenômeno da ressonância acústica. Este fenômeno é explicado no item 1.5. Já as lâmpadas de vapor metálico convencionais possuem um espectro menos denso, permitindo um funcionamento relativamente seguro dentro de algumas faixas em frequências elevadas [07].

1.3 Características da Lâmpada de Xenon

A lâmpada de Xenon, comercializada sob a referência *D2S-35W*, especificada para uso automotivo, mostrada na figura 1.1, possui as seguintes características: bulbo de quartzo, eletrodos de tungstênio, orientação axial para o arco, comprimento de arco de $4,2mm$, diâmetro do arco de $1,1mm$, potência nominal de $35W$, tensão nominal na lâmpada de $85V$, fluxo luminoso nominal de $3.200lm$, o que é mais do que suficiente para a aplicação em questão. A temperatura de cor é de $4.100K$ e a vida útil mínima em torno de $2.500h$ [08,09].

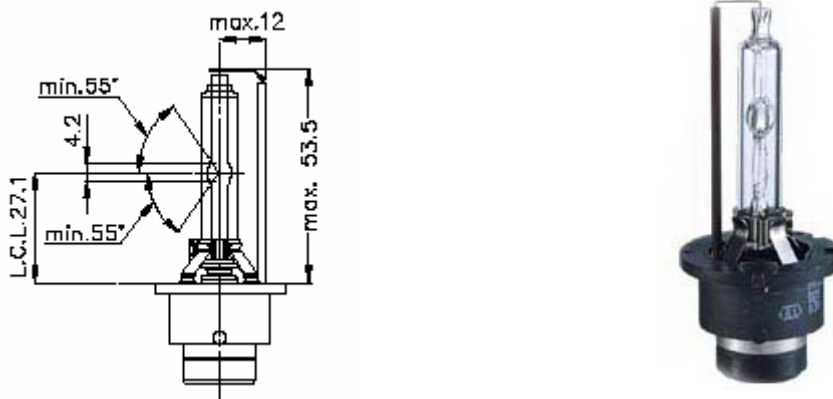


Figura 1.1 – Lâmpada de Vapor Metálico D2S-35W para uso automotivo [08].

A tabela 1.1 fornece algumas características elétricas e físicas para a lâmpada de vapor metálico *D2S-35W*, fabricada pela Philips. Percebe-se que a pressão interna é bastante elevada quando a lâmpada está quente. A tensão máxima que pode ser aplicada durante a ignição é $23kV$ [09]. A figura 1.2 mostra o espectro emitido pela lâmpada. Observa-se que a lâmpada *D2S-35W* emite em praticamente todo o espectro visível, demonstrando porque possui melhor propriedade de cores.

Tabela 1.1 – Características elétricas e físicas da lâmpada D2S-35W [09].

Potência	35W±0,3W
Tensão	85V±17V
Fluxo luminoso	3.200lm±450lm
Manutenção luminosa	1.500h 75%
Cor x	0,38 ±0,025
Cor y	0,39 ±0,015
Temperatura de cor	4.100K
Tensão de partida máxima	23kV
Corrente de partida máxima	2,6A
Potência máxima	75W
Vida útil mínima	2.500h
Pressão interna lâmpada fria	7bar
Pressão interna lâmpada quente	100bar

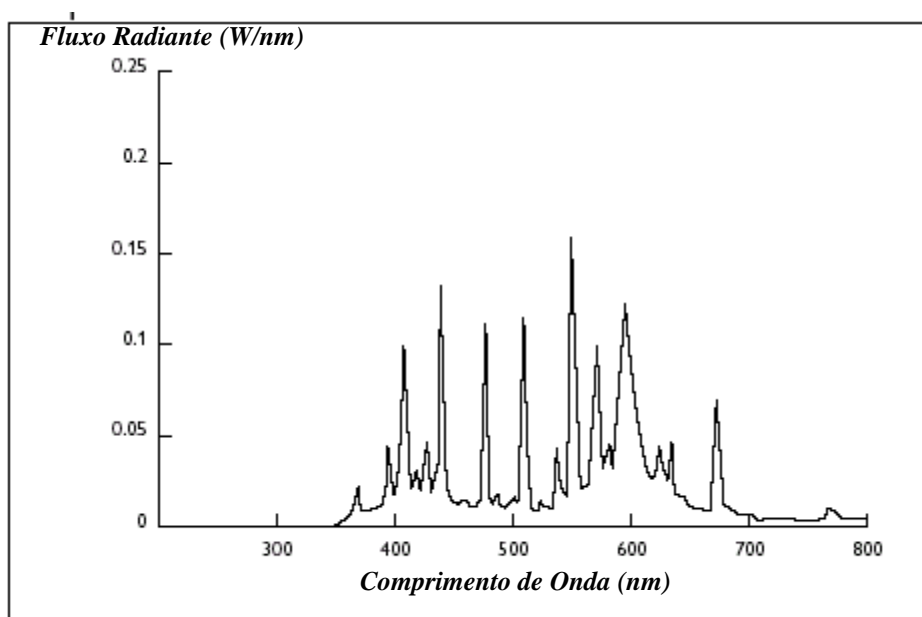


Figura 1.2 – Espectro emitido pela lâmpada D2S-35W [09].

Apesar da tensão nominal da lâmpada especificada pelo fabricante ser igual a 85V, essa tensão aumenta com o envelhecimento da mesma. Sendo assim, existe uma variação de $\pm 17V$ na tensão da lâmpada. Isto significa que a tensão da lâmpada varia de 68V a 102V, aumentando sempre com o tempo de vida da lâmpada [08].

1.4. Cataforese

As lâmpadas de descarga de alta pressão funcionam quando alimentadas tanto em corrente contínua quanto em corrente alternada. Entretanto, quando alimentadas com corrente contínua deve-se estar ciente que ocorrerá o fenômeno da cataforese. Devido ao fato da lâmpada de descarga de alta pressão normalmente ser alimentada em corrente alternada, cada eletrodo irá exercer função de emissor (catodo) e receptor (anodo) a cada período da corrente de alimentação. No semiperíodo em que o eletrodo exerce a função de emissor, a corrente nas proximidades do eletrodo é sustentada por elétrons sendo emitidos e por íons bombardeando o eletrodo. No outro semiperíodo em que o eletrodo exerce função de receptor, a corrente nas proximidades do eletrodo é sustentada apenas por elétrons uma vez que o anodo é incapaz de injetar íons no plasma. O consumo de material do eletrodo é desigual quando a lâmpada é alimentada em corrente contínua, pois o material retirado do eletrodo na fase anódica, retorna na fase catódica quando se usa corrente alternada, uma vez que a temperatura da fase anódica difere da temperatura da fase catódica [10,11]. A figura 1.3 apresenta uma fotografia da lâmpada D2S-35W alimentada em corrente contínua. A região catódica, localizada à esquerda na fotografia, concentra mais o arco do que a região anódica, localizada à direita na fotografia.



Figura 1.3 – Lâmpada D2S-35W alimentada em corrente contínua.

1.5 Ressonância Acústica

A utilização de reatores eletrônicos esbarra em alguns problemas inerentes à natureza da lâmpada. Um destes problemas é a ressonância acústica. A entrada periódica de potência e a subsequente energia despreendida na colisão entre partículas carregadas e

gases neutros, são fontes de perturbações na pressão interna do tubo de descarga. Se a frequência do sinal de entrada aproxima-se de uma frequência de ressonância, a onda de pressão torna-se ressonante resultando em uma perturbação do caminho de descarga. Este fenômeno causa flutuações na luz emitida, deformações no arco ocasionando mudanças em seu comprimento e espessura, alterando ainda os parâmetros elétricos da lâmpada como tensão, corrente e impedância e em casos mais severos pode extinguir o arco ou até, em alguns tipos de lâmpadas, provocar a explosão do tubo devido a uma grande distorção do arco. As frequências nas quais a ressonância acústica pode ocorrer dependem das dimensões do tubo de descarga, densidade e pressão do gás presente no interior do tubo de descarga, da temperatura de operação da lâmpada e também da orientação da lâmpada [12].

Quando uma lâmpada de descarga de pequena potência é empregada, o uso do reator eletrônico é atrativo devido ao pequeno peso e volume e às propriedades de estabilização da potência da lâmpada. Porém, o estudo do fenômeno de ressonância é necessário quando se utilizam reatores eletrônicos [13,14].

O espectro de frequências mostrado na figura 1.4 é bastante denso. Na faixa de frequência que vai desde 10kHz até 1MHz não existe nenhuma faixa larga o suficiente que possibilite alimentar a lâmpada D2S-35W garantindo a ausência do fenômeno da ressonância acústica.

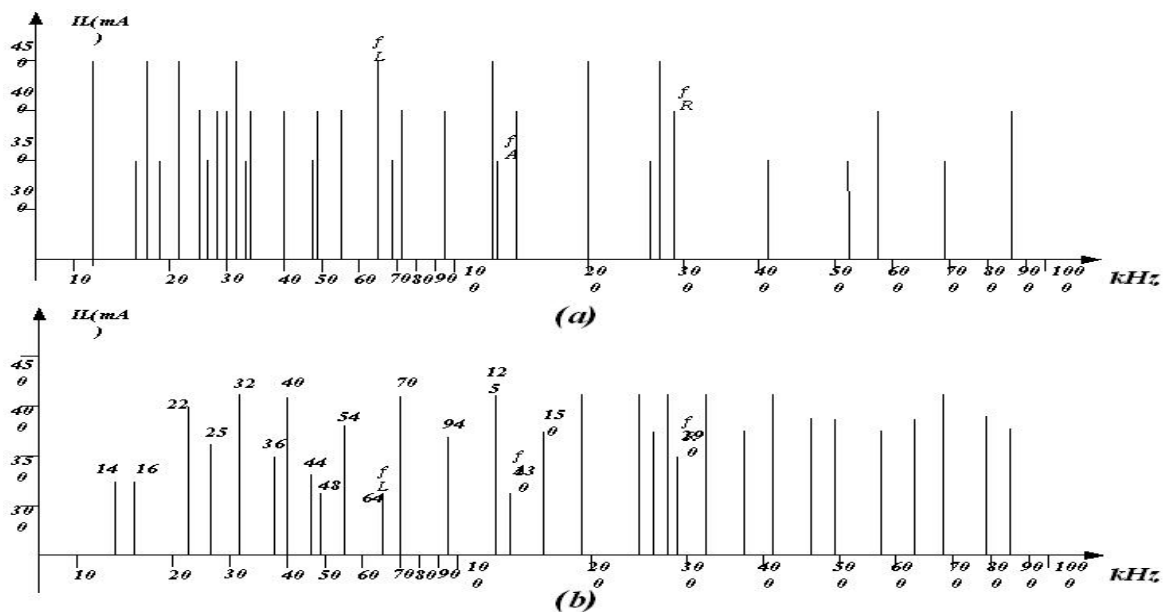


Figura 1.4 - (a) Espectro de frequências onde ocorre ressonância acústica calculado teoricamente.
 (b) Espectro de frequências onde ocorre ressonância acústica determinado experimentalmente [15].

1.6 Cintilamento

A luz emitida pelas lâmpadas de descarga varia conforme a potência instantânea aplicada. Quando se utiliza reator eletromagnético, alimentado a partir da rede elétrica na frequência de 60Hz , a variação resultante de potência na frequência de 120Hz faz com que a flutuação seja rápida demais para ser perceptível ao olho humano.

A presença de ruído elétrico pode fazer surgir frequências que se manifestam produzindo cintilamento visual. O único método para eliminar o cintilamento visual não proveniente de ruído elétrico é fornecendo potência à lâmpada em uma frequência acima de 85Hz [04].

1.7 Ignição

Diferentemente das lâmpadas incandescentes, as lâmpadas de descarga de alta pressão não entram em funcionamento assim que conectadas a uma fonte de alimentação. Estas lâmpadas passam por algumas etapas de operação antes de atingir o regime permanente. É necessário aplicar um pulso de alta tensão para iniciar o processo de ionização do caminho de descarga.

Devido à necessidade em estabelecer um arco elétrico através do caminho de descarga, utiliza-se um circuito de ignição para realizar a partida da lâmpada. Este circuito deve ser capaz de gerar uma elevada diferença de potencial para realizar a abertura do arco. Para ignição a frio a tensão deve apresentar amplitude mínima de 7kV . Quando a ignição deve ser realizada logo após a extinção do arco, a diferença de potencial aplicada deve ser maior, entre 18kV e 23kV , devido ao aumento da pressão interna no tubo de descarga. Para facilitar o processo de ignição dessas lâmpadas, o tubo de descarga contém o gás xenônio [14].

Embora a potência nominal das lâmpadas automotivas seja em torno de 35W , após a ignição e antes de entrar em regime permanente, a potência pode ser tão elevada quanto 70W [08].

Todas as referências bibliográficas citadas neste trabalho utilizam a configuração série para o circuito de ignição. Nesta configuração o secundário do transformador de pulso utilizado para a ignição encontra-se em série com a lâmpada. Devido à necessidade de uma corrente de sustentação ser fornecida ao arco logo após a aplicação do pulso de alta

tensão, o transformador de ignição deve possuir uma baixa impedância para permitir a circulação desta corrente.

1.8 Etapas de Operação das Lâmpadas de Descarga para uso Automotivo

A figura 1.5 apresenta de forma simplificada o comportamento da lâmpada durante o transitório de partida. A corrente logo após a ignição é elevada, devido à queda na resistência da lâmpada, e deve ser limitada para que não atinja valores destrutivos tanto para a lâmpada quanto para o reator. A tensão na lâmpada é baixa devido à queda na impedância e a potência é aproximadamente o dobro da potência nominal em regime permanente [15]. Esta figura permite concluir que existe um comportamento distinto entre o transitório de partida e o regime permanente. Este fato, aliado à necessidade de ignição da lâmpada e estabilização do arco, enfatiza que o projeto do reator eletrônico requer cuidados devido à especificidade da carga.

Para auxiliar no projeto do reator eletrônico são descritas a seguir as seis etapas de operação para a lâmpada *D2S-35W* [16]. Estas etapas são apresentadas na figura 1.6.

(a) Pré-ignição

Para garantir que a etapa de sustentação do arco seja bem sucedida, uma tensão mínima de *360V* deve ser aplicada à lâmpada antes de aplicar o pulso de alta tensão na etapa de ignição.

(b) Ignição

No instante da ignição, a resistência da lâmpada é muito elevada, a corrente e a potência são nulas. É necessário aplicar um pulso de alta tensão para iniciar o processo de ionização do caminho de descarga.

(c) Sustentação do arco

Logo após a ignição a impedância da lâmpada cai drasticamente. Devido à inércia do reator, este leva um certo tempo para começar a entregar potência à

lâmpada. Sendo assim, é necessário fornecer uma corrente de sustentação do arco através de um capacitor paralelo com a lâmpada e com capacidade para armazenar a energia necessária para esta etapa de operação.

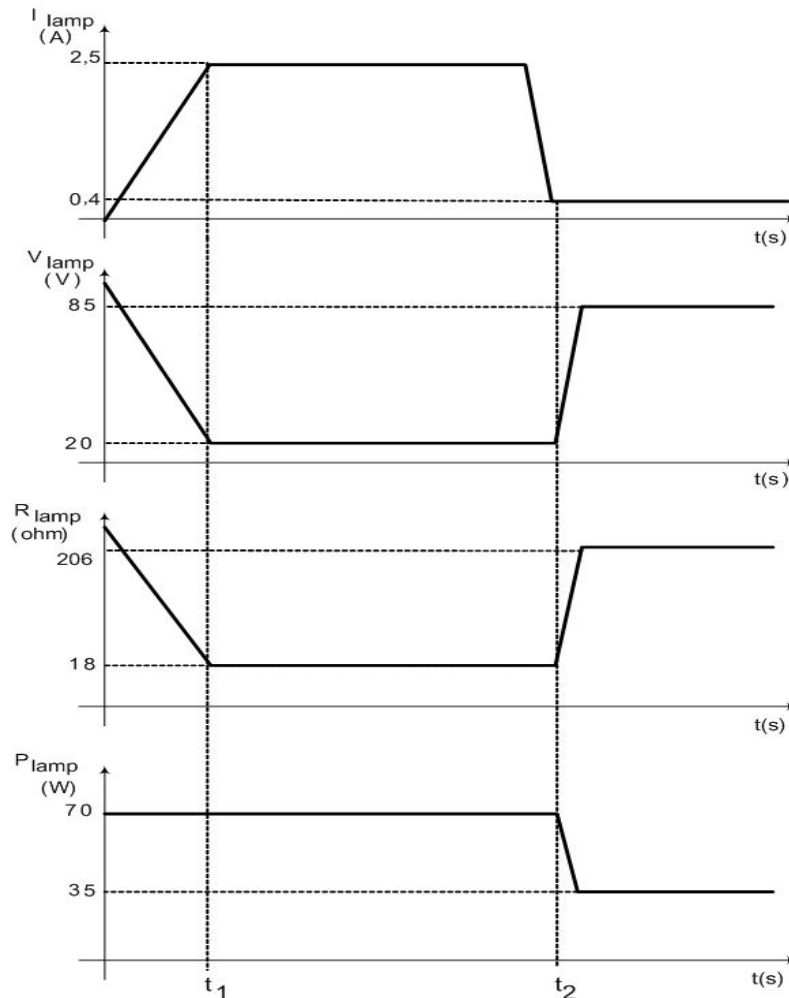


Figura 1.5 – Variações dos parâmetros elétricos da lâmpada D2S-35W durante o transitório de partida [15].

(d) Aquecimento

Quando a lâmpada está fria é necessário aquecê-la para que esta se torne apta a fornecer os elétrons necessários ao processo de descarga. Este tempo deve ser pequeno para que a lâmpada atinja a luminosidade nominal o mais rápido possível. Esta etapa é caracterizada por uma elevada corrente e uma frequência de inversão de polaridade bem menor do que $400Hz$. É conhecida também como etapa em corrente contínua.

(e) Transição

A lâmpada automotiva deve funcionar segundo as especificações da *SAE – Society of Automotive Engineers*. Como a tensão e a corrente na etapa de aquecimento são bastante diferentes das especificações nominais, é durante esta etapa que os parâmetros elétricos atingem os valores nominais.

(f) Regime permanente

Em regime permanente a corrente nominal da lâmpada é aproximadamente 412mA , a tensão 85V e a potência 35W .

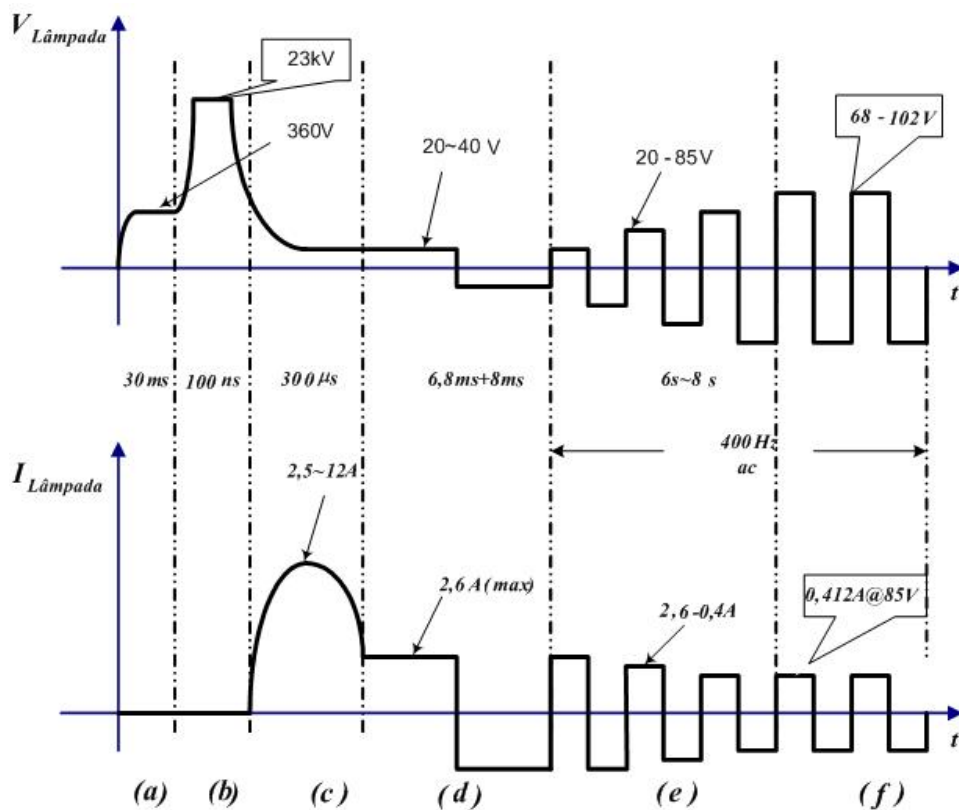


Figura 1.6 – Detalhe das etapas de operação para a lâmpada D2S-35W [16].

A figura 1.6 mostra detalhadamente as etapas de operação da lâmpada de descarga de vapor metálico D2S-35W. Pode-se visualizar que durante a etapa de pré-ignição uma tensão de 360V é aplicada à lâmpada. Esta etapa tem duração aproximada de 30ms . Após esta etapa um pulso de ignição máximo de 23kV inicia o processo de ionização do caminho

de descarga, permitindo que a corrente de sustentação do arco estabeleça-se por um tempo de aproximadamente $300\mu s$. Após esta etapa aquece-se a lâmpada até que a mesma entre em regime permanente [16].

A tabela 1.2 apresenta um resumo das etapas de operação da lâmpada com especificações de parâmetros dinâmicos e valores absolutos máximos e mínimos. Alguns parâmetros serão muito importantes durante o projeto do reator eletrônico. A tensão de ignição máxima de $23kV$ deve ser respeitada sob pena de acelerar a deterioração da lâmpada. A potência nominal de $35W$ não deve ser excedida a fim de não reduzir a vida útil da lâmpada. A taxa de variação mínima de $100mA/\mu s$, se não respeitada, pode implicar na extinção do arco durante a inversão de polaridade da corrente na lâmpada [16].

Tabela 1.2 – Parâmetros da lâmpada D2S-35W [16].

Etapa	Parâmetro	Valor
Pré-Ignição	Tensão de circuito aberto	360V(mínima)
	Tempo	30ms
Ignição	Tensão de ignição	23kV (máxima)
	Duração do pulso	1s (máximo)
	Taxa de aplicação do pulso	20Hz (mínima)
Sustentação do Arco	Corrente de sustentação	2,5A(min.) a 12A(max.)
	Tempo de sustentação	300 μs (máximo)
Aquecimento	Corrente	2,6A (máxima)
	Corrente integral	12~30mAs
	Tempo	10ms cada meio ciclo
Transição	Corrente	2,6A (máxima)
	Potência	75W (máxima)@50V
	Tempo	6~12 s
Regime Permanente	Potência	35W
	Tensão	68~102V
	Frequência	250~10kHz
	Assimetria na forma de onda	<1%
	Taxa de variação da Corrente	100mA/ μs (mínima)

1.9 Reatores Eletrônicos para Alimentação da Lâmpada D2S-35W

Os reatores eletrônicos destinados à alimentação das lâmpadas de descarga têm sido bastante estudados. Os reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga de baixa pressão e de vapor de sódio de alta pressão já são largamente utilizados. Entretanto, os reatores eletrônicos, destinados à alimentação das lâmpadas de vapor metálico para uso automotivo, são alvo de alguns estudos quanto ao tipo e forma de operação, tanto em corrente contínua quanto em corrente alternada, apesar de alguns fabricantes de reatores eletrônicos já os estarem comercializando há algum tempo. Com a intenção de melhor compreender o funcionamento e as principais vantagens e desvantagens de cada topologia, foram realizados estudos das principais topologias publicadas para alimentação da lâmpada D2S-35W.

1.9.1 Conversores cc-cc

Durante a etapa de revisão bibliográfica, apesar da grande maioria dos trabalhos apontarem na direção da conversão cc-ca como a melhor opção para alimentação da lâmpada D2S-35W, foi identificado que alguns autores utilizaram a conversão cc-cc. Em seus experimentos fizeram uso do conversor cc-cc não isolado elevador (*Boost*) e do conversor cc-cc isolado *Push-Pull*.

1.9.1.1. Conversor *Boost*

Allen [17] utilizou um conversor cc-cc elevador para fornecer corrente contínua à lâmpada com a amplitude da ondulação controlada. Em seu reator ele utiliza um conversor *Boost* para ignição da lâmpada e outro para alimentar a lâmpada em regime permanente. Os indutores dos dois conversores possuem uma particularidade que confere ganho de tensão ao conversor. O indutor utilizado possui uma derivação, como pode ser visto na figura 1.7. O indutor L_3 faz parte do circuito de ignição.

Comparando a figura 1.8 e a figura 1.9 percebe-se que realmente existe um ganho de tensão quando se utilizam indutores acoplados. A razão cíclica utilizada nas simulações foi igual a 0,82. Como a elevação de tensão necessária é muito grande (a tensão de entrada é

12V e a tensão de saída 85V), a topologia apresentada na figura 1.7 é apropriada sob esse aspecto.

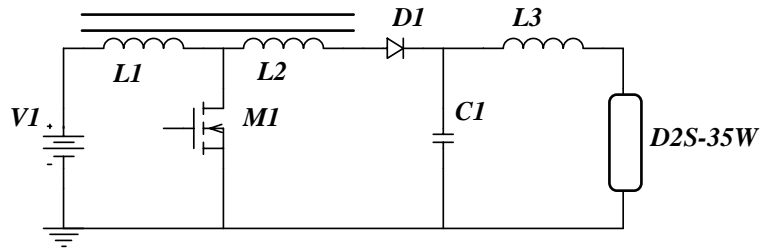


Figura 1.7 – Conversor Boost utilizado em regime permanente.

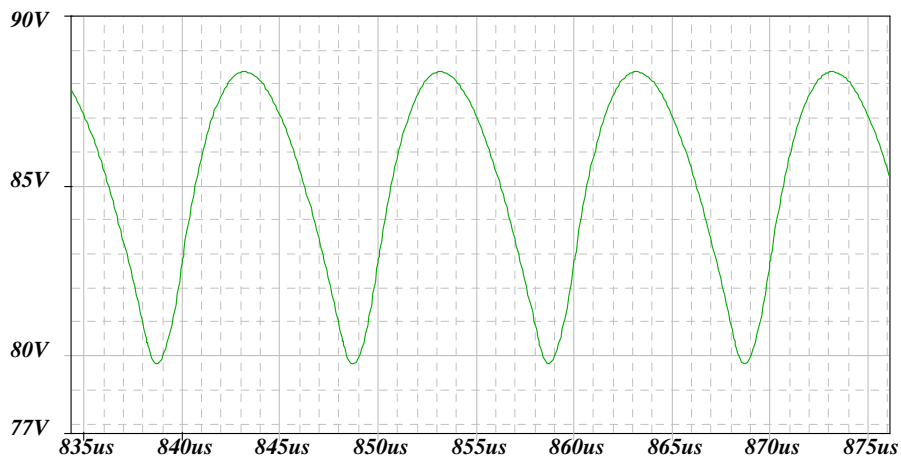


Figura 1.8 – Tensão na carga com a utilização de indutores acoplados.

$$(L_1 = 37,5\mu\text{H}, L_2 = 12,5\mu\text{H}, C_1 = 100\text{nF}, L_3 = 1\text{mH}, R_l = 206 \text{ })$$

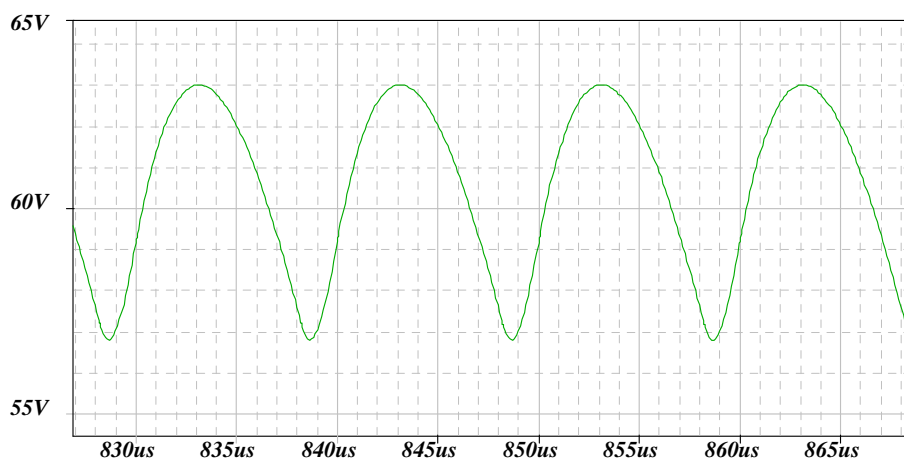


Figura 1.9 - Tensão na carga sem a utilização dos indutores acoplados.

$$(L_1 = 50\mu\text{H}, L_2 = 0, C_1 = 100\text{nF}, L_3 = 1\text{mH}, R_l = 206 \text{ })$$

A figura 1.10 mostra em detalhe o bloqueio do interruptor M_1 . A figura 1.11 mostra a entrada em condução deste interruptor. É possível perceber que as perdas de comutação são menores na entrada em condução do interruptor. O pico de corrente no interruptor atinge 4,7A, a corrente média é igual a 2,9A e a corrente eficaz igual a 3,3A. O rendimento teórico calculado é de aproximadamente 94,4%. A frequência de comutação do conversor é igual a 100kHz. O interruptor utilizado nas simulações foi o IRF540.

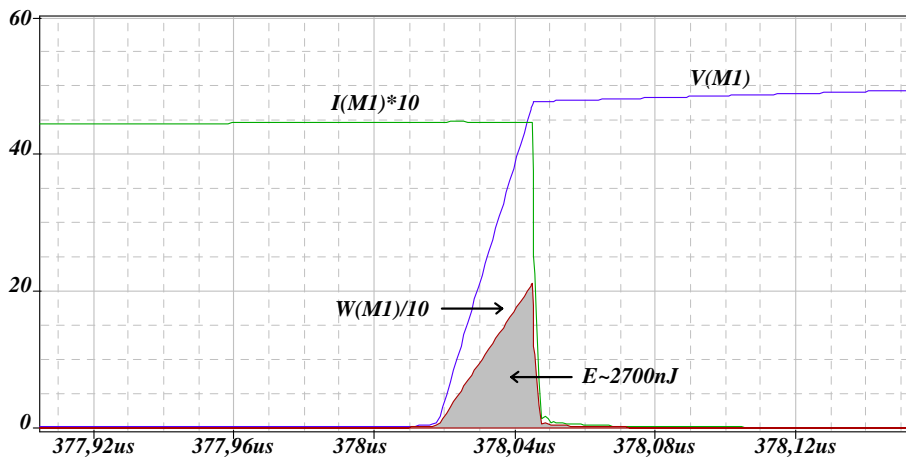


Figura 1.10 – Bloqueio do interruptor M_1 .

$$(L_1 = 37,5\mu H, L_2 = 12,5\mu H, C_1 = 100nF, L_3 = 1mH, R_1 = 206 \Omega)$$

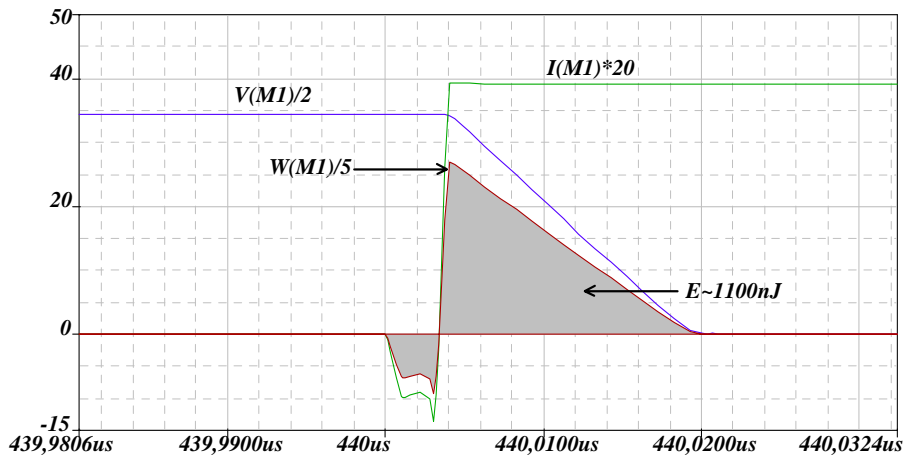


Figura 1.11 – Entrada em condução do interruptor M_1 .

$$(L_1 = 37,5\mu H, L_2 = 12,5\mu H, C_1 = 100nF, L_3 = 1mH, R_1 = 206 \Omega)$$

O autor relata ainda que o efeito da cataforese existe e é mais acentuado quando a lâmpada é utilizada na posição horizontal, como é o caso para aplicações automotivas. A corrente imposta possui ondulação modulada tanto em frequência quanto em amplitude. Com este procedimento ele assegura que a lâmpada funciona com uma leve cataforese.

O pulso de ignição gerado possui amplitude entre $10kV$ e $20kV$ e duração de aproximadamente $100ns$. A corrente logo após a ignição tem seu valor imposto em até vinte vezes o valor da corrente de regime permanente.

1.9.1.2. Conversor *Push-Pull* Modificado

Garrison [18] utilizou um conversor *Push-Pull* modificado para alimentar a lâmpada D2S-35W em corrente contínua. O circuito de ignição utiliza um centelhador para descarregar um capacitor sobre o primário do transformador de ignição. Preferivelmente, o secundário deste transformador é arranjado de modo a gerar um pulso de ignição negativo. A aplicação deste pulso negativo previne contra falha do quartzo na região da extremidade do catodo e melhora a partida à quente [18].

O conversor utilizado, mostrado na figura 1.12, é basicamente composto de um conversor *Push-Pull* com um dobrador de tensão na saída do retificador e um circuito de ignição acoplado à saída deste conversor.

Uma desvantagem deste conversor é que, por fornecer corrente contínua à lâmpada, o fenômeno da cataforese é acentuado. Outra desvantagem é que, devido à desmagnetização do transformador ser realizada pela comutação alternada de cada interruptor, se a desmagnetização não for completa, o transformador poderá saturar, ativando a proteção do reator eletrônico. Conversores do tipo *Push-Pull* requerem sempre cuidados adicionais, diminuindo a confiabilidade do projeto.

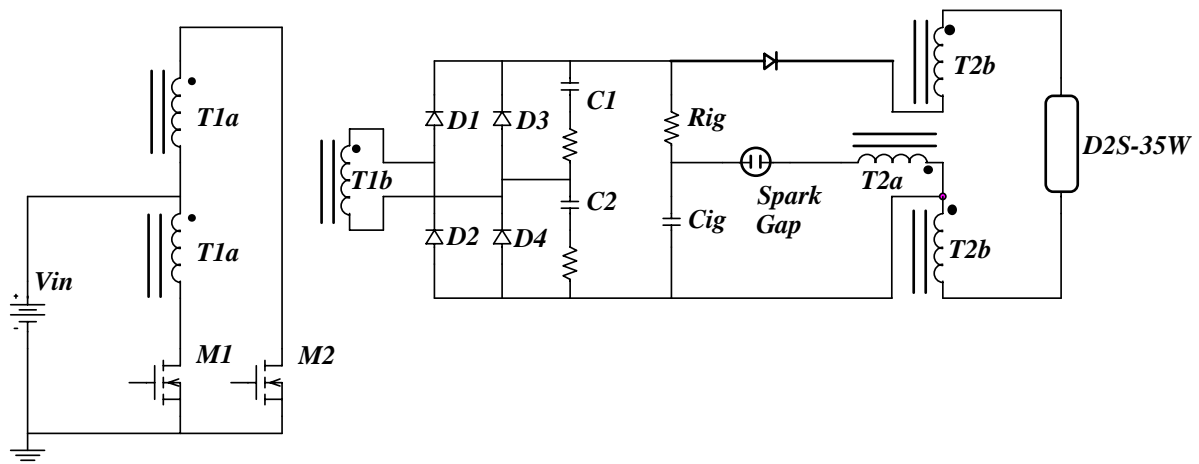


Figura 1.12 – Conversor utilizado por Garrison [18].

A figura 1.13 mostra o circuito utilizado para realização das simulações com a estrutura proposta por Garrison. A frequência de comutação dos interruptores utilizada foi igual a 20kHz. Através destas simulações espera-se confirmar a aplicabilidade da topologia proposta por Garrison para a alimentação da lâmpada D2S-35W.

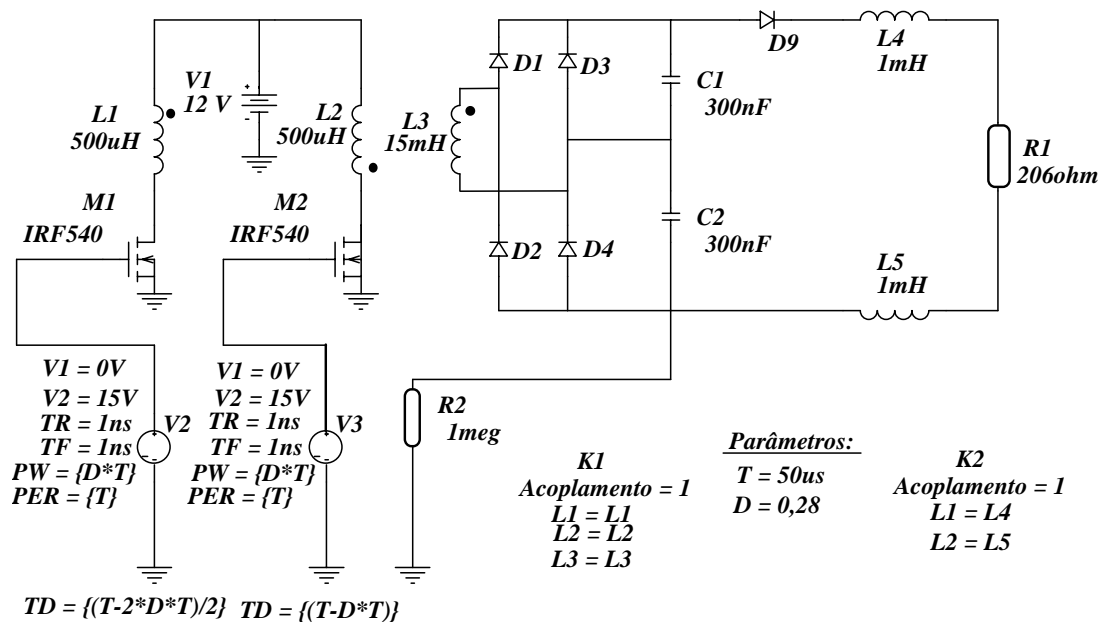


Figura 1.13 – Circuito Push-Pull modificado utilizado para realização das simulações.

A figura 1.14 mostra a tensão, a corrente e a potência em um dos interruptores do conversor *Push-Pull* modificado. A figura 1.15 mostra essas mesmas grandezas simuladas em um conversor *Push-Pull* convencional. Os mesmos parâmetros foram utilizados em ambas simulações. É possível observar que a dissipação de potência é bem maior no conversor *Push-Pull* modificado. Além disso, o pico de corrente no *Push-Pull* modificado é muito maior que no *Push-Pull* convencional, o que leva a um valor de corrente eficaz mais elevado.

O rendimento teórico observado com o conversor *Push-Pull* modificado foi de 67,8%, enquanto com o conversor *Push-Pull* convencional foi de 96,4%. Acredita-se que Garrison não obteve um bom rendimento com essa estrutura, o que caracteriza outra desvantagem observada na topologia empregada por ele.

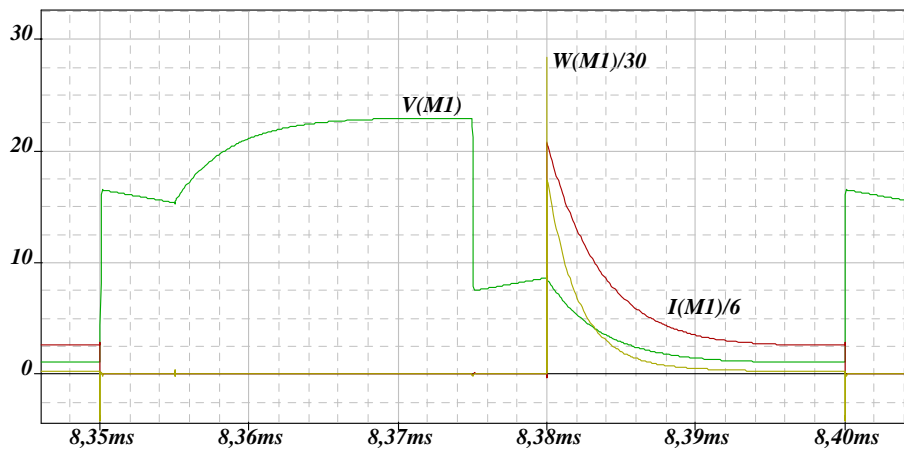


Figura 1.14 – Tensão, corrente e potência no interruptor do conversor Push-Pull modificado.

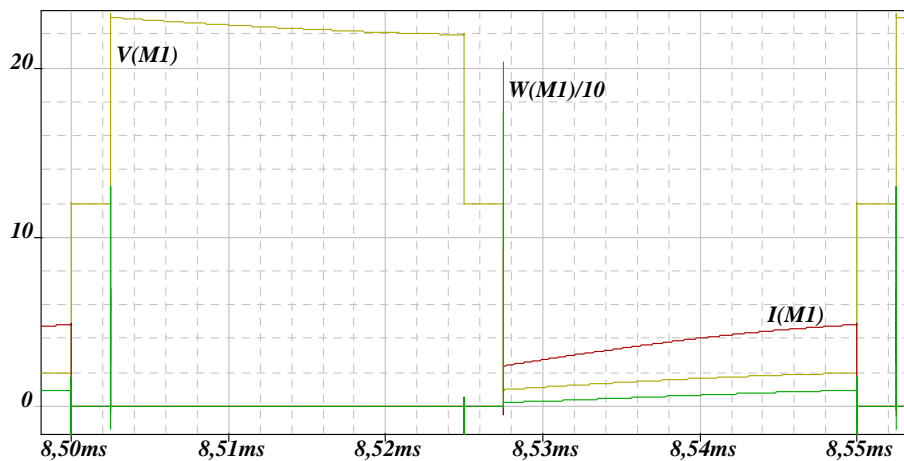


Figura 1.15 - Tensão, corrente e potência no interruptor do conversor Push Pull convencional.

1.9.2 Conversores cc-ca

Os reatores baseados na conversão cc-ca merecem maior destaque devido ao fenômeno da cataforese somente ser evitado quando a lâmpada é alimentada em corrente alternada. Entretanto, técnicas para evitar o aparecimento do fenômeno da ressonância acústica devem ser levadas em consideração. As estruturas estudadas e apresentadas na seqüência alimentam a lâmpada sob duas condições distintas: com baixa frequência, mas com forma de onda quadrada para a corrente e para a tensão, de modo a garantir uma potência aproximadamente constante na lâmpada, ou com frequência elevada, acima do limite superior do espectro de excitação do fenômeno da ressonância acústica mostrado na figura 1.4. Dentre as topologias utilizadas para operação da lâmpada em corrente alternada, pode-se citar:

1. *Buck-Boost* e Inversor de Tensão
2. *Flyback* e Inversor de Tensão
3. *Sepic* e Inversor de Tensão
4. Inversor Ressonante *Push-Pull* com entrada em corrente
5. Inversor Ressonante e Inversor de Tensão

1.9.2.1. Conversor *Buck-Boost* com Indutores Acoplados

Zhao [19] apresenta a configuração comumente utilizada na implementação de reatores eletrônicos para alimentação da lâmpada *D2S-35W*. Um conversor elevador cc-cc e um Inversor de Tensão, como mostra o diagrama em blocos da figura 1.16, é geralmente a solução adotada. Como o estágio inversor não é regulado, o controle da potência na lâmpada é realizado pelo conversor cc-cc elevador. Além disso, praticamente todas as perdas encontram-se neste conversor. Por estes motivos, os autores concentraram o enfoque no estudo do conversor cc-cc.

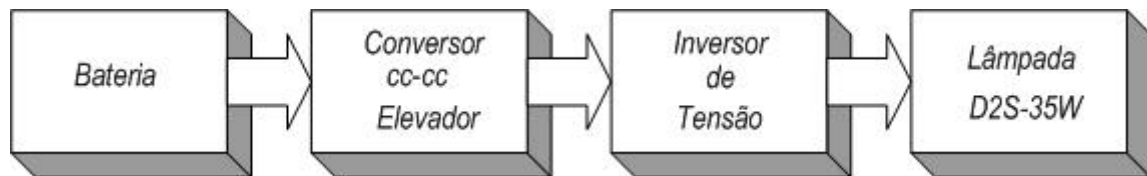


Figura 1.16 – Diagrama em blocos do esquema de alimentação da lâmpada *D2S-35W*.

Um conversor cc-cc elevador com indutores acoplados, figura 1.17, é proposto por Zhao [19] para o primeiro estágio de conversão. Convencionalmente, conversores cc-cc com indutores acoplados são empregados para obtenção de ganhos elevados. Entretanto, a eficiência é degradada devido às perdas associadas à indutância de dispersão. Além das perdas, a sobretensão induzida sobre o interruptor devido à indutância de dispersão é prejudicial ao desempenho do conversor. Entretanto, a eficiência do circuito proposto é melhorada devido à regeneração da energia armazenada na indutância de dispersão e à redução da tensão sobre o interruptor M_1 [19].

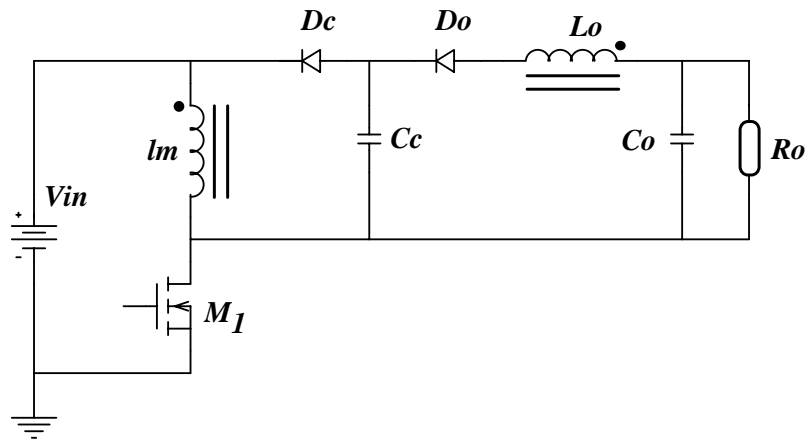


Figura 1.17 – Buck-Boost com indutores acoplados.

1.9.2.2 Conversor *Flyback* com Indutor Auxiliar e Inversor de Tensão

Nos reatores eletrônicos em que se tem um conversor cc-cc e em seguida um conversor cc-ca, geralmente o conversor cc-cc selecionado é o conversor *Flyback* devido ao número de componentes reduzidos [02]. O trabalho dos autores Lee e Cho [02] propõe uma nova configuração para o conversor *Flyback* com uma estratégia de controle da frequência de comutação visando diminuir o tamanho do conversor e aumentar a eficiência da conversão. A figura 1.18 mostra essa configuração, na qual o barramento cc está separado do circuito de ignição através de um indutor auxiliar, resultando em um conversor com tensões menores sobre os interruptores.

O conversor cc-cc é controlado em frequência para funcionar em modo de condução crítica com o intuito de melhorar a eficiência da conversão. Operando em condução crítica, a entrada em condução do interruptor e o bloqueio do diodo são realizados sem perdas. Reduz-se, portanto, as interferências devido à comutação, o peso e o volume e as perdas no conversor *Flyback*. Esse aumento da eficiência do conversor é mais significativo quando a tensão de entrada do conversor *Flyback* é maior do que 13V [02]. O conversor cc-ca possui a função de fornecer uma corrente alternada com forma de onda quadrada de baixa frequência à lâmpada.

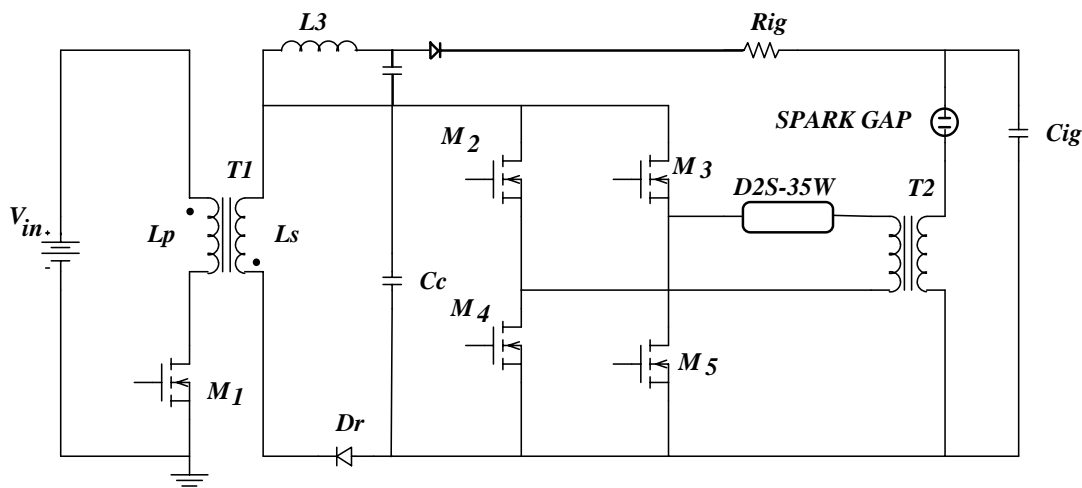


Figura 1.18 – Configuração proposta por Lee e Cho.

A figura 1.19 mostra as potências de entrada e de saída do conversor *Flyback* funcionando em condução descontínua. O rendimento teórico calculado para esta situação resultou em 93,9%. Esta figura mostra também as correntes no primário do transformador e no diodo retificador de saída do conversor. O pico de corrente no interruptor M_1 é aproximadamente igual a 16A.

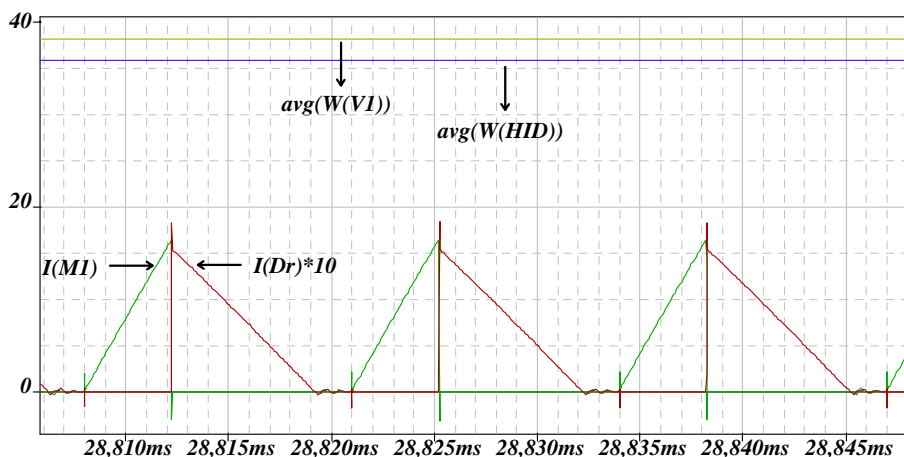


Figura 1.19 – Corrente no Mosfet M_1 , Corrente no diodo Dr e potências de entrada e de saída.

$$(L_p = 3,5\mu H, L_s = 400\mu H, V_{in} = 14V, f = 77kHz, D = 0,33)$$

Ainda para modo de condução descontínua, a figura 1.20 mostra o detalhe da entrada em condução do interruptor M_1 . A figura 1.21 mostra em detalhe o bloqueio desse mesmo interruptor. É possível observar que a entrada em condução é menos dissipativa que o bloqueio.

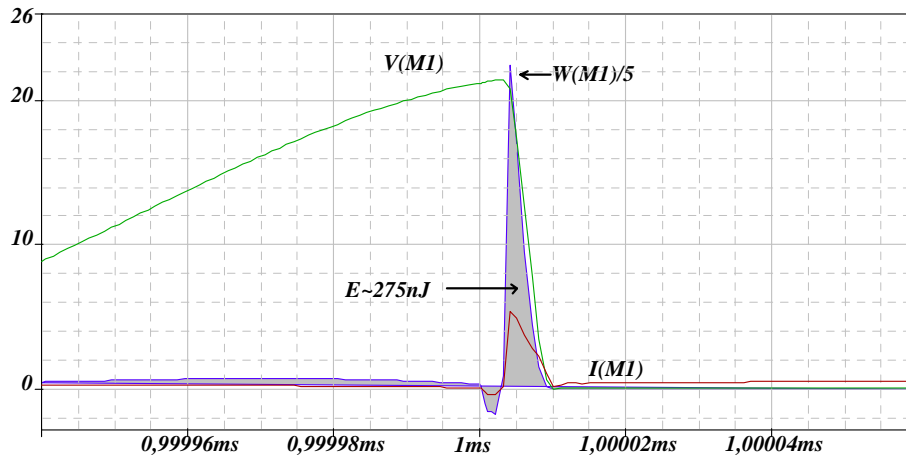


Figura 1.20 – Detalhe da entrada em condução do interruptor M_1 .

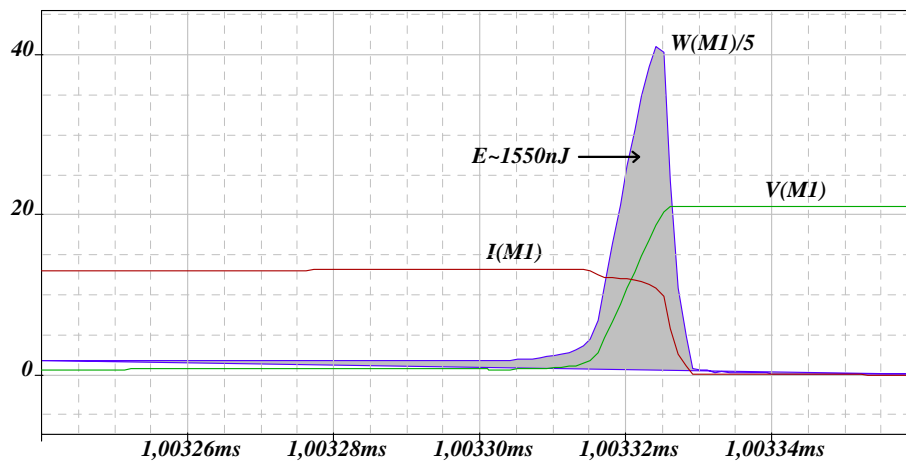


Figura 1.21 - Detalhe do bloqueio do interruptor M_1 .

A figura 1.22 mostra as potências de entrada e de saída do conversor *Flyback* funcionando em condução crítica. Percebe-se, por simples inspeção visual, que a corrente no secundário se anula no mesmo instante em que a corrente no primário volta a crescer linearmente. O rendimento teórico calculado para esta nova situação é de 94,3%. Esse rendimento é ligeiramente superior ao rendimento calculado para o conversor funcionando em condução descontínua. O pico de corrente no interruptor M_1 é aproximadamente igual a 14A.

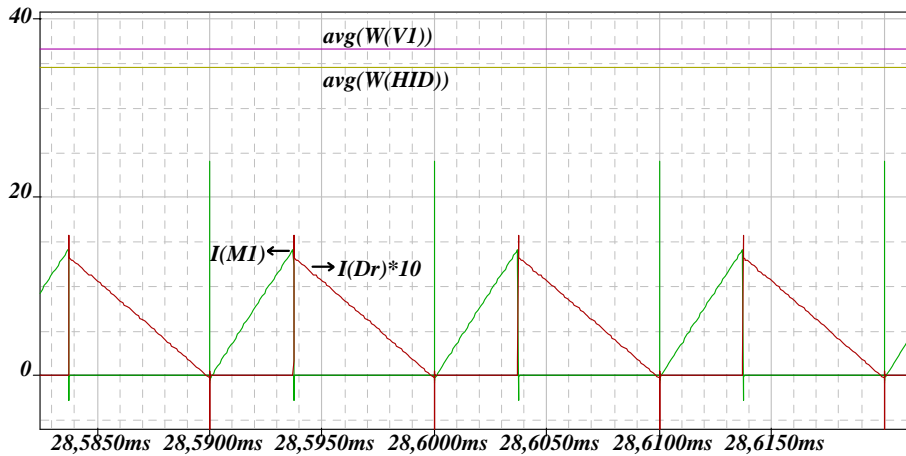


Figura 1.22 - Corrente no Mosfet M_1 , Corrente no diodo Dr e potências de entrada e saída.
 ($L_p = 3,5\mu H$, $L_s = 400\mu H$, $V_{in} = 14V$, $f = 100kHz$, $D = 0,37$)

Observando a figura 1.23, percebe-se que as perdas associadas à entrada em condução para o conversor *Flyback* funcionando em condução crítica são maiores que para o conversor *Flyback* funcionando em condução descontínua.

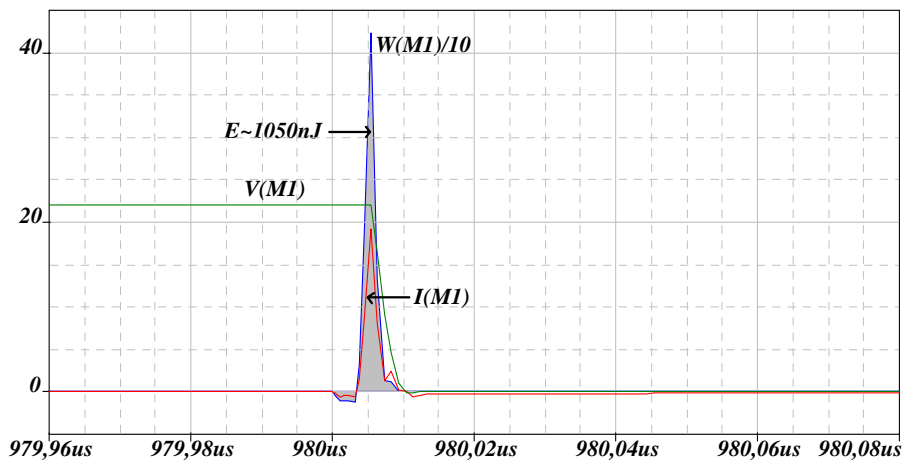


Figura 1.23 - Detalhe da entrada em condução do interruptor M_1 .

A figura 1.24 apresenta em detalhe o bloqueio do interruptor M_1 do conversor *Flyback* funcionando em condução crítica. Comparando essa figura com a figura 1.21, percebe-se que as perdas durante o bloqueio do interruptor são levemente superiores quando o conversor está em condução crítica. As perdas durante o bloqueio dos diodos retificadores também foram comparadas, sendo levemente superiores no conversor funcionando em condução crítica. A conclusão a que se chegou foi que as perdas em condução no conversor *Flyback* funcionando em condução crítica são menores, razão pela

qual seu rendimento é maior, devido ao pico de corrente ser menor nesta situação. A corrente eficaz no interruptor é aproximadamente igual a 5A

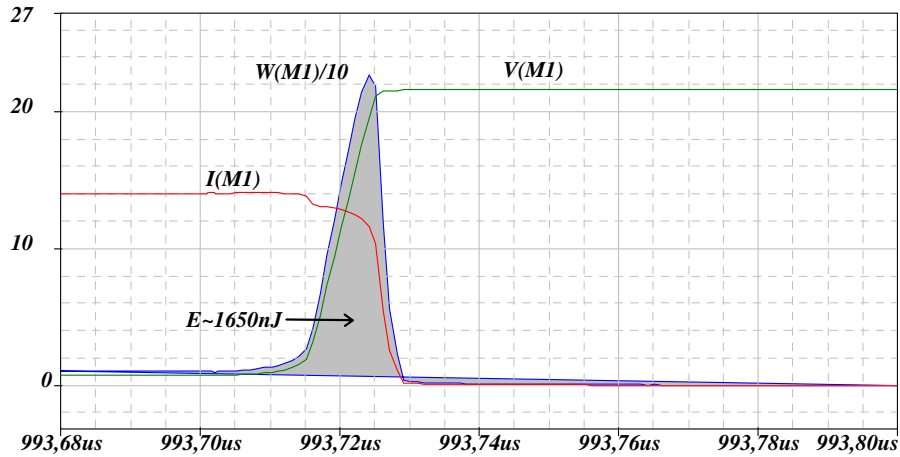


Figura 1.24 - Detalhe do bloqueio do interruptor M_1 .

1.9.2.3 Conversor *Sepic* e Inversor de Tensão

O conversor *Sepic* possui a característica de gerar baixa interferência eletromagnética quando funcionando em modo de condução contínua. O conversor *Sepic* isolado é a parte principal do reator, enquanto o inversor faz apenas a inversão de polaridade da corrente de modo a ter um desgaste simétrico dos eletrodos. A ignição da lâmpada é feita através de um circuito auxiliar no qual o centelhador entra em condução e permite a descarga do capacitor de ignição através do enrolamento primário de um transformador de pulso. A figura 1.25 traz a estrutura utilizada por Diazzi [20].

Diazzi [20] comenta a importância do Inversor de Tensão não comutar imediatamente após a ignição da lâmpada, devido à necessidade de uma elevada corrente ser fornecida para estabilizar o arco, e este estar mais susceptível à extinção. Recomenda-se esperar um intervalo de tempo até que o arco estabilize para depois iniciar a inversão de polaridade da corrente de saída [20].

O equacionamento é realizado levando-se em conta o conversor *Sepic* não isolado. Na etapa de projeto é determinada a relação de transformação e os cálculos são estendidos para a situação real. O ganho de tensão para esta conversão é dado pela equação (1.1) [21].

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{n \cdot (1-D)} \quad (1.1)$$

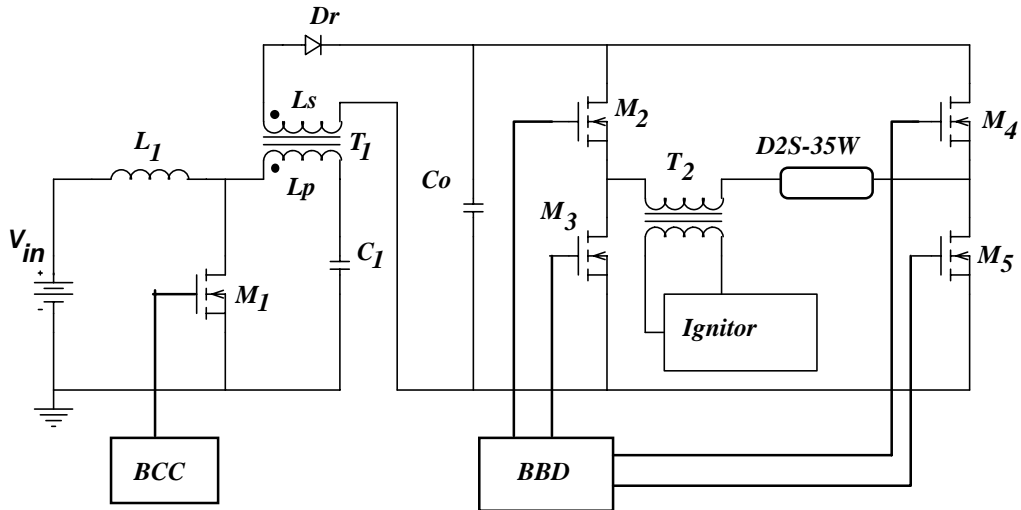


Figura 1.25 – Conversor Sepic isolado seguido por inversor de tensão [20].

A energia armazenada nos indutores L_1 e L_p é indiretamente transferida para a carga através do transformador T_1 . A equação (1.2) permite determinar as indutâncias L_1 e L_p , comumente definidas com valores iguais, sendo L_e o valor de indutância equivalente ao paralelismo das duas [21].

$$I_o = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot V_{in}}{2 \cdot L_e \cdot f_s} \quad (1.2)$$

O circuito mostrado na figura 1.26 foi utilizado para realizar as simulações do conversor cc-cc isolado. O transformador foi considerado ideal. Dessa forma não foi necessário considerar as sobretensões no interruptor e não foi necessário projetar um circuito adicional de proteção deste interruptor. A frequência de comutação do interruptor é 100kHz e a razão cíclica igual a $0,51$.

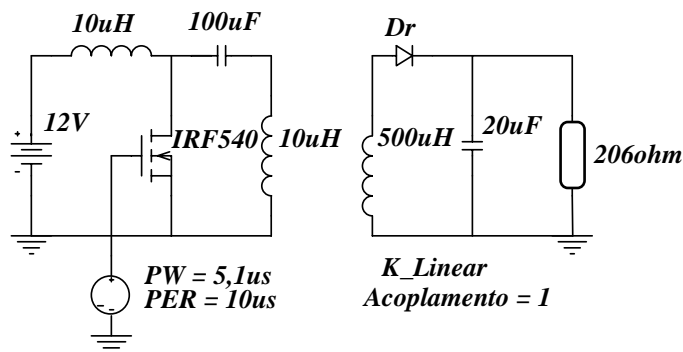


Figura 1.26 – Circuito utilizado para realizar as simulações.

A figura 1.27 apresenta as correntes no diodo retificador e nos indutores L_1 e L_p . Pode-se perceber que em uma primeira etapa os indutores armazenam energia, sendo que L_1 armazena a energia proveniente de V_{in} e L_p de C_1 . Em uma segunda etapa esses elementos armazenadores de energia transferem-na para a carga através do transformador.

A figura 1.28 mostra em detalhe o bloqueio do interruptor M_1 , por se tratar da comutação mais dissipativa.

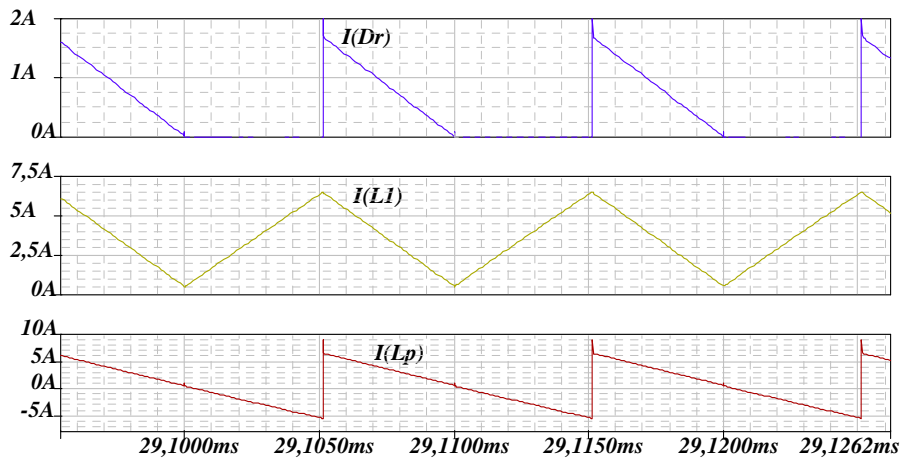


Figura 1.27 – Correntes no diodo retificador e nos indutores L_1 e L_p .

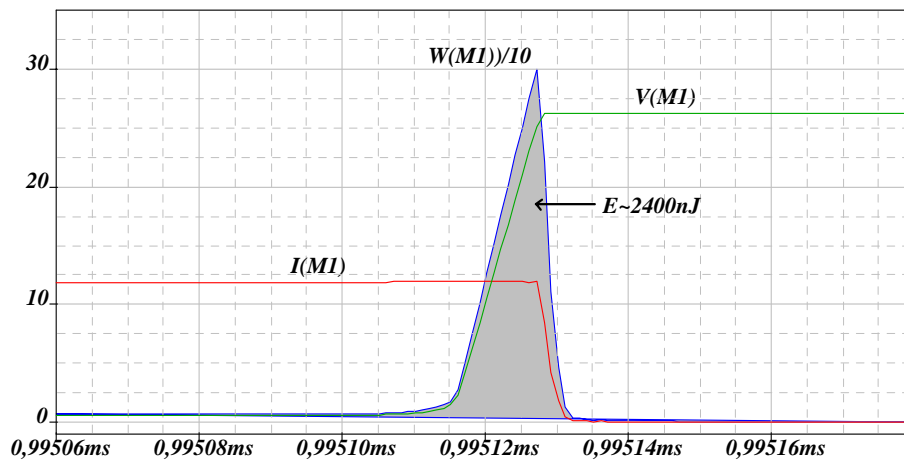


Figura 1.28 – Detalhe do bloqueio do interruptor M_1 .

O rendimento teórico calculado para esta estrutura foi de 83,3%. A corrente eficaz no interruptor é aproximadamente igual a 8A. Comparando o rendimento desta estrutura e a corrente eficaz no interruptor com os resultados obtidos com o conversor *Flyback*, conclui-se que este conversor possui desempenho bastante superior ao conversor *Sepic* isolado.

1.9.2.4 Inversor Ressonante *Push-Pull* com Entrada em Corrente

Gulko e Yaakov [22] propuseram uma estrutura para alimentação da lâmpada *D2S-35W* com um único estágio de processamento da energia. A topologia pode ser visualizada através da figura 1.29. O inversor ressonante *Push-Pull* com entrada em corrente foi estudado e implementado pelos autores que, devido à necessidade de evitar a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica, utilizaram uma frequência de comutação bastante elevada. Esta frequência encontra-se acima do limite superior do espectro de ressonância acústica. A corrente e a tensão na lâmpada possuem a mesma forma de onda, devido ao comportamento linear da carga em alta frequência.

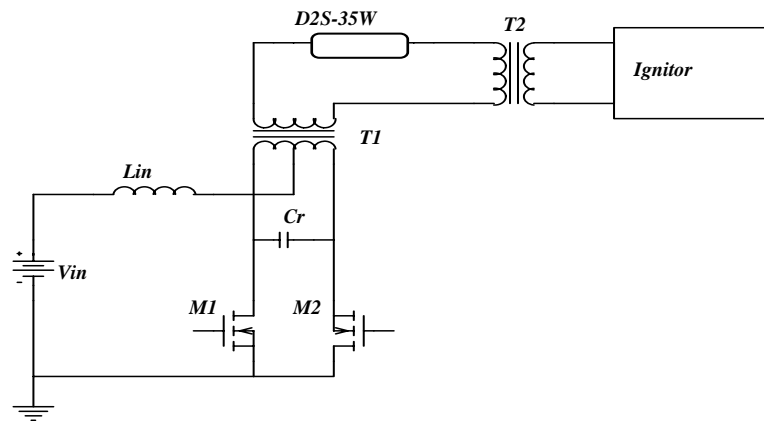


Figura 1.29 – Inversor ressonante *push-pull* com entrada em corrente [22].

O inversor possui dois modos de funcionamento. O modo fonte de tensão e o modo fonte de corrente. No primeiro modo, a frequência de comutação é menor para garantir comutação *ZVS*. A lâmpada ainda não iniciou o processo de ignição e o conversor funciona sem carga. Após a ignição da lâmpada, o conversor passa a funcionar no modo fonte de corrente, na frequência nominal [22].

Foram realizadas simulações utilizando o circuito mostrado na figura 1.30. Estas simulações utilizam os mesmos valores empregados para obtenção dos resultados experimentais apresentados em [22].

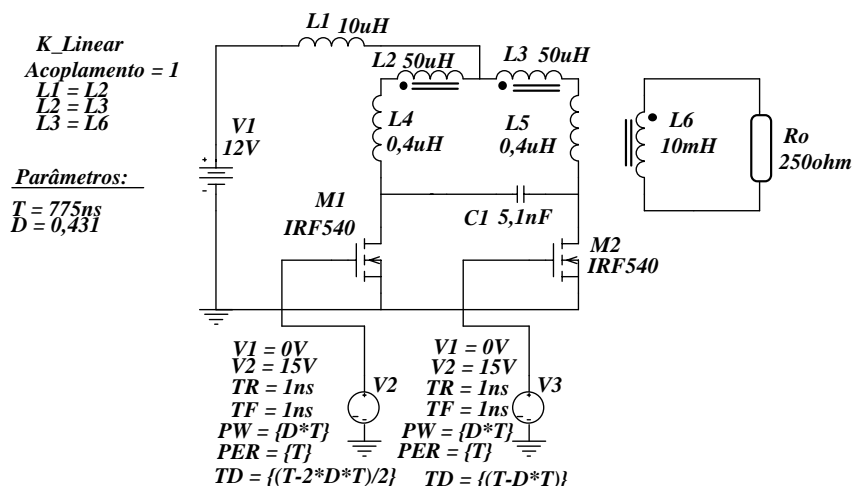


Figura 1.30 – Circuito utilizado para realizar as simulações.

O rendimento teórico obtido com o inversor ressonante *Push-Pull* com entrada em corrente, funcionando na frequência de comutação de $1,29MHz$, foi 69% . A figura 1.31 mostra a tensão e a corrente do interruptor M_1 . Como pode ser observada, tanto a entrada em condução como o bloqueio do interruptor são bastante dissipativos.

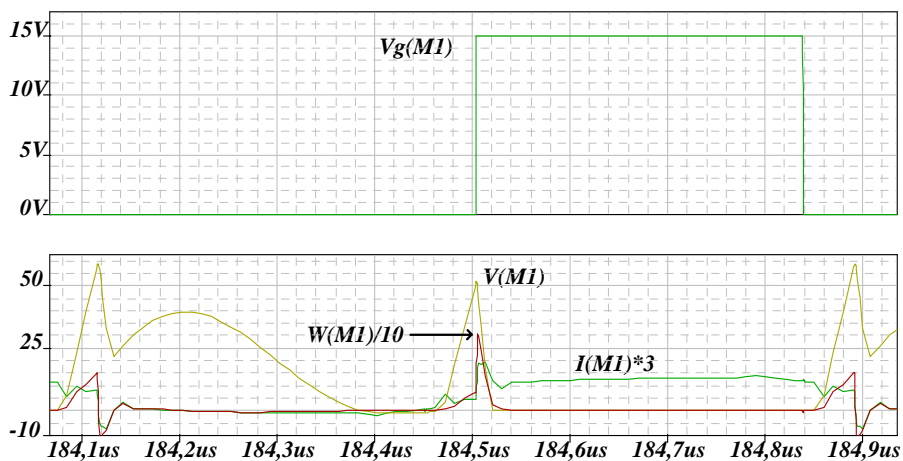


Figura 1.31 – Tensão e corrente no interruptor M_1 .

A figura 1.32 mostra a tensão, a corrente e a potência sobre a carga. Vê-se que a forma de onda é aproximadamente senoidal e que, apesar da ondulação na potência ser muito grande, como a lâmpada será alimentada em uma frequência acima da faixa crítica, o fenômeno da ressonância acústica não será excitado.

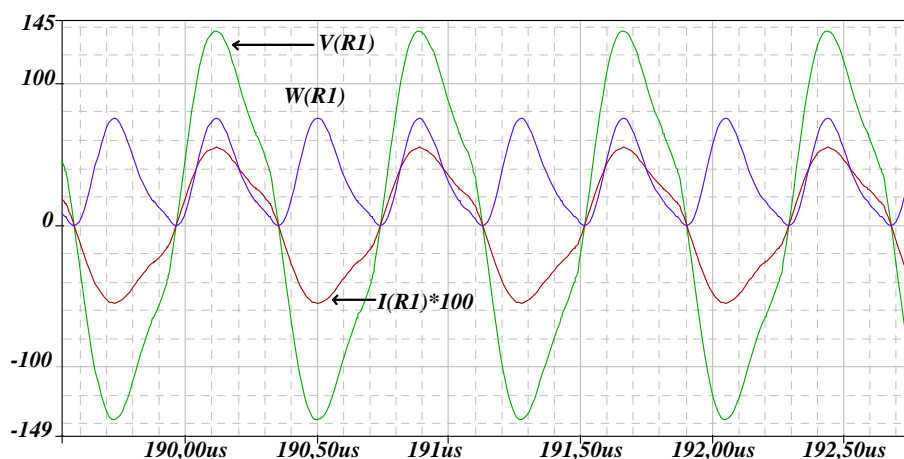


Figura 1.32 – Tensão, corrente e potência na carga.

A topologia proposta por Gulko e Yaakov adotou uma frequência de comutação acima de 1MHz para evitar o fenômeno da ressonância acústica. Apesar de evitar o fenômeno, devido à elevada frequência de comutação, a perda por comutação passa a ser bastante relevante. Faz-se imperativo, então, a adoção de técnicas de comutação suave.

1.9.2.5 Inversor Ressonante e Inversor de Tensão

O reator proposto por Reatti [15] apresentado na figura 1.33 é baseado em um inversor ressonante classe E com frequência de comutação de 100kHz , um estágio retificador e um inversor meia ponte fornecendo corrente à carga com frequência de 400Hz . O conversor ressonante possui entrada em condução ZVS, bloqueio quase sem perdas e interferência eletromagnética reduzida. Segundo o autor, o problema dos reatores operando na faixa de frequências acima de um megahertz é que a lâmpada de descarga funcionando em alta frequência produz um nível de ruído eletromagnético irradiado bastante elevado [15].

As principais desvantagens do inversor ressonante ZVS classe E, utilizado como estágio de entrada do reator em discussão, é o elevado valor da corrente eficaz no interruptor e a elevada tensão reversa sobre o mesmo. Entretanto, o baixo valor da tensão de entrada, entre 9 e 16V, minimiza o problema [15].

Reatti [15] comenta a possibilidade de utilizar um inversor ressonante classe D como opção para um único estágio. O problema é que o conversor funcionaria em baixa

frequência, o que levaria a componentes passivos muito volumosos. Já a operação em uma frequência superior a 1MHz necessitaria de um projeto bastante criterioso [15].

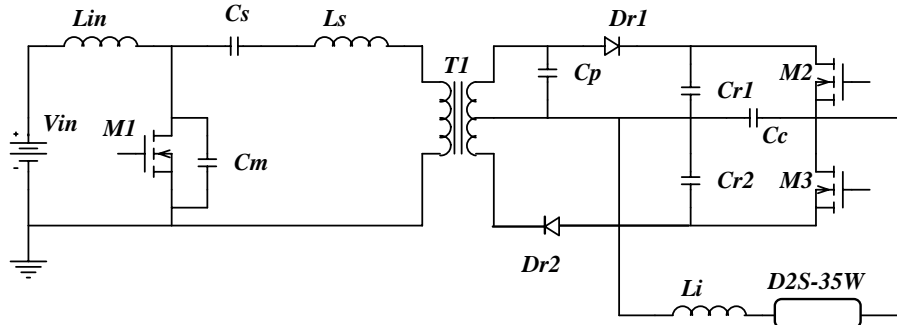


Figura 1.33 – Inversor ressonante e inversor de tensão.

A figura 1.34 mostra o circuito do inversor ressonante classe E com carga equivalente em paralelo utilizado para realizar as simulações. A frequência de comutação utilizada por [15] e reproduzida nesta simulação é de 100kHz . Os componentes utilizados na simulação possuem os mesmos valores utilizados na implementação de Reatti [15].

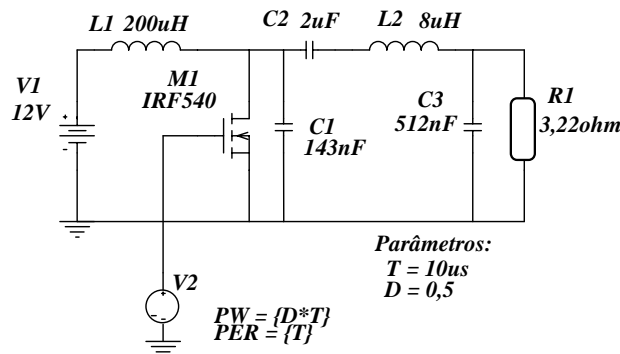


Figura 1.34 – Circuito inversor classe E com carga paralelo equivalente.

A figura 1.35 mostra a tensão, a corrente e a potência sobre o interruptor M_1 do inversor ressonante. O rendimento teórico calculado para este conversor resultou igual a $95,5\%$. O rendimento obtido na implementação prática realizada por Reatti foi igual a 84% . O bloqueio do interruptor realmente ocorre quase sem perdas. A entrada em condução do interruptor foi do tipo ZVS, com um pequeno pico de corrente, o que provoca o pico de potência sobre o interruptor. As maiores perdas observadas são realmente as perdas em condução. Considera-se o rendimento teórico obtido bastante satisfatório. Uma corrente eficaz de $5,4\text{A}$ sobre o interruptor foi obtida nas simulações.

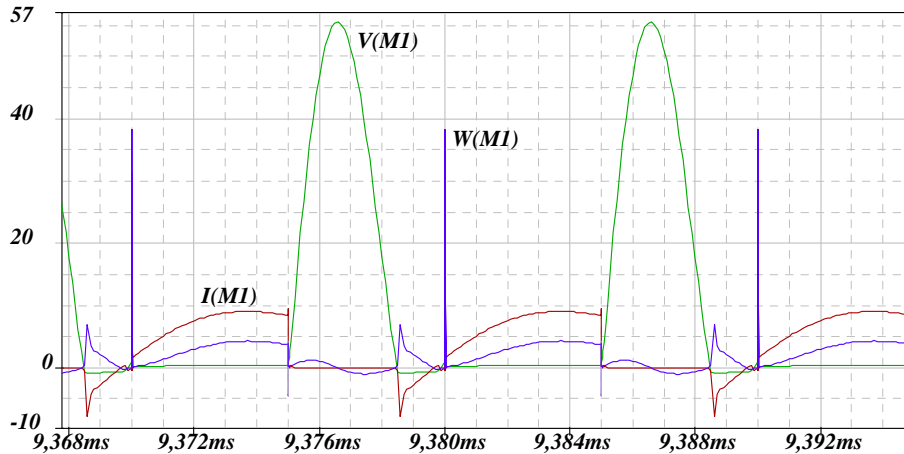


Figura 1.35 – Tensão, corrente e potência sobre o interruptor M_1 .

1.9.2.6 Conversor *Flyback* e Inversor de Tensão

Liang e outros [23] desenvolveram um reator composto por um conversor *Flyback* no primeiro estágio de conversão e um Inversor de Tensão em ponte completa no segundo estágio. Para evitar a ressonância acústica o inversor possui frequência de comutação de 400Hz e fornece corrente com forma de onda quadrada à lâmpada. A figura 1.36 mostra o diagrama esquemático proposto para o reator eletrônico e a figura 1.37 mostra o esquema do circuito de ignição composto com dois estágios.

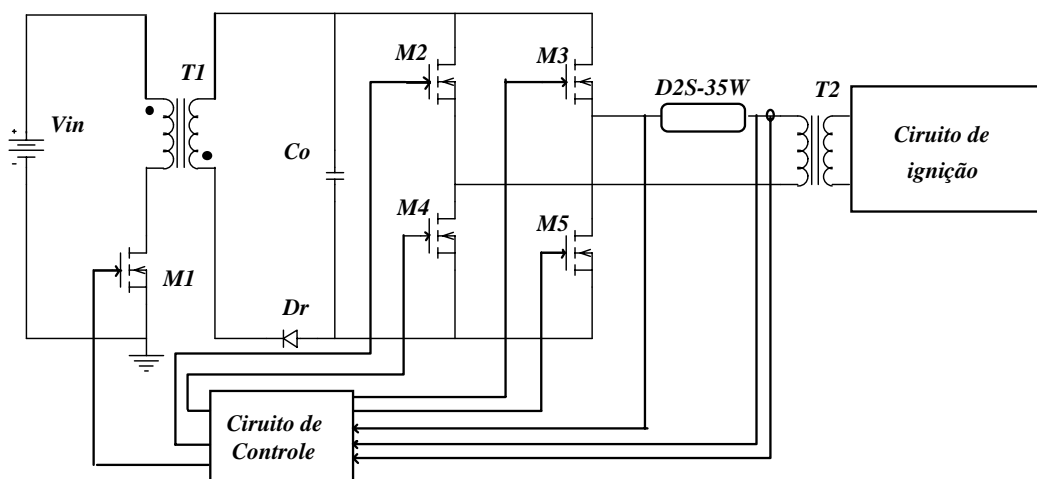


Figura 1.36 - Conversor *Flyback* e Inversor de Tensão [23].

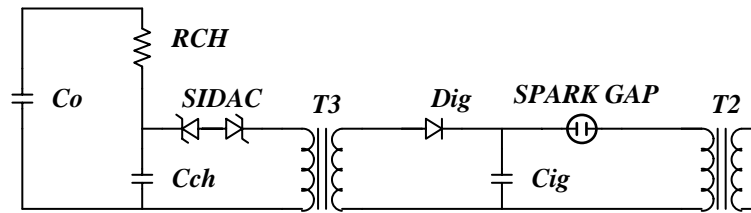


Figura 1.37 – Circuito de ignição composto de dois estágios adotado por Liang [23].

O controle do reator utiliza uma realimentação da corrente e da tensão na lâmpada. Esta realimentação é que define a razão cíclica utilizada pelo circuito de comando do interruptor do conversor *Flyback*. A razão cíclica dos interruptores do Inversor de Tensão é fixa e igual a 0,5. Considera-se, dentre as estruturas estudadas anteriormente, a estrutura mais adequada para a alimentação da lâmpada *D2S-35W*. Por ser esta estrutura a que está atualmente sendo fabricada e comercializada, tem-se o interesse aumentado em detalhar seu funcionamento.

1.10 Conclusão

As características da lâmpada *D2S-35W* impõem uma considerável complexidade ao projeto do reator eletrônico. Os parâmetros tensão e corrente na lâmpada variam de acordo com a etapa de operação, o que leva a um sobre dimensionamento dos elementos passivos. Além disso, as várias etapas de operação da lâmpada durante a partida, bem como os tempos envolvidos, tornam quase que obrigatório utilizar um sistema de controle digital. Os desafios a serem vencidos são a elevada tensão de partida da lâmpada, a alta taxa de variação da corrente na lâmpada necessária para que o arco não se extinga quando for realizar a inversão da polaridade da corrente na lâmpada e a tensão elevada durante a etapa de pré-ignição.

As topologias comerciais, empregadas na alimentação das lâmpadas de Xenon, normalmente utilizam dois estágios no processo de conversão. Com a utilização de dois estágios o rendimento é reduzido e o custo é elevado. Para reduzir o custo e aumentar a eficiência da conversão, propõe-se o estudo de reatores eletrônicos com apenas um único estágio de conversão. Devido à complexidade da carga, estudada no início deste capítulo, é possível prever grandes dificuldades e desafios.

O fenômeno da ressonância acústica aumenta bastante a complexidade do projeto do reator eletrônico. As técnicas estudadas nos trabalhos apresentados são baseadas em

fornecer corrente à lâmpada em baixa frequência e com forma de onda quadrada para que a potência na lâmpada seja aproximadamente constante, ou alimentá-la com uma corrente com frequência superior a 1MHz . A primeira solução é a mais amplamente utilizada por simplificar o projeto do reator. A segunda solução requer a utilização de técnicas de comutação suave e um projeto mais criterioso da placa de circuito impresso. Existem outras técnicas para evitar o fenômeno da ressonância acústica que podem ser empregadas, mas que requerem maior complexidade no projeto.

A comutação, como foi observada nas simulações realizadas para as estruturas anteriormente estudadas, deve ser um dos focos para a obtenção de um rendimento elevado. Nas estruturas em que a comutação possui baixas perdas, o rendimento foi elevado. Técnicas de comutação suave podem ser empregadas se o foco do projeto for aumentar o rendimento da conversão.

Os conversores que fornecem corrente contínua à lâmpada não são os mais adequados por propiciarem um desgaste desigual dos eletrodos. Garantir a ausência do fenômeno da cataforese é fundamental, aumentando-se dessa maneira o tempo de vida útil da lâmpada *D2S-35W*.

Os conversores cc-ca minimizam o problema do desgaste desigual dos eletrodos. Dentre os reatores analisados, a configuração composta pelo inversor ressonante e o inversor meia ponte, apresentado por Reatti, foi o que apresentou o melhor rendimento teórico. Entretanto, devido à maior simplicidade e por ser mais difundido, o reator baseado no conversor *Flyback* é a configuração normalmente utilizada. O reator *Push-Pull* com entrada em corrente é uma opção para alimentação da lâmpada *D2S-35W* em alta frequência. Entretanto, o rendimento teórico obtido foi muito baixo, o que implicaria em um rendimento experimental ainda menor.

Capítulo 2

Inversor de Corrente

2.1 Introdução

O Inversor de Tensão, largamente utilizado em sistemas de controle de velocidade de motores de indução e, portanto, mais difundido que o Inversor de Corrente, é alimentado a partir de uma fonte de tensão contínua. O Inversor de Corrente possui alimentação com característica de fonte de corrente devido à presença do indutor em série com a fonte de tensão contínua na entrada. A corrente de saída do conversor é imposta pela estrutura e a tensão de saída do conversor varia de acordo com a carga.

Esta topologia é apresentada na figura 2.1. Quando se utilizam interruptores *MOSFETS* é necessário inserir diodos em série devido ao fato deles normalmente não suportarem tensão reversa [24,25].

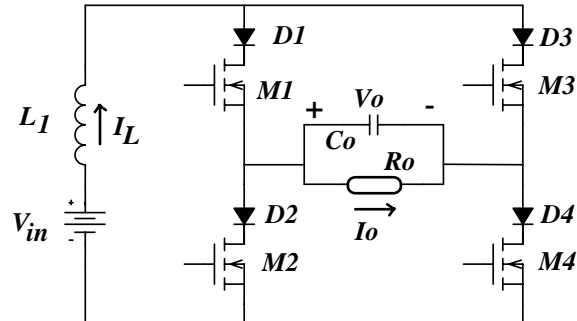


Figura 2.1 – Inversor de Corrente.

O Inversor de Corrente pode funcionar utilizando uma modulação a dois ou a três níveis. A grande vantagem da modulação a três níveis é que os componentes passivos são menores devido à frequência sobre estes elementos ser duas vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores [24]. Entretanto, aumenta-se a complexidade para gerar o sinal de comando dos interruptores.

Devido à característica de fonte de corrente na entrada do conversor, o comando dos interruptores deve sempre garantir um caminho para circulação da corrente de entrada. É necessário que os sinais *PWM* sejam gerados com a inserção de um tempo de

superposição. Este tempo de superposição é entendido como o intervalo de tempo em que existe sinal de comando nos dois interruptores de um mesmo braço [25].

2.2 Modulação a Dois Níveis

A modulação a dois níveis ocorre quando os interruptores M_1 e M_4 são comandados a conduzir conjuntamente e os interruptores M_2 e M_3 conduzem de modo complementar à condução dos dois primeiros.

2.2.1 Ganho Estático

Durante a primeira etapa de operação do conversor, quando os interruptores M_2 e M_3 estão conduzindo, define-se a razão cíclica D (relação entre o tempo de condução desses interruptores e o período de comutação T) através da equação (2.1). Nesta etapa ocorre o armazenamento de energia no indutor L_1 conforme mostra a figura 2.2. A equação diferencial para a tensão sobre o indutor permite escrever a equação (2.2).

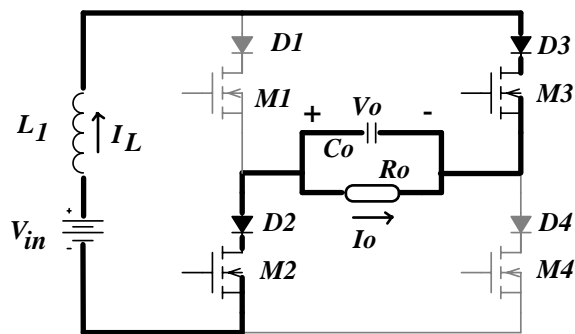


Figura 2.2 – Etapa de armazenamento de energia.

$$D = \frac{t_{cond}(M_2, M_3)}{T} \quad (2.1)$$

$$V_{in} + V_o = L_1 \cdot \frac{\Delta I}{DT} \quad (2.2)$$

Durante a segunda etapa de operação do conversor, quando os interruptores M_1 e M_4 estão conduzindo, ocorre a transferência da energia armazenada em L_1 para a carga,

conforme mostra a figura 2.3. Escrevendo a equação diferencial para a tensão sobre o indutor obtém-se a equação (2.3).

$$V_o - V_{in} = L_1 \cdot \frac{\Delta I}{(1-D)T} \quad (2.3)$$

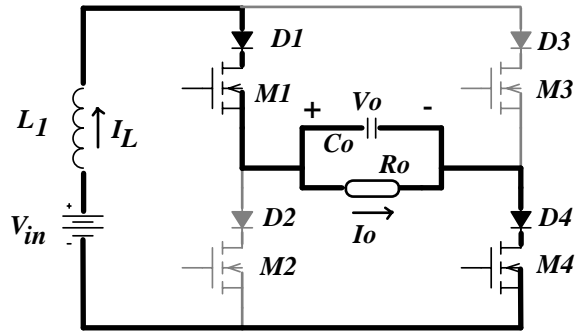


Figura 2.3 – Etapa de transferência de energia.

Isolando o termo $L_1 \frac{\Delta I}{T}$ nas equações (2.2) e (2.3), igualam-se essas equações e chega-se à equação (2.4) que define o ganho de tensão para o conversor.

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-2 \cdot D} \quad (2.4)$$

Para obtenção do ganho de tensão ou ganho estático, equação (2.4), os interruptores foram considerados ideais. Entretanto, em algumas situações é necessário levar em consideração a influência das não idealidades. Sabendo da necessidade de obtenção de um ganho de tensão elevado (a tensão da bateria deve ser elevada de 12 volts para mais de 100 volts, dependendo do estado da lâmpada D2S-35W), realizou-se um estudo do ganho de tensão teórico considerando a existência de algumas não idealidades.

O interruptor controlado utilizado no Inversor de Corrente é o MOSFET. Pode-se modelá-lo de maneira simplificada por uma resistência elétrica $R_{DS(on)}$. O diodo de potência foi modelado através de seu modelo estático, ou seja, uma resistência em série com uma fonte de tensão. Assim sendo, segue o equacionamento para as duas etapas de operação do Inversor de Corrente.

A etapa de desmagnetização do indutor, quando M_1 e M_4 estão conduzindo, tem como condição inicial a tensão sobre o capacitor de saída positiva e igual à V_o . Durante esta etapa a energia armazenada no indutor de entrada é transferida para a carga.

A figura 2.4 mostra o diagrama do circuito equivalente para a etapa de transferência de energia para a carga.

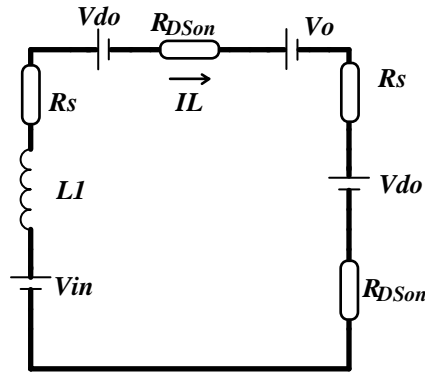


Figura 2.4 – Etapa de desmagnetização para modulação a dois níveis.

Aplicando a lei de Kirchoff da tensão ao circuito da figura 2.4, obtém-se a equação (2.5).

$$V_{in} = V_L(t) + R_S \cdot I_L(t) + V_{do} + R_{DS_{ON}} \cdot I_L(t) + V_O(t) + R_s \cdot I_L(t) + V_{do} + R_{DS_{ON}} \cdot I_L(t) \quad (2.5)$$

Considerando os valores médios para as tensões e correntes, e agrupando os termos comuns, chega-se à equação (2.6).

$$V_L = V_{in} - V_O - 2I_L \cdot (R_S + R_{DS_{ON}}) - 2 \cdot V_{do} \quad (2.6)$$

A corrente de entrada é composta pela corrente no capacitor e a corrente de carga. Desta forma, pode-se escrever a corrente que circula pelo capacitor através da equação (2.7).

$$I_c = I_L - \frac{V_o}{R_o} \quad (2.7)$$

A figura 2.5 mostra o diagrama do circuito equivalente para a etapa na qual a energia é armazenada no indutor de entrada. Novamente aplicando a lei de Kirchoff da tensão, obtém-se a equação (2.8). A equação (2.9) fornece a corrente no capacitor de saída.

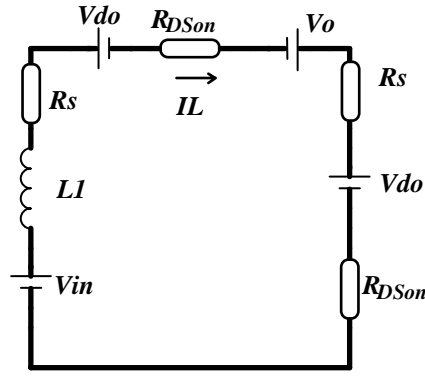


Figura 2.5 – Etapa de magnetização para modulação a dois níveis.

$$V_L = V_{in} + V_O - 2 \cdot (R_S + R_{DS_{ON}}) I_L - 2 \cdot V_{do} \quad (2.8)$$

$$I_C = -I_L - \frac{V_O}{R_o} \quad (2.9)$$

Sabendo que a tensão média sobre o indutor e a corrente média no capacitor são nulas, obtém-se as equações (2.10) e (2.11). A primeira expressa a tensão média sobre o indutor e a segunda a corrente média no capacitor.

$$(1-D) \cdot [V_{in} - V_O - 2 \cdot I_L \cdot (R_S + R_{DS_{ON}}) - 2V_{do}] + D \cdot [V_{in} + V_O - 2I_L \cdot (R_S + R_{DS_{ON}}) - 2V_{do}] = 0 \quad (2.10)$$

$$(1-D) \cdot [I_L - \frac{V_O}{R_o}] + D \cdot [-I_L - \frac{V_O}{R_o}] = 0 \quad (2.11)$$

Organizando as equações (2.10) e (2.11) é possível escrever as equações (2.12) e (2.13), respectivamente.

$$V_{in} - 2I_L \cdot (R_S + R_{DS_{ON}}) - 2 \cdot V_{do} + V_O \cdot (2D-1) = 0 \quad (2.12)$$

$$I_L = \frac{V_O}{(1-2 \cdot D) \cdot R_o} \quad (2.13)$$

Substituindo (2.13) em (2.12) encontra-se a equação para o ganho estático, onde V_{do} é um dado obtido a partir dos catálogos dos fabricantes de diodos de potência. V_{do} pode ser substituído por um valor percentual da corrente no ponto de operação. Como a corrente se relaciona com V_o de acordo com a equação (2.13), têm-se que:

$$V_{in} = V_o \cdot \frac{2 \cdot (R_S + R_{DS_{ON}}) + R_1 \cdot (1 - 2 \cdot D)^2}{(1 - 2 \cdot D) \cdot R_o} + 2V_{do} \quad (2.14)$$

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot R_o}{2 \cdot (R_S + R_{DS_{ON}}) + R_1 \cdot (1 - 2 \cdot D)^2 + 0,5} \quad (2.15)$$

A figura 2.6 apresenta o comportamento do ganho estático em função da razão cíclica quando considerada a presença de interruptores não ideais. Observa-se que ocorrendo o aumento da resistência de condução dos interruptores, o ganho estático da estrutura diminui. Assim, quando a tensão de entrada é muito menor do que a tensão de saída, torna-se difícil obter ganho elevado devido à necessidade em utilizar *MOSFETS* em série com diodos. Interruptores com capacidade para bloquear tensão reversa permitiriam eliminar os diodos em série com os interruptores. Dessa forma reduzir-se-ia o efeito das não idealidades na diminuição do ganho da estrutura. É importante observar que na obtenção dessas curvas não foram consideradas as resistências dos diodos.

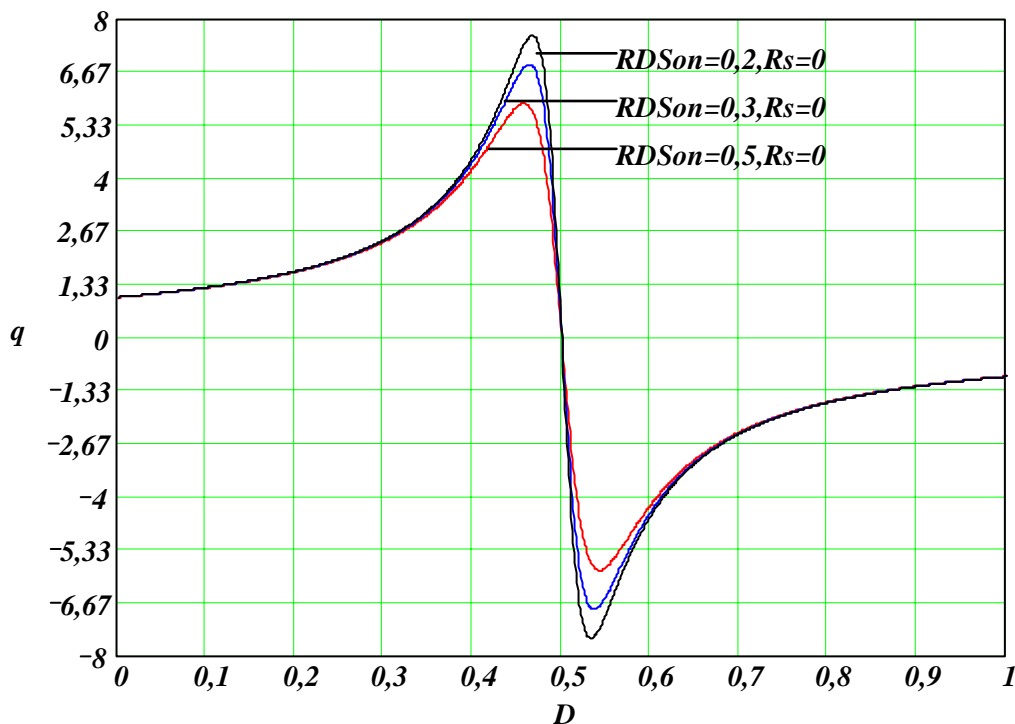


Figura 2.6 – Ganho estático para diferentes valores das não idealidades.

2.2.2 Cálculo da Indutância de Entrada

Para obter a equação que permite calcular o valor da indutância de entrada do Inversor de Corrente, é necessário estabelecer uma malha fechada contendo o indutor L_1 e aplicar a lei de Kirchoff da tensão para esta malha.

Durante a etapa de magnetização (M_2 e M_3 conduzindo) do indutor L_1 , a tensão aplicada sobre o indutor é a tensão de entrada somada à tensão de saída. Aplicando a equação diferencial para a tensão sobre o indutor, equação (2.16), obtém-se a equação (2.17) que permite calcular o valor de indutância de entrada do conversor.

$$(V_{in} + V_o) = L_1 \cdot \frac{\Delta I}{DT} \quad (2.16)$$

$$L_1 = \frac{(V_{in} + V_o) \cdot D}{f_s \cdot \Delta I} \quad (2.17)$$

2.2.3 Cálculo da Capacitância de Saída

Para obter a equação que permite calcular o valor da capacitância de saída do Inversor de Corrente, é necessário definir um nó pelo qual circula a corrente do capacitor de saída e aplicar a lei de Kirchoff da corrente a este nó. A equação (2.18) é resultado da aplicação da lei de Kirchoff da corrente.

$$I_L = I_o + I_c \quad (2.18)$$

Reagrupando os termos e substituindo a equação diferencial para a corrente no capacitor, obtém-se a equação (2.19). Através de uma manipulação adequada chega-se à equação (2.20) que permite calcular o valor da capacitância necessária para garantir a ondulação de tensão projetada.

$$C_o \cdot \frac{dV_c}{dt} = I_L - I_o \quad (2.19)$$

$$C_o = \frac{(I_L - I_o) \cdot (1 - D)}{f_s \cdot \Delta V_c} \quad (2.20)$$

2.2.4 Característica de Saída

A curva característica de saída de um conversor fornece muitas informações importantes. Através dessa curva pode-se definir o ponto de operação da estrutura de maneira que a estrutura funcione em modo de condução contínua (MCC) ou em modo de condução descontínua (MCD).

2.2.4.1 Modo de condução contínua

A figura 2.7 mostra a forma de onda da corrente de saída (no nó formado pelo ponto médio de um braço, terminal do capacitor de saída e terminal do resistor de carga). O valor médio desta corrente é igual à corrente na carga.

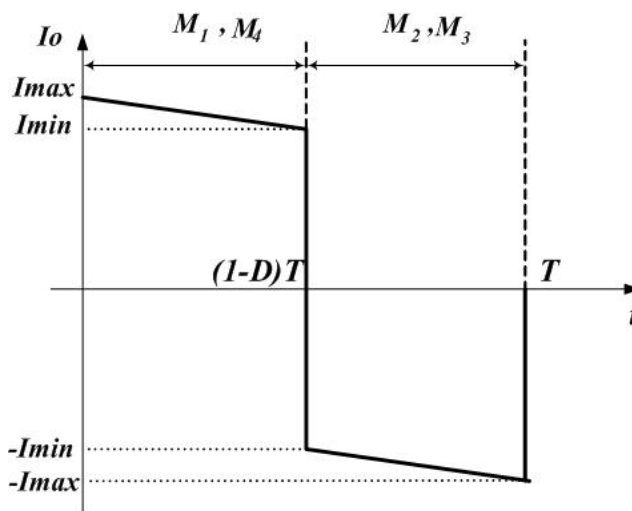


Figura 2.7 – Corrente de saída do Inversor de Corrente em MCC.

Utilizando o método gráfico, escreve-se a equação (2.21) para a corrente média na carga.

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot [I_{\min} \cdot (1-D) \cdot T + (1-D) \cdot T \cdot \frac{\Delta I}{2} - D \cdot T \cdot I_{\min} - \frac{\Delta I}{2} \cdot D \cdot T] \quad (2.21)$$

Agrupando os termos comuns chega-se à equação (2.22).

$$I_o = I_{\min} \cdot (1-2 \cdot D) + \frac{\Delta I}{2} \cdot (1-2 \cdot D) \quad (2.22)$$

Organizando a equação (2.22) é possível obter as equações (2.23) e (2.24) as quais fornecem os valores mínimo e máximo para a corrente no indutor de entrada, respectivamente.

$$I_{\min} = \frac{I_O}{1-2 \cdot D} - \frac{(V_{in} + V_O) \cdot D}{2 \cdot f_S \cdot L_1} \quad (2.23)$$

$$I_{\max} = \frac{I_O}{1-2 \cdot D} + \frac{(V_{in} + V_O) \cdot D}{2 \cdot f_S \cdot L_1} \quad (2.24)$$

2.2.4.2 Modo de condução crítica

Em modo de condução crítica a corrente mínima no indutor de entrada é zero. Substituindo na equação (2.23) o valor nulo de corrente, equação (2.25), obtém-se a equação (2.26) para o valor de indutância que garante o modo de condução crítica.

$$0 = \frac{I_O}{1-2 \cdot D} - \frac{(V_{in} + V_O) \cdot D}{2 \cdot f_S \cdot L_{CR}} \quad (2.25)$$

$$L_{CR} = \frac{(1-2 \cdot D) \cdot (V_{in} + V_O) \cdot D}{2 \cdot I_O \cdot f_S} \quad (2.26)$$

2.2.4.3 Modo de condução descontínua

A figura 2.8 representa a forma de onda da corrente de saída quando o Inversor de Corrente está funcionando em modo de condução descontínua. Utilizando o método gráfico é possível escrever a equação (2.27) para a corrente de saída do conversor.

$$I_O = \frac{1}{T} \cdot \frac{t_2 \cdot I_{\max}}{2} - \frac{D \cdot T \cdot I_{\max}}{2} = \frac{I_{\max}}{2 \cdot T} \cdot (t_2 - D \cdot T) \quad (2.27)$$

Aplicando a equação diferencial para a tensão sobre o indutor de entrada, obtém-se a equação (2.28) para a corrente máxima no indutor.

$$I_{\max} = \frac{(V_o + V_{in}) \cdot D \cdot T}{L_1} \quad (2.28)$$

Substituindo (2.28) em (2.27) chega-se à equação (2.29).

$$I_o = \frac{(V_o + V_{in}) \cdot D \cdot (t_2 - D \cdot T)}{2 \cdot L_1} \quad (2.29)$$

Aplicando a equação diferencial da tensão sobre o indutor, durante a etapa de desmagnetização do indutor de entrada, obtém-se a equação (2.30).

$$I_{\min} = I_{\max} - \frac{(V_o - V_{in})}{L_1} \cdot t_2 = 0 \quad (2.30)$$

Substituindo (2.28) em (2.30) obtém-se (2.31).

$$t_2 = \frac{(V_o + V_{in}) \cdot D \cdot T}{(V_o - V_{in})} \quad (2.31)$$

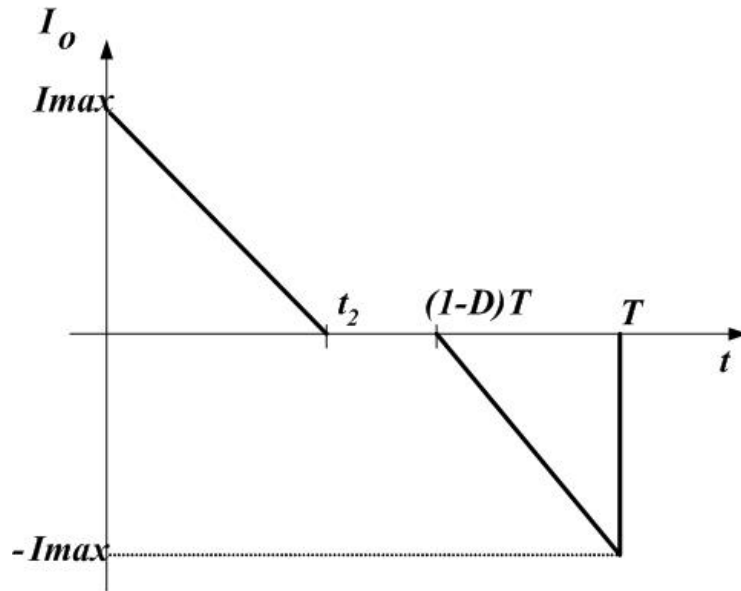


Figura 2.8 – Corrente de saída do Inversor de Corrente em MCD.

Substituindo (2.31) em (2.29) obtém-se:

$$I_o = \frac{(V_o + V_{in}) \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{V_o + V_{in}}{V_o - V_{in}} - 1 \quad (2.32)$$

$$I_o = \frac{(V_o + V_{in}) \cdot D^2}{L_1 \cdot f_s} \frac{V_{in}}{(V_o - V_{in})} \quad (2.33)$$

Sabendo que o ganho de tensão é dado pela equação (2.34), obtém-se a equação (2.35) que expressa a corrente de carga normalizada em função do ganho de tensão e da razão cíclica.

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.34)$$

$$\frac{I_o}{I_o} = \frac{I_o \cdot L_1 \cdot f_s}{V_{in}} = \frac{(q+1) \cdot D^2}{(q-1)} \quad (2.35)$$

No limite entre a região de condução contínua e a região de condução descontínua, tem-se que:

$$q = \frac{1}{1 - 2 \cdot D} \quad (2.36)$$

$$D = \frac{q-1}{2 \cdot q} \quad (2.37)$$

$$\frac{I_o}{I_o} = \frac{(q+1)}{(q-1)} \cdot \frac{(q-1)^2}{4 \cdot q^2} = \frac{q^2 - 1}{4 \cdot q^2} \quad (2.38)$$

Na figura 2.9 apresenta-se a curva característica de saída obtida com ganho estático ideal. A equação (2.38) foi utilizada para traçar a curva que delimita o modo de condução contínua (*MCC*) e o modo de condução descontínua (*MCD*).

2.3 Modulação a Três Níveis

A modulação a três níveis possui uma etapa de armazenamento de energia, quando os interruptores M_1 e M_2 conduzem, e uma etapa de transferência de energia para a carga,

quando os interruptores M_1 e M_4 conduzem. Ocorre outra etapa de armazenamento de energia, quando os interruptores M_3 e M_4 conduzem e, finalmente, nova etapa de transferência de energia quando os interruptores M_1 e M_4 conduzem novamente.

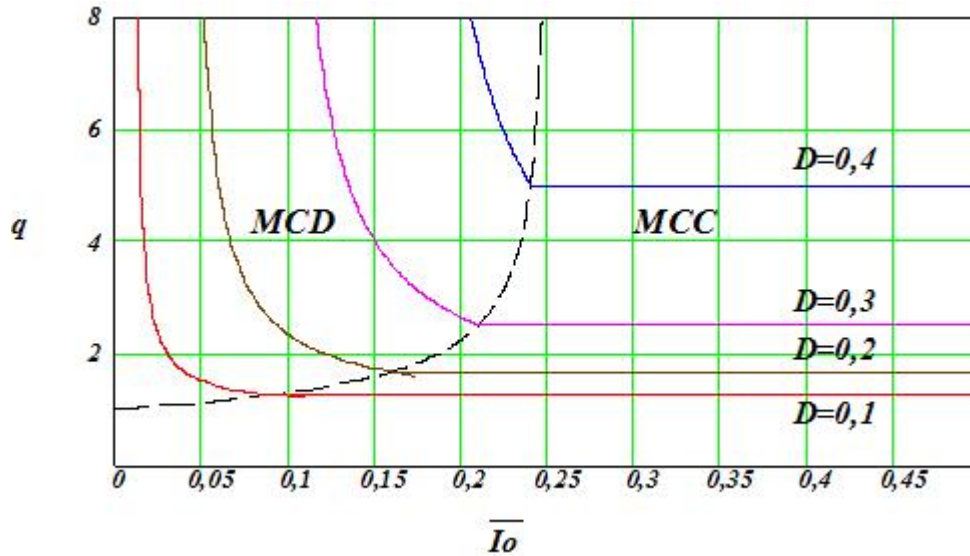


Figura 2.9 – Característica de saída com ganho estático ideal para a modulação a dois níveis.

2.3.1 Ganho Estático

Considere que a primeira etapa de operação do Inversor de Corrente equivale à etapa de armazenamento de energia quando analisando um conversor Boost. Durante esta etapa, quando os interruptores M_1 e M_2 estão conduzindo (ou M_3 e M_4) e definem a razão cíclica do conversor, equação (2.39), ocorre o armazenamento de energia no indutor de entrada conforme mostra a figura 2.10. Durante esta etapa pode-se escrever a equação (2.40).

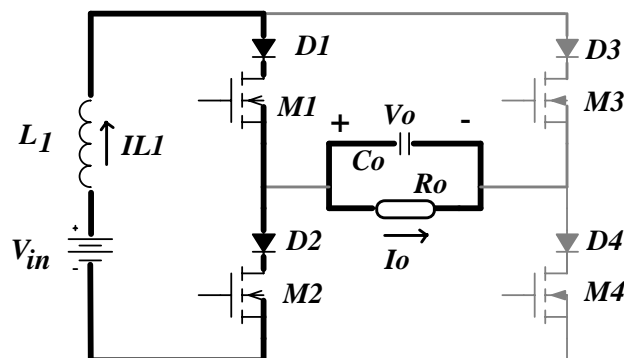


Figura 2.10 - Etapa de armazenamento de energia.

$$D = \frac{t_{cond}(M_1, M_2)}{t_{cond}(M_1, M_2) + t_{cond}(M_1, M_4)} = \frac{t_{cond}(M_1, M_2)}{T'} \quad (2.39)$$

$$V_{in} = L_1 \cdot \frac{I_{max} - I_{min}}{DT'} \quad (2.40)$$

Durante a segunda etapa de operação do Inversor de Corrente, quando os interruptores M_1 e M_4 estão conduzindo, ocorre a transferência de energia para a carga conforme mostra a figura 2.11. Durante esta etapa obtém-se a equação (2.41).

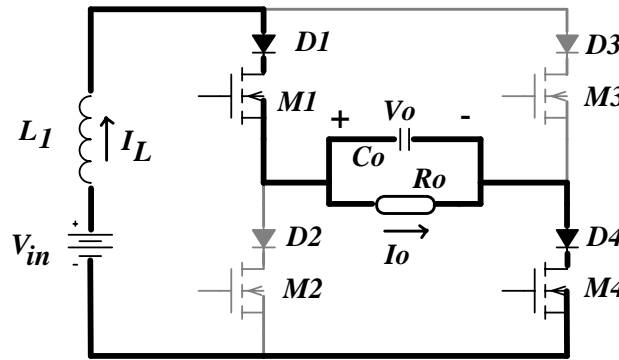


Figura 2.11 – Etapa de transferência de energia.

$$V_0 - V_{in} = L_1 \cdot \frac{I_{max} - I_{min}}{(1-D) \cdot T'} \quad (2.41)$$

Eliminando o termo comum nas equações (2.40) e (2.41) obtém-se a equação (2.42). Organizando a equação (2.42), chega-se à equação (2.43) para o ganho de tensão do Inversor de Corrente.

$$V_{in} \cdot D = (V_o - V_{in}) \cdot (1-D) \quad (2.42)$$

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.43)$$

A equação (2.43), que fornece o ganho de tensão para o Inversor de Corrente com modulação a três níveis, é a mesma equação que fornece o ganho de tensão para o

conversor Boost, provando que este conversor além de inverter, eleva a tensão na saída do conversor.

2.3.2 Cálculo da Indutância de Entrada

A indutância de entrada pode ser calculada de acordo com a equação (2.44). Nota-se que a frequência da corrente no indutor é igual a duas vezes a frequência de comutação do conversor.

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I \cdot 2 \cdot f_s} \quad (2.44)$$

2.3.3 Cálculo da Capacitância de Saída

Para a modulação a três níveis a frequência da tensão no capacitor de saída é o dobro da frequência de comutação dos interruptores. Utiliza-se a equação (2.45) para calcular o valor de capacitância de saída.

$$C_o = \frac{(I_L - I_o) \cdot (1 - D)}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (2.45)$$

2.3.4 Característica de Saída

A corrente de carga normalizada para a modulação a três níveis é expressa através da equação (2.46).

$$\frac{I_o}{I_o} = \frac{2 \cdot I_o \cdot L_1 \cdot f_s}{V_{in}} = \frac{(2 - q) \cdot D^2}{(q - 1)} \quad (2.46)$$

No limite entre condução contínua e descontínua tem-se que:

$$q = \frac{1}{1 - D} \quad (2.47)$$

$$D = \frac{q-1}{q} \quad (2.48)$$

Substituindo a equação (2.48) na equação (2.46) chega-se à equação (2.49).

$$\overline{I_o} = \frac{(q-1) \cdot (2-q)}{q^2} \quad (2.49)$$

Na figura 2.12 apresenta-se a curva característica de saída do Inversor de Corrente com ganho de tensão ideal para modulação a três níveis em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica.

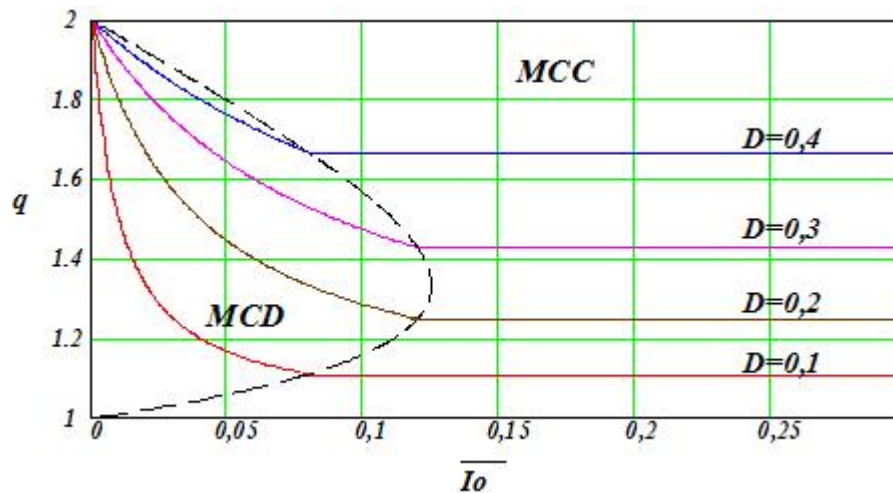


Figura 2.12 – Característica de saída com ganho estático ideal para modulação a três níveis.

2.4 Comutação dos Interruptores

Devido à característica de fonte de corrente na entrada do conversor, é necessário prever um tempo de superposição durante as comutações dos interruptores. Este tempo de superposição vai garantir que a fonte de corrente de entrada não seja interrompida, prevenindo contra o aparecimento de sobretensões nos interruptores. Entretanto, de acordo com a polaridade instantânea da tensão de saída, a comutação poderá ser dissipativa ou não dissipativa. A análise a seguir esclarece o tipo de comutação para cada situação particular.

Supondo que a polaridade da tensão de saída é a indicada na figura 2.13, e que os interruptores M_1 e M_4 estão conduzindo a corrente de entrada, uma ordem de condução é

enviada aos interruptores M_2 e M_3 sem retirar a ordem de condução dos interruptores M_1 e M_4 , devido ao tempo de superposição. A tensão de saída polariza diretamente os diodos D_2 e D_3 colocando-os aptos a entrar em condução. A entrada em condução dos interruptores M_2 e M_3 é dissipativa, uma vez que ela ocorre assim que a ordem é enviada pelo circuito de comando, quando a tensão sobre esses interruptores é não nula. Neste caso, a evolução da corrente sobre o interruptor ocorre simultaneamente ao decréscimo da tensão.

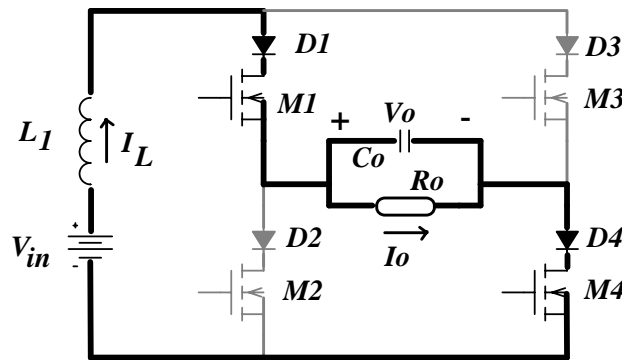


Figura 2.13 – Entrada em condução de M_2 e M_3 .

Agora os interruptores M_2 e M_3 estão conduzindo, como mostra a figura 2.14. Quando uma ordem de condução é enviada aos interruptores M_1 e M_4 , estes não entram em condução imediatamente. Apesar de aptos a entrar em condução, devido à presença do pulso de comando, a tensão de saída polariza reversamente os diodos D_1 e D_4 . A entrada em condução desses interruptores só é possível após a tensão sobre os outros interruptores tornar-se igual à tensão de saída. A entrada em condução dos interruptores M_1 e M_4 se faz com tensão nula, uma vez que quando a corrente começa a circular por estes interruptores, a tensão sobre os mesmos é zero.

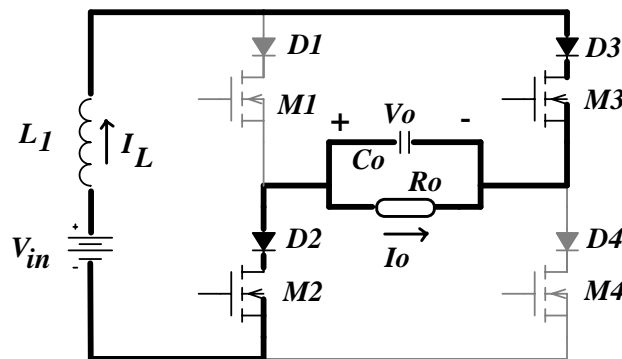


Figura 2.14 – Entrada em condução de M_1 e M_4 .

A figura 2.15 mostra em detalhe a comutação do interruptor M_2 . Durante a entrada em condução deste interruptor, garantindo que a polaridade da tensão sobre o capacitor de saída seja a mesma mostrada na figura 2.13, pode-se visualizar que esta ocorre sob tensão não nula. Essa comutação é bastante dissipativa, comprovando-se através da energia dissipada mostrada através da figura 2.15.

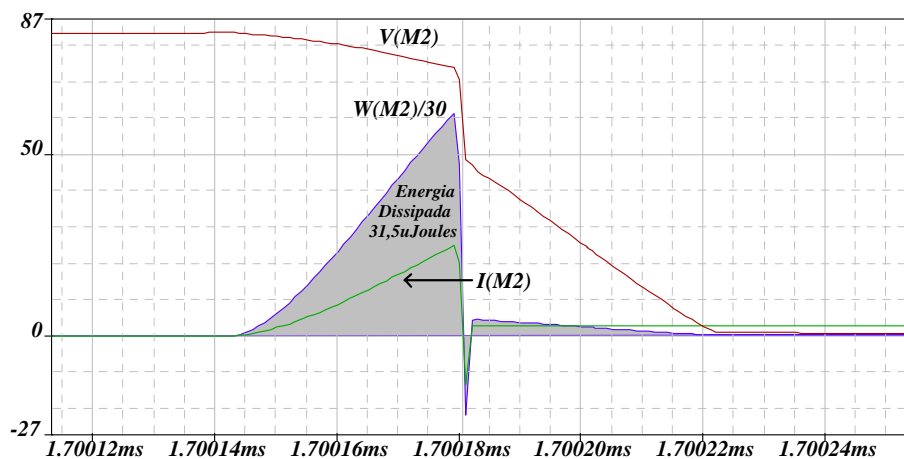


Figura 2.15 – Detalhe da entrada em condução do interruptor M_2 .

($L=200\mu\text{H}$, $C=500\text{nF}$, $f=100\text{kHz}$, $D=0,4$).

A figura 2.16 mostra a entrada em condução do interruptor M_4 , submetido à mesma situação apresentada na figura 2.15. A tensão sobre esse interruptor é nula durante a entrada em condução, o que torna a comutação do tipo ZVS, ou seja, não dissipativa.

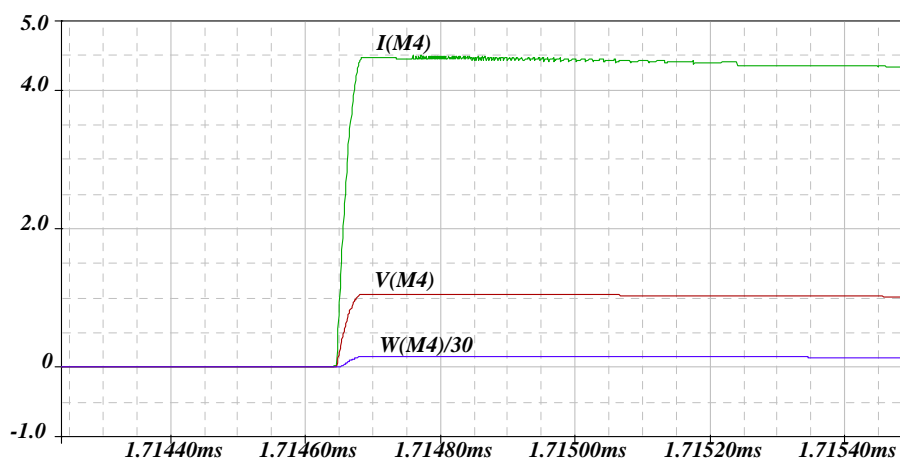


Figura 2.16 - Detalhe da entrada em condução do interruptor M_4 .

($L=200\mu\text{H}$, $C=500\text{nF}$, $f=100\text{kHz}$, $D=0,4$).

2.5 Resultados de Simulação

Para analisar o funcionamento da estrutura aplicada à alimentação da lâmpada D2S-35W, foram realizadas simulações com modulação a dois e a três níveis.

As figuras 2.18 a 2.29 mostram os resultados obtidos para o Inversor de Corrente com modulação a dois níveis. Os interruptores de potência foram comandados de forma complementar, ou seja, quando os interruptores M_1 e M_4 conduzem os interruptores M_2 e M_3 bloqueiam. Foi introduzido no comando dos interruptores de potência um tempo de superposição para possibilitar a transferência da corrente de comutação dos interruptores sem interromper a fonte de corrente de entrada.

O circuito de ignição para essa estrutura possui a configuração mostrada na figura 2.17. Trata-se da configuração série onde o secundário do transformador de ignição fica em série com a lâmpada. A tensão de saída cresce, uma vez que antes da partida o conversor funciona sem carga. Quando a tensão de saída atinge a tensão de disparo do centelhador, o secundário do transformador aplica um pulso de alta tensão sobre a lâmpada.

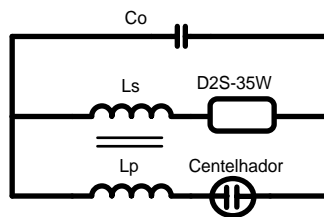


Figura 2.17 – Configuração para o circuito de ignição.

A figura 2.18 mostra a tensão de saída do conversor funcionando sem carga. Os interruptores utilizados nessa simulação são interruptores ideais. Verifica-se que a tensão de saída cresce acima da tensão de disparo do centelhador, que para este circuito de ignição é adotada a tensão de disparo de 400 volts.

Entretanto, a figura 2.19 mostra a tensão de saída do Inversor de Corrente funcionando sem carga e com interruptores e diodos reais modelados pelo programa de simulação. A tensão de saída não possui a mesma amplitude quando se utilizam interruptores reais. A influência dos interruptores e dos diodos reais no ganho de tensão da estrutura é confirmada através da diminuição da amplitude da tensão. Muitas outras não idealidades, tais como resistência de trilhas da placa de circuito impresso, resistência de

indutor e capacitor, indutâncias parasitas não foram levadas em consideração nessa simulação. A limitação no ganho de tensão do conversor não apenas pode vir a impedir o disparo do centelhador, mas também incapacitar a estrutura de fornecer a tensão de pré-ignição necessária durante a primeira etapa de operação da lâmpada D2S-35W.

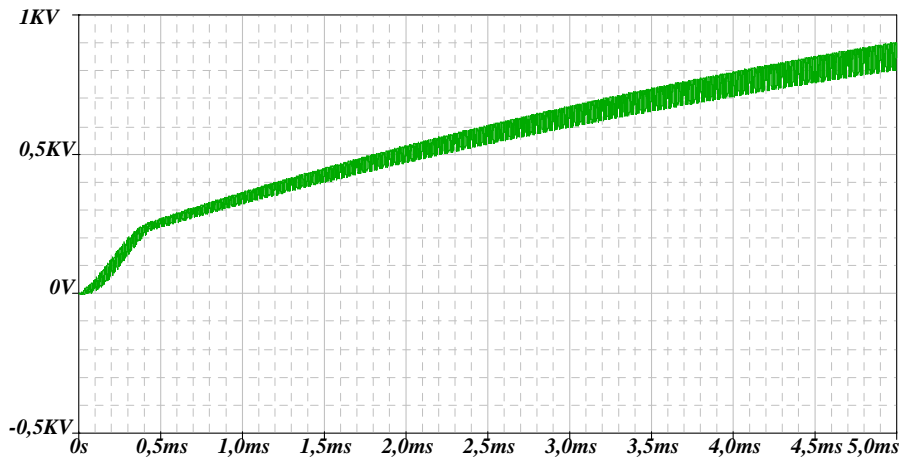


Figura 2.18 – Tensão de saída do Inversor de Corrente sem carga com interruptores ideais.
($L=200\mu H$, $L_s=1mH$, $C=500nF$, $f=100kHz$, $D=0,44$).

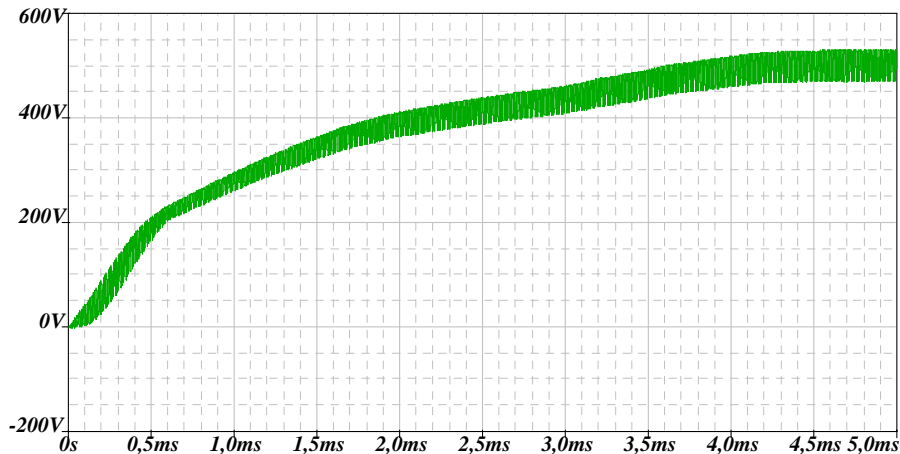


Figura 2.19 - Tensão de saída do Inversor de Corrente sem carga com interruptores reais.
($L=200\mu H$, $L_s=1mH$, $C=500nF$, $f=100kHz$, $D=0,44$, IRFP460, Mur460).

A figura 2.20 apresenta o resultado da simulação sem carga, com interruptores reais e com a inserção de alguns elementos parasitas. A tensão de saída não atinge nem a tensão de pré-ignição nem a tensão de disparo do centelhador. Os elementos parasitas prejudicam a ignição da lâmpada D2S-35W, indicando a necessidade de um projeto criterioso da placa de circuito impresso e determinação dos componentes do conversor.

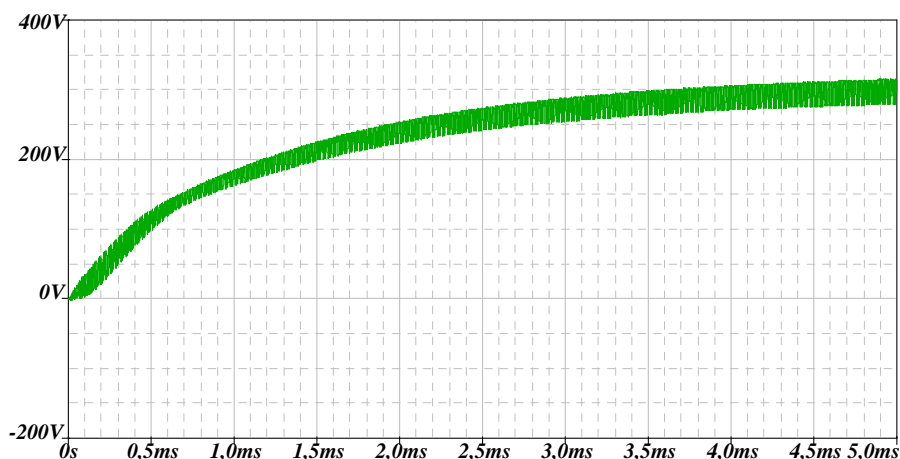


Figura 2.20 - Tensão de saída do conversor sem carga com interruptores reais e elementos parasitas.
 ($L=200\mu H$, $L_s=1mH$, $C=500nF$, $f=100kHz$, $D=0,44$, IRFP460, Mur460).

A figura 2.21 mostra o circuito utilizado para realizar a simulação mostrada na figura 2.20. Foram consideradas resistências de trilhas, resistência de indutor, resistência da fonte de tensão de entrada e indutâncias parasitas adotando o valor típico de $50nH/m$. A resistência série dos capacitores varia entre $0,1$ e 1 . Considerou-se o menor valor de resistência série para o capacitor de saída do Inversor de Corrente.

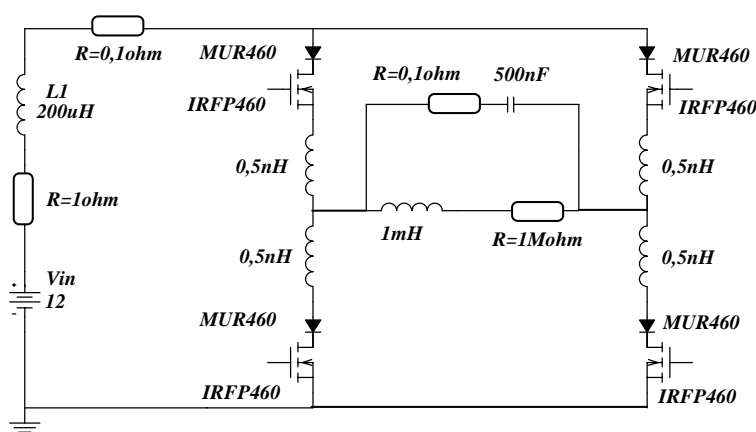


Figura 2.21 – Circuito utilizado para realizar as simulações com a adição de elementos parasitas.

A figura 2.22 mostra o instante em que o pulso de ignição é aplicado à lâmpada. O capacitor de saída C_o comporta-se como um curto circuito durante o transitório no qual a tensão na lâmpada atinge a tensão de ignição. Pode-se visualizar através desta figura que a alta tensão fica confinada no circuito de ignição e não é refletida sobre os interruptores.

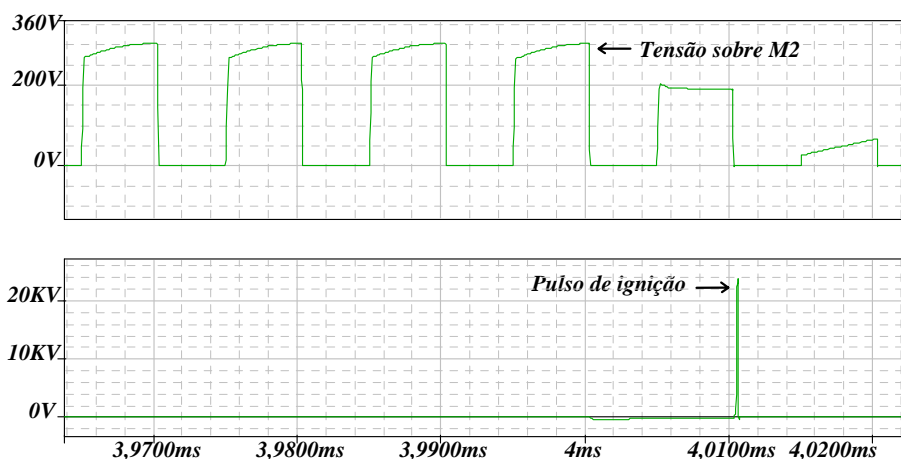


Figura 2.22 – Detalhe do momento em que o pulso de ignição é aplicado na lâmpada.
 ($L=200\mu H$, $L_s=1mH$, $C=500nF$, $f=100kHz$, $D=0,44$, IRFP460, Mur460).

Após a etapa de ignição da lâmpada, uma corrente de sustentação deve ser imediatamente fornecida para estabilizar o arco. Devido à inércia do reator eletrônico em suprir essa corrente, um circuito adicional foi incorporado ao Inversor de Corrente com o propósito de resolver este problema. Este circuito composto pelo resistor R_{sa} , diodo D_{sa} , interruptor M_5 e capacitor C_{sa} , está esquematizado na figura 2.23. Entretanto, durante a etapa de sustentação do arco, o interruptor M_2 deve ser bloqueado para que não coloque o capacitor C_{sa} em curto. Ao mesmo tempo, M_4 deve ser comandado a conduzir, durante toda a etapa de sustentação do arco, de modo a prover um caminho para circulação dessa corrente.

A figura 2.24 mostra o instante em que o pulso de ignição é aplicado à lâmpada. Imediatamente após a aplicação do pulso de ignição, a corrente de sustentação do arco é fornecida pelo circuito incorporado ao reator.

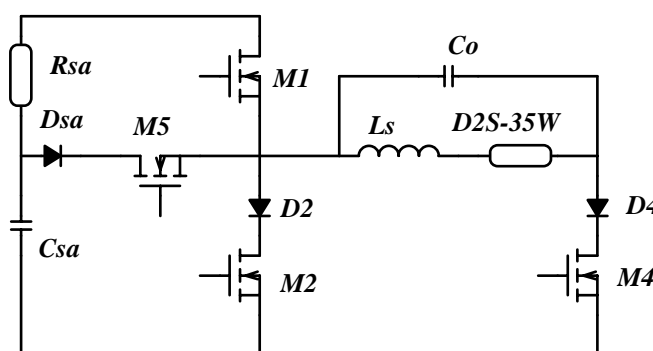


Figura 2.23 – Circuito de sustentação do arco.

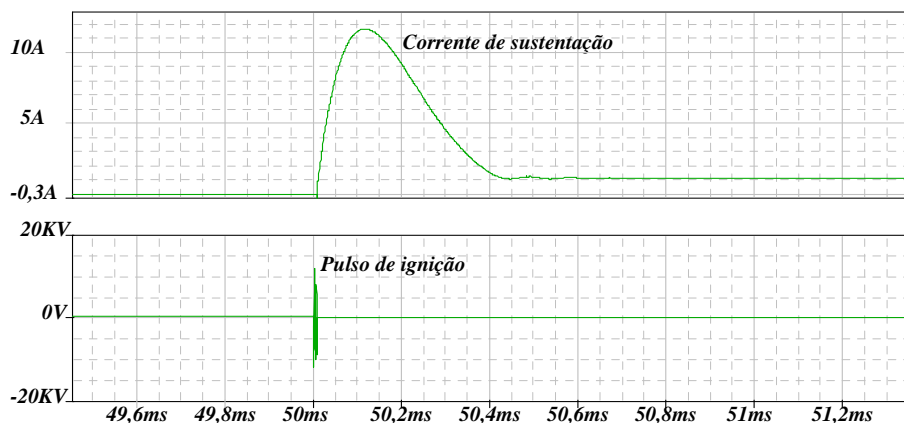


Figura 2.24 – Etapas de ignição e sustentação do arco.

A figura 2.25 mostra a tensão de saída do Inversor de Corrente considerando os interruptores reais, mas desconsiderando os elementos parasitas. A figura 2.6 prevê um ganho teórico para esta situação de 6,67 vezes a tensão de entrada. Este ganho teórico despreza a resistência série do diodo. A simulação apresentada na figura 2.25 mostra que o ganho de tensão obtido foi 5,83 vezes a tensão de entrada. Este ganho é insuficiente para a aplicação em discussão.

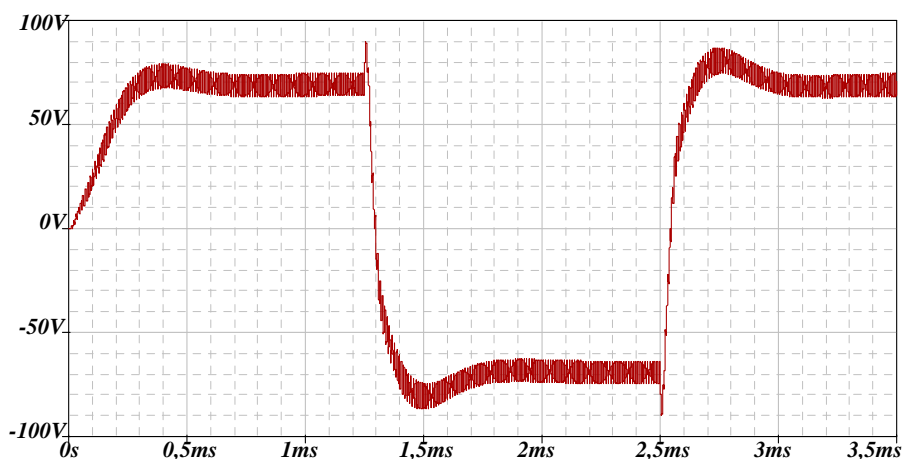


Figura 2.25 – Tensão de saída do Inversor de Corrente sem considerar indutâncias e resistências parasitas.

($L=200\mu H$, $L_s=1mH$, $C=500nF$, $f=100kHz$, $D=0,42$, IRFP460, Mur460).

A figura 2.26 mostra a tensão de saída com a inserção dos elementos parasitas mostrados na figura 2.21. Percebe-se que o ganho de tensão reduz-se bastante.

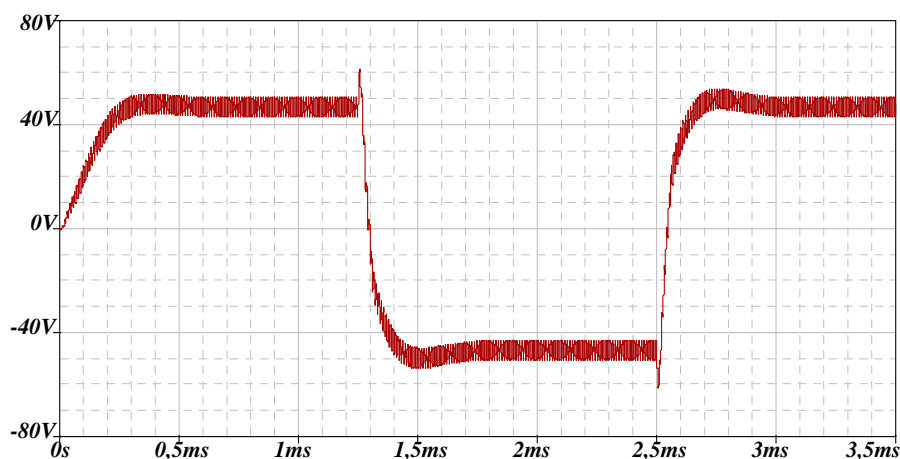


Figura 2.26 - Tensão de saída do Inversor de Corrente considerando indutâncias e resistências parasitas.
 ($L=200\mu H$, $L_s=1mH$, $C=500nF$, $f=100kHz$, $D=0,42$, IRFP460, Mur460).

A figura 2.27 mostra a corrente na carga quando considerados todos os elementos parasitas. Duas conclusões importantes podem ser tiradas ao analisar esta figura. Primeiro, a amplitude da corrente não está de acordo com a especificação para a lâmpada D2S-35W. Segundo, a inversão de polaridade requer uma taxa de variação mínima de $100mA/\mu s$, como está especificado na tabela 1.2. A taxa que está sendo obtida com a estrutura é de aproximadamente $4mA/\mu s$. Acredita-se, que com esta taxa demasiadamente inferior à taxa especificada, a lâmpada irá extinguir o arco durante a inversão de polaridade.

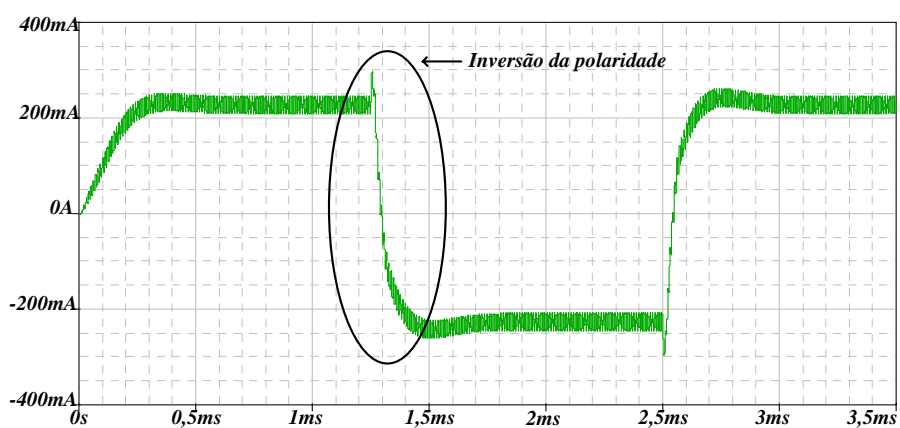


Figura 2.27 – Corrente na carga considerando os elementos parasitas.
 ($L=200\mu H$, $L_s=1mH$, $C=500nF$, $f=100kHz$, $D=0,42$, IRFP460, Mur460).

A figura 2.28 mostra a corrente no indutor. A figura 2.29 mostra a transferência de corrente durante a comutação, comprovando que a corrente da fonte de entrada deve ser

transferida de um par de interruptores para outro de forma gradual, tal que um par de interruptores só deve bloquear após o outro assumir toda a corrente da fonte de entrada.

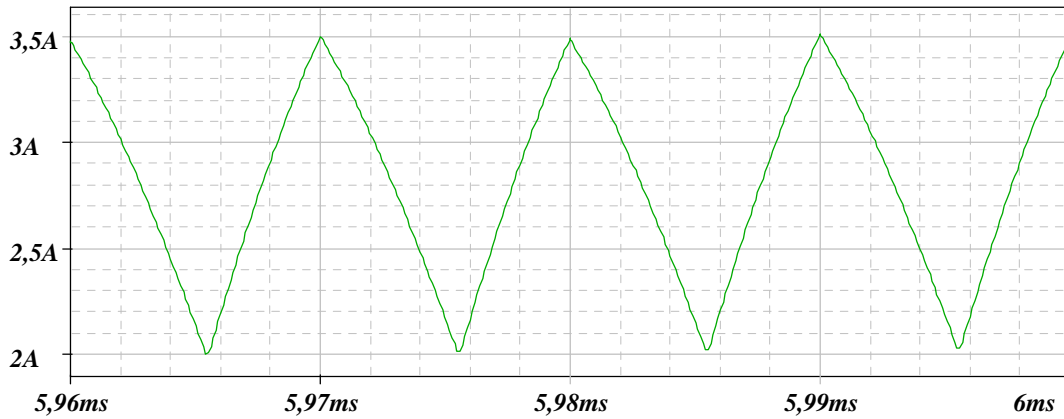


Figura 2.28 – Corrente no indutor ($L=200\mu H, C=500nF, f=100kHz$).

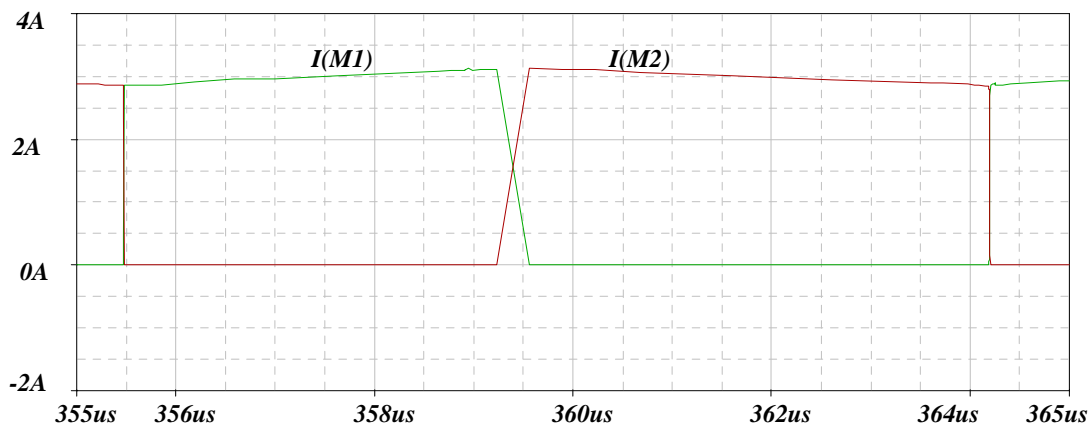


Figura 2.29 – Detalhe da transferência de corrente entre interruptores de um braço.

As figuras 2.30 e 2.31 mostram os resultados de simulação com modulação a três níveis para uma configuração idealizada. A figura 2.30 mostra a corrente no indutor de carga com o nível de corrente imposto. A figura 2.31 mostra a tensão na carga. Pode-se perceber que com a modulação a três níveis as ondulações da corrente no indutor e da tensão no capacitor de saída são menores, para os mesmos valores destes componentes. Utilizando a modulação a três níveis, é possível reduzir bastante o valor dos componentes passivos, elevando a frequência de comutação para valores que não implicariam em uma elevação da complexidade, aumentando a possibilidade de resolver o problema da inversão da polaridade da corrente na lâmpada.

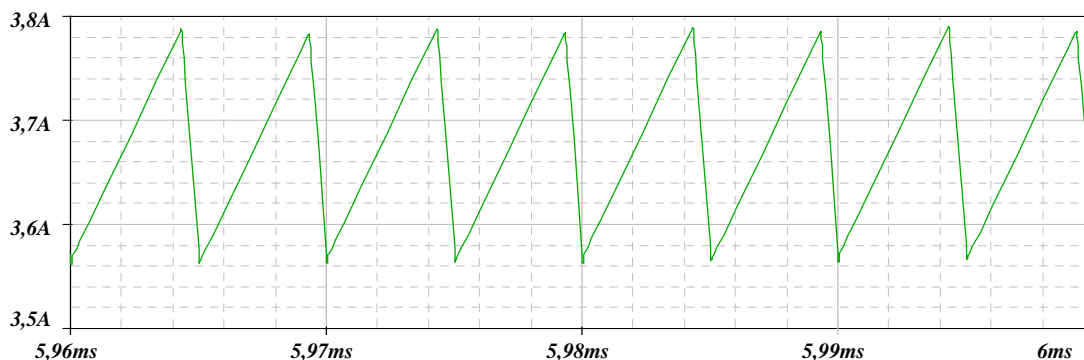


Figura 2.30 – Corrente no indutor com modulação a três níveis.
($L=200\mu\text{H}$, $C=500\text{nF}$, $f=100\text{kHz}$).

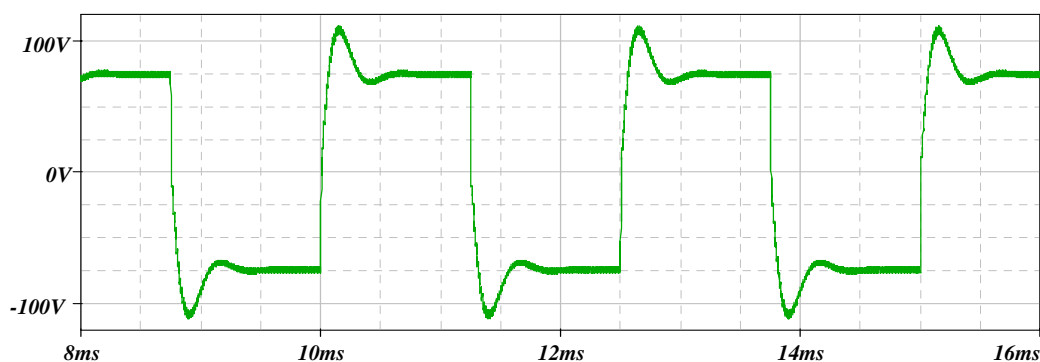


Figura 2.31 – Tensão na carga ($L=200\mu\text{H}$, $C=500\text{nF}$, $f=100\text{kHz}$).

2.6 Conclusão

A principal vantagem da estrutura é a imposição da corrente, característica desejável quando se alimenta uma lâmpada de descarga de alta pressão, o que confere robustez e confiabilidade à topologia.

Entretanto, a topologia apresenta algumas limitações para a aplicação em questão. O grande problema encontrado refere-se ao baixo nível da tensão de entrada que faz com que a queda de tensão sobre os interruptores de potência influencie bastante o desempenho da estrutura, uma vez que conduzem no mínimo sempre quatro interruptores. Uma solução proposta é a utilização de interruptores com menor resistência de condução. Este interruptor reduziria a queda de tensão e conseqüentemente as perdas de condução. Entretanto, como conseqüência, ocorreria uma elevação do custo do reator. Outra possibilidade para amenizar este problema é utilizar a estrutura com tensão de entrada mais elevada. Existe o compromisso das sociedades automotivas de mudar a tensão atual das

baterias de 12 para 42 volts. Com a elevação da tensão das baterias automotivas para 42 volts, a estrutura torna-se mais atrativa do ponto de vista da queda de tensão devido ao elevado número de interruptores em condução simultânea.

Outro problema reside no fato dos interruptores terem que suportar tensão reversa. Quando houver disponibilidade de interruptores bidirecionais em tensão, com ampla variedade de tensão de bloqueio e corrente de condução, esta estrutura se tornará bastante atrativa em inúmeras aplicações. Atualmente existem os interruptores *IGBTs* fabricados segundo a tecnologia *NPT* que suportam tensão reversa. Entretanto, estes interruptores somente são fabricados para elevadas correntes, o que não contempla a aplicação em estudo. Recentemente, pesquisadores da Fuji Electric desenvolveram um *IGBT* com capacidade para bloquear tensão reversa, *600V-50A*, denominado *RB_IGBT* (“Reverse Blocking IGBT”). Este interruptor foi desenvolvido utilizando uma tecnologia que é o estado da arte na fabricação de semicondutores [26]. Acredita-se que em breve estes interruptores estarão entrando no mercado resolvendo muitos dos problemas encontrados com essa estrutura. Dessa maneira, os diodos em série com os interruptores seriam eliminados e apenas dois interruptores conduziriam simultaneamente. Com a eliminação de quatro semicondutores de potência o rendimento aumentaria drasticamente e o custo seria reduzido. As novas tecnologias de fabricação de semicondutores tornarão essa estrutura bastante atrativa em um futuro próximo.

O tempo de inversão da polaridade da corrente obtido com a estrutura foi muito maior que o tempo recomendado pelo fabricante da lâmpada *D2S-35W*. Considerando que os reatores que utilizam dois estágios de conversão possuem tempos de inversão de polaridade que dependem apenas do tempo de comutação dos interruptores, uma solução para esse problema é o funcionamento em frequência de comutação elevada. Entretanto, vale ressaltar que sempre que a frequência de comutação é elevada, as perdas associadas à comutação tornam-se tão relevantes quanto a necessidade de utilizar técnicas de comutação não dissipativas.

Concluindo, verificou-se um aumento da complexidade na etapa de sustentação do arco, durante o transitório de partida. Este é um desafio que aumenta a solicitação do sistema de controle digital e eleva o custo do reator devido à necessidade de interruptores auxiliares para vencer esta etapa de operação da lâmpada. Entretanto, esta estrutura é promissora e, tão logo os problemas tecnológicos sejam solucionados, poderá ser utilizada na alimentação da lâmpada *D2S-35W*.