

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Reator Eletrônico com Alto Fator de Potência para Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão

Lenin Martins Ferreira Morais

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Francisco Donoso Garcia, Dr.

Belo Horizonte, 29 de novembro de 2002

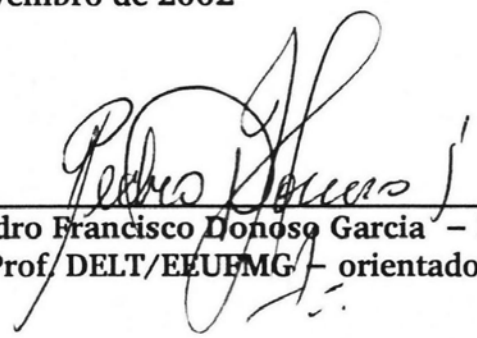
**"REATOR ELETRÔNICO COM ALTO FATOR DE
POTÊNCIA PARA LÂMPADA DE VAPOR DE
SÓDIO DE ALTA PRESSÃO"**

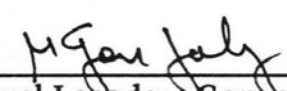
LENIN MARTINS FERREIRA MORAIS

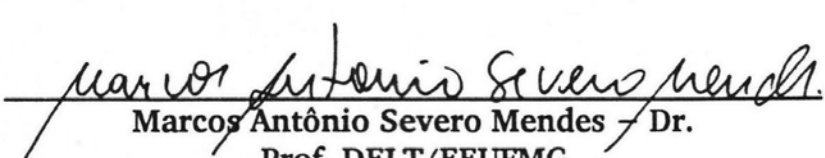
Dissertação de Mestrado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de *Mestre em Engenharia Elétrica*.

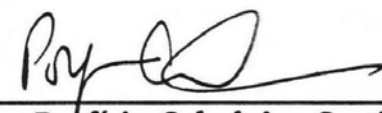
Aprovada em 29 de novembro de 2002

Por:


Pedro Francisco Donoso Garcia – Dr.
Prof. DELT/EEUFMG – orientador


Manuel Losada y Gonzalez – Dr.
Prof. DEE/EEUFMG


Marcos Antônio Severo Mendes – Dr.
Prof. DELT/EEUFMG


Porfírio Cabaleiro Cortizo – Dr.
Prof. DELT/EEUFMG

Dedicatória

Este trabalho é dedicado ao meu grande amigo e pai, Antônio Morais.

A minha mãe Marly, minha irmã Christie e a Daniela pelo amor e por sempre acreditarem em mim.

E a minha família.

Agradecimentos

Agradeço acima de tudo a Deus, por tudo que realizou em minha vida...

Agradeço ao meu pai que foi e continua sendo um exemplo para mim de homem, pai e profissional e que nunca me deixou desistir dos meus objetivos; a minha mãe por seu esforço e amor; a minha irmã e grande amiga Christie e a Daniela pelo seu carinho e companheirismo.

Ao meu orientador Prof. Pedro pela amizade, confiança e conselhos que foram fundamentais na conquista deste objetivo.

Aos professores Paulo, Marcos Severo e principalmente ao Porfírio pelo interesse, amizade e importantíssimas orientações no decorrer deste período.

Ao professor Manuel Losada y Gonzalez pela participação na banca examinadora e incentivos.

Ao meu grande amigo Edré por tudo que passamos juntos e ao Lúcio pelos incentivos e consideração durante nossa convivência.

Ao Felipe Evangelista pela amizade, paciência e dedicação durante todo o projeto.

Aos colegas do CPDEE, que espero sinceramente que nossa amizade seja mantida por muitos anos, pelos momentos de estudos e descontração que com certeza contribuíram em muito para superar os obstáculos. E principalmente aos amigos Kleber, Cláudio, Leandro, Rodrigo, Bruno, Marcelo e a turma do vôlei. E aos meus amigos de Marliéria.

À CAPES pelo apoio financeiro.

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo de um reator eletrônico de alto fator de potência para o acionamento de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão. Para isto, foram realizados estudos sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão e os reatores convencionais, incluindo resultados experimentais para um reator indutivo. O estudo, a análise, o projeto e as simulações de um reator eletrônico com alto fator de potência foram realizados. A topologia implementada consiste em um inversor ressonante ponte completa, na qual um dos interruptores, em conjunto com o indutor e diodo tem a função do conversor boost. Este estágio boost é responsável pela correção do fator de potência e a elevação da tensão de alimentação do inversor ressonante. Desta forma, consegue-se uma integração do conversor boost com o inversor ressonante $L_r C_s C_p$.

Neste trabalho são apresentados alguns detalhes do projeto e os resultados experimentais do reator eletrônico. São analisadas as formas de onda de corrente e tensão em vários pontos do reator eletrônico comprovando o seu funcionamento de acordo com as especificações, alto de fator de potência, baixa distorção harmônica total e alta eficiência do conversor pela comutação não-dissipativa.

Abstract

This work presents a study of a high power factor electronic ballast for high pressure sodium lamp. Before designing the electronic ballast topology presented in this work, a extensive study was realized about high pressure sodium lamp and electromagnetic ballasts, including experimental results for a inductive ballast.

The electronic ballast is the integration of a $L_r C_s C_p$ resonant inverter and a boost converter in discontinuous conduction mode. The inverter operates above resonance frequency to perform zero voltage switching and the boost converter works as a power factor corrector.

This work also presents the assembly characteristics and experimental results for the electronic ballast projected. Further, the simulated and experimental results are used to verify the analytical discussions and the design specifications.

Sumário

Resumo	iii
Abstract	iv
Lista de Figuras	vii
Lista de Tabelas	xii
Nomenclatura	xiii
1 Introdução	1
1.1 Contexto do trabalho e motivação	1
1.2 Estrutura da dissertação	2
2 Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão	4
2.1 Introdução	4
2.2 Caracterização das lâmpadas de descarga	5
2.2.1 Introdução	5
2.2.2 Justificativas para a utilização das lâmpadas de descarga	5
2.3 Caracterização da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão	6
2.3.1 Aspectos construtivos da lâmpada HPS	7
2.3.2 Características luminosas	8
2.3.3 Acionamento da lâmpada HPS	10
2.3.4 Ressonância acústica	17
2.4 Conclusões do capítulo	19

SUMÁRIO

3	Estudo dos reatores para lâmpada HPS	20
3.1	Introdução	20
3.2	Reatores convencionais - capacitivo e indutivo	21
3.3	Estudo do reator convencional indutivo para lâmpada HPS-150 W	24
3.3.1	Estudo da ignição da lâmpada até entrada em regime	24
3.3.2	Medidas na rede elétrica	27
3.3.3	Medidas na lâmpada HPS-150 W	28
3.4	Reatores eletrônicos	29
3.4.1	Topologias e características de inversores operando em alta frequência .	30
3.5	Conclusões do capítulo	38
4	Reator eletrônico com alto fator de potência	39
4.1	Introdução	39
4.2	Reator eletrônico completo - Inversor ressonante série-paralelo com correção de fator de potência	40
4.3	Princípios de Operação e Modelagem	41
4.3.1	Estudo do conversor boost	45
4.3.2	Circuito ressonante série-paralelo $L_r C_s C_p$	52
4.4	Projeto do reator eletrônico com alto fator de potência	56
4.5	Resultados de simulação	57
4.6	Conclusões do capítulo	64
5	Resultados experimentais	65
5.1	Introdução	65
5.2	Resultados experimentais do reator sem correção de fator de potência	66
5.3	Resultados experimentais do reator eletrônico com alto fator de potência	68
5.4	Conclusões do capítulo	77
6	Conclusões finais e propostas de continuidade	78
	Referências Bibliográficas	80

SUMÁRIO

A	83
A.1 Algumas definições importantes	83
A.1.1 Fator de potência	83
A.1.2 Distorção Harmônica Total	84
B	86
B.1 Projeto dos indutores	86
B.2 Circuitos eletrônicos utilizados	88

Lista de Figuras

2.1	Diagrama descritivo da lâmpada HPS do tipo SON-T	7
2.2	Espectro luminoso de lâmpadas	8
2.3	Curva descritiva da característica tensão-corrente da lâmpada HPS	10
2.4	Curva característica da tensão aplicada a lâmpada em função do tempo	12
2.5	Curva de tensão em função da temperatura na lâmpada HPS	13
2.6	Curva característica da lâmpada	14
2.7	Diagrama quadrilátero de uma lâmpada HPS-400 W	16
2.8	Faixas de ocorrência da ressonância acústica para lâmpadas HPS SON 150 W e SON-S 150 W (respectivamente baixa e alta pressão do gás xenônio)	18
3.1	Foto de um reator convencional	21
3.2	Formas de ondas para os reatores indutivo e capacitivo : (V_m) tensão na rede, (V_{la}) tensão na lâmpada e (I_{la}) corrente na lâmpada	22
3.3	Medidas realizadas na lâmpada HPS-150 W durante a ignição até entrada em regime	25
3.4	Detalhe das formas de onda na lâmpada HPS-150 W durante a entrada em regime .	26
3.5	Formas de onda de corrente (I_{rede})[2A/5ms] e tensão (V_{rede})[100V/5ms] na rede elétrica	27
3.6	Formas de onda de corrente (I_{lamp})[2A/5ms] e tensão (V_{lamp})[50V/5ms] na lâmpada HPS-150 W acionada pelo reator convencional	28
3.7	Diagrama básico de um reator eletrônico convencional	30
3.8	Tipos de circuitos ressonantes: a)série, b)paralelo e c)série-paralelo	30
3.9	Tipos de inversores utilizados em reatores a)Meia-Ponte e b)Ponte Completa	31
3.10	Circuito série ressonante	31

LISTA DE FIGURAS

3.11	Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para o circuito série ressonante-[$Q : 1.0 \rightarrow 5.0$]	32
3.12	Circuito paralelo ressonante	33
3.13	Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para o circuito paralelo ressonante-[$Q : 1.0 \rightarrow 5.0$]	33
3.14	Circuito série-paralelo ressonante	34
3.15	Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para o circuito série-paralelo ressonante-[$Q : 1.0 \rightarrow 5.0$]	34
3.16	Outros tipos de conversores utilizados: a)Tipo D e b)Tipo E	35
3.17	Diagrama básico de um reator eletrônico com CFP	36
3.18	Estruturas de reatores eletrônicos com CFP	37
4.1	Estrutura convencional com CFP utilizando o conversor boost	40
4.2	Estrutura com CFP incorporado ao inversor ressonante	41
4.3	Modos de comutação do conversor	41
4.4	Obtenção dos modelos das fontes de corrente e tensão e estrutura resultante	42
4.5	Etapas de operação do conversor	43
4.6	Formas de onda no circuito do inversor ressonante	44
4.7	Etapas de operação do conversor boost no modo contínuo	45
4.8	Formas de onda do conversor boost operando em modo contínuo	45
4.9	Etapas de operação do conversor boost no modo descontínuo	48
4.10	Formas de onda do conversor boost operando em modo descontínuo	48
4.11	Diagrama do conversor boost CFP e o inversor ressonante	50
4.12	Circuito ressonante $L_r C_s C_p$ analisado	52
4.13	Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para o circuito série ressonante-[$Q : 0.1 \rightarrow 1.0$] e [$\frac{C_s}{C_p} : 1 \rightarrow 4$]	54
4.14	Resposta em frequência para o circuito ressonante sem e com carga	55
4.15	Circuito simulado no programa <i>PSpice</i> ®.	57
4.16	Circuito utilizado para simular a ignição da lâmpada e a forma de onda de tensão obtida	58

LISTA DE FIGURAS

4.17	Formas de onda de corrente ($I_{(V_{rede})}$) e tensão na rede elétrica ($V_{(V_{rede})}/30V$) obtido através da simulação.	59
4.18	Espectro harmônico da corrente de entrada obtido através da simulação.	60
4.19	Forma de onda da corrente ($I_{(L_{boost})}$) no indutor do boost CFP obtida através da simulação.	61
4.20	Detalhe da forma de onda da corrente ($I_{(L_{boost})}$) no indutor do boost CFP obtida através da simulação.	61
4.21	Formas de onda de corrente ($I_{(R_{lampa})}$) e tensão ($V_{(R_{lampa})}/50V$) na lâmpada HPS obtidas através da simulação.	62
4.22	Forma de onda de tensão no barramento CC ($V_{(C_{dc})}$) e tensão na rede ($V_{(V_{rede})}$) obtidas através da simulação.	62
4.23	Forma de onda de corrente ($I_{(L_r)}$) e tensão ($V_{AB}/100V$) na entrada do circuito ressonante obtidas através da simulação.	63
5.1	Forma de onda de tensão (V_{lampa})[$500V/50\mu s$] na lâmpada HPS-150 W na ignição . .	67
5.2	Formas de onda de corrente (I_{lampa})[$2A/10\mu s$] e tensão (V_{lampa})[$50V/10\mu s$] na lâmpada HPS-150 W em regime nominal-150W	67
5.3	Forma de onda de tensão (V_{lampa})[$500V/50\mu s$] na lâmpada HPS-150 W na ignição . .	69
5.4	Formas de onda da corrente e da tensão na rede elétrica	69
5.5	Espectro harmônico da corrente de entrada	71
5.6	Formas de onda de tensão ($V_{entrada}$)[$100V/5ms$] na entrada e no barramento CC (V_{cc})[$100V/5ms$]	72
5.7	Forma de onda da corrente no indutor do boost CFP	73
5.8	Formas de onda de corrente (I_{lampa})[$2A/10\mu s$] e tensão (V_{lampa})[$50V/10\mu s$] na lâmpada HPS-150 W para 127 V de entrada	74
5.9	Formas de onda de corrente (I_{lampa})[$2A/10\mu s$] e tensão (V_{lampa})[$50V/10\mu s$] na lâmpada HPS-150 W para potência 141 W	74
5.10	Formas de onda de corrente (I_r)[$500mA/1\mu s$] do circuito ressonante e tensão (V_T)[$200V/1\mu s$] na comutação do interruptor	76
B.1	Diagrama completo do circuito implementado no protótipo	88

LISTA DE FIGURAS

B.2 Diagrama do circuito phase-shift utilizado 89

B.3 Diagrama do circuito utilizado na ignição 89

Lista de Tabelas

2.1	Comparação da eficiência luminosa entre os tipos de lâmpadas [1, 2]	6
2.2	Comparação da vida útil média entre os tipos de lâmpadas [1, 2]	6
2.3	Comparação do R_a entre os tipos de lâmpadas [2]	9
3.1	Perdas em reatores comerciais de acordo com o tipo de lâmpada para 220V/50Hz .	23
3.2	Dados de placa do reator convencional	24
3.3	Dados sobre a tensão e corrente medidos	28
3.4	Dados sobre a tensão e a corrente na lâmpada HPS-150 W acionada por um reator convencional	29
4.1	Equações utilizadas no estudo do conversor ressonante série-paralelo	52
4.2	Especificações para o projeto do reator eletrônico com alto fator de potência	56
4.3	Dados para o projeto do indutor do boost CFP.	56
5.1	Dados sobre a tensão e a corrente na lâmpada	68
5.2	Dados sobre a tensão e a corrente na rede elétrica em regime	70
5.3	Especificações da IEC-61000-3-2 para equipamentos da classe C. [*] → para fator de potência próximo de 1.	70
5.4	Comparação entre norma IEC-61000-3-2 e os resultados obtidos	71
5.5	Dados sobre a tensão e a corrente na lâmpada para 127 V na entrada	75
5.6	Dados sobre a tensão e a corrente na lâmpada para 141 W	75
B.1	Valores dos componentes	89

Nomenclatura

- δ - relação cíclica da tensão de entrada do circuito ressonante
- C - capacitor
- C_{eq} - capacitância equivalente
- $\cos\theta$ - cosseno do ângulo entre a fundamental de tensão e corrente
- C_p - capacitor paralelo
- C_s - capacitor série
- D - relação cíclica
- d - relação cíclica do interruptor boost (T3b)
- D' - relação cíclica complementar ($D' = 1 - D$)
- D_1, D_2, D_3 e D_4 - diodos anti-paralelos dos interruptores do inversor ponte completa
- D_b - diodo do conversor boost
- FP - fator de potência
- f_s - frequência de chaveamento
- HPS - lâmpada do tipo vapor de sódio de alta pressão - High Pressure Sodium
- $i_C(t)$ - corrente instantânea no capacitor
- I_g - corrente da fonte / entrada

Nomenclatura

- I_{lamp} - corrente aplicada na lâmpada
- I_{Lb} - corrente no indutor do conversor boost
- I_{Lr} - corrente no indutor do conversor ressonante
- K - fator que determina o modo de condução do conversor
- L - indutor
- L_r - indutor do inversor ressonante
- L_{boost} - indutor do conversor boost
- $M(D)$ - função de transferência do conversor em função da relação cíclica
- P_{Lamp} - potência instantânea aplicada na lâmpada
- Q - fator de qualidade
- Q_p - fator de qualidade paralelo
- Q_s - fator de qualidade série
- R - carga resistiva
- r - ripple
- R_{Lamp} - carga resistiva utilizada como modelo da lâmpada
- T, T_1, T_2, T_{3b}, T_4 - Interruptores do inversor em ponte completa
- THD - Total Harmonic Distortion - Distorção Harmônica Total
- t_{off} - período de bloqueio do interruptor
- t_{on} - período de condução do interruptor
- t_p - período de ocorrência do pico de corrente
- T_s - período de chaveamento

Nomenclatura

- V - tensão de saída do conversor
- $V(t)$ - tensão de saída
- V_{AB} - tensão aplicada na entrada do circuito ressonante $L_r C_s C_p$
- V_c - tensão do barramento contínuo / CC
- V_{CC} - tensão contínua / barramento contínuo
- V_g - tensão da fonte / entrada
- $|V_g|$ - tensão da rede retificada
- $V_i(j\omega)$ - tensão de entrada no domínio da frequência
- $V_{f(AB)}$ - tensão fundamental aplicada ao circuito ressonante
- $V_L(t)$ - tensão instantânea no indutor
- V_{Lamp} - tensão instantânea aplicada na lâmpada
- V_m - tensão de pico
- $V_o(j\omega)$ - tensão de saída no domínio da frequência
- V_{rede} - tensão de alimentação / rede elétrica - 127V / 60Hz
- ω - frequência de operação
- ω_o - frequência de ressonância
- ω_p - frequência de ressonância paralela
- ω_r - frequência de ressonância para o circuito com carga
- $\omega_{r(off)}$ - frequência de ressonância para o circuito sem carga
- ω_{r2} - frequência duas vezes a da rede
- ω_{rede} - frequência da rede elétrica
- ω_s - frequência de ressonância série

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto do trabalho e motivação

Atualmente o consumo e a qualidade da energia elétrica são fatores de preocupação mundial. Especificamente, a iluminação artificial representa 17% de toda energia consumida no Brasil [3] e cerca de 30% no mundo [4]. Por este motivo muitas pesquisas vem-se desenvolvendo com o objetivo de tornar as fontes de iluminação mais eficientes que as lâmpadas incandescentes [5].

As lâmpadas de descarga necessitam de dispositivos para seu acionamento que limitem a passagem de corrente para evitar danos nos filamentos (devido a sua característica corrente-tensão negativa da lâmpada) e que forneçam altas tensões para a ignição. É nesse contexto que se enquadram os reatores. Os reatores podem ser classificados em dois tipos: os eletromagnéticos, ditos convencionais, que podem ser capacitivos ou indutivos e os eletrônicos. Ambos apresentam vantagens e desvantagens que serão apresentadas ao longo deste [3, 6, 7, 8, 9].

O estudo sobre reatores eletrônicos na comunidade científica focalizou no acionamento de lâmpadas fluorescentes, propondo várias topologias e faixas de potência. Vários estudos foram realizados referentes as topologias de circuitos inversores ressonantes aplicados a reatores eletrônicos [10, 11, 12]. Posteriormente, muitos trabalhos passaram a focalizar o problema do fator de potência e a alta distorção harmônica [13]. A economia de energia elétrica motivou a introdução do dimmer nos reatores eletrônicos [14] e otimização da ignição, a tornando mais suave para a lâmpada tanto quanto para o reator [15, 16]. Estes trabalhos foram realizados

Capítulo 1 - Introdução

para uma faixa de potência de 70 a 250 W [17, 18, 9, 19]. Muitos modelos para as lâmpadas foram propostos tanto para as lâmpadas fluorescentes [20] quanto para lâmpadas HPS, do inglês *High Pressure Sodium* [21].

Atualmente, existem duas linhas distintas no que se refere ao estudo de reatores para lâmpada de vapor de sódio de alta pressão. Uma primeira linha se desenvolve no estudo referente ao acionamento da lâmpada com mudança na frequência de chaveamento tanto para a ignição suave quanto para a dimerização da lâmpada [14, 15, 17] e a segunda linha é referente a correção do fator de potência para os reatores eletrônico que acionam as lâmpadas HPS [5, 22]. Para isto foi necessário um estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão (HPS), realizado através de dados de fabricantes [23, 24, 25], livros [1, 2] e artigos [14, 21, 26].

A proposta desse trabalho de dissertação consiste na união dessas duas linhas de pesquisa, ou seja, um reator eletrônico que apresente um alto fator de potência e que proporcione uma ignição através da mudança na frequência de chaveamento.

A principal relevância deste trabalho está relacionada a qualidade de energia, assunto que vem sendo debatido atualmente através da minimização dos harmônicos na rede e o alto fator de potência, proporcionando uma eficiente utilização da energia elétrica.

1.2 Estrutura da dissertação

O capítulo 1 apresenta a revisão bibliográfica, o contexto no qual está inserido este trabalho e a motivação para a realização deste.

O capítulo 2 apresenta o estudo sobre as lâmpada de descarga enfatizando a lâmpada HPS, abordando as características construtivas, luminosas, a ignição, a estabilização do arco e a ressonância acústica.

No capítulo 3 é realizado um estudo de reatores convencionais eletromagnéticos, com medições realizadas num reator convencional indutivo acionando uma lâmpada HPS-150 W e de reatores eletrônicos, incluindo uma análise dos tipos de topologias existentes.

No capítulo 4 é apresentado o reator eletrônico com alto fator de potência que consiste de um inversor ressonante do tipo LC_sC_p em conjunto com um conversor boost operando

Capítulo 1 - Introdução

no modo de condução descontínua como circuito de correção de fator de potência (*CFP*). É abordado a sua modelagem, princípios de operação, simulações e todos os dados necessários para o projeto.

O capítulo 5 é dedicado aos resultados obtidos através do protótipo construído, apresentando as formas de onda que mostram o seu funcionamento e suas características especificadas. O anexo trata dos conceitos importantes utilizados neste trabalho, o projeto dos indutores e circuitos eletrônicos utilizados.

Ao final do trabalho são apresentadas as conclusões finais e as propostas de continuidade.

Capítulo 2

Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

2.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado um estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, um tipo de lâmpada de descarga, que apresenta uma eficiência luminosa e uma vida útil muito superior que as lâmpadas incandescentes, porém os reatores utilizados para o acionamento desta lâmpada apresentam sérios inconvenientes à rede elétrica como veremos posteriormente.

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, HPS, apresenta características luminosas que justificam o seu grande uso em iluminação pública. Porém, poucos trabalhos existem sobre os reatores eletrônicos para este tipo de lâmpada, o que consideramos pertinente apresentar topologias e solucionar alguns problemas em relação aos reatores convencionais.

Este estudo foi dividido em três (3) partes nas quais serão descritas as características construtivas, elétricas e o funcionamento da lâmpada HPS. Na parte referente ao funcionamento, são descritos o processo de ignição, de estabilização, a alimentação em alta frequência e a re-ignição da lâmpada, além de apresentar características particulares, como a ressonância acústica.

2.2 Caracterização das lâmpadas de descarga

2.2.1 Introdução

As primeiras lâmpadas de descarga que surgiram foram denominadas de arco voltaico. Nestas lâmpadas a descarga elétrica se dá através do ar, onde grande parte do fluxo luminoso é produzido pela incandescência entre seus eletrodos de carvão. Este tipo de lâmpada foi muito utilizada em iluminação pública no início do século passado, hoje são utilizadas em aparelhos de projeção, tanto cinematográfica quanto de grande potência para aplicações especiais, como teatro, artilharia, efeitos cênicos e outros.

As lâmpadas do tipo descarga eletrônica em gases a alta ou baixa pressão surgiram graças ao estudo sobre descargas elétricas em atmosferas gasosas que tornaram possível a utilização da descarga elétrica sobre gases como uma fonte de luz de aplicação prática. As lâmpadas de descarga mais comuns são: as de vapor de sódio de alta pressão (HPS) e de baixa pressão (LPS-*Low Pressure Sodium*), as de vapor de mercúrio (HPMV-*High Pressure Mercury Vapor*) as lâmpadas mistas e as fluorescentes.

2.2.2 Justificativas para a utilização das lâmpadas de descarga

Pode-se citar algumas características que justificam o uso das lâmpadas de descarga ao invés das lâmpadas incandescentes.

a) Alta Eficiência: maior parte da energia elétrica fornecida é convertida em luz, levando a uma redução no consumo de energia. A tabela 2.1 apresenta o tipo de lâmpada e sua eficiência luminosa.

b) A Vida Média das Lâmpadas: a vida útil é o tempo na qual a lâmpada opera em condições nominais. Entre os fatores que afetam o tempo de vida útil estão a potência de operação da lâmpada, a temperatura de operação, características do reator, a tensão da fonte e as horas de operação. A Tabela 2.2 apresenta o tipo de lâmpada e sua vida útil média em horas.

c) Operação em temperaturas mais baixas: o calor total produzido pela lâmpada de descarga é bem menor que a lâmpada incandescente, para um mesmo fluxo luminoso.

Tipo de Lâmpada	Eficiência em lúmens/Watt
Incandescente	10 a 20
Mista	17 a 25
Mercúrio	44 a 63
Fluorescente	43 a 84
Sódio	75 a 105
Multivapor	69 a 115
Sódio, alta pressão	68 a 140

Tabela 2.1: Comparação da eficiência luminosa entre os tipos de lâmpadas [1, 2]

Tipo de Lâmpada	Vida Média (horas)
Incandescente	1000 a 6000
Mista	6000 a 8000
Mercúrio	7500 a 12000
Fluorescente	12000 a 16000
Sódio	10000 a 20000
Multivapor	12000 a 24000
Sódio, alta pressão	24000

Tabela 2.2: Comparação da vida útil média entre os tipos de lâmpadas [1, 2]

2.3 Caracterização da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

Nesta seção é apresentado um estudo sobre a lâmpada utilizada na presente dissertação. Os aspectos construtivos, as características e o seu acionamento são discutidos visando-se um conhecimento sobre o tipo de lâmpada de descarga, fundamento básico para análise e projeto do reator. As lâmpadas de vapor de sódio podem ser divididas em dois grupos: as de baixa pressão (LPS) e as de alta pressão (HPS).

2.3.1 Aspectos construtivos da lâmpada HPS

A Figura 2.1 apresenta o diagrama de uma lâmpada HPS com suas principais partes.

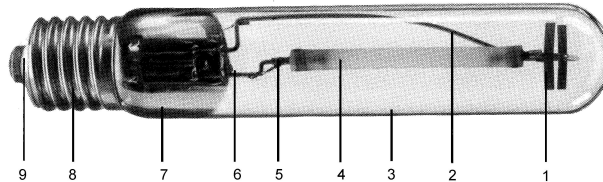


Figura 2.1: Diagrama descritivo da lâmpada HPS do tipo SON-T

Estas partes são:

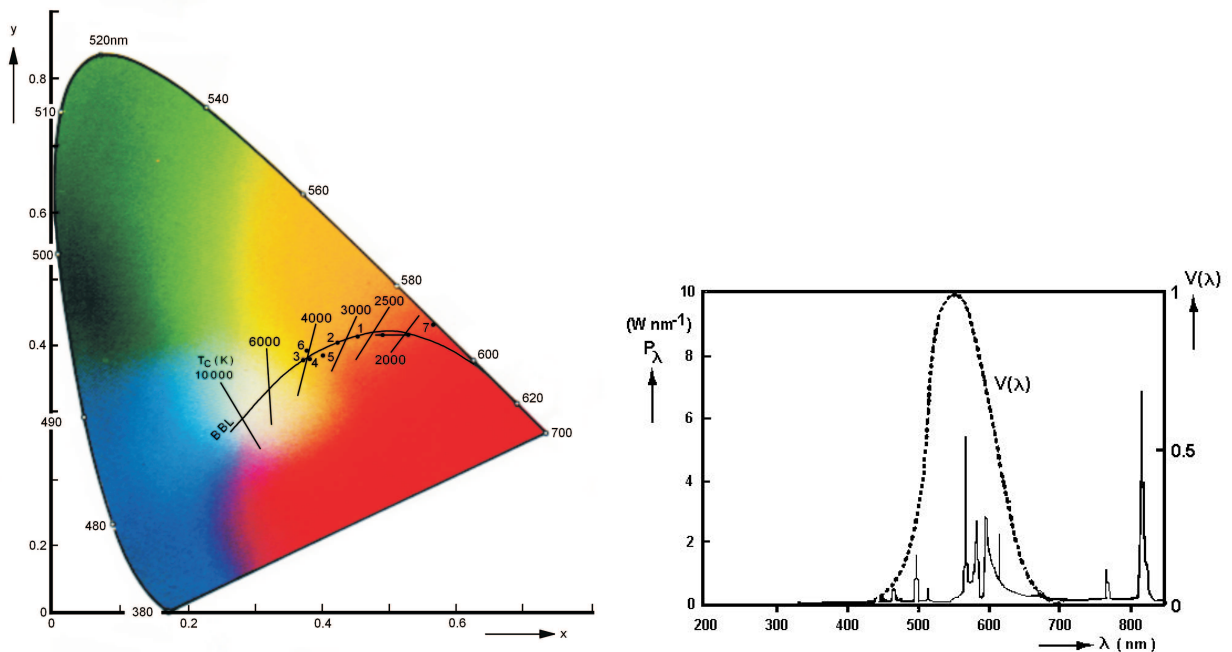
- 1 - Mola de suporte;
- 2 - Fio curvo de suporte/entrada para melhorar as características ópticas;
- 3 - Bulbo externo lacrado para isolar as influências do ar e da atmosfera;
- 4 - Tubo de descarga translúcido;
- 5 - Mecanismo de expansão para eliminar o estresse de temperatura provocado pelo tubo de descarga;
- 6 - Fio entrada/suporte;
- 7 - Absorvedor de gases para assegurar o vácuo;
- 8 - Base de rosca;
- 9 - Disco de porcelana para isolamento.

O formato do tubo de descarga é comprido, estreito e constituído de óxido de alumínio sinterizado translúcido onde estão os gases xenônio, responsável pela ignição da lâmpada e mercúrio, utilizado para corrigir a cor e o sódio em alta pressão. Possui em cada uma de suas extremidades um eletrodo principal feito de nióbio.

O tubo de descarga está localizado dentro do bulbo externo onde é produzido o vácuo entre eles para que se possa diminuir as perdas por calor externo, além de aumentar a pressão sobre o tubo de descarga e a eficiência luminosa.

2.3.2 Características luminosas

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão possui uma propriedade de cor agradável possibilitando sua utilização em vias públicas, ferrovias, áreas de estacionamento, praticamente em todo tipo de iluminação externa e também em iluminação da parte interna de indústrias.



(a) Espectro luminoso de lâmpadas

(b) Espectro luminoso da lâmpada HPS

Figura 2.2: Espectro luminoso de lâmpadas

A Figura 2.2(a) apresenta o diagrama de cores onde é apresentado pontos que representam o espectro luminoso de várias lâmpadas, onde (x,y) são as coordenadas cromáticas [2]. As lâmpadas indicadas são:

- 1 - Incandescente (GLS 100W)
- 2 - Halógena de tungstênio (1000W)
- 3 - Fluorescente branca padrão (TLD 36W/33)
- 4 - Fluorescente tree band (TLD 36W/84)
- 5 - Mercúrio de alta pressão (HPL de luxe 400W)

Capítulo 2 - Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

6 - Halógena metálica (HPI/T 400W)

7 - Vapor de sódio de baixa pressão (SOX-E131)

* - Vapor de sódio de alta pressão (SON 400 W) e a seta indica o efeito do aumento da pressão de vapor de sódio

É mostrado também as retas com as equivalentes temperaturas da radiação de corpo negro para cada comprimento de onda. A Figura 2.2(b) mostra o espectro luminoso para a lâmpada HPS SON 400 W e a curva pontilhada indicando o espectro visível em função do comprimento de onda, $V(\lambda)$.

A lâmpada HPS possui o índice de reprodução de cores, R_a , definido pela CIE-1974, em torno de 25. O valor máximo para o R_a é de 100. Atualmente, existem lâmpadas HPS com melhores índices de reprodução de cores, em torno de 85, porém, possuem menor vida útil e menor eficiência luminosa.

A Tabela 2.3 apresenta alguns tipos de lâmpadas e seus respectivos índices de reprodução de cores.

Tipo de Lâmpada	R_a
HPS - SON/T	25
HPMV - HPL de Luxe	47
Fluorescente tubular (T5)	80
HPS *	85
LPM - TLD/84	86
Halógena	70-90

Tabela 2.3: Comparação do R_a entre os tipos de lâmpadas [2]

* - Com melhoria na reprodução de cores

2.3.3 Acionamento da lâmpada HPS

Nesta seção são apresentadas as duas principais características do acionamento da HPS, que são a ignição da lâmpada e a estabilização do arco.

A ignição da lâmpada de descarga corresponde a conversão do gás existente no bulbo de um estado não-condutor a estado condutor. A primeira fase no processo de ignição da lâmpada só pode ser alcançado se o circuito elétrico proporcionar uma tensão com amplitude e tempo suficiente para provocar a ionização do gás produzindo o arco elétrico entre os dois eletrodos.

A estabilização se desenvolve limitando a corrente que flui pelo arco, pois, como o arco apresenta uma característica tensão-corrente negativa, a corrente aumentaria indefinidamente até a lâmpada ser destruída. Dessa forma, a lâmpada deve ser operada por um circuito limitador de corrente. A corrente na lâmpada pode ser ajustada ao valor desejado colocando-se um reator passivo ou um reator eletrônico entre a lâmpada e a fonte.

Para atingir a ignição formal e estabilização do arco, certas exigências devem ser satisfeitas pela lâmpada de descarga e pelo circuito elétrico no qual a lâmpada é conectada.

Ignição da lâmpada HPS

O processo de ignição é apresentado na Figura 2.3, o qual descreve a característica tensão-corrente da lâmpada HPS. O fenômeno do arco pode ser simplificado por uma descarga entre placas planas paralelas.

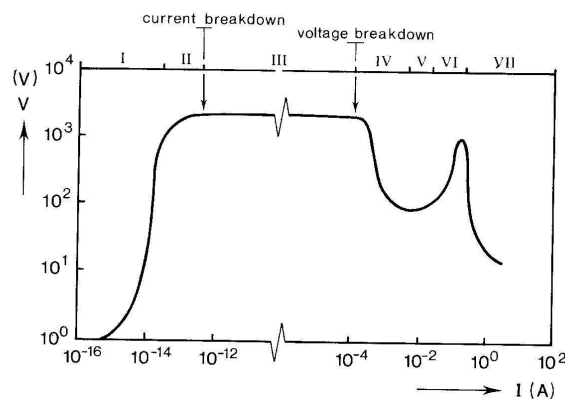


Figura 2.3: Curva descritiva da característica tensão-corrente da lâmpada HPS

Capítulo 2 - Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

Uma corrente muito pequena flui através do gap quando uma baixa tensão é aplicada. Para aumentar o valor médio da corrente, deve-se elevar a tensão. Caracterizando assim a região (I), conhecida com região de Geiger. Observamos que há uma elevação da tensão aplicada para valores próximo a 1,3 kV. Na região (II) denominada de região Townsend, a corrente ainda é muito pequena, mas o seu valor aumenta fortemente para um pequeno aumento de tensão. O ponto de breakdown da corrente, onde a descarga se torna auto-sustentada, ocorre na região (III). A tensão diminui ligeiramente, após isso, a corrente é aumentada e atinge-se o ponto onde ocorre a tensão de break-down. Na região de descarga de brilho subnominal (IV), ocorre uma diminuição significativa de tensão. Na região (V) a tensão é quase constante. Entretanto com o aumento da corrente, o brilho normal se desenvolve fazendo com que a tensão aumente mais uma vez, caracterizando a região (VI). E finalmente na região (VII) tem-se a descarga do arco propriamente dito [2].

Características do processo de ignição da lâmpada

O processo de break-down é estudado aplicando-se uma alimentação à lâmpada HPS desligada com uma tensão constante cuja amplitude pode ser escolhida. O fenômeno de break-down é observado quando ocorre uma variação súbita de tensão [2].

Para se obter as medidas da tensão de break-down; as lâmpadas HPS devem ser operadas primeiro pelo menos durante dez minutos com uma corrente estabilizada, seguido por um período desligado de mesma duração. Um período preliminar de aquecimento e resfriamento inadequado influenciará nos resultados das medidas.

Para tempos pequenos, a tensão de break-down fica muito maior por causa da alta pressão do vapor de mercúrio e sódio presentes na HPS.

Um mínimo na tensão de break-down é encontrado para um tempo de resfriamento entre um e dois minutos. Este mínimo pode ser explicado pela possível presença de uma mistura de xenônio e sódio na lâmpada depois de tal período para esfriamento. Para períodos maiores que aproximadamente cinco minutos, a tensão de break-down é principalmente determinada pela presença do gás de ignição, xenônio. Essas características podem ser observadas na Figura 2.4.

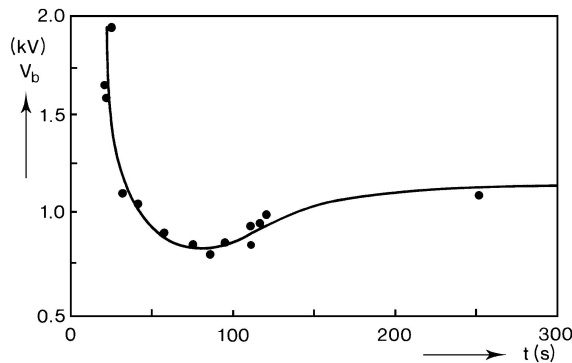


Figura 2.4: Curva característica da tensão aplicada a lâmpada em função do tempo

Para amplitudes da tensão maior que o mínimo requerido para break-down, o tempo para break-down dependerá em grande parte da sobretensão (diferença entre a tensão aplicada e o mínimo requerido para break-down).

A largura do pulso de ignição aplicado à lâmpada também influencia no tempo de ignição. Estes pulsos de ignição têm que satisfazer certas exigências mínimas com relação a amplitude, a largura e o tempo de subida do pulso.

Outra característica é que quanto maior for a tensão de alimentação, menor será o tempo de ignição. A pressão de xenônio também tem uma influência no tempo de ignição da lâmpada, que pode ser explicada pelo fato de, que para uma descarga de brilho, a densidade de corrente aumenta com o quadrado da pressão a uma queda constante no cátodo [2].

Muitas lâmpada HPS que empregam xenônio como um gás de ignição são operadas junto com um dispositivo de ignição que, em combinação com o reator indutivo ou um transformador de pulso, produz a tensão necessária para a ignição na forma de pulsos sobrepostos na tensão de alimentação.

Reignição à quente

Para a reignição de uma lâmpada HPS à quente é necessário um pulso de tensão de amplitude elevada. Isto ocorre por causa da alta pressão dos vapores de sódio e mercúrio presentes no interior da lâmpada HPS. Sem dispositivos de ignição especiais, a reignição só é possível em um período de resfriamento de meio minuto ou mais [2].

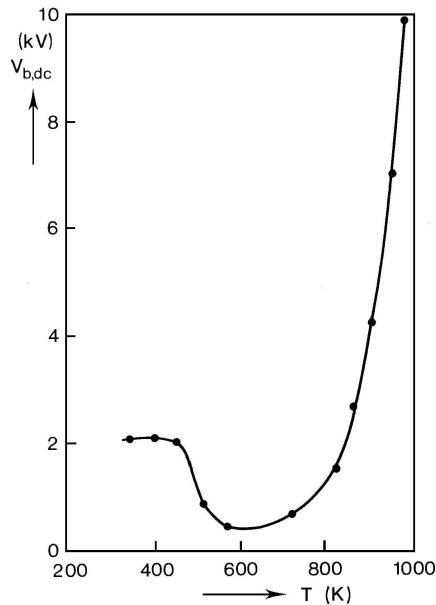


Figura 2.5: Curva de tensão em função da temperatura na lâmpada HPS

Na Figura 2.5 é mostrada a tensão contínua de break-down para uma lâmpada HPS de 70 W em função da temperatura do tubo de descarga. Observa-se que para uma temperatura de cerca de 1273°C (1000 K) é necessário um pulso de ignição com amplitude acima 10 kV.

Estabilização do arco

A função mais importante do reator é controlar a corrente na lâmpada. Os reatores são como uma interface entre a lâmpada de descarga e a rede elétrica e têm que satisfazer as exigências da lâmpada de descarga e da rede elétrica.

Com respeito à lâmpada de descarga, o reator tem que assegurar:

- que durante sua vida útil, a potência na lâmpada seja mantida constante no valor nominal apesar das flutuações na tensão de alimentação;
- a reignição;

Com respeito a rede elétrica, o reator tem que assegurar:

- que a distorção na corrente da rede seja mantida dentro dos limites especificados;

Capítulo 2 - Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

- que no caso de fontes trifásicas, a corrente do terceiro harmônico no neutro seja eliminada;
- que a corrente da rede esteja, sempre que possível, em fase com a tensão;
- que a interferência de rádio frequência, causada por exemplo durante a ignição e a reignição da lâmpada, seja suprimida adequadamente;
- que o reator não perturbe sinais de controle remoto;
- que os níveis de eficiência elétrica e luminosa sejam satisfatórios.

Curvas característica da lâmpada HPS e do reator

Como já mencionado, uma das funções principais do reator é assegurar que, mesmo havendo flutuações na tensão da lâmpada, a potência dissipada na lâmpada seja constante. O modo como a potência da lâmpada varia em função da tensão para um determinado circuito elétrico, é mostrado pelas curvas do reator.

A influência da tensão da lâmpada sobre a potência pode ser ilustrada através das curvas da lâmpada. O ponto operacional da lâmpada HPS é determinado pelo ponto de interseção do reator e da lâmpada apresentado na Figura 2.6.

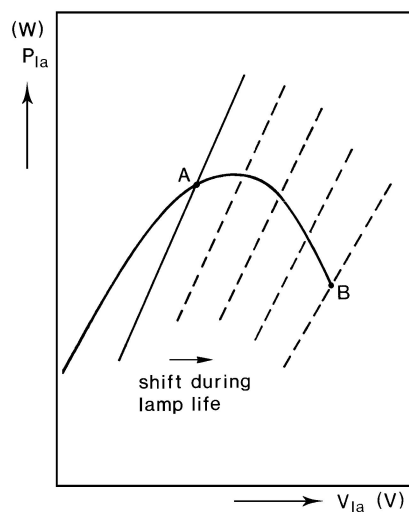


Figura 2.6: Curva característica da lâmpada

Capítulo 2 - Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

Nesta Figura são apresentadas a curva característica de uma lâmpada HPS (a reta) e a curva característica de um reator. As linhas pontilhadas indicam as curva características da lâmpada sendo deslocada ao longo de sua vida útil. As curvas da lâmpada para um determinado reator podem ser medidas variando-se a tensão de alimentação bem como sua potência. A curva da lâmpada mostra que a tensão aplicada se torna mais alta para lâmpadas mais velhas, como podemos verificar na Figura 2.6.

Diagrama quadrilátero

Quando houver um excesso de amálgama na lâmpada HPS, uma mudança na temperatura da amálgama ou composição é acompanhada por uma mudança na pressão de sódio e mercúrio (provocado por evaporação ou condensação de ambos os elementos), e também por uma mudança na tensão da lâmpada.

Tais mudanças podem ser causadas por [2]:

- uma remoção total de sódio durante a vida da lâmpada (que é a razão para o excesso de amálgama em lâmpadas HPS); a amálgama fica mais rica em mercúrio e produz uma pressão de mercúrio mais alta e uma pressão de sódio mais baixa à mesma temperatura da amálgama;
- uma mudança na temperatura da mancha mais fria durante a vida da lâmpada que podem ser provocados por vários fatores:
 - escurecimento do fim do tubo de descarga;
 - mudança no fluxo de potência pelo eletrodo.

Também, a tensão da lâmpada inicial mostra um aumento devido:

- às tolerâncias de produção na lâmpada de descarga;
- às tolerâncias de produção no reator;
- à influência da luminária no qual a lâmpada é operada;
- à influência nas flutuações de tensão de alimentação.

Capítulo 2 - Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

O reator e os fabricantes de lâmpada impõem certas limitações nos produtos para assegurar que eles operem dentro das especificações. Os limites operacionais da lâmpada podem ser especificados convenientemente por meio de um quadrilátero ou diagrama trapezoidal mostrados na Figura 2.7 [2].

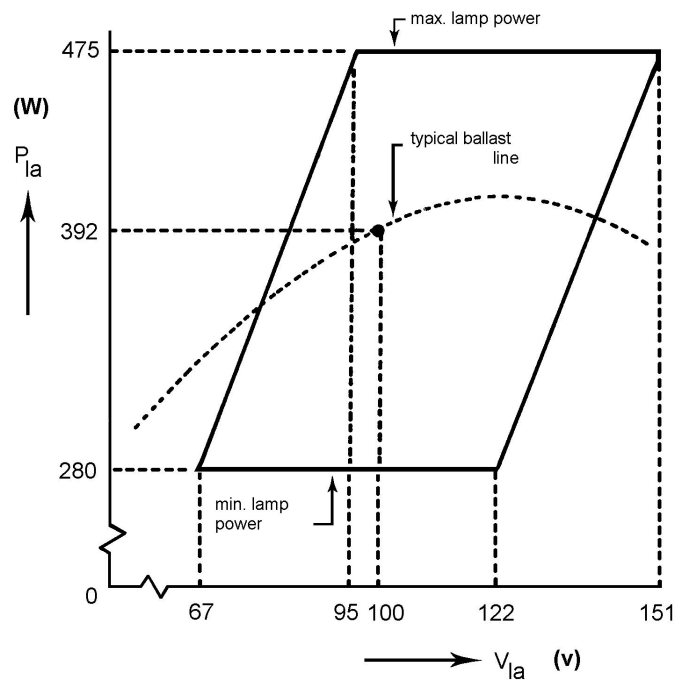


Figura 2.7: Diagrama quadrilátero de uma lâmpada HPS-400 W

Os limites superior e inferior de potência da lâmpada são determinados pela norma IEC. Dentro desses limites se assegura um fluxo luminoso aceitável e com tempo de aquecimento satisfatório. Os limites laterais são determinados pela curva característica da lâmpada. O ponto de funcionamento do reator deve estar dentro desse quadrilátero.

O projetista do reator deverá considerar as flutuações na tensão de alimentação para que a linha do reator não ultrapasse os limites inferior e superior do diagrama quadrilátero.

2.3.4 Ressonância acústica

A operação de lâmpadas de descarga de alta pressão em alta frequência é impedida pela ocorrência de ondas de pressão estacionárias (ressonâncias acústicas) que pode conduzir a uma distorção no caminho da descarga [2, 8]. A operação em alta frequência proporciona o aumento do fator de potência da lâmpada HPS. A Figura 2.8 mostra que em algumas faixas de frequência há ocorrência de distorções. Fora destas faixas a descarga tem o mesmo funcionamento que em 60 Hz. Estas distorções são causadas pela ocorrência de ressonâncias acústicas, como será mostrado nesta seção. Estas observações são típicas para todos os tipos de lâmpadas HPS. Dependendo do tipo da lâmpada, a quantidade de faixas e a região das mesmas podem variar devido as diferentes dimensões do tubo de descarga. Isto pode ser explicado pela dependência do amortecedor de ondas acústicas em relação a composição do gás e sua pressão. Se, como consequência da ressonância acústica, o caminho de descarga for deslocado em parte para a parede do tubo de descarga poderá resultar em rachaduras no tubo devido ao aquecimento excessivo no local, flutuações claras indesejáveis, ou um aumento da tensão na lâmpada.

Teoria de ressonância acústica

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

O aumento da frequência proporciona aproximações das faixas de ocorrência da ressonância acústica, enquanto a baixas frequências, as regiões são mais espaçadas. As frequências ressonantes são determinadas pelas dimensões internas do tubo de descarga e a velocidade do som. O comprimento do tubo de descarga é relevante pois a onda acústica é mais refletida contra as extremidades do tubo do que contra as extremidades dos eletrodos, a menos que os eletrodos ocupem uma grande parte do tubo de descarga. A velocidade do som é determi-

Capítulo 2 - Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

nada pelo peso médio molecular do gás. Em lâmpadas padrões HPS, o peso médio molecular depende das pressões parciais do sódio, mercúrio e xenônio. As diferentes velocidades do som para diferentes modos de ressonância sugerem que diferentes temperaturas efetivas estão envolvidas [2].

A Figura 2.8 apresenta as faixas de frequência em que ocorrem a ressonância acústica para dois tipos de lâmpadas HPS.

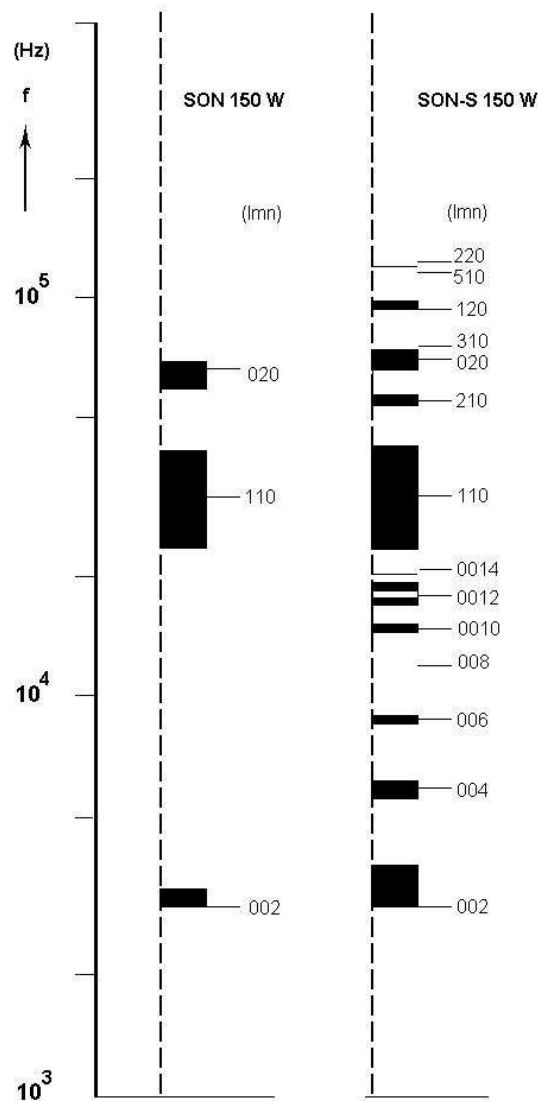


Figura 2.8: Faixas de ocorrência da ressonância acústica para lâmpadas HPS SON 150 W e SON-S 150 W (respectivamente baixa e alta pressão do gás xenônio)

2.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foi mostrado o estudo realizado para a lâmpada HPS, destacando seus aspectos construtivos, característica luminosa, a ressonância acústica e principalmente sua ignição e a estabilização do arco.

As justificativas referentes ao uso das lâmpadas de descarga mostram a preocupação com a questão do uso mais eficiente da energia elétrica.

O estudo da ignição da lâmpada apresentou características importantes das lâmpadas HPS como as altas tensões necessárias para a formação do arco, a relação entre o tempo e o valor da tensão para a reignição. O reator deve fornecer a potência nominal à lâmpada com pequenas flutuações e permitir a reignição, não perturbar a rede elétrica, principalmente com respeito à corrente, que deve ter a distorção harmônica total dentro dos limites especificados e um alto fator de potência. O aumento da tensão aplicada à lâmpada durante a sua vida útil nos permite avaliar a variação da potência nesse período e a importância do diagrama quadrilátero para o projeto do reator para o acionamento da lâmpada.

A escolha da frequência de operação do reator eletrônico está diretamente relacionada com as faixas de ocorrência das ressonâncias acústicas que devem ser evitadas para preservar a lâmpada e manter sua operação.

Capítulo 3

Estudo dos reatores para lâmpada HPS

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta um estudo sobre os reatores para as lâmpadas de descarga do tipo vapor de sódio de alta pressão.

Como as lâmpadas de descarga apresentam característica de impedância negativa, necessitam de dispositivos que limitem a passagem de corrente para evitar danos nos filamentos. Necessitam, ainda, de altas tensões para a ignição. Esses problemas têm sido solucionados com a utilização de reatores eletromagnéticos, ditos convencionais: capacitivos ou indutivos. Entretanto, mesmo sendo de baixo custo esses reatores apresentam alguns problemas como: baixo fator de potência, baixa eficiência, grande peso e volume. Porém, são de alta durabilidade, robustez, resistentes aos transitórios da rede elétrica e alta confiabilidade e elevado valor de MTBF (Mean Time Between Fail) [3].

Os reatores eletrônicos podem solucionar esses problemas, mas apesar de um custo maior, esses reatores têm se tornado competitivos em relação aos convencionais, porque aumentam a vida útil das lâmpadas, proporcionam uma economia de energia, aumentam a eficácia luminosa (rendimento luminoso lúmens/W), não apresentam ruído audível e são insensíveis as flutuações da rede elétrica. Existem reatores eletrônicos tanto com e sem correção de fator de potência. Outros reatores eletrônicos ainda apresentam dimerização que permite o controle

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

da luminosidade e também economia de energia elétrica. Algumas desvantagens dos reatores eletrônicos são sua baixa resistência aos transitórios da rede elétrica, menor tempo de vida útil e menor MTBF, devido ao maior número de componentes.

Neste estudo procura-se descrever as características dos reatores convencionais, e os reatores eletrônicos. São incluídos dados experimentais de um reator convencional indutivo acionando uma lâmpada HPS-150 W. Na Figura 3.1 é mostrado um reator convencional eletromagnético.

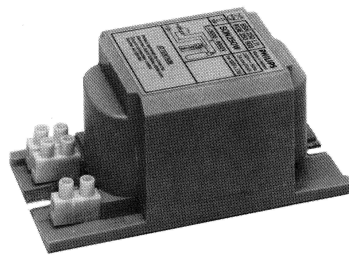


Figura 3.1: Foto de um reator convencional

3.2 Reatores convencionais - capacitivo e indutivo

Os reatores convencionais são do tipo capacitivo ou indutivo. No reator capacitivo ou indutivo puro, alimentado por uma tensão senoidal, a potência da lâmpada é determinada pelo produto da componente fundamental da tensão com a componente fundamental da corrente da lâmpada e o cosseno do ângulo de fase entre estes dois componentes.

$$P_{lamp} = VI \cos\phi \quad (3.1)$$

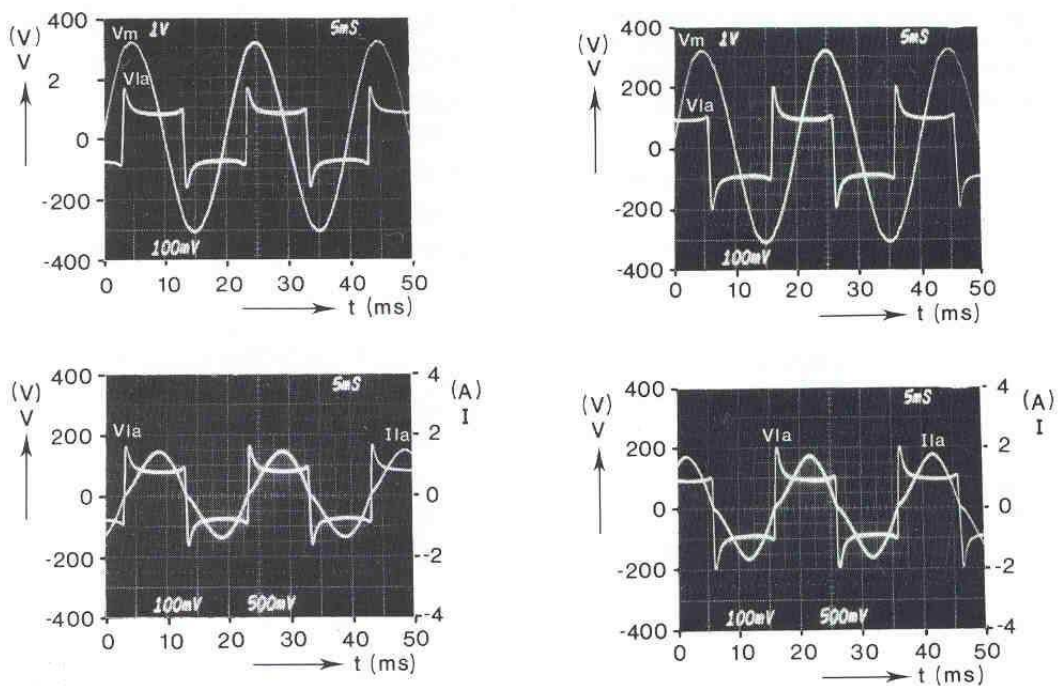
Observações sobre os tipos de reatores:

- Com respeito as variações de tensão na lâmpada, os reatores indutivos mostram uma regulação de potência melhor que o capacitivo, especialmente para uma tensão na lâmpada de cerca de metade da tensão de alimentação;
- Para uma tensão na lâmpada constante e de aproximadamente a metade da tensão de alimentação, o reator capacitivo regula a potência na lâmpada contra flutuações de tensão de alimentação um pouco melhor que o tipo indutivo;

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

- Quanto mais alta for a tensão na lâmpada, maiores as mudanças de potência na lâmpada devido as flutuações de tensão de alimentação. Estas mudanças na potência da lâmpada podem ser reduzidas diminuindo-se a tensão na lâmpada em relação à tensão de alimentação.

Tanto no circuito capacitivo quanto no indutivo há um defasamento entre a tensão de alimentação e corrente na lâmpada, como mostrado nas Figuras 3.2(a) e 3.2(b).



(a) Formas de onda para o reator indutivo

(b) Formas de onda para o reator capacitivo

Figura 3.2: Formas de ondas para os reatores indutivo e capacitivo : (V_m) tensão na rede, (V_{la}) tensão na lâmpada e (I_{la}) corrente na lâmpada

A Figura 3.2(a) apresenta formas de ondas de tensão na rede e na lâmpada e também tensão e corrente na lâmpada para o reator convencional do tipo indutivo. Já a Figura 3.2(b) apresentada forma de ondas de tensão na rede e na lâmpada e também tensão e corrente na lâmpada para o reator convencional do tipo capacitivo.

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

O elemento puramente capacitivo produz uma distorção muito elevada na corrente de alimentação, pois o capacitor apresenta um curto-circuito virtual aos harmônicos de mais alta frequência da corrente. Um modo para evitar tal distorção seria empregar-se um reator capacitivo que incluísse uma combinação de capacitor e indutor. Porém, este circuito pode ser melhor usado junto às lâmpadas de descarga cuja tensão da lâmpada é quase independente da potência da lâmpada, por exemplo, como a lâmpada HPMV. O reator capacitivo age como uma fonte de corrente constante para a lâmpada [2].

O reator indutivo proporciona uma estabilização melhor que o capacitivo no que diz respeito as mudanças de tensão na lâmpada. Para a frequência de 60 Hz, o indutor é relativamente pesado e em alguns casos, um transformador tem que ser usado para manter as perdas no ferro e cobre dentro de limites aceitáveis. A Tabela 3.1 apresenta determinadas perdas dos reatores comercialmente disponíveis para várias potências de lâmpadas HPS [2].

Tipo de lâmpada HPS	Perdas no reator (W)
50 W	8
70 W	11
100 W	11
150 W	20
250 W	30
400 W	35
1000 W	60

Tabela 3.1: Perdas em reatores comerciais de acordo com o tipo de lâmpada para 220V/50Hz

Uma vantagem do reator indutivo é que um circuito de ignição pode ser incorporado facilmente no reator para produzir as pulsações de ignição necessárias para as lâmpadas HPS. Já a desvantagem do reator indutivo está relacionada às grandes flutuações da tensão de alimentação. Essa desvantagem pode ser evitada usando-se outro tipo de reator, o denominado regulador de potência constante. Neste dispositivo, um transformador de regulador de tensão magnético é adicionado ao indutor. Tal transformador dá uma tensão estabilizada ao secundário.

3.3 Estudo do reator convencional indutivo para lâmpada HPS-150 W

O estudo do reator convencional foi realizado utilizando um reator da Transvoltec, cujos dados de placa são mostrados na Tabela 3.2, acionando uma lâmpada LUCALOX LU150/100/D/40 da GE (General Electric).

Tensão de alimentação	220 V
Corrente na rede	1,80 A
Corrente na lâmpada	1,80 A
Tensão de pulso de ignição da lâmpada	3,00 kV
Potência	150 W
F.P.	0,42

Tabela 3.2: Dados de placa do reator convencional

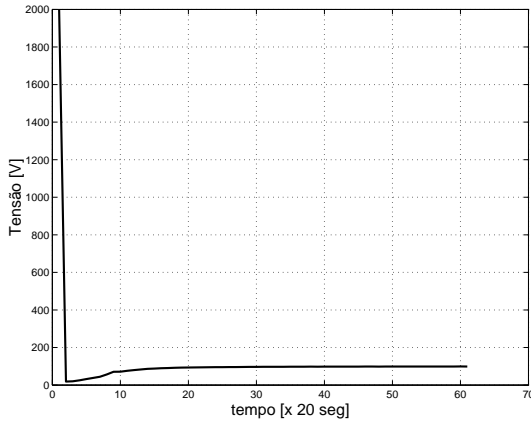
As medições foram realizadas utilizando o osciloscópio da *Tektronix*[®] e o software *Wavestar*[®] para a aquisição das medidas.

3.3.1 Estudo da ignição da lâmpada até entrada em regime

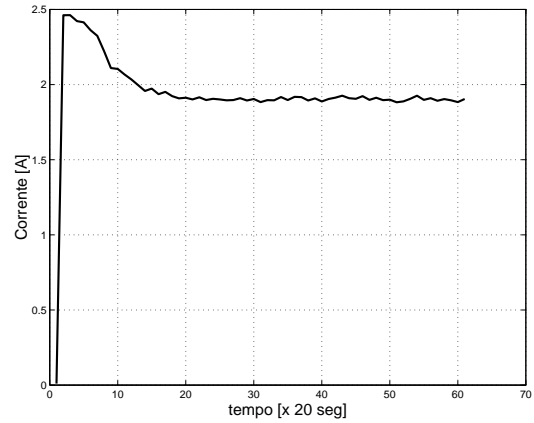
A seguir serão apresentados os resultados de um estudo sobre a lâmpada HPS-150 W acionada por um reator indutivo. Foram obtidas as curvas de tensão, corrente, potência e impedância. Os pontos foram obtidos através de medições em intervalos de 30 segundos desde a ignição até o tempo final de 20 minutos. O tempo de 20 minutos foi escolhido, pois segundo o fabricante e alguns artigos [8, 16], o tempo da entrada em regime é de 15 minutos.

As Figuras 3.3 e 3.4 apresentam as curvas que caracterizam a ignição e a entrada em regime da lâmpada HPS sendo acionada por um reator convencional do tipo indutivo. As Figuras 3.3(a), 3.3(b), 3.3(c) e 3.3(d) apresentam a tensão, corrente, potência e impedância, respectivamente, em função do tempo na ignição até a entrada em regime.

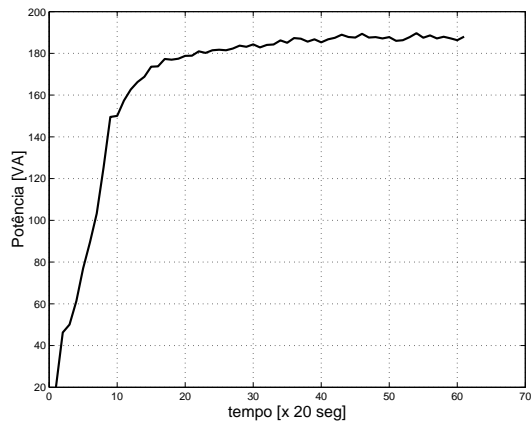
Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS



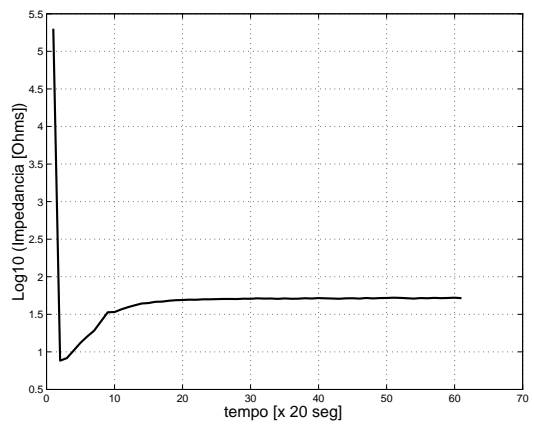
(a) Curva de tensão na lâmpada HPS-150 W



(b) Curva de corrente na lâmpada HPS-150 W



(c) Curva de potência na lâmpada HPS-150 W



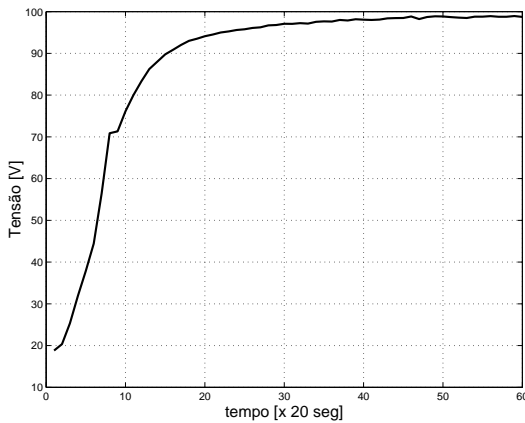
(d) Curva de impedância na lâmpada HPS-150 W

Figura 3.3: Medidas realizadas na lâmpada HPS-150 W durante a ignição até entrada em regime

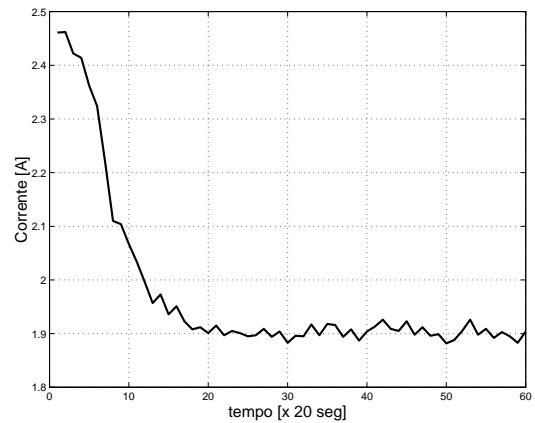
Pode-se observar que a ignição da lâmpada é um processo que ocorre em alguns milissegundos. O reator aplica uma tensão à lâmpada de aproximadamente 2 kV. Enquanto isso, a corrente aumenta até o valor máximo, no caso de 2,45 A. A tensão diminui até atingir 20 V. Essa característica faz com que o arco tenha uma impedância praticamente infinita e de depois de sua ocorrência passa a ter um valor bem determinado. Com a formação e estabilização do arco, observa-se que tensão aumenta até atingir o valor nominal de 100 V e a corrente diminui atingindo também o valor nominal de 1,88 A. A potência apresenta uma característica na

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

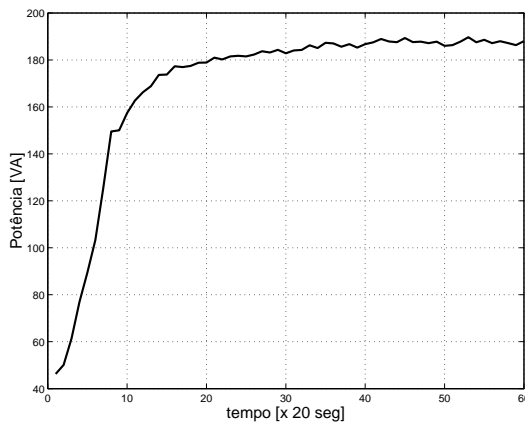
qual o seu valor parte de zero até o valor de 188 VA. A impedância que é uma característica importante para definirmos o modelo a ser utilizado nas simulações e no projeto, tem um valor inicial muito elevado caracterizando um circuito aberto e depois estabiliza num valor para as condições nominais de operação.



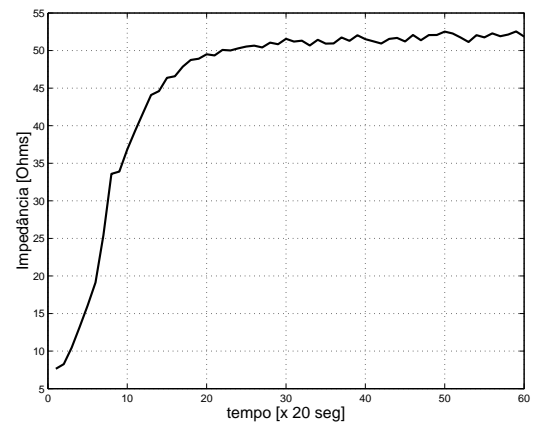
(a) Detalhe da curva de tensão na lâmpada HPS-150 W



(b) Detalhe da curva de corrente na lâmpada HPS-150 W



(c) Detalhe da curva de potência na lâmpada HPS-150 W



(d) Detalhe da curva de impedância na lâmpada HPS-150 W

Figura 3.4: Detalhe das formas de onda na lâmpada HPS-150 W durante a entrada em regime

O tempo gasto para a lâmpada HPS-150 W atingir o valor nominal de tensão foi aproximadamente 14 minutos. As Figuras 3.4(a), 3.4(b), 3.4(c) e 3.4(d) apresentam as curvas da tensão, corrente, potência e impedância na lâmpada dado uma ênfase na entrada em regime. Nestas

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

figuras podemos observar melhor os valores nominais de regime para cada curva apresentada. Principalmente o valor da impedância em regime, que é de $53,6\Omega$.

3.3.2 Medidas na rede elétrica

Uma análise importante é a forma de onda de corrente e tensão tanto na rede quanto na lâmpada. Esta análise nos permite observar características importantes como: fator de potência do reator e a distorção harmônica total da corrente de entrada, ou seja, a corrente na rede elétrica. As formas de onda de corrente e tensão na rede elétrica são apresentadas na Figura 3.5.

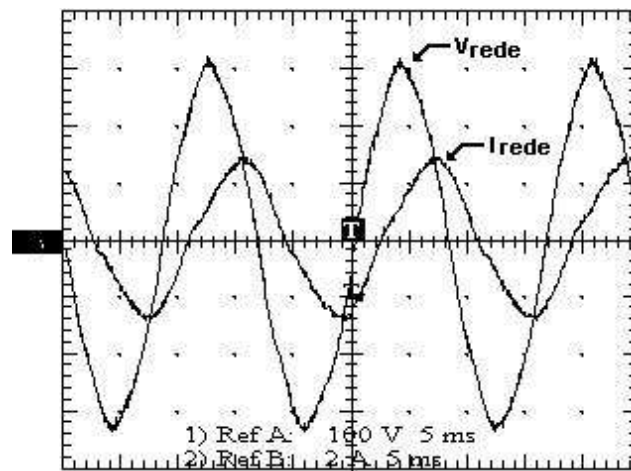


Figura 3.5: Formas de onda de corrente (I_{rede})[2A/5ms] e tensão (V_{rede})[100V/5ms] na rede elétrica

A Tabela 3.3 mostra os resultados na entrada do reator. Observa-se um deslocamento de $56,9^\circ$ entre a tensão de alimentação e a corrente de entrada proporcionando um baixo fator de potência, cujo o valor calculado é de 0,54. A corrente apresenta um valor baixo de THD. Outra informação importante é a potência aplicada ao reator, cujo valor é de 226 W. Essa informação junto com a potência aplicada a lâmpada pode-se determinar o rendimento do reator e conseqüentemente as perdas no sistema.

Variável	Valor
Tensão	219 V
Corrente	1,89 A
Potência	226 W
THD de tensão	2,76%
THD de corrente	8,24%
Fator de potência	0,544
Deslocamento de fase	56,9°
Potência instantânea	414 VA

Tabela 3.3: Dados sobre a tensão e corrente medidos

3.3.3 Medidas na lâmpada HPS-150 W

A análise das formas de onda da corrente e da tensão na lâmpada HPS-150 W apresentadas na Figura 3.6 e da Tabela 3.4 permite verificar as condições de operação da lâmpada em regime.

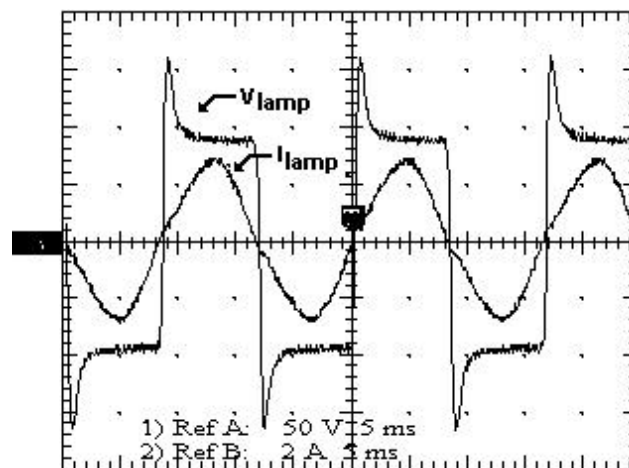


Figura 3.6: Formas de onda de corrente (I_{lamp})[2A/5ms] e tensão (V_{lamp})[50V/5ms] na lâmpada HPS-150 W acionada pelo reator convencional

As formas de onda da Figura 3.6 vem demonstrar a característica de operação com um reator indutivo, corrente atrasada em relação a tensão de alimentação e onda quadrada com picos altos para a tensão na lâmpada, como já apresentadas na Figura 3.2(a). A potência aplicada à lâmpada é de 160 W para a condição nominal de 100 V de tensão na lâmpada. Pode-

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

se também observar que a tensão aplicada na lâmpada possui um alto THD. O rendimento calculado para o reator convencional indutivo analisado foi de 71 %.

Variável	Valor
Tensão	99,4 V
Corrente	1,9 A
Potência	160 W
THD de tensão	56,39%
THD de corrente	8,20%
Fator de potência	0,849
Deslocamento de fase	7,06°
Potência instantânea	188 VA

Tabela 3.4: Dados sobre a tensão e a corrente na lâmpada HPS-150 W acionada por um reator convencional

3.4 Reatores eletrônicos

Uma razão importante pelo interesse nos reatores eletrônicos para lâmpadas HPS é que eles são menores e mais leves que os reatores convencionais. Além disso, o reator eletrônico permite a operação em alta frequência ou operação com corrente pulsada. Operando em frequências mais altas, podem ser eliminados os problemas de reignição. Os reatores eletrônicos também são melhores na regulação da potência da lâmpada, tensão da lâmpada, produção de luz e permitem a dimerização. Porém apresentam as desvantagens de interferências eletromagnéticas e o aparecimento de ressonâncias acústicas [8].

A Figura 3.7 mostra um diagrama em blocos dos circuitos que compõem um reator eletrônico e suas respectivas funções.

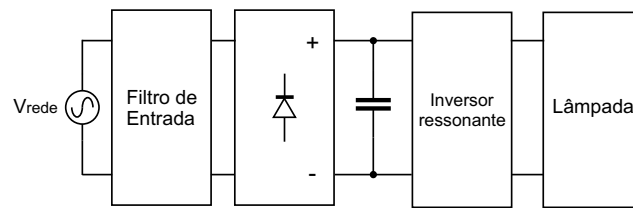


Figura 3.7: Diagrama básico de um reator eletrônico convencional

O filtro de entrada tem como função corrigir a distorção da corrente na rede, suprimir interferência de rádio frequência (r.f.i) e remover "spikes" na alimentação.

O retificador, combinado com o filtro capacitivo, converte a tensão de alimentação alternada em uma tensão contínua, eliminando o efeito estroboscópio de baixa frequência e o "flicker". O inversor ressonante converte a tensão contínua em uma tensão de alta frequência e proporciona a ignição da lâmpada.

3.4.1 Topologias e características de inversores operando em alta frequência

Os reatores eletrônicos são implementados utilizando o princípio dos conversores ressonantes, que trabalham em alta frequência e com comutação dos interruptores não-dissipativa. O fato de possibilitarem o fornecimento de altas tensões devido suas propriedades, os conversores ressonantes permitem a realização da ignição da lâmpada e a estabilização do arco.

Podem ser classificados segundo o tipo de circuito ressonante e de acordo com a topologia do inversor. Assim, segundo o circuito ressonante, podem ser: série, paralelo e série-paralelo (LC_sC_p). A Figura 3.8 apresenta esses circuitos ressonantes.

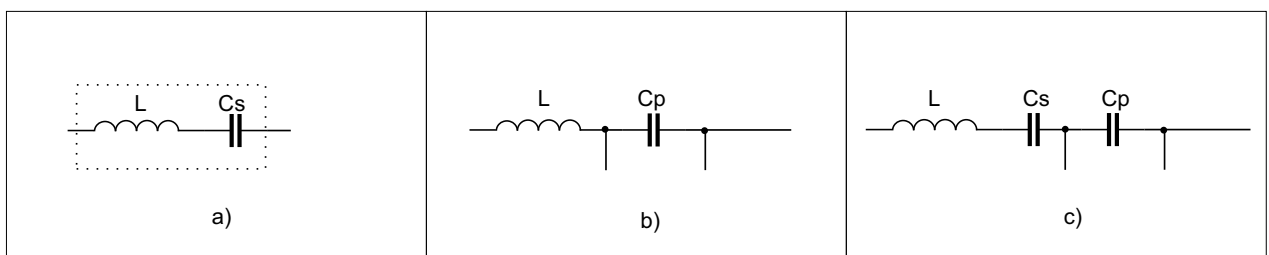


Figura 3.8: Tipos de circuitos ressonantes: a) série, b) paralelo e c) série-paralelo

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

De acordo com a topologia do inversor podemos classificar como ponte completa ou meia-ponte. A Figura 3.9 apresenta as topologias.

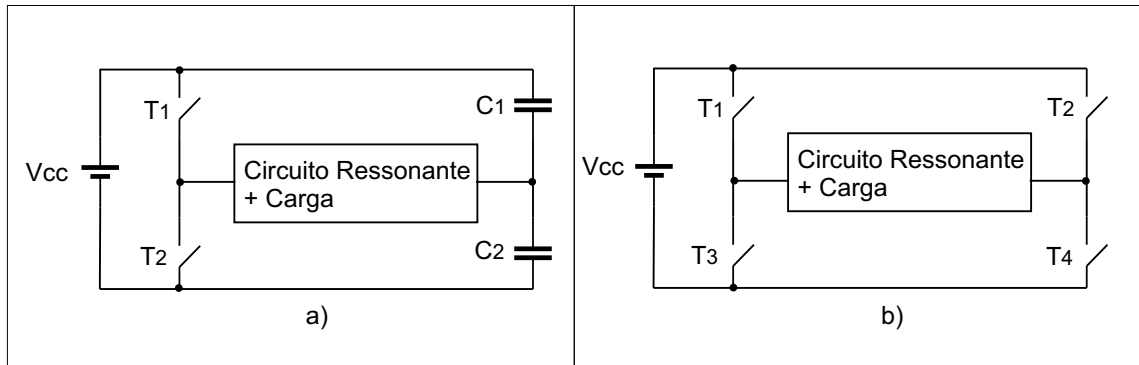


Figura 3.9: Tipos de inversores utilizados em reatores a)Meia-Ponte e b)Ponte Completa

O circuito série ressonante, mostrado na Figura 3.10, possui a seguinte função de transferência:

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (3.2)$$

onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (3.4)$$

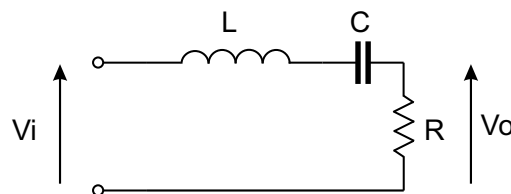


Figura 3.10: Circuito série ressonante

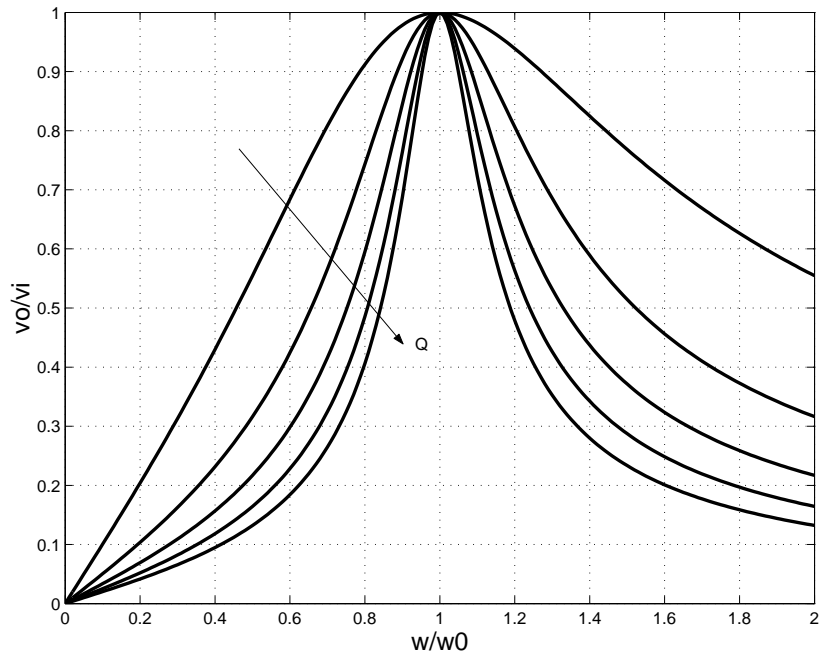


Figura 3.11: Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para o circuito série ressonante-[$Q : 1.0 \rightarrow 5.0$]

A variação da tensão de saída (V_o) em relação a tensão de entrada (V_i) em função da frequência da tensão de entrada (ω) e do fator de qualidade (Q) é mostrado na Figura 3.11. O circuito paralelo ressonante apresentado na Figura 3.12 tem como função de transferência:

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0 Q}\right)^2}} \quad (3.5)$$

onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (3.7)$$

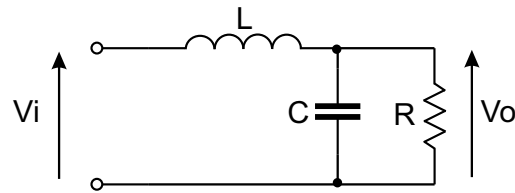


Figura 3.12: Circuito paralelo ressonante

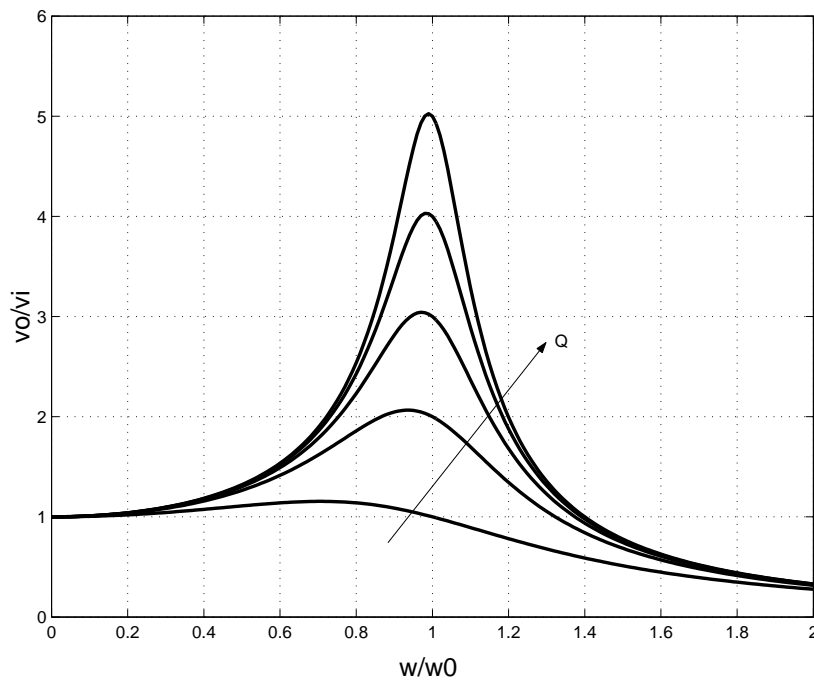


Figura 3.13: Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para o circuito paralelo ressonante- $[Q : 1.0 \rightarrow 5.0]$

A variação da tensão de saída (V_o) em relação a tensão de entrada (V_i) em função da frequência da tensão de entrada (ω) e do fator de qualidade (Q) é mostrado na Figura 3.13. O circuito ressonante série-paralelo apresentado na Figura 3.14 tem como função de transferência:

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right)^2 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_s Q} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)^2}} \quad (3.8)$$

onde:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \quad (3.9)$$

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

$$w_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} \quad (3.10)$$

$$Q_s = \frac{w_s L}{R} \quad (3.11)$$

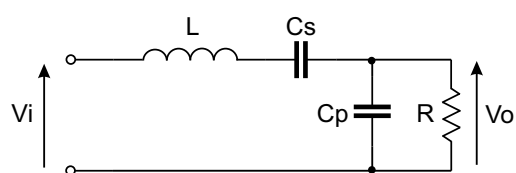


Figura 3.14: Circuito série-paralelo ressonante

A variação da tensão de saída (V_o) em relação a tensão de entrada (V_i) em função da frequência da tensão de entrada (ω) e o fator de qualidade (Q) é mostrado na Figura 3.15.

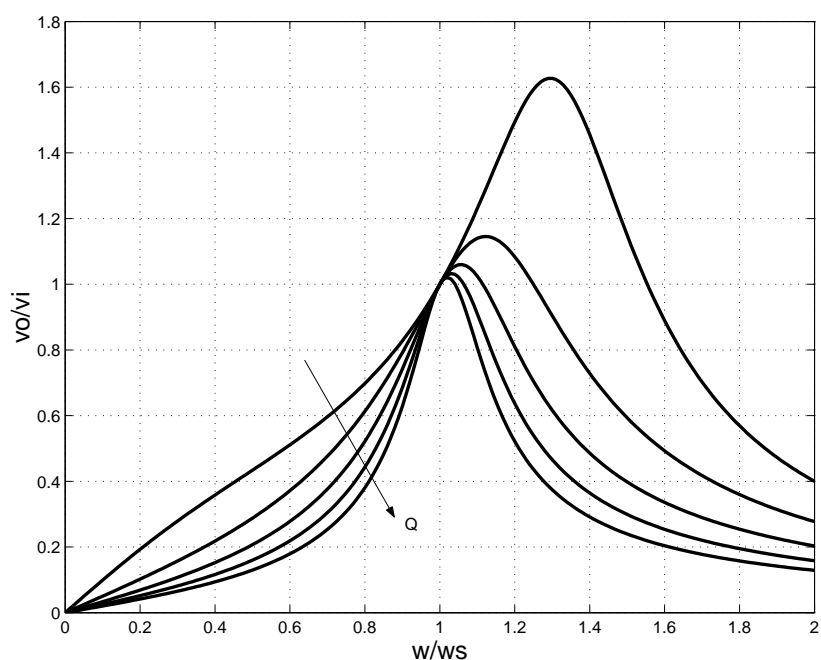


Figura 3.15: Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para o circuito série-paralelo ressonante- $[Q : 1.0 \rightarrow 5.0]$

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

Além desses, existem outras topologias de conversores ressonantes para a conversão CC-CA:

- Inversor Tipo D
- Inversor Tipo E

onde o inversor tipo D e E são mostrados na Figura 3.16.

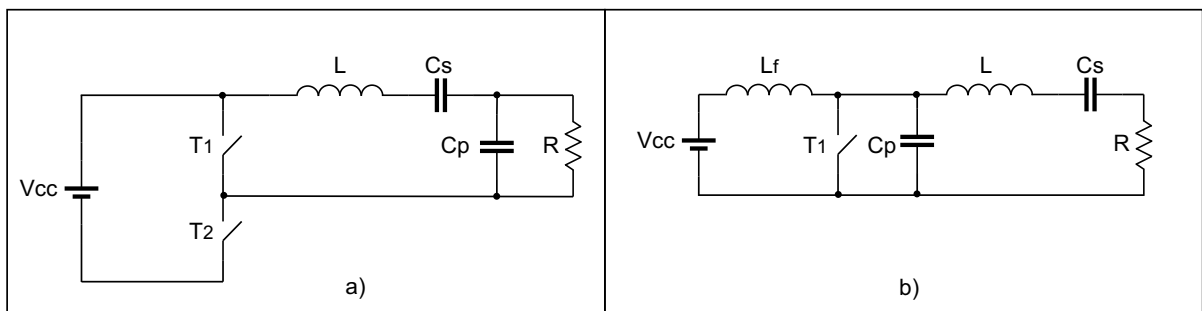


Figura 3.16: Outros tipos de conversores utilizados: a)Tipo D e b)Tipo E

A estrutura do reator eletrônico apresentado na Figura 3.7 pode apresentar baixo fator de potência devido ao grande THD da corrente de entrada, em torno de 120%, devido à presença da ponte retificadora e o capacitor [4, 27].

Podemos citar como desvantagens do baixo FP e elevada distorção harmônica da corrente de entrada:

- A máxima potência ativa utilizável da rede elétrica é fortemente limitada pelo FP;
- Os harmônicos de corrente exigem um sobre dimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores, além de aumentar as perdas por efeito pelicular;
- A componente de 3^o harmônico da corrente em sistema trifásico com neutro, pode ser muito maior que a corrente da fase;
- Os componentes harmônicos podem excitar ressonâncias no sistema de potência, gerando picos de tensão e de corrente, podendo assim danificar dispositivos conectados à linha.

Podem ser adotadas algumas soluções passivas para a correção do FP, pois estas oferecem características como: robustez, alta confiabilidade, insensibilidade a surtos, operação silenciosa.

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

No entanto, existem algumas desvantagens, tais como:

- São pesados e volumosos (em comparação com soluções ativas);
- Afetam as formas de onda na frequência fundamental;
- Alguns circuitos não podem operar numa larga faixa da tensão de entrada (90 a 240V);
- Não possibilitam regulação da tensão;
- A resposta dinâmica é pobre;

A principal vantagem é a não-presença de elementos ativos.

A colocação de um filtro indutivo na saída do retificador (sem capacitor) produz uma melhoria significativa do FP, uma vez que é absorvida uma corrente quadrada da rede, o que leva a um FP de 0,90. Como grandes indutâncias são indesejáveis, um filtro LC pode permitir ainda o mesmo FP, mas com elementos significativamente menores [27].

Outras alternativas, que não provocam a redução da componente fundamental da tensão empregam filtros LC paralelo sintonizados (no 3º harmônico) na entrada do retificador.

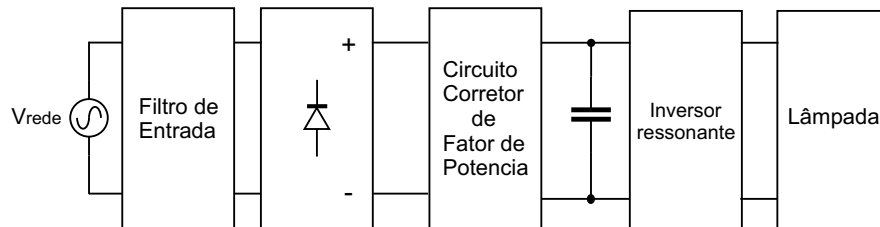


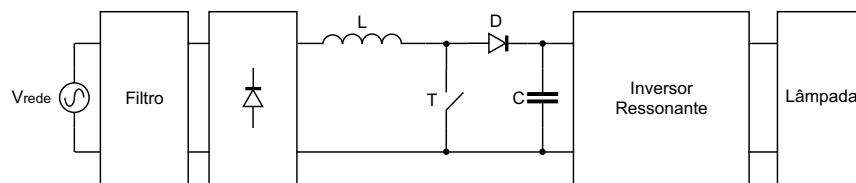
Figura 3.17: Diagrama básico de um reator eletrônico com CFP

Os reatores eletrônicos que apresentam correção ativa do fator de potência possuem um circuito denominado de corretor de fator de potência, do inglês PFC (Power Factor Correction). Os conversores mais utilizados que realizam esta função são o boost, o buck-boost e o flyback, entre outros. A Figura 3.17 mostra em diagrama de blocos este tipo de reator.

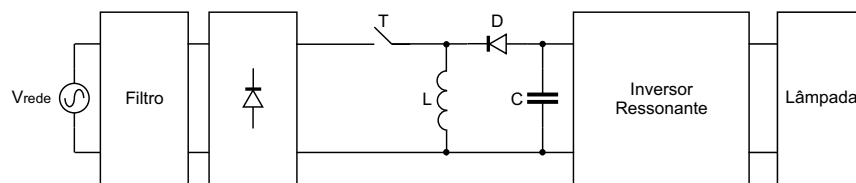
O conversor tipo boost é colocado como estágio intermediário entre o retificador e o inversor ressonante. Este estágio intermediário tem como objetivo apresentar para a rede elétrica uma carga resistiva e para a carga uma tensão de saída maior que a de entrada. O circuito de CFP apresenta para a rede formas de corrente e tensão senoidais e em fase, ou seja, $\cos\theta$ igual a 1,

Capítulo 3 - Estudo dos reatores para lâmpada HPS

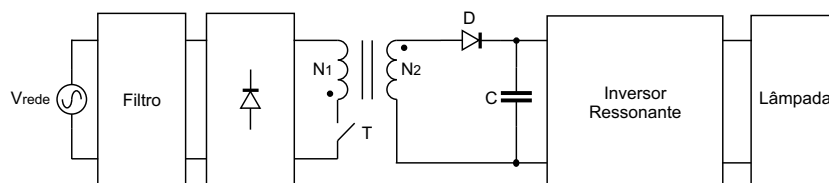
proporcionando assim um alto fator de potência. Na Figura 3.18(a), podemos ver a estrutura do reator eletrônico com o CFP boost. No caso de altas potências, utiliza-se o inversor em ponte completa e para uma opção mais econômica para baixas potências, utiliza-se o inversor em meia ponte.



(a) Estrutura do reator eletrônico com CFP boost



(b) Estrutura do reator eletrônico com CFP buck-boost



(c) Estrutura do reator eletrônico com CFP flyback

Figura 3.18: Estruturas de reatores eletrônicos com CFP

O reator eletrônico com o conversor buck-boost, assim como o boost, tem como a principal vantagem a implementação do CFP de forma natural no modo de condução descontínua, porém apresenta a desvantagem de possuir um valor de corrente média menor do o boost. Este conversor é mostrado na Figura 3.18(b), e o reator eletrônico da Figura 3.18(c), é constituído por um conversor flyback e um inversor, apresenta a vantagem do isolamento galvânico proporcionado pelo transformador.

3.5 Conclusões do capítulo

O estudo sobre os reatores mostrou-se importante para analisar os reatores convencionais eletromagnéticos e os reatores eletrônicos. As vantagens dos reatores eletrônicos, em relação aos convencionais, são a possibilidade da correção do fator de potência, o aumento da vida útil da lâmpada, o aumento da eficiência luminosa, a insensibilidade as flutuações da rede elétrica e a dimerização proporcionando uma economia de energia. Entretanto, os reatores convencionais são mais robustos, mais resistentes aos transitórios da rede elétrica e duráveis.

As medições realizadas no reator convencional do tipo indutivo, acionando uma lâmpada HPS-150 W, permitiram a análise do processo de ignição da lâmpada e das formas de ondas de tensão na rede e tensão e corrente na lâmpada. Através dessas medidas podemos observar os valores da tensão de ignição da lâmpada, o valor nominal de tensão na lâmpada e a característica não linear da lâmpada operando em 60 Hz.

O tempo de entrada em regime foi de aproximadamente 14 minutos, sendo que neste intervalo temos duas etapas distintas. Na primeira etapa temos a formação do arco, caracterizada por uma alta tensão aplicada à lâmpada e o valor elevado da impedância da mesma, comportando como um circuito aberto. Na etapa seguinte, após a formação do arco, a tensão parte de um valor de aproximadamente 20 V e aumenta até o valor nominal, caindo a corrente de um valor de 2,45 A até o valor nominal e a potência parte do zero até o valor nominal. E, em regime, apresenta uma impedância característica aproximadamente constante.

Dentre os circuitos ressonantes existentes (série, paralelo e série-paralelo), o que apresentou características mais interessantes para o projeto foi o série-paralelo, pelo alto fator de qualidade, geração de altas tensões e baixo fator de crista.

A topologia que utiliza o conversor boost como estágio de correção de fator de potência é mais utilizada, pois permite uma tensão na carga maior que a tensão de entrada permitindo, assim a operação em potências maiores. A correção do fator de potência faz com que o reator se apresente para a rede como uma carga resistiva, proporcionando uma melhor utilização da potência fornecida.

Capítulo 4

Reator eletrônico com alto fator de potência

4.1 Introdução

Os reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga de alta intensidade tem recebido grande atenção nos últimos anos devido a alta densidade de potência, alta eficiência e por proporcionarem um aumento da vida útil da lâmpada quando comparados aos reatores convencionais. Permitem a dimerização, conseqüentemente uma economia de energia elétrica.

A correção do fator de potência e a redução dos harmônicos na corrente de alimentação vêm se tornando comuns nos reatores eletrônicos atuais, devido principalmente a duas razões: o baixo fator de potência presente no retificador de entrada, que limita a máxima potência útil, e as normas internacionais, como a IEC 61000-3-2, que normalizam que o conteúdo harmônico na corrente da rede deve-se encontrar abaixo de determinados limites como mostrados na Tabela 5.3, no Capítulo 5.

4.2 Reator eletrônico completo - Inversor ressonante série-paralelo com correção de fator de potência

Para o circuito de correção de fator de potência (CFP), a topologia mais utilizada é a do conversor boost, mostrado na Figura 4.1, pois oferece uma melhor utilização do interruptor de potência. Esta topologia proporciona melhor controle sobre a forma de onda de corrente na rede, utiliza o interruptor de maneira que um de seus terminais esteja aterrado, facilitando assim o comando, e não exigindo grandes capacitâncias no barramento de tensão contínua [22]. A principal desvantagem do conversor boost é não possuir um interruptor entre a rede e a saída; conseqüentemente, não há proteção contra sobrecorrente nem a possibilidade de se implementar isolamento galvânico. A tensão de saída é sempre superior que a tensão de pico de entrada.

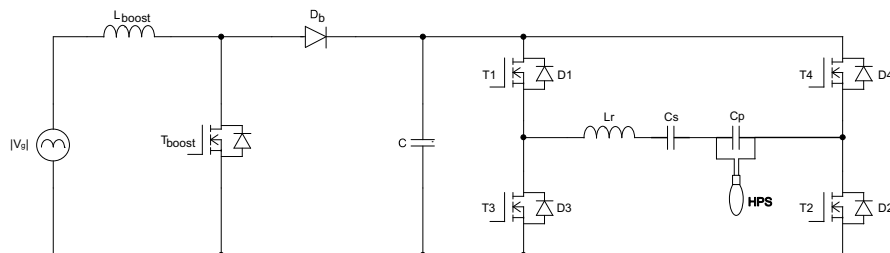


Figura 4.1: Estrutura convencional com CFP utilizando o conversor boost

Independente da topologia utilizada como estágio de correção de fator de potência, a desvantagem da estrutura convencional é que possui dois estágios de conversão de potência em série. Isto causa um aumento do número de semicondutores de potência, provocando uma redução do rendimento, sendo necessários dois circuitos de controle, aumento do tamanho e do peso. Estes dois estágios podem ser unificados num conversor, o qual possui ambas características dos estágios em série mencionados anteriormente. A utilização do conversor boost como CFP, pode ser feito modificando-se a estrutura básica para aquela apresentada na Figura 4.2. Nota-se que além da mudança de posição do diodo D1 e do capacitor C, eliminou-se um dos interruptores.

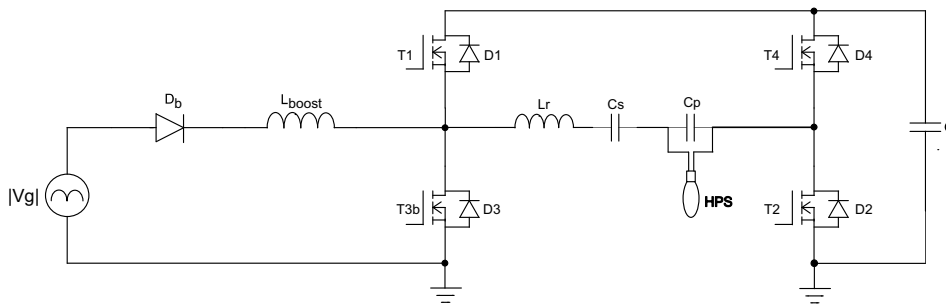


Figura 4.2: Estrutura com CFP incorporado ao inversor ressonante

4.3 Princípios de Operação e Modelagem

A operação do circuito ressonante acima da frequência de ressonância, com controle de deslocamento de fase, permite dois modos de comutação [5, 22]:

1. Todos interruptores da ponte completa comutando com tensão zero (ZVS), Figura 4.3(a)
2. Dois interruptores operando em ZVS e dois interruptores comutando com corrente zero (ZCS), Figura 4.3(b)

A sequência de comutação, forçada pelo atraso de fase entre a tensão e a corrente no circuito ressonante, determina o modo de operação. É possível projetar o circuito ressonante de forma que ele trabalhe no limiar dos dois modos de operação descritos acima. Esse modo de operação é denominado modo de corrente ressonante (RCM).

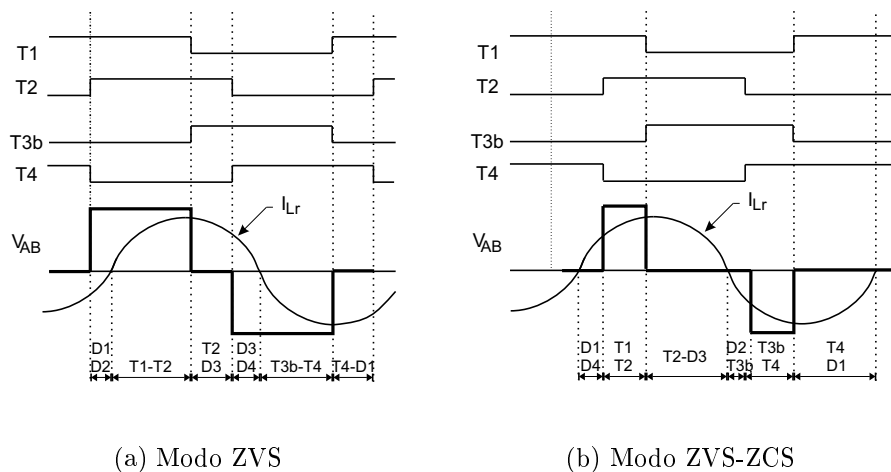
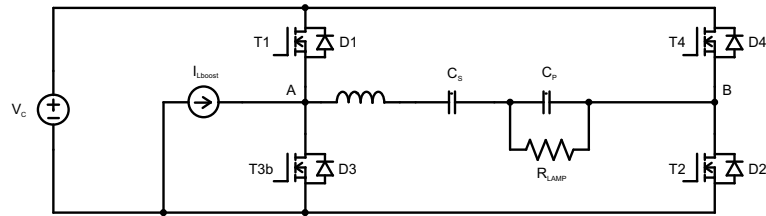
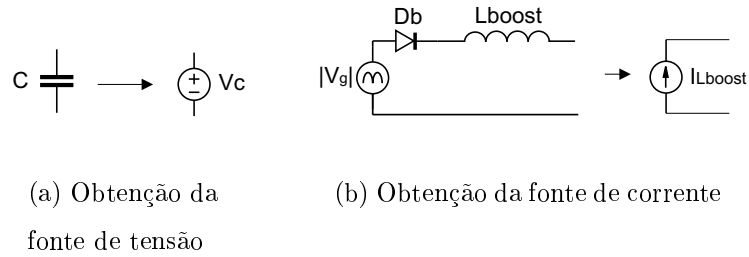


Figura 4.3: Modos de comutação do conversor

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

A Figura 4.4(a) e 4.4(b) mostra o modo como foram obtidos a fonte de corrente I_{Lboost} e a fonte de tensão V_c que serão utilizados para explicar as etapas de funcionamento do inversor ressonante. O modelo com as fontes de corrente e de tensão é mostrado na Figura 4.4(c).



(c) Estrutura com as fontes de corrente e tensão

Figura 4.4: Obtenção dos modelos das fontes de corrente e tensão e estrutura resultante

As etapas de operação são mostrados na Figura 4.5, e descritos abaixo:

Etapa 1 $[t_0, t_1]$: T_{3b} desligado. A corrente no indutor L_{boost} cai linearmente com inclinação proporcional à tensão $V_{rede} - V_C$.

Etapa 2 $[t_1, t_2]$: T_{3b} desligado. A corrente no indutor L_{boost} continua caindo, chegando a zero no final do intervalo.

Etapa 3 $[t_2, t_3]$: A corrente no indutor L_{boost} é zero. T_{3b} permanece desligado e D_1 é reversamente polarizado.

Etapa 4 $[t_3, t_4]$: T_{3b} é ligado, provocando o aumento linear da corrente no indutor L_{boost} com inclinação proporcional à tensão V_C . O pico de corrente no indutor L_{boost} é determinado por $I_g = \frac{(V_g \frac{T}{2})}{L_{boost}}$

Etapa 5 $[t_4, t_5]$: T_{3b} e T_4 estão conduzindo. A corrente no indutor de entrada continua crescendo até $t = t_5$, quando então um novo ciclo é iniciado.

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

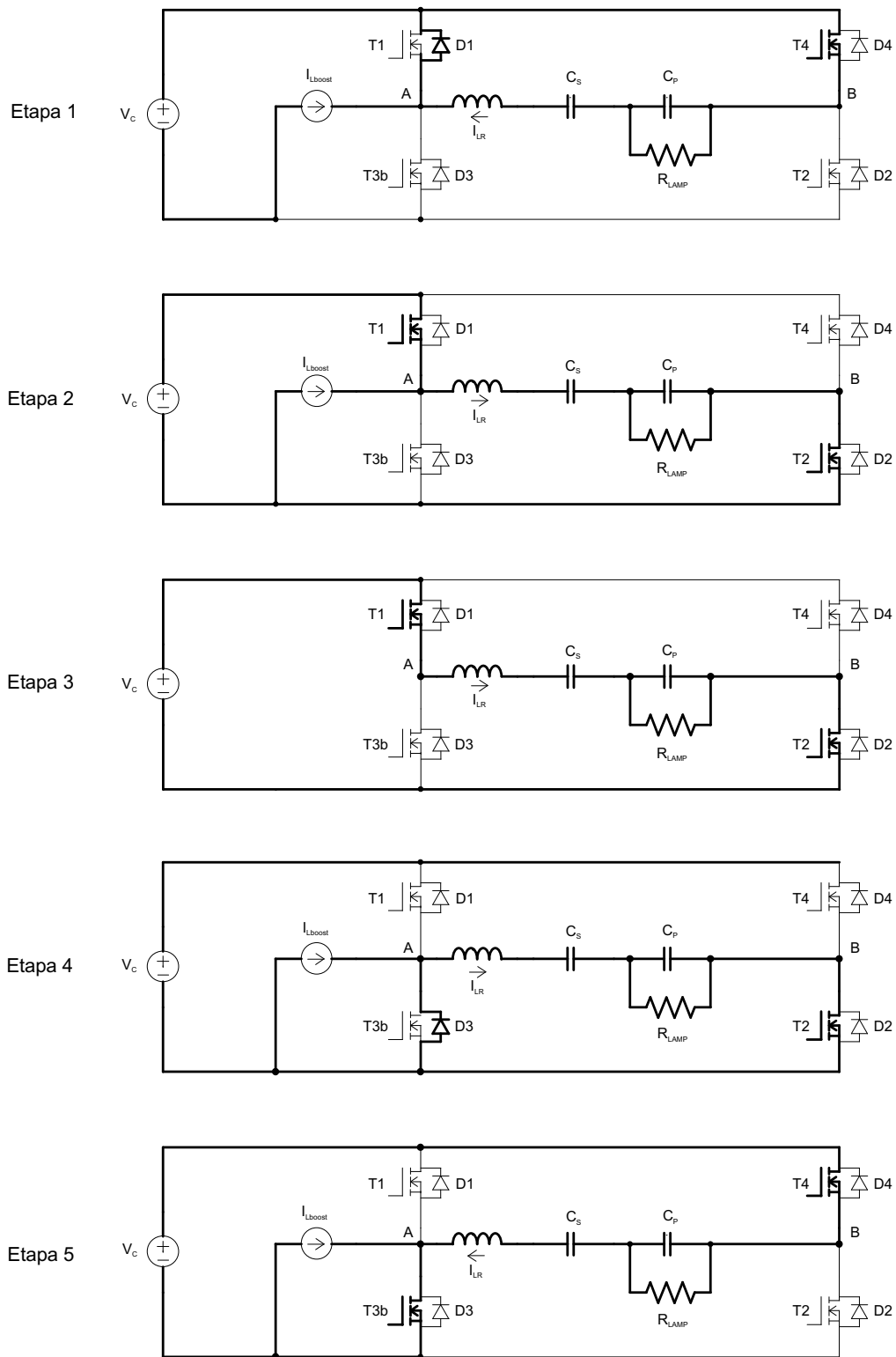


Figura 4.5: Etapas de operação do conversor

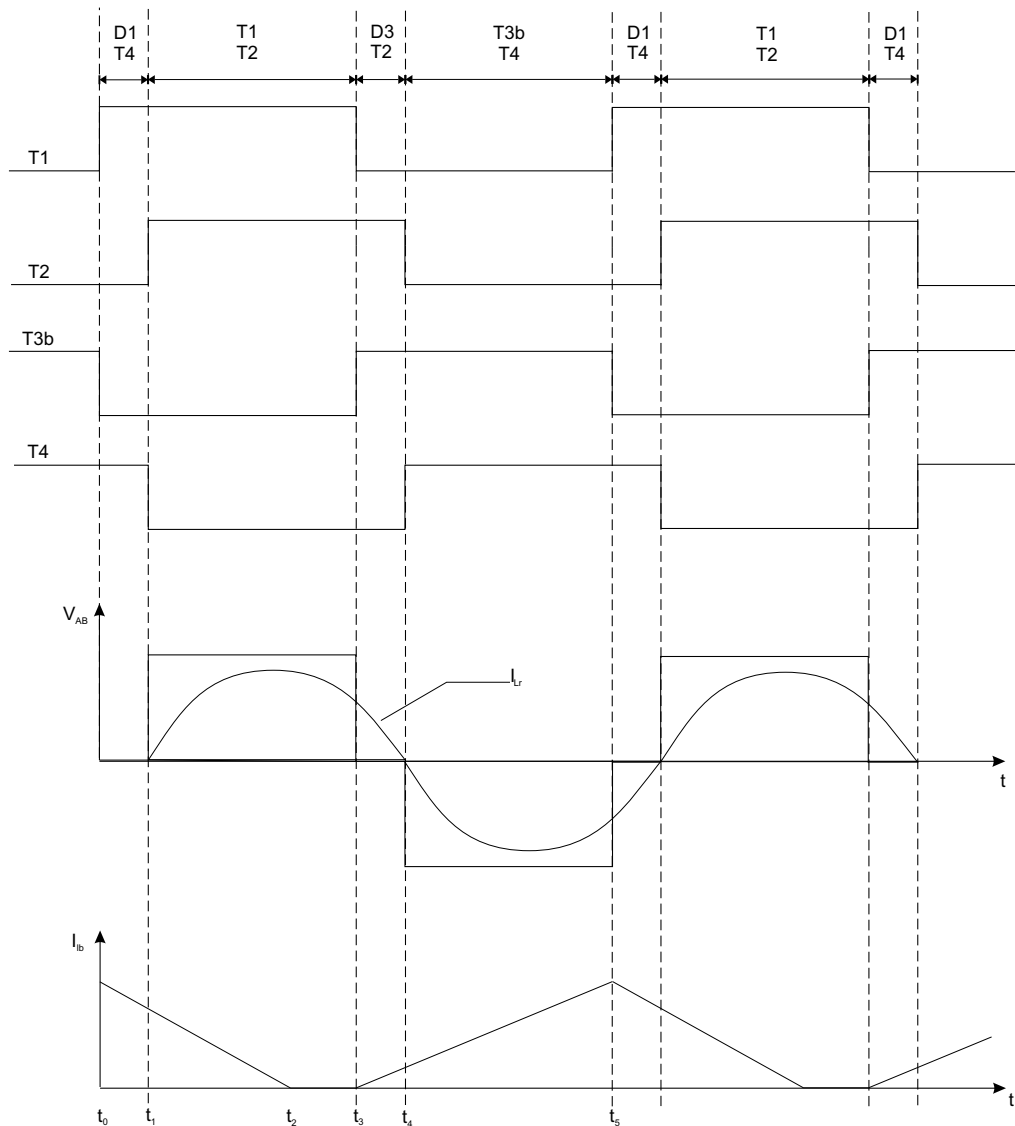


Figura 4.6: Formas de onda no circuito do inversor ressonante

A Figura 4.6 mostra as formas de onda no modo RCM. Os interruptores T_2 e T_4 são ligados e desligados quando a corrente no circuito ressonante passa por zero, sendo que seus diodos anti-paralelos D_2 e D_4 nunca conduzem, eliminando as perdas por chaveamento. Os interruptores T_1 e T_{3b} operam em modo ZVS. Toda energia proveniente da fonte primária é transferida para a carga, minimizando as perdas por comutação nos elementos do inversor.

Para a análise do conversor, o texto seguinte foi dividido em dois estudos: o boost CFP e o inversor ressonante série-paralelo.

4.3.1 Estudo do conversor boost

Para obtenção de um modelo para o conversor boost, é necessário conhecer cada etapa de funcionamento, bem como as formas de onda de corrente e tensão no circuito. A seguir apresenta-se uma análise do conversor e a obtenção de modelos tanto para o modo de condução contínua e descontínua [28].

Modo de Condução Contínua

No modo de condução contínua, o funcionamento do conversor se divide em duas etapas; a primeira onde o transistor está conduzindo e outra em que apenas o diodo está conduzindo.

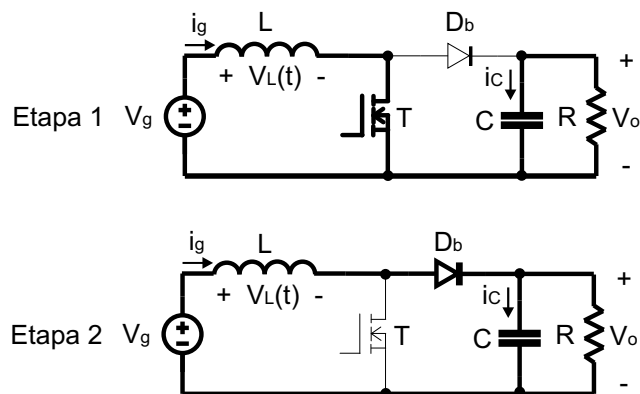


Figura 4.7: Etapas de operação do conversor boost no modo contínuo

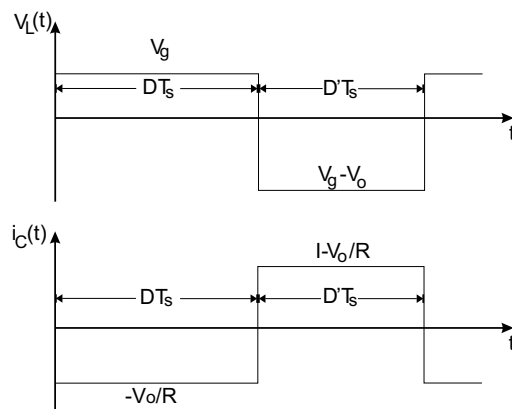


Figura 4.8: Formas de onda do conversor boost operando em modo contínuo

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

De acordo com as Figuras 4.7 e 4.8, na primeira etapa de funcionamento, em que o transistor T conduz e o diodo D_b está bloqueado, temos:

$$v_L(t) = V_g \quad (4.1)$$

$$i_c(t) = -\frac{v_o(t)}{R} \quad (4.2)$$

Aproximando $v_o(t) \simeq V_o$, temos

$$v_L(t) = V_g \quad (4.3)$$

$$i_c(t) = -\frac{V_o}{R} \quad (4.4)$$

Na segunda etapa de funcionamento, o transistor T está bloqueado e o diodo D_b conduz, então:

$$v_L(t) = V_g - v_o(t) \quad (4.5)$$

$$i_c(t) = i_g(t) - \frac{v(t)}{R} \quad (4.6)$$

Aproximando $v_o(t) \simeq V_o$ e $i_g(t) \simeq I$, temos:

$$v_L(t) = V_g - V_o \quad (4.7)$$

$$i_c(t) = I - \frac{V_o}{R} \quad (4.8)$$

Determinação da função de transferência

Através do valor médio da tensão no indutor, em um período de chaveamento, pode-se obter $M(D)$ (*função de transferência da saída pela entrada em função da relação cíclica(D)*). Equação da tensão no indutor para um período de chaveamento é:

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g)DT_s + (V_g - V_o)D'T_s \quad (4.9)$$

onde

$$D' = 1 - D \quad (4.10)$$

Considerando o valor médio da tensão no indutor em um período igual a zero e agrupando os termos, obtém-se:

$$V_g(D + D') - V_oD' = 0 \quad (4.11)$$

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

Resolvendo a equação para V_o e substituindo $(D + D') = 1$, obtemos a seguinte expressão para a tensão de saída:

$$V_o = \frac{V_g}{D'} \quad (4.12)$$

Logo, a função de transferência $M(D)$ é definida por:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1 - D} \quad (4.13)$$

Analisando a corrente média no capacitor, temos a seguinte equação:

$$\int_0^{T_s} i_c(t) dt = \frac{-V_o}{R} D T_s + (I - \frac{V_o}{R}) D' T_s \quad (4.14)$$

Considerando o valor médio da corrente no capacitor num período igual a *zero* e agrupando os termos, temos:

$$\frac{-V_o}{R}(D + D') + I D' = 0 \quad (4.15)$$

Resolvendo para V_o e substituindo $(D + D') = 1$, obtemos a seguinte expressão para a corrente de saída:

$$I = \frac{V_o}{D' R} \quad (4.16)$$

Modo de Condução Descontínua

No modo de condução descontínua, o funcionamento do conversor se divide em três etapas; uma em que apenas o transistor esta conduzindo, outra em que apenas o diodo está conduzindo e uma final onde nenhum dos dois dispositivos conduz, como mostrado nas Figuras 4.9 e 4.10.

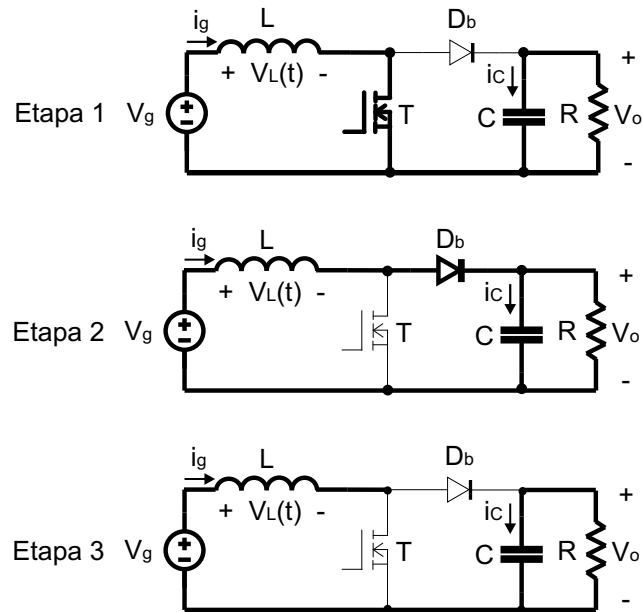


Figura 4.9: Etapas de operação do conversor boost no modo descontinuo

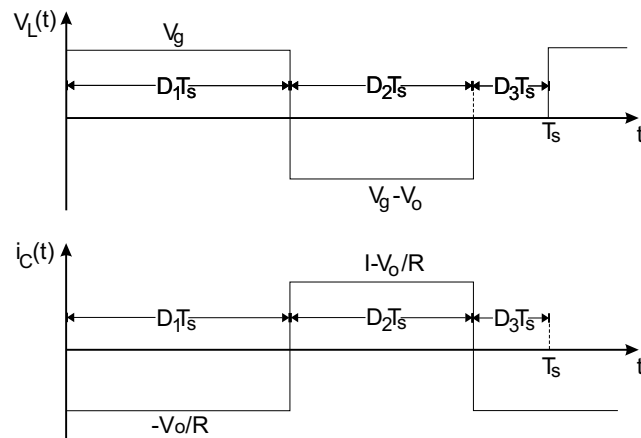


Figura 4.10: Formas de onda do conversor boost operando em modo descontinuo

Na primeira etapa de funcionamento ($0 < t < D_1 T_s$), o transistor T conduz e o diodo D_b está bloqueado; assim temos:

$$v_L(t) = V_g \tag{4.17}$$

$$i_c(t) = -\frac{v_o(t)}{R} \tag{4.18}$$

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

Aproximando $v_o(t) \simeq V_o$, temos:

$$v_L(t) = V_g \quad (4.19)$$

$$i_c(t) = -\frac{V_o}{R} \quad (4.20)$$

Na segunda etapa de funcionamento ($D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$), o transistor T está bloqueado e o diodo D_b conduz:

$$v_L(t) = V_g - v_o(t) \quad (4.21)$$

$$i_c(t) = i_g(t) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (4.22)$$

Aproximando $v_o(t) \simeq V_o$ e $i_g(t) \simeq I$, temos:

$$v_L(t) = V_g - V_o \quad (4.23)$$

$$i_c(t) = I - \frac{V_o}{R} \quad (4.24)$$

Na terceira etapa de funcionamento ($((D_1 + D_2) T_s < t < T_s$), o transistor e o diodo estão bloqueados:

$$v_L(t) = 0 \quad (4.25)$$

$$i_c(t) = I - \frac{V_o}{R} \quad (4.26)$$

Determinação da função de transferência:

Através do valor médio da tensão no indutor num período de chaveamento pode-se obter $M(D_1, K)$ (função de transferência da saída pela entrada em função da relação cíclica (D_1) e K (fator que determina o modo de condução)). A equação da tensão no indutor para um período de chaveamento é:

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g) D_1 T_s + (V_g - V_o) D_2 T_s + 0 D_3 T_s \quad (4.27)$$

Como o valor médio da tensão no indutor para um período é *zero*, assim, agrupando os termos em função de D_1 e D_2 teremos:

$$D_1 V_g + D_2 (V_g - V_o) + D_3 (0) = 0 \quad (4.28)$$

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

Resolvendo para V_o , obtemos a seguinte expressão para a tensão de saída:

$$V_o = \frac{D_1 + D_2}{D_2} V_g \quad (4.29)$$

Logo, a função de transferência $M(D_1, k)$, onde $K = \frac{2L}{RT_s}$, é:

$$M(D_1, K) = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2} \quad (4.30)$$

O conversor boost para CFP do reator eletrônico com alto fator de potência

A seguir, será detalhado a modelagem para o caso específico do boost CFP conjugado com o inversor ressonante, mostrado na Figura 4.11.

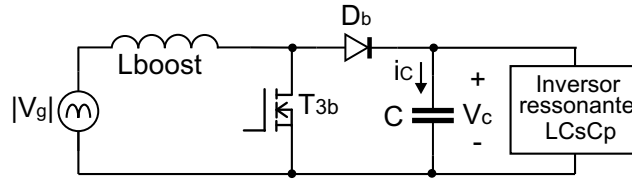


Figura 4.11: Diagrama do conversor boost CFP e o inversor ressonante

O termo $|V_g| = V_m |sen(wt)|$. O parâmetro m é definido como: $m = \frac{V_m}{V_c}$. A corrente média no indutor em cada período é dada por:

$$\overline{i_{L_{boost}}}(t) = \overline{i_{L_{boost}(on)}} + \overline{i_{L_{boost}(off)}} \quad (4.31)$$

onde:

$\overline{i_{L_{boost}(on)}}$ é corrente média no indutor durante a condução do interruptor.

$\overline{i_{L_{boost}(off)}}$ é corrente média no indutor durante o tempo de descarga.

Assim

$$\overline{i_{L_{boost}(on)}} = \frac{1}{T_s} \frac{t_{on} I_{L_{boost}}}{2} = \frac{v_g d^2 T_s}{2L_{boost}} \quad (4.32)$$

$$\overline{i_{L_{boost}(off)}} = \frac{1}{T_s} \frac{t_{off} I_{L_{boost}}}{2} = \frac{v_g^2 d^2 T_s}{2L_{boost}(V_c - v_g)} \quad (4.33)$$

sendo d a relação cíclica do interruptor T_{3b} . Logo, a corrente média no indutor é dada por:

$$\overline{i_{L_{boost}}}(t) = \frac{d^2 V_c}{2f_s L_{boost}} \left(\frac{m sen(w_{red} t)}{1 - m sen(w_{red} t)} \right) \quad (4.34)$$

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

Considerando a potência média de entrada ($\overline{P_{in}}$) igual a:

$$\overline{P_{in}} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} V_m | \text{sen}(w_{r2}t) | \overline{i_{L_{boost}}}(t) dt \quad (4.35)$$

e assumindo que a potência média de saída ou na lâmpada é:

$$\overline{P_{Lamp}} = \eta \overline{P_{in}} \quad (4.36)$$

onde η é o rendimento, podemos calcular o indutor do conversor boost é obtido pela equação:

$$\begin{aligned} L_{boost} &= \frac{V_m^2 d^2}{2f_s P_{Lamp}} \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \frac{\text{sen}(w_{r2}t)^2}{1 - m \text{sen}(w_{r2}t)} dt \\ &= \frac{k}{P_{Lamp}} \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \frac{\text{sen}(w_{r2}t)^2}{1 - m \text{sen}(w_{r2}t)} dt \end{aligned} \quad (4.37)$$

onde:

f_s é a frequência de chaveamento e

$$k = \frac{V_m^2 d^2 V_C}{2f_s} \quad (4.38)$$

$$w_{r2} = (2)(2\pi f_{rede}) \quad (4.39)$$

$$T_p = \frac{T_{rede}}{4} \quad (4.40)$$

A equação utilizada para determinar o valor do capacitor do barramento contínuo é dada por:

$$C = \frac{P_{Lamp}}{2\pi V_c f_s r} \quad (4.41)$$

onde:

P_{Lamp} é a potência da lâmpada,

V_c a tensão no barramento contínuo,

f_s a frequência de chaveamento

e r o ripple.

4.3.2 Circuito ressonante série-paralelo $L_r C_s C_p$

O circuito ressonante série-paralelo $L_r C_s C_p$ mostrado na Figura 4.12 foi escolhido por proporcionar a operação em altas potências, um baixo fator de crista e a forma de onda da corrente de saída senoidal, além de atenuar bastante o 3º harmônico [16].

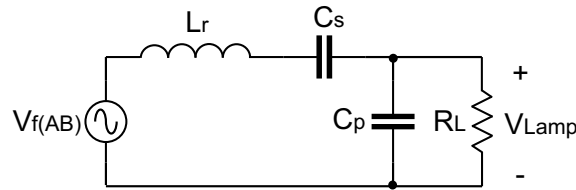


Figura 4.12: Circuito ressonante $L_r C_s C_p$ analisado

A tensão aplicada ao circuito ressonante possui uma forma de onda que depende da relação cíclica δ da onda quase quadrada. A componente fundamental dessa tensão é dada por:

$$V_{f(AB)} = \left[\frac{4}{\pi} V_c \text{sen} \left(\delta \frac{\pi}{2} \right) \right] \text{sen}(\omega_s t) \quad (4.42)$$

onde : ω_s é a frequência de chaveamento;

δ é a relação cíclica da tensão de entrada do circuito ressonante, V_{AB} ;

e V_c a tensão do barramento contínuo.

Algumas equações importantes para o estudo do circuito ressonante série-paralelo são apresentadas na Tabela 4.1:

Frequência de ressonância série	$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}}$
Frequência de ressonância paralela	$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_r C_p}}$
Relação entre as frequências	$\omega_s / \omega_p = \sqrt{\frac{C_p}{C_s}}$
Impedância característica do circuito série	$Z_s = \omega_s L_r = \frac{1}{\omega_s C_s}$
Impedância característica do circuito paralelo	$Z_p = \omega_p L_r = \frac{1}{\omega_p C_p}$
Relação entre as impedâncias	$Z_s / Z_p = \sqrt{\frac{C_p}{C_s}}$
Fator de qualidade do circuito série ressonante	$Q_s = \frac{Z_s}{R_{lamp}}$
Fator de qualidade do circuito paralelo ressonante	$Q_p = \frac{R_{lamp}}{Z_p}$
Relação entre os fatores de qualidade	$Q_s Q_p = \sqrt{\frac{C_p}{C_s}}$

Tabela 4.1: Equações utilizadas no estudo do conversor ressonante série-paralelo

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

A frequência de ressonância do circuito série-paralelo sem carga é definida por:

$$\omega_{r(off)} = \sqrt{\omega_s^2 + \omega_p^2} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} \quad (4.43)$$

onde C_{eq} é a capacitância equivalente e corresponde a

$$C_{eq} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \quad (4.44)$$

No entanto, a frequência de ressonância do circuito série-paralelo com carga é dada por

$$\omega_r = \sqrt{\frac{(\omega_{r(off)}^2 - \frac{\omega_p^2}{Q_p^2}) + \sqrt{(\omega_{r(off)}^2 - \frac{\omega_p^2}{Q_p^2}) + (\frac{2\omega_s\omega_p}{Q_p})^2}}{2}} \quad (4.45)$$

Podemos notar que para o circuito sem carga (circuito aberto), temos $Q_p \rightarrow \infty$, então $\omega_r = \omega_{r(off)}$.

O ganho de tensão para o circuito ressonante série-paralelo em função da frequência de chaveamento é dado por

$$\frac{V_{Lamp}}{V_{AB}} = \frac{1}{\sqrt{[1 - ((\frac{\omega}{\omega_s})^2 - 1) \frac{C_p}{C_s}]^2 + Q_s^2 [\frac{\omega_s}{\omega_p} - \frac{\omega_s}{\omega}]^2}} \quad (4.46)$$

O valor máximo para a tensão aplicada à lâmpada é dado por

$$V_{Lamp} = \frac{4V_c C_s}{\pi C_p} \quad (4.47)$$

Podemos notar que o valor da tensão máxima não depende da carga, e sim somente de C_p , C_s e V_c . A frequência de chaveamento no valor máximo da tensão é

$$\omega^* = \omega_p \sqrt{1 + 2 \frac{C_p}{C_s}} \quad (4.48)$$

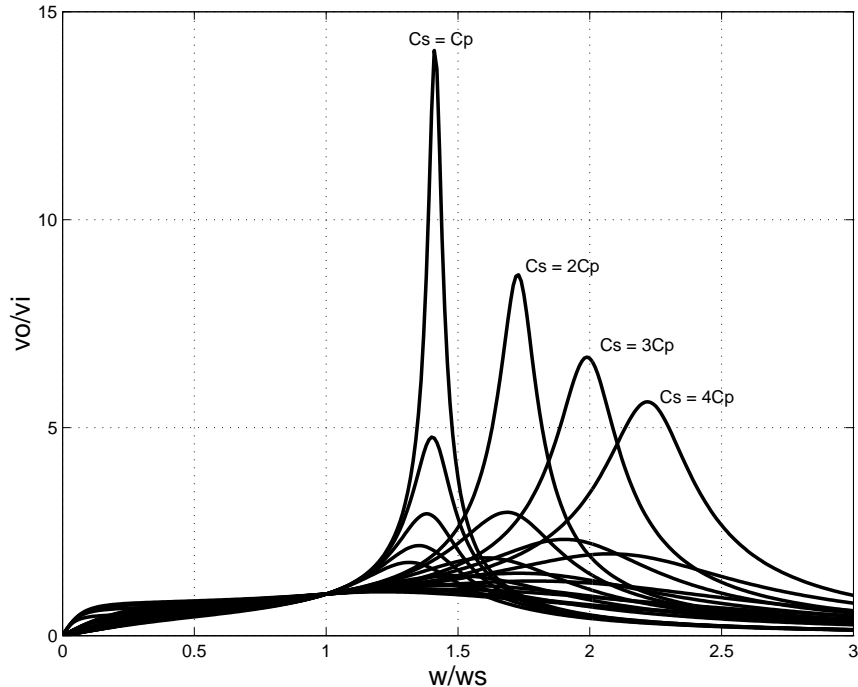


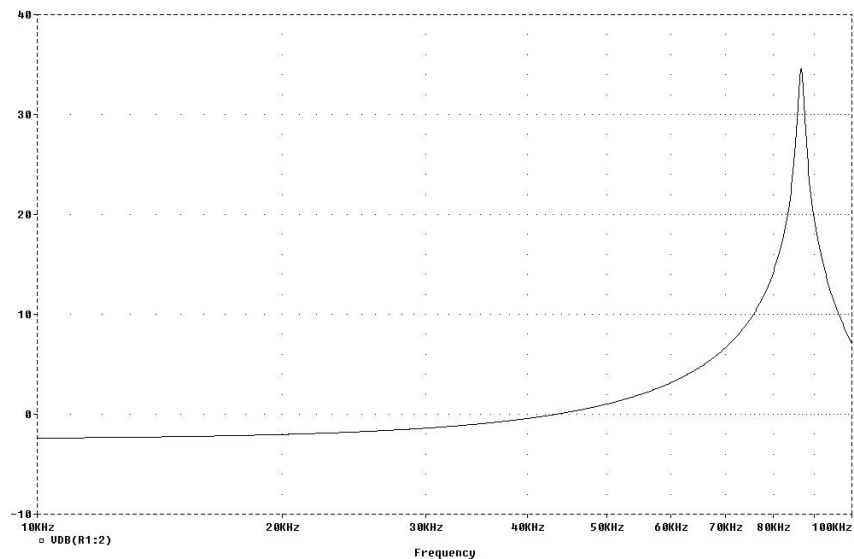
Figura 4.13: Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para o circuito série ressonante- $[Q : 0.1 \rightarrow 1.0]$ e $[\frac{C_s}{C_p} : 1 \rightarrow 4]$

A variação da tensão de saída (V_o) em relação a tensão de entrada, variando a frequência da tensão de entrada (V_i), o fator de qualidade $[Q : 0.1 \rightarrow 1.0]$ e a relação entre C_s e C_p , é mostrado na Figura 4.13. No projeto do reator eletrônico, a razão entre C_s e C_p foi de três vezes, ou seja, $\frac{C_s}{C_p} = 3$. Para esses valores, a tensão fornecida pelo circuito inversor para a tensão de ignição será de 1505 V.

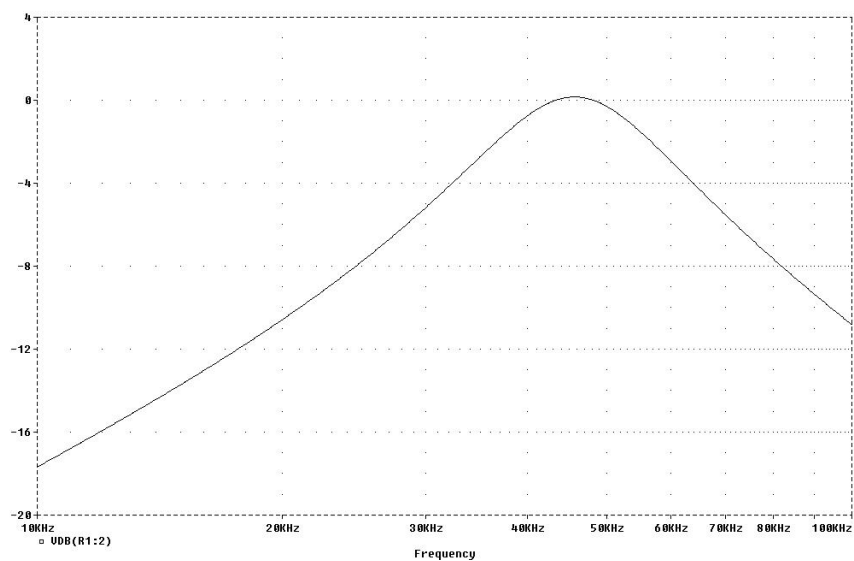
No momento da ignição, a lâmpada se comporta como um circuito aberto. Assim, o circuito ressonante não terá carga, sendo a resposta exclusivamente aquela apresentada pelos elementos $L_r C_s C_p$ do circuito (vide Figura 4.14(a)). Para os valores de $L_r = 450\mu H$, $C_s = 30nF$ e $C_p = 10nF$, observa-se que a ressonância com ganho pico de 36 dB a 86,7 kHz, e é justamente esta amplitude de tensão a responsável pela formação do arco elétrico que efetivamente causará a ignição da lâmpada.

Para o circuito $L_r C_s C_p$ sem carga, pode-se calcular a frequência de ressonância a partir da equação 4.43. O valor da frequência de ressonância calculada por esta equação é 86,63 kHz, o que condiz com o valor obtido pela resposta em frequência.

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência



(a) Resposta em frequência para o circuito ressonante sem carga



(b) Resposta em frequência para o circuito ressonante com carga

Figura 4.14: Resposta em frequência para o circuito ressonante sem e com carga

Realizada a ignição da lâmpada, a lâmpada pode ser representada como uma resistência pura. A partir deste momento, o circuito ressonante passa a ter uma carga, apresentando a resposta mostrada na Figura 4.14(b). O valor da frequência onde ocorre a ressonância é deslocado para 45,59 kHz e, utilizando a equação 4.45, o valor obtido é de 45,55 kHz.

4.4 Projeto do reator eletrônico com alto fator de potência

O projeto do reator eletrônico com alto fator de potência deve atender as seguintes especificações:

Tensão de alimentação	127 V
Frequência de chaveamento	47 kHz
Tensão eficaz em regime sobre a lâmpada	100 V
Potência da lâmpada	150 W

Tabela 4.2: Especificações para o projeto do reator eletrônico com alto fator de potência

O valor da resistência, equivalente ao arco elétrico, utilizado como modelo da lâmpada operando em alta frequência é de **66, 6Ω**. Este é um modelo bastante utilizado como em vários artigos [14, 15] e foi determinado pelos dados da lâmpada HPS-150 W. O valor da frequência de chaveamento escolhido foi de 47 kHz para evitar problemas referentes a ressonância acústica.

O valor da tensão do barramento CC foi determinada partindo do princípio de que esse reator eletrônico sempre opera como conversor boost no modo de funcionamento descontínuo. Assim, o valor da tensão CC deve ser maior ou igual que o valor de pico da tensão de entrada, 179 V. A tensão escolhida o conversor foi de 400 V.

O valor do indutor do boost CFP foi determinado utilizando a equação 4.38 e com os seguintes dados:

Tensão de pico da entrada	V _m	180 V
Tensão CC	V _c	400 V
Relação entre V _m /V _c	m	0,45
Relação ciclica de T3b	d	0,5
Frequência de chaveamento	f _s	47 kHz
Frequência da rede	f _r	60 Hz

Tabela 4.3: Dados para o projeto do indutor do boost CFP.

O valor obtido foi $L_{boost} = 446\mu H$. Pode-se também determinar o valor do capacitor do

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

barramento contínuo utilizando a equação 4.41, cujo valor foi de $390\mu F$.

Outra característica importante é a utilização de um transformador abaixador de tensão que tem como função fornecer a tensão nominal à lâmpada e o isolamento galvânico entre a lâmpada e o inversor ressonante. A relação de transformação utilizada foi de 1 : 1/3.

4.5 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulações digitais utilizando o software *PSpice*[®]. O reator foi implementado a partir das especificações do projeto.

O circuito simulado no *PSpice*[®] é apresentado na Figura 4.15 onde pode-se observar o conversor, o filtro de entrada, o circuito de comando e o modelo utilizado para representar a lâmpada, no caso um resistor. Um modelo de transformador ideal formado por fontes de corrente e tensão é mostrado e o tempo de simulação de 650 ms foi escolhido para garantir que o sistema já estivesse entrado em regime.

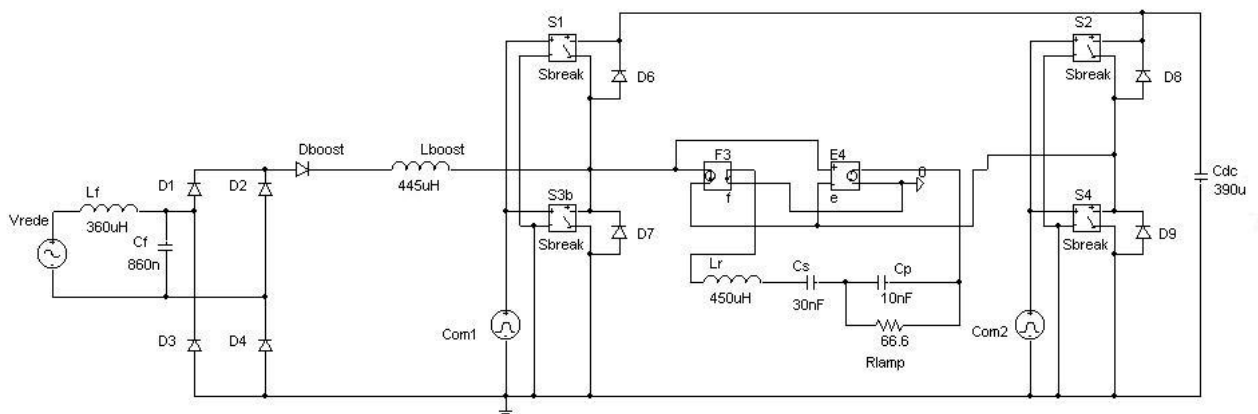
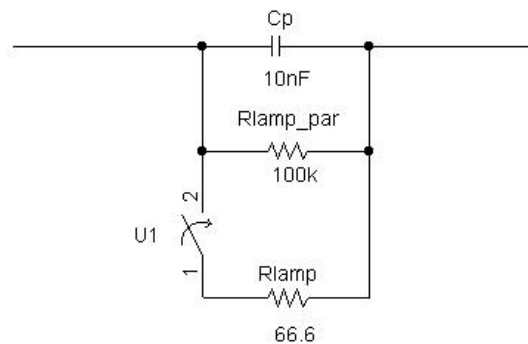


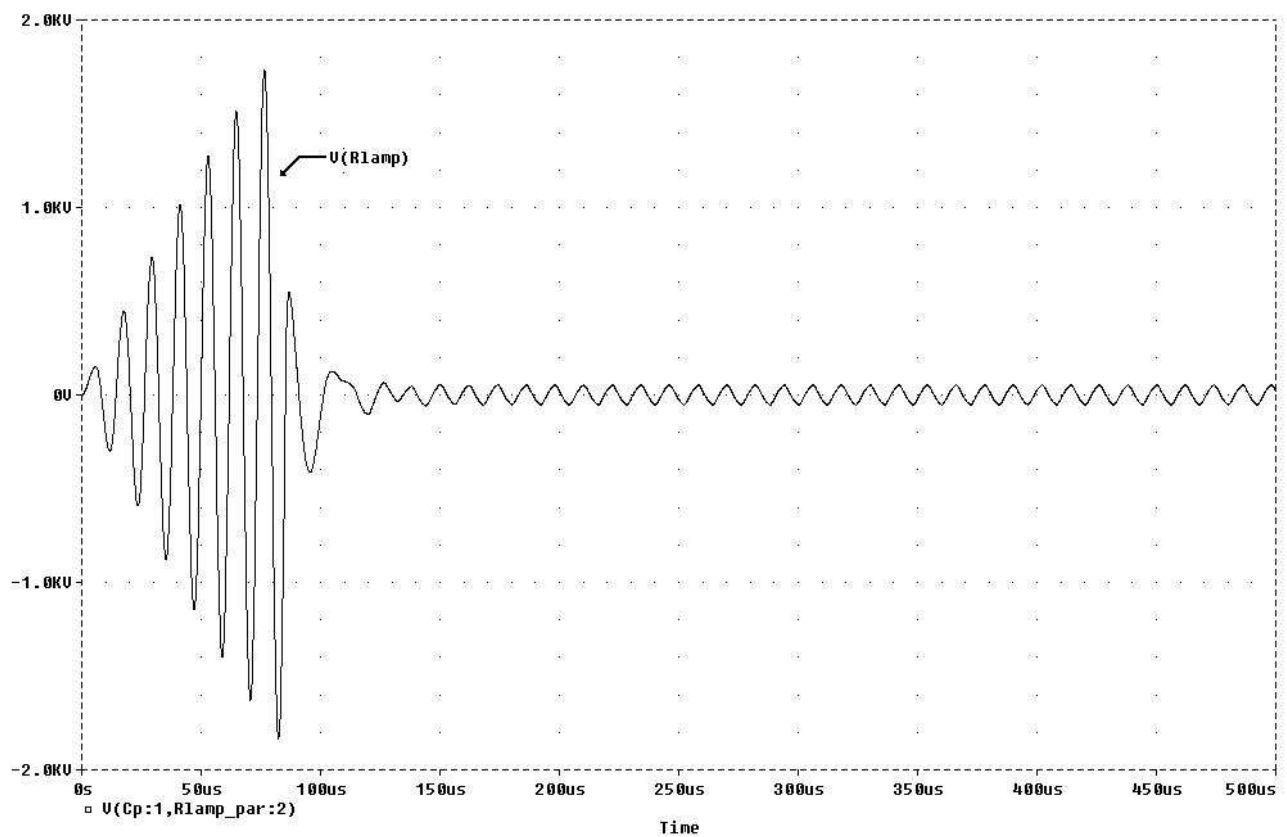
Figura 4.15: Circuito simulado no programa *PSpice*[®].

A Figura 4.16 apresenta o circuito utilizado para simular a ignição da lâmpada e a forma de onda de tensão na lâmpada durante sua ignição.

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência



(a) Circuito utilizado para simular a ignição da lâmpada HPS



(b) Forma de onda da tensão na lâmpada no momento de sua ignição obtido através da simulação

Figura 4.16: Circuito utilizado para simular a ignição da lâmpada e a forma de onda de tensão obtida

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

O circuito consiste de dois resistores em paralelo com o capacitor C_p e ,entre os resistores, uma chave que é fechada indicando a estabilização do arco. O resistor $R_{l\text{amp-par}}$ representa a resistência elevada da lâmpada antes da sua ignição e o resistor $R_{l\text{amp}}$ representa o valor da resistência da lâmpada em regime nominal. Este circuito é mostrado na Figura 4.16(a). A forma de onda de tensão na ignição apresentado na Figura 4.16(b) mostra o valor atingindo para a formação do arco.

A Figura 4.17 apresenta as formas de onda de corrente e tensão na rede elétrica. Podemos observar que a corrente está em fase com a tensão.

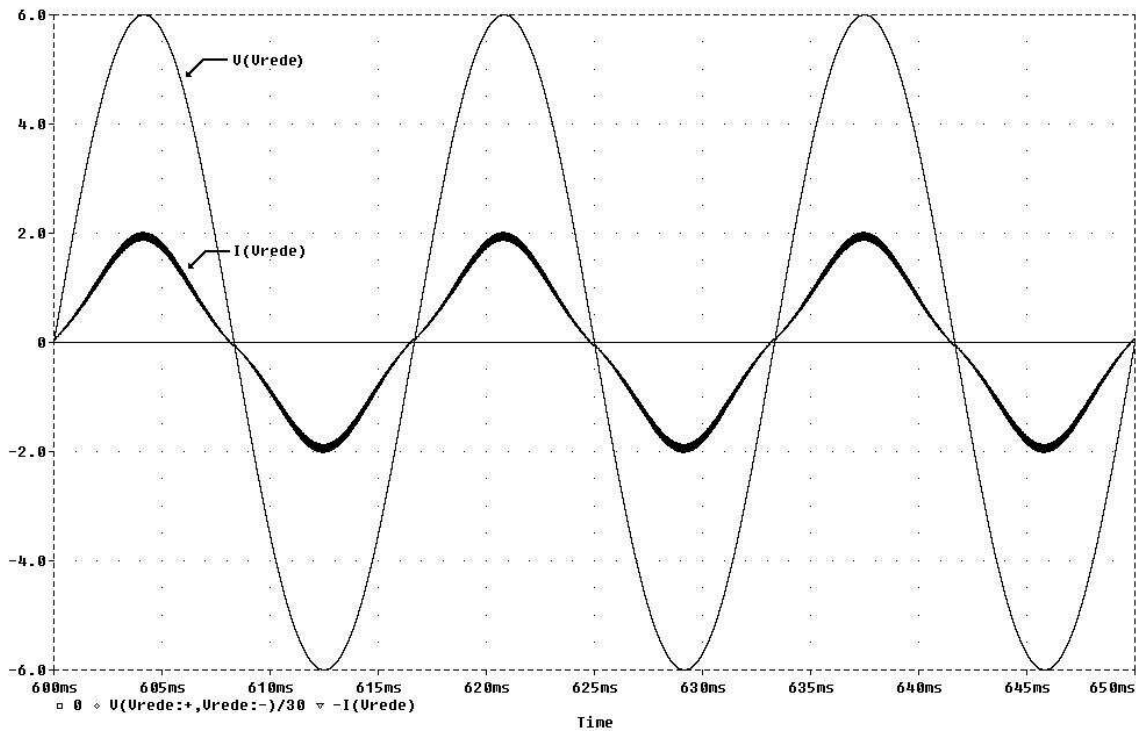


Figura 4.17: Formas de onda de corrente ($I_{(Vrede)}$) e tensão na rede elétrica ($V_{(Vrede)}/30V$) obtido através da simulação.

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

O espectro harmônico apresentado na Figura 4.18 mostra a amplitude dos harmônicos para o 2º até o 51º harmônico de corrente de entrada do reator eletrônico simulado. A distorção harmônica total obtida pela simulação foi de 11,26 %. Desse modo comprovando a funcionalidade do reator eletrônico e o atendimento das especificações propostas, ou seja, um alto fator de potência.

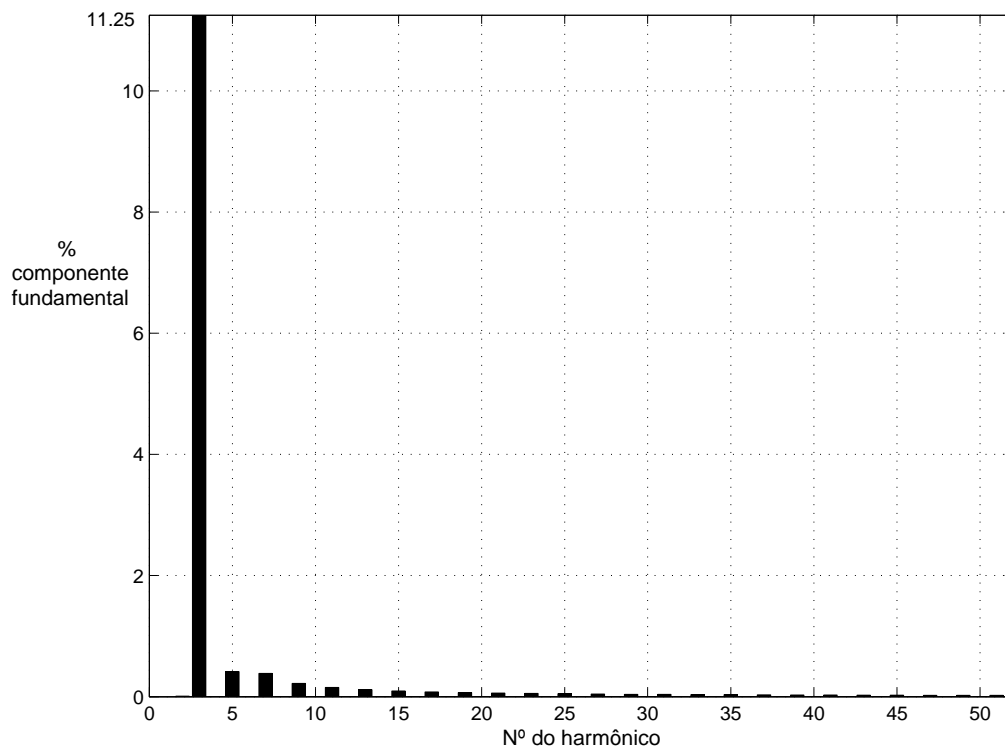


Figura 4.18: Espectro harmônico da corrente de entrada obtido através da simulação.

A Figura 4.19 apresenta a forma de onda de corrente no indutor do boost CFP. A corrente mostra o comportamento do conversor boost no modo de condução descontínuo, comprovado pela Figura 4.20 onde observa-se os instantes de corrente nula. O período em que foi observado o detalhe da forma de onda se refere ao pico da corrente no indutor do boost CFP.

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

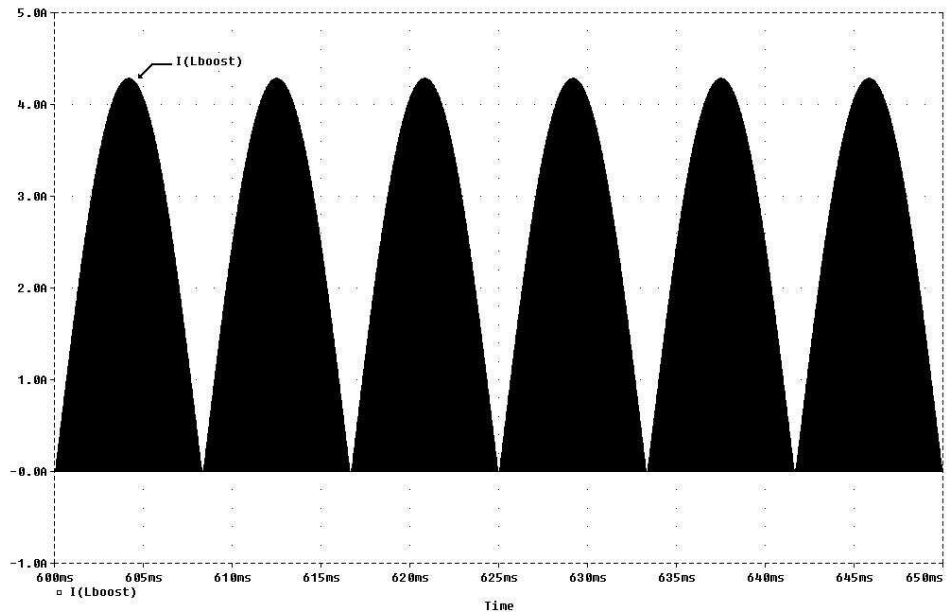


Figura 4.19: Forma de onda da corrente ($I_{(L_{boost})}$) no indutor do boost CFP obtida através da simulação.

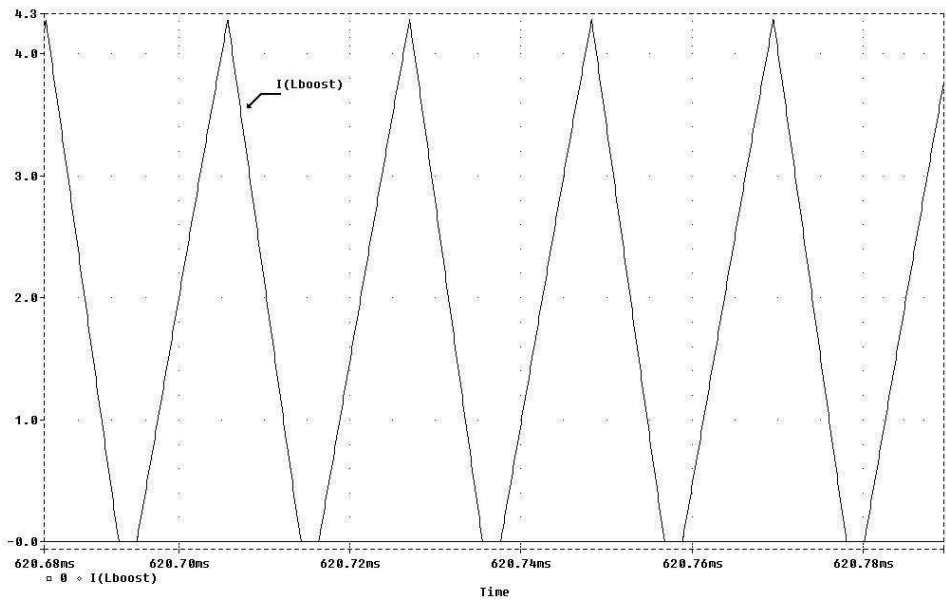


Figura 4.20: Detalhe da forma de onda da corrente ($I_{(L_{boost})}$) no indutor do boost CFP obtida através da simulação.

A Figura 4.21 mostra os valores de corrente e tensão na lâmpada, onde é observado que os valores nominais para a lâmpada foram atingidos (100V rms e 1,5A rms), validando o

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

modelo.

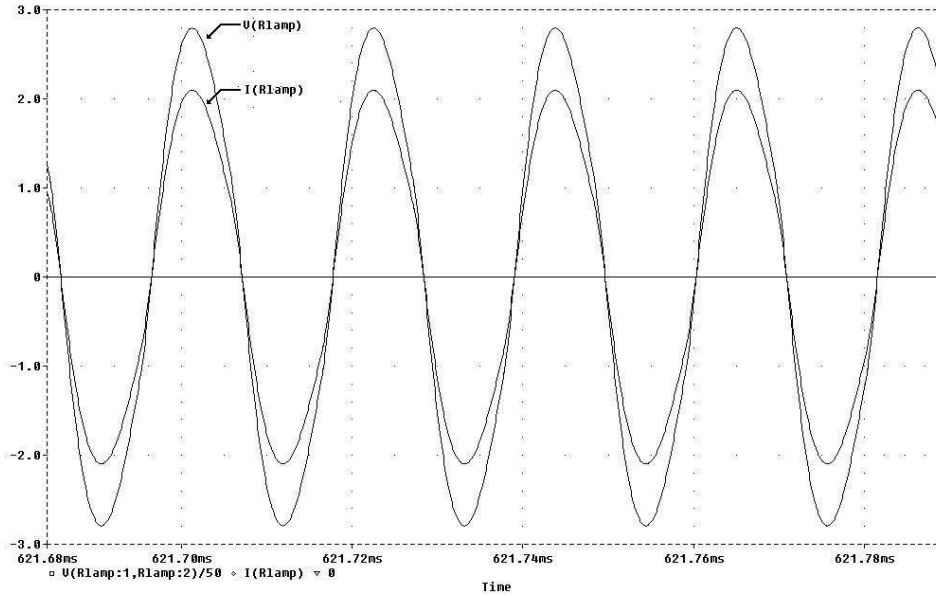


Figura 4.21: Formas de onda de corrente ($I_{(Rlamp)}$) e tensão ($V_{(Rlamp)}/50V$) na lâmpada HPS obtidas através da simulação.

A Figura 4.22 comprova o baixo ripple de tensão no barramento CC e o efeito boost mostrando que o conversor está operando no modo desejado e atingido as especificações.

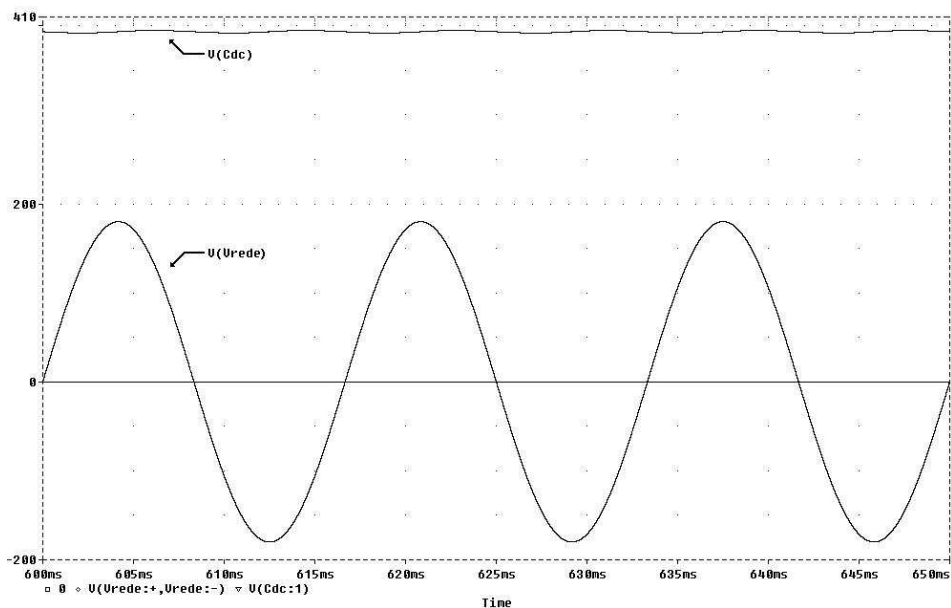


Figura 4.22: Forma de onda de tensão no barramento CC ($V_{(Cdc)}$) e tensão na rede ($V_{(Urede)}$) obtidas através da simulação.

Capítulo 4 - Reator eletrônico com alto fator de potência

A Figura 4.23 comprova a operação do inversor ressonante com comutação por tensão zero (ZVS), como apresentado na Figura 4.3(a). Desta forma, minimizando as perdas no conversor.

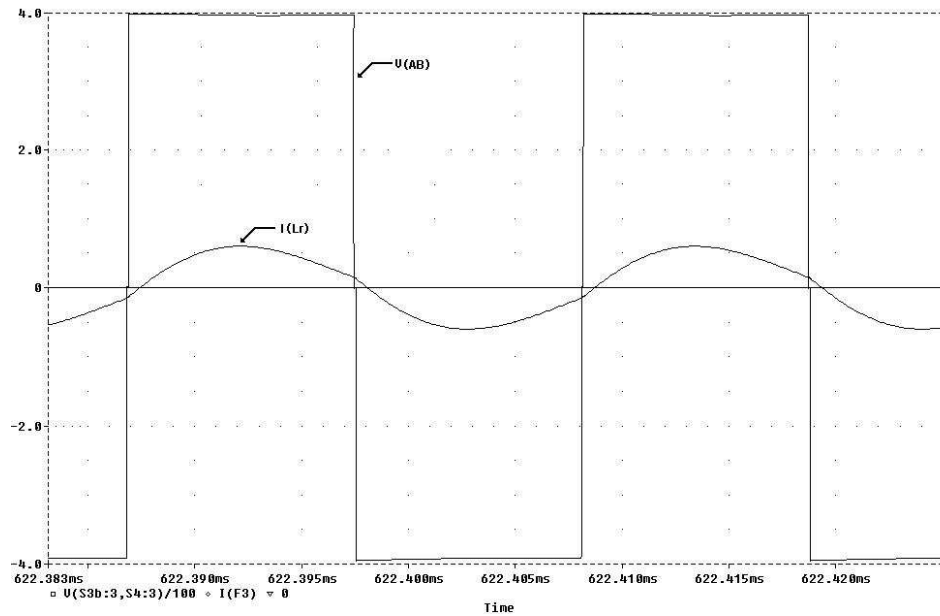


Figura 4.23: Forma de onda de corrente (I_{Lr}) e tensão ($V_{AB}/100V$) na entrada do circuito ressonante obtidas através da simulação.

4.6 Conclusões do capítulo

Os reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga de alta intensidade apresentam uma alta densidade de potência, alta eficiência e um aumento da vida útil da lâmpada quando comparados aos reatores convencionais. Permitem ainda a dimerização, conseqüentemente uma economia de energia elétrica, a correção do fator de potência e a redução dos harmônicos na corrente de alimentação.

A simulação do reator eletrônico permitiu a validação do modelo apresentado. Pudemos observar os valores nominais de tensão e potência da lâmpada que foram obtidos através do modelo, permitindo avaliar os valores de corrente e tensão em outras partes do circuito.

Este reator eletrônico, no qual o conversor boost trabalha em modo de condução descontinua, impõe que a forma de onda de corrente no seu indutor (L_{boost}) possua uma envoltória correspondente a uma senóide retificada. Dessa maneira realiza a correção do fator de potência sem a necessidade de controladores externos. O filtro de entrada fica responsável por eliminar as componentes de alta frequência que aparecem devido ao chaveamento do inversor ressonante. O transformador permite o isolamento galvânico entre a lâmpada e o inversor ressonante e ajusta o valor da tensão que será aplicado à lâmpada.

Através de simulação, pode-se constatar que as especificações propostas inicialmente foram atingidas, ou seja, alto fator de potência, THD dentro dos limites da norma (Tabela 5.3) e a potência nominal aplicada à lâmpada.

Capítulo 5

Resultados experimentais

5.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos através do protótipo do reator eletrônico que foi construído para atender as especificações do projeto. O diagrama completo é mostrado na Figura B.1, cujas características e componentes principais são:

- $L_{boost} = 445\mu H$
 - 40 espiras no núcleo carretel - fio 17# - Entreferro : 1,02mm
 - Modelo *EE42/20* - Thornton
- $L_{filtro} = 360\mu H$
 - 26 espiras no núcleo carretel - fio 19# - Entreferro : 0,52mm
 - Modelo *EE42/20* - Thornton
- $L_r = 450\mu H$
 - 32 espiras no núcleo carretel - fio 19# - Entreferro : 0,66mm
 - Modelo *EE42/20* - Thornton
- Transformador 1 : 1/3

Capítulo 5 - Resultados experimentais

- 52 espiras no núcleo carretel primário - fio 22# - 19 espiras secundário - fio 19#
- Modelo *EE50* - Thornton
- Diodos rápidos : *MUR160*
- Ponte Retificadora *KBL06*
- Capacitor de filtro de linha : $860nF/250V$ - Polipropileno
- Capacitores do circuito ressonante : $10nF/1600V$ - Polipropileno
- Capacitor do barramento CC : $220\mu/450V$
- Mosfets *IRF840* (International Rectifier)
- Circuito de comando : *UCC3985* (Texas)
- Drivers-Mosfets : *IR2127* (International Rectifier)

5.2 Resultados experimentais do reator sem correção de fator de potência

As formas de ondas experimentais foram obtidas para a tensão de entrada de 127 V, frequência de chaveamento $f_s = 47,1$ kHz. Nesta parte do experimento será analisado o funcionamento do reator sem a correção do fator de potência por isso o funcionamento do reator é basicamente o de um inversor $L_r C_s C_p$. A frequência de ignição utilizada foi de 82 kHz até a formação e estabilização do arco, e depois mudasse para a frequência de regime, f_s . O circuito que realizava essa operação é mostrado na Figura B.3.

A forma de onda da tensão de ignição é mostrado na Figura 5.1 onde pode-se observar que o valor necessário para a ignição foi de 1100 V numa frequência de aproximadamente 82 kHz. A outra forma de onda, Figura 5.2, apresentada foi a tensão e corrente na lâmpada em condição nominal (tensão $100V_{rms}$ e corrente de $1,5A_{rms}$) correspondendo a 150 W de potência elétrica aplicada na lâmpada. A Tabela 5.1 apresenta informações importantes sobre

Capítulo 5 - Resultados experimentais

as formas de onda, em que vale ressaltar a potência aplicada (eficaz e instantânea) e os THD de corrente e tensão.

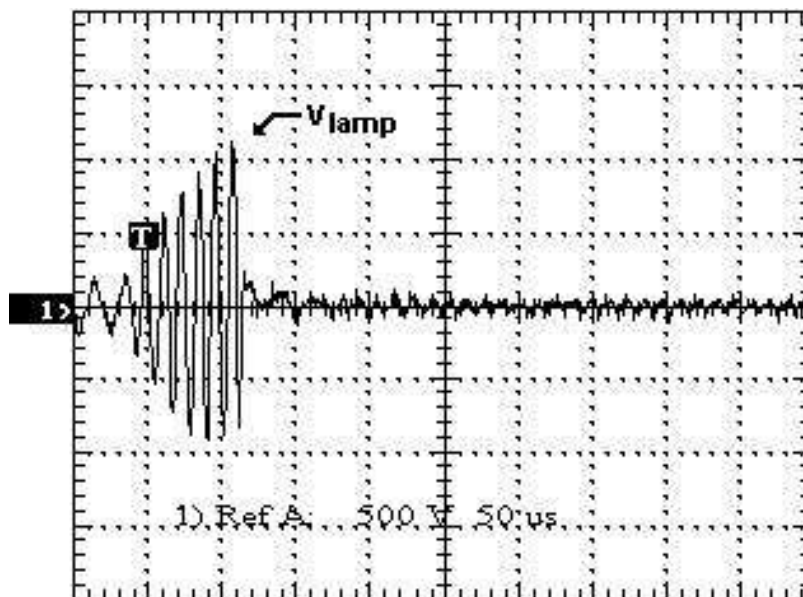


Figura 5.1: Forma de onda de tensão (V_{lamp}) [500V/50 μ s] na lâmpada HPS-150 W na ignição

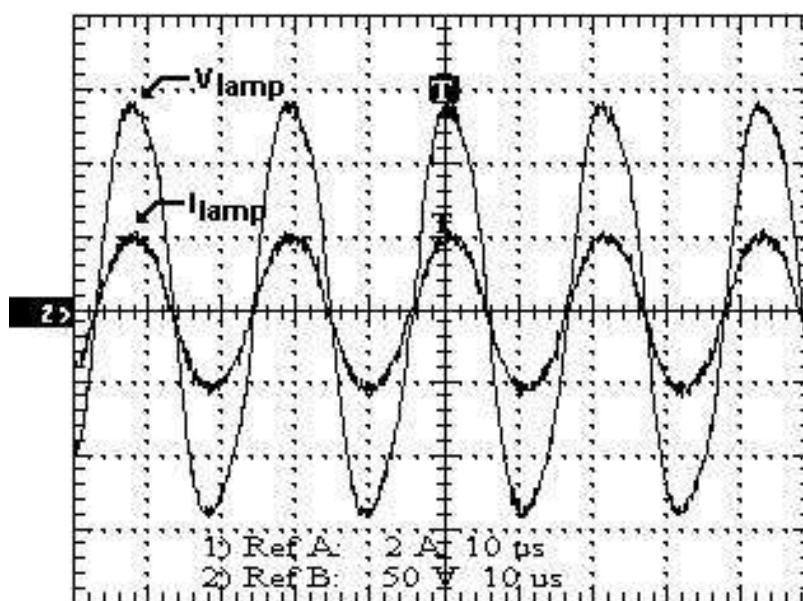


Figura 5.2: Formas de onda de corrente (I_{lamp}) [2A/10 μ s] e tensão (V_{lamp}) [50V/10 μ s] na lâmpada HPS-150 W em regime nominal-150W

Variável	Valor
Tensão	103 V
Corrente	1,52 A
Potência	151 W
THD de tensão	7,79%
THD de corrente	5,06%
Fator de potência	0,998
Deslocamento de fase	-0,735°
Potência instantânea	151,3 VA

Tabela 5.1: Dados sobre a tensão e a corrente na lâmpada

5.3 Resultados experimentais do reator eletrônico com alto fator de potência

Nesta parte do experimento será analisado o funcionamento do reator com a correção do fator de potência. As formas de ondas experimentais foram obtidas para a frequência de chaveamento $f_s = 47$ kHz. A frequência de ignição utilizada foi de 82,3 kHz até a formação e estabilização do arco, e depois mudasse para a frequência de regime, f_s . A forma de onda da tensão de ignição é mostrado na Figura 5.3, onde pode-se observar que o valor necessário para a ignição foi de 1500 V.

São apresentadas as formas de onda da corrente e da tensão na rede elétrica na Figura 5.4(a), onde pode-se observar as características desejadas no projeto, ou seja, corrente e tensão em fase e um baixo THD, como mostrado na Tabela 5.2, proporcionando um alto fator de potência. Esses resultados podem ser reafirmados através do detalhe das formas de onda de corrente e tensão na rede, Figura 5.4(b).

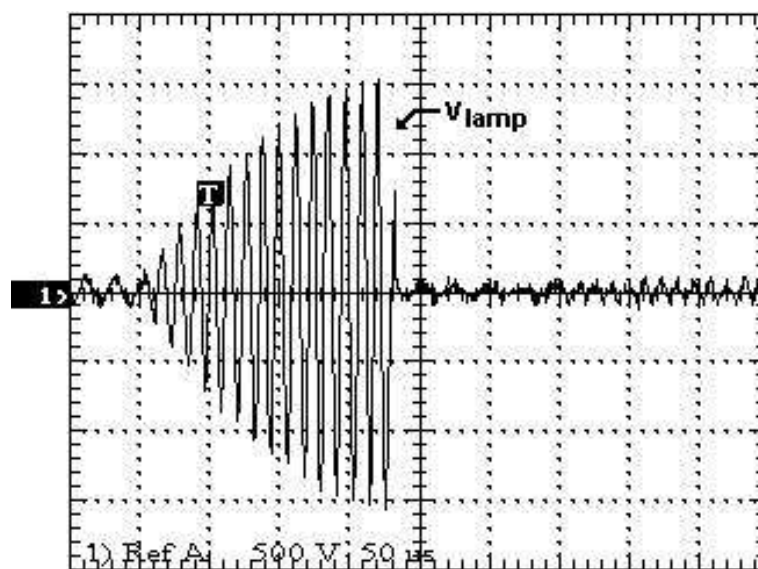
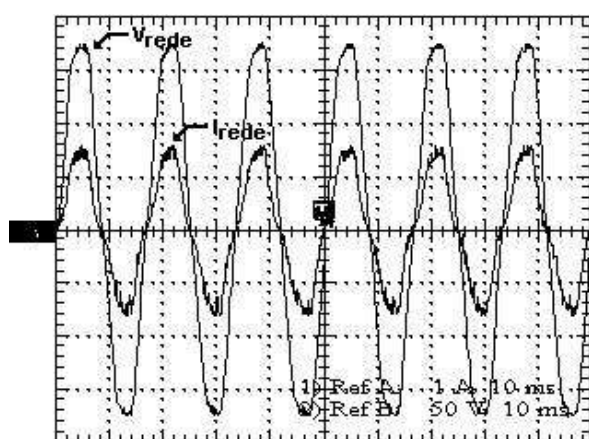
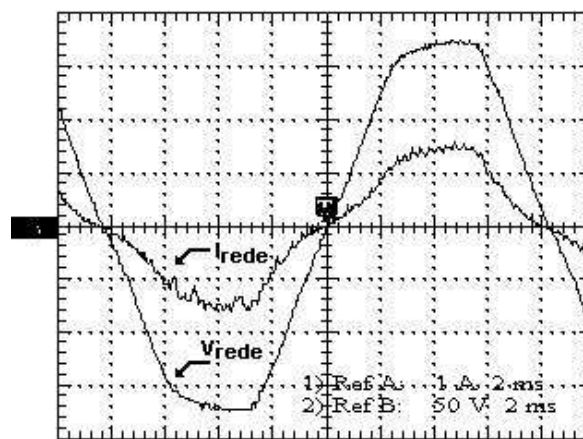


Figura 5.3: Forma de onda de tensão (V_{lamp}) [500V/50μs] na lâmpada HPS-150 W na ignição



(a) Formas de onda de corrente (I_{rede}) [1A/10ms] e tensão (V_{rede}) [50V/10ms] na rede elétrica em regime



(b) Detalhe das formas de onda de corrente (I_{rede}) [1A/2ms] e tensão (V_{rede}) [50V/2ms] na rede elétrica em regime

Figura 5.4: Formas de onda da corrente e da tensão na rede elétrica

Capítulo 5 - Resultados experimentais

Variável	Valor
Tensão	127 V
Corrente	1,01 A
Potência	127 W
THD da tensão	5,02%
THD da corrente	14,22%
Fator de potência	0,99
Deslocamento de fase	-1,68°
Potência instantânea	128,3 VA

Tabela 5.2: Dados sobre a tensão e a corrente na rede elétrica em regime

A Tabela 5.3 mostra as especificações da IEC-61000-3-2 para equipamentos da classe C, onde estão enquadrados os equipamentos de iluminação.

Ordem do harmônico	Máxima corrente da componente harmônica percentual em relação a componente fundamental
n	%
2	2
3	30.FP*
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 35$ somente harmônicos ímpares	3

Tabela 5.3: Especificações da IEC-61000-3-2 para equipamentos da classe C. [*] → para fator de potência próximo de 1.

Capítulo 5 - Resultados experimentais

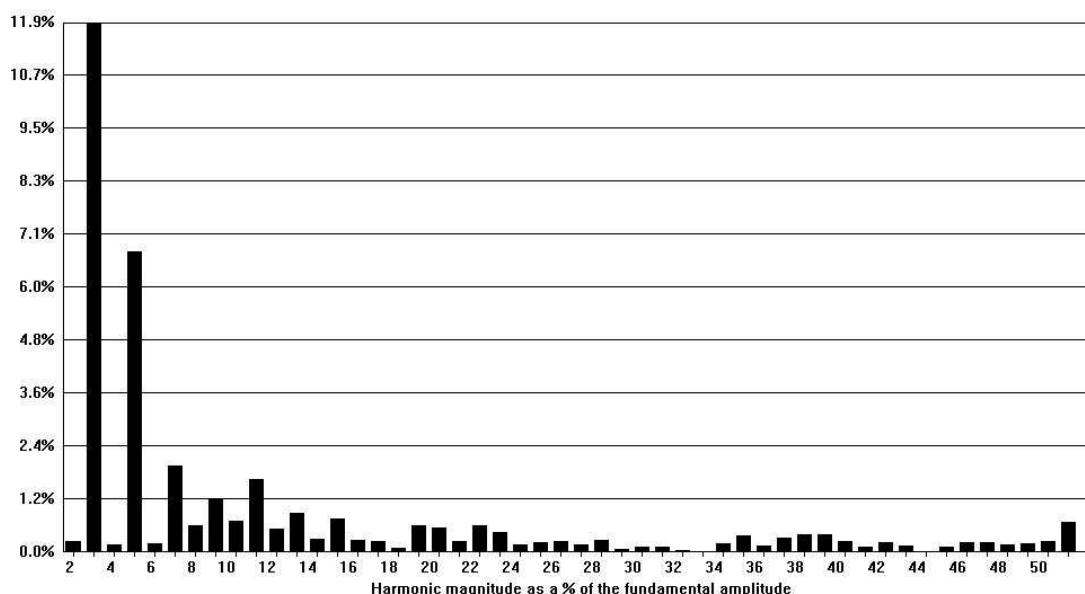


Figura 5.5: Espectro harmônico da corrente de entrada

O espectro harmônico apresentado na Figura 5.5 mostra as amplitudes dos harmônicos para o 2º até o 51º harmônico de corrente de entrada do reator eletrônico.

A Tabela 5.4 mostra a comparação realizada entre a norma IEC-61000-3-2 e os dados experimentais obtidos.

Harmônico n	Norma IEC-61000-3-2 para equipamentos classe C	Resultados Obtidos
	%	%
2	2	0,26
3	29,7	11,91
5	10	6,78
7	7	1,95
9	5	1,22

Tabela 5.4: Comparação entre norma IEC-61000-3-2 e os resultados obtidos

Mais formas de ondas são apresentadas neste capítulo, mostrando as características do circuito do reator eletrônico. A tensão de entrada e a tensão no barramento são mostradas na Figura 5.6.

Capítulo 5 - Resultados experimentais

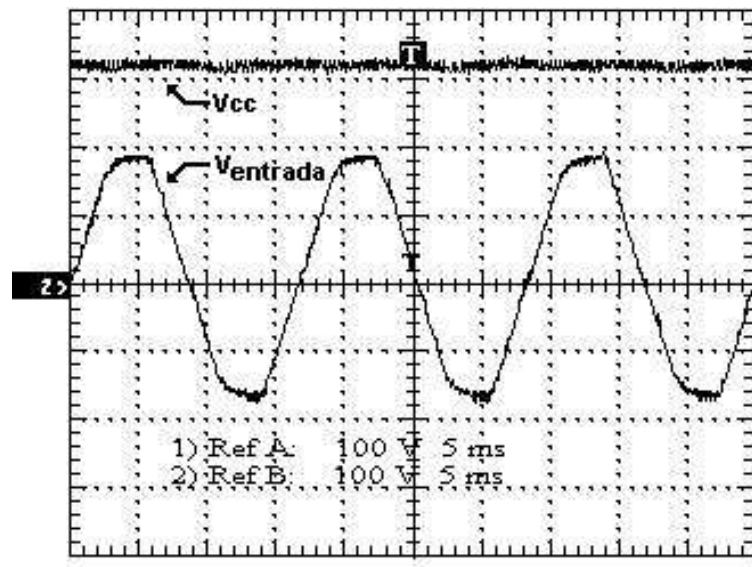
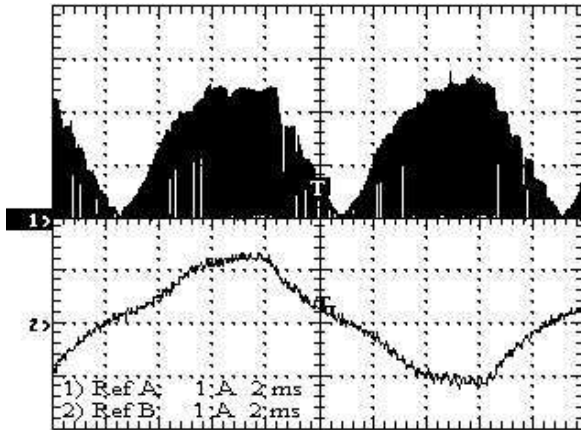


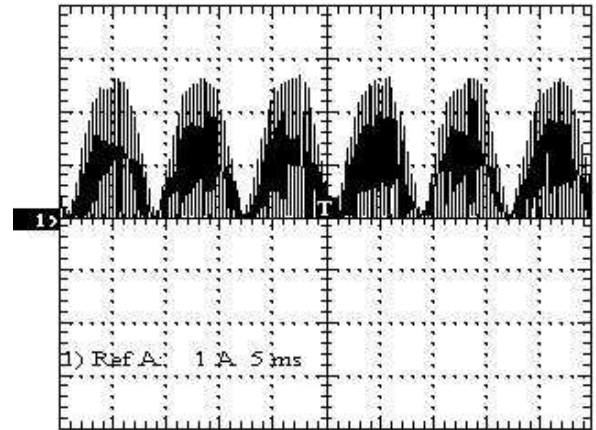
Figura 5.6: Formas de onda de tensão ($V_{entrada}$)[100V/5ms] na entrada e no barramento CC (V_{cc})[100V/5ms]

Capítulo 5 - Resultados experimentais

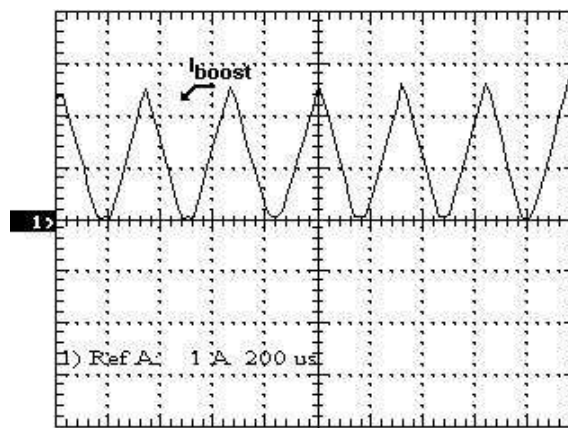
A forma de onda de corrente de entrada e do indutor do boost CFP, a corrente no boost e seu detalhe são mostradas nas Figuras 5.7(a), 5.7(b) e 5.7(c) respectivamente.



(a) Forma de onda de corrente no indutor (I_{boost})[1A/2ms] do boost CFP e na rede elétrica($I_{entrada}$)[1A/2ms]



(b) Forma de onda de corrente no indutor (I_{boost})[1A/5ms] do boost CFP



(c) Detalhe da forma de onda da corrente (I_{boost})[1A/200 μ s] no indutor do boost CFP

Figura 5.7: Forma de onda da corrente no indutor do boost CFP

Capítulo 5 - Resultados experimentais

As formas de onda da corrente e tensão na lâmpada HPS-150 W são apresentadas para duas situações. Uma situação, com a tensão nominal de entrada (127 V), Figura 5.8 e a outra situação com a potência próxima da nominal da lâmpada (150 W), na figura 5.9. A potência próxima da nominal foi obtida utilizando um varivolt para aumentarmos a tensão de entrada e conseqüentemente a do barramento cc (331 \rightarrow 382V).

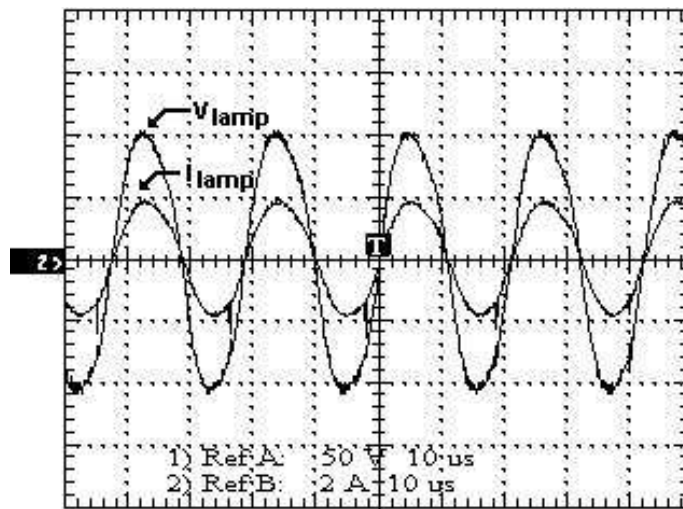


Figura 5.8: Formas de onda de corrente (I_{lamp}) [2A/10 μ s] e tensão (V_{lamp}) [50V/10 μ s] na lâmpada HPS-150 W para 127 V de entrada

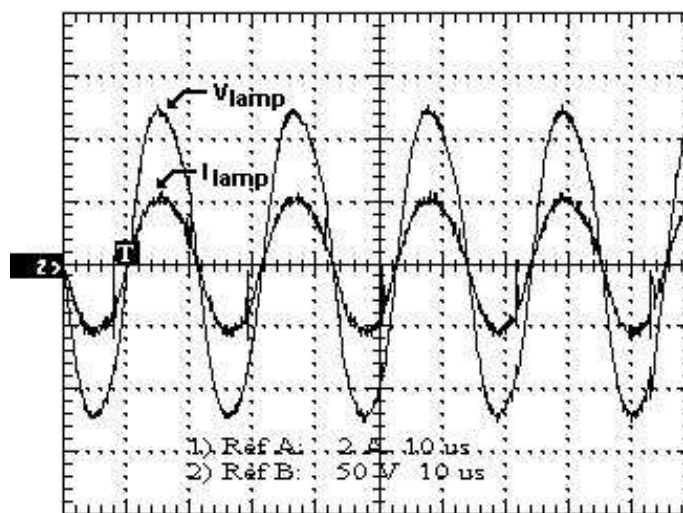


Figura 5.9: Formas de onda de corrente (I_{lamp}) [2A/10 μ s] e tensão (V_{lamp}) [50V/10 μ s] na lâmpada HPS-150 W para potência 141 W

Capítulo 5 - Resultados experimentais

As respectivas Tabelas 5.5 e 5.6 trazem informações adicionais sobre as formas de onda na lâmpada. Em ambas, pode-se observar o aumento do fator de potência na lâmpada se compararmos com a medição realizada quando a lâmpada estava sendo acionada por um reator convencional indutivo.

Variável	Valor
Tensão	76,3 V
Corrente	1,35 A
Potência	105 W
THD da tensão	8,22%
THD da corrente	7,07%
Fator de potência	0,995
Deslocamento de fase	3,92°
Potência instantânea	105,5 VA

Tabela 5.5: Dados sobre a tensão e a corrente na lâmpada para 127 V na entrada

Variável	Valor
Tensão	90,1 V
Corrente	1,55 A
Potência	141 W
THD da tensão	8,13%
THD da corrente	6,12%
Fator de potência	0,998
Deslocamento de fase	-0,474°
Potência instantânea	141,3 VA

Tabela 5.6: Dados sobre a tensão e a corrente na lâmpada para 141 W

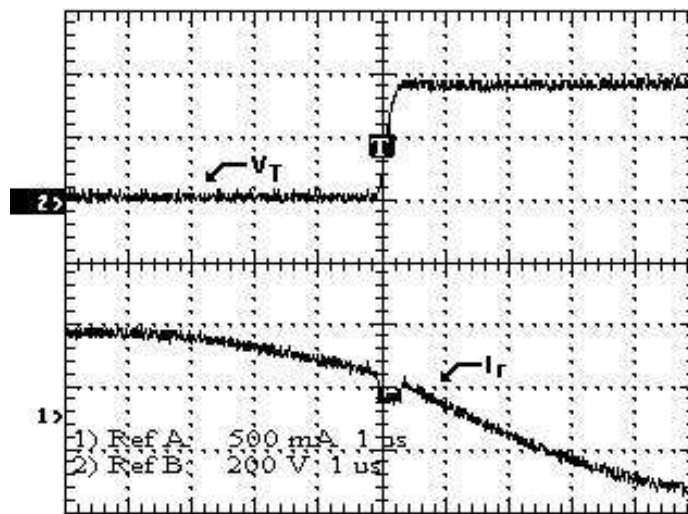


Figura 5.10: Formas de onda de corrente (I_r)[500mA/1 μ s] do circuito ressonante e tensão (V_T)[200V/1 μ s] na comutação do interruptor

A forma de onda de tensão no interruptor e a corrente no circuito ressonante são apresentadas na Figura 5.10 onde podemos observar a comutação do interruptor sob tensão nula (ZVS). Este tipo de comutação é importante porque vem minimizar as perdas dos interruptores e consequentemente aumentar o rendimento do conversor.

5.4 Conclusões do capítulo

O reator eletrônico com alto fator de potência constituído de um inversor ressonante integrado com um conversor boost, responsável pela correção do fator de potência, foi implementado no laboratório com a finalidade de validação final do projeto.

O ensaio com reator operando somente como inversor mostrou que o fator de potência na lâmpada aumentou em relação ao reator convencional, dessa forma otimizando a energia entregue a lâmpada. O tempo no qual o reator operou com a frequência mais alta foi suficiente para a ignição da lâmpada. O valor necessário de tensão para ignição foi menor que o valor de tensão aplicado pelo reator convencional.

Os ensaios do reator eletrônico com correção de fator de potência comprovaram que o conversor operou com um alto fator de potência, as componentes harmônicas da corrente de entrada dentro dos limites da norma, comutação dos interruptores com tensão nula e uma tensão de ignição menor que o reator convencional. O conversor operou no modo de condução descontínua conforme foi projetado e comprovado pelas formas de onda da corrente no indutor do boost CFP. A tensão do barramento contínuo se manteve constante durante a operação do reator. O rendimento do reator eletrônico se mostrou satisfatório (entre 82 – 85%) levando em consideração que foi um primeiro protótipo e que os componentes indutivos podem ser projetados de forma a aumentar este rendimento. Outro dado importante foi a operação livre de ressonância acústica.

Desta forma, os resultados experimentais obtidos através do protótipo do reator eletrônico apresentados neste capítulo, demonstraram que as especificações de projeto foram atendidas.

Capítulo 6

Conclusões finais e propostas de continuidade

Conclusões finais

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um reator eletrônico com alto fator de potência e elevada eficiência operando em altas frequências, sendo implementado em um único estágio de processamento de potência. O reator eletrônico proposto consiste de um inversor ressonante série-paralelo $L_r C_s C_p$ em ponte completa operando acima da frequência de ressonância, proporcionando a comutação dos interruptores sob tensão nula (*ZVS*). A frequência de chaveamento foi escolhida a fim de evitar o aparecimento da ressonância acústica. Um dos interruptores do inversor ressonante, em conjunto com o indutor e o diodo, opera como um conversor boost no modo de condução descontínua, realizando, desta forma, a correção do fator de potência.

O projeto do reator eletrônico atende as especificações de operação em regime e na ignição da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, observando-se também, a tensão do barramento contínuo, a tensão de entrada e evitando-se as faixas de ressonância acústica. A simulação do reator eletrônico permitiu avaliar a modelagem do conversor completo (inversor - boost CFP) e as especificações do projeto. Os resultados obtidos foram bastante satisfatórios alcançando alto fator de potência, a distorção harmônica total em torno de 11,26 %, alta eficiência, comutação por tensão nula e fator de potência unitário na lâmpada.

O reator eletrônico implementado apresentou alto fator de potência, distorção harmônica

Capítulo 6 - Conclusões finais e propostas de continuidade

total em torno de 14,22 % e com valores para as componentes harmônicas dentro das limitações estabelecidas por norma (IEC-61000-3-2) e a operação livre da ressonância acústica. A corrente e a tensão na lâmpada formam mantidas próximas dos valores nominais para a tensão do barramento contínuo calculada. A tensão de ignição em comparação com o reator convencional indutivo foi menor, isto é, mudando de 2,0 kV para 1,5 kV. Houve uma redução considerável das perdas devido principalmente à comutação por tensão dos interruptores e também no tempo de entrada em regime, que passou de 14 minutos para 8 a 9 minutos.

Propostas de continuidade

Como sugestão de trabalhos futuros podemos citar:

- controle da tensão no barramento contínuo, tendo como objetivo manter a potência constante na lâmpada;
- a implementação de dimmer, permitindo a diminuição da intensidade luminosa e consequentemente a economia de energia elétrica;
- a utilização de circuito integrado de controle digital atribuindo-lhe todas as funções de controle, comando e proteção às falhas e a utilização de circuitos que empregam a tecnologia *SMD*;
- verificação do aumento da eficiência luminosa em valores quantitativos em função da potência elétrica fornecida ao conjunto reator eletrônico - lâmpada HPS em altas frequências;
- verificação do reator eletrônico frente às lâmpadas de outros fabricantes;

Referências Bibliográficas

- [1] COATON, J.; MARSDEN, A. *Lamps and Lighting*. fourth ed. [S.l.]: Arnold, 1997.
- [2] GROOT, J. de; VLIET, J. van. *The High-Pressure Sodium Lamp*. [S.l.]: Philips Technical Library, 1986.
- [3] SUZUKI, T. et al. Electronic ballast for fluorescent lamps. *INDUSCON*, p. 322–327, 2000.
- [4] MARQUES, R. N.; BRAGA, H. A. C. Performance of commercial electronic ballast sold in brazil. *INDUSCON*, p. 602–606, 2000.
- [5] F.J.FERRERO et al. Analysis and design of an ac/ac resonant converter as a high pressure sodium lamp ballast. *Industrial Electronics Society - IECON*, v. 2, p. 947–952, 1998.
- [6] BARBI, I.; SOUZA, A. F. de. Apostila sobre correção de fator de potência de fontes de alimentação. Julho 1993.
- [7] KLEIN, J.; NALBANT, M. K. Power factor correction incentives. standards and techniques. *PCIM*, p. 26–31, June 1990.
- [8] WEI, W. et al. A study an electronic ballast for high pressure sodium lamp. *Power Electronics and Motion Control Conference*, v. 3, p. 1056–1060, 2000.
- [9] BIANCHIN, C. G.; CHUEIRI, I. J.; PASQUALIN, J. R. Electronic ballast for 70 w high pressure sodium lamp. *COBEP*, 1999. CD-ROM.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [10] NELMS, R.; JONES, T.; MELVIN C. COSBY, J. A comparison of resonant inverter topologies for hps lamp ballast. *Industry Applications Society Annual Meeting*, v. 3, p. 2317–2322, 1993.
- [11] JR, M. C. C.; NELMS, R. A resonant inverter for electronic ballast applications. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, v. 41, n. 4, p. 418–425, august 1994.
- [12] COSBY, M. C.; NELMS, R. M. Designing a parallel-loaded resonant inverter for an electronic ballast using the fundamental approximation. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, p. 418–423, 1993.
- [13] KANG, B. S.; KIM, H. J. High power factor electronic ballast for high pressure sodium lamp. *IEEE TENCON*, p. 887–890, 1999.
- [14] BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M. Design and performance of an electronic ballast for high-pressure sodium (hps) lamps. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, v. 44, n. 4, p. 486–491, august 1997.
- [15] BRAÑAS, C. et al. Contributions to the design and control of lscp resonant invert to drive high-power hps lamp. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 47, n. 4, p. 796–808, august 2000.
- [16] BRAÑAS, C.; AZCONDO, F. J.; BRACHO, S. Electronic ballast for hps lamps with dimming control by variation of the switching frequency. soft start-up method for hps e fluorescent lamps. *Industrial Electronics Society - IECON*, v. 2, p. 953–958, 1998.
- [17] BRAÑAS, C.; S.BRACHO. Electronic ballast for 150w hps lamps with compensated output power. *Electronics Letters*, v. 35, n. 13, p. 1041–1043, june 1999.
- [18] BRAÑAS, C.; AZCONDO, F. J.; BRACHO, S. Electronic ballast for 250w hps lamps based on the lcc resonant inverter with soft start-up and quasi-optimum control. *ISIE*, p. 768–773, 1999.
- [19] TICHELEN, P. V. et al. A novel dimmable electronic ballast for street lighting with hps lamp. *Industry Applications Conference*, v. 5, p. 3419 –3422, 2000.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [20] PRADO, R. N.; BISOGNO, F. E.; C.FORTES, E. Simple mathematical model for fluorescents lamps. *INDUSCON*, p. 607–610, 2000.
- [21] F.J.FERRERO et al. A pspice model for hps lamps operated at high frequency. *IAS*, v. 5, p. 3423–3426, 2000.
- [22] F.J.FERRERO et al. A unity power factor electronic ballast for hps lamps, resonant current controlled. *Industry Applications Conference*, v. 3, p. 2122–2129, 1998.
- [23] WWW.GE.COM. [S.l.].
- [24] WWW.PHILIPS.COM. [S.l.].
- [25] WWW.OSRAM.COM. [S.l.].
- [26] GEENS, R.; WYNER, E. Progress in high pressure sodium lamp technology. *IEE Proceedings-A*, v. 140, n. 6, p. 450–464, November 1993.
- [27] POMILIO, J. A. Harmônicos e fator de potência: um curso de extensão.
<http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/harmo.html>.
- [28] ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Chapman and Hall, 1997.

Anexo A

A.1 Algumas definições importantes

A seguir são apresentados alguns conceitos importantes utilizados na área de qualidade de energia, aos quais faremos referência neste trabalho.

A.1.1 Fator de potência

Fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente apresentem, como mostrado na equação A.1. Os sinais variantes no tempo devem ser periódicos.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int V_i(t) I_i(t) dt}{V_{RMS} I_{RMS}} \quad (\text{A.1})$$

Em um sistema com formas de onda senoidais, o fator de potência torna-se igual ao fator de deslocamento (FD), ou seja, igual ao cosseno da defasagem entre as ondas de tensão e de corrente:

$$FD = FP = \cos\phi \quad (\text{A.2})$$

Quando apenas a tensão de entrada for senoidal, o FP é expresso por:

$$FP_{V_{seno}} = \frac{I_1}{I_{RMS}} \cos\phi_1 \quad (\text{A.3})$$

Neste caso, a potência ativa de entrada é dada pelo produto da tensão (senoidal) por todas as componentes harmônicas da corrente (não senoidal). Este produto é nulo para todas

as harmônicas exceto para a fundamental, devendo-se ponderar tal produto pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente. Desta forma, o fator de potência é expresso como a relação entre o valor RMS da componente fundamental da corrente e a corrente RMS de entrada, multiplicado pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente. A relação entre as correntes é chamada de fator de forma e o termo em cosseno é chamado de fator de deslocamento. Por sua vez, o valor RMS da corrente de entrada também pode ser expresso em função das componentes harmônicas:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (\text{A.4})$$

A.1.2 Distorção Harmônica Total

Define-se a Distorção Harmônica Total (THD) como sendo a relação entre o valor RMS das componentes harmônicas da corrente e a fundamental:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (\text{A.5})$$

Assim, o FP pode ser reescrito como:

$$FP = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (\text{A.6})$$

Efeito de harmônicos em componentes do sistema de energia elétrica

O grau de tolerância de um sistema de alimentação em presença de harmônicos depende da susceptibilidade da carga (ou da fonte de potência). Os equipamentos menos sensíveis, geralmente, são os de aquecimento (carga resistiva), para os quais a forma de onda não é relevante. Os mais sensíveis são aqueles que, em seu projeto, assumem a existência de uma alimentação senoidal. No entanto, mesmo para as cargas de baixa susceptibilidade, a presença de harmônicos (de tensão ou de corrente) pode ser prejudicial, produzindo maiores esforços nos componentes e isolantes [27].

- Motores e geradores

O maior efeito dos harmônicos em máquinas rotativas (indução e síncrona) é o aumento

do aquecimento devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre. Afeta-se, assim, sua eficiência e o torque disponível. Além disso, tem-se um possível aumento do ruído audível, quando comparado com alimentação senoidal. Outro fenômeno é a presença de harmônicos no fluxo, produzindo alterações no acionamento, como componentes de torque que atuam no sentido oposto ao da fundamental (como o 5º harmônico). Alguns pares de componentes (por exemplo, 5º e 7º) podem produzir oscilações mecânicas em sistemas turbina-gerador ou motor-carga.

- Transformadores

Também neste caso tem-se um aumento nas perdas. Harmônicos na tensão aumentam as perdas no ferro, enquanto harmônicos na corrente elevam as perdas no cobre. Além disso, o efeito das reatâncias de dispersão fica ampliado, uma vez que seu valor aumenta com a frequência. Tem-se ainda uma maior influência das capacitâncias parasitas (entre espiras e entre enrolamento) que podem realizar acoplamentos indesejados e, eventualmente, produzir ressonâncias no próprio dispositivo.

- Cabos de alimentação

Em razão do efeito pelicular, que restringe a seção condutora para componentes de frequência elevada, também os cabos de alimentação têm um aumento de perdas devido aos harmônicos de corrente. Além disso, caso os cabos sejam longos e os sistemas conectados tenham suas ressonâncias excitadas pelas componentes harmônicas, podem aparecer elevadas sobretensões ao longo da linha, podendo danificar o cabo.

- Capacitores

O maior problema é a possibilidade de ocorrência de ressonâncias (excitadas pelos harmônicos), podendo produzir níveis excessivos de corrente e/ou de tensão. Além disso, como a reatância capacitiva diminui com a frequência, tem-se um aumento nas correntes relativas aos harmônicos presentes na tensão.

Anexo B

B.1 Projeto dos indutores

Aplicando-se as Leis do Eletromagnetismo, a energia armazenada em um indutor

$$W = \frac{1}{2}LI^2 \quad (\text{B.1})$$

A energia pode também ser definida

$$W = \frac{1}{2} \frac{B^2 Ae^2}{Al} \quad (\text{B.2})$$

onde:

- B corresponde a Densidade do Fluxo Magnético (fluxo por unidade de área induzido, por uma força de campo(H));
- Al corresponde o Fator de Indutância (indutância por unidade de espira);
- Ae corresponde a Área Efetiva (área média do núcleo perpendicular as linhas de fluxo magnético).

Pela definição de Al, temos

$$Al = \frac{L}{N^2} \quad (\text{B.3})$$

Anexo B

rearranjando em função do número de espiras (N), temos

$$N^2 = \frac{L}{Al} \quad (\text{B.4})$$

Outra equação é a que define μ_e (permeabilidade relativa da estrutura magnética incluindo o efeito do ar(entre ferro), no percurso do comprimento magnético)

$$\mu_e = \frac{Alle}{\mu_0 Ae} \quad (\text{B.5})$$

A partir da equação

$$\frac{1}{\mu_e} = \frac{1}{\mu_0} + \frac{g}{le} \quad (\text{B.6})$$

e considerando $\frac{1}{\mu_0}$ muito maior do que os outros termos, desconsideramos sua influência, tendo assim

$$\frac{1}{\mu_e} = \frac{g}{le} \quad (\text{B.7})$$

desse modo podemos determinar o valor do gap (g)

$$g = \frac{le}{\mu_e} \quad (\text{B.8})$$

Utilizando as equações acima podemos especificar o número de espiras e o tamanho do gap, mas devemos verificar a taxa de utilização da área do núcleo

$$\eta = \frac{Area_{utilizada}}{Area_{Total}} \quad (\text{B.9})$$

onde η deve ser menor do que 0,40. A área utilizada é obtida pelo produto da área do fio com verniz pela quantidade de espiras.

Anexo B

B.2 Circuitos eletrônicos utilizados

Na Figura B.1 apresentamos o circuito esquemático do reator eletrônico projetado, editado no programa *Protel*[®] e utilizado para confecção da placa de circuito impresso.

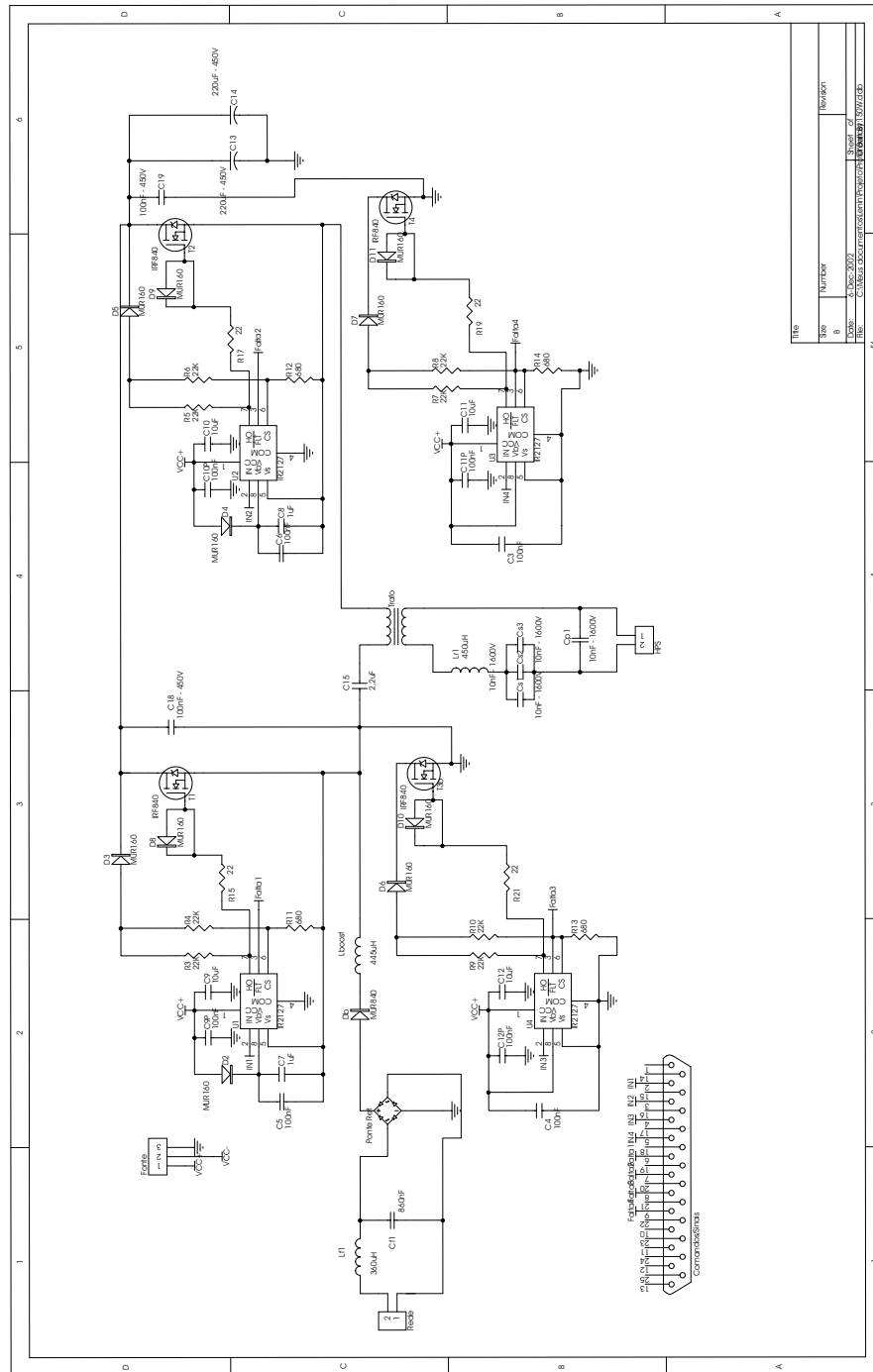


Figura B.1: Diagrama completo do circuito implementado no protótipo

Anexo B

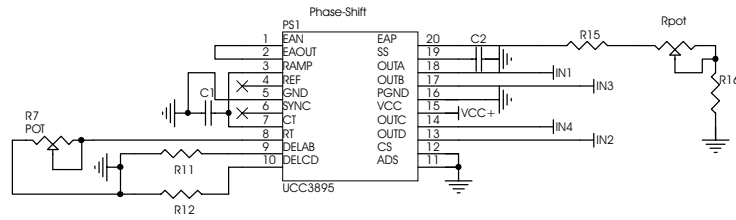


Figura B.2: Diagrama do circuito phase-shift utilizado

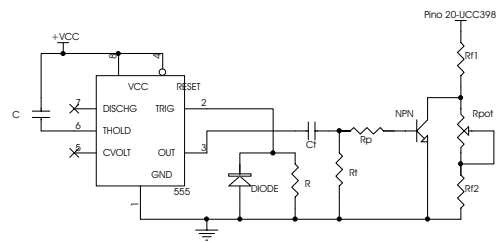


Figura B.3: Diagrama do circuito utilizado na ignição

Na Figura B.2 temos o diagrama do circuito integrado UCC3895 responsável pelo acionamento dos interruptores do conversor. Este circuito tem sua frequência de chaveamento facilmente configurada, conectando-se valores escolhidos de resistências entre o pino 20 e o terra (GND). Os demais componentes do diagrama têm seus valores escolhidos de forma a proporcionar o correto funcionamento do circuito.

A Figura B.3 mostra o diagrama do circuito utilizado na ignição da lâmpada onde mudamos a frequência de chaveamento. Na ignição, o valor é determinado pelo resistor R_{f1} e em regime pelos resistores $R_{f1} + R_{f2}$. Esse circuito é conectado ao pino 20 do UCC3985, responsável pela determinação da frequência dos pulsos gerados. O tempo durante o qual é aplicado os pulsos de frequências para a ignição é dado pelo capacitor C_t e o resistor R_t . Os valores dos componentes das Figuras B.2 e B.3 são mostrados na Tabela B.1.

Componente	Valor	Componente	Valor	Componente	Valor
C_1	$680pF$	R	560Ω	R_t	$15k\Omega$
C_2	$220pF$	C	$10nF$	C_t	$22nF$
R_{11}	$95,3k\Omega$	R_{f1}	$95,3k\Omega$	R_p	47Ω
R_{12}	$81,5k\Omega$	R_{f2}	$81,5k\Omega$	R_7	$10k\Omega$

Tabela B.1: Valores dos componentes