



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO DE REATORES ELETRÔNICOS PARA HID
BASEADO NO CONVERSOR CHOPPER AC

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Fábio Luis Tomm

Santa Maria, RS

2007

**PROJETO DE REATORES ELETRÔNICOS PARA HID
BASEADO NO CONVERSOR CHOPPER AC**

por

Fábio Luis Tomm

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Phd. Alexandre Campos

Santa Maria, RS

2007

Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
Aprova a Dissertação de Mestrado

**PROJETO DE REATORES ELETRONICOS PARA HID
BASEADO NO CONVERSOR CHOPPER AC**

elaborado por

Fábio L. Tomm

como requisito parcial para obtenção do grau de

Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:


Alexandre Campos (Presidente / Orientador)


Ricardo Nederson do Prado (Co-Orientador)


Alysson Raniere Seidel


João Batista dos Santos Martins

Santa Maria, 24 de agosto de 2007.

Ao meu filho e esposa,
Daniel F. Tomm e Gislaine,
pelo amor e afeto diários,
e aos meu pais,
pelo apoio contínuo e sem limites.

Agradecimentos

Ao Professor Alexandre Campos pelo incentivo, orientação, paciência e grande amizade que dele recebi durante o transcorrer deste trabalho sempre trazendo grandes idéias e sugestões.

Ao Professor Ricardo Nederson do Prado pela dedicação na co-orientação neste trabalho e pela amizade desenvolvida no transcorrer desse período.

Aos professores Hélio Leães Hey, Humberto Pinheiro, Félix Alberto Farret e Hilton Abílio Gründling, pelas valiosas contribuições prestadas na minha formação profissional.

Ao engenheiro Luiz Fernando Guarienti Martins, pela dedicação no auxílio à realização de muitos trabalhos.

À funcionária da pós-graduação Cleonice Oliveira, pelo apoio e suporte.

Aos colegas do GEDRE, pelo companheirismo, amizade e troca de conhecimentos no decorrer do trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria e à CAPES pelo suporte financeiro.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

PROJETO DE REATORES ELETRONICOS PARA HID BASEADO NO CONVERSOR CHOPPER AC

AUTOR: Fábio L. Tomm

ORIENTADOR: Alexandre Campos

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 24 de agosto de 2007.

Esta dissertação apresenta o projeto de uma fonte de alimentação para lâmpadas de descarga em alta pressão baseada em um reator eletrônico com alto rendimento e ótimo fator de potência que não excita de forma destrutiva a ressonância acústica (AR). O reator consiste de um conversor buck bipolar operando em modo contínuo (CCM), com filtro de entrada acoplado e com um circuito de ignição. O conversor opera em 33 kHz e alimenta a lâmpada em frequência de rede. O circuito de ignição fornece a alta tensão para a formação inicial do arco elétrico. O controle do reator é implementado em um microcontrolador de 8 bits, o que contribui com a redução do número de componentes e do custo final do sistema, sem prejudicar a confiabilidade do mesmo. Duas propostas de circuito de ignição são apresentadas, uma baseada em um dispositivo ignitor, e a segunda em um circuito LC ressonante. Uma breve revisão e avaliação das características elétricas do reator eletromagnético é também apresentada a título de comparação. Um estudo do processo de ignição e os circuitos necessários a formação do arco é também incluído. Resultados experimentais para uma lâmpada HPS de 70W alimentada a partir de uma rede de 220V±20% e 60Hz são apresentados para validar o reator proposto e demonstram que este é uma boa escolha para evitar os efeitos danosos do fenômeno da ressonância acústica.

Palavras-chave: conversor AC/AC; reator eletrônico; lâmpadas HID; fenômeno da ressonância acústica.

ABSTRACT

Thesis submitted as partial fulfillment to the requirements for the Master Degree
in Engineering in the Graduate
Program in Electrical Engineering at the
Federal University of Santa Maria

Design of a Chopper-based Electronic Ballast to Supply HID Lamps

Author: Fábio L. Tomm

Supervisor: Alexandre Campos

Date and place: Santa Maria, August 24, 2007.

This thesis proposes a design of a power supply for high-pressure discharge lamps based on a high efficiency and high power factor electronic ballast, without exciting the intrinsic acoustic resonance. The ballast consists on a bipolar buck chopper operating in continuous conduction mode (CCM), with an input filter, and an igniter circuit. It works with a switching frequency of 33 kHz and supplies the lamp in the mains frequency. The igniter circuit provides the necessary high voltage for the lamp's startup initial procedure. It is controlled by an 8 bits microcontroller, thus contributing to reduction in the number of parts and the ballast final cost, without compromising its reliability. Two possible solutions for an igniter circuit are proposed, the first based on a igniter device, and the second on a LC resonant circuit. A study on the ignition process and the required circuits to guarantee it, and a brief review on the electrical characteristics of electromagnetic ballasts are also included as secondary contributions. Experimental results with a 70W HPS lamp supplied by a $220V \pm 20\%$ and 60 Hz mains, are presented to validate the proposed ballast. The behavior of the experimental ballast shows that it is a good choice in avoiding unstable effects provoked by acoustic resonance phenomenon.

Keywords: Acoustic resonance phenomenon; AC/AC converter; electronic ballasts; HID lamps.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 -	Fotografia da lâmpada operando com ressonância acústica.....	12
Figura 2 -	Esquema típico de reator eletrônico	15
Figura 3 -	Resistência equivalente normalizada em função do tempo de funcionamento.....	16
Figura 4 -	Circuito do conversor 'Cuk.....	18
Figura 5 -	Transitório inicial de corrente, potência, tensão e luminosidade na lâmp.....	20
Figura 6 -	Modo de controle necessário para cada estágio a partir da partida da lâmpada fia	20
Figura 7 -	Trapézio de limites de tensão e potência para Lâmpada de 70W em Vapor de Sódio de Alta Pressão.....	22
Figura 8 -	Reatores eletromagnéticos.....	23
Figura 9 -	Ficha técnica do reator eletromagnético Intral de 70W.....	23
Figura 10 -	Tensão e corrente da lâmpada em reator eletromagnético.....	24
Figura 11 -	Característica elétrica da descarga entre duas placas planas e paralelas	27
Figura 12 -	Circuito básico para pulso de tensão.....	29
Figura 13 -	Tensão aplicada à lâmpada.....	29
Figura 14 -	Forma de onda do pulso inicial para projeto.....	31
Figura 15 -	Circuito para análise da partida a ressonância.....	33
Figura 16 -	Resultado de simulação do circuito de partida.....	34
Figura 17 -	Detalhe do pulso de ignição para comparação com a norma NBR IEC662:1997...	34
Figura 18 -	Circuito proposto para análise.....	37
Figura 19 -	Circuito em $q=1$	39
Figura 20 -	Circuito em $q=0$	39
Figura 21 -	Formas de onda para o conversor Buck no modo de condução contínua.....	40
Figura 22 -	Circuito equivalente para Etapa 3.....	41
Figura 23 -	Diagrama de blocos utilizado no controle no modo de tensão.....	50
Figura 24 -	Corrente em L2 para um degrau unitário na referência.....	51
Figura 25 -	Diagrama do lugar das raízes da planta.....	52
Figura 26 -	Diagrama do lugar das raízes da planta reduzida com o controlador.....	53
Figura 27 -	Resposta do sistema de ordem reduzida ao degrau unitário.....	53
Figura 28 -	Corrente em L2 para uma referência senoidal pelo controle simplificado.....	54
Figura 29 -	Circuito Básico para acionamento por transformador de pulso.....	60
Figura 30 -	Tensões e correntes no circuito do drive.....	61
Figura 31 -	Circuito de restabelecimento do nível DC na saída do transformador de pulso.....	62
Figura 32 -	Transformador de pulso volt-segundo vs. Razão cíclica.....	64
Figura 33 -	Circuito indicativo da localização do sensor de corrente.....	65
Figura 34 -	Circuito do sensor de corrente com filtro para o microcontrolador.....	65
Figura 35 -	Resultados de simulação da corrente de saída (\square) e da tensão entregue ao microcontrolador (∇).....	66
Figura 36 -	Circuito auxiliar de alimentação do Ballast HPS.....	67
Figura 37 -	Circuito modificado pulsador para a fonte auxiliar.	67
Figura 38 -	Corrente de entrada e tensão de saída da fonte auxiliar.....	68
Figura 39 -	Circuito de monitoramento da tensão de entrada.....	69
Figura 40 -	Circuito de sensoriamento da tensão de pico na lâmpada.....	69
Figura 41 -	Esquema empregado no software do microcontrolador.....	71
Figura 42 -	Circuito para simulação.....	72
Figura 43 -	Tensão e potência na resistência equivalente da lâmpada.....	73
Figura 44 -	Circuito completo para confecção da placa de circuito impresso.....	73
Figura 45 -	Foto do Protótipo.....	74
Figura 46 -	Corrente e tensão na lâmpada em regime permanente.....	74
Figura 47 -	Corrente na carga e tensão na chave M1.....	75
Figura 48 -	Distribuição das perdas do circuito.....	76
Figura 49 -	Circuito proposto para futuras análises.....	78

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	10
2. LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO	19
2.1. Análise de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão.....	19
2.2. Diagrama Quadrilateral.....	21
3. CIRCUITOS ELETRÔNICOS E MAGNÉTICOS PARA ACIONAMENTO DE HID.	23
3.1. Reator eletromagnético.....	23
3.2. Circuitos Ignitores	25
3.2.1. Fenômenos Físicos do Processo de Ignição.....	25
3.2.2. Circuitos Utilizando Pulso de Tensão.....	28
3.2.3. Circuito Utilizando Ressonância.....	32
3.3 Conclusões.....	35
4. REATOR DESENVOLVIDO	36
4.1 Reator Chopper AC Para Lâmpadas de Alta Pressão.....	36
4.1.1. Introdução ao Conversor Buck AC.....	36
4.1.2. Modelagem por equações de estado do conversor.....	37
4.1.3. Modelo não linear no espaço de estados médio para o conversor Buck.....	44
4.1.4. Modelo linearizado para o conversor.....	45
4.1.5. Esquemas de controle para o sistema por realimentação.....	47
4.1.6. Projeto dos controladores.....	49
4.1.7. Estágio de Entrada.....	54
4.1.8. Dimensionamentos para o Estágio de Saída.....	56
4.2. Circuitos Auxiliares.....	58
4.2.1. Driver de Comando das chaves.....	59
4.2.1.1. Circuito com transformador de pulso para acionamento de uma chave.....	59
4.2.1.2. Calculando os capacitores de acoplamento.....	62
4.2.1.3. Projeto do transformador de pulso.....	63
4.2.2. Sensoriamento de Corrente.....	64
4.2.3. Fonte Auxiliar de Alimentação.....	67
4.2.4. Sensoriamento da Tensão.....	68
4.3. Esquema para Controle do Reator Utilizando Microcontrolador MC68HC08.....	69
4.4. Resultados de simulação.....	72
4.5. Resultados práticos.....	73
4.6. Conclusões.....	76
5. CONCLUSÃO	78
6. SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS	79
7. BIBLIOGRAFIA	81

1. INTRODUÇÃO

Lâmpadas de descarga elétrica são aquelas em que o fluxo luminoso é gerado a partir da passagem da corrente elétrica em um gás, mistura de gases ou vapores. Este tipo de lâmpada é mais eficiente que as lâmpadas incandescentes com filamento de tungstênio porque a sua radiação é obtida em regiões de espectro de temperatura maior que àquelas que se pode obter com filamentos sólidos, pois estes emitem uma grande parte do fluxo luminoso em comprimentos de onda na região de radiações infravermelhas (IR). As descargas emitem de forma mais seletiva que o tungstênio e menos energia é desperdiçada com emissão da IR (Groot, 1986).

Uma das lâmpadas de descargas mais comuns na atualidade é a lâmpada fluorescente, que nada mais é que uma lâmpada de mercúrio de baixa pressão, na qual a maior parte da luz é emitida por uma camada de material fluorescente, que reveste o tubo internamente e é excitada pela radiação ultravioleta gerada pela descarga (Groot, 1986). Nessas lâmpadas, a quase totalidade de seu comprimento é ocupada por um plasma muito uniforme chamado coluna positiva e é esta a região que produz radiação com alta eficiência.

Caso a pressão da lâmpada seja aumentada, a temperatura do gás também sobe e, eventualmente em pressões próximas a uma atmosfera, a temperatura do gás aproxima-se da temperatura do elétron, o que leva a um grande gradiente de temperatura. O fluxo de calor gerado limita a eficiência da radiação em torno de 60% (Coato, 1990). Lâmpadas com estas características formam uma segunda categoria, denominadas de alta pressão, e englobam as lâmpadas de mercúrio, sódio e vapores múltiplos (vapor metálico). Devido à alta temperatura existente, a descarga precisa ser contida em um invólucro refratário.

O aumento da pressão é interessante porque melhora a luz amarela emitida por esta lâmpada. Quando uma lâmpada de descarga é alimentada a partir de uma fonte alternada, as propriedades elétricas da descarga elétrica do gás ou do vapor dependem da frequência e do tipo de reator. Após a ignição e a estabilização do arco, a impedância efetiva da lâmpada é aproximadamente equivalente a um resistor com 10% da resistência equivalente para a operação normal acrescentado de uma não linearidade e de indutância série. Quando operada em 50/60Hz, a impedância da lâmpada muda continuamente através de um ciclo, o que leva à formas de onda de tensão não senoidais, gerando harmônicas de alta ordem em tensão, mas a forma da corrente deve ser senoidal para garantir que haverá somente uma harmônica de potência real na frequência de operação.

A ressonância acústica (AR) é um fenômeno intrínseco e no caso de lâmpadas de descarga em alta pressão (HID) operando com frequência acima de 10kHz, o estado de ionização não pode seguir rapidamente as mudanças da corrente na lâmpada, o que resulta em uma densidade de plasma quase constante e uma impedância também quase constante. A característica dinâmica tensão-corrente, portanto, tende a tornar-se linear, fazendo com que a lâmpada comporte-se de maneira similar a um resistor.

Para reatores eletrônicos a operação da lâmpada em alta frequência reduziria custos, mas a ressonância acústica é um grande problema e não há um consenso sobre como evitá-la. Outras razões importantes para o interesse neste tipo de reator é que estes são geralmente menores, mais leves e mais eficientes que os reatores eletromagnéticos, além de permitirem o controle da potência da lâmpada independentemente das variações que possam ocorrer com a fonte de alimentação ou com variações paramétricas em decorrência do envelhecimento da lâmpada.

A flutuação periódica na potência da lâmpada resulta em uma ondulação na pressão do gás de mesma frequência. Se esta frequência for igual à frequência de ressonância acústica particular do tubo de descarga, ondas estacionárias são geradas (Soares, 2004). Estas ondas estacionárias que podem levar a destruição do tubo de descarga e dependem das dimensões e da geometria do tubo, bem como da pressão e velocidade do gás interna do mesmo, além de outros fatores (Denneman, 1983). Portanto, as oscilações na densidade do gás podem distorcer o caminho da descarga que, por sua vez, distorce a entrada de calor que alimenta as ondas de pressão. Esta interação determina a possibilidade ou não de se observar a ressonância experimentalmente (Witting, 1978). Esta ressonância geralmente ocorre dentro da faixa de frequência de 1kHz a 300kHz (IESMA, 2000). Tal instabilidade é decorrência de ondas estacionárias de pressão, que podem levar à distorções no formato do arco. Em tubos de descarga, essas oscilações de pressão, superpostas à pressão média do gás, são produzidas pela modulação da potência de entrada. Isto causa ondas de pressão, que refletem nas paredes do tubo de descarga, produzindo ondas de pressão estacionárias em certas frequências, o que pode levar à distorções visíveis no arco.

Caso tal deformação seja suficientemente pronunciada, o arco pode curvar-se até tocar o tubo de descarga, provocando a sua quebra e conseqüente destruição da lâmpada. Estas observações são típicas para todos os tipos de lâmpada de vapor de sódio de alta pressão. A maior diferença entre os vários tipos de lâmpadas é que estas áreas (bandas) de ressonância podem ser deslocadas devido às diferenças nas dimensões do tubo de descarga bem como a quantidade de faixas onde elas podem ocorrer. Isto pode ser explicado pela dependência do

amortecimento das ondas acústicas da composição e da pressão do gás (Ruscassié, 2005). Além da possível destruição da lâmpada a ressonância acústica também pode trazer como consequência o surgimento de instabilidades, com indesejáveis flutuações na luz, aumento da tensão da lâmpada e extinção do arco.

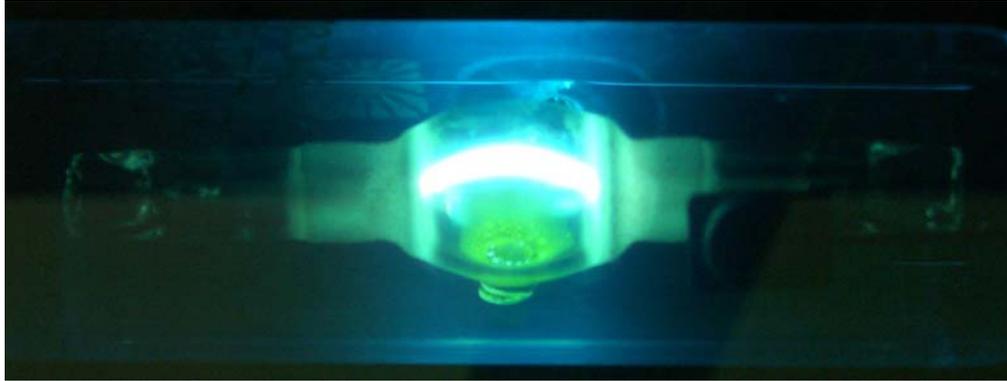


Figura 1 - Fotografia da Lâmpada Operando com ressonância acústica.

A intensidade da ressonância acústica e as frequências em que elas ocorrem dentro da faixa supracitada variam de lâmpada para lâmpada com o envelhecimento da mesma.

A ocorrência da ressonância acústica está condicionada principalmente a dois fatores: a frequência de operação do reator deve coincidir com a frequência de ressonância acústica e a amplitude da corrente da lâmpada deve atingir o limiar de ressonância acústica. Além disso, o surgimento da ressonância acústica provoca como reflexo o aparecimento na corrente de uma modulação de baixa frequência, normalmente situada entre 5Hz e 10Hz (Zhou, 1999).

O fenômeno da ressonância acústica pode, então, ser apontado como a principal causa do adiamento na utilização de reatores eletrônicos na operação da lâmpada de alta pressão, diferentemente do que ocorre já há algum tempo com as lâmpadas fluorescentes. Isto justifica o grande interesse existente atualmente sobre o fenômeno.

Deve-se, porém, lembrar que a ressonância acústica pode não estar combinada com instabilidades no arco. Nestes casos, a sua ocorrência pode ser detectada através de alterações no perfil de temperatura do arco e parede do tubo de descarga (Shäfer, 1982).

Vários métodos já foram utilizados a fim de tentar evitar a ocorrência da ressonância acústica. Em (Yan, 2001) é feita uma revisão sobre os principais métodos atualmente conhecidos para evitar o fenômeno da ressonância:

- Operação das lâmpadas em faixas de frequência onde não se registra a ocorrência da ressonância.

São os que operam sintonizados em faixas de frequências onde teoricamente não se registra grande manifestação de ressonâncias, os que operam a lâmpada em baixa frequência e os que operam com frequência muito alta, acima do limite máximo onde se registra ocorrência de ressonâncias (Holtslag, 1996), (Zhou, 1999) e (Denneman, 1983). Os que em frequências acima da ressonância emitem interferências eletromagnéticas através da lâmpada que podem interferir em outros equipamentos e por isto não são recomendados para iluminação pública.

- Operação das lâmpadas sob densidades de potência minimizadas de harmônicas individuais, ou seja, promovendo o espalhamento do espectro de potência (Peng, 1997) e (Laskai, 1998).

Estes possuem grandes problemas com o dimensionamento do filtro de saída, pois devem operar em uma gama muito grande de frequências para que se consiga mudar todas as harmônicas de potência entregues a lâmpada.

- Operação em corrente contínua.

A operação em corrente contínua produz um fenômeno chamado cataforese. A cataforese diminui o tempo de vida útil devido à diferença de temperatura dos eletrodos e o seu desgaste de forma desigual (Allen, 1993).

- Operação das lâmpadas em frequências determinadas por um sistema de controle em tempo real;

Através da detecção da ocorrência da ressonância acústica e conseqüente mudança da frequência de operação (André, 2003), (Yan, 2001) e (Zhou, 1999).

Um dos métodos já estudado por alguns autores propõe a identificação da ocorrência de ressonâncias através da observação da tensão e da corrente na lâmpada. Tais valores, com o auxílio de recursos de eletrônica digital, permitem o cálculo do valor da resistência ou condutância equivalente da lâmpada, que será utilizado a fim de controlar o inversor do reator, já que uma das conseqüências da ocorrência da ressonância acústica é alteração dos parâmetros elétricos da lâmpada (Holtslag, 1996), (Peng, 1997), (Laskai, 1998), (Caldeira, 1997) e (Zhou, 1999). Dessa forma, caso o fenômeno da ressonância se manifeste, o controle do reator deve mudar automaticamente a frequência de comutação do inversor. Uma

varredura em frequência durante a partida ou logo após a estabilização do arco da lâmpada também pode ser utilizada a fim de determinar a banda em que não ocorre o fenômeno e escolher a frequência de comutação mais apropriada para o inversor (Kaiser, 2002) e (Caldeira, 1997). Entretanto, como o fenômeno da ressonância acústica é relativamente lento (5 Hz a 10 Hz) e algumas vezes podem gerar variações sutis dos parâmetros elétricos da lâmpada, a utilização desta técnica é relativamente complexa e demanda a utilização de sensores de boa precisão.

Também se encontra na literatura a possibilidade de aplicação de uma modulação especial, desenvolvida para lâmpadas de vapor metálico, em que se faz a inversão rápida e periódica da fase da corrente senoidal de alta frequência que alimenta a lâmpada, pois tal comportamento da corrente é capaz de perturbar a excitação da ressonância. A variação de fase deve ser periódica e com o mesmo ângulo, pois variações no ângulo podem excitar a ressonância, caso a inversão gerada permita o aparecimento de harmônicas com frequência e valores acima de determinados patamares estatisticamente encontrados.

Preferencialmente, a inversão de fase da corrente que alimenta a lâmpada deve ser realizada em intervalos de tempo entre meio período e vinte períodos da frequência de comutação do inversor, com ângulos entre 50° e 130° . A consequência direta da utilização desta técnica não seria a eliminação total das chances de aparecimento da ressonância acústica, mas a ampliação das faixas de frequência livres de fenômeno (Coato, 1990).

Uma outra técnica de modulação especial, cujo objetivo é evitar a ocorrência de ressonância acústica na lâmpada, consiste em operar a lâmpada com uma forma de onda de corrente quadrada de baixa frequência (Olsen, 2000), (Kramer, 2001) e (Alonso, 2005).

Como a corrente é modulada em alta frequência, basta que se mantenha a ondulação de corrente dentro de certos patamares considerados seguros para que a ressonância não seja excitada.

Uma variação desta técnica consiste no uso do inversor de baixa frequência com corrente quadrada e modulação em alta frequência, que varia de modo aleatório dentro de uma faixa estipulada de frequência para assegurar que não ocorra a ressonância acústica na presença de uma corrente com ondulação importante (Garcia, 2004) e [28]. Dessa forma, é possível tolerar uma maior ondulação da corrente na lâmpada, o que reduz o tamanho do filtro de saída do inversor. Registra-se ainda a afirmação de que com este método consegue-se melhorar a cor da lâmpada, sua eficiência e sua longevidade, permitindo operar a lâmpada em qualquer posição, sem alteração de suas características elétricas ou de luminosidade. Observa-se, porém, que esta técnica foi utilizada para lâmpadas de baixa potência.

A maioria dos reatores que fornecem corrente em baixa frequência para a lâmpada utiliza um conversor CC-CC de alta frequência como pode ser visto na figura 2 o diagrama de bloco típico destes reatores eletrônicos. Para controlar a potência na lâmpada tipicamente tem-se um circuito do tipo buck ou do tipo boost, dependendo da tensão de alimentação. Na saída é acrescentado um inversor funcionando em baixa frequência para gerar uma forma de onda quadrada. Neste caso, o elemento passivo é posicionado no conversor CC-CC e os sensores de tensão e de corrente são colocados entre o conversor CC-CC e o inversor. O sensor de tensão, que neste caso mostra a imagem retificada da tensão instantânea da lâmpada, pode também servir para informar ao sistema se a lâmpada está presente, o valor desta durante a etapa de ignição, se já partiu ou se tem defeito, contudo sem sofrer a influência da tensão elevada usada durante o intervalo de ignição. A grande vantagem reside na possibilidade de se utilizar um simples sensor resistivo, não isolado, referenciado a um potencial comum aos circuitos de controle e proteção do reator eletrônico. A grande desvantagem do uso do conversor CC-CC e do inversor, na maioria destes trabalhos, é o uso de mais um conversor para fazer a correção do fator de potência. Porém, em baixas potências e frequências elevadas, as perdas de condução dos interruptores não são importantes e as perdas de comutação se encontram em apenas um interruptor do conversor CC-CC, uma vez que o inversor opera em baixa frequência.

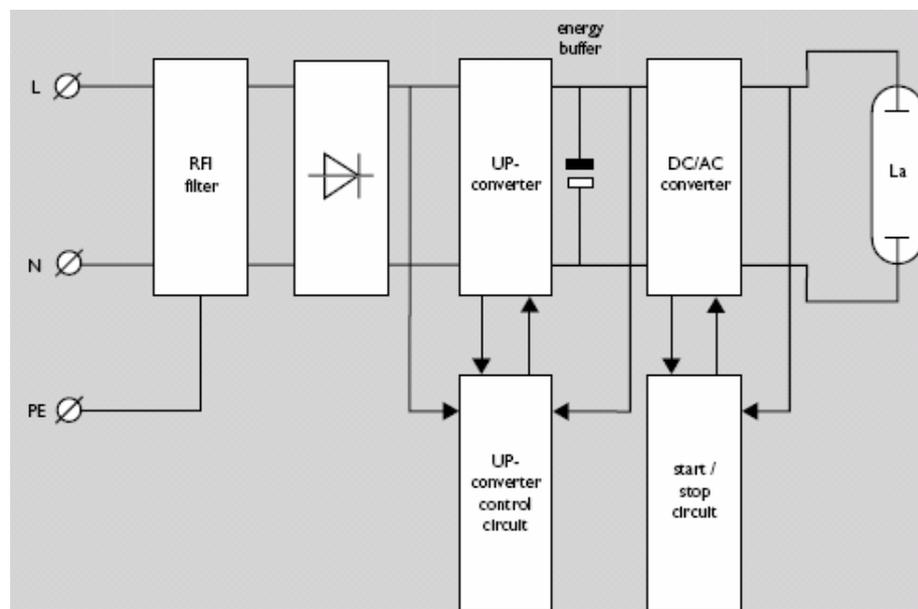


Figura 2 - Esquema típico de reator eletrônico (Philips, 1998).

Vários autores tratam do entendimento do aumento da tensão da lâmpada com o envelhecimento (Groot, 1986), (Nerone, 1995) e (Garcia, 2004), e este fenômeno eleva sua resistência equivalente com o tempo de uso (figura 3), o que é um fator limitante para a vida

útil da lâmpada. Este aumento é causado, por diversos fatores como o enegrecimento das extremidades do tubo de descarga pelo material arrancado dos eletrodos e pela mudança da pressão do gás. Entretanto a principal causa desta mudança paramétrica é a redução na pressão parcial do sódio, que ocorre principalmente pela migração do sódio pelos eletrodos e por processo de perda eletrolítica pela parede do tubo. Como a esta lâmpada também contém mercúrio, a concentração de mercúrio sobe e leva à elevação da tensão de arco. Observa-se ainda que o material do eletrodo retirado na fase anódica, retorna na fase catódica quando se usa corrente alternada, mas altera o comportamento da temperatura do eletrodo em cada período da corrente da lâmpada, uma vez que a temperatura da fase anódica difere da temperatura da fase catódica.

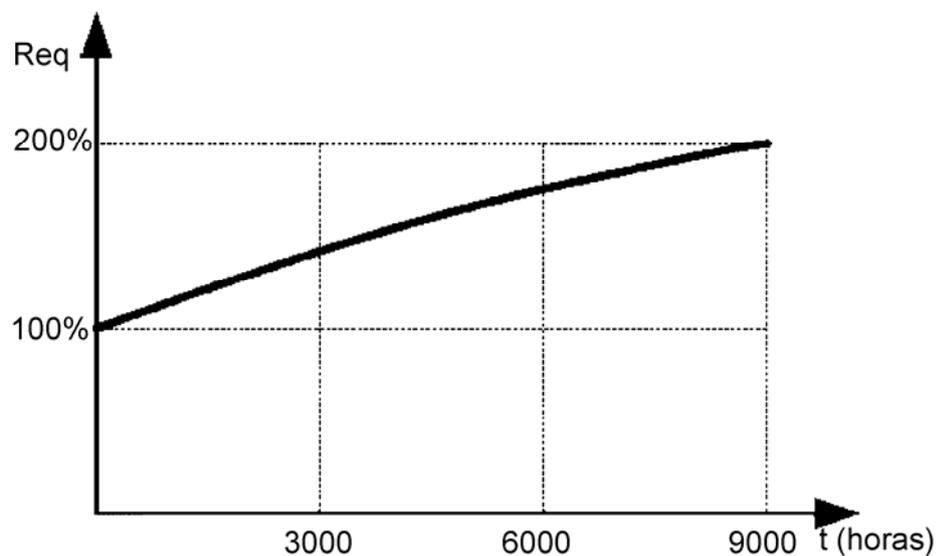


Figura 3 - Resistência equivalente normalizada em função do tempo de funcionamento (Garcia, 2004).

Dessa forma, desenvolveu-se um estudo com o intuito maior de possibilitar a operação de lâmpadas de alta pressão sem que se excite o fenômeno da ressonância acústica a níveis prejudiciais (Dalla Costa, 2007), mas com um conversor de alto rendimento em alta frequência. Foi necessária a formulação de um conversor que forneça tensões para a lâmpada em baixa frequência a partir de um conversor operando em alta frequência. Assim dirigiu-se o estudo aos Choppers AC com a escolha do melhor filtro e etapa de potência sempre visando o cumprimento da norma e da melhor relação custo benefício e a não agressão ao meio ambiente (Yan, 2006).

O reator eletrônico frente ao magnético tem diversas vantagens como:

- Manutenção da potência entregue a lâmpada no valor nominal independentemente da variação da rede elétrica e da impedância da lâmpada;
- Capacidade de reduzir a potência entregue à lâmpada de maneira relativamente simples “dimming” do sistema diretamente por parâmetros definidos (horário, movimento, luminosidade ambiente) e/ou através de comunicação em rede;
- Fator de potência praticamente unitário nesta configuração sem necessidade de componentes adicionais;
- Capacidade de sensoriamento dos valores de tensão da rede elétrica e envio destas informações via rede e se necessário o desligamento da lâmpada frente a sobre-tensões e ou flutuações de grande ordem;
- Possibilidade de sensoriamento da luminosidade externa e de presença com envio destas informações via rede para cálculo da potência consumida no período;
- Estimar a vida útil da lâmpada e informar via rede a necessidade de troca de lâmpada;
- Redução significativa do peso e possível redução dos custos em energia através da melhor eficiência do sistema e com a dimerização;
- Possibilidade de funcionamento do reator somente via rede reduzindo o furto de reatores da rede pública.

Os circuitos e métodos para variação (Dimming) da potência da lâmpada são encontrados desde a maneira mais simples como o uso de duas lâmpadas com o desligamento de uma delas quando se quer diminuir a intensidade luminosa (Yan, 2006), com o objetivo de redução do consumo, até circuitos eletrônicos cujo inversor é controlado por microcontrolador e faz uso de sensores para a detecção de intensidade luminosa do ambiente para automaticamente variar a potência da lâmpada durante algum período, por exemplo, parte da noite (Tichelen, 2000). Conforme Ruscassié (2005) e Coato (1990) as janelas de frequência onde ocorre ressonância acústica se modificam conforme a potência entregue a lâmpada (Dimming) tornando mais uma vez atrativa a utilização de baixa frequência na lâmpada.

A configuração Chopper AC é derivada do conversor Buck com as chaves em modo bidirecional em tensão (Oliveira, 1990). Consultando a literatura localizou-se três formas de implementar este conversor, a primeira é no modo simples abaixador de tensão “Buck” (Oliveira, 1990), outra é a “Current-Boosted Buck” que utiliza um transformador com uma relação de espiras que favoreça a redução das perdas nas chaves (Nelson, 1988), pois tem-se a

liberdade de dimensionar uma chave de alta tensão em M1 e para M2 que possui maior tempo em condução uma chave de baixa tensão e baixas perdas em condução. Em forma AC o circuito do “Current-Boosted Buck” não foi encontrado na literatura. A última é a sugerida por Sincero (2007) a partir do reator criado por Nerone (2000) com um capacitor em série com a carga filtrando o nível DC e injetando alta frequência na lâmpada podendo surgir ressonância acústica.

Quem explorou também uma forma de acionar a lâmpada com a frequência da rede utilizando um conversor Cuk AC foi Cheng (2003). Com o circuito da figura 4 os autores obtiveram um rendimento em torno de 84% utilizando uma malha de controle por potência medindo somente a tensão da rede e multiplicando por uma corrente de referência sincronizada com a rede gerando um sinal senoidal de controle necessário ao controle da razão cíclica. A tensão em C2 é a soma da tensão da rede com a de saída resultando em um capacitor grande e com um estresse de tensão e corrente elevados. Ele não se ateuve que a impedância da lâmpada é muito dinâmica e varia muito entre fabricantes, com o envelhecimento, desgaste de eletrodos, aumento da pressão do xenon, etc... (Groot, 1986) pode causar a mudança de desempenho chegando ao extremo de não funcionar.

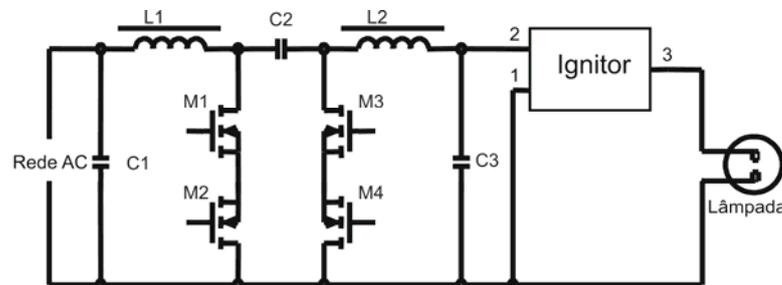


Figura 4 - Circuito do conversor 'Cuk.

O circuito ignitor mostrado na figura 4 foi avaliado no capítulo 3 e juntamente com outras propostas criou-se um novo método de ignição pela inserção de um indutor em série com o capacitor do filtro de saída que satura em regime permanente.

2. LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO

Este capítulo faz uma análise da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão com base na bibliografia estudada, para sintetizar o conhecimento e servir de base para o desenvolvimento futuro do projeto do reator eletrônico que vai alimentar a lâmpada.

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão (HPS) começou a ser desenvolvida para fins comerciais em 1962, mas só em 1965 começou a ser comercializada. A concepção desta lâmpada só foi possível após a invenção do óxido de alumínio policristalino Al_2O_3 , chamado de alumina, que é translúcido e resistente ao ataque do sódio (Groot, 1986).

O maior problema encontrado no desenvolvimento da lâmpada HPS foi a dificuldade de obter um material apropriado para a construção do tubo de descarga, que permitisse a passagem da luz e fosse resistente ao poder corrosivo do sódio em altas temperaturas. Este problema foi solucionado com o uso de alumina na construção do tubo, utilizando conectores de nióbio para fazer a ligação entre o eletrodo e o tubo de descarga. Dos vários metais alcalinos, o sódio provou ser o mais promissor como fonte de luz, com eficiência luminosa alcançando 145 lm/W, quando é usado xenônio a alta pressão como meio para a reação (buffer). Entretanto, a alta tensão necessária para acender uma lâmpada com tal pressão de xenônio era impraticável. Por isso, para as primeiras lâmpadas comerciais foi usado mercúrio como gás de reação e a pressão do xenônio foi reduzida para 3 kPa, para uma ignição confiável (Groot, 1986).

Pesquisas contínuas e constantes esforços resultaram em um aumento no desempenho da lâmpada e uma ampla faixa de potências (35 – 1000 W). A eficiência luminosa relativamente alta e a característica de cores típica contribuíram para o crescimento da aplicabilidade da lâmpada. Atualmente, o xenônio, o mercúrio e o sódio fazem parte do composto químico que será energizado dentro do tubo de descarga. O primeiro, como gás de ignição; o segundo como gás de reação, que auxilia na redução das perdas por condução de calor e aumenta a força do campo elétrico; o terceiro, que é o que produz a luz (Groot, 1986).

2.1. Análise de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão

As figuras 5 e 6 mostram a partida da lâmpada HPS. Na figura 5 tem-se a noção das grandezas dos principais parâmetros da lâmpada fria no tempo e na 6 os estágios da lâmpada, os tipos necessários de controle para a partida da lâmpada e as tenções envolvidas.

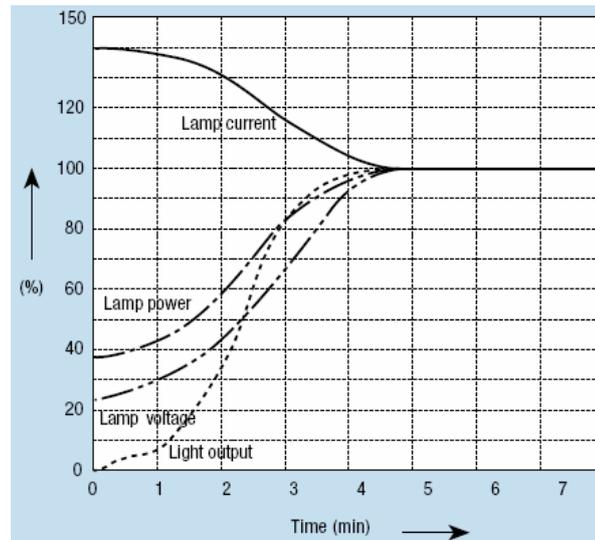


Figura 5 - Transiente inicial de corrente, potência, tensão e luminosidade na lâmpada.

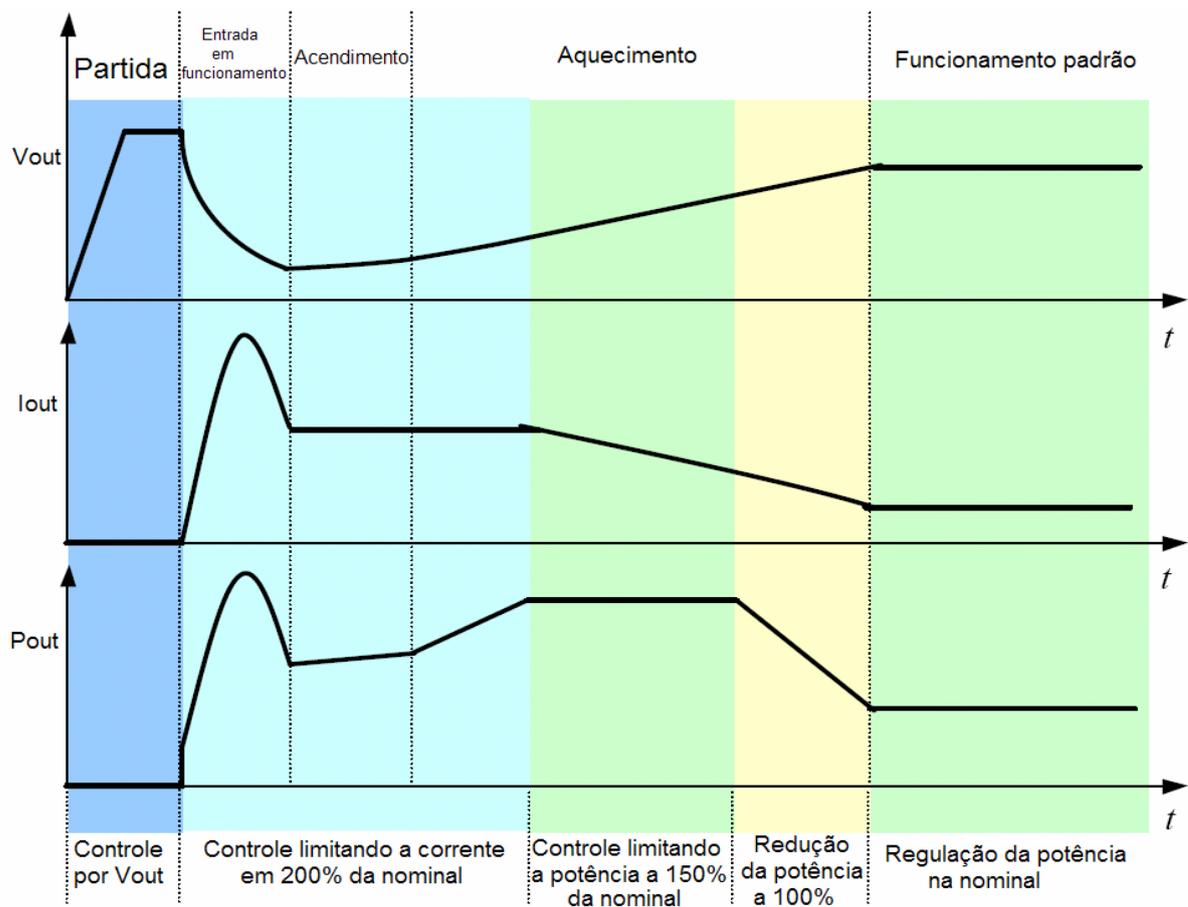


Figura 6 - Modo de controle necessário para cada estágio a partir da partida da lâmpada fria (Hu, 2001).

2.2. Diagrama Quadrilateral

As características elétricas de uma lâmpada HPS são influenciadas por mudanças na composição e na temperatura do amálgama durante a vida útil desta. As características elétricas no ponto de operação também irão variar devido às tolerâncias na produção das lâmpadas e reatores e nas diferentes propriedades óticas e de isolamento das luminárias. Isto impõe limitações especiais às características elétricas da lâmpada e do reator devido a esta mudança de impedância da lâmpada, que é muito dinâmica e varia muito entre fabricantes. O envelhecimento, o desgaste de eletrodos, e o aumento da pressão do xenon, dentre outros (Groot, 1986) podem causar a mudança de desempenho até chegar ao extremo de não funcionar. A área de tolerância em torno do ponto de operação e a intersecção entre as características da lâmpada e do reator, podem ser especificadas através do diagrama quadrilateral definido pela norma NBR IEC 662:1997, como mostrado na figura 7.

A máxima dissipação de potência que é permitida na lâmpada HPS que pode ser operada em regime contínuo a fim de evitar a diminuição de sua vida útil define o limite superior do diagrama quadrilateral. O limite inferior, que define a potência mínima dissipada na lâmpada, garantirá um tempo de aquecimento satisfatório junto com um fluxo luminoso aceitável após o aquecimento. A menor tensão permitida, definida pelo limite vertical esquerdo, não só é crítica para que o reator forneça potência suficiente para a lâmpada acender, mas também pode fornecer uma proteção indireta contra corrente excessiva na lâmpada. As características W/V para a lâmpada neste diagrama movem-se da esquerda para a direita à medida que aumenta a tensão na lâmpada, ao longo da vida útil da mesma. Se a tensão da lâmpada se torna maior que a tensão instantânea da fonte, a lâmpada se extinguirá imediatamente. Para prevenir instabilidade e redução da vida útil, este ponto de extinção precisa estar sobre ou à direita do limite direito do diagrama. Isto determina o limite direito.

Assim deve-se analisar a melhor forma para incluir o filtro no modelo final e realizar as simulações visando à figura 7.

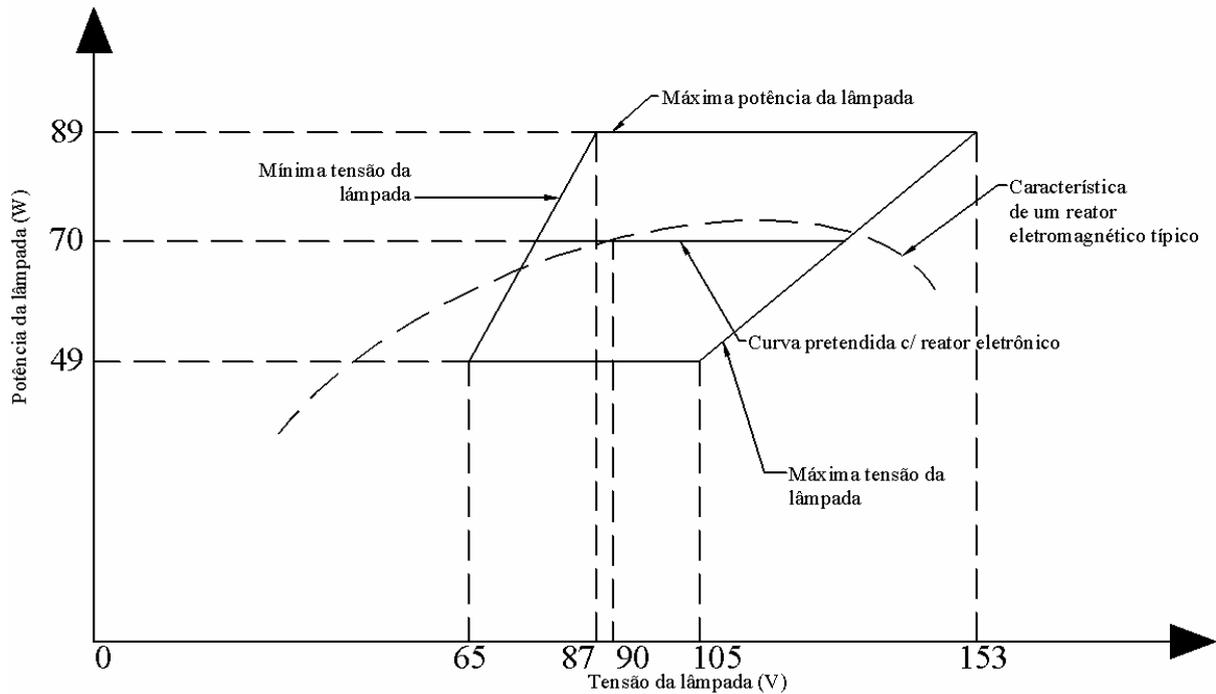


Figura 7 - Trapézio de limites de tensão e potência para Lâmpada de 70W em Vapor de Sódio de Alta Pressão (NBR IEC662:1997).

Tipicamente as lâmpadas de alta pressão têm sua tensão de trabalho acrescida de 1 a 2 Volts a cada 1000 horas (Philips, 1998).

A dimerização para lâmpadas de alta pressão diminui levemente sua vida útil (Philips, 1998).

Destacando que para uma potência de 70W a tensão mínima na lâmpada, passado o tempo de aquecimento, é de 76,5Vrms e a máxima é de 130,2Vrms.

3. CIRCUITOS ELETRÔNICOS E MAGNÉTICOS PARA ACIONAMENTO DE HID

Neste capítulo faz-se uma breve revisão e avaliação do reator eletromagnético com um estudo do processo de ignição e os circuitos necessários a formação do arco.

3.1. Reator eletromagnético

A lâmpada de vapor de sódio tem a característica de uma resistência variável com coeficiente de variação negativo. Ela necessita de uma alta tensão para iniciar a descarga e de um limitador de corrente depois de estabelecido o arco de descarga.

Transformadores e indutores operando na frequência da rede de alimentação, os chamados reatores eletromagnéticos têm sido amplamente utilizados para acionar lâmpadas de vapor de sódio. Eles são simples, confiáveis, robustos, recicláveis e de baixo custo. Porém, apresentam alguns inconvenientes, como elevado peso, volume e ruído audível, baixa eficiência, pouca regulação de potência, baixo fator de potência e sensibilidade à variação de tensão da rede, além de necessitarem de um ignitor externo para fornecer a alta tensão requerida para a ignição da lâmpada. Na figura 8 é apresentado dois modelos comerciais de reatores eletromagnéticos para lâmpadas vapor de sódio.



Figura 8 - Reatores eletromagnéticos.

Referência	Potência	Corrente de Rede	Fator de Potência	Capacitor	Perdas	Dimensões (mm)	Peso
RVSI-70/62	70 W	0,98 A	0,38	11 μ F	14 W	62x70x69	1,3 Kg

Figura 9 - Ficha técnica do reator eletromagnético Intral de 70W.

No caso de estabilização indutiva, haverá um deslocamento de fase entre a tensão e a corrente da fonte, que aumenta à medida que a diferença de tensão entre a lâmpada e a fonte diminui. Na ficha técnica da figura 9 tem-se que o fator de potência típico é de 0,38 e o rendimento de 83%. Portanto, em contraste com a estabilização resistiva, existirá uma tensão disponível para re-ignição quando a corrente for zero. Para uma razão prática de 0,5 entre a tensão da lâmpada e a tensão da fonte, resultando em um deslocamento de fase de aproximadamente 60° , a distorção da corrente será praticamente inexistente e a sua forma de onda será quase senoidal.

Entretanto, se existe um deslocamento de fase de aproximadamente 60° , o fator de potência será abaixo de 0,85. Para aumentar esse fator de potência, um capacitor conectado ao barramento pode ser usado para compensar a componente de atraso da corrente da lâmpada. Para frequências de alimentação de 50 ou 60 Hz, um transformador de alta reatância relativamente grande deve ser usado para manter as perdas no ferro e no cobre dentro de limites aceitáveis. O reator indutivo tem uma melhor estabilização de corrente que o reator resistivo para flutuações da tensão da rede, e o circuito de partida pode facilmente ser incorporado no indutor para produzir os pulsos de alta tensão necessários para as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. O transformador de alta reatância é, portanto comumente usado como elemento estabilizante com estas lâmpadas (Groot, 1986) e (Mcveyai, 1980) e na figura 10 tem-se as curvas típicas encontradas na saída deste elemento trabalhando em regime.

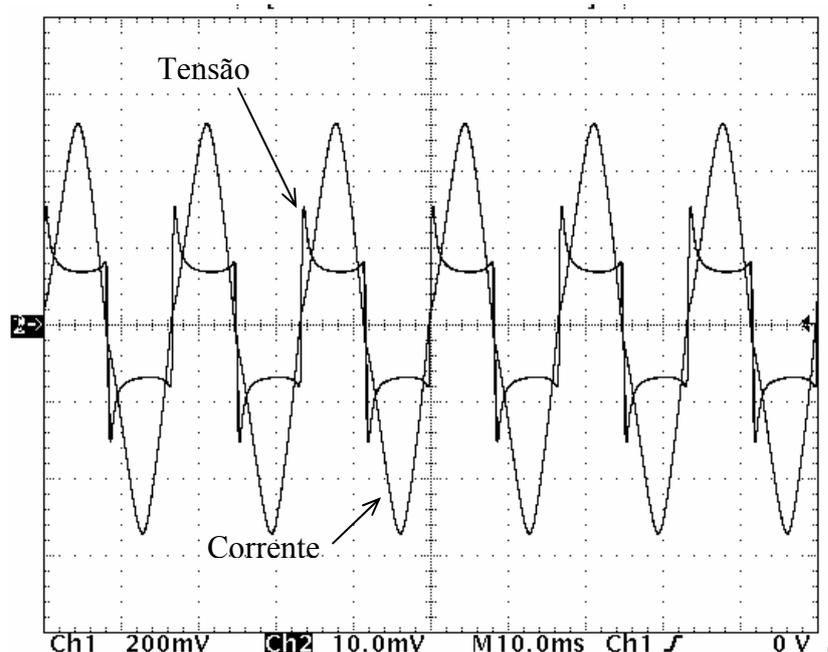


Figura 10 - Tensão e corrente da lâmpada em reator eletromagnético.

Estes inconvenientes acabaram levando a comunidade científica a pesquisar e desenvolver reatores que possuíssem características melhores que as dos reatores eletromagnéticos. Assim surgiram as aplicações com reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga de alta pressão. Esses reatores superam as dificuldades dos reatores eletromagnéticos e apresenta outras vantagens, como aumento da vida útil da lâmpada, ausência de ruído, de cintilação e do efeito estroboscópico quando operados em alta frequência, bem como a capacidade de se controlar vários parâmetros da lâmpada quando em funcionamento.

3.2. Circuitos Ignitores

3.2.1. Fenômenos Físicos do Processo de Ignição

O gás de ignição precisa ser convertido de um estado não condutivo a um estado condutivo e precisa existir uma via de transição entre a descarga de luminescência e um arco estável. Como consequência de uma característica negativa ou moderadamente positiva de tensão e corrente de um arco, a corrente da lâmpada somente pode ser ajustada à forma de onda desejada se um reator passivo ou reator eletrônico com elementos ativos é adicionado em série com a lâmpada de descarga. O reator eletrônico abre caminho para a operação em alta frequência e formas de onda de corrente muito diferentes da senoidal.

O primeiro passo no processo de ignição, a ruptura da resistência do gás de ignição, pode ser obtido tanto pela produção da alta tensão de ignição (formação de um pulso de ignição) quanto pela diminuição da tensão de ignição com a ajuda de dispositivos específicos para isso. O segundo passo, a transição para um arco estável, somente é possível se a fonte de energia pode fornecer energia suficiente para os eletrodos através do gás condutivo de modo a levá-los à temperatura de emissão necessária. Se, porém, a inércia térmica dos eletrodos é muito grande, ou o transporte de potência aos eletrodos no período de formação do arco (luminescência) é muito pequeno, a vida da lâmpada será reduzida devido ao desprendimento de material emissor que ocorre durante a descarga de formação do arco (Groot, 1986) e (Mcveyai, 1980).

O significado físico da ruptura do gás é que cada elétron precisa produzir seu próprio sucessor para produzir uma descarga auto-sustentável. Se um pulso de ignição é usado para obter a ruptura, é importante que a largura do pulso e a duração do mesmo sejam grandes o suficiente para romper a resistência do gás.

A maioria das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão existentes utiliza xenônio como gás de ignição. Somente do ponto de vista da ignição, esta é a pior escolha possível, visto que as melhores propriedades de ignição seriam dadas por uma mistura, em vez de um simples gás inerte. Por exemplo, uma mistura de néon com uma pequena porcentagem de argônio. Entretanto, o uso de tal mistura traz dois prejuízos: uma queda na eficiência luminosa e uma redução na vida útil da lâmpada devido ao desprendimento de material emissor dos cátodos durante o relativamente longo período de início de descarga após a ruptura. É somente nas lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão projetadas para reposição direta de lâmpadas de mercúrio de alta pressão que esta mistura é usada, para dar à lâmpada as propriedades de ignição necessárias (Groot, 1986).

Na re-ignição de lâmpadas quentes, a pressão do vapor de sódio requer o uso de pulsos de tensão acima de 4000V para ser realizada a ignição. Sem dispositivos especiais, a re-ignição só é possível após alguns minutos, quando a lâmpada já foi suficientemente resfriada.

Lâmpadas que usam xenônio como gás de ignição são operadas em conjunto com um dispositivo de partida eletrônico, com uma chave termal rápida ou com um circuito de ignição de início da descarga que, em combinação com o reator indutivo, produzem a alta tensão de ruptura necessária na forma de pulsos de ignição. Estes pulsos devem satisfazer requisitos mínimos a respeito de amplitude, duração e posição relativa ao pico da tensão da fonte. Para lâmpadas com xenônio a alta pressão como gás de ignição, a partida sob esses pulsos é impossível a menos que um dispositivo de auxílio seja usado. Um destes dispositivos consiste em um fio ignitor sobre ou muito próximo à superfície externa do tubo de descarga. Este dispositivo é conectado a um dos eletrodos através de um capacitor, para reduzir o efeito do espaçamento dos eletrodos. Uma redução na tensão de ruptura também pode ser obtida pelo preaquecimento do tubo de descarga com um aquecedor externo. Essa redução também pode ser explicada pela presença de várias misturas possíveis à temperatura de 600 K.

Nas lâmpadas HPS o processo de descarga é confinado em uma ampola cilíndrica com dois eletrodos, um em cada extremidade. Durante o processo de ignição, a descarga passa por uma seqüência de estágios, (Groot, 1986) propõem um modelo simples e genérico, constituído de duas placas planas e paralelas (admite-se campo elétrico homogêneo). A figura 11 mostra a característica tensão versus corrente do modelo para uma dada pressão do gás, na qual podem ser identificadas sete regiões.

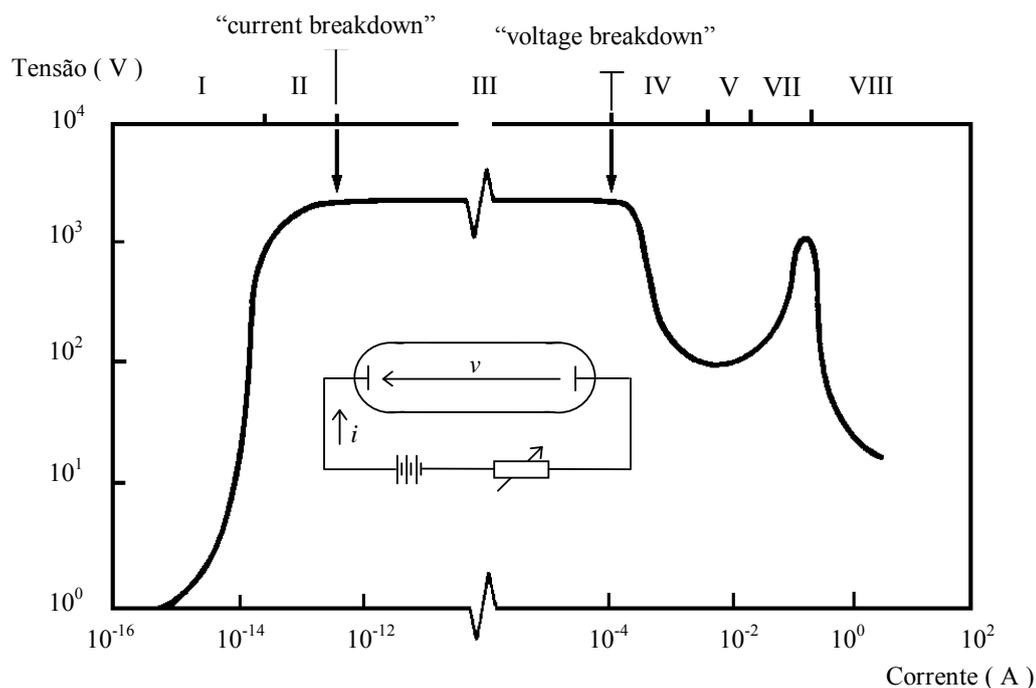


Figura 11 - Característica elétrica da descarga entre duas placas planas e paralelas (Correa, 2000).

A região de Geiger (I) é caracterizada por valores reduzidos de tensão entre os eletrodos e pela circulação de uma corrente residual e intermitente. Os elétrons primários (gerados por radiação cósmica ou efeito fotoelétrico) são acelerados por um campo elétrico homogêneo em direção ao ânodo e ionizam os átomos do gás. O valor médio da corrente depende da taxa de elétrons primários gerados por unidade de tempo e da energia adquirida pelos mesmos.

Na região de Townsend (II), a corrente permanece intermitente, porém o seu valor médio aumenta sensivelmente para pequenos incrementos de tensão entre os eletrodos.

Quando a corrente alcança o seu valor de ruptura (“current breakdown”), a descarga deixa de ser intermitente tornando-se auto-sustentada (III), isto é, cada elétron primário consegue gerar pelo menos um novo elétron, seja pela ionização do gás, ou pelo bombardeamento do cátodo pelos íons positivos resultantes. Nesta região a tensão cresce lentamente com a corrente até se alcançar o ponto de ruptura por tensão (“voltage breakdown”). Nesta condição a derivada da tensão torna-se negativa e a diferença de potencial entre os eletrodos cai abruptamente, dando início a um tipo de descarga pré-luminescente denominado “subnormal glow discharge” (IV).

A descarga entra na fase de luminescência (“normal glow”) (V) quando a derivada da tensão em relação à corrente volta a se tornar positiva e a diferença de potencial entre os

eletrodos se mantêm praticamente constante. À medida que a corrente cresce, a tensão volta a subir significativamente e a descarga entra em uma fase denominada de “abnormal glow” (VI)

A transição da luminescência para o arco termoiônico ocorre quando a temperatura do cátodo atinge valores suficientemente elevados de forma que haja emissão de elétrons por efeito termoiônico. Com o estabelecimento do arco, a tensão entre os eletrodos sofre uma redução significativa e a derivada da tensão em relação à corrente torna-se negativa.

Durante o processo de ignição as fases mais importantes da descarga são: a) a fase auto-sustentada caracterizada pelo valor de ruptura da corrente; b) a fase luminescente cujo início é determinado pela tensão de ruptura e c) a transição da luminescência para o arco termoiônico.

O efeito termoiônico se apresenta como elétrons livres existentes em um corpo metálico e possuem, a qualquer temperatura, um movimento desordenado em virtude de sua agitação térmica. Os elétrons que, nesta agitação constante, atingem a superfície do metal, são atraídos pelos íons positivos da rede cristalina e, à temperatura ambiente, não possuem energia suficiente para vencer esta atração, permanecendo, assim, no corpo do metal. Entretanto, se a temperatura do corpo for aumentada, a agitação térmica dos elétrons aumentará e um grande número deles conseguirá escapar da atração dos íons positivos. Estes elétrons que escapam do material passam a formar uma nuvem eletrônica próxima à superfície do corpo.

Este fenômeno de emissão de elétrons pela superfície do metal aquecido é denominado emissão termoiônico e foi observado, pela primeira vez, pelo inventor americano Thomas Edison. Por este motivo, a emissão termoiônico costuma ser também denominada *efeito Edison*.

3.2.2. Circuitos Utilizando Pulso de Tensão

O circuito proposto apresenta um enrolamento em série com a lâmpada utilizando como transformador elevador. As características do pulso dependem tanto do ignitor quanto do reator, cujo enrolamento deve ter isolamento elétrica adequada para suportar os pulsos.

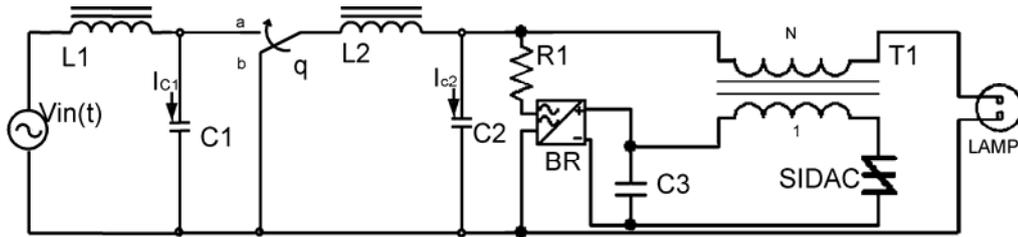


Figura 12 - Circuito básico para pulso de tensão.

O ignitor é constituído de um capacitor de poliéster C3, o qual é carregado através do reator e da resistência R1 até a tensão de disparo V_{BO} do SIDAC através da ponte retificadora BR. O SIDAC entra em condução, descarregando o capacitor C3 sobre o enrolamento primário de T1, cujo número de espiras é apenas uma fração do número de espiras do secundário. Desta forma, nos terminais da lâmpada impõe-se um pulso de alta tensão superposto à senóide da rede (vide ilustração na figura 13). A posição relativa do pulso em relação ao valor de pico da senóide é imposta pela tensão de disparo do SIDAC.

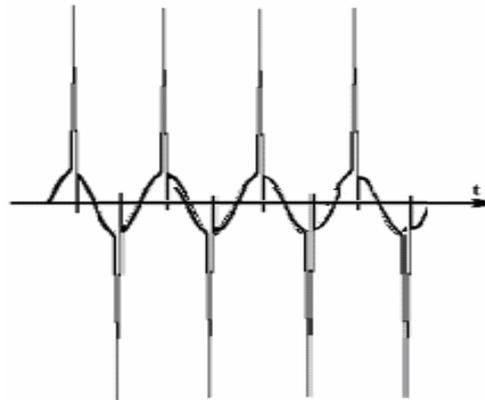


Figura 13 - Tensão aplicada à lâmpada

O SIDAC é um dispositivo de chaveamento de baixo custo, bidirecional e controlado por tensão que dispensa circuitos de gatilhamento. Nesta aplicação o valor da tensão de disparo V_{BO} deve ser superior à tensão de arco da lâmpada e inferior à tensão em circuito aberto do reator. Uma vez acesa, a tensão da lâmpada impede que a tensão do capacitor C3 com capacidade de 400 V atinja o limiar de condução do SIDAC, inibindo a geração de novos pulsos. A resistência R1 deve ser suficientemente grande a fim de que após o disparo e descarga do SIDAC ele não continue em condução causando perda de energia em R1.

A energia do pulso de partida deve ser suficiente para garantir a ruptura por corrente e suprir as correntes de fuga associada às capacitâncias parasitas. Estas especificações não constam em normas, porém as seguintes recomendações constam em catálogos de fabricantes: a) lâmpadas Lucalox[®] (General Electric) corrente mínima 0,2 A_{pico} (KRAMEL, 1975) e b) lâmpadas SUPER e DE LUXE (Osram) corrente mínima de 50 mA_{pico} a 60 mA_{pico} (Osram, 1989).

Consultando a literatura, tem-se que na partida a impedância da maioria das lâmpadas de alta pressão cai de entorno de 100kΩ para cerca de 10Ω (REDL, 1999), mas não se encontra na literatura o tempo desta queda. Com muitos ensaios avaliou-se que o tempo médio é de 1ms e assim é possível iniciar o projeto de um controlador que possua uma dinâmica mais rápida que este tempo e seja capaz de controlar a corrente do conversor neste transitório. Nas normas brasileiras o pico de corrente máximo na lâmpada é de 1,96A. Com este intuito calculou-se e ensaiou-se o menor capacitor possível na saída do conversor para assim não haver instabilidade ou sobrecorrente na lâmpada durante a partida. Em contrapartida ele deve ser suficientemente grande para não ultrapassar o valor de ripple máximo e que no momento da ignição sua tensão não sofra grandes modificações para que o pulso de alta tensão fique somente aplicado sobre a lâmpada.

$$Z_{lamp} \ll Z_{out} \quad (3.1)$$

$$10 \ll \sqrt{\frac{L_s}{C_{out}}} \quad (3.2)$$

Calcula-se o valor da indutância do ignitor (L_s) vem do calculo da indutância do secundário do transformador que deve aplicar uma tensão de no máximo 2500V com um mínimo 1800V durante um período mínimo de 1μs como esboça a figura 14 baseado na norma NBR IEC662:1997.

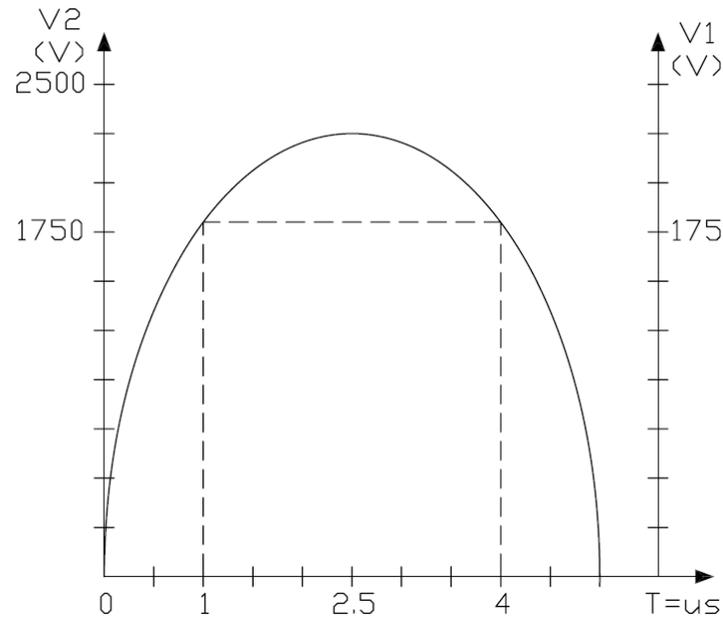


Figura 14 - Forma de onda do pulso inicial para projeto.

No primário do transformador tem-se um capacitor com 230V (tensão média última para fechamento do SIDAC) no valor de 47nF definido a partir de interações para que o número de espiras do primário não seja grande. O capacitor que deve trocar energia com a indutância do primário. Pelo plano de fase tem-se um raio de 230 e um Δi calculado abaixo considerando que o transformador terá uma relação de 1:10 portanto a indutância do primário (L_p) deve possuir o valor de:

$$V_{\min} = \frac{1800}{10} = 180 \quad (3.3)$$

$$V = V_{c3} \times \cos\left(\sqrt{\frac{1}{L_p \times C_3}} \times t\right) \quad (3.4)$$

$$180 = 230 \times \cos\left(\sqrt{\frac{1}{L_p \times 47n}} \times 1\mu\right) \quad (3.5)$$

$$L_p = 47,1\mu H \quad (3.6)$$

Fator importante para a escolha do Sidac é a corrente de pico a ser suportada dada pela equação abaixo:

$$i_{\max} = \frac{230}{\sqrt{\frac{L_p}{C_3}}} = 7,3A \quad (3.7)$$

De posse da indutância do primário calcula-se a do secundário:

$$L_p = n^2 \cdot L_s$$

$$L_s = \frac{47,1\mu}{(0.1)^2} = 4,71mH \quad (3.8)$$

Para a escolha do núcleo fixando no máximo em 20 espiras no primário para que no secundário haja uma quantidade de espiras não muito grande é calculado por:

$$Ae = \frac{V_{C3} \times 10^8 \times T}{4,44 \cdot N \cdot B_{\max}} \quad (3.9)$$

$$Ae = \frac{230 \times 10^8 \times 10\mu}{4,44 \cdot 20 \cdot 2500} \quad (3.10)$$

$$Ae = 51mm^2$$

Pela tabela do fabricante de núcleos (Thornton, 2007) tem-se que o núcleo necessário é o NEE-30/15/7 cujo a área efetiva Ae é de $60mm^2$.

Seção dos fios:

$$S_{fio} = \frac{I_{ef}}{J_{\max}} \quad (3.11)$$

$$S_{fio} = \frac{1}{450} = 0,0022cm^2$$

Pela tabela o fio deve ser o 23AWG (Prado, 2003).

3.2.3. Circuito Utilizando Ressonância

Ressonância é o fenômeno físico em que se registra a transferência de energia de um sistema oscilante para outro, quando a frequência do primeiro coincide com uma das frequências próprias do segundo. Isto foi conseguido colocando-se um indutor de ferrite em série com o capacitor de valor alto do filtro de saída tornando quase nula a corrente I_{C2} , pois para utilizar este capacitor para ressonar com a indutância $L2$ resultaria em uma frequência muito baixa envolvendo uma energia reativa muito alta. Com a quase anulação do braço $L3-C2$ tem-se a liberdade de dimensionar o capacitor $C3$ em 9.1 nF de modo a que a frequência de ressonância seja alta e a energia circulante seja somente suficiente para partir a lâmpada.

No momento que a impedância da lâmpada se reduz a frequência da rede surge na saída e o indutor de ferrite L3 satura e tem-se a operação normal de C2 com $1\mu\text{F} - 400\text{V} - \text{Poliéster}$, sendo isto uma das contribuições desta dissertação.

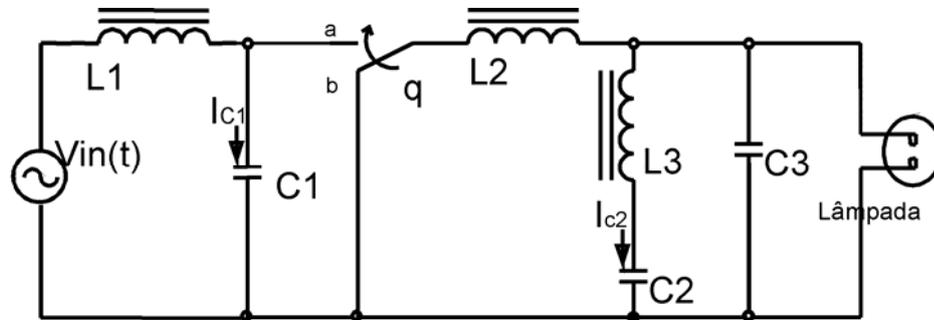


Figura 15 - Circuito para análise da partida a ressonância.

A frequência de ressonância então é definida por:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_3}} \quad (3.12)$$

Para dimensionar o núcleo de L3 deve-se assegurar que ele suporte a tensão de ruptura do gás sem saturar, mas de no máximo 2500 V. Portanto:

$$Ae = \frac{2500 \times 10^8 \times T}{4,44 \cdot N \cdot B_{sat}} \quad (3.13)$$

Pela curva do fabricante de núcleos de ferrite (Thornton, 2007) para o material IP6 a máxima densidade de campo magnético a 80°C é de 4000 Gauss e para 33 kHz tem-se:

$$Ae = \frac{2500 \times 10^8 \times 30\mu}{4,44 \cdot 20 \cdot 4000} \quad (3.14)$$

$$Ae = 21\text{mm}^2$$

O núcleo de ferrite necessário é o NEE-25/10/6 cuja área efetiva Ae é de 39mm^2 .

O número de espiras deve ser igual ou superior há:

$$N = \frac{D \cdot V_{in} \cdot 10^4}{Ae \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.15)$$

$$N = \frac{0,5 \cdot 2500 \cdot 10^4}{0,22 \cdot 4000 \cdot 33000}$$

$$N = 151 \text{ espiras}$$

A seção dos fios deve ser calculada pela corrente máxima no capacitor do filtro que no pior caso que é quando a corrente é a de condução crítica no indutor e na partida da lâmpada, ou seja, 150% do valor nominal e o valor eficaz da corrente no capacitor é 50% deste valor.

$$S_{fio} = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad (3.16)$$

$$S_{fio} = \frac{0,75}{450} = 0,0016cm^2$$

As figura 16 e 17 apresentam a tensão aplicada aos terminais da lâmpada até a formação do arco elétrico onde se tem picos de tensão de até 2,5kV.

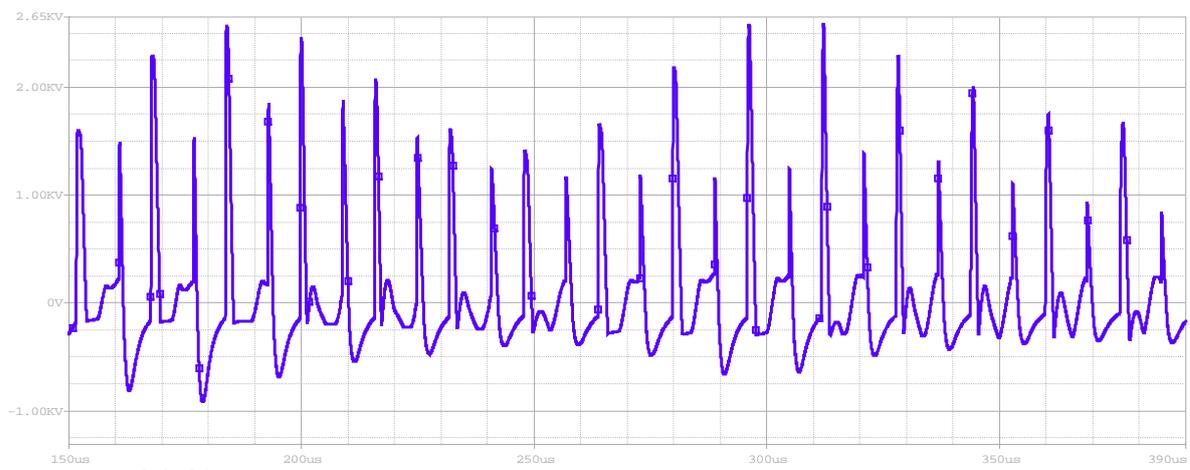


Figura 16 - Resultado de simulação do circuito de partida.

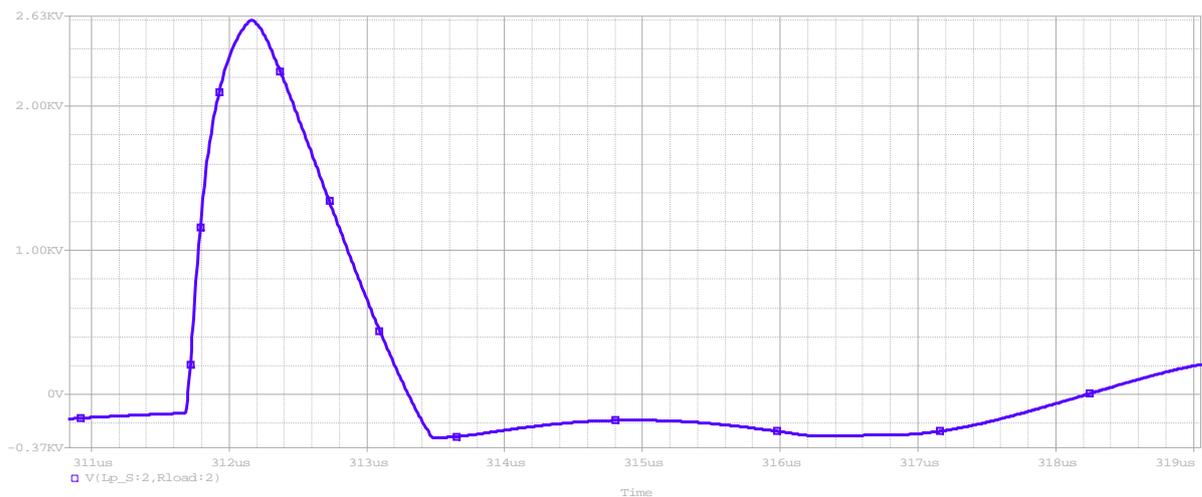


Figura 17 - Detalhe do pulso de ignição para comparação com a norma NBR IEC662:1997.

Comparando o pulso da figura 17 com os limites da norma NBR IEC662:1997 temos que o circuito atende a norma.

3.3 Conclusões

Viu-se neste capítulo as características dos reatores eletromagnéticos comerciais e a teoria acerca da partida da lâmpada. Dimensionamos um circuito ignitor utilizando o dispositivo SIDAC que obteve um custo alto para esta aplicação comparado ao ressonante e ainda desfavoreceu o sistema de controle por apresentar a partida no topo da senóide exigindo uma velocidade de atuação do controle da planta muito maior. A partida por ressonância apresentou resultados conforme a norma e ainda auxiliou no controle do sistema em se obter curvas de tensão e corrente próximas ao eletromagnético sem picos de correntes altos nas chaves.

4. REATOR DESENVOLVIDO

4.1 Reator Chopper AC Para Lâmpadas de Vapor de Alta Pressão

Aqui se desenvolveu o projeto e o controle do reator eletrônico propostos para lâmpadas de alta pressão.

4.1.1. Introdução ao Conversor Buck AC

Com o intuito de não utilizar capacitores eletrolíticos procurou-se topologias onde não são necessários barramento(s) DC, pois possuem uma baixa durabilidade e prejudicam o meio ambiente (Yan, 2006). A topologia chopper Buck (Oliveira, 1990) possui uma característica de fonte de tensão e as lâmpadas HID (High Intense Discharge) necessitam visualizar uma fonte de corrente em sua alimentação principalmente durante a partida, portanto é importante que o controle seja capaz de controlar a corrente da carga com precisão.

Para projetar o chopper AC/AC parte-se pelo estudo do conversor Buck CC/CC com filtro de entrada. O conversor CC-CC abaixador (Buck) tem a propriedade de redução da tensão de saída em relação à tensão de entrada, mantendo a mesma polaridade. Isso se faz, controlando-se os períodos de condução e de bloqueio da chave. O ruído gerado para a saída é baixo, devido ao circuito LC, que forma um filtro passa baixa. A fonte de tensão da entrada deve fornecer pulsos de corrente, configurando um ruído para a alimentação de entrada sendo imprescindível um filtro de entrada. Uma característica importante deste conversor é a simplicidade e o baixo custo, fatores fundamentais para escolha desta topologia.

Neste capítulo é apresentada a análise detalhada do conversor, a metodologia do projeto, o dimensionamento do conversor Buck com filtro de entrada, bem como resultados de simulações e práticos.

O circuito configurado como Buck AC apresenta as mesmas características de baixador de tensão do Buck DC. No circuito da figura 18 encontra-se a estrutura básica de um Buck AC que pode ser também chamado de Chopper AC, com um filtro passa baixas de entrada acoplado.

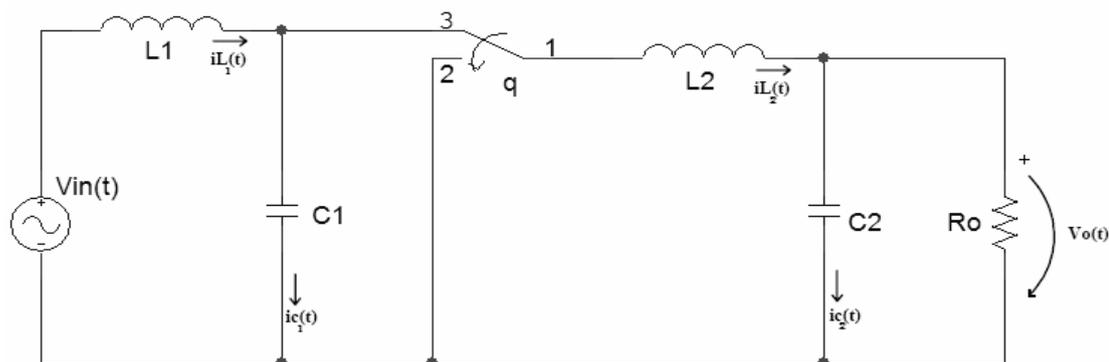


Figura 18 - Circuito proposto para análise

O objetivo do circuito acima é fornecer tensões de saída ($V_o(t)$) entre 10 e 153Vac com a entrada ($V_{in}(t)$) entre 180 a 260Vac, com controle por corrente atuando na planta de modo a manter a carga com correntes entre 1,5Arms a 1Arms, respeitando o trapézio de limites de tensão e potência para lâmpada de 70W em vapor de sódio de alta pressão (figura 7), como foi visto na sessão 2.1.2.

O controle deve ser predominantemente por corrente que deve possuir uma forma senoidal sem harmônicas como mostrado na figura 7 do capítulo 3.1 que foi amostrado de um reator eletromagnético comercial que servirá como uma das referências para o desenvolvimento do reator eletrônico.

No capítulo 3.1 na figura 10 tem-se a corrente perfeitamente senoidal e, portanto, possui somente o componente fundamental de frequência em seu conteúdo harmônico quando submetido à transformada rápida de Fourier (FFT). Já a tensão, possui grande conteúdo harmônico e, portanto, quando calculada a correlação cruzada das duas ondas, resultará na parte real somente a potência ativa na frequência fundamental. As potências reativas em altas frequências entregues a lâmpada não manifestam ressonância acústica (Yan, 2004).

Para que se possa fazer o controle do conversor da melhor forma possível contemplando o “damping” do filtro de entrada que está em uma frequência próxima a de chaveamento do conversor tornou-se necessário levantar seu modelo dinâmico e o seu comportamento frente aos pequenos desvios em seus parâmetros e também com relação às variações de carga e tensão de entrada.

4.1.2 Modelagem por equações de estado do conversor

Aqui, parte-se da análise das equações de estado do conversor. Em uma primeira instância observa-se o comportamento dinâmico dos pontos de equilíbrio para cada etapa de

funcionamento do conversor. Definido os pontos de equilíbrio procura-se obter as equações que representam a dinâmica do sistema. Para tanto, observa-se o comportamento médio dos estados (Chen, 1970). E assim define-se um modelo dinâmico com base na evolução do espaço de estado médio. No entanto, o modelo obtido é ainda não linear. Em seguida, utilizando-se o Jacobiano faz-se a linearização do modelo em um ponto de operação. Com as equações obtidas, é desenvolvido o esquema de controle da no modo corrente. Os controladores utilizados são obtidos através de métodos de controle linear.

Para validar as leis de controle e verificar se estas respeitam as restrições impostas pelos objetivos de controle faz-se a simulação do sistema via equações de estado, utilizando-se o programa SIMULINK.

Para se obter a descrição por variáveis de estado do conversor é necessário caracterizar as etapas de funcionamento deste, além de se assumir algumas considerações a fim de simplificar o estudo do problema.

Foram adotadas as seguintes simplificações para se determinar as equações de estado:

- Tanto a resistência do diodo quanto do interruptor é nula quando em condução e infinita quando em bloqueio;
- O conversor sempre opera no modo de operação contínua;
- Não são considerados os parâmetros intrínsecos dos componentes (resistências série equivalente do indutor e capacitor, indutâncias de dispersão...);
- As variáveis de estado escolhidas são corrente nos indutores e tensão nos capacitores;
- Cria-se uma função de chaveamento ($q(t)$), que assume dois valores possíveis: um (1) quando o interruptor está em condução e o diodo está bloqueado, e zero (0) quando o interruptor está bloqueado e o diodo está em condução. O valor médio de $q(t)$ sobre um período de comutação é denominado de razão cíclica (D).
- A lâmpada no modelo será considerada uma resistência.

Com o exposto anteriormente, percebe-se que o conversor possui duas etapas distintas de funcionamento (Figura 18). A primeira etapa (Figura 19) ocorre quando o interruptor entre 3 e 1 está em condução. O indutor e o capacitor armazenam parte da energia da rede enquanto que a carga consome outra parte. A segunda etapa (Figura 20) ocorre quando este interruptor é bloqueado. O indutor cede a energia armazenada durante a primeira etapa para a carga juntamente com o capacitor.

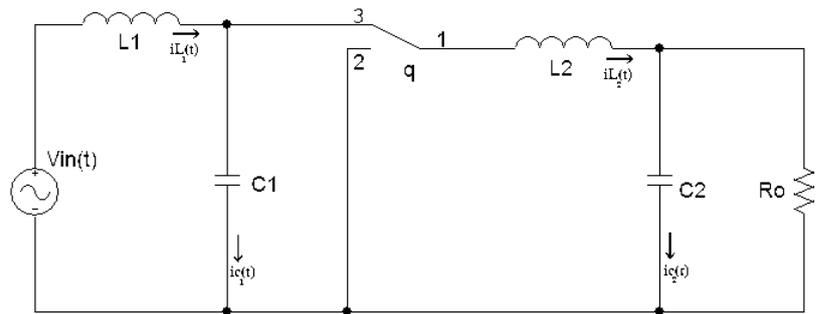


Figura 19 - Circuito em $q=1$

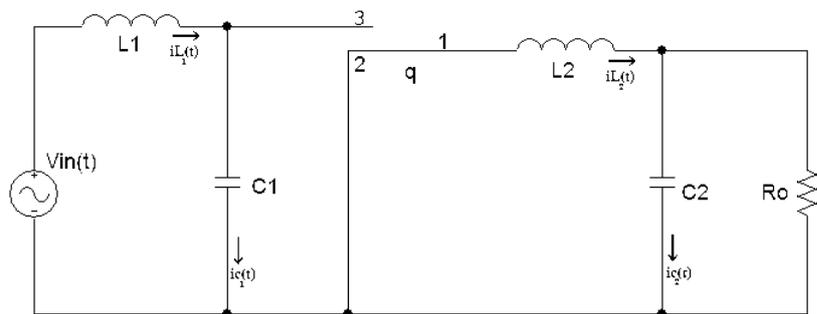


Figura 20 - Circuito em $q=0$

É razoável assumir que o circuito apresente uma frequência de operação constante devido à natureza da tensão de gate-source (V_{gs}), sendo que as equações básicas para o circuito CC-CC também são válidas para o AC-AC, pois a frequência de chaveamento do sistema é muito superior a frequência da rede.

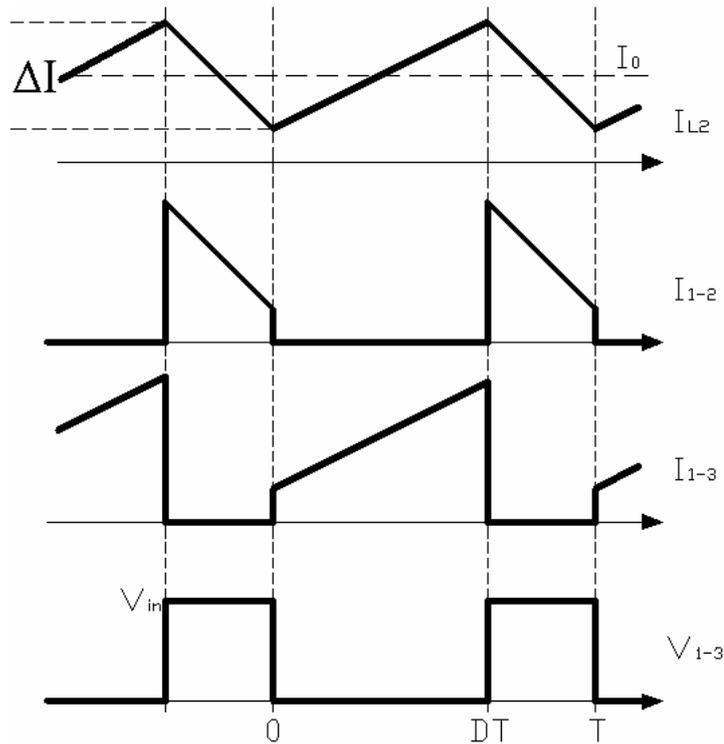


Figura 21 - Formas de onda para o conversor Buck no modo de condução contínua

Quando a chave entre 3 e 1 é aberta (Figura 20), a chave entre 2 e 1 começa sua condução, formando um caminho, para que a energia armazenada no indutor L2 seja entregue ao capacitor e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente do indutor for superior à corrente da carga, o capacitor se carrega. Quando essa corrente for menor, o capacitor se descarrega, procurando manter constante a corrente da carga i_o , ver Figura 21. A tensão a ser suportada pelas chaves é igual à tensão de entrada V_{in} .

Diz-se que o circuito opera de modo contínuo, se a corrente do indutor não cai a zero durante a condução da chave 2 para 1. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. Se isto ocorrer a corrente no indutor é zero no início de cada ciclo de operação, o circuito possui mais uma etapa de operação aonde nem uma chave conduz. Assim o circuito equivalente dessa etapa é mostrado na figura abaixo.

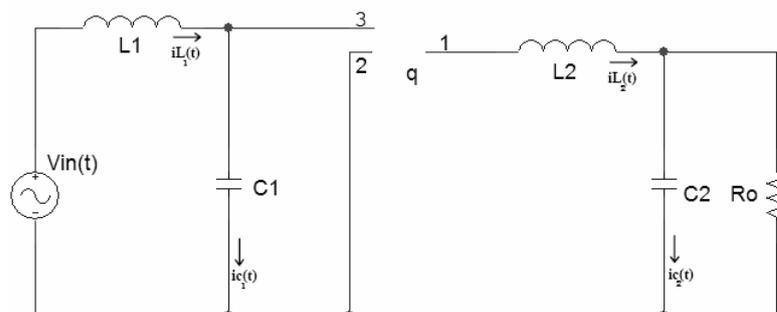


Figura 22 - Circuito equivalente para Etapa 3.

A seguir serão analisadas quantitativamente as etapas descritas acima.

Etapa 1: Duração $0 < t < DT$. O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 19 e as equações que governam a sua operação podem ser obtidas aplicando a LKT no circuito equivalente, ou seja, assumindo que as tensões de entrada e saída são constantes a solução do circuito da Figura 19 para ($q = 1$), possui o conjunto de equações de (4.1) a (4.4) válidas.

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{v_{in} - v_{C_1}}{L_1} \quad (4.01)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{v_{C_1} - v_o}{L_2} \quad (4.02)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{i_{L_1} - i_{L_2}}{C_1} \quad (4.03)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_{L_2}}{C_2} - \frac{v_o}{C_2 \cdot R_o} \quad (4.04)$$

Etapa 2: Duração $DT < t < \tau$. O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 20. Note que essa etapa dura até $t = \tau$, que é o instante que a corrente no ramo 1-2 zera. As equações que governam a operação do circuito podem ser obtidas aplicando a LKT no circuito equivalente desta etapa (Hart, 1997) e (Nashelsky). Para a segunda etapa ($q = 0$) têm-se as equações (4.9) a (4.12).

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{v_{in} - v_{C_1}}{L_1} \quad (4.05)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{-v_o}{L_2} \quad (4.06)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{i_{L_1}}{C_1} \quad (4.07)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_{L_2}}{C_2} - \frac{v_o}{C_2 \cdot R_o} \quad (4.08)$$

A solução da equação 4.6 é:

$$i(t) = -\frac{v_{out}}{L}(t - dT) + i(dT) \quad \text{válida para } dT \leq t \leq \tau \quad (4.09)$$

O instante que a corrente zera pode ser determinado a partir da equação acima fazendo $i = 0$ e solucionando-a para $t = \tau$, ou seja:

$$0 = -\frac{v_{out}}{L}(\tau - dT) + i(dT) \quad (4.10)$$

Se não considerarmos os efeitos do filtro de entrada τ inicia em:

$$\tau = \frac{v_{in}}{v_{out}} dT \quad (4.11)$$

Se a corrente ainda não se extinguiu, a corrente final desta etapa servirá de condição inicial a primeira etapa. Neste caso, a operação é contínua e a relação entre a tensão de entrada e de saída sem o filtro de entrada fica definida como:

$$\frac{v_{in}}{v_{out}} = D \quad (4.12)$$

Etapa 3: Duração $\tau < t < T$. O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 22. A tensão sobre a chave entre 2 e 1 é igual à tensão de saída se ela for bloqueada; senão, terá uma carga do indutor no sentido inverso, e, assim, teremos um fluxo de energia reverso. Como consequência a tensão na chave entre 3 e 1 é a diferença entre a tensão de entrada e saída. O capacitor vai se descarregando conforme a equação 4.13.

$$v_{out} = v_{out_inicial} \left(1 - e^{\frac{-t}{R_o C}}\right) \quad (4.13)$$

Se nomearmos o período de tempo $\tau < t < T$ de D_3 , $DT < t < \tau$ de D_2 e o tempo $0 < t < DT$ de D_1 e considerarmos a ondulação de tensão do capacitor pequena tem-se:

$$i_{C_2} = -\frac{V_{out}}{R_o} \quad (4.14)$$

Com V_0 sendo o valor médio da ondulação e considerando o valor médio no indutor sendo 0 temos:

$$\langle v_L \rangle = D_1(V_{in} - V_o) + D_2(-V_o) + D_3(0) = 0 \quad (4.15)$$

Simplificamos que:

$$V_{out} = V_{in} \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (4.16)$$

Sabe-se que o conversor esta trabalhando no modo descontinuo ou não, se o $K < K_{critico}$ definido pela equação abaixo (Trzynadlowski, 1998):

$$K = \frac{2L_2}{R_o T} \quad (4.17)$$

$$K_{critico} = (1 - D) \quad (4.18)$$

Estas equações de K nos ajudarão a encontrar o menor valor de indutância necessária para não entrarmos em modo descontinuo no nosso circuito.

Somando-se (4.1) com (4.5) até (4.4) com (4.8) e inserindo a função de chaveamento obtém-se:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{v_{in} - v_{C_1}}{L_1} \quad (4.19) \quad \frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{v_{C_1} \cdot q}{L_2} - \frac{v_o}{L_2} \quad (4.20)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{i_{L_1}}{C_1} - \frac{i_{L_2} \cdot q}{C_1} \quad (4.21) \quad \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_{L_2}}{C_2} - \frac{v_o}{C_2 \cdot R_o} \quad (4.22)$$

Definindo as seguintes variáveis de estado:

$$i_{L_1} = x_1 \rightarrow \frac{di_{L_1}}{dt} = \dot{x}_1 \quad (4.23) \quad i_{L_2} = x_2 \rightarrow \frac{di_{L_2}}{dt} = \dot{x}_2 \quad (4.24)$$

$$v_{C_1} = x_3 \rightarrow \frac{dv_{C_1}}{dt} = \dot{x}_3 \quad (4.25) \quad v_o = x_4 \rightarrow \frac{dv_o}{dt} = \dot{x}_4 \quad (4.26)$$

Reescrevendo da forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_1 \\ \dot{x}_2 \\ x_2 \\ \dot{x}_3 \\ x_3 \\ \dot{x}_4 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{q}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{q}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 \cdot R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (4.27)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

Onde $q(t)$ pode somente assumir os valores 0 e 1.

Utilizando o Matlab verifica-se que a matriz a é linearmente independente. No momento que q igual a 0 há a acumulação de energia em C_1 podendo haver ressonância com L_1 com impedância igual a 0 no primeiro filtro. No segundo filtro, neste momento, ocorre a descarga da energia de C_2 e de L_2 na carga. Para $q=1$, transfere-se parte da energia de C_1 para L_2 , C_2 e a carga. Assim a matriz não é mais linear e sim discreta, por causa dos valores assumidos por q . Para linearizarmos recorreremos aos valores médios no período onde o sistema deve estar trabalhando no modo contínuo (Dixon) e (Chen, 1970).

4.1.3. Modelo não linear no espaço de estados médio para o conversor Buck

Para se obter este modelo adotou-se o procedimento demonstrado em Dixon no qual sugere-se encontrar um modelo dinâmico que relaciona a média local da função de chaveamento $q(t)$ para as variáveis de estado. Adotando as simplificações sugeridas por Dixon obtém-se o seguinte modelo não linear no espaço de estados médio:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}}_1 &= \frac{(\bar{V}_{in} - \bar{x}_3)}{L_1} \\ \dot{\bar{x}}_2 &= \frac{1}{L_2} [d \cdot (\bar{x}_3 - \bar{x}_4) - (1-d) \cdot \bar{x}_4] = \frac{\bar{x}_3 \cdot d}{L_2} - \frac{\bar{x}_4}{L_2} \\ \dot{\bar{x}}_3 &= \frac{\bar{x}_1}{C_1} - \frac{d \cdot \bar{x}_2}{C_1} \\ \dot{\bar{x}}_4 &= \frac{\bar{x}_2}{C_2} - \frac{\bar{x}_4}{R_0 \cdot C_2}\end{aligned}\tag{4.28}$$

O que aconteceu, em efeito, é que todas as variáveis do modelo de espaços comutado, foram substituídas por seus valores médios. Este é um modelo no estado de espaços não linear, mas contínuo e invariante no tempo, freqüentemente conhecido como modelo de estados de espaço médio. O modelo é excitado pela entrada contínua no tempo $d(t)$ – com a restrição de $0 < d(t) < 1$ e para entradas exógenas $V_{in}(t)$.

O modelo médio das equações (4.28) é um ponto de partida conveniente para vários projetos de controladores não lineares. A implementação de alguns esquemas de controle não linear podem utilizar o conjunto de equações obtido sendo o sinal de modulação produzido por algum controlador não linear ao invés de um linear.

4.1.4. Modelo linearizado para o conversor

A base mais comum para projeto de controladores é a linearização de seu modelo no estado de espaços médio. O modelo linearizado é válido para as pequenas perturbações sobre as quantidades médias nos seus valores nominais (regime permanente) das condições de operação (Dixon). Denotando os valores de equilíbrio nominais para as variáveis de estado I_{L1} I_{L2} e V_{C1} V_0 . Estes valores podem ser calculados a partir de (4.28), arbitrando o estado derivativo como sendo zero, e substituindo todas as variáveis de estado por seus valores nominais. O vetor de estado de equilíbrio é então visto como:

$$X = -[(1-D)A_0 + DA_1]^{-1} b.V_{in} \quad (4.29)$$

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{-D^2}{R_0}.L_1 & \frac{-D^2}{R_0}.L_2 & C_1 & D.C_2 \\ \frac{-D}{R_0}.L_1 & \frac{-1}{R_0}.L_2 & 0 & C_2 \\ -L_1 & 0 & 0 & 0 \\ -D.L_1 & -L_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} .b.V_{in} \quad (4.30)$$

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D^2}{R_0}.V_{in} \\ \frac{D}{R_0}.V_{in} \\ V_{in} \\ D.V_{in} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Onde:

A_0 = matriz dinâmica na primeira etapa ($q=0$) e

A_1 = matriz dinâmica na segunda etapa ($q=1$).

Resolvendo pela série de Taylor:

$$\begin{aligned} f(x_1, x_2, \dots, x_n) &= f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{\bar{x}_1} (x_1 - \bar{x}_1) + \\ &+ \left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{\bar{x}_2} (x_2 - \bar{x}_2) + \dots + \left. \frac{\partial f}{\partial x_n} \right|_{\bar{x}_n} (x_n - \bar{x}_n) \end{aligned} \quad (4.32)$$

E anulando-se os termos que representam à velocidade de fase do sistema no ponto de equilíbrio, que é nula por definição (Dixon) defini-se que:

$$\begin{aligned} \Delta x_1 &= x_1 \\ \Delta x_2 &= x_2 \\ \Delta x_3 &= x_3 \\ \Delta x_4 &= x_4 \end{aligned} \quad \Delta d = u \quad (4.33)$$

Assim a planta torna-se:

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ x_1 \\ \cdot \\ x_2 \\ \cdot \\ x_3 \\ \cdot \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 \cdot R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{X_3}{L_2} \\ -\frac{X_2}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (4.34)$$

Sabendo-se que a matriz de transferência é definida como:

$$\begin{aligned} G(s) &= C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B + D \\ C &= I \quad e \quad D = 0 \end{aligned} \quad (4.35)$$

Obtém-se:

$$\left[\begin{array}{l} D \cdot V_{in} \frac{s \cdot C_2 \cdot R_o^2 + 2 \cdot R_o + s^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot L_2}{(s^4 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s^3 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 + s^2 \cdot L_1 \cdot D^2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot D^2 \cdot L_1 + s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot R_o + s^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot L_2 + R_o) \cdot R_o} \\ V_{in} \frac{s^3 \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot C_2 \cdot R_o^2 + s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot R_o + s \cdot C_2 \cdot R_o^2 + R_o - s^2 \cdot L_1 \cdot D^2 \cdot C_2 \cdot R_o - s \cdot D^2 \cdot L_1}{(s^4 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s^3 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 + s^2 \cdot L_1 \cdot D^2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot D^2 \cdot L_1 + s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot R_o + s^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot L_2 + R_o) \cdot R_o} \\ (-s) \cdot D \cdot L_1 \cdot V_{in} \frac{s \cdot C_2 \cdot R_o^2 + 2 \cdot R_o + s^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot L_2}{(s^4 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s^3 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 + s^2 \cdot L_1 \cdot D^2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot D^2 \cdot L_1 + s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot R_o + s^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot L_2 + R_o) \cdot R_o} \\ V_{in} \frac{s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot R_o + R_o - s \cdot D^2 \cdot L_1}{s^4 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s^3 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 + s^2 \cdot L_1 \cdot D^2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot D^2 \cdot L_1 + s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot R_o + s^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_o + s \cdot L_2 + R_o} \end{array} \right] \quad (4.36)$$

A partir desta função de transferência obtêm-se condições de calcular os controladores, utilizando as técnicas de controle linear para pequenas perturbações entorno do valor médio.

Sabe-se ainda que:

$$\begin{aligned} d &= u(t) \\ 0 < u(t) < 1 \end{aligned} \quad (4.37)$$

4.1.5. Esquemas de controle para o sistema por realimentação

Neste item, será focado um pouco os controladores utilizados nos projetos dos conversores estáticos em eletrônica de potência (Oliveira, D. S. Jr.), (Eveleigh), (Trzynadlowski, 1998), (Hart, 1997) e (Nashelsky).

Existem basicamente três métodos de controle por frequência fixa e que são os mais comumente utilizados nos conversores estáticos: controle direto da razão cíclica (modo tensão), controle feedforward e modo corrente. Em todos eles a tensão de saída é comparada com uma referência e o erro é amplificado e usado para gerar a tensão de controle, V_{ref} .

- Modo tensão: a razão cíclica da chave é variada proporcionalmente a tensão V_{ref} . Dependendo do modo de condução do conversor têm-se comportamentos diferentes para este modo de controle. Em condução descontínua, devido às regulações de linha e carga serem pobres em malha aberta, é necessário um alto ganho para o controlador. O capacitor de saída, por seu maior valor neste caso, introduz um atraso de fase que retarda a correção da ação de controle frente a variações de tensão de entrada. Em condução contínua, um ganho relativamente alto será requerido devido a pobre regulação de linha. O projeto do controlador neste modo não é apropriado para HID.

- Controle feedforward: no caso de condução descontínua uma amostra da tensão de entrada é utilizada diretamente no circuito de controle e faz com que a razão cíclica varie inversamente proporcional a V_{in} bem como diretamente com V_{ref} ($D = K \cdot V_{ref} / V_{in}$). Se V_{in} aumenta, D diminui automaticamente para que a relação $V_{in} \cdot D$ permaneça constante para V_{ref} constante. A regulação de linha é boa, sendo o ganho da malha menor do que no modo tensão para se obter a regulação da carga. No caso de condução contínua, utiliza-se este controle do mesmo modo com a diferença que neste caso há uma boa regulação de carga também. O ganho somente é projetado para apresentar uma boa resposta dinâmica a variações de carga. Em acordo com o conversor estático, certas modificações são necessárias para o correto funcionamento deste modo. Para HID um modelo interno para a lâmpada em tempo real é necessário para fixar o valor de V_{ref} .

- Modo corrente: um segundo laço de controle, interno, é utilizado e compara a corrente de pico I_p , com a tensão de controle V_{ref} . No laço externo, V_{ref} agora controla diretamente o valor de pico da corrente. O laço interno propicia uma boa regulação de linha, próxima ao controle feedforward.

A partir destas explanações excursionar-se-á um pouco no controle no modo corrente. Em conversores, quando implementado o modo de controle de corrente que monitora e controla o pico de corrente no indutor, resulta-se em alguns problemas tais como:

- Baixa imunidade a ruído.
- Necessidade de compensação da inclinação.
- Erros de corrente de pico-a-pico que o compensador não pode corrigir.

O controle por valores médios elimina estes problemas e pode ser usado efetivamente para controlar outras correntes além da corrente do indutor, permitindo uma maior gama de aplicações.

O modo de controle de corrente consiste de dois laços. O indutor do conversor é mascarado dentro do laço de controle de corrente interno, e isto simplifica o projeto do laço de controle externo da tensão e melhora a dinâmica e o desempenho do conversor. O objetivo do laço interno é controlar o espaço de estado da corrente média no indutor, mas na prática a corrente de pico instantânea do indutor é a base de controle. Se a ondulação de corrente no indutor é pequena, o controle de corrente de pico do indutor é aproximadamente equivalente ao controle de corrente média.

Os problemas do modo de controle de corrente de pico podem ser listados em:

Pobre imunidade a ruído – o método de controle de corrente de pico funciona pela comparação da inclinação positiva da corrente do indutor (ou corrente do interruptor) com um nível de corrente programada pelo laço externo. O comparador bloqueia o interruptor quando a corrente instantânea atinge o nível desejado. A rampa de corrente é usualmente muito pequena quando comparada com o nível programado, especialmente quando a tensão de entrada é baixa. Como um resultado, este método é extremamente suscetível a ruído. Um pico de ruído é gerado a cada vez que o interruptor entra em condução. Uma fração de um acoplamento de tensão no circuito de controle pode levar o interruptor ao bloqueio imediatamente, resultando em uma sub-harmônica com uma ondulação muito maior. O layout do circuito é extremamente importante para o sucesso da operação.

Compensação de inclinação – o método de controle da corrente de pico é inerentemente instável a razões cíclicas superiores a 0,5, resultando em oscilação sub-harmônica.

Uma rampa de compensação, com inclinação igual a derivada de descida da corrente do indutor, é usualmente aplicada na entrada do comparador para eliminar esta instabilidade. Em um regulador buck a derivada negativa da corrente no indutor é igual a V_0/L_2 . Com V_0 constante, como geralmente o é, a rampa de compensação é fixa e de fácil cálculo, mas de difícil projeto. Com um regulador boost em uma aplicação de correção de fator de potência, a derivada negativa de corrente no indutor é igual a $(V_{in}-V_0)/L_{in}$ e assim varia consideravelmente, já que a corrente retificada segue a forma de onda da tensão. Uma rampa fixa adicionando uma compensação fixa iria sobrecompensar a maior parte do período, resultando em uma degradação do desempenho e aumento da distorção.

Erro de corrente de pico para média – não é um problema sério nas fontes convencionais derivadas do conversor buck (Dixon). Isto acontece porque a corrente de ondulação do indutor é usualmente muito menor do que a corrente média a plena carga, e porque o laço de controle da tensão logo elimina este erro. Em pré-reguladores de alto fator de potência o erro pico/médio é muito sério porque aumenta a distorção da forma de onda da corrente de entrada.

Enquanto a corrente de pico segue a forma de onda da tensão, a corrente média não a segue. O erro pico/médio é muito maior em baixos níveis de corrente, especialmente se a corrente do indutor torna-se descontínua, quando a forma de onda da tensão aproxima-se do zero. Para obter baixa distorção, o erro pico/médio deve ser pequeno. Isto requer um grande indutor para fazer a ondulação de corrente pequena. A rampa da corrente no indutor irá ter uma imunidade muito pior.

Por estas razões passou-se a utilizar o modo de controle por corrente média. O modo de controle por corrente de pico opera pela comparação direta da forma de onda da corrente atual do indutor com o nível de corrente programada (dada pelo laço externo) nas duas entradas do comparador PWM (pulse width modulation). Este laço de corrente tem baixo ganho e assim não pode corrigir as deficiências notadas acima.

4.1.6 Projeto dos controladores.

Estabelece-se como objetivo de controle a melhor regulação de linha e de carga, bem como um bom desempenho dinâmico frente aos distúrbios da lâmpada.

O diagrama de blocos que descreve o controle no modo de tensão é apresentado na Figura 23. A função de transferência da planta $G_2(s)$ (4.38), que relaciona a corrente em L2 com a variação da razão cíclica que será alvo em um primeiro momento para modelagem do controlador, apresenta dois pólos complexos estáveis dominantes mais dois pólos complexos se deslocando em direção aos dois zeros no semiplano direito em malha aberta.

$$G_2(s) = V_{in} \frac{s^3 \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot C_2 \cdot R_0^2 + s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot R_0 + s \cdot C_2 \cdot R_0^2 + R_0 - s^2 \cdot L_1 \cdot D^2 \cdot C_2 \cdot R_0 - s \cdot D^2 \cdot L_1}{(s^4 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_0 + s^3 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot L_2 + s^2 \cdot L_1 \cdot D^2 \cdot C_2 \cdot R_0 + s \cdot D^2 \cdot L_1 + s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot R_0 + s^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot R_0 + s \cdot L_2 + R_0) R_0} \quad (4.38)$$

Para se obter a lei de controle utilizou-se o método do lugar das raízes. O controlador utilizado é apresentado na equação (4.39), calculado para compensar a equação (4.38) substituída suas constantes pelos seus respectivos valores apresentados nos capítulos posteriores e com $R_0=70$. Ele possui um par de pólos em $\pm j2\pi \cdot 60$ para que a saída siga os

mesmos 60 Hz da entrada outros em $\pm j2\pi \cdot 120$ e $\pm j2\pi \cdot 180$ para eliminar as harmônicas de mais alta ordem e pares de zeros complexos próximos aos pólos da planta e por fim um pólo real localizado acerca da metade da frequência de chaveamento do sistema.

$$G_c = \frac{0.1(s + 800 \pm j.31680)(s + 100 \pm j.2.\pi.k.60)}{(s + 80000)(s \pm j.2.\pi.k.60)} \quad k = 1, 2, 3 \quad (4.39)$$

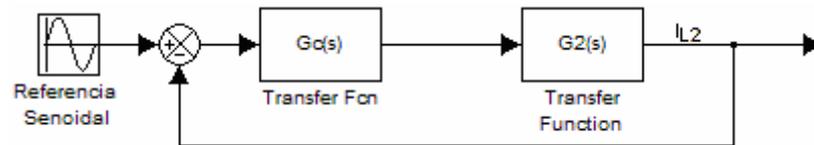


Figura 23 - Diagrama de blocos utilizado no controle no modo de tensão.

Apresentou para uma corrente de referência de 1 ampère em degrau o resultado apresentado na figura 24:

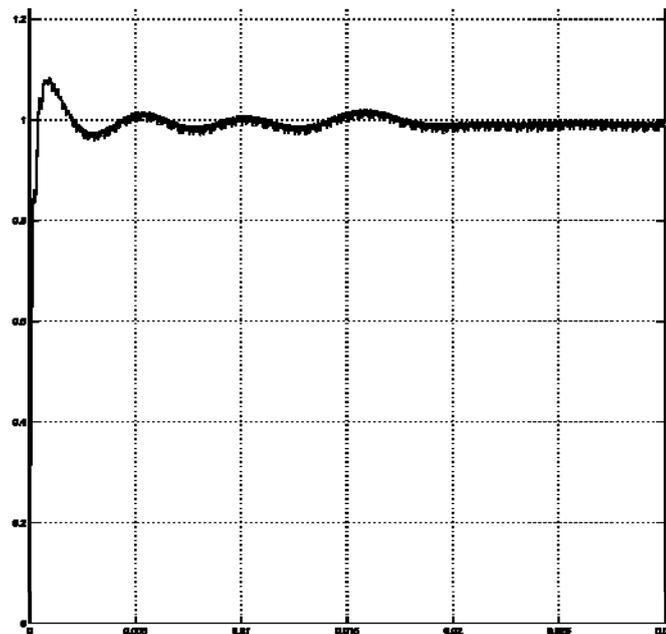


Figura 24 - Corrente em L2 para um degrau unitário na referência.

Esta função de controle discretizada para 2 vezes a frequência de chaveamento do sistema tem-se:

$$G_c(z) = \frac{z^9 - 8.93 z^8 + 35.5 z^7 - 82.6 z^6 + 124 z^5 - 124 z^4 + 82.7 z^3 - 35.6 z^2 + 8.96 z - 1}{z^9 - 8.3 z^8 + 30.3 z^7 - 64.3 z^6 + 84.6 z^5 - 76.8 z^4 + 44.7 z^3 - 16.3 z^2 + 3.38 z - 0.3} \quad (4.40)$$

Assim o microcontrolador necessário ao sistema deve ser capaz de ler a variável de controle no seu conversor analógico digital e calcular a função em $15\mu\text{s}$. Consultando os modelos de microcontroladores existentes e verificando que existe um número elevado de operações matemáticas restritas aos mesmos $15\mu\text{s}$, torna-se necessário o uso de um DSP ou um processador com desempenho similar. O impacto disto no custo unitário torna inviável o projeto.

Buscando-se um modelo de controlador de ordem reduzida, retirou-se as exigências do sistema de compensar todos os pólos da planta e manteve-se somente os pólos dominantes, pois tem-se dois pólos distantes mais de quatro vezes dos pólos dominantes sendo assim possível trabalhar com um microcontrolador de baixo custo em 8 bits. Retirou-se ainda a exigência da eliminação das harmônicas da rede e deixou-se o sistema mais lento, de modo a conseguir um sistema operando a uma taxa de amostragem de 4kHz e possuir estabilidade seguindo a frequência da rede. Assim, foram criadas várias restrições ao projeto, principalmente ao filtro de saída que tem que possuir uma frequência de corte abaixo de 4 kHz. A função de transferência a seguir foi implementada para ter apenas divisões de 16 por 8 bits e conseguir controlar o sistema com um ganho de malha fechada baixo e razão cíclica máxima em 0,6 e mínima em 0,1. A figura 25 mostra o diagrama do lugar das raízes da planta e os pólos do controlador simplificado.

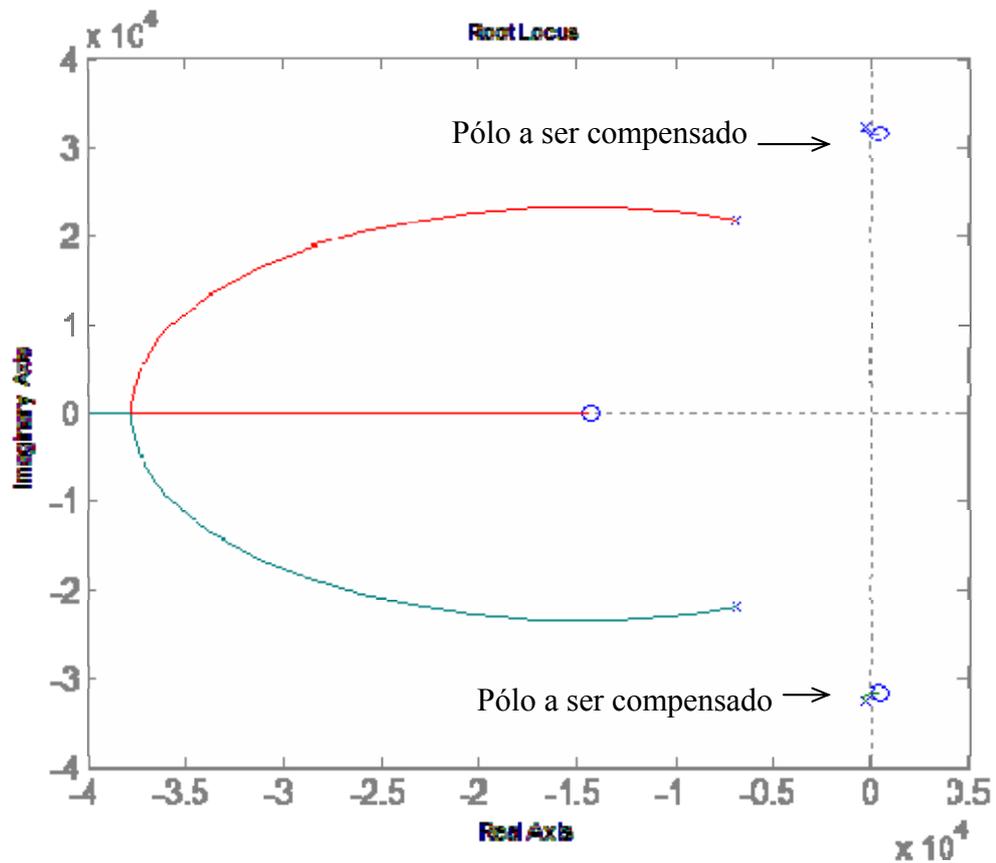


Figura 25 - Diagrama do lugar das raízes da planta.

Trabalhando agora com uma planta de ordem reduzida, deve-se projetar um controlador com um par de zeros complexos próximos dos pólos dominantes da planta; bem como um par de pólos complexos na frequência da rede com um amortecimento suficiente, para que não hajam fortes oscilações no sistema como é mostrado na equação 4.41. A figura 26 mostra o resultado da planta reduzida com o controlador; e, a figura 27, a resposta do sistema ao degrau do sistema já discretizado.

$$G_C = \frac{.1 \left(s + 200 \pm j \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \right)}{(s + 175 \pm j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60)} \quad (4.41)$$

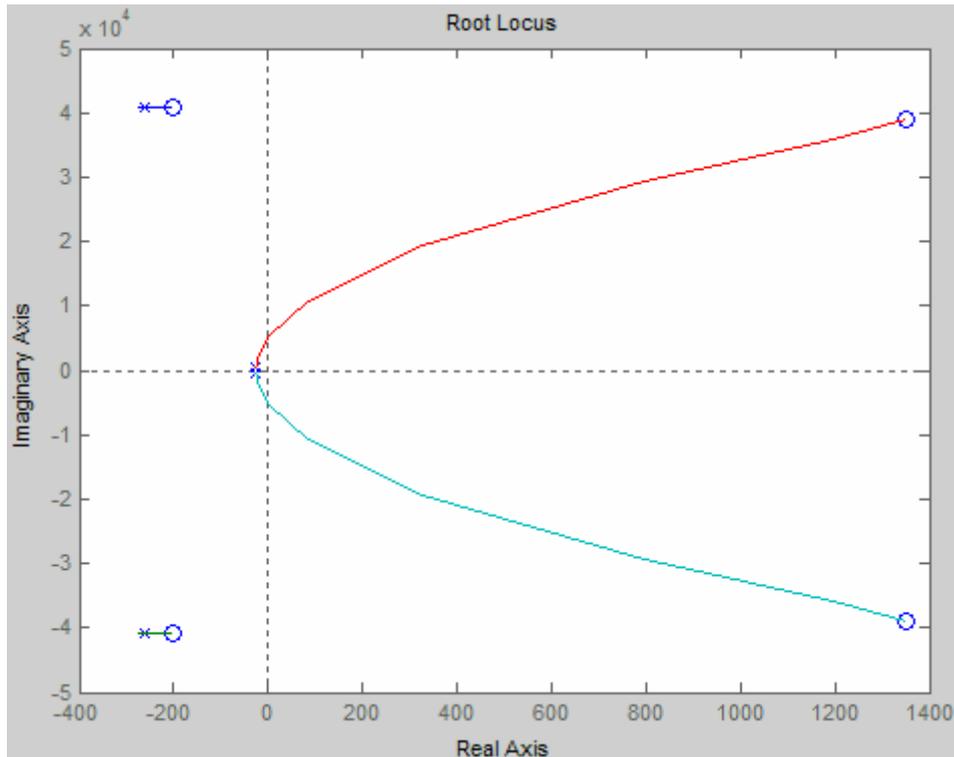


Figura 26 - Diagrama do lugar das raízes da planta reduzida com o controlador.

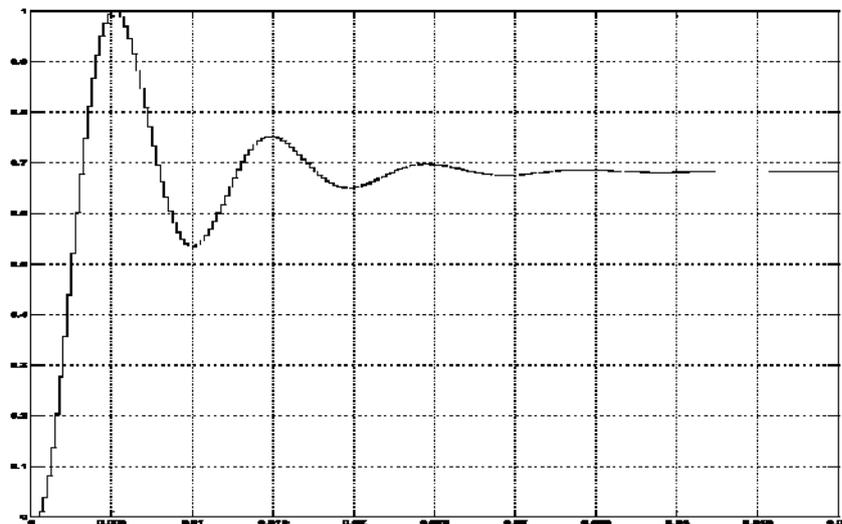


Figura 27 - Resposta do sistema de ordem reduzida ao degrau unitário.

Com ajuste do ganho do controlador, a equação discreta de (4.41) foi implementada na prática e os resultados podem ser vistos no capítulo 4.5.

$$G_c(z) = \frac{\frac{1}{32}z^2 + z + 1}{\frac{1}{2}z^2 - z + \frac{1}{2}} \quad (4.41)$$

Discretizando a planta e aplicando uma entrada senoidal no controle, bem como no caso anterior utilizando o Simulink do Matlab, obtém-se a resposta mostrada na figura 28.

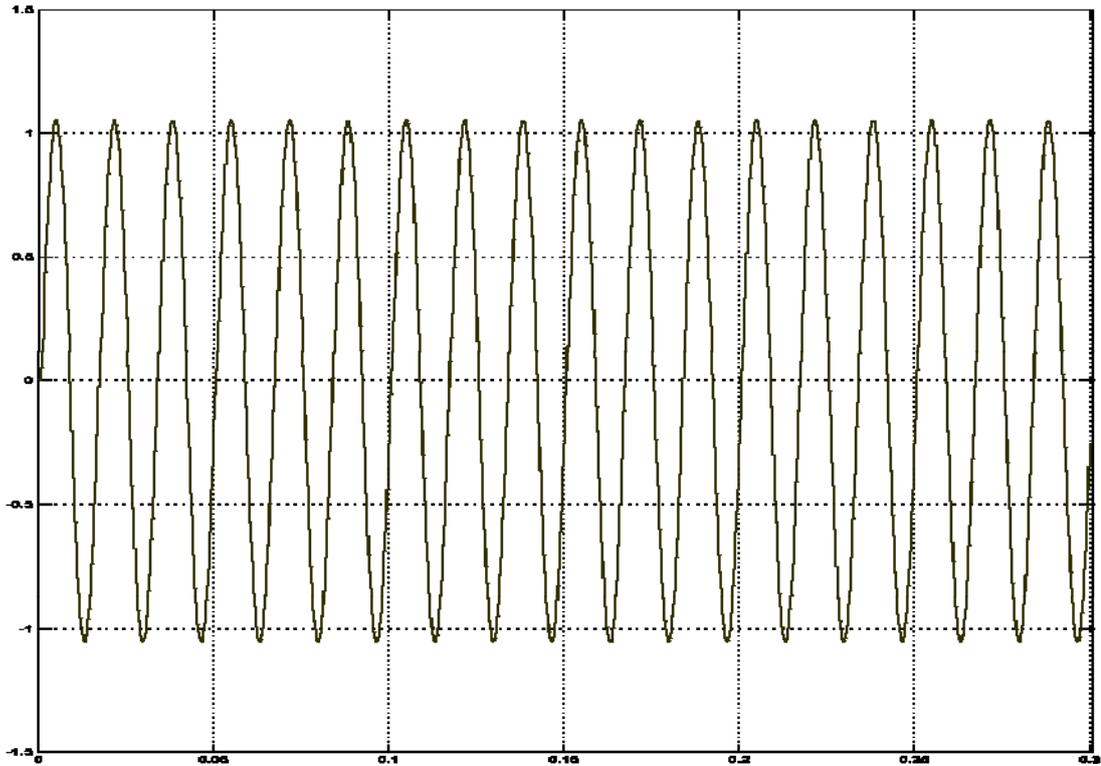


Figura 28 - Corrente em L2 para uma referência senoidal pelo controle simplificado.

Como se pode notar, a entrada em regime permanente é mais rápida, mas quando acrescenta-se um ruído na entrada ou na saída em uma frequência acima 4 kHz pode-se levar a planta a não seguir a referência.

4.2.7. Estágio de Entrada

O filtro de entrada é necessário nesta aplicação para manter os níveis de interferência eletromagnética, na linha de alimentação, dentro dos padrões internacionais.

Fator de Potência (FP) possui um $\cos(\phi_1)$ que é 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 se apresentem, dividido pela raiz quadrada da soma de 1 com a taxa de distorção harmônica da potência.

O FP pode ser escrito como:

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + TDH}} \quad (4.42)$$

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

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (4.43)$$

Inerentemente neste conversor, a tensão e a corrente são em fase, pois os valores de indutância do circuito para a frequência da rede na faixa de 60Hz são extremamente baixos. Portanto para avaliar o filtro de entrada deve-se focar na TDH, a qual influi no fator de potência (FP).

É evidente a relação entre o FP e a distorção da corrente absorvida da linha. Neste sentido, existem normas internacionais que regulamentam os valores máximos das harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação. A Norma IEC 61000-3-2 traz os limites para emissão de harmônicas de corrente (<16 A por fase). Esta norma, incluindo as alterações feitas pela emenda 14, de janeiro de 2001, refere-se às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação.

Esta norma deve ser aplicada a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada de até 16 A por fase, conectados a uma rede pública de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V. Para tensões inferiores, os limites não foram estabelecidos, pois esta legislação tem aplicação principalmente na comunidade européia, onde as tensões fase-neutro encontra-se na faixa especificada.

Os equipamentos são classificados em 4 classes:

Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada: aparelhos de uso doméstico, excluindo os classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “dimers” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes.

Classe B: Ferramentas portáteis.

Classe C: Dispositivos de iluminação.

Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão e similares. A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600W, medida esta feita

obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o tipo de equipamento).

Os valores de cada harmônica são obtidos após a passagem do sinal por um filtro passa-baixas de primeira ordem com constante de tempo de 1,5s. Aplica-se à transformada discreta de Fourier (DFT), com uma janela de medição entre 4 e 30 ciclos da fundamental, com um número inteiro de ciclos. Calcula-se a média aritmética dos valores da DFT durante todo período de observação. Este período varia de acordo com o tipo de equipamento, tendo como regra geral um valor que permita a repetibilidade dos resultados.

A medição da potência ativa é feita de maneira análoga, devendo-se, no entanto, tomar o máximo valor que ocorrer dentro do período de observação. Este é o valor que um fabricante deve indicar em seu produto (com uma tolerância de +/- 10%), conjuntamente como fator de potência (para classe C). Caso o valor medido seja superior ao indicado, deve-se usar o valor medido.

Para cada harmônica medida da forma descrita, o valor deve ser inferior a 150% do limite da Tabela I, em qualquer situação de operação do aparelho.

As correntes harmônicas com valor inferior a 0,6% da corrente de entrada (medida dentro das condições de ensaio), ou inferiores a 5mA não são consideradas.

Foi definida a corrente harmônica parcial de ordem ímpar, para componentes entre a 21a e a 39a como sendo:

$$I_{21-39} = \sqrt{\sum_{n=21,23,\dots}^{39} I_n^2} \quad (4.44)$$

Para a componente de ordem 21 ou superior (ímpar), o valor individual para cada uma delas pode exceder o limite em mais 50%, desde que a corrente harmônica parcial de ordem ímpar medida não exceda o valor teórico (obtido com os valores da tabela), nem excedam o limite individual de 150% do valor da tabela.

A Tabela I indica os valores máximos para os harmônicos de corrente, no fio de fase (não no de neutro).

Tabela I

Limites para os harmônicos de corrente da Classe C

Ordem do Harmônico (n)	2	3	5	7	9	11	13	15≤n≤39
% da fundamental	2	30.FP	10	7	5	3	3	3

Para atender estes limites e as limitações no controle, os cálculos apontaram uma indutância de 2mH e uma capacitância de 1μF que serão comprovados nos capítulos de resultados práticos.

4.1.8. Dimensionamentos para o Estágio de Saída

Neste capítulo aborda-se o dimensionamento do indutor e do capacitor de saída além dos circuitos auxiliares ao sensoriamento e alimentação. Projetar-se o indutor de modo a manter-se em condução contínua no pior caso, que é quando a tensão de entrada é a mínima e a de saída a máxima. O capacitor de poliéster tem a função de manter o ripple dentro do limite de 5% no pior caso (Olsen, 2005), que ocorre quando a tensão de entrada é a máxima e a de saída o mínimo. Não considera-se nesta etapa a atenuação do filtro de entrada (damping).

O pior caso de funcionamento para dimensionamento do indutor de ferrite de saída (L2) possui os seguintes dados:

$$\begin{aligned}
 V_{in} &= 220 \cdot \sqrt{2} + 20\% = 373V \\
 V_{out} &= 130,2 \cdot \sqrt{2} = 184,2V \\
 Ripple &= 76,5 \cdot \sqrt{2} \cdot 5\% = 5,4V_{pp} \\
 D &= 0,49 \\
 I_{out} &= \frac{70}{130,2} \cdot \sqrt{2} = 0,76A
 \end{aligned} \tag{4.45}$$

Assim calcular-se a menor indutância nestas condições para haver condução contínua a 33kHz.

$$L_{cr} = \frac{D(V_{in} - V_{out}) \cdot T}{2 \cdot I_{out}} \tag{4.46}$$

$$L_{cr} = \frac{0,49(373 - 184,2)}{2 \cdot 0,76 \cdot 33000} = 1,86mH \tag{4.47}$$

Para o dimensionamento do núcleo magnético do indutor utiliza-se as equações de (Prado, 2003), sendo que o pior caso encontra-se na partida, onde a tensão de saída fica a 10% da tensão nominal e, portanto, será desconsiderada, e a corrente rms, por norma, é no máximo 1,96A. Portanto, o conversor apresentará uma característica a mais: possuir proteção contra curto circuito na saída.

$$i_{out_pico} = 1,96 \cdot \sqrt{2} = 2,77 \tag{4.48}$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_2 \cdot i_{pico} \cdot i_{ef} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{max}} \quad (4.49)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{0,00186 \cdot 2,77 \cdot 1,96 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,25} \quad (4.50)$$

$$A_e \cdot A_w = 1,12 \text{ cm}^4 \quad (4.51)$$

Pela tabela do fabricante de núcleos (Thornton, 2007) tem-se que o núcleo necessário é o NEE-40/17/12, cuja área efetiva A_e multiplicada pela área da janela do carretel é de $1,5 \text{ cm}^4$.

A seção dos fios foi dimensionada pelo valor máximo eficaz da corrente de saída:

$$S_{fio} = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad (4.52)$$

$$S_{fio} = \frac{1,96}{450} = 0,0043 \text{ cm}^2$$

Pela tabela, o fio deve ser o 21AWG (Prado, 2003).

O número de espiras deve ser igual ou superior a:

$$N = \frac{D \cdot V_{in} \cdot 10^4}{A_e \cdot \Delta B \cdot f} \quad (4.53)$$

$$N = \frac{0,49 \cdot 373 \cdot 10^4}{1,48 \cdot 0,25 \cdot 33000}$$

$$N = 115 \text{ espiras} \quad (4.54)$$

Para o filtro de saída têm-se o capacitor poliéster C_2 que deve possuir uma isolamento mínima de 400V. Para a determinação deste se faz necessário adotar o valor da ondulação de tensão de saída em 5% para garantir que não se excite a níveis prejudiciais a ressonância acústica (Dalla Costa, 2007), (Olsen, 2005). O pior caso é na condução crítica do indutor de saída que tem que resultar em uma ondulação de no máximo 5,4V.

Assim, a capacitância de C_2 pode ser determinada pela equação:

$$C_2 = \frac{(1-D)}{8 \cdot L_2 \cdot f^2 \cdot \alpha} = \frac{0,49}{8 \cdot 0,00186 \cdot 33000^2 \cdot 0,05} = 0,63 \rightarrow 1 \mu F \quad (4.55)$$

Com estes dados foi calculado por variáveis de estado os ganhos do controlador do sistema necessários à planta para que ela siga o sinal de referência.

4.3 Circuitos Auxiliares

Neste capítulo apresenta-se os principais circuitos auxiliares ao circuito de potência.

4.2.1 Driver de Comando das chaves

Antes do aparecimento dos circuitos integrados (ICs) acionadores de gatilhos alta tensão, era usado transformadores de pulso. As duas soluções coexistem hoje. Ambas têm seus prós e contras, servindo para diferentes aplicações. Os integrados são mais usados em circuitos de pequenas áreas, mas possuem um tempo significativo de subida/descida de tensão. O correto dimensionamento de transformadores acoplados possui tempos desprezíveis de chaveamento (Balogh, 1997). Usualmente, este necessita de mais componentes e de um bom projeto.

Para o projeto de transformadores de pulso, deve-se conhecer algumas características dos transformadores. As mais importantes são:

- A lei de Faraday requer que a tensão média no enrolamento do transformador seja zero em um período de tempo. Mesmo uma pequena componente DC pode causar a saturação do núcleo. Esta regra terá grande impacto no desenvolvimento de acionadores controlados por sinais PWM.

- A saturação do núcleo limita o produto volt-segundo através dos enrolamentos. O projeto do transformador deve antecipar o máximo produto volt-segundo, sujeito a todas as condições de operação, que devem incluir o pior caso de transiente com a máxima razão cíclica e a máxima tensão de entrada ao mesmo tempo. A única exceção no projeto de transformadores de pulso é para os usados em regulação de tensão.

- Uma parte significativa do período de chaveamento deve ser reservada para restaurar o núcleo (trabalhando somente no seu primeiro quadrante da curva B-H). O tempo de restabelecimento limita a razão cíclica de operação do transformador. Esta é uma questão rara, mesmo no projeto de transformadores de acionamento, porque eles devem ser acoplados em AC. Assim, eles operam com magnetização bidirecional.

4.2.1.1. Circuito com transformador de pulso para acionamento de uma chave

Estes circuitos são usados em conjunto com um simples controlador de saída PWM para comandar uma chave de alta tensão. Figura abaixo mostra o circuito básico.

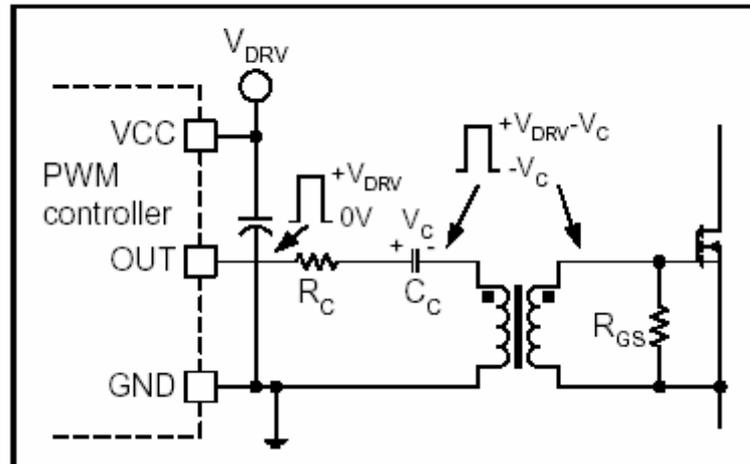


Figura 29 - Circuito Básico para acionamento por transformador de pulso (Balogh, 1997).

O capacitor acoplado (C_c) deve ser colocado em série com o enrolamento primário do transformador, para o restabelecimento da tensão da indutância magnetizante. Sem o capacitor haveria uma razão cíclica dependente da tensão CC através do enrolamento, sendo que o transformador iria saturar.

O valor, em regime permanente da tensão no capacitor acoplado é:

$$V_c = D \cdot V_{drv} \quad (4.3.1)$$

Mudanças imprevistas de razão cíclica irão excitar o circuito L-C ressonante. Na maioria dos casos esta ressonância pode ser amortecida inserindo um resistor R_c de baixa resistência em série com o capacitor C_c . O valor do resistor R_c é determinado pela característica de impedância do circuito ressonante, que é dado por:

$$R_c \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{L_m}{C_c}} \quad (4.3.2)$$

Tendo em mente que o valor do resistor R_c é a resistência em série equivalente que inclui a impedância de saída do driver PWM. Além disso, considere que a resposta criticamente amortecida da tensão no acoplamento do capacitor pode requerer, sem motivo, um alto valor do resistor. Isto limitaria a corrente de acionamento, conseqüentemente a velocidade de chaveamento da chave principal. Por outro lado, a resposta amortecida pode resultar em uma tensão inaceitável através dos terminais gate source da chave durante a ressonância.

A corrente criada por V_{ref} tem duas componentes; a corrente magnetizante do transformador e a corrente que passa pelo resistor pull down conectado entre o gate e o source do MOSFET. Consequentemente, a constante de tempo do transitório que governa o ajuste de velocidade do acoplamento da tensão do capacitor reflete o efeito da indutância magnetizante do transformador acionador de gatilho e pode ser estimada por:

$$\tau = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{DRV} \cdot L_M \cdot R_{GS} \cdot C_C}{2 \cdot \pi \cdot f_{DRV} \cdot L_M + R_{GS}} \quad (4.3.3)$$

A indutância magnetizante tem outro efeito significativo na corrente do driver e em sua direção. A figura abaixo destaca as diferentes componentes da corrente no circuito e a soma das componentes de corrente, I_{out} , que foi fornecida pelo driver.

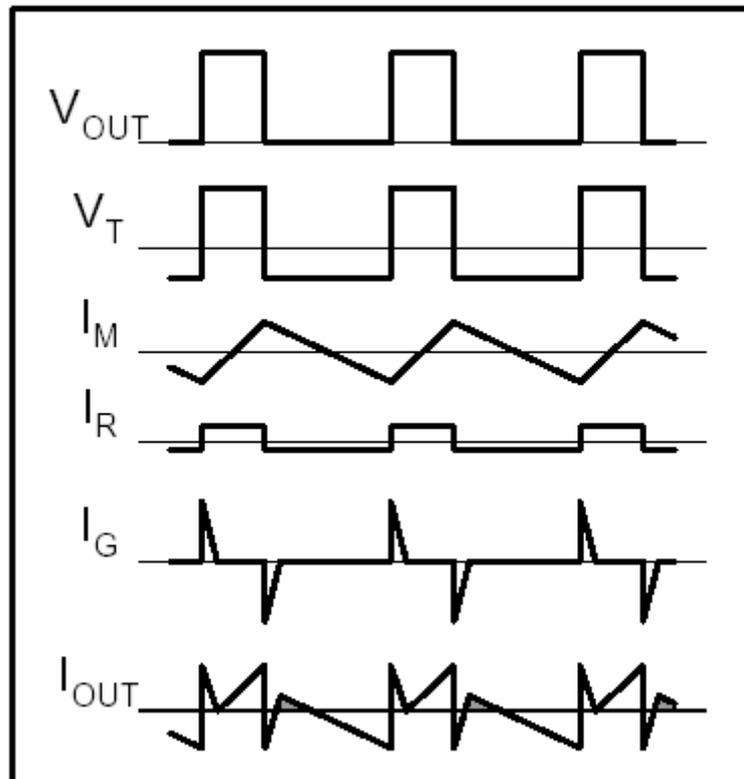


Figura 30 - Tensões e correntes no circuito do drive (Balogh, 1997).

Note a área sombreada em cinza na forma de onda da corrente de saída. A saída do acionador está em nível zero (baixo) isto significa que a corrente deveria diminuir. Mas por causa da componente de corrente magnetizante o transformador na verdade fornece corrente. Então, a saída deve lidar com correntes bi-direcionais com o acoplamento do transformador de pulsos. Isto pode requerer a adição de diodos se o driver não é capaz de conduzir corrente

nos dois sentidos. Bipolar MOSFET drives são um exemplo típico onde um diodo Schottky tem que ser conectado entre a terra e o pino de saída. Situação similar pode ocorrer durante o nível alto do driver em diferentes razões cíclicas ou valores de componentes de corrente. Uma maneira fácil de resolver este problema e evitar os diodos na saída do driver é aumentar a resistividade da componente da corrente para compensar o efeito da corrente magnetizante.

A tensão no capacitor acoplado aumenta a tensão proporcional da razão cíclica. Conseqüentemente, a polaridade negativa durante o tempo de baixa aumenta, bem como e a tensão no estado ligado decresce. Adicionando dois pequenos componentes no lado do secundário do transformador pode prevenir esta situação.

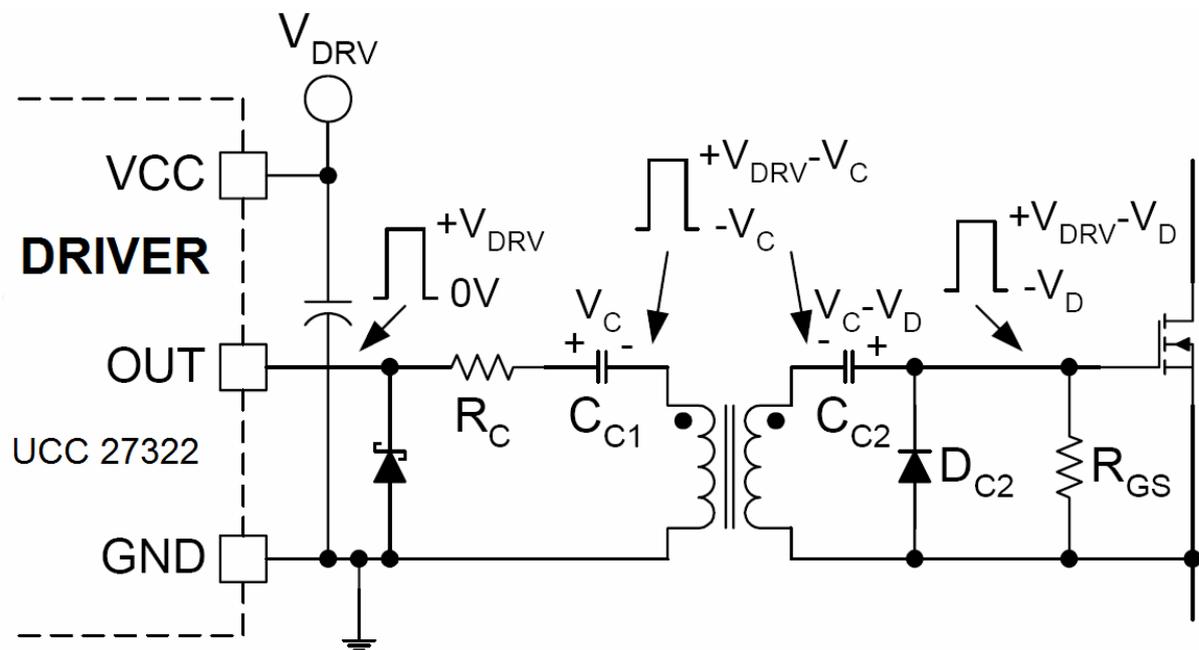


Figura 31 - Circuito de restabelecimento do nível DC na saída do transformador de pulso (Balogh, 1997).

Aqui, um segundo capacitor (C_{C2}) e um simples diodo são usados para restabelecer a amplitude original no secundário do transformador. Se uma grande tensão é desejável durante o tempo que a chave está aberta, um diodo Zener pode ser adicionado em série com o diodo ou dependendo da qualidade deste Zener até substituir o diodo.

4.2.1.2. Calculando os capacitores de acoplamento

O método utilizado para calcular o valor dos capacitores de acoplamento é baseado no máximo ripple de tensão permitido. O ripple tem duas componentes: uma é relacionada com a carga total do MOSFET e a segunda componente devido a corrente que flui no resistor pull down do gatilho;

$$C_{C2} = \frac{Q_G}{\Delta V_{C2}} + \frac{(V_{Drv} - V_{DC2,FW}) \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot R_{GS} \cdot f_{DRV}} \quad (4.3.4)$$

Esta expressão tem um máximo na máxima razão cíclica. No lado do capacitor do primário a corrente de magnetização do transformador gera um ripple adicional. Este efeito é refletido na equação seguinte que pode ser usada para calcular o valor do capacitor no lado do primário:

$$C_{C1} = \frac{Q_G}{\Delta V_{C2}} + \frac{(V_{Drv} - V_{DC2,FW}) \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot R_{GS} \cdot f_{DRV}} + \frac{V_{DRV} \cdot (D^2 - D^3)}{\Delta V_{C1} \cdot 4 \cdot L_M \cdot f_{DRV}^2} \quad (4.3.5)$$

A mínima capacitância para garantir que permaneça abaixo do objetivo da tensão do ripple sob todas as condições de operação pode ser alcançada determinando o máximo da expressão acima. Infelizmente, o máximo ocorre numa razão cíclica diferente, dependendo dos parâmetros e dos valores das componentes. Na maioria das soluções práticas isto fica entre $D=0,6$ e $D=0,8$. Para razões cíclicas em torno de $0,5$ e utilizando o MOSFET da I.R. cujo código é IRFBE30 o calculo aponta para 33nF neste capacitor e em C_{C2} para 100nF todos de poliéster para 50V .

Note também que a soma das ondulações de tensão, $\Delta V_{C1} + \Delta V_{C2}$, aparece no terminal do gate do MOSFET. Quando se deseja uma tensão de ripple particular ou inclinação no terminal do gate, isto pode ser conseguido dividindo esta pelos dois capacitores de acoplamento.

4.2.1.3. Projeto do transformador de pulso

A função do transformador de pulso é transmitir a referência de terra do pulso através da grande diferença de potenciais para acomodar flutuações do acionador. Como todos os transformadores, isso pode ser usado para incorporar uma escala de tensão, embora isso seja raramente usado. O transformador lida com baixa potência, mas também com altos picos de corrente para acionar o gate do MOSFET de potência. O transformador de acionamento de gatilho é acionado por PWM. O circuito é operado no primeiro e terceiro quadrante da curva B-H.

O projeto do transformador de pulso é bem similar a um transformador de potência.

A relação de espiras é geralmente um, e o aumento de temperatura devido a dissipação de energia é geralmente desprezado.

As formas do núcleo para o transformador incluem toroidal, RM, P ou núcleos de ferrite similares. O material do núcleo é ferrite de alta permeabilidade para maximizar o valor da indutância magnetizante. Conseqüentemente diminui a corrente de magnetização. Projetistas podem escolher o tamanho do núcleo por experiência ou pode ser determinado baseado na estimativa da área do produto do mesmo modo como é feito em transformador de potência. Uma vez que o núcleo é escolhido, o número de espiras do lado do primário pode ser calculado por (4.3.6):

$$N_p = \frac{V_{TR} \cdot t}{\Delta B \cdot A_e} \quad (4.3.6)$$

Em que V_{TR} é a tensão no lado do primário, t é a duração do pulso, ΔB é a variação do fluxo pico a pico, e A_e a área transversal do núcleo.

A primeira tarefa é encontrar o máximo produto volt-segundo no numerador. A figura 32 mostra o produto volt-segundo para ambos os casos, para o acionamento de uma ou duas chaves, como função da razão cíclica do conversor.

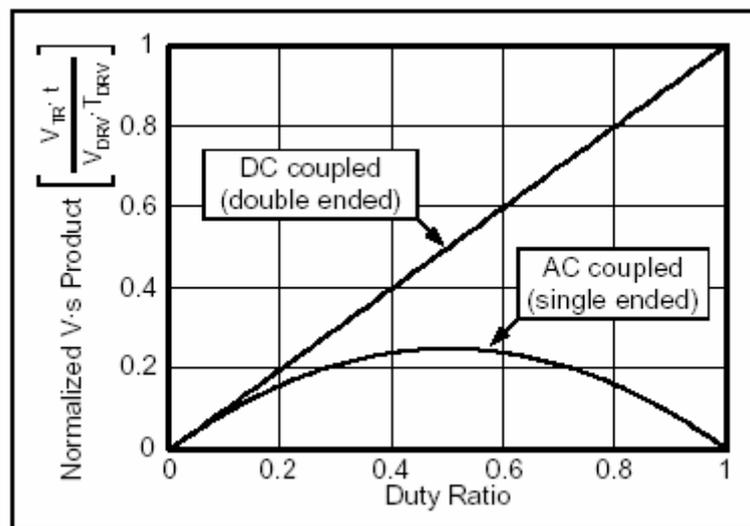


Figura 32 - Transformador de pulso volt-segundo vs. Razão cíclica (Balogh, 1997).

Para um circuito com acionamento de uma chave, o pior caso é $D=0,5$, que é quando o acoplamento alcança o valor de pico do volt-segundo.

O próximo passo foi definir o núcleo a ser utilizado neste pior caso. Será utilizado um núcleo toroidal Thornton (Thornton, 2007) modelo NT - 10/5/2, cujo A_e é igual a $4,8\text{mm}^2$ com uma variação de densidade do fluxo magnético de 2,5 Gauss, tem-se que o número de espiras é:

$$N_p = N_s = \frac{15 \cdot 15}{2,5 \cdot 4,8} = 18,75 \rightarrow 19 \text{ espiras} \quad (4.3.7)$$

4.2.2 Sensoriamento da Corrente

O sensoriamento de corrente é realizado através de um transformador de corrente com núcleo de ferrite em alta frequência no pino do dreno do Mosfet da chave M1 que liga a fonte diretamente a carga, através do filtro e do indutor do buck e dos diodos da ponte em que ele é inserido como mostra a figura 33.

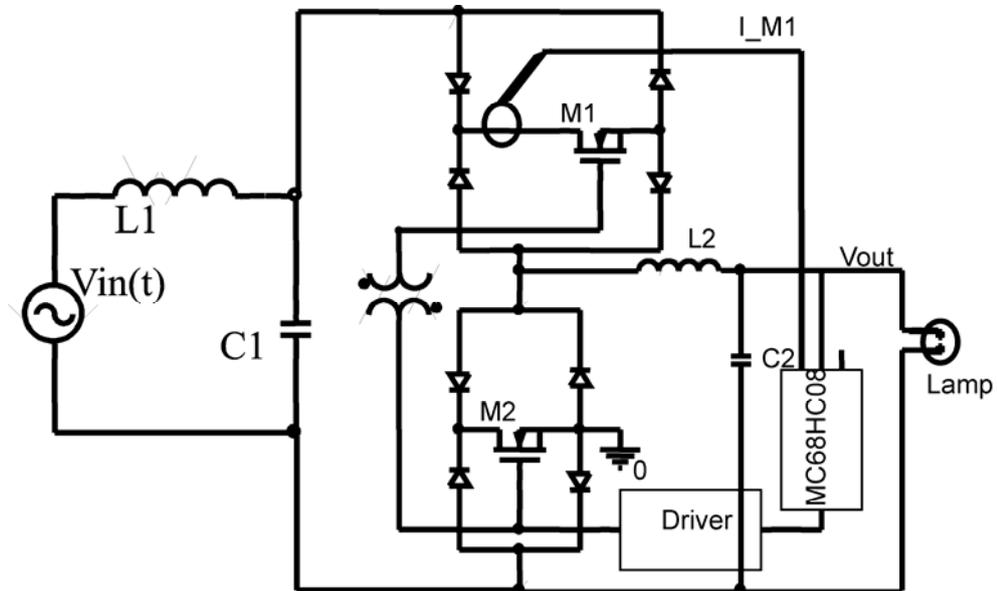


Figura 33 - Circuito indicativo da localização do sensor de corrente

Foi escolhido o sensoriamento no Mosfet e não na saída para a lâmpada para que o transformador de corrente ficasse minimizado graças à operação em alta frequência.

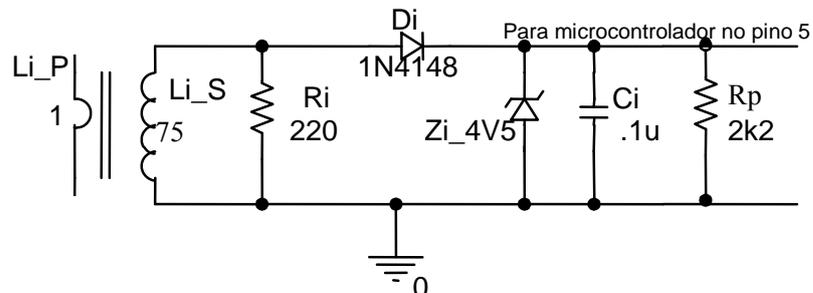


Figura 34 - Circuito do sensor de corrente com filtro para o microcontrolador

Com a relação de espiras de um para setenta e cinco (1:75) e uma resistência R_i de 150Ω ter-se-ia teoricamente que para cada Ampère na chave resultaria em 2V sobre o resistor. Mas com as perdas no enrolamento toroidal, na junção do diodo zener e de condução de D_i , além do arredondamento para valores comerciais, um resistor de 220Ω atende o propósito. O diodo Zener de 4,5V é necessário para que não ocorram picos de tensão no pino do AD do microcontrolador, o que certamente iria inutilizá-lo.

Para facilitar os cálculos, a corrente de saída recebeu um ajuste fino para calibrar o circuito de modo que cada ampère resulte em 100 níveis do conversor analógico digital do microcontrolador. Isto foi conseguido ajustando-se o Resistor R_p em $2.2k\Omega$.

A escolha por um enrolamento toroidal de ferrite no circuito de monitoração de corrente se deve a capacidade de conseguir uma alta indutância com uma mínima área e com baixas perdas.

O microcontrolador disponível possui uma taxa máxima de amostragem no seu circuito AD de 62kHz, que é inferior a 2 vezes a frequência de chaveamento do circuito. Assim sendo, para conseguir um valor médio da corrente na chave deve-se modificar o circuito inserindo-se um filtro grampeador no nível de tensão máxima, que corresponde ao valor de pico da corrente. Este grampeador têm a função de filtrar os picos no fechamento da chave, viabilizando o sistema e compensando a queda de tensão do diodo grampeador.

O circuito apresentado obteve como resultado de simulação a resposta apresentada na figura 35 que mesmo apresentando uma ondulação de corrente acentuada na saída ao redor do valor médio tem-se uma tensão aceitável no pino do microcontrolador.

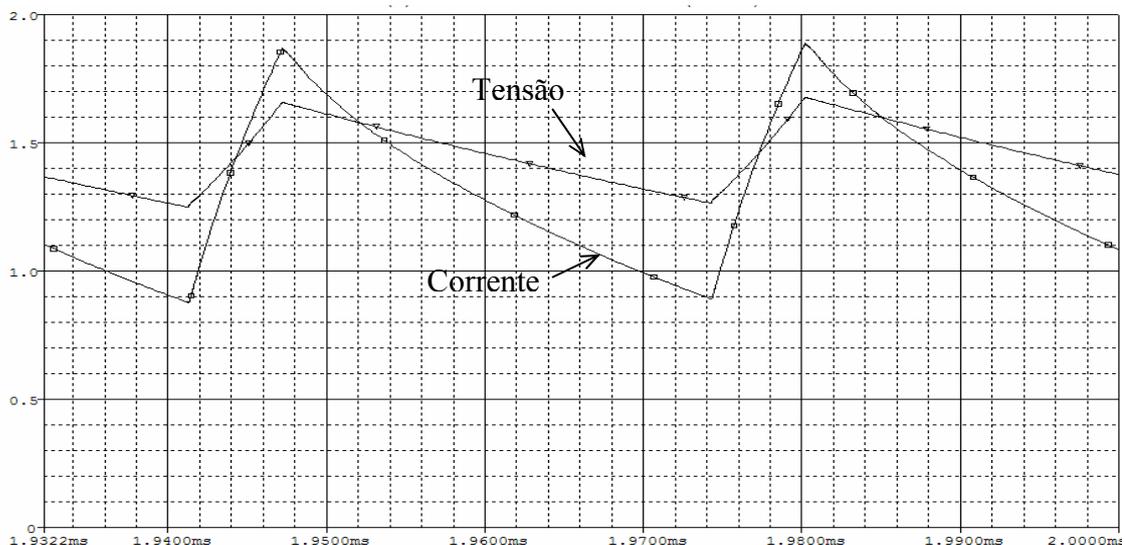


Figura 35 - Resultados de simulação da corrente de saída (□) e da tensão entregue ao microcontrolador (▽)

4.2.3 Fonte Auxiliar de Alimentação

Visando um baixo custo na fonte de alimentação auxiliar projetamos o circuito da figura 36 para alimentar o microcontrolador com seus periféricos e o driver das chaves totalizando 0,5W:

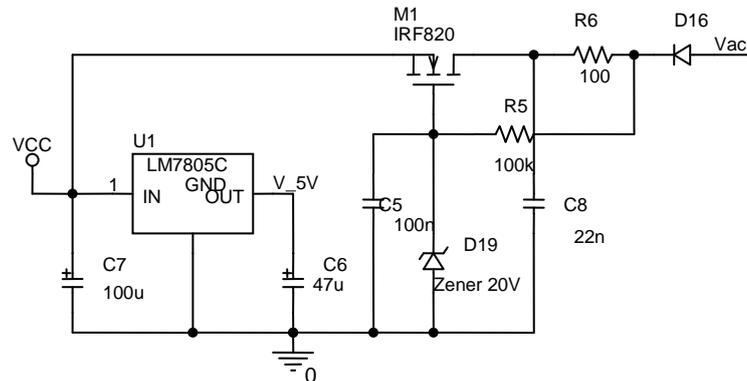


Figura 36 - Circuito auxiliar de alimentação do Ballast HPS

O circuito da figura 36 de baixo custo foi implementado e apresentou perdas na chave dependente da razão cíclica do conversor por estar dentro da ponte de diodos da chave principal M2 assim o valor dissipado ficou em torno de 7W na chave mais 1W nos resistores.

Para reduzir as perdas sem aumentar consideravelmente os custos foi formulado o circuito da figura 37.

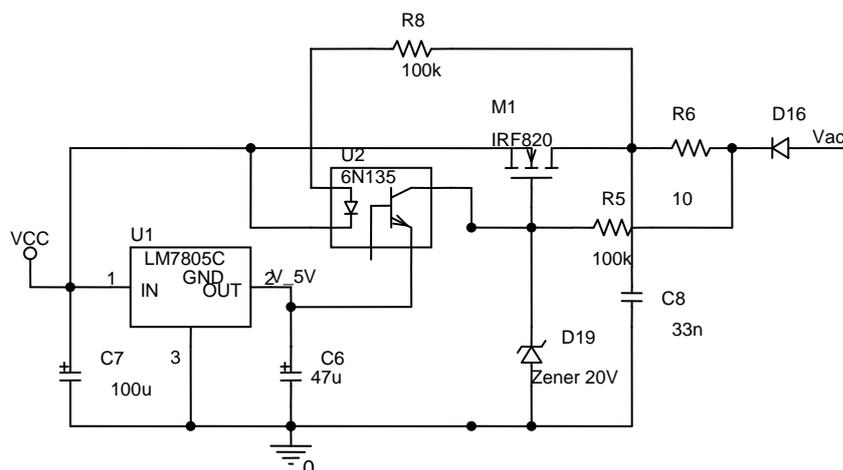


Figura 37 - Circuito modificado pulsador para a fonte auxiliar

A figura 37 apresenta o circuito modificado de modo a reduzir as perdas por condução na região linear do conversor, assim no momento que a tensão entre Vac e o 0 esta próxima de 20V a chave entra em condução com baixa tensão entre drain e source. No momento em que a

tensão em Vac passa de aproximadamente 100V o optoacoplador para uso chaveado (6N135) reduz a tensão no gatilho do MOSFET para entorno de 6V retirando-o de condução. O mesmo ocorre no momento em que a tensão da senóide de entrada esta retornando a 0. Como este circuito esta inserido dentro da ponte da chave principal as perdas nos resistores de 100k somado com o MOSFET ficou entorno de 4W.

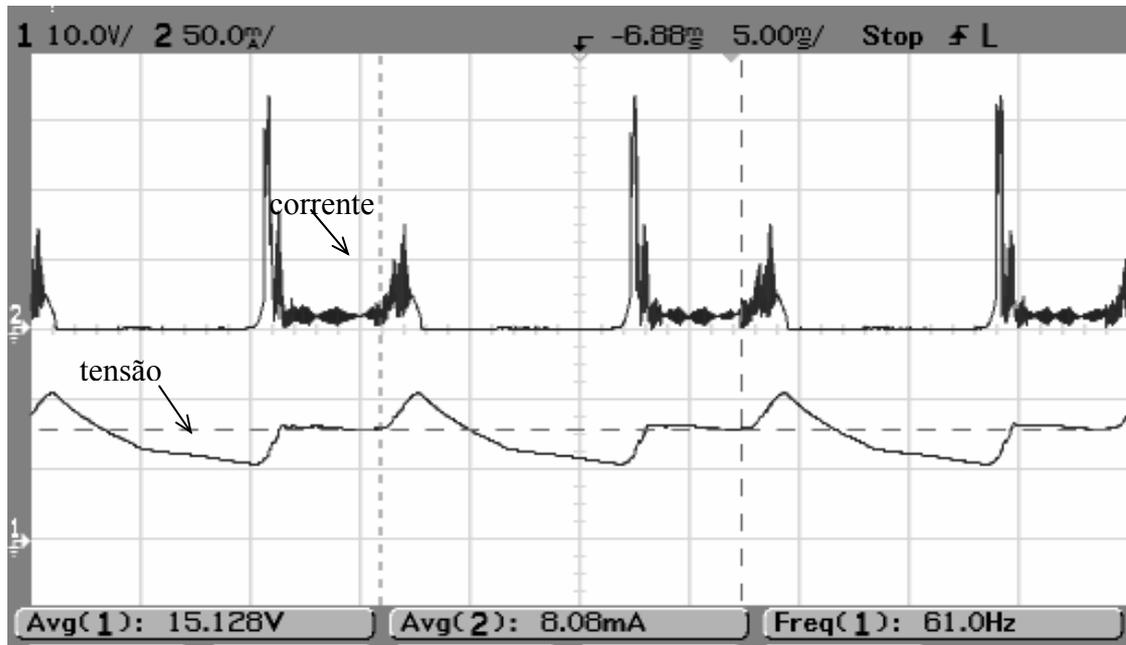


Figura 38 - Corrente de entrada e tensão de saída da fonte auxiliar.

Na fonte proposta existem dois níveis de tensão, o primeiro se encontra em torno de $14V_{CC}$ e é conseguido diretamente na saída da fonte, e o segundo é $5V_{CC}$ obtidos a partir do nível anterior, onde o mesmo é rebaixado e regulado por um regulador de tensão.

4.2.4 Sensoriamento da Tensão

Temos dois pontos necessários de tensão a serem sensoriados no conversor, o primeiro é a tensão de entrada após o filtro e o segundo é a tensão de alimentação da lâmpada. A figura 39 mostra o circuito implementado para que quando a tensão em C4 passe por zero quanto 2,5Volts são aplicados no pino do AD do microcontrolador de modo a sincronizar o sinal de referência do controle com a tensão de alimentação e monitor os níveis mínimos e máximos de tensão para operação do conversor.

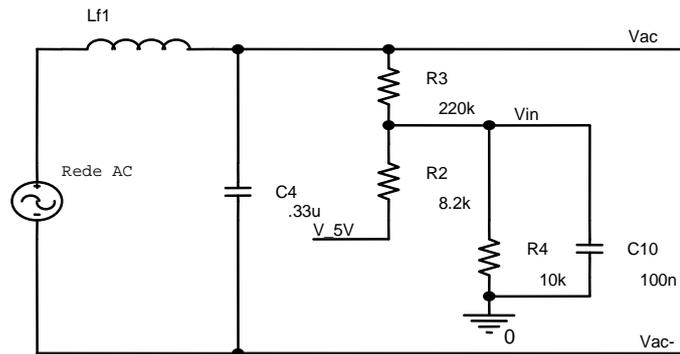


Figura 39 - Circuito de monitoramento da tensão de entrada

A figura 39 apresenta um capacitor C10 eletrolítico de 100nF - 10V para filtrar a ondulação de chaveamento, mas impõe um atraso que é compensado via software. A divisão resistiva leva em conta a corrente drenada pelo conversor AD e por isto os valores de R2 pelo paralelo de R3 e R4 não são iguais.

Para a tensão de saída projetou-se o circuito da figura 40.

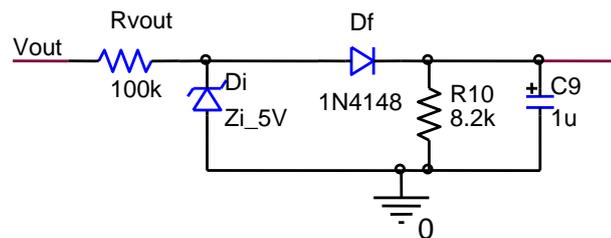


Figura 40 - Circuito de sensoriamento da tensão de pico na lâmpada

A figura 40 é um circuito grampeador de tensão onde o valor de pico na frequência da rede é armazenado pelo capacitor eletrolítico de 1 μ F por 10V para leitura pelo microcontrolador a cada semi-ciclo da rede.

4.3. Esquema para Controle do Reator Utilizando Microcontrolador MC68HC08

A escolha de um tipo de microcontrolador específico dentro de determinadas famílias se torna uma tarefa um tanto quanto difícil, lembrando sempre o fator primordial em se tratando de reator eletrônico, o custo. Dentro de diversas possibilidades foi escolhido o microcontrolador que melhor se adaptasse as necessidades do projeto, o qual possuísse baixo custo, tamanho reduzido, fácil aplicabilidade, número reduzido de componentes externos para o seu funcionamento e disponibilidade de uso.

A escolha consiste em determinar as tarefas as quais o microcontrolador terá que executar, qual o custo, se possui recursos dentro do componente, minimizando componentes

externos, qual disponibilidade, suporte para o desenvolvimento, robustez, tamanho e facilidade de uso (Michel, 2002).

Dentre muitas possibilidades o microcontrolador de oito bits fabricado pela Motorola sob o código MC68HC908QY4 e todos os membros da família HC08 da Motorola, caracterizam-se por seu baixo custo e alto desempenho. Eles utilizam a unidade de processamento denominada CPU08 e estão disponíveis em diversas variedades de apresentação (8 a 40 pinos) e em diversos tamanhos de memória. (1.5K, a 32K). Dentro das principais características destes microcontroladores é de possuírem memória flash (apagamento e gravação eletricamente), canais de conversores analógico/digital (ADC). O microcontrolador MC68HC908QY4 (simplificado para HC08QY4) foi escolhido pela boa relação custo benefícios e por estar disponível no laboratório e no comercio local.

O esquema de controle utilizado no reator utilizando microcontrolador HC08QY4 é apresentado na figura 41 para monitorar entre outros a potência que esta sendo entregue a lâmpada.

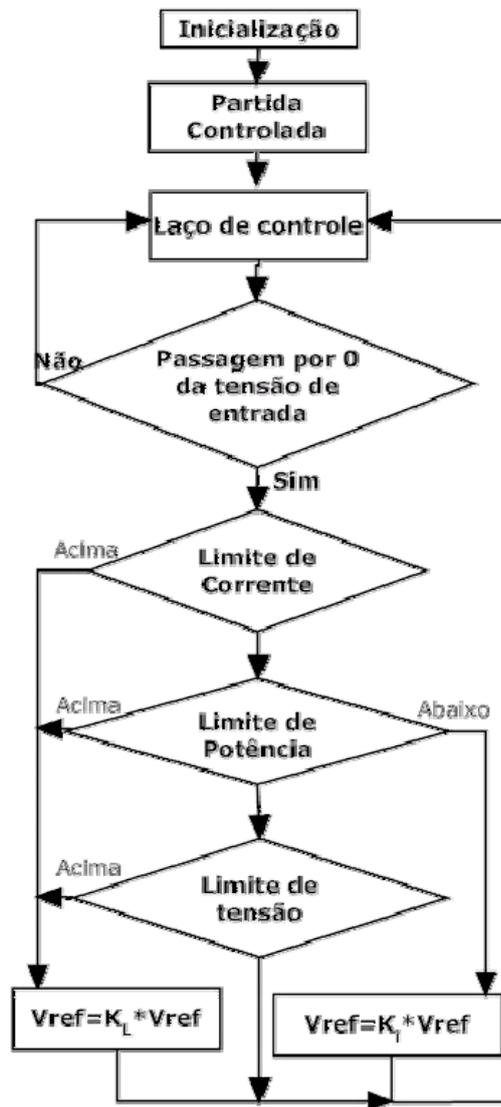


Figura 41 - Esquema empregado no software do microcontrolador

O V_{ref} é uma tabela de referência que se constitui de 33 pontos de uma senóide multiplicado por uma constante que ajusta a tabela de referência a cada semiciclo da rede. A constante K_L foi definida na prática em $\frac{1}{2}$ devido aos rápidos picos de corrente que podem surgir se a lâmpada piscar K_i inicial igual a 80. O cálculo da potência multiplica o valor de pico da tensão e da corrente e compara se esta abaixo ou acima com um histerese de 256 valores que resulta em um erro de até 2W. No semiciclo negativo há um pequeno decremento na tensão do grameador da tensão de saída que resulta num erro que é compensado pelo controle no ciclo positivo até que a potência fique dentro da faixa de histerese e por isto a faixa de histerese deve ser grande.

Foi utilizado o seu circuito interno de geração de clock, mas principalmente utilizando o circuito de partida por ressonância deve-se utilizar um cristal externo, pois este circuito interno pode apresentar até 20% de erro com uma variação grande durante a sua vida útil.

4.4. Resultados de simulação.

Para simulação no Orcad do circuito completo utilizou-se as chaves S1 e S2 para realizar a função do driver ucc27322 da empresa Texas Instruments e o pino 12 do microcontrolador é representado pela fonte V3.

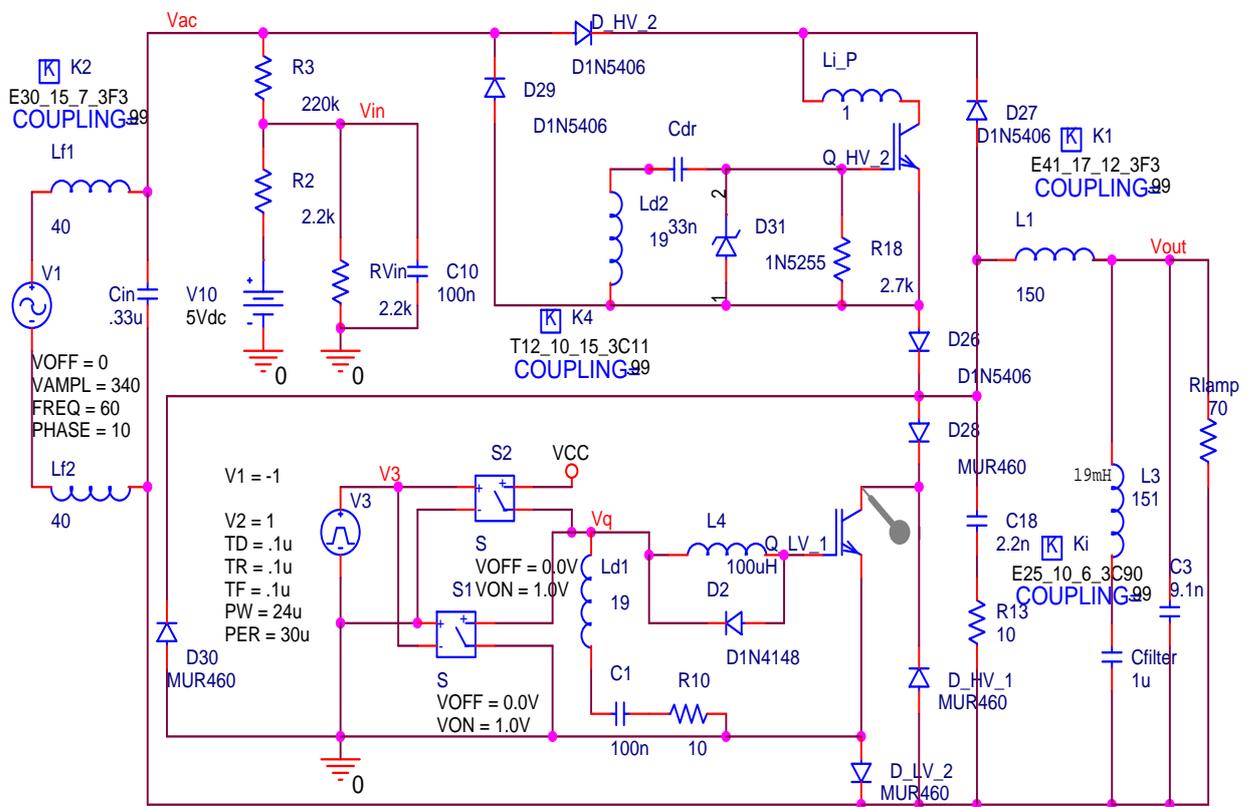


Figura 42 - Circuito para simulação

A figura 43 apresenta a tensão na resistência equivalente da lâmpada e a potência RMS que é dissipada nela.

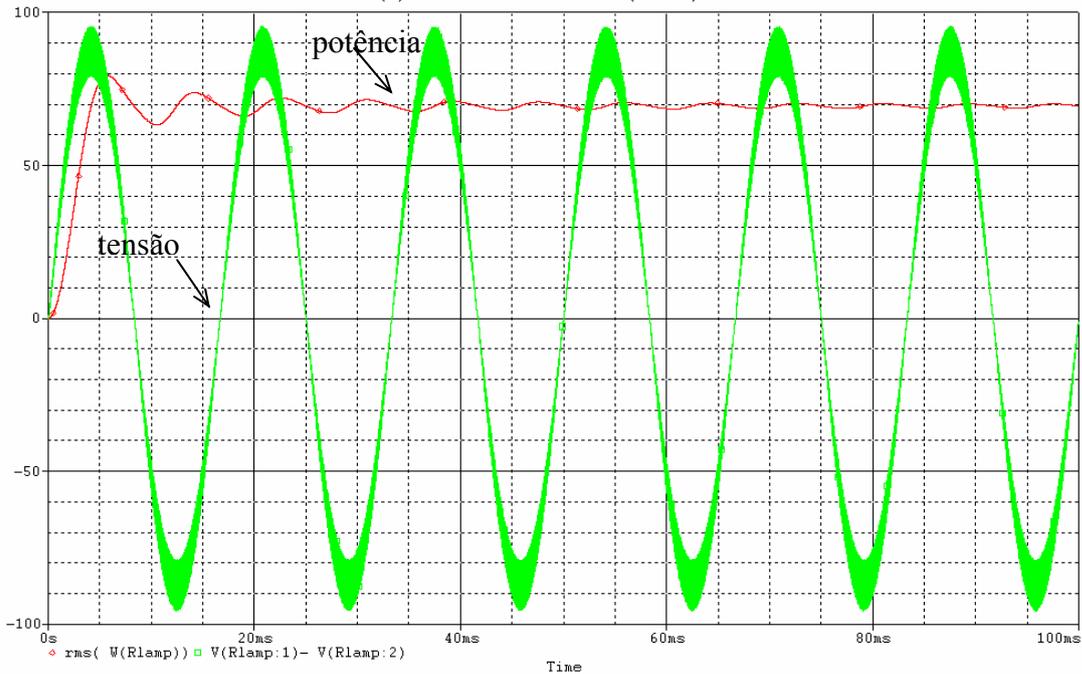


Figura 43 - Tensão e potência na resistência equivalente da lâmpada.

4.5. Resultados práticos.

Para a confecção da placa de circuito impresso alterou-se as fontes por conectores e pelos circuitos integrados que compõe o sistema como é apresentado na figura 44.

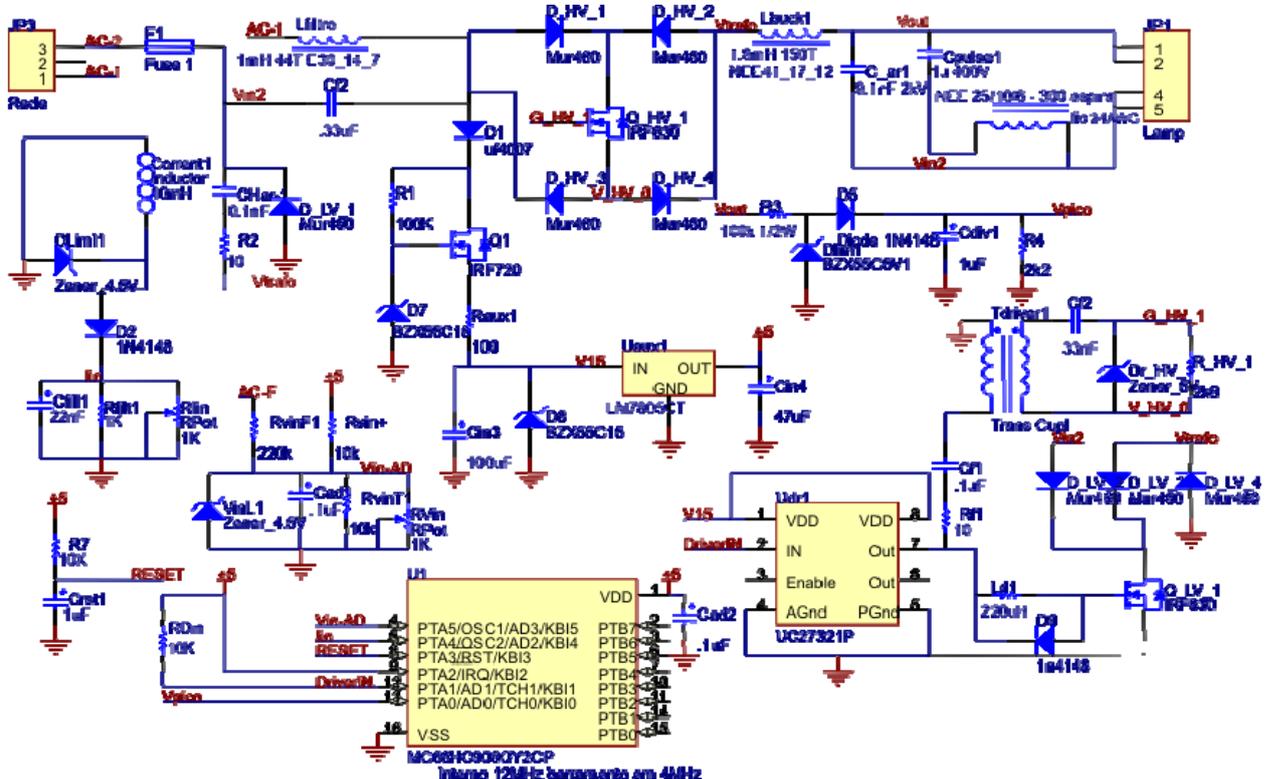


Figura 44 - Circuito completo para confecção da placa de circuito impresso.

Após a confecção do circuito impresso o protótipo foi montado e é mostrado na figura 45.



Figura 45 - Foto do Protótipo.

As formas de onda mostradas na figura 46 foram obtidas através de um osciloscópio Agilent de 200 mega amostras e denotam o comportamento do protótipo testado, e foram adquiridas com o reator funcionando em regime.

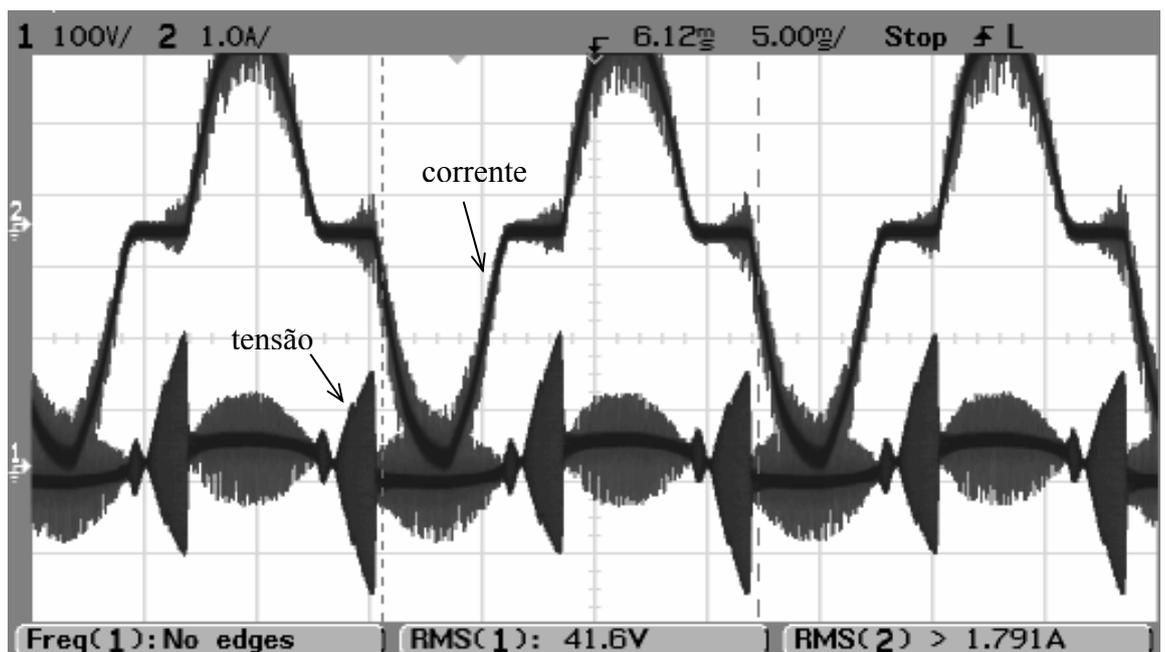


Figura 46 - Corrente e tensão na lâmpada em regime permanente.

A corrente da figura 46 possui uma distorção ao passar por 0 causadas pela necessidade de elevarmos a tensão a níveis suficientes para a re-ignição que é necessária a cada semi-ciclo ocorra, mas não causou ressonância acústica a níveis visíveis.

Os ruídos da tensão e corrente da figura 46 são causados pelas ponteiras diferenciais que mesmo com as duas ponteiras no terra apresentava estas formas de onda de ruído, e como o indutor L3 que permite a ressonância já saturou temos a operação normal do capacitor C2 que é de 1uF de polietileno portanto de baixas perdas nesta frequência sendo que se não fosse da ponteira a energia necessária para formar este ruído seria enorme para esta amplitude.

Nota-se na figura 47 que a ondulação de corrente na lâmpada ficou um pouco acima do projetado, em torno de 10% porque esta aquisição é durante o pior caso que é durante a partida da lâmpada com corrente de 2A. Para a operação em regime a ondulação ficou abaixo de 5%. A distorção da corrente com a passagem por 0 da tensão de entrada e causada pela necessidade de uma tensão de até 300V para a re-ignição a cada semiciclo (Yan, 2004).

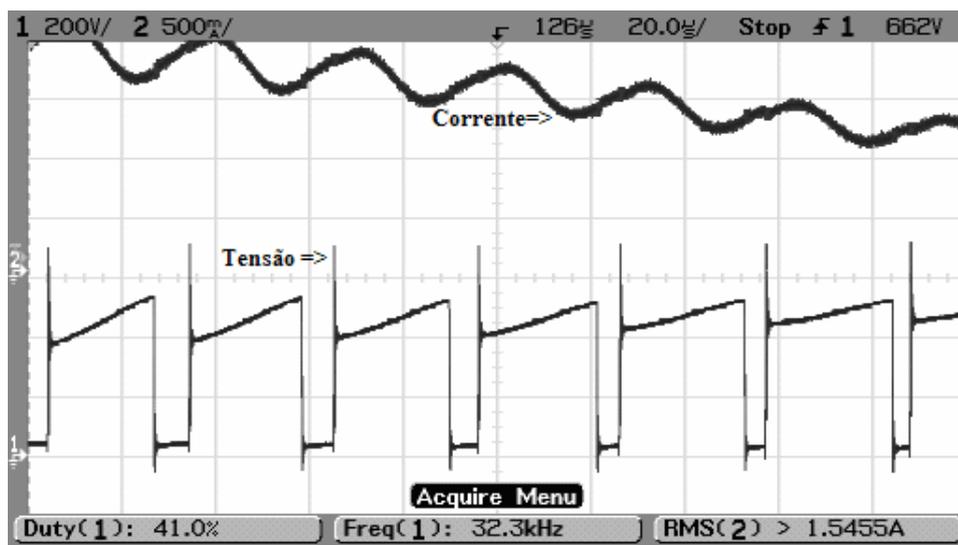


Figura 47 - Corrente na carga e tensão na chave M1

Mesmo com todos os ajustes de tempo de comutação entre uma chave e a outra tem-se um tico de tensão da chave o que justifica a utilização de chaves e diodos de no mínimo 600V.

Após longo aquecimento da lâmpada ($V_{out} < 70V_{rms}$) mediu-se o rendimento do sistema completo (Circuito de Potência, Comando, etc...) com a tensão de entrada em 220Vrms e para a potência nominal de saída a potência de entrada era de 84W, portanto:

$$\eta = \frac{70W}{84W} * 100\% = 83\% \quad (4.3.7)$$

Na figura 48 é apresentado a distribuição dos 14W de perdas do circuito.

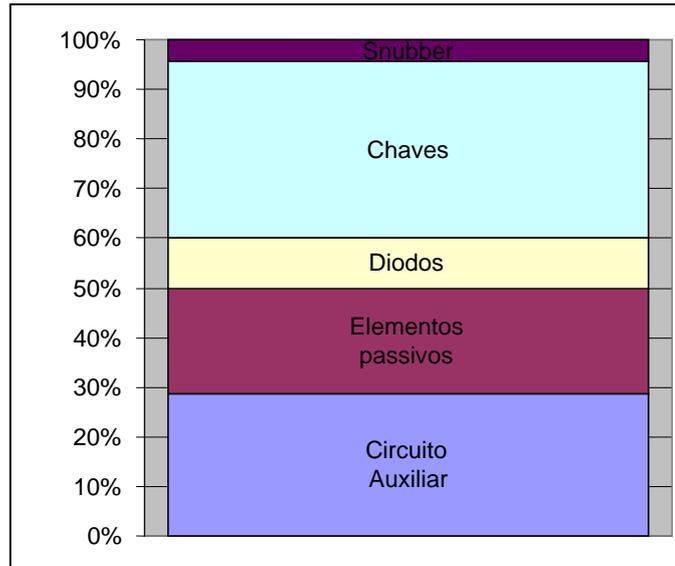


Figura 48 - Distribuição das perdas do circuito

Para tensões na lâmpada maiores o circuito apresenta rendimentos melhores e para esta lâmpada de baixa potência o circuito auxiliar correspondeu a quase 30% das perdas que devem se manter as mesmas para outras potências de lâmpadas e com isto melhorando diretamente o rendimento.

As perdas das chaves pode ser reduzida drasticamente com as chaves sendo CoolMOS código SPP02N60S5 disponível na Europa a custos até inferiores as chaves utilizadas mas que não foram encontradas no Brasil.

4.6. Conclusão

Foram apresentadas nesse capítulo uma análise do funcionamento e uma metodologia de projeto do conversor com sua estrutura de controle.

Foi concluído com sucesso o controle da planta com frequência fixa pela razão cíclica da chave (PWM) através da realimentação da corrente em L1.

Um grande problema da configuração Chopper AC é o ajuste dos tempos de comutação de um Mosfet para o outro. No circuito Buck DC no momento em que a chave é aberta quase que instantaneamente o diodo entra em condução, já no Chopper AC se não ocorrer o fechamento do Mosfet que coloca em roda livre o filtro de saída do conversor surgirá uma sobre tensão na outra chave levando a sua queima. Para dar uma margem de tempo entre a abertura de um Mosfet e a entrada em condução do outro foi elaborado um circuito resistor capacitor série entre a saída do filtro de entrada e o indutor do filtro de saída, assim ficando em paralelo com o conjunto da ponte de diodos e Mosfet, chamados a partir

deste ponto simplesmente de Snubber RC. Não foram demonstrados os cálculos do Snubber RC por ele ser definido de forma prática em conjunto com o ajuste do tempo de comutação de um Mosfet para o outro.

O ajuste entre a entrada em condução de um Mosfet para o outro foi efetuado através da inserção de um micro indutor de ferrite com $300\mu\text{H}$ e um diodo 1N4148 no gatilho deles. O indutor retardará a carga da capacitância interna do Mosfet que varia muito entre modelos e fabricantes. Utilizando-se o Mosfet IRFBE30 e os diodos MUR460 da International Rectifier na prática tem-se 30ns de atraso.

Os resultados experimentais demonstram a eficiência do tipo de controle exercido pelo microcontrolador no comando do reator eletrônico.

Com os resultados experimentais foi comprovado que é possível o controle do sistema por microcontrolador com robustez baixo custo e simplicidade.

5. CONCLUSÃO

O trabalho desenvolvido apresentou a aplicação de um conversor ainda não explorado para lâmpadas de alta pressão através da determinação de uma metodologia adequada de projeto e controle. O Chopper AC implementado foi montado com dois métodos diferentes de ignição da lâmpada, onde o método ressonante apresentou melhores resultados com um custo inferior ao utilizando um pulso com o dispositivo SIDAC.

O reator atingiu o objetivo de um baixo custo com um fator de potência praticamente unitário e ótima regulação da potência entregue a lâmpada. A partida é rápida e segura com um tempo de aquecimento inferior aos eletromagnéticos resultado em um nível de iluminação inicial bem superior.

O protótipo apresentou ondulações baixas de corrente na lâmpada e, portanto não excitou visivelmente a ressonância acústica nas lâmpadas de diferentes horas de funcionamento disponíveis no laboratório.

O microcontrolador utilizado possui 16 pinos, mas é utilizado somente 6 pinos no circuito e sendo assim para trabalhos futuros pode-se utilizar um microcontrolador modelo MC68HC908QT2 que possui somente 8 pinos e um custo bem inferior.

Na Europa o uso de chaves utilizando a tecnologia CoolMOS vem aumentando pois possuem perdas bem inferiores ao utilizado neste projeto. O custo das chaves CoolMOS esta caindo rapidamente na Europa viabilizando para esta aplicação sua utilização.

Dessa forma, este trabalho procurou contribuir para o desenvolvimento de reatores eletrônicos em iluminação com altos rendimentos (podendo chegar acima de 90%) para lâmpadas de alta pressão aumentando sua vida útil através da regulação de potência e redução de custos.

6. SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

- Para um projeto futuro uma nova forma de alimentação do circuito auxiliar deve ser formulada para minimizar o impacto no rendimento do reator para lâmpadas de baixa potência.
- Projetar este conversor para trabalhar com lâmpadas de múltiplos vapores metálicos.
- Explorar uma técnica de controle no microcontrolador para níveis reduzidos de potência juntamente com um protocolo de comunicação.
- Deve-se estudar uma melhor forma de avaliar o rendimento.
- Modificar o circuito para utilização na nova tecnologia de chaves CoolMOS com o código SPP02N60S5 disponível na Europa a custos até inferiores as chaves utilizadas e com perdas de condução e comutação bem inferiores.
- O reator Chopper AC com conversor abaixador de tensão pode ser implementado com reforçador de corrente como foi apresentado para o caso DC por (Nelson, 1988). O circuito Buck AC tendo a energia do indutor sendo descarregada por um secundário é visto na figura 49 ficando configurado como um reforçador de corrente em forma AC que apresenta a característica de abaixador de tensão bem como o DC, mas com a relação de transformação na relação entrada saída como é apresentado na equação (6.1). No circuito da figura 49 visualiza-se a estrutura básica que originalmente é chamado de Current-Boosted Buck que na forma AC não foi encontrado na literatura, com um filtro passa-baixas de entrada acoplada. A principal vantagem deste circuito esta na possibilidade de na segunda chave ter uma maior liberdade na escolha de suas características dada pela relação de transformação.

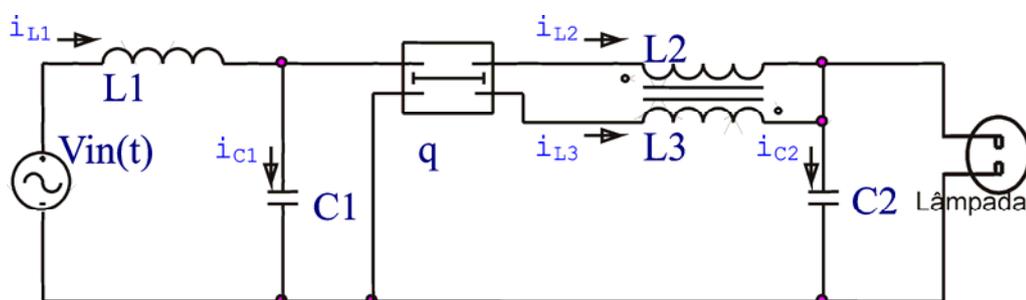


Figura 49 - Circuito proposto para futuras análises

$$D := \frac{V_{out}}{V_{out} + n \cdot V_{in} - n \cdot V_{out}}$$

(6.1)

Na figura 50 é apresentada as principais formas de onda ideais para este circuito.

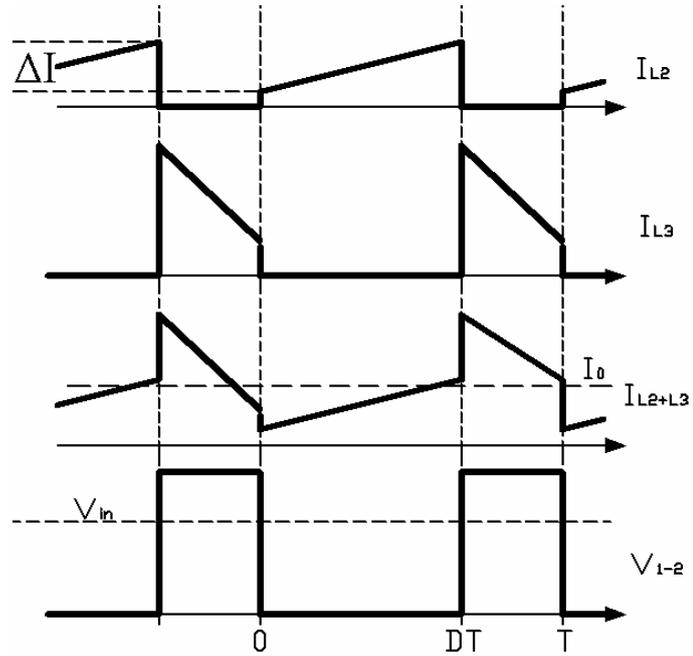


Figura 50 - Formas de onda para o conversor Current-Boosted Buck no modo de condução contínua.

7. BIBLIOGRAFIA

ALLEN, G. R.; ALLISON, J. M.; DAVENPORT, J. M.; HANSLER, R. L.; KING, K. S. Acoustic resonance operation of xenon-metal halide lamps on unidirectional current, **US Patent** number 5,198,727, mar. 1993.

ALONSO, J. M. Acoustic Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps under Low-Frequency Square-Waveform Operation. **IEEE**, 2005.

ALONSO, J. M.; COSTA, M. A. D. A Novel Low-Cost Electronic Ballast to Supply Metal Halide Lamps. **IEEE**, 2005.

ALONSO, J. M.; Ferrero, J. M. et al. A unity power factor electronic ballast for HPS lamps, resonant current controlled. **IECON'98**, 1998

ANDRÉ, A. S. Electroic ballasts for high-pressure sodium lamps with acoustic resonance avoidance, **VII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)**. Fortaleza/CE, 2003.

BALOGH, Laszlo. Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits. [1997].

BLOM, A. C. Circuit arrangement with improved power-factor for feeding a discharge lamp. **US Patent** number 6,294,882, Set. 2001.

CALDEIRA, P.; BOURDILLON, L., Holtslag, A. H. and Qian, J., Controller for a gás discharge lamp with variable inverter frequency and with lamp power and bus voltage control. **U.S. Patent** number 5,623,187, 1997.

CHEN, Chi-Tsong, Introduction to Linear System Theory – 01/1970 – 431p

CHENG, David K.W. A Simple Electronic Ballast with High power Factor for Metal Halide (MH) Lamps. **Power Electronics and Drive Systems (PEDS)**, 2003.

COATO, J. R.; MARSDEN, A. M. et al. Lamps and Lighting. 4ª Edição, 1997. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 26, no. 4, p. 832-840, jul./ago. 1990.

CORREA, F. A. Estudo de ignitores de pulsos superpostos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Dissertação de mestrado submetida à Escola Politécnica da USP – São Paulo, 2000.

DALLA COSTA, M. A.; ALONSO, J. M.; GARCIA, J.; CARDESIN, J.; RICO-SECADES, M. Acoustic Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps Under Low-Frequency Square-Waveform Operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Volume 22, Issue 3, Part Special Section on Lighting Applications, Mai. 2007. p. 735 – 743.

DENNEMAN, J. W. Acoustic resonance in high frequency operated low wattage metal halide lamps. **Philips Journal of Research**, 1983.

DIXON, Lloyd. Average Current Mode Control of Switching Power Supplies. Application Note U-140. **Unitrode**. <http://www.ti.com>.

EGERT, F. A. ; PRADO, R. N. ; CAMPOS, Alexandre . A Review About Electronic Ballasts For High Intesity Discharge Lamps. In: 7th WSEAS International Conference on Circuits, 2003, Corfu. Proceedings of 7th WSEAS International Conference on Circuits. Corfu : WSEAS, 2003. v. 1. p. 275

EVELEIGH, V. W. Introduction to Control Systems Design. **McGraw-Hill**.

GARCIA, J. G. et al. New control Strategy in Square-Wave Inverters for Low Wattage Metal Halide Lamps Supply to Avoid Acoustic Ressonances. **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, v.2, p. 984-990, 2004.

GROOT, J. J.; VLIET, J.A. J. M. The High-Pressure Sodium Lamp, **Philips Technical Library**, 1986.

HART, Daniel W. Introduction to power eletronics. **Ed. Prentice-Hall**, Inc. 418p. 1997.

HOLTSLAG, A. H. Method and controller for detecting arc instabilities in gás discharge lamps. **U.S. Patent** number 5,569,984, 1996.

HU, Yongxuan. **Analysis and design of high-intensity-discharge lamp ballast for automotive headlamp**. M.Sc. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.

IESNA. Lighting Handbook – Reference & Application. **Illuminating Engineering Society of North America Publications Department**, New York, USA, 2000.

KAISER, W. **Alimentação Pulsada de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão**. Tese (livre docência), USP, São Paulo - 2002.

LASKAI, L.; ENJETI, P.; PITEL, I. J. White-noise modulation of high frequency high-intensity discharge lamp ballasts. **IEEE Trans. Industry Applications**, Vol. 34, No. 3, 1998, p. 597-605.

MARCHEZAN, Tiago Bandeira ; PAPPIS, Douglas ; PINTO, Rafael Adaime ; COSTA, Rafael Eduardo da ; CAMPOS, Alexandre ; PRADO, R. N. . Double-Flyback Half-Bridge Electronic Ballast to Supply HPS Lamps. In: Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 32nd Annual Conference of IEEE, 2005, Raleigh. Proceedings of Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 32nd Annual Conference of IEEE. New York : IEEE, 2005. v. 1. p. 798-802.

MCVEY, C. I., High-pressure sodium lamp technology, **IEE Proc. Pt. A**, Vol 127, nº 3, abr. 1980, p. 158-164.

MICHEL, A. L. **Sistema Eletrônico Auto-Oscilante com Controle de Intensidade Luminosa por Microcontrolador**. 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria.

NASHELSKY L.; BOYLESTAD, R. Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos Quinta Edição. **Ed. Prentice, Hall do Brasil**.

NELSON, Carl T. Current boosted switching regulator. **US Patent** number 4,731,719, 15 Mar. 1988.

NERONE, L. R. Metal Halide Electronic Ballast. **US Patent** number 5,381,076, Janeiro 1995.

NERONE, L. R.; KACHMARIK, D. J. Gas discharge lamp ballast with tap less feedback circuit. **US Patent** number 6,150,769, nov. 2000.

OLIVEIRA K. E.; et al., Microprocessor based harmonic elimination in chopper type ac voltage regulators, **IEEE Trans. Power Electron**, vol. 5, no.2, pp.191-200, abr. 1990.

OLIVEIRA, D. S. Jr., Luis C. Tomaselli. Estudo de um conversor CC-CC buck-boost. Apostila, INEP-UFSC.

OLSEN, J. A.; MOSKOWITZ, W. P.; NEWELL, P. B.; BRATES, N. System for and method of operating a mercury free discharge lamp. **US Patent** number 6,124,683, Set. 2000.

OLSEN, J. Effect of a Small Amount of Ripple in a Metal Halide System. **IEEE IAS, Annual Meeting**, 2005.

PAUL, J. D.; REDL, R. High efficiency electronic ballast for high intensity discharge lamps. **U.S. Patent** number 5,677,602, 1997.

PENG, H.; RATANAPANACHOTE, S.; ENJETI, P.; LASKAI, L.; PITEL, I. Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MH) lamps and an approach to detect its occurrence. **IEEE Industry Application Society**. 1997, p. 2276 – 2283.

PHILIPS. Application Guide To Lamp Control Gear High-Intensity Discharge Lamps. 1998.

PRADO, R. N. do. Projetos de Circuitos Magnéticos. Apostila UFSM, 2003.

REDL, R.; PAUL, J. D. A new high-frequency and high-efficiency electronic ballast for HID lamps: topology, analysis, design, and experimental results. **IEEE APEC Proceedings**, mar. 1999, p. 486-492.

RUSCASSIÉ, R. Defining acoustic resonances in dimmed HID lamps using a finite element model, **IEEE**, 2005.

SHÄFER, R.; STORMBERG, H. P. Investigations on the fundamental longitudinal acoustic resonance of high pressure discharge lamps. **Journal Appl. Phys**, Maio 1982, p. 3476-3480.

SINCERO, G. C. R., and A. J. Perin. High Pressure Sodium Lamp High Power Factor Electronic Ballasts Using AC-AC Converters. **IEEE Transactions On Power Electronics**, Vol. 22, No. 3, Maio 2007.

SOARES, Anderson A. Sistema Eletrônico para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão. Tese, UFSC, 2004, 131p.

THORNTON Industria. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br>>. Acesso em 4 jun. 2007.

TICHELEN V. P.; WEYEN, D.; GEENS, R.; LODWEYCKX, J.; HEREMANS, G. A novel dimmable electronic ballast for street lighting with HPS lamps. **IEEE Industry Application Society**, 2000, p. 3419-3422.

TRZYNADLOWSKI, Andrzej. Introduction to modern power electronics. **Ed. John Wiley e Sons, Inc.** 1998. 435p.

WITTING, H. L. Acoustic Resonances in Cylindrical high-pressure arc discharges. **American Institute of Physics**. Vol. 49, No. 5, Mai. 1978, p. 2680-2683.

YAN, W. Improved High-Intensity Discharge Lamp Model Including Acoustic Resonant Effect on the Lamp Arc Resistance. **IEEE Transaction on Industrial electronics**, vol. 19, 2004, p. 1661-1668.

YAN, W.; HO, Y. K. E.; HUI, S. Y. R. Investigation on Methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge (HID) lamps. **IAS'2000 IEEE Industry Application Society annual Meeting**, p. 3399-3406

YAN, Wei. Dimming Characteristics of Large-scale High-Intensity- Discharge (HID) Lamp Lighting Networks using a Central Energy-Saving System, **IEEE**, 2006.

YAN, W. ; HO, Y. K. E.; HUI, S. Y. R. Stability Study and Control Methods for Small-Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamps. **IEEE Transactions On Industry Applications**, Vol. 37, No. 5. set. 2001.

ZHOU, J. A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps. **APEC'99**, 1999. p. 480-485.