

ANDERSON SOARES ANDRÉ

**SISTEMA ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS DE
VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO**

**FLORIANÓPOLIS
2004**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

SISTEMA ELETRÔNICO PARA
LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE
ALTA PRESSÃO

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Anderson Soares André

Florianópolis, fevereiro de 2004.

SISTEMA ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO

Anderson Soares André

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Jefferson Luiz Brum Marques
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr Ing.
Presidente

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

Prof. José Luiz de Freitas Vieira, Dr.

Prof. Walter Kaiser, Dr.

DEDICATÓRIA

‘Dedico este trabalho e todo esforço empreendido para seu desenvolvimento à Maria Luiza, minha filha e minha maior alegria. Dedico-o também à Cíntia, minha esposa e como não poderia deixar de fazê-lo, aos meus pais e irmã, que mesmo estando fisicamente distantes, estão sempre perto; em meu coração.’

AGRADECIMENTOS

Sempre temi fazer agradecimentos, com medo de cometer injustiças ou acabar esquecendo pessoas importantes, mas me sinto na obrigação de fazê-los.

- Ao professor Arnaldo, pela orientação e estímulo, durante todos estes longos anos de convivência no INEP.
- Aos demais professores do INEP, que formam uma equipe sempre disposta a colaborar.
- A todos os colegas de mestrado e doutorado, com os quais sempre se compartilha experiências e conhecimentos. Dentre eles, gostaria de dedicar especial agradecimento ao Deives e seus equacionamentos, ao Eduardo Pereira que é uma pessoa de alegria contagiante, ao Wail com suas dicas sobre o uso do MathCad, ao Roger Gules, que contribuiu com muitas dicas para o trabalho e ao Eduardo Deschamps, grande incentivador da minha pós-graduação.
- A muitos alunos de graduação que trabalharam como bolsistas, sendo que alguns deles são agora colegas de pós-graduação, como o Eduardo Pereira, o Ricardo Alves, o Alessandro Batschauer, o Ricardo Wiggers, o Paulo Mario, o Joabel Moia e o Cícero Postiglione. Estes dois últimos contribuíram de forma decisiva na programação do microcontrolador PIC nos últimos meses de implementação prática.
- E a Deus fica o mais importante dos agradecimentos, por ter me concedido a chance, a capacidade e o dom de concluir um curso de doutorado tão exigente como este.
- A família que atuou sempre como elemento de apoio.

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

SISTEMA ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO

Anderson Soares André

Dezembro / 2003

Orientador: Arnaldo José Perin.

Área de Concentração: Eletrônica e Potência e Acionamentos Elétricos.

Palavras-chave: reator eletrônico, HID, lâmpada, alta pressão, sódio, ressonância acústica.

Número de Páginas: 131.

O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a implementação do protótipo de um reator eletrônico destinado à alimentação de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão em alta frequência. A utilização de reatores eletrônicos para alimentar lâmpadas de descarga traz inúmeros benefícios, como aumento do rendimento e redução de peso e volume e possibilidade de inserção de características especiais de funcionamento. No entanto, as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, quando alimentadas em alta frequência, estão sujeitas ao fenômeno conhecido como ressonância acústica. O trabalho desenvolvido visa a concepção de circuitos eletrônicos capazes de alimentar tais lâmpadas em alta frequência evitando a ressonância acústica. São apresentadas todas as etapas intermediárias, que compreendem o estudo teórico do problema e as possíveis soluções já estudadas, além de uma série de dados referentes aos diversos protótipos implementados à medida que o estudo evoluiu.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

HIGH-PRESSURE SODIUM LAMPS ELECTRONIC BALLAST

Anderson Soares André

December /2003

Advisor: Arnaldo José Perin.

Area of Concentration: Power electronics.

Keywords: electronic ballast, HID, lamp, high-pressure, sodium, acoustic resonance.

Number of Pages: 131/

This work presents electronic ballast prototypes development and implementation to operate high-pressure sodium lamps in high frequency. Theoretically, discharge lamps electronic ballasts can take several benefits, like higher performance, smaller weight and volume, and the possibility of integrate special functions in the ballast, mainly when this is controlled by a microcontroller. In other way, high-pressure sodium lamps present a phenomenon known as acoustic resonance, when operated in high frequency. The developed work has as main target the development of electronic circuits able to operate these lamps in high frequency avoiding acoustic resonance. All intermediary steps for the prototype development such as acoustic resonance theoretical study and literature review. Besides it, a series of practical results from the several prototypes developed during the study are also shown.

SUMÁRIO

1	Introdução Geral.....	1
2	Revisão Sobre Luminotécnica e Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão.....	13
2.1	Geração de Luz.....	13
2.1.1	Luminescência.....	14
2.1.2	Fluorescência.....	14
2.1.3	Fosforescência.....	14
2.1.4	Temperatura de Cor.....	14
2.1.5	Índice de Reprodução de Cor.....	14
2.2	Lâmpadas de Descarga Elétrica.....	15
2.2.1	Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão.....	15
2.2.2	Análise de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão.....	19
2.2.3	Conclusões.....	23
3	Estruturas de Circuitos Inversores e Ignitores.....	25
3.1	Estudo de Circuitos Inversores.....	26
3.1.1	Exemplo de Projeto.....	30
3.1.2	Resultados Experimentais.....	31
3.2	Estudo de Circuitos Ignitores.....	33
3.2.1	Fenômenos Físicos do Processo de Ignição.....	34
3.2.2	Circuitos Utilizando Pulso de Tensão.....	39
3.2.3	Circuito Utilizando Ressonância.....	50
3.3	Conclusões.....	60
4	Reatores Desenvolvidos.....	62
4.1	Reator Simples Para Lâmpadas de Vapor de Alta Pressão.....	62
4.1.1	Estágio de Entrada.....	65
4.1.2	Estágio de Saída.....	66
4.1.3	Comportamento da Lâmpada Em Alta Frequência.....	73
4.2	Reator para Lâmpadas de Vapor de Alta Pressão Utilizando Microcontrolador PIC16F873.....	75
4.3	Reator para Lâmpadas de Vapor de Alta Pressão Utilizando Microcontrolador PIC12C874.....	78
4.4	Reator Microcontrolado Com Ajuste de Luminosidade.....	80
4.4.1	Comportamento da Lâmpada com Potência Reduzida.....	84
4.5	Modulações Especiais.....	86
4.5.1	Modulação com Variação de Frequência (MVF).....	87
4.5.2	Variação de Fase (MVA).....	89
4.6	Reator Baixa Frequência.....	92
4.6.1	Reator Baixa Frequência com Filtro LC.....	93
4.6.2	Reator Baixa Frequência com Filtro LLC.....	95
4.7	Reator Microcontrolado com Detecção da Ressonância Acústica por Variação da Impedância da Lâmpada.....	100
4.8	Reator com Detecção da Ressonância Acústica por Observação da Envoltória de Corrente.....	104
4.9	Conclusões.....	110
5	Estágio de Entrada com Correção do Fator de Potência.....	113
5.1	Correção do Fator de Potência Utilizando Conversor Boost.....	113
5.1.1	Projeto.....	113
5.2	Correção do Fator de Potência Utilizando Conversor Direto.....	118
5.3	Conclusões.....	121
6	Conclusão.....	122

1 Introdução Geral

Dados históricos mostram que o homem descobriu a utilidade da iluminação artificial nos tempos da caverna, quando fazia uso do fogo com esta finalidade, comprovando que a humanidade tem feito uso da iluminação artificial por milhares de anos. Tal área do conhecimento humano está em constante evolução, permitindo o desenvolvimento de novas e eficientes fontes de luz.

Uma evolução natural à utilização das fogueiras e das tochas foi o surgimento das lâmpadas que utilizavam óleo combustível e que se tornaram populares ao longo do tempo, sendo produzidas em larga escala nos impérios romano e grego. Já nesta época eram registrados esforços na busca por sistemas que permitissem melhor utilização desta fonte de luz, uma vez que diferentes materiais foram utilizados na produção da lâmpada e na composição do óleo [1].

Durante um longo tempo as formas artificiais de produção de luz foram sendo aperfeiçoadas, mas mantinham como base o princípio de utilização do fogo; como as velas e os sistemas de iluminação a gás, o que caracteriza a estagnação desta área do conhecimento durante este período.

Uma grande revolução nos sistemas de iluminação somente ocorreu depois que o homem dominou a eletricidade, o que colocou a prova a criatividade e o conhecimento científico dos estudiosos da época. Outro fato importante, porém aparentemente acidental, para o desenvolvimento de lâmpadas elétricas foi provavelmente descoberto por Humphry Davy [1]. Ele descobriu que duas peças de carbono conectadas a uma fonte de relativa alta tensão, colocadas próximas uma da outra, levam a geração de um arco elétrico [2]. Não há evidências de que Davy tenha vislumbrado o potencial da utilização deste fenômeno como fonte de luz, já que seus estudos estavam direcionados para experimentos químicos, em que o arco era utilizado para obtenção de calor [1].

À medida que a utilização da eletricidade no desenvolvimento de fontes de luz se difundia, várias técnicas foram testadas, como aquelas aplicadas por Thomas Edison no aperfeiçoamento e conseqüente produção de lâmpadas incandescentes de aplicação prática.

Entretanto, mesmo antes do desenvolvimento da lâmpada incandescente, já se conhecia o fato de que uma descarga elétrica em gás rarefeito produz luminosidade. Tal conhecimento, relatado desde o século 18, só foi explorado de forma prática muitos anos

depois. Uma das primeiras descargas de gás, causada acidentalmente, foi observada por Picard em uma tarde em Paris em 1676, quando carregava um barômetro de mercúrio. O movimento do mercúrio no vácuo de Torricelli causou o fenômeno da luz.



Fig. 1.1 – Lâmpada Incandescente Produzida Por Thomas Edison [3].

Outro dado histórico relevante refere-se à origem do termo descarga, que surgiu no tempo dos primeiros experimentos com condução através de gases com a ajuda da descarga de um capacitor.

A primeira demonstração de sucesso registrada, de uma lâmpada de descarga utilizada para iluminação pública, foi feita em 1876 por um engenheiro russo. A lâmpada de Jablochhoff (ver Fig. 1.2) apresentava simplicidade e baixo custo como maiores diferenças, quando comparada com outras lâmpadas da mesma época. Além disso, a quantidade de luz obtida também superava em muito tudo o que já se tinha obtido. Porém, a grande contribuição da lâmpada de Jablochhoff foi despertar a atenção do público para a iluminação utilizando eletricidade.

Esta lâmpada foi produzida pela Société Générale d'Électricité e usada para iluminar ruas, prédios públicos e docas. Além disso, tornou-se atrativo em praticamente todos os eventos industriais e sobre eletricidade desde o seu lançamento até 1890. Já nesta fase, as lâmpadas elétricas tornaram-se comuns e vários fabricantes surgiram, o que contribuiu para a diversificação das lâmpadas disponíveis e para a popularização do uso das mesmas.

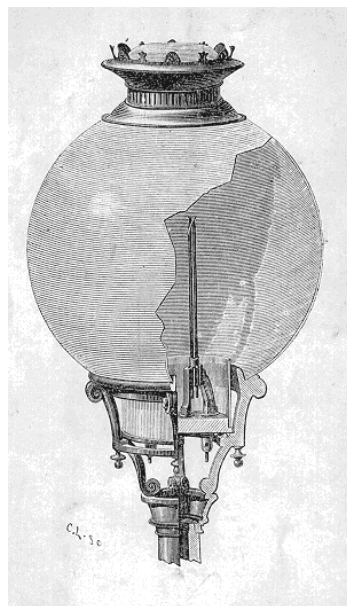


Fig. 1.2 – Lâmpada de Descarga de Jablochkoff.

Durante estes pouco mais de cem anos da existência deste tipo de lâmpada, registrou-se uma grande evolução nos acessórios, como as luminárias; nos elementos auxiliares, como os reatores; e na própria lâmpada. Uma das etapas importantes neste desenvolvimento foi a invenção, por Peter Cooper-Hewitt em 1901, da lâmpada de vapor de mercúrio [1], mas foi somente no último século que o papel desempenhado pelo sódio na luz do sol e na iluminação artificial foi descoberto. Em 1860, Kirchhoff descobriu que as linhas de absorção (“dark lines”) do espectro do sol, anteriormente observadas por Wollaston e Fraunhofer, são idênticas ao amarelo das linhas-D do sódio na luz emitida por chamas [7].

Depois disto, muitos começaram a estudar o fenômeno, mas foi somente em 1920 que a descarga em vapor de sódio a baixa pressão foi obtida. Em 1932 Giles Holst inventou a lâmpada de vapor de sódio de baixa pressão e de baixa tensão. Foi antecipado também que a luz amarela emitida por esta lâmpada seria melhorada com pequena perda na eficiência luminosa se a pressão pudesse ser aumentada dentro de certos limites.

O principal problema para a obtenção da lâmpada de sódio de alta pressão foi encontrar um material para o tubo de descarga transmissor de luz e resistente ao ataque do sódio nas altas temperaturas envolvidas. A primeira lâmpada prática foi construída no início dos anos 60 nos Estados Unidos e seus resultados publicados em 1965 [5], sendo que seus autores, Kurt Schmidt e William Loudon, são considerados os pesquisadores que desenvolveram tais lâmpadas a partir do uso de um material especial de cerâmica para o tubo que contém o arco.

A contínua pesquisa nesta área resultou no aparecimento de lâmpadas com melhor eficiência luminosa, extensa gama de potências e diversificação de modelos. Hoje já existem mais de 6.000 diferentes tipos de lâmpadas sendo que muitas delas necessitam de algum tipo de circuito elétrico ou eletrônico para o seu funcionamento. Uma maior revisão bibliográfica sobre a história das lâmpadas e origem da tecnologia das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão pode ser efetuada através das referências [1] a [8]. Por outro lado, a tecnologia das lâmpadas, futuros desenvolvimentos principais características, problemas e fenômenos podem ser pesquisados nas referências [9] a [16].

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 não linear em série com uma indutância. Quando operada em 50/60Hz, a impedância da lâmpada muda continuamente através de um ciclo, o que leva à formas de onda de corrente e de tensão não senoidais, gerando harmônicas.

No caso de lâmpadas fluorescentes operando com frequência acima de 1kHz, 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. Além disso, outra consequência positiva da alimentação em alta frequência da lâmpada fluorescente é o aumento do fluxo luminoso [17].

Entretanto, a exploração deste fenômeno, em geral, está associada à utilização de um reator eletrônico, o que abre caminho não somente para a alimentação a partir de alta frequência como também com corrente pulsada (no caso de lâmpadas de alta pressão) [7]. Outras importantes razões 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 controle da potência entregue à lâmpada independentemente das variações que possam ocorrer com a fonte de alimentação ou com variações paramétricas em decorrência do envelhecimento da lâmpada. O primeiro reator eletrônico que se tem notícia foi inventado por Touvet [4], patenteado na França em 1940, e já possuía comutação em alta frequência fazendo uso de válvulas. Pode-se apontar, portanto, o reator eletrônico

como sendo o elemento responsável por uma nova grande revolução na área da iluminação artificial.

Apesar das inúmeras qualidades apresentadas pelos reatores eletrônicos, a operação de lâmpadas de alta pressão em alta frequência pode resultar no surgimento de instabilidade dentro dos pequenos tubos de descarga. Este fenômeno é conhecido como ressonância acústica e geralmente ocorre dentro da faixa de frequência de 1kHz a 300kHz [18]. Tal instabilidade é decorrência de ondas estacionárias de pressão, que podem levar à distorções no formato do arco. A flutuação periódica na potência da lâmpada resulta em uma flutuação 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. Estas ondas estacionárias são normalmente assumidas como a causa principal da ressonância acústica [19], ou seja, 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 [20]. Dito de outra forma, a ressonância acústica deverá surgir sempre que a onda de pressão gerada pela alimentação periódica da descarga coincidir com a onda de pressão refletida.

Em tubos de descarga, essas oscilações de pressão, superpostas à pressão média do gás, são produzidas pela modulação da potência de entrada local. 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 [7]. 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. Também, um grande número de bandas pode ocorrer. Isto pode ser explicado pela dependência do amortecimento das ondas acústicas da composição e da pressão do gás. Além da possível destruição da lâmpada a ressonância acústica também pode trazer como conseqüência o surgimento de instabilidades, com indesejáveis flutuações na luz, aumento da tensão da lâmpada e extinção do arco.

As frequências de ressonância são basicamente determinadas pelas dimensões internas e geometria do tubo de descarga e pela velocidade do som, sendo que os modos de

ressonância em lâmpadas geometricamente idênticas, com diferentes pressões de gás auxiliar, aumentam com o aumento da pressão [7], [21] e [22]. Isto se aplica somente na partida, pois em quando operando em regime, a pressão parcial do xenônio é somente uma fração da pressão total. Devido à ocorrência de harmônicas de alta ordem, a forma da corrente em alta frequência também pode ser um importante fator de excitação da ressonância acústica. Em ambos os casos (alta e baixa pressão do gás xenônio) o coeficiente de amortecimento aumenta com o aumento da viscosidade e diminui com o aumento da pressão. É provável que a variação do coeficiente de amortecimento com a pressão explique a diferença no número de modos de ressonância observado em lâmpadas geometricamente idênticas com diferença na pressão do gás. Entretanto, somente haverá um deslocamento das ressonâncias durante o processo de aquecimento da lâmpada devido às mudanças da temperatura e composição do plasma [7]. A geração das ondas acústicas das frequências de ressonância previstas somente ocorrerá se a “força de impulso” das ondas acústicas for suficientemente alta nas regiões de frequência relevantes, isto é, se a energia entregue em frequências específicas superar o limiar para excitação do fenômeno. Distorções visíveis por ressonância acústica ocorrem se a potência de entrada, com uma frequência próxima da ressonância, estiver acima de um valor limite. Este limite pode ser determinado alimentando-se a lâmpada com uma corrente contínua (comutada) na qual uma alta frequência é superposta [7].

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 [23].

O fenômeno da ressonância acústica pode, então, ser apontado como a principal causa do retardo 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 [24].

Vários métodos já foram utilizados a fim de tentar evitar a ocorrência da ressonância acústica. Em [27] é feita uma revisão sobre os principais métodos atualmente conhecidos para evitar o fenômeno da ressonância, dividindo-os em três classes de acordo com a abordagem:

- Operação das lâmpadas em faixas de frequência onde não se registra a ocorrência da ressonância. Nesta categoria estão incluídos os reatores que operam as lâmpadas em corrente contínua a fim de evitar a aplicação periódica de energia na descarga, 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 em que se registra a ocorrência de ressonâncias [21], [22], [23] [27] a [37].
- Operação das lâmpadas sob densidades de potência minimizadas de harmônicas individuais, ou seja, promovendo o espalhamento do espectro de potência [25] e [26].
- 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 [21] e [22].

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 [21], [22], [25], [26], [38] e [39]. 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 [21] e [22]. Entretanto, como o fenômeno da ressonância acústica é relativamente lento (5Hz a 10Hz) 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 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 e 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 [40].

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 [33], [34], [37], [41], [46], [49], [55], [59] a [69]. 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 randômico dentro de uma faixa estipulada de frequência para assegurar que não ocorra a ressonância acústica na presença de uma corrente com ondulação importante [55] e [63]. 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 (do tipo buck ou do tipo boost, dependendo da tensão de alimentação) para controlar a potência na lâmpada e 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 amostra a imagem retificada da tensão instantânea da lâmpada, pode também servir para informar ao sistema se a lâmpada está presente, o valor da tensão durante a etapa de

ignição, se já partiu ou se tem defeito, contudo sem sofrer a influência da elevada tensão 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. Ainda, o uso de três conversores controlados pode vir a se justificar com a possibilidade atual de utilizar interruptores em circuitos de tecnologia SMD, que possibilita reduzir o custo do sistema ao mesmo tempo em que permite uma redução do peso e volume.

Destaque deve ser dado ao estudo que apresenta um duplo filtro de modo a obter comutação suave (do tipo ZCS) para os transistores do inversor devido ao fato de operar com corrente descontínua, ao mesmo tempo em que consegue ondulação de corrente muito pequena na lâmpada para garantir a não ocorrência de ressonância acústica. A onda quadrada é obtida operando com razão cíclica diferente, de modo alternado e em baixa frequência para os transistores do inversor. Tem a desvantagem de necessitar o uso de sensor de tensão após o inversor para monitorar a tensão da lâmpada para que se possa prover o circuito com todas as proteções. Neste caso, o sensor de tensão tem que suportar a elevada tensão aplicada sobre a lâmpada durante a ignição e normalmente deve ser isolado do circuito de controle e proteção [61].

Como a ressonância acústica só surge quando a lâmpada é alimentada em uma frequência capaz de excitá-la, alguns trabalhos propõem uma solução relativamente simples que consiste na alimentação em corrente contínua da lâmpada. Entretanto, a operação da lâmpada em corrente contínua provoca o aparecimento de um outro fenômeno conhecido como cataforese, que diminui o tempo de vida útil da lâmpada por consumo desigual dos eletrodos, devido a um sobre-aquecimento do anodo. Além disso provoca o deslocamento de boa parte do vapor metálico ou do vapor de sódio para as pontas dos eletrodos, com conseqüente deformação do arco da lâmpada, alteração da cor, escurecimento do tubo de quartzo e diminuição da intensidade luminosa, principalmente se a lâmpada operar na posição horizontal [47] a [49]. Embora alguns autores simplesmente não analisem essas conseqüências [45] e [46], estudos indicam que a alimentação da

lâmpada em corrente contínua pode ser utilizada sem problemas desde que a polaridade aplicada seja invertida periodicamente [50].

Um atrativo extra para os reatores eletrônicos é a possibilidade de implementar sistemas capazes de reduzir a potência entregue à lâmpada de maneira relativamente simples. Os circuitos e métodos para variação (dimerizar) 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, 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 a noite [84]. Um modo original de controlar a potência de lâmpadas fluorescentes de uma maneira muito simples e de baixo custo e que aparentemente pode ser utilizado em lâmpadas de descarga de alta pressão, especialmente em baixas potências, é mostrado em [85]. O trabalho apresentado em [86] mostra como implementar variação de potência e desligamento automático com a ajuda de um microcontrolador. Em [87] apresenta-se uma maneira simples de se obter dois valores discretos da potência aplicada à lâmpada utilizando um sistema de controle único para vários reatores. Propõe-se também o uso de uma lâmpada incandescente auxiliar para iluminar o ambiente durante o período de ignição e estabelecimento da intensidade luminosa nominal de uma lâmpada de descarga de alta pressão [88].

Além dos fenômenos já citados, deve-se levar em conta também o fato de que a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão apresenta elevação da tensão de arco com o tempo de uso, 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.

Vários autores tratam do entendimento do aumento da tensão da lâmpada com o envelhecimento [7], [51] a [55]. 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 [54]. Encontra-se na literatura um método para avaliar a distância entre os eletrodos através da observação da tensão do arco [54]. Alterando a forma de onda quadrada de baixa frequência da corrente da lâmpada, acrescentando-se, por exemplo, pequenos intervalos de corrente com maior amplitude, mantém-se a tensão da lâmpada constante. Ao mesmo tempo, observando a ocorrência de alteração do valor médio da tensão da lâmpada, altera-se a forma da corrente de modo a evitar a ocorrência do efeito de cintilamento (“flickering”).

Finalmente é importante observar que a utilização de reatores eletrônicos, além das vantagens já citadas, permite que se agreguem características especiais para a operação da lâmpada. Como por exemplo, o uso do modo de corrente pulsada, com pequenos intervalos de corrente fornecida para a lâmpada e com frequência relativamente elevada, acima de 1kHz. Nesta situação o arco da lâmpada não se extingue e tem como consequência um aumento da temperatura da cor da luz emitida. Este efeito permite que, além do uso em ambientes externos como para iluminação de rodovias, a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão possa ser utilizada em ambientes onde o ser humano necessite de melhor definição de cores [75] a [80]. Modelos do comportamento do arco para este modo de alimentação da lâmpada já podem ser encontrados na literatura [77] e [78].

O trabalho mais antigo encontrado nesta área propõe pioneiramente, em 1940, o uso de pulsos de corrente elevada em alta frequência e com baixa razão cíclica [4]. Em alguns casos, embora se utilize um resistor para limitar a corrente, propõe o uso de pulsos de baixa razão cíclica na frequência de 8kHz [81]. Em alguns trabalhos em que se alimenta a lâmpada com corrente pulsada, propõe-se até mesmo a eliminação do indutor “ballast” (ou também de capacitores e resistores). Fica evidente que durante o pequeno intervalo de aplicação do pulso, a lâmpada tem um comportamento de “resistência positiva” [67], [69], [82] e [83]. Em [67] propõe-se o uso de uma técnica de modulação para a partida de modo a não necessitar dimensionar os interruptores do inversor para elevada corrente devido à presença do capacitor de saída do inversor que está em paralelo com a lâmpada e com o circuito de ignição.

Embora a maioria das publicações não leve em conta, alguns autores se referem a um aumento da eficiência do reator e das lâmpadas com o aumento da frequência. [7], [8], [56] a [58].

A utilização do reator eletrônico também abre as portas para a utilização de reatores projetados de tal forma que se obtenha redução no tempo necessário para o aquecimento da lâmpada. Em alguns casos chega-se a utilizar uma corrente doze vezes maior do que a corrente nominal, desde que por um intervalo de tempo muito pequeno, para não provocar uma redução da vida útil da lâmpada [42].

Algumas vezes, quando a lâmpada está quente por ter operado há pouco tempo, é empregado o método de reduzir a elevada corrente da partida da lâmpada, que objetiva acelerar o processo de partida, mas que nestes casos diminui o tempo de vida da lâmpada [37]. Alguns autores usam uma variação da frequência de comutação do inversor para controlar a potência da lâmpada durante o processo de partida e formação do arco [36] e [43]. No caso da lâmpada estar quente, a ignição deve ser efetuada com pulsos de tensão muito mais elevada do que quando a partida for ocorrer com a lâmpada na temperatura ambiente [43], [42] e [44].

O dimensionamento e análise dos diferentes circuitos LC de saída dos inversores destinados a alimentar lâmpadas de descarga podem ser encontrados nas referências [70] a [74].

Como as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão necessitam de um pulso de alta tensão para entrar em operação, diversas publicações tratam dos circuitos de ignição e de proteção de falta ou de falha da lâmpada [31], [32], [44], [68], [70], [84], [89] [90] a [94].

Com o intuito de reduzir custos e/ou aumentar a confiabilidade, são apresentados vários circuitos com integração entre o inversor e o circuito de correção de fator de potência [80], [96] a [102]. Um estudo que merece destaque é apresentado em [98], que aplica uma forma de onda quadrada de baixa frequência na lâmpada, ao mesmo tempo que os interruptores comandados atuam em alta frequência para o controle da corrente da lâmpada, consegue obter um fator de potência relativamente elevado. Ainda, neste circuito parece ser possível obter na lâmpada uma ondulação de corrente bem pequena de modo a evitar a ocorrência da ressonância acústica.

Dessa forma, desenvolveu-se um estudo com o intuito maior de possibilitar a operação de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão em alta frequência, sem que se excite o fenômeno da ressonância acústica dando-se, portanto, especial atenção ao circuito inversor. Por fim, estudou-se de forma rápida o estágio de entrada do circuito com a análise de uma estrutura topológica com integração de estágios.

2 Revisão Sobre Luminotécnica e Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão

Neste capítulo apresenta-se uma breve revisão de conceitos básicos relacionados a luminotécnica e aos aspectos construtivos e de funcionamento das lâmpadas de descarga de alta pressão. Tal capítulo foi escrito a fim de situar o leitor que eventualmente não esteja habituado com os conceitos normalmente encontrados nesta área. Dessa forma, sugere-se que o leitor que já possua conhecimentos sólidos a respeito das formas de geração de luz e do funcionamento da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, passe diretamente para a leitura do próximo capítulo.

2.1 Geração de Luz

Historicamente, as fontes de luz têm sido divididas em dois grupos distintos: incandescente e luminescente. Fundamentalmente, a causa da emissão da luz é a mesma em ambos os casos, isto é, transição eletrônica de um estado de energia mais alto para um mais baixo, diferindo apenas no modo de excitação.

O fenômeno da incandescência é utilizado na construção das lâmpadas incandescentes e alógenas, que não serão estudadas em detalhes. Tais lâmpadas são constituídas basicamente por um filamento espiralado, que é levado à incandescência pela passagem da corrente elétrica. Sua oxidação é evitada pela presença de gás inerte ou vácuo dentro do bulbo que contém o filamento. O aspecto físico de uma lâmpada incandescente comum pode ser observado na Fig. 2.1 [14].

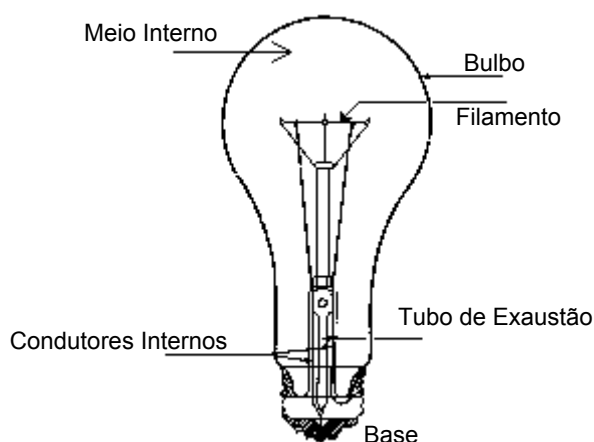


Fig. 2.1 – Lâmpada Incandescente.

2.1.1 Luminescência

A radiação de fontes luminescentes resulta da excitação de um elétron de valência de um átomo, ou em estado gasoso, onde cada átomo é livre de interferência dos átomos vizinhos; ou em uma molécula orgânica ou sólida cristalina, onde a ação dos átomos vizinhos exerce uma acentuada influência.

2.1.2 Fluorescência

Em lâmpadas fluorescentes e lâmpadas de mercúrio, a radiação ultravioleta, resultante da luminescência do vapor de mercúrio devido à descarga no gás, é convertida em luz visível por uma cobertura de fósforo no interior do tubo. Se esta emissão existe somente durante o período de excitação, ela é chamada de “fluorescência” [14].

2.1.3 Fosforescência

Em alguns materiais fluorescentes, existem estados de excitação pouco estáveis em que os elétrons podem ser mantidos “presos”, por um período que pode variar de alguns milissegundos à dias, após a excitação ter cessado. Este fenômeno é conhecido como fosforescência. Fosforescência de curta duração é importante em lâmpadas fluorescentes, pois reduz o efeito estroboscópico para lâmpadas operadas em corrente alternada de baixa frequência.

2.1.4 Temperatura de Cor

A temperatura de cor é a grandeza que expressa a aparência da luz gerada por uma determinada fonte, sendo a sua unidade o Kelvin (K). Quanto mais alta a temperatura da cor indicada, mais branca será a cor da luz gerada.

2.1.5 Índice de Reprodução de Cor

O índice de reprodução de cor (IRC) é a medida de correspondência entre a cor das superfícies e sua aparência sob uma fonte de referência. Para determinar os valores do IRC das fontes de luz, são definidas oito cores de teste, que predominam no meio ambiente. As mesmas são iluminadas com a fonte de luz de referência (com IRC de 100%) e a fonte de luz a ser testada. Quanto menor ou maior for o desvio, de rendimento da cor iluminada e testada, melhor ou pior serão as propriedades de rendimento de cor da fonte de luz.

Uma fonte de luz com IRC de 100% faz com que todas as cores sejam apresentadas perfeitamente, como se estivessem sob uma luz de referência. Quanto menor

for o valor do índice de reprodução obtido, pior será o rendimento de cores da superfície iluminada.

2.2 Lâmpadas de Descarga Elétrica

Nas lâmpadas de descarga elétrica, o fluxo luminoso é gerado a partir da passagem da corrente elétrica em um gás, mistura de gases ou vapores. Uma das lâmpadas de descargas mais comuns, na atualidade, é a lâmpada fluorescente de baixa pressão. A lâmpada fluorescente é uma lâmpada de descarga de mercúrio de baixa pressão, de seção normalmente circular, podendo ter cátodos frios ou quentes e na qual a maior parte da luz é emitida por uma camada de material fluorescente excitada pela radiação ultravioleta gerada pela descarga (Fig. 2.2). Como estas lâmpadas não estão sendo alvo deste estudo, passar-se-á imediatamente ao estudo das lâmpadas de alta pressão [2].

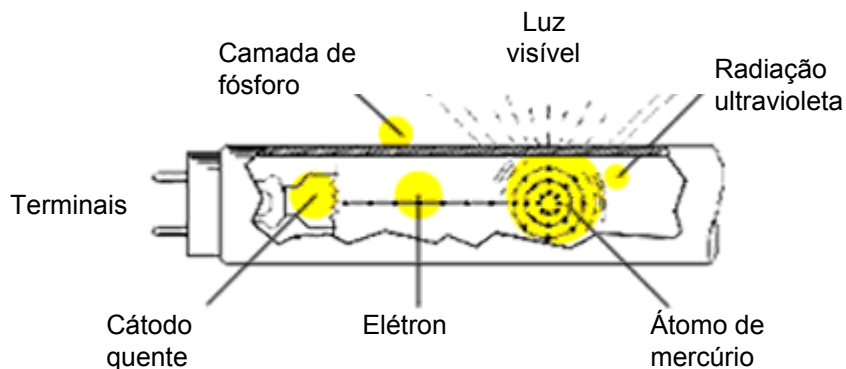


Fig. 2.2 – Lâmpada Fluorescente.

As lâmpadas de alta pressão incluem os grupos de lâmpadas normalmente conhecidos como lâmpadas de alta pressão de mercúrio, sódio e vapores múltiplos. O elemento produtor de luz nestes tipos de lâmpadas é uma descarga estabilizada contida em um invólucro refratário. Por ser a lâmpada utilizada durante este estudo, somente a de vapor de sódio de alta pressão será estudada.

2.2.1 Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão

Nestas lâmpadas, a luz é produzida pela passagem da corrente elétrica através do vapor de sódio. Os elétrons, que recebem sua energia do campo elétrico existente entre os eletrodos, excitam os átomos de sódio, que então emitem luz amarela nas linhas-D e outras linhas características do sódio. Estas lâmpadas possuem dois bulbos, sendo o interno feito com um material especial, o óxido de alumínio sinterizado, resistente ao ataque químico do sódio e às altas temperaturas (acima de 120°C). O bulbo externo é feito de

borosilicato (vidro duro) no interior do qual é feito vácuo. Tem como principais funções prevenir ataques químicos ao tubo de descarga (bulbo interno) e partes metálicas, bem como ajudar na manutenção da temperatura do tubo de descarga, isolando-o da temperatura ambiente.

No bulbo interno há xenônio, que auxilia a ignição, e uma pequena quantidade de amálgama de sódio e mercúrio, que é parcialmente vaporizada quando a lâmpada atinge a temperatura de operação. O mercúrio existente na lâmpada tem várias funções, mas serve principalmente para reduzir a condutibilidade térmica, uma vez que o mercúrio não é bom condutor térmico, o que traz como principal consequência o aumento da eficiência da lâmpada. A vida média destas lâmpadas é de aproximadamente 24.000h e sua eficiência estimada em 120lm/W para as lâmpadas de maior potência. Esta alta eficiência luminosa torna a lâmpada de vapor de sódio extremamente atrativa, principalmente na iluminação de grandes áreas, se a reprodução de cores não for fator determinante. A Fig. 2.3 mostra um comparativo com valores médios de eficiência das principais lâmpadas encontradas no mercado.

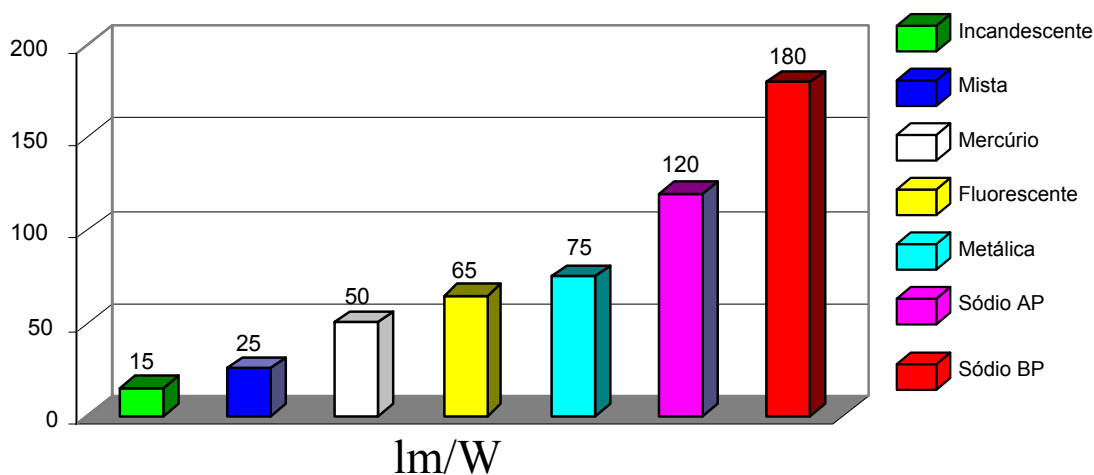


Fig. 2.3 – Gráfico Comparativo Entre as Lâmpadas Mais Comuns [103].

O fato desta lâmpada normalmente operar com vapor saturado, torna sua estabilização difícil. Isto ocorre porque a tensão da lâmpada é sensível às variações de temperatura nos pontos mais frios do tubo de descarga, o que resulta nas variações de pressão do vapor. A tensão da lâmpada é fortemente dependente da potência da lâmpada e também das condições de isolamento térmica.

Quando comparada com a lâmpada de vapor de sódio de baixa pressão, a lâmpada de alta pressão apresenta maior número de colisões elásticas no gás. Gradualmente, com o aumento da pressão, o gás é aquecido. Para manter a alta

temperatura que se estabelece no centro da descarga, há um grande gradiente de temperatura deste ponto até a parede do tubo. Pode-se afirmar então que, como a região central torna-se muito quente, o fluxo de calor em direção a parede é uma perda que limita a eficiência da radiação, na maioria das vezes a um valor próximo de 60%.

Como as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão não contêm um eletrodo de partida, é usado um pulso de alta-tensão e alta frequência para ionizar o gás xenônio. Uma vez iniciada a descarga, a lâmpada necessita de dez a quinze minutos para atingir o brilho máximo, período durante o qual a cor da luz emitida muda. Como a pressão de operação da lâmpada de sódio é menor do que a da lâmpada de vapor de mercúrio, o tempo para reiniciar a descarga também é menor. Deve-se lembrar, porém, que existem algumas lâmpadas especiais, com composição e pressão do gás um pouco diferentes, que não necessitam da ajuda de um ignitor (dispositivo que fornece os pulsos de alta tensão para a partida) e que foram desenvolvidas para substituir lâmpadas de vapor de mercúrio sem a necessidade da substituição do reator. Na Fig. 2.4 apresenta-se a estrutura básica de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão.

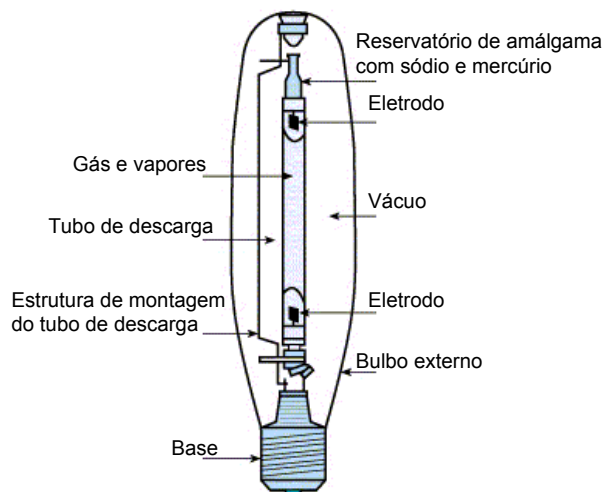


Fig. 2.4 – Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão.

Com relação à posição de operação, as lâmpadas de vapor de sódio, por possuírem um tubo de descarga de pequeno diâmetro, o que permite uma pequena curvatura no arco, apresentam mudanças de comportamento elétrico e eficiência muito pequenas quando operadas na horizontal, por isso, em geral, podem ser operadas em qualquer posição.

Estas lâmpadas utilizam eletrodos muito semelhantes aos utilizados nas lâmpadas de vapor de mercúrio. Este fato, combinado ao menor diâmetro do tubo de

descarga, dá a lâmpadas de vapor de sódio excelente qualidade na manutenção da luminosidade. A vida útil da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão é limitada por um lento aumento na tensão de operação. Este aumento é causado, principalmente, pelo enegrecimento das extremidades do tubo de descarga pelo material arrancado dos eletrodos e pela mudança da pressão do gás.

Com relação ao comportamento destas lâmpadas em regime, ao contrário das lâmpadas de vapor de mercúrio e de vapor metálico que apresentam tensão relativamente constante com a variação da potência, estas lâmpadas têm uma tensão que varia com a potência, portanto, parâmetros de operação para mínimas e máximas potência e tensão são estabelecidos. Em geral, devido a esta característica, a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão mantém sua resistência equivalente constante, mesmo quando ocorre uma variação na potência entregue.

O gráfico da Fig. 2.5 apresenta os limites de tensão e de corrente para uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 400W. Estes limites formam um sistema de coordenadas trapezoidais. Uma grandeza importante, apresentada nesta figura, é a máxima tensão na lâmpada, que aumenta com o envelhecimento da mesma. Tal aumento, caso o reator não disponha de algum tipo de controle, gera também um aumento na potência entregue à lâmpada, acelerando ainda mais o processo de aumento da tensão de arco, o que traz como resultado final a redução no tempo de vida útil da lâmpada.

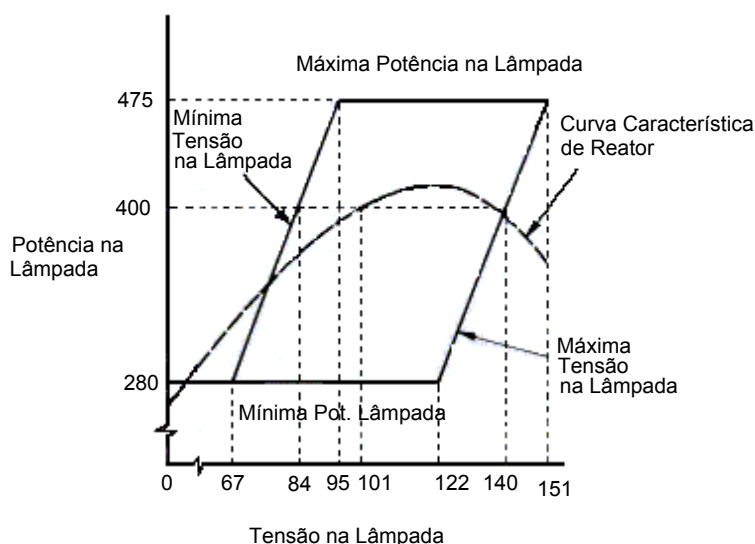


Fig. 2.5 – Trapézio de Potência de Uma Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão.

Finalmente, na Fig. 2.6, apresenta-se um curva comparativa de manutenção de luminosidade entre as lâmpadas de alta pressão.

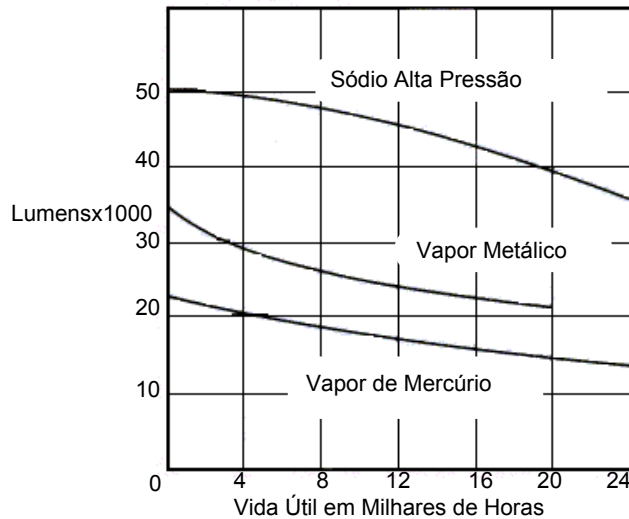


Fig. 2.6 – Curva Típica de Manutenção de Luminosidade em Lâmpadas de Descarga de Alta Pressão de 400W [8].

A curva demonstra com clareza a grande superioridade da lâmpada de vapor de sódio perante as demais lâmpadas de descarga de alta pressão atualmente encontradas no mercado, pois a mesma apresenta maior luminosidade mesmo quando se compara uma lâmpada de vapor de sódio no fim de sua vida útil com lâmpadas novas de vapor metálico ou de mercúrio.

2.2.2 Análise de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão

Com a ajuda de uma esfera de integração modelo OL SI-3900, foram realizados ensaios para determinar características importantes de algumas das amostras de lâmpadas utilizadas ao longo deste estudo. Os resultados aqui apresentados contemplarão os estudos realizados com duas amostras de lâmpadas SON-T fabricadas pela Philips e uma amostra da lâmpada Vialox NAV-T 400W, fabricada pela Osram.

Segundo o fabricante, as lâmpadas SON-T de 400W apresentam como principais parâmetros:

Tabela 2.1 – Dados da Lâmpada SON-T Segundo Fabricante [103].

Parâmetro	Valor
Tensão de Arco	100V
Corrente	4,6A
Potência	400W
Fluxo Luminoso	48.000lm
Temperatura Correlata de Cor (TCC)	2.000K
Índice de Reprodução de Cor (IRC)	23

Como se pode observar, apesar da eficiência luminosa próxima dos 120lm/W, a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão apresenta um índice de reprodução de cores extremamente baixo, o que explica a sua utilização quase que exclusiva em iluminação externa.

A primeira amostra da lâmpada SON-T possui uma quantidade extremamente baixa de horas de uso (lâmpada nova). A análise desta lâmpada, com a ajuda de um conjunto reator e ignitor de boa qualidade, com controle da tensão de entrada de tal forma que a potência na lâmpada se estabilizasse em 400W, levou aos dados apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Dados da Lâmpada SON-T Obtidos por Ensaio – Amostra 1.

Parâmetro	Valor
Tensão de Arco	108,6V
Corrente	4,33A
Potência	402W
Fluxo Luminoso	46.892lm
Temperatura Correlata de Cor (TCC)	2.020K
Índice de Reprodução de Cor (IRC)	22,05

Os resultados obtidos durante o ensaio ratificam os dados fornecidos pelo fabricante, com exceção do fluxo luminoso que resultou menor devido ao baixo número de horas de uso.

O diagrama de cromaticidade desta lâmpada, obtido durante o ensaio, levou às coordenadas:

- $X = 0,5254$.
- $Y = 0,4149$
- $Z = 0,0597$

Tais coordenadas demonstram a natureza amarelada da luz emitida por este tipo de lâmpada.

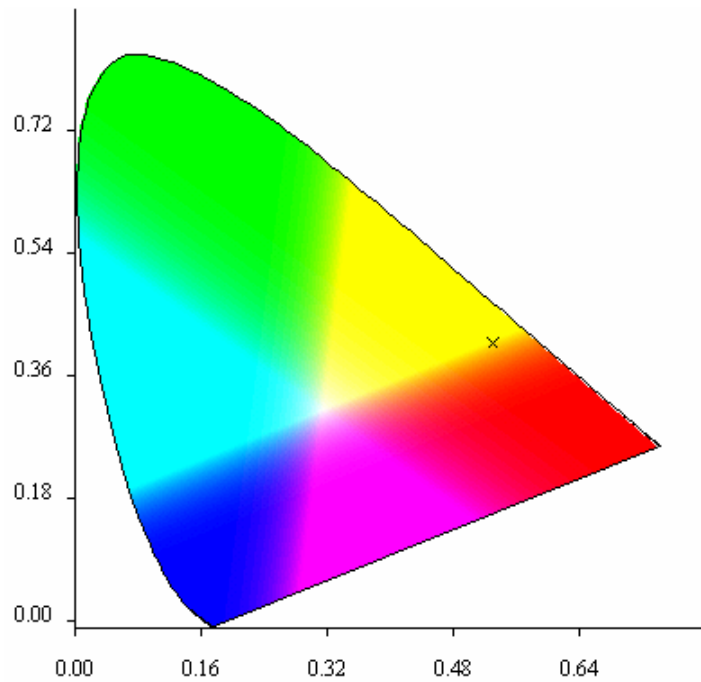


Fig. 2.7 – Diagrama de Cromaticidade.

A Fig. 2.8 mostra o espectro obtido durante este ensaio que comprova maior concentração de radiação na região dos 570 nanômetros.

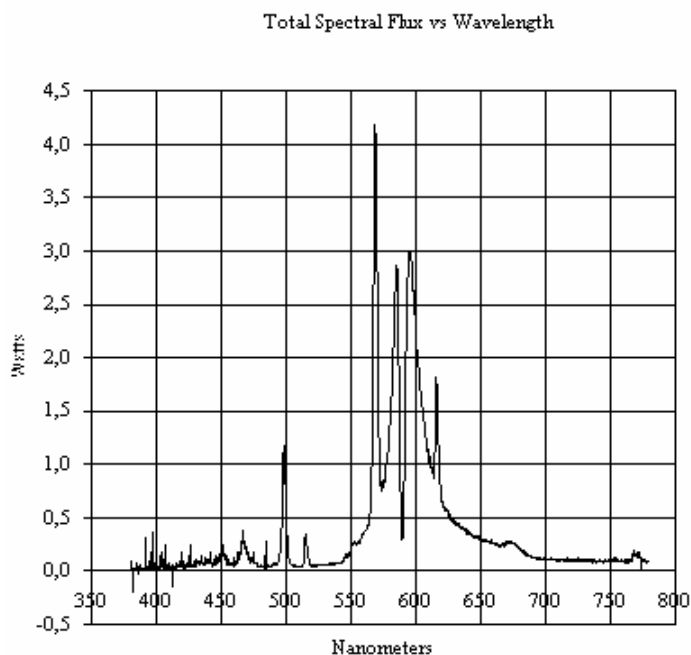


Fig. 2.8 – Espectro da lâmpada.

A segunda lâmpada analisada com a esfera de integração, também do modelo SON-T, apresentava maior número de horas de uso, o que acabou resultando em maior tensão de arco. Os principais dados obtidos são apresentados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Dados da Lâmpada SON-T Obtidos por Ensaio – Amostra 2.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Tensão de Arco	113,8V
Corrente	4,11A
Potência	400W
Fluxo Luminoso	48.205lm
Temperatura Correlata de Cor (TCC)	2.012K
Índice de Reprodução de Cor (IRC)	22,61

Os gráficos do diagrama de cromaticidade e de espectro obtidos para esta segunda amostra não serão apresentados porque são praticamente idênticos àqueles obtidos para a primeira amostra. Na Tabela 2.4 são apresentados os dados da lâmpada Vialox NAV-T 400W fornecidos pelo fabricante.

Tabela 2.4 – Dados da Lâmpada Vialox NAV-T Segundo Fabricante [104].

Parâmetro	Valor
Tensão de Arco	105V
Corrente	4,4A
Potência	400W
Fluxo Luminoso	48.000lm
Temperatura Correlata de Cor (TCC)	2.000K
Índice de Reprodução de Cor (IRC)	20

A análise desta terceira lâmpada, que apresenta número de horas de uso intermediário, levou aos dados da tabela abaixo.

Tabela 2.5 – Dados da Lâmpada Vialox NAV-T Obtidos por Ensaio – Amostra 3.

Parâmetro	Valor
Tensão de Arco	108,2V
Corrente	4,38A
Potência	400W
Fluxo Luminoso	47.664lm
Temperatura Correlata de Cor (TCC)	2.039K
Índice de Reprodução de Cor (IRC)	25,78

Através dos dados obtidos é possível perceber que, dentre as amostras analisadas, a lâmpada modelo NAV-T apresentou maior temperatura correlata de cor e índice de reprodução de cores superior àquele apresentado pelas lâmpadas SON-T.

2.2.3 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se uma breve revisão sobre os tópicos básicos relacionados a fotometria, que podem tornar-se úteis no entendimento deste trabalho. Porém, o grande objetivo é mostrar os detalhes construtivos e de funcionamento das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão a fim de propiciar ao leitor maior entendimento de conceitos e características que foram utilizados no desenvolvimento prático do reator eletrônico.

Além disso, também são apresentados resultados dos ensaios realizados com algumas amostras de lâmpadas de vapor de sódio de 400W de dois diferentes fabricantes

em uma esfera de integração, alimentadas em baixa frequência. Tais dados são utilizados para ratificar aqueles fornecidos pelos fabricantes das mesmas, quanto as suas principais características elétricas e fotométricas. Além disso, tais dados serão utilizados posteriormente a fim de analisar as mudanças impostas à lâmpada pela operação com reatores eletrônicos.

3 Estruturas de Circuitos Inversores e Ignitores

Neste capítulo são apresentados os resultados dos principais circuitos desenvolvidos durante o transcorrer dos trabalhos de implementação prática, que culminaram no reator com detecção de ocorrência de ressonância acústica controlado por microcontrolador. Conforme exposto anteriormente, a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, assim como as demais lâmpadas de descarga de alta pressão, necessita de uma tensão de ignição de valor relativamente elevado e de um circuito limitador de corrente para seu correto funcionamento. O diagrama de blocos simplificado da Fig. 3.1 apresenta a forma de implementação daquele que seria um reator eletrônico genérico aplicável a esta lâmpada.

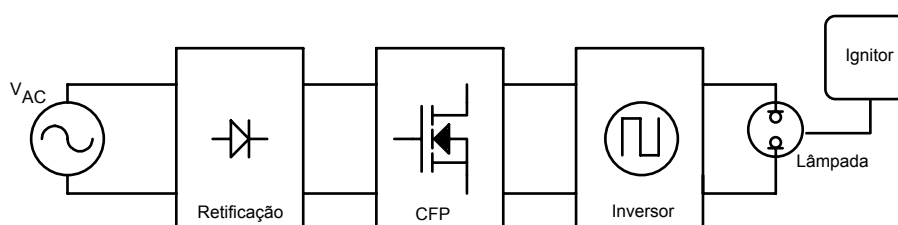


Fig. 3.1 – Diagrama de Blocos Simplificado.

Com exceção do circuito ignitor, todos os outros blocos são semelhantes àqueles normalmente encontrados em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Como principais componentes desta estrutura podem-se identificar:

- **Retificação:** como acontece na maioria dos equipamentos eletrônicos alimentados a partir da rede elétrica, o estágio de entrada do reator é composto por um retificador de onda completa que transforma a tensão senoidal fornecida pela rede elétrica em uma tensão CC de baixa ondulação.
- **Correção do Fator de Potência (CFP):** estágio que muitas vezes sucede o circuito retificador e tem como funções corrigir o fator de potência, que é tipicamente baixo para retificadores com filtro capacitivo, e manter a tensão em sua saída constante, evitando assim que variações na tensão de alimentação se propaguem até o estágio subsequente.
- **Inversor:** é o estágio final de tratamento de energia e, provavelmente, o mais importante deles para a alimentação segura e confiável da lâmpada. Pode ser definido como o circuito que transforma a tensão contínua proveniente do barramento CC em uma tensão alternada, geralmente de alta frequência e muitas vezes senoidal.

- Ignitor: Estágio necessário para prover a alta tensão indispensável para a ignição da lâmpada de descarga, podendo estar integrado ao próprio circuito inversor ou ser implementado por circuito à parte, como será discutido mais adiante.

Dessa forma, os dois primeiros itens deste capítulo, apresentados a seguir, discorrem a respeito dos circuitos básicos necessários para a implementação dos protótipos e conseqüente análise do comportamento da lâmpada.

3.1 Estudo de Circuitos Inversores

Como já foi dito anteriormente, o inversor será utilizado para transformar a tensão contínua do barramento em uma tensão quadrada, alternada, de alta frequência. Tradicionalmente, encontram-se na literatura três topologias básicas, o inversor meia-ponte, o inversor push-pull e o inversor ponte-completa [105]. Analisando as duas estruturas, apresentadas na Fig. 3.2 e na Fig. 3.3, pode-se concluir que quando comparado com o inversor ponte-completa, o inversor meia-ponte apresenta:

- Menores perdas de condução por possuir menor número de semicondutores.
- Menor custo e circuito de comando simplificado, ainda devido ao menor número de semicondutores.
- Metade da tensão aplicada à carga, o que implica na utilização de um elemento limitador de corrente menor, que por sua vez leva a um menor nível de corrente reativa sendo processada pelo inversor.

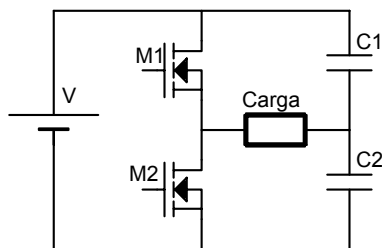


Fig. 3.2 – Inversor Meia Ponte a Dois Capacitores de Ponto Médio.

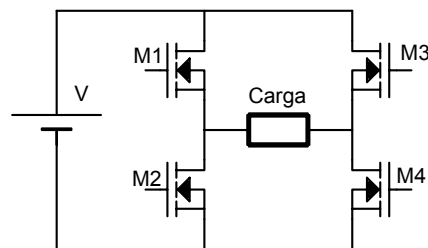


Fig. 3.3 – Inversor Ponte Completa.

Baseado no que foi exposto optou-se pelo inversor meia ponte como sendo a estrutura inicialmente utilizada para alimentar a lâmpada em alta frequência. Vale lembrar que, do ponto de vista da carga, qualquer uma das três possíveis configurações para o inversor meia-ponte, apresentadas na Fig. 3.2, na Fig. 3.4 e na Fig. 3.5, apresentará o mesmo comportamento. Levando-se em consideração esta característica do conversor e a fim de facilitar a implementação do circuito de ignição utilizando a técnica do pulso de tensão, optou-se pela estrutura da Fig. 3.5.

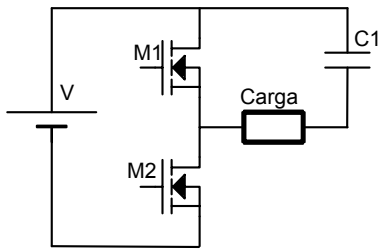


Fig. 3.4 – Inversor Meia Ponte com um Capacitor de Ponto Médio Ligado ao Transistor Superior.

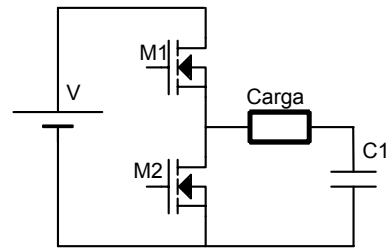


Fig. 3.5 – Inversor Meia Ponte com um Capacitor de Ponto Médio Ligado ao Transistor Inferior.

Caso o capacitor C1 da Fig. 3.5 fosse utilizado como elemento limitador da corrente da lâmpada (ver Fig. 3.6), a corrente circulante no inversor teria característica capacitiva, impedindo a comutação sob tensão zero, também conhecida como comutação suave do tipo ZVS, nos transistores do inversor.

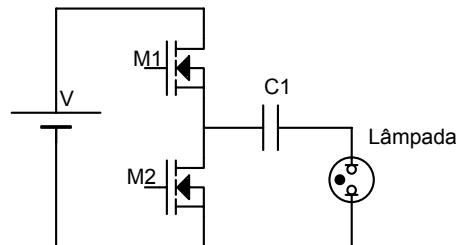


Fig. 3.6 – Inversor Com “Ballast” Capacitivo.

Além disto, a forma de onda da corrente na lâmpada proporcionaria um fator de crista muito elevado, o que, dentre outros possíveis problemas, pode excitar o fenômeno da ressonância acústica [19].

Para que se possa obter comutação suave do tipo ZVS nos transistores deve-se utilizar um indutor como elemento “ballast”, o que faz com que a corrente no circuito esteja atrasada em relação à tensão. Tal estrutura está representada na Fig. 3.7 e deve ser operada com uma frequência de comutação superior à frequência natural de oscilação do par L1 C1.

A fim de diminuir o fator de crista da corrente na lâmpada e a energia reativa circulante, o que implica em menores correntes eficazes nos interruptores e menores perdas de condução, deve-se utilizar valores de L1 e C1 de tal forma que a frequência de ressonância destes componentes esteja próxima da frequência de comutação do conversor.

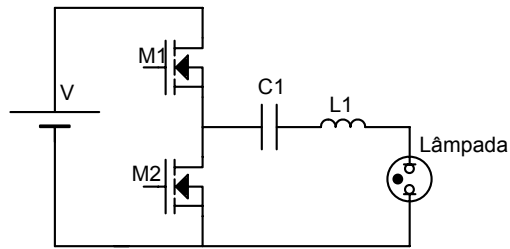


Fig. 3.7 – Inversor com “Ballast” Indutivo.

Como especificações iniciais para o inversor, deve-se dispor da tensão de barramento (V), da tensão eficaz sobre a lâmpada (V_L), da corrente eficaz da lâmpada (I_L), da relação entre as frequências de comutação e de ressonância do filtro LC (β) e da própria frequência de comutação.

O valor da resistência equivalente da lâmpada pode ser obtido através da equação:

$$R_L = \frac{V_L}{I_L} \quad (3.1)$$

Sabe-se também que a tensão aplicada ao conjunto lâmpada e filtro de saída (v) tem um valor que varia entre zero e o valor da tensão da fonte de alimentação (V). Para que se proceda o equacionamento da estrutura, pode-se utilizar o circuito simplificado da Fig. 3.8.

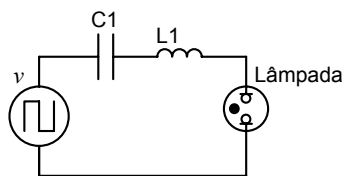


Fig. 3.8 – Circuito Simplificado do Inversor com “Ballast” Indutivo.

Baseado neste circuito pode-se dizer que a tensão na entrada do circuito ressonante é:

$$v = \begin{cases} V, & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0, & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.2)$$

Esta tensão pode ser expandida na forma da série de Fourier como:

$$v = \frac{V}{2} + \frac{2V}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cdot \sin(n.\omega t) \quad (3.3)$$

$$v = V \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\omega t) + \frac{2}{3\pi} \cdot \sin(3\omega t) + \frac{2}{5\pi} \cdot \sin(5\omega t) \right) \quad (3.4)$$

O valor de pico da componente fundamental da tensão v é [105]:

$$v_1 = \frac{2 \cdot V}{\pi} \quad (3.5)$$

A fim de facilitar a análise do circuito pode-se, por aproximação, levar em consideração apenas a componente fundamental e desprezar as demais componentes harmônicas da tensão aplicada ao circuito RLC e, dessa forma, afirmar que a tensão eficaz aplicada a este circuito é:

$$v_{ef} = \frac{v_1}{\sqrt{2}} \quad (3.6)$$

$$v_{ef} = \frac{2 \cdot V}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (3.7)$$

Sabe-se que, por se tratar de um circuito ressonante:

$$\omega\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (3.8)$$

$$f\omega = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (3.9)$$

Da equação (3.9) pode-se obter a equação que determina o valor do indutor L_1 .

$$L_1 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f\omega)^2 \cdot C_1} \quad (3.10)$$

Como, para garantir a comutação do tipo ZVS, se deve operar o inversor com uma frequência acima da frequência de ressonância, o ângulo de atraso da corrente deve ser:

$$\phi = \left[\operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{X_L - X_C}{R_L} \right) \right] \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.11)$$

Na equação (3.11) X_L e X_C representam, respectivamente, as reatâncias indutiva e capacitiva de L_1 e C_1 .

Como os componentes do circuito em estudo encontram-se conectados em série pode-se afirmar que:

$$v_{L1} + v_{C1} + v_{lamp} = v_{ef} \quad (3.12)$$

Por divisor de tensão:

$$v_{lamp} = \frac{v_{ef} \cdot R_L}{R_L + (jX_L - jX_C)} \quad (3.13)$$

$$v_{lamp} = \frac{v_{ef} \cdot R_L}{\sqrt{R_L^2 + \left(\frac{\omega s}{\omega \omega^2 \cdot C_1} - \frac{1}{\omega s \cdot C_1} \right)^2}} \quad (3.14)$$

Isolando C_1 chega-se a equação (3.15).

$$C_1 = \frac{-1}{\left(R_L^2 \cdot \omega \omega^4 \cdot \omega s^2 - R_L^2 \cdot \frac{v_{ef}^2}{V_L^2} \cdot \omega \omega^4 \cdot \omega s^2 \right)} \cdot \omega \omega^2 \cdot \omega s.$$

$$\sqrt{-\left(R_L^2 - R_L^2 \cdot \frac{v_{ef}^2}{V_L^2} \right) \cdot (\omega s^4 - 2 \cdot \omega \omega^2 \cdot \omega s^2 + \omega \omega^4)} \quad (3.15)$$

3.1.1 Exemplo de Projeto

A fim de verificar a validade das expressões apresentadas anteriormente, projetou-se o inversor que deve operar uma lâmpada de 400W a uma frequência de 50kHz a partir de uma tensão de barramento de 400V. A relação entre as frequências de comutação e de ressonância é 1,3; a tensão eficaz da lâmpada é 100V e sua corrente igual a 4A.

A partir da equação (3.1) chega-se a uma resistência equivalente para a lâmpada de:

$$R_L = \frac{100}{4} = 25\Omega$$

O valor da tensão eficaz aplicada ao circuito RLC é calculado com ajuda da equação (3.7):

$$v_{ef} = \frac{2.400}{\pi \cdot \sqrt{2}} = 180V$$

A frequência de ressonância do circuito utilizado pode ser obtida através do valor da frequência de comutação e da relação entre as frequências, ambas arbitradas como critérios de projeto. Quanto maior for esta relação, menos senoidal será a forma de onda da corrente na lâmpada.

$$\beta = \frac{f_s}{f_o} \Rightarrow f_o = \frac{50 \cdot 10^3}{1,3} = 38,5kHz \quad (3.16)$$

Através da equação (3.15) chega-se a um capacitor C_1 de capacitância de 58,67nF e adota-se um valor comercial de 56nF. Finalmente, através de (3.10) obtêm-se um valor de 306μH para a indutância do indutor “ballast” L_1 .

Para o dimensionamento físico do indutor, adota-se uma densidade de fluxo máxima de 0,15T, um fator de utilização da janela do núcleo de 0,45 e uma densidade de corrente máxima de 350 A/cm². Como a corrente eficaz que circulará no indutor deve ser a mesma da lâmpada, pode-se estimar uma corrente de pico de aproximadamente 6A, já que a forma de onda de corrente deve aproximar-se de uma senóide. Tais dados levam a um componente montado com 45 espiras de 3 condutores trançados do tipo “litz” 40x37AWG em um núcleo EE42/20 – IP12.

3.1.2 Resultados Experimentais

A seguir são apresentadas as principais formas de onda do conversor obtidas através de um protótipo implementado em laboratório, alimentando uma carga resistiva com um valor ligeiramente superior (31Ω) ao valor da resistência equivalente da lâmpada. Tais ensaios foram realizados com o intuito de comprovar a validade do procedimento de projeto adotado.

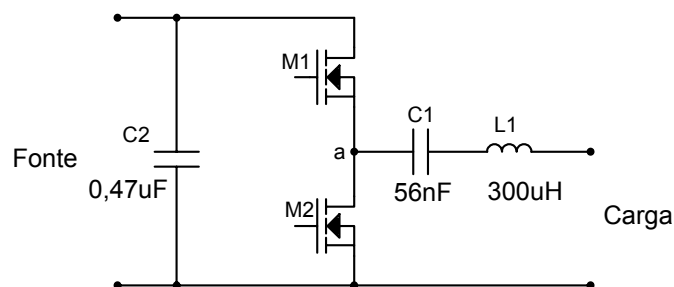


Fig. 3.9 – Circuito de Potência do Inversor.

Na Fig. 3.9 apresenta-se o circuito de potência do inversor, ainda sem ignitor. Os elementos do filtro de saída C1 e L1 já foram previamente calculados, sendo o capacitor do tipo polipropileno com tensão de 400V. Os transistores M1 e M2 são MOSFET's do tipo IRFP460. Já o circuito de comando pode ser observado com detalhes no anexo 1 e é baseado nos circuitos integrados 3524 [106] e IR2110 [107]. O circuito integrado 3524 gera os pulsos a uma frequência de 50kHz, que são posteriormente aplicados aos terminais de entrada do circuito integrado “bootstrap” IR2110 que, por sua vez, os aplica de forma adequada ao gate de cada um dos transistores.

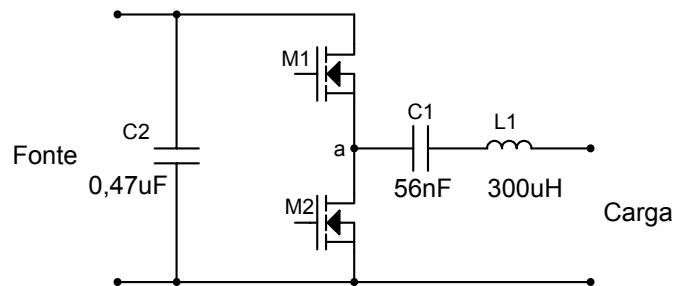


Fig. 3.10 – Circuito de Potência do Inversor.

A primeira aquisição feita em laboratório, mostrada na Fig. 3.11, apresenta os sinais de comando dos transistores M1 e M2, cujas amplitudes e frequência encontram-se dentro dos valores adequados para a aplicação.

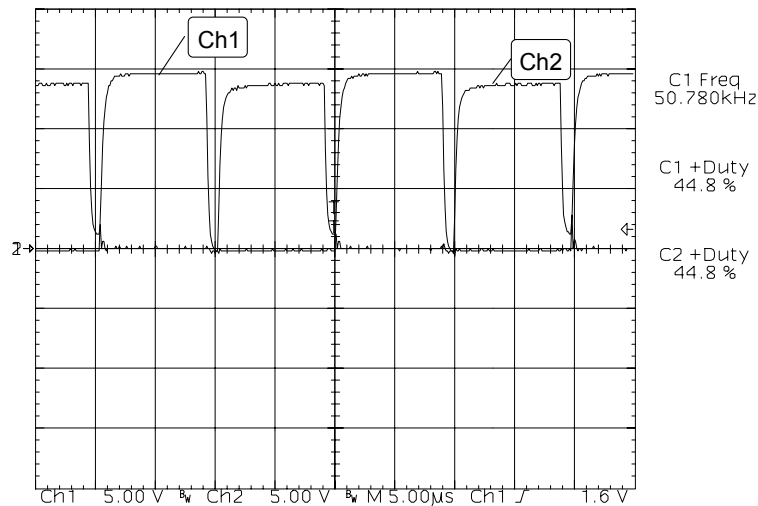


Fig. 3.11 – Sinais de Comando dos Transistores do Inversor.

Na Fig. 3.12 apresenta-se a tensão e a corrente no resistor de carga. Através desta aquisição se percebe que a tensão e a corrente apresentam defasamento e níveis diferentes daqueles estipulados em projeto e algumas oscilações. Isto se deve ao maior

valor do resistor de carga utilizado e à característica indutiva apresentada por esta mesma carga, uma vez que o resistor que a compõe é de fio.

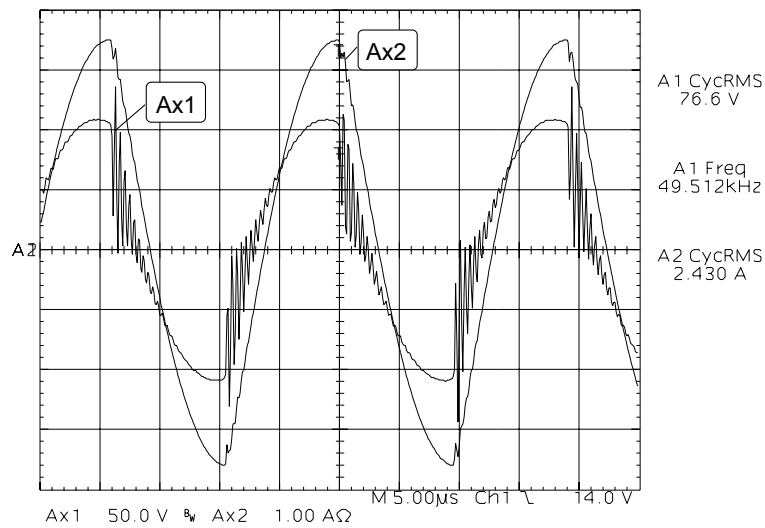


Fig. 3.12 – Tensão (Ax1) e Corrente (Ax2) na Carga – Carga Resistiva.

Na Fig. 3.13 são apresentadas tensão e corrente em um dos transistores do inversor. Como se pode observar, por operar o conversor acima da frequência de ressonância do filtro, obtêm-se comutação suave do tipo ZVS.

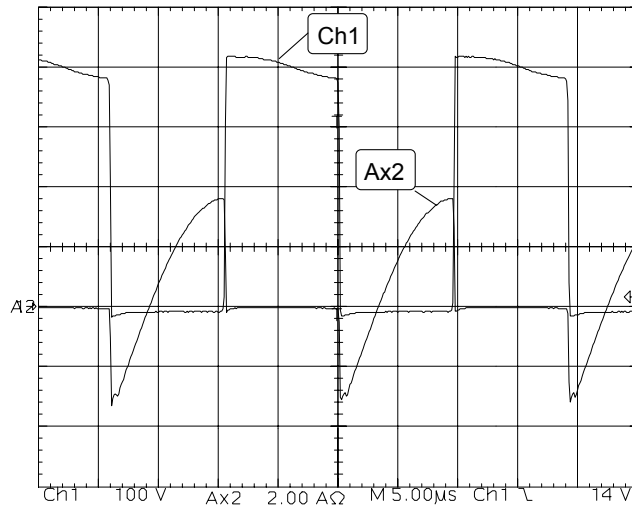


Fig. 3.13 – Tensão (Ch1) e Corrente (Ax2) Em Um dos Transistores do Inversor.

Através da variação da carga imposta ao inversor, a fim de simular o período de aquecimento da lâmpada, comprovou-se que a comutação suave é obtida em toda a faixa de carga entre 100W e 400W.

3.2 Estudo de Circuitos Ignitores

De acordo com dados já apresentados, uma característica comum a todas as lâmpadas de descarga é a necessidade da aplicação de uma tensão, durante o transitório de

partida, superior à tensão necessária em regime. No caso específico da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão estudada, este nível encontra-se acima de 2kV. Apresentar-se-á um estudo de diversas topologias capazes de prover a tensão necessária para a ignição, a fim de analisar suas qualidades e limitações. Tais dados serão utilizados para a escolha da topologia a ser utilizada nos protótipos implementados.

Entretanto, antes que se comece a discorrer a respeito dos circuitos utilizados a fim de propiciar a ignição da lâmpada, é de fundamental importância que se entenda todo o processo físico envolvido durante o processo de transição entre o estado de não condução para o estado de condução da lâmpada.

3.2.1 Fenômenos Físicos do Processo de Ignição

Nas lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, 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. Em [7] é proposto um modelo simples e genérico, constituído de duas placas planas e paralelas (admite-se campo elétrico homogêneo). A Fig. 3.14 mostra a característica tensão versus corrente do modelo para uma dada pressão do gás, na qual podem ser identificadas sete regiões distintas.

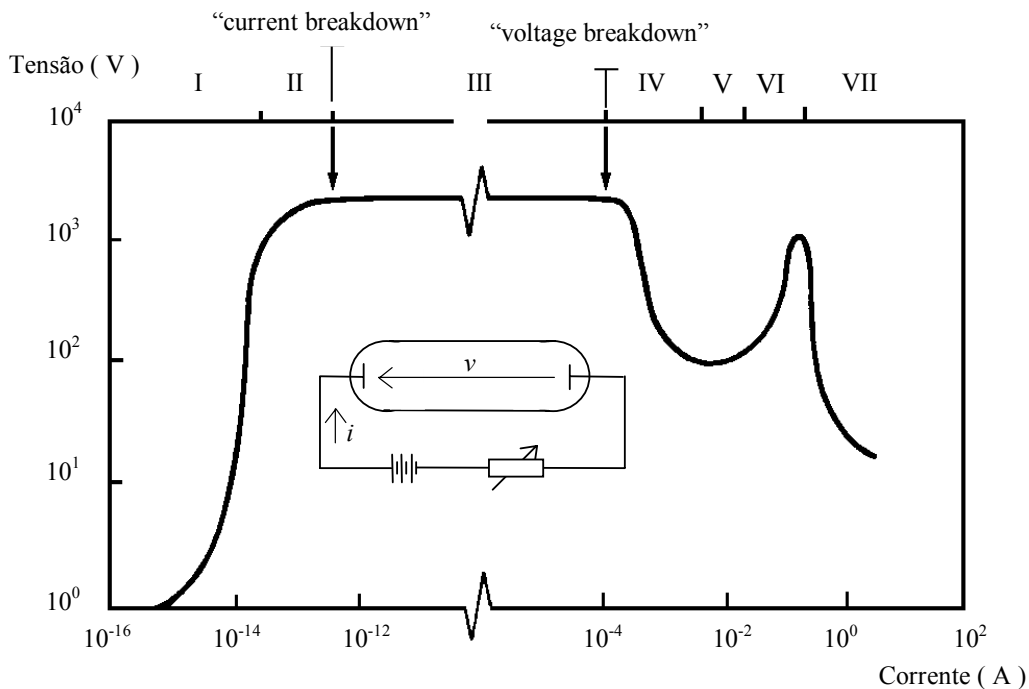


Fig. 3.14 – Característica Elétrica da Descarga Entre Duas Placas Planas Paralelas [108].

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 mantém 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 termiônico ocorre quando a temperatura do cátodo atinge valores suficientemente elevados de forma que haja emissão de elétrons por efeito termiônico. 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 fase auto-sustentada caracterizada pelo valor de ruptura da corrente.
- A fase luminescente cujo início é determinado pela tensão de ruptura.
- A transição da luminescência para o arco termiônico.

Outro detalhe importante que deve ser lembrado é que na literatura, o termo ruptura (“breakdown”) geralmente está associado com o processo de ruptura por tensão.

No entanto, durante o processo de ignição o processo de ruptura por tensão é precedido por um outro fenômeno de ruptura associado à corrente. Nas lâmpadas à descarga podem ocorrer dois fenômenos de ruptura por corrente: o processo de Townsend e o processo de “streamer”.

No processo de Townsend, as distorções provocadas no campo elétrico pela presença de cargas próximas às regiões dos eletrodos são insignificantes e o campo elétrico total pode ser aproximado pelo produto da distância entre os eletrodos e a diferença de potencial aplicada entre os mesmos.

Quando a pressão do gás é elevada e a tensão aplicada excede significativamente a tensão de ruptura, durante o processo de avalanche forma-se um canal condutor entre os eletrodos. Este efeito é denominado de mecanismo “streamer” e explica a presença de um filamento luminoso durante a ruptura na ignição de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão convencionais com potências mais elevadas. Ambos os processos precedem uma condição de ruptura por tensão, cuja amplitude V_b , que é uma função do produto do espaçamento entre os eletrodos e da pressão do gás inerte, pode ser calculada pela equação (3.19) de acordo com a lei de Paschen [7].

$$V_b = a \cdot \frac{l \cdot p_0}{\ln \left[\frac{b \cdot l \cdot p_0}{\ln \left(1 + \frac{l}{\gamma_i} \right)} \right]} \quad (3.17)$$

Onde a e b são constantes que dependem do gás, p_0 é a pressão do gás, l é a distância entre os eletrodos e γ_i é o coeficiente de emissão de elétrons secundários do cátodo. Maiores detalhes sobre estas variáveis podem ser encontrados em [7].

A maioria das lâmpadas vapor de sódio de alta pressão convencionais utiliza xenônio como gás de ignição. Apesar de sua elevada tensão de ruptura, o xenônio possui baixa condutibilidade térmica e forma uma atmosfera protetora que reduz a sublimação (“sputtering”) do material dos eletrodos, resultando numa elevada eficácia luminosa e no aumento do tempo de vida útil da lâmpada.

Os processos de ruptura, tanto por corrente como por tensão não são instantâneos, ou seja, existem tempos de atrasos associados, conforme mostra a Fig. 3.15. O tempo de atraso da ruptura por corrente $t_{b,I}$ corresponde ao intervalo de tempo decorrido, desde a aplicação da tensão entre os eletrodos $-V_b$, até a ocorrência da ruptura por corrente

(início da descarga auto-sustentada). Para lâmpadas HPS este atraso é da ordem de $0,1\mu\text{s}$. Já o tempo de atraso da ruptura por tensão corresponde ao intervalo de tempo, medido a partir do estabelecimento da descarga auto-sustentada, até o início da descarga luminescente, ou seja, da ruptura por tensão.

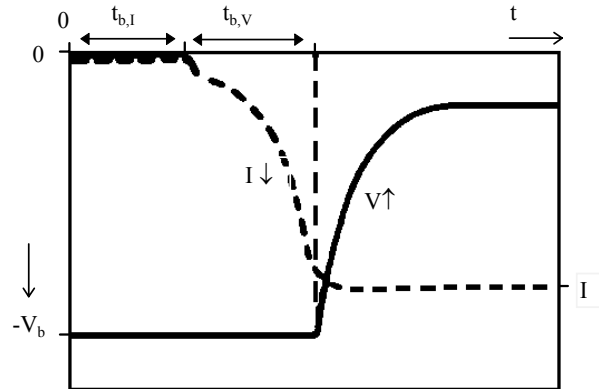


Fig. 3.15 – Processos de ruptura por corrente e por tensão [108].

Dados fornecidos por [7] levam a conclusão de que o tempo de atraso da ruptura por tensão $t_{b,V}$ é inversamente proporcional à diferença ΔV entre a tensão aplicada e o mínimo valor da tensão de ruptura ($V_{b,DC}$). Outra conclusão que se pode obter a partir desses dados é que para um dado valor de tensão de ruptura, o tempo de atraso $t_{b,V}$ aumenta quando a tensão aplicada cresce linearmente com o tempo.

Na prática a ignição da lâmpada é realizada através de um pulso, cuja forma de onda de tensão pode ser aproximada por um retângulo e através de resultados experimentais apresentados [7], se pode concluir que para pulsos com tempos de subida reduzidos a ignição da descarga pode ser realizada com tensões menores.

Outro detalhe importante que deve ser citado é o fato de que para completar o processo de ignição, além do pulso de tensão inicial, o circuito deve também prover potência suficiente para que a descarga na lâmpada faça a transição aquecimento-arco. A tensão na lâmpada deve ter apenas dois valores distintos, um durante o período de aquecimento e outro depois de estabelecido o arco. O arco somente pode ser sustentado se a potência aplicada fornecida pelo arco ao catodo puder ser compensada, pelo menos localmente.

A potência fornecida pelo arco é determinada, principalmente, pelo produto da corrente da lâmpada e a queda de tensão no catodo. Imediatamente após o “breakdown”, a

dimensão do eletrodo não desempenha papel importante, porque a potência aplicada à superfície do catodo somente pode ser transportada para o interior do material em alguns micrometros durante o tempo em que a descarga é formada (microsegundos), sendo que a temperatura do eletrodo será aproximadamente igual à temperatura ambiente [7]. Isto é tão importante que, no caso da operação em baixa frequência, para garantir a ignição da lâmpada deve-se tentar fazer com que o pulso de ignição seja aplicado no cruzamento por zero ou no início do semiciclo.

A partir do que foi exposto até este ponto, fica claro que a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão necessita de um elevado valor de tensão para que se possa obter a sua ignição, ou seja, o circuito utilizado deve prover, de alguma forma, um pico de tensão de ignição suficientemente grande para permitir a ignição segura da lâmpada. Segundo [8], para iniciar o arco em uma lâmpada de vapor de sódio de 1.000W são necessários aproximadamente 4.000V e em lâmpadas de menor potência é necessário que se aplique 2.500V. Segundo [108] as normas IEC e NEMA exigem, respectivamente, tensões mínimas de ignição de 2.775V +/-25V e 2.225V +/-25V para a ignição das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 400W. Tais limites de tensão levam em consideração possíveis variações nos níveis de ignição que podem ocorrer devido às variações na temperatura ou na pressão do gás inerte.

A fim de confirmar estes valores, foram realizados alguns ensaios com um conjunto formado por uma lâmpada VIALOX NAVT E40, um reator RQI400W e um ignitor IGH400, todos fabricados pela OSRAM. Na Fig. 3.16 apresenta-se uma aquisição do transitório de partida da lâmpada utilizando o reator convencional. Como se pode observar, o valor da tensão aplicada durante a ignição é de aproximadamente 2.500V, conforme sugerido na literatura.

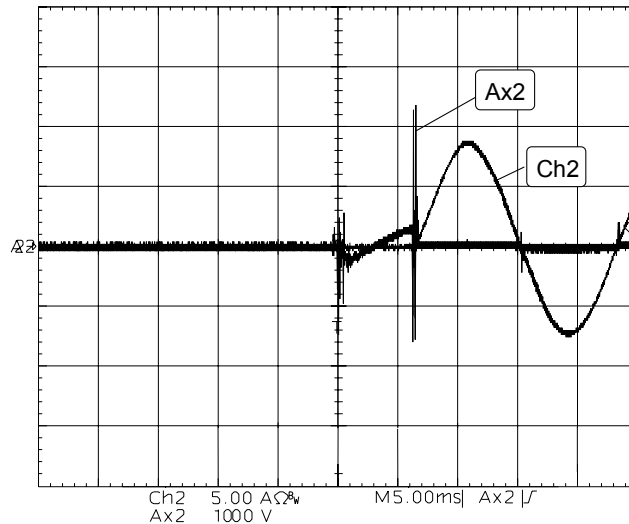


Fig. 3.16 – Tensão (Ch1) e Corrente (Ax2) na Lâmpada Durante Transitório de Ignição.

Foram realizados outros ensaios com o mesmo conjunto ignitor-reator, porém substituindo-se a lâmpada nova, utilizada no primeiro experimento, por outras sazoadas, modelo SON-T 400W, fabricadas pela Philips; e comprovou-se que o valor de tensão fornecido pelo ignitor foi suficiente para permitir a ignição das lâmpadas, como era esperado. Dessa forma, adotou-se 2,5kV como sendo a tensão de ignição mínima a ser obtida pelo circuito de ignição do circuito a ser desenvolvido.

Pode-se encontrar na literatura uma série de diferentes circuitos utilizados como ignitores que podem ser enquadrados em duas grandes categorias. A primeira delas, largamente utilizada em reatores para lâmpadas fluorescentes, baseia-se no uso de algum tipo de circuito ressonante, onde a tensão sobre um elemento em paralelo com a lâmpada, geralmente um capacitor, evolui até atingir a tensão de ruptura da lâmpada. Esta técnica é aplicada nos trabalhos apresentados em [23], [109], [110], [111], [112] e [113].

A segunda grande categoria é baseada na aplicação de pulsos de tensão á lâmpada através de um transformador ou autotransformador com relação de transformação adequada, de tal forma que a tensão sobre a lâmpada seja suficiente para permitir sua ignição. Tais pulsos podem ser comandados por transistores, tiristores, centelhadores, etc. Esta técnica é aplicada nos trabalhos apresentados em [32], [84], [91], [114] e [115].

3.2.2 Circuitos Utilizando Pulso de Tensão

Esta técnica é baseada na rápida aplicação de um alto nível de tensão com a ajuda de um circuito que utiliza um transformador ou autotransformador. Foram testados três diferentes circuitos que poderiam ser expandidos, criando-se novas configurações, caso se deseje utilizar outros componentes de disparo.

O primeiro protótipo desenvolvido utilizando esta técnica, é o da Fig. 3.17, onde é representado apenas o circuito de potência simplificado do inversor. O indutor L1, que funciona como autotransformador durante a ignição, é composto por 3+42 espiras de fio litz.

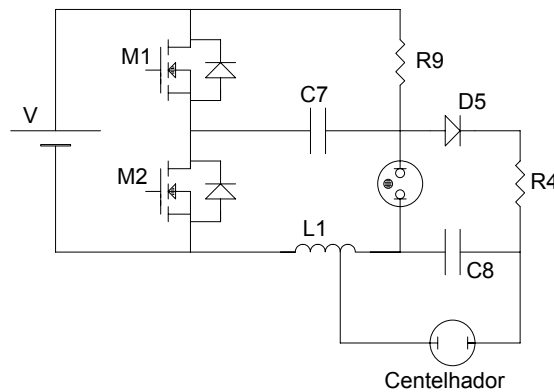


Fig. 3.17 – Ignitor Utilizando Centelhador.

Na Fig. 3.18 apresenta-se o transitório de partida da lâmpada. Tal aquisição será utilizada para descrever o funcionamento do circuito de ignição. Quando o inversor é alimentado, a lâmpada está desligada, apresentando assim alta impedância, o que faz com que toda a tensão aplicada pelo inversor apareça sobre a mesma. Tal tensão é retificada pelo diodo D5, que carrega o capacitor C8 via R4. Quando a tensão no capacitor de ignição C8 atinge a tensão de ruptura do centelhador (ou cápsula de gás), o mesmo “entra em condução”, aplicando tal tensão sobre um pequeno número de espiras do enrolamento do indutor “ballast” L1 que, devido ao grande valor da relação de espiras, reflete uma elevada tensão no restante do enrolamento. Isto induz a sobretensão necessária para a ignição. Caso, por algum motivo, a lâmpada não entre em funcionamento ou não esteja inserida no receptáculo, C8 volta a se carregar e o processo se repete indefinidamente até que se obtenha a ignição da lâmpada ou o sistema seja desligado. O intervalo de tempo de repetição dos pulsos pode ser ajustado através da constante de tempo dada por R4 e C8. A utilização do resistor R9 se faz necessária porque, na sua ausência, logo após as primeiras comutações do inversor, o capacitor C7, cuja capacitância é muito menor do que a capacitância de C8, estaria carregado, evitando a polarização do diodo D5, o que impediria a carga de C8. Quando a lâmpada entra em funcionamento, a tensão de pico sobre a mesma permite a carga do capacitor com um valor inferior ao valor necessário para produzir uma nova condução do centelhador.

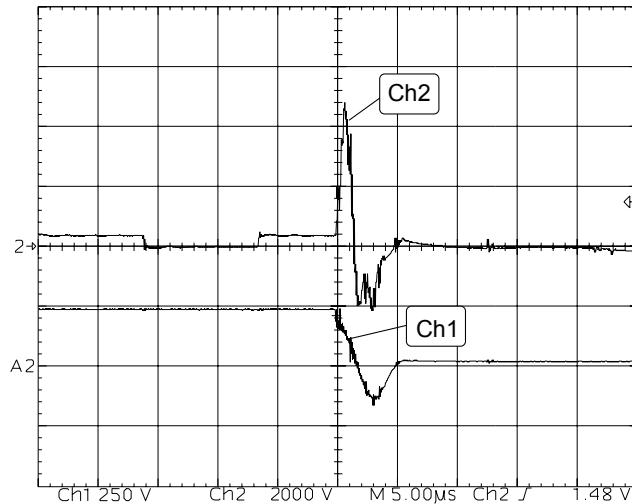


Fig. 3.18 – Tensão de Ignição na Lâmpada (Ch2) e tensão no Capacitor de Ignição C8 (Ch1) Durante o Transitório Usando Centelhador.

Na Fig. 3.19 pode-se observar o transitório de corrente durante a ignição da lâmpada, onde se deve destacar a ausência de “overshoot” neste tipo de carga. Um detalhe importante que se observa na operação da lâmpada de vapor de sódio da alta pressão, é o fato de que o nível de corrente já é relativamente alto desde o início de sua operação. Durante o período de aquecimento, quando a potência da lâmpada evolui até atingir o valor nominal, a tensão de arco aumenta enquanto a corrente diminui.

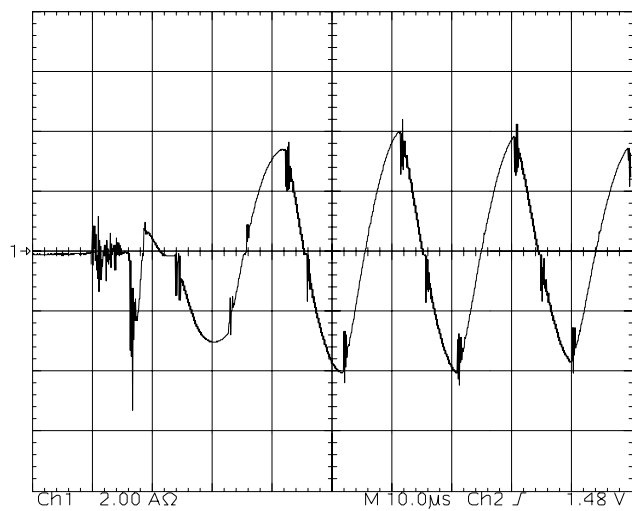


Fig. 3.19 – Transitório de Corrente na Lâmpada em Circuito Utilizando Centelhador.

Na Fig. 3.20 apresenta-se a tensão e a corrente nos transistores M1 e M2 com o conversor operando em regime. Assim como ocorreu na operação da carga resistiva obteve-se também a comutação do tipo ZVS. Nessas aquisições as tensões estão relacionadas com os canais Ch1 e Ch2 e as correntes com os canais Ax1 e Ax2.

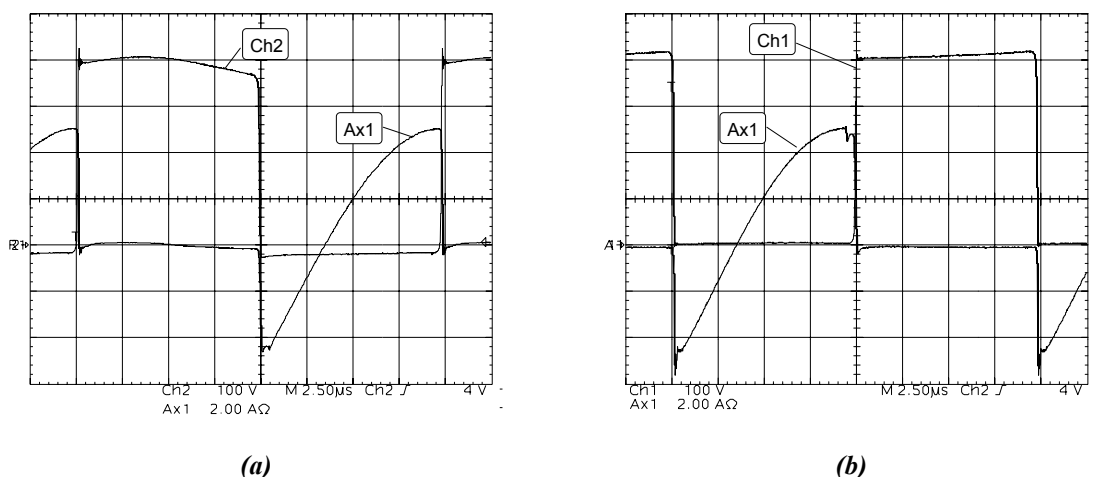


Fig. 3.20 – Tensão e Corrente nos Transistores M1 e M2.

Na Fig. 3.21 apresenta-se a última aquisição relevante desta estrutura, onde estão registradas a tensão e a corrente na lâmpada quando a potência sobre ela era 402W, ou seja, valor nominal de operação.

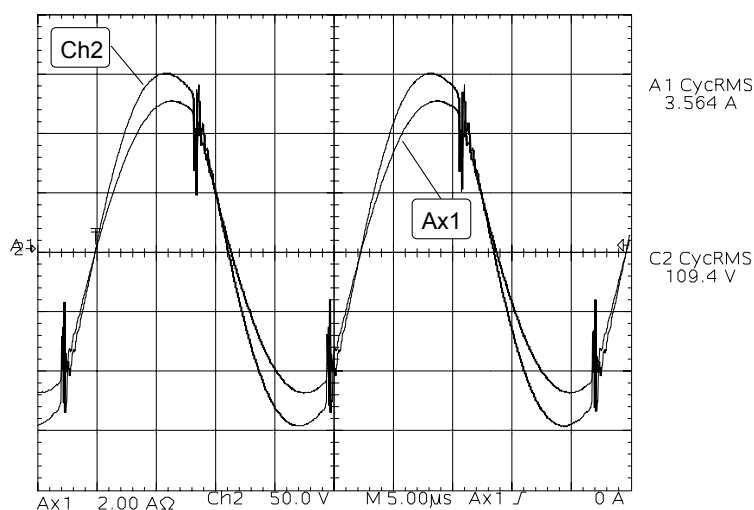


Fig. 3.21 – Tensão (Ch2) e Corrente (Ax1) na Lâmpada em Regime em Circuito Utilizando Centelhador.

Como se pode observar, os valores eficazes de tensão e de corrente na lâmpada diferem dos especificados no projeto. Acredita-se que tais diferenças não se configurem num problema grave, uma vez que a análise do comportamento desta mesma lâmpada, alimentada em baixa frequência, com um reator convencional, também mostrou um pequeno desvio nestes parâmetros (Fig. 3.22)

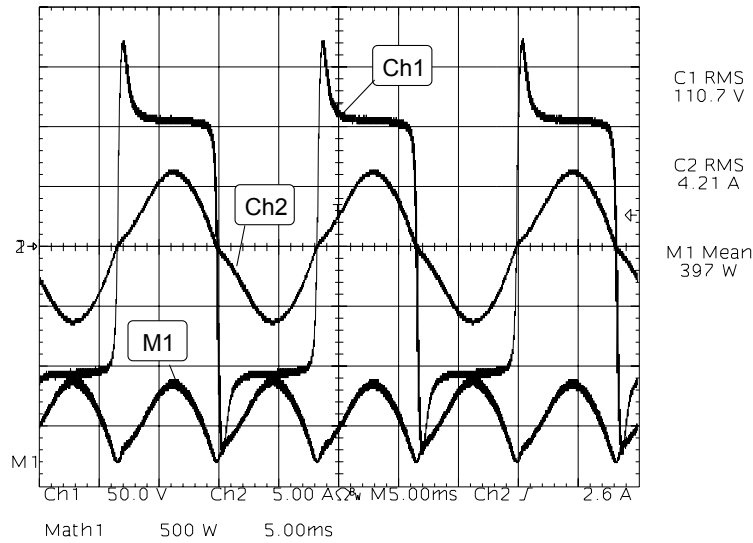


Fig. 3.22 – Tensão (Ch1), Corrente (Ch2) e Potência (M1) na Lâmpada em Regime Permanente em Baixa Freqüência.

Uma segunda opção para a técnica de ignição baseada em pulsos de tensão é apresentada no circuito da Fig. 3.23. Nesta estrutura, o circuito de ignição é baseado num componente conhecido como SIDAC, que funciona exatamente com um DIAC tendo, porém, uma maior capacidade de corrente e de tensão de ruptura. O SIDAC pode ser definido como sendo um dispositivo semiconductor bidirecional em corrente e em tensão disparado por uma tensão relativamente alta. Sendo um dispositivo bidirecional, ele comuta do estado bloqueado para a condução quando a tensão aplicada entre seus terminais excede a tensão de ruptura. Como outros dispositivos do gênero, uma vez em condução, o SIDAC somente será bloqueado quando a corrente que circula através de seus terminais cair abaixo de um certo valor, conhecido como “holding current” [116].

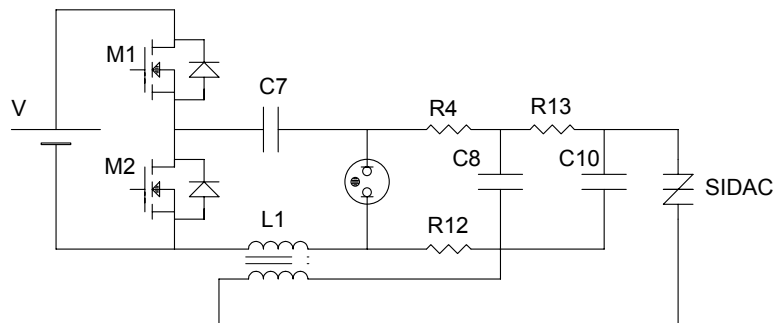


Fig. 3.23 – Ignitor Utilizando SIDAC.

O princípio de funcionamento do circuito de ignição utilizando o SIDAC é o mesmo do circuito utilizando centelhador e usa a energia armazenada nas placas de um capacitor (C10) para gerar uma sobretensão nos enrolamentos do indutor “ballast” (L1). Neste circuito, diferentemente do que acontece no circuito que utiliza o centelhador, a

tensão armazenada no capacitor C10 é aplicada a um enrolamento auxiliar do indutor L1, ou seja, nesta configuração, a sobretensão é obtida através de um transformador. Os resistores de R4, R12 e R13 foram inseridos no circuito desta forma para permitir que, depois de ocorrido o fenômeno de ruptura no SIDAC, este voltasse a se bloquear. A implementação prática mostrou que este cuidado é necessário, pois caso o SIDAC permaneça em condução, o mesmo é submetido a uma grande elevação de temperatura que pode destruí-lo.

Na Fig. 3.24 apresenta-se o transitório de partida, quando um pico de tensão, fornecido pelo indutor “ballast”, é aplicado aos terminais da lâmpada. Assim como no circuito anterior, caso a ignição não seja obtida, o processo volta a repetir-se através da recarga do capacitor C10 e conseqüente reaplicação da sua tensão no enrolamento auxiliar do indutor.

O nível de tensão atingido, mais uma vez, superou o mínimo valor estipulado, podendo ser ajustado através do número de espiras dos enrolamentos principal e auxiliar do indutor “ballast”.

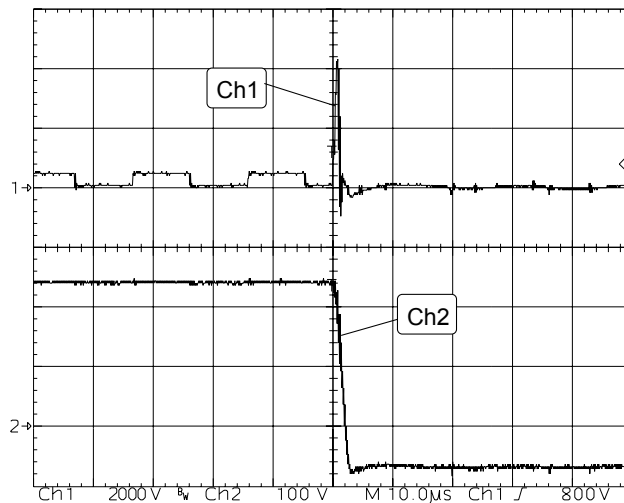


Fig. 3.24 – Tensão na Lâmpada (Ch1) e Tensão no Capacitor de Ignição (Ch2) Durante o Transitório Usando SIDAC.

Como esta estrutura é muito semelhante à anterior, não serão apresentadas as aquisições das tensões e correntes nos MOSFET's. Na Fig. 3.25 são apresentadas a tensão, a corrente e a potência na lâmpada, em regime permanente.

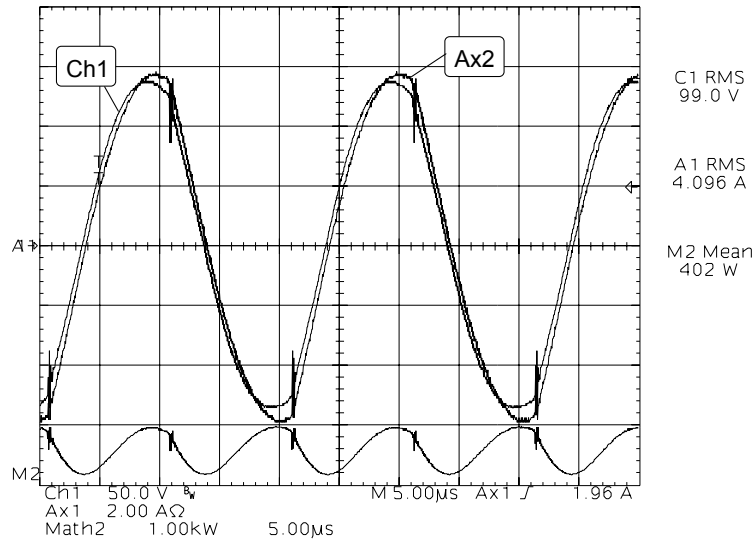


Fig. 3.25 – Tensão (Ch1), Corrente (Ax2) e Potência na Lâmpada (M2) em Regime.

Como pode-se observar, neste caso, os valores de tensão e corrente medidos estão bem próximos dos valores estipulados pelo fabricante da lâmpada. Credita-se tal mudança ao fato de a lâmpada já ter sido operada durante um número maior de horas.

O último dos circuitos estudados utilizando a técnica de ignição por relação de transformação, é baseado em um capacitor auxiliar associado a um pequeno número de espiras do enrolamento do indutor “ballast” para gerar a sobretensão desejada e é mostrado na Fig. 3.26.

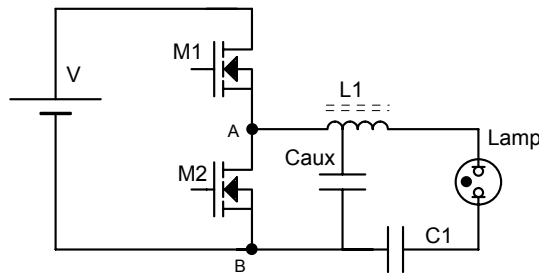


Fig. 3.26 – Ignitor Utilizando Capacitor Auxiliar.

O princípio de funcionamento do ignitor pode ser assim sumarizado: enquanto a lâmpada não estiver em funcionamento, apresentando portanto alta impedância, não há circulação de corrente por aquele ramo do circuito. Assim sendo, haverá circulação de corrente apenas entre o capacitor Caux e o primeiro trecho do enrolamento do indutor “ballast”. A tensão aplicada a este trecho inicial do indutor oscila de acordo com a frequência de ressonância dada pelos valores de indutância e capacitância envolvidos (trecho de L1 e Caux), induzindo no restante do enrolamento uma alta tensão, suficiente para permitir a ignição da lâmpada. Após a ignição, a circulação de corrente através de

todo o enrolamento do indutor faz com que o nível de corrente através de Caux seja suficientemente pequeno para que sua influência na tensão da lâmpada seja praticamente eliminada.

A fim de demonstrar o funcionamento da estrutura, foram realizadas algumas simulações computacionais. Na primeira delas, mostrada na Fig. 3.27, apresenta-se a corrente de saída teórica do inversor durante o intervalo em que a lâmpada não está em funcionamento. Tal corrente corresponde à corrente que circula pelo capacitor Caux e pelo trecho do enrolamento de L1 a ele conectado.

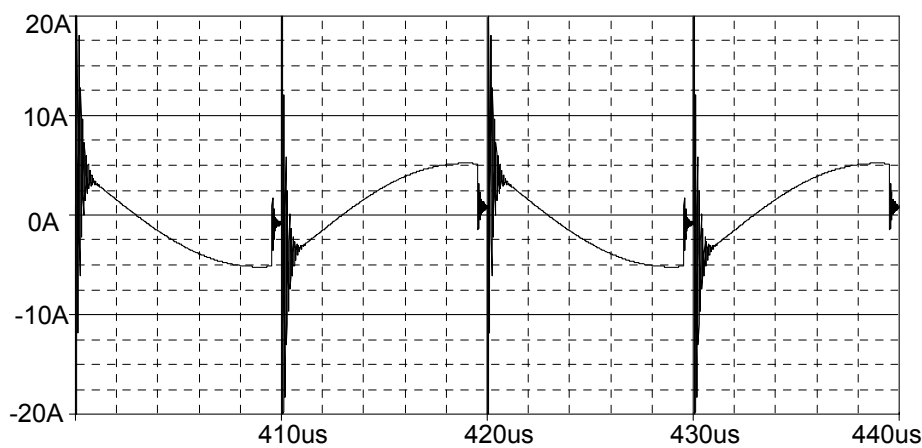


Fig. 3.27 – Corrente de Saída do Inversor em Regime – Resultado de Simulação.

Na Fig. 3.28 são apresentadas a tensão e a corrente na lâmpada. Como se pode observar, a oscilação gerada na corrente de saída do inversor quando no intervalo de tempo correspondente ao tempo morto dos interruptores, acaba se manifestando, mesmo que de forma discreta, no comportamento elétrico da lâmpada.

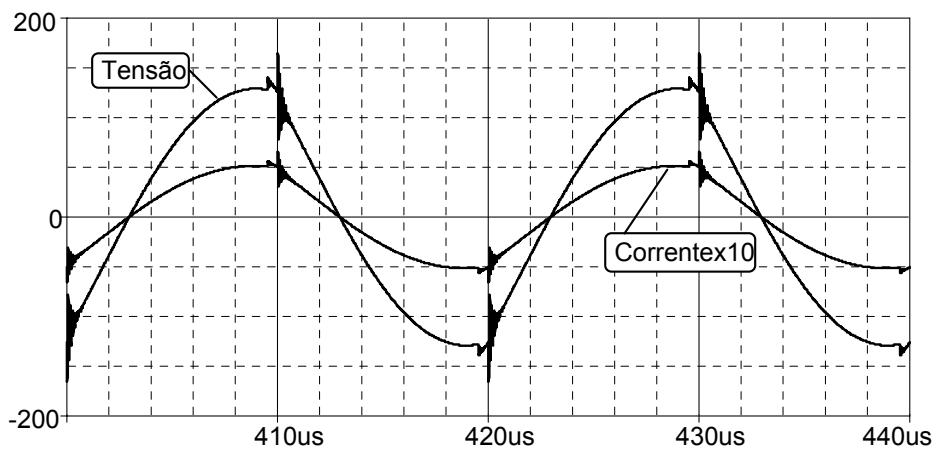


Fig. 3.28 – Tensão e Corrente na Lâmpada em Regime – Resultado de Simulação.

A última simulação relevante é apresentada na Fig. 3.29 e mostra o comportamento do circuito quando a lâmpada está desligada, ou seja, mostra a sobretensão que deve surgir nos terminais da lâmpada durante o transitório de ignição. Como pode-se perceber, a cada nova comutação do inversor, surge um trem de pulsos de alta tensão sobre a lâmpada. A partir desta aquisição, pode-se discutir a forma de dimensionamento do capacitor auxiliar, que foi especificado de tal forma que a frequência de ressonância resultante da sua associação ao valor do primeiro trecho do enrolamento de L1, seja maior que a frequência de comutação do inversor. No caso do protótipo implementado, tal frequência era aproximadamente 10 vezes maior que a frequência de comutação.

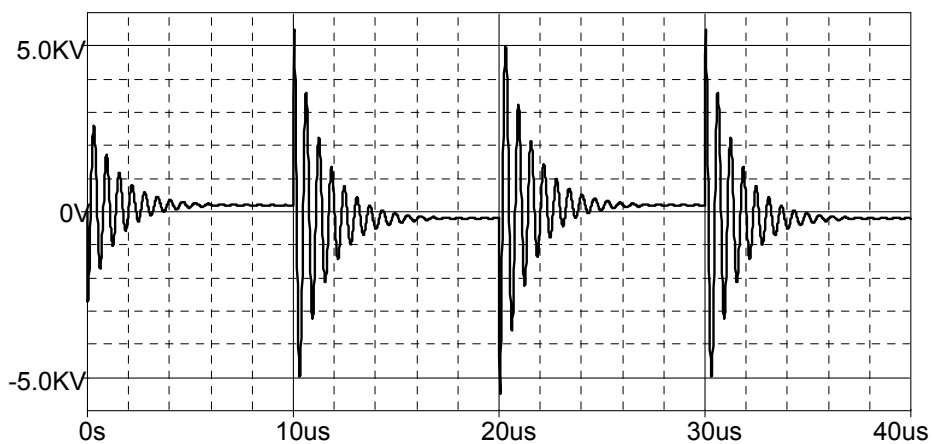


Fig. 3.29 – Tensão de Ignição na Lâmpada Durante o Transitório – Resultado de Simulação.

A partir destes resultados, foi implementado um protótipo em laboratório, cujos resultados de ensaios são apresentados a seguir. Na Fig. 3.30, apresenta-se a tensão aplicada à lâmpada durante o transitório de ignição.

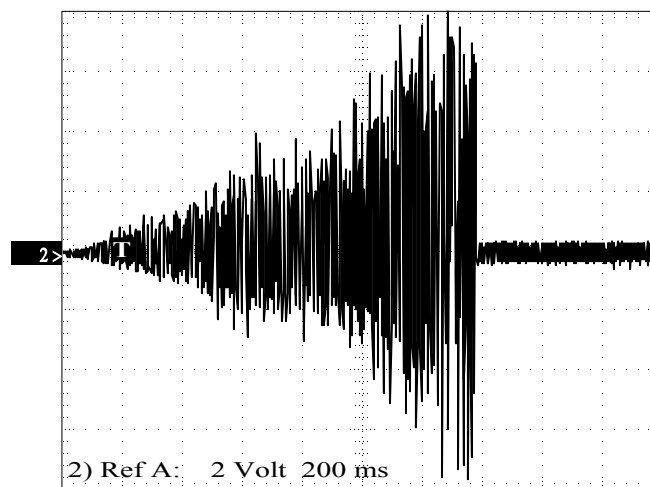


Fig. 3.30 – Transitório de Tensão de Ignição na Lâmpada (2kV).

Com tal estrutura obteve-se a ignição rápida da lâmpada, mesmo quando esta ainda encontrava-se quente, sendo necessário um pequeno intervalo de resfriamento. Tal comportamento pode ser atribuído ao alto valor de tensão obtido durante este processo. Na Fig. 3.30 , a escala de tensão é de 2V por divisão e deve ser multiplicada por 1000, ou seja, os picos de tensão, durante a ignição, aproximaram-se de 8kV. O nível de tensão pode ser ajustado através da alteração do número de espiras que compõem o primeiro trecho do enrolamento do indutor ou através da adoção de um outro valor de capacitância para o capacitor Caux. No circuito implementado, o indutor foi montado de tal forma que era composto por 3+42 espiras, o que resultou em indutâncias parciais de 1,41 μ H e 277 μ H. Na Fig. 3.31 apresenta-se a tensão entre os pontos A e B do inversor e a corrente fornecida à lâmpada após a partida, ainda durante o processo de aquecimento da mesma. A partir desta aquisição, já se pode observar o comportamento indutivo da corrente principal.

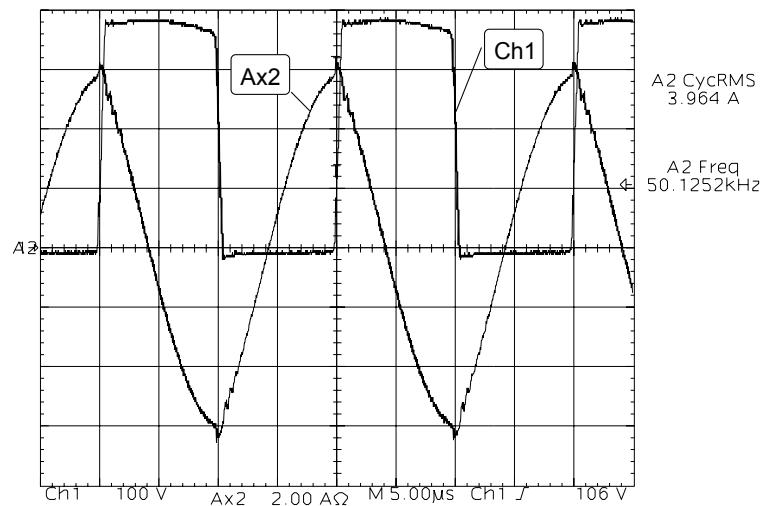


Fig. 3.31 – Tensão V_{AB} (Ch1) e Corrente na Lâmpada (Ax2) Durante o Intervalo de Aquecimento.

Na Fig. 3.32, são apresentadas a tensão, a corrente e a potência na lâmpada durante o intervalo de aquecimento da mesma ($\cong 360$ W).

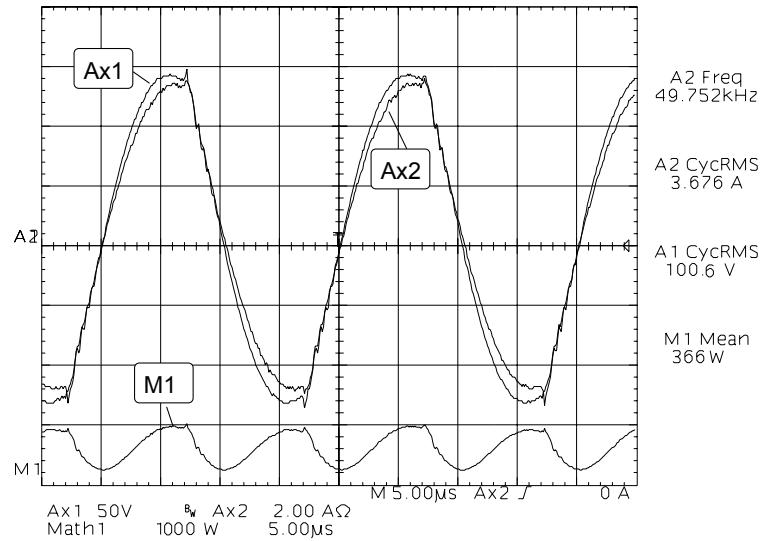


Fig. 3.32 – Tensão V_{AB} (Ch1) e Corrente na Lâmpada (Ax2) Durante o Intervalo de Aquecimento.

Na Fig. 3.33 são apresentadas a tensão e a corrente na lâmpada quando esta atinge sua potência nominal. Nestas aquisições fica clara a mudança de comportamento da corrente na lâmpada com o aquecimento do gás, cuja forma de onda fica tão parecida com a obtida por simulação quanto maior for a temperatura da lâmpada.

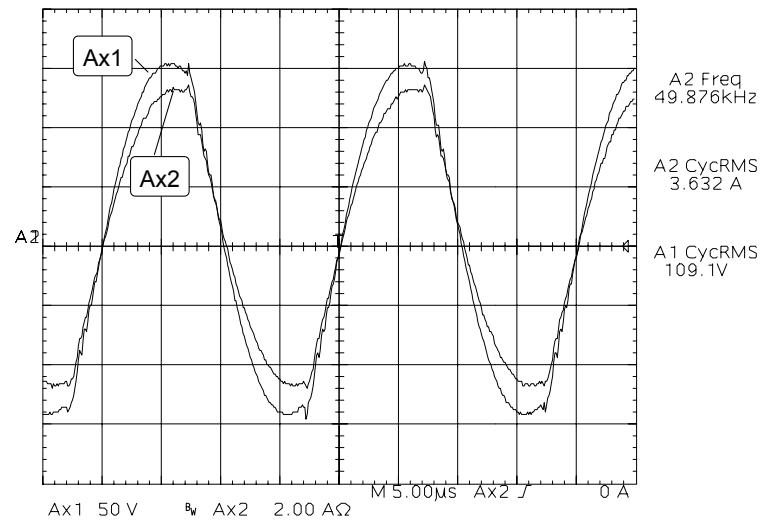


Fig. 3.33 – Tensão (Ax1) e Corrente (Ax2) na Lâmpada em Regime Permanente.

Na Fig. 3.34 são apresentadas as tensões e as correntes na situação de regime permanente nos transistores M1 e M2, respectivamente. Através desta aquisição, comprova-se que o circuito de ignição implementado, mesmo continuando conectado à saída do inversor, não interfere na comutação suave dos transistores.

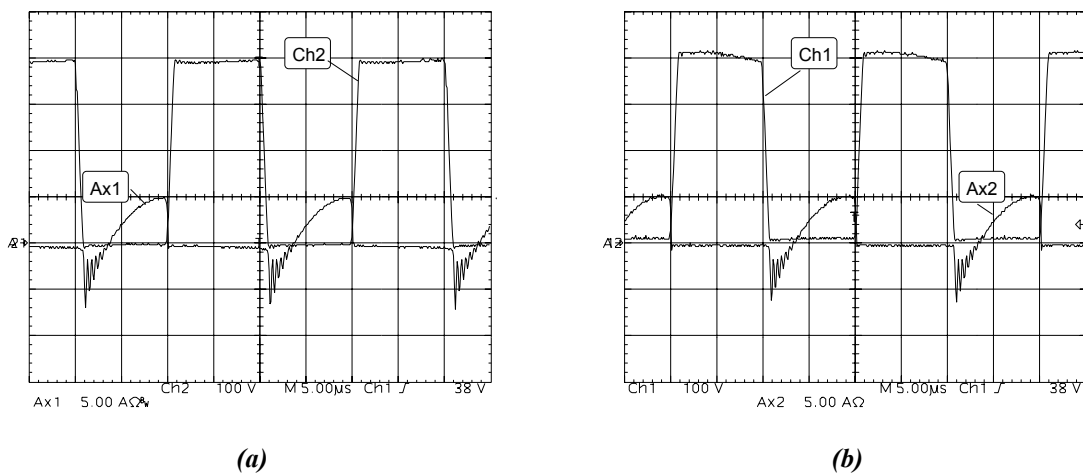


Fig. 3.34 – Tensão e Corrente nos Transistores M1 e M2, Respectivamente.

Na Fig. 3.35 são apresentas as correntes na lâmpada (Ch2) e na entrada do filtro (Ch1), onde se percebe claramente que as oscilações causadas pelo par LC colocado na saída do inversor, em regime permanente, são confinadas neste ramo do circuito.

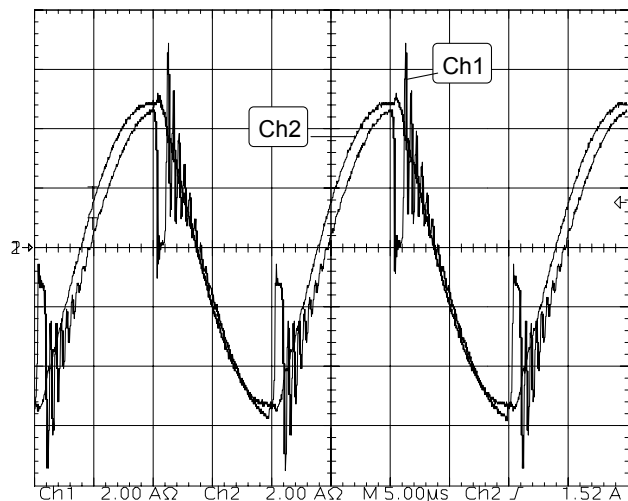


Fig. 3.35 – Correntes de Saída do Inversor (Ch1) e na Lâmpada (Ch2).

É importante também frisar que a escolha do par LC deve ser tal que durante o período de ignição, a sobretensão gerada seja suficientemente grande para garantir o acendimento da lâmpada. Esta condição de operação pode ser considerada crítica porque expõe o inversor a uma alta corrente de transitório.

3.2.3 Circuito Utilizando Ressonância

O circuito de ignição baseado no fenômeno da ressonância pode utilizar o tradicional filtro LCC que normalmente encontra-se nos reatores eletrônicos destinados às lâmpadas fluorescentes ou um filtro LLC, conforme sugerido por [32]. Na Fig. 3.36 pode-se observar o diagrama esquemático do circuito de potência simplificado de um inversor

utilizando o filtro LCC, que pode ser descrito com sendo um filtro passa baixa de terceira ordem. Nesta figura pode-se identificar os componentes do filtro ressonante como:

- $L_R \rightarrow$ Indutor ressonante.
- $C_S \rightarrow$ Capacitor ressonante série.
- $C_P \rightarrow$ Capacitor ressonante paralelo.

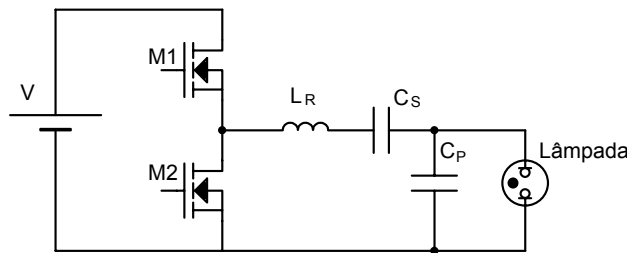


Fig. 3.36 – Inversor Utilizando Filtro de Saída Ressonante.

O filtro LCC pode ser utilizado como circuito ignitor porque, ao contrário do filtro LC, anteriormente adotado, pode fornecer em seus terminais de saída uma tensão muito maior do que a aplicada em seus terminais de entrada, ou seja, pode desempenhar três funções, filtrar e limitar a corrente circulante, além de propiciar o nível de tensão necessário à ignição da lâmpada. O comportamento do filtro LCC pode ser comparado ao comportamento do filtro LC através da Fig. 3.37 e da Fig. 3.38, onde são apresentadas a função de transferência de tensão do filtro LC e as funções de transferência de tensão e de corrente do filtro LCC em função da frequência de comutação, respectivamente.

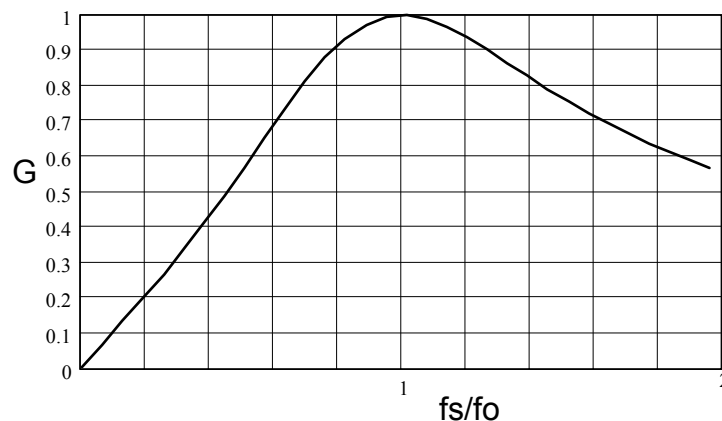


Fig. 3.37 – Ganho de Tensão em Filtro LC.

A análise matemática apresentada a seguir e que foi utilizada para a obtenção da Fig. 3.38 foi feita, considerando como carga do filtro LCC um resistor de valor infinito [105], ou seja, esta primeira análise presta-se para o entendimento do funcionamento do filtro durante o período transitório em que o arco da lâmpada não foi estabelecido.

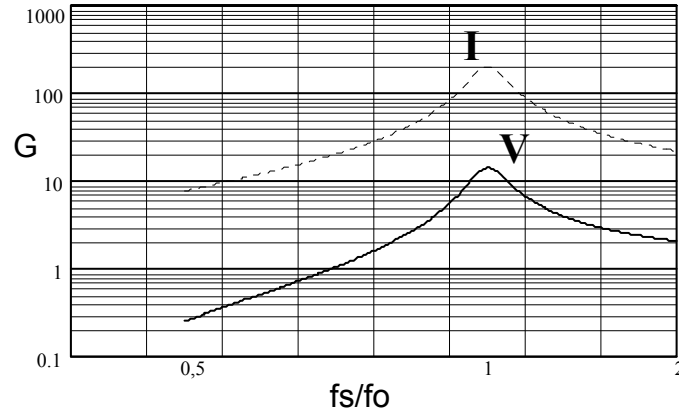


Fig. 3.38 – Ganho de Tensão e de Corrente em Filtro LCC.

Inicialmente define-se a relação entre os valores das capacitâncias como sendo x , o que leva a:

$$x = \frac{C_P}{C_S} \quad (3.18)$$

Através da observação da Fig. 3.36 e da suposição que a lâmpada comporta-se como um circuito aberto, tem-se como circuito a ser analisado, um inversor com uma carga puramente reativa, como se apresenta na Fig. 3.39.

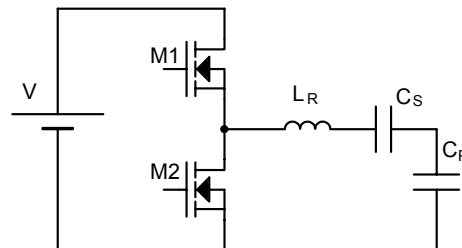


Fig. 3.39 – Inversor Utilizando Filtro de Saída Ressonante Antes da Ignição.

A fim de facilitar a análise de tal circuito, pode-se calcular o valor da capacitância equivalente da associação série de C_S e C_P :

$$C_{eq} = \frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P} \quad (3.19)$$

Tal valor pode ser reescrito como:

$$C_{eq} = \frac{C_P}{1+x} = \frac{C_S}{1+\frac{1}{x}} \quad (3.20)$$

A frequência natural de oscilação do filtro é dada por [105]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_R \cdot C_{eq}}} \quad (3.21)$$

A impedância característica é dada por:

$$Z_0 = \omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_{eq}} = \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \quad (3.22)$$

O fator de qualidade na frequência de ressonância é dado por:

$$Q = \frac{\omega_r \cdot L}{R_L} \quad (3.23)$$

Como pode-se observar, a função de transferência de tensão do filtro, dada por (3.24), é dependente do valor do fator de qualidade que, por sua vez, é inversamente proporcional ao valor da resistência da carga do filtro. Dessa forma pode-se concluir que o gráfico da Fig. 3.38 foi traçado após arbitrar-se um valor fixo para Q. Na Fig. 3.40 apresenta-se o comportamento da função de transferência do filtro mediante variações da frequência de comutação (f_s) e do fator de qualidade (Q).

$$G = \frac{1}{\sqrt{(1+x)^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega s}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q^2} \cdot \left(\frac{\omega s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega s} \cdot \frac{x}{x+1}\right)^2}} \quad (3.24)$$

Através da observação da Fig. 3.38 e da Fig. 3.40, pode-se adotar como sendo o primeiro parâmetro de projeto, uma frequência de comutação próxima da frequência de ressonância do filtro antes da ignição, de tal forma que se obtenha o nível de tensão desejado na lâmpada. Ao mesmo tempo, deve-se observar que tal critério faz com que o nível de corrente circulante também seja bastante alto, o que leva a necessidade de um circuito de controle que evite que correntes excessivamente altas danifiquem o inversor caso a lâmpada não esteja inserida no receptáculo ou, por algum motivo, não entre em funcionamento depois que a alta tensão é aplicada em seus terminais.

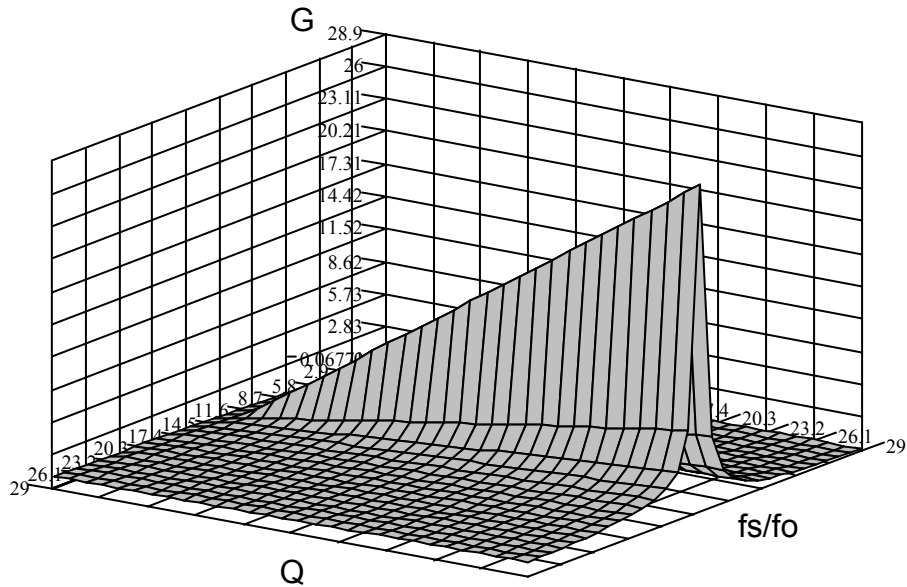


Fig. 3.40 – Função de Transferência de Tensão do Filtro LCC.

Como citado anteriormente, o equacionamento apresentado é válido somente durante o período em que a lâmpada está desligada. Após sua ignição, um novo elemento (a resistência equivalente da lâmpada) é inserido no circuito, que pode passar a ser tratado como sendo duas impedâncias Z_1 e Z_2 constituídas, respectivamente, pela associação série do indutor L_R e do capacitor C_S ; e da associação paralela do capacitor C_P e da resistência equivalente da lâmpada.

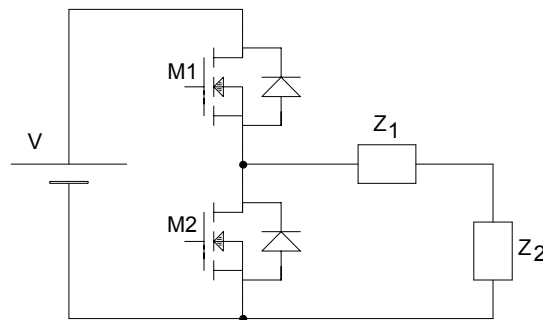


Fig. 3.41 – Circuito Equivalente Para Análise Pós Ignição.

Sabe-se que o valor de Z_1 deve ser tal que os valores de tensão e de corrente da lâmpada sejam respeitados. É interessante também que, para garantir a comutação suave durante todas as etapas de operação, a frequência de comutação escolhida esteja sempre acima das frequências de ressonância do filtro (antes e após a ignição). Os valores de tais impedâncias podem ser calculados da seguinte maneira:

$$Z_1 = \sqrt{\left(2\pi \cdot fs \cdot L - \frac{1}{2\pi \cdot fs \cdot C_S}\right)^2} \quad (3.25)$$

$$Z_2 = R // X_{Cp} \quad (3.26)$$

O que leva a uma impedância total de:

$$Z_T = Z_1 + Z_2 \quad (3.27)$$

$$Z_T = \left[\sqrt{\left(2\pi \cdot fs \cdot L - \frac{1}{2\pi \cdot fs \cdot Cs} \right)^2} \right] + [R // X_{Cp}] \quad (3.28)$$

A corrente total fornecida pelo inversor pode ser calculada pela equação (3.29) caso seja considerada somente a componente fundamental da tensão de entrada do filtro

$$I_T = \frac{\left(\frac{2V}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right)}{Z_T} \quad (3.29)$$

A partir deste equacionamento, desenvolveu-se um algoritmo de projeto que pode ser assim resumido:

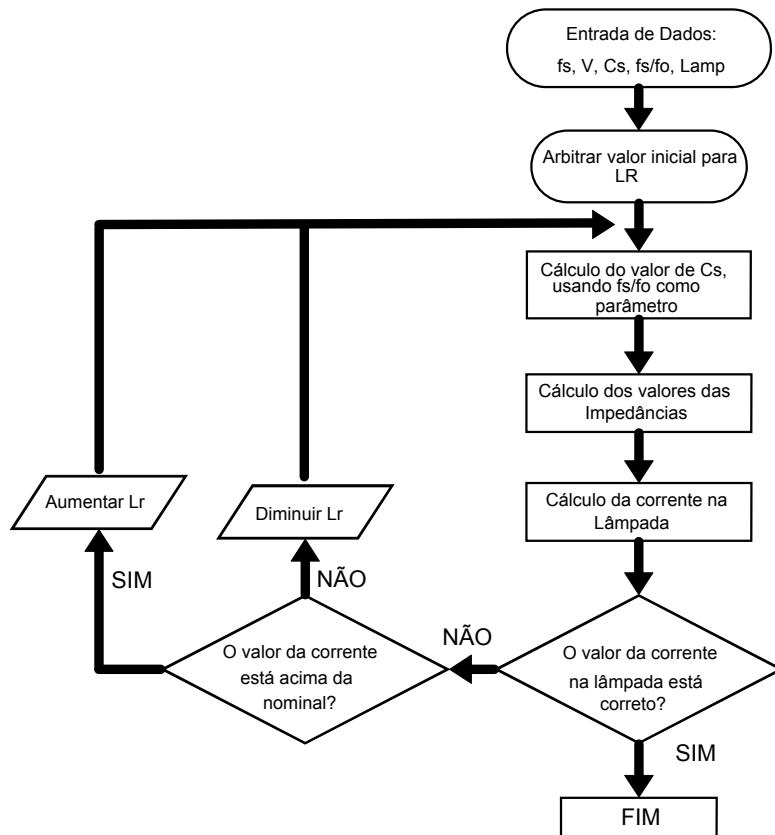


Fig. 3.42 – Fluxograma do Algoritmo de Cálculo do Filtro LCC.

Utilizando-se tal procedimento de projeto e os valores de tensão de barramento, frequência de comutação e dados da lâmpada previamente apresentados, chegou-se aos seguintes valores de capacitância e indutância para os componentes do filtro ressonante:

- Capacitor paralelo $C_p=85\text{nF}$.
- Capacitor série $C_s=1\mu\text{F}$.
- Indutor $L_R=150\mu\text{H}$.

É importante salientar que neste roteiro de projeto, o valor da capacitância do capacitor série C_s é arbitrado de forma que seu valor de capacitância propicie uma baixa ondulação de tensão em seus terminais e reduzida influência no circuito ressonante durante a ignição do circuito.

A partir dos valores calculados, procedeu-se a simulação digital do inversor, utilizando mais uma vez uma resistência para representar a lâmpada. Na Fig. 3.43 apresenta-se a tensão aplicada à lâmpada durante o transitório de ignição. Como pode-se observar, o nível de tensão atingido corresponde ao mínimo valor estipulado. Ainda nesta simulação pode-se comprovar o aparecimento do fenômeno chamado batimento em que a tensão de pico atingida sobe e desce numa frequência determinada pela relação entre as frequências de comutação e de ressonância.

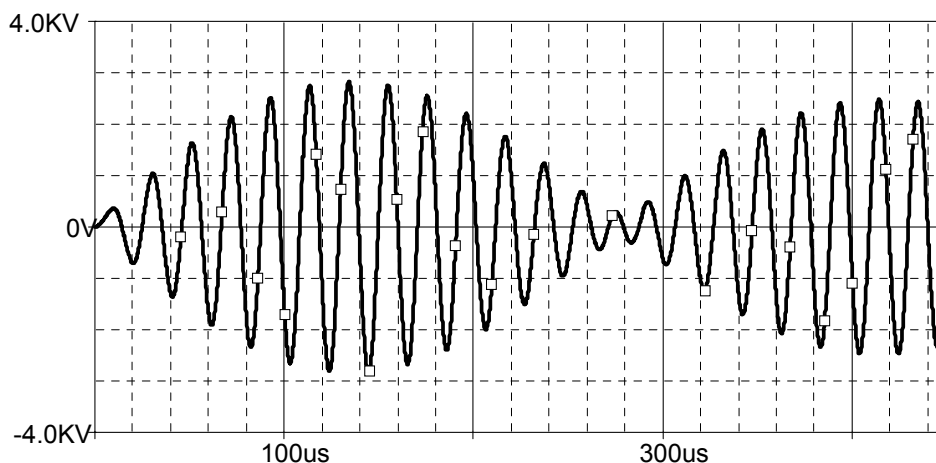


Fig. 3.43 – Tensão de Ignição – Resultado de Simulação.

O segundo resultado de simulação mostra os valores de tensão e corrente na lâmpada em regime permanente de funcionamento. Tal forma de onda aproxima-se mais de uma senóide que a forma de onda obtida na saída do filtro LC utilizado nas demais estruturas.

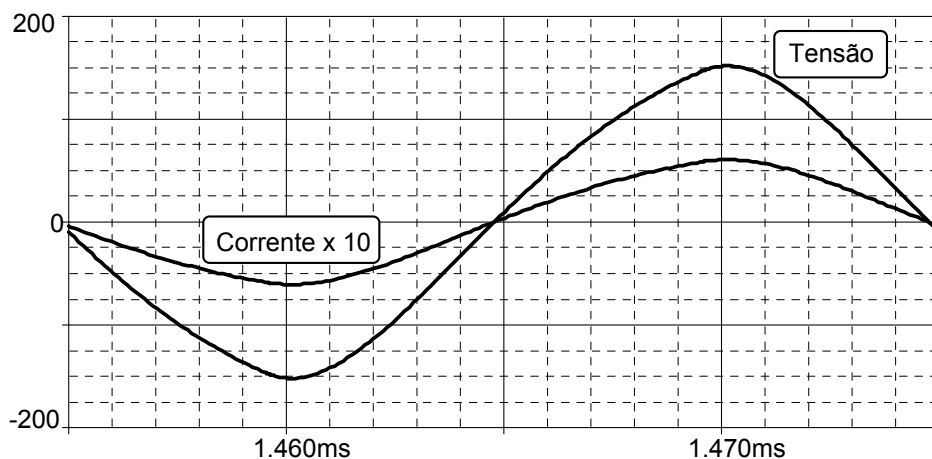


Fig. 3.44 – Tensão e Corrente na Lâmpada em Regime – Resultado de Simulação.

Na Fig. 3.45 são mostradas a tensão e a corrente em um dos interruptores de potência da estrutura. Através das formas de onda fica evidenciada, mais uma vez, a comutação suave do tipo ZVS.

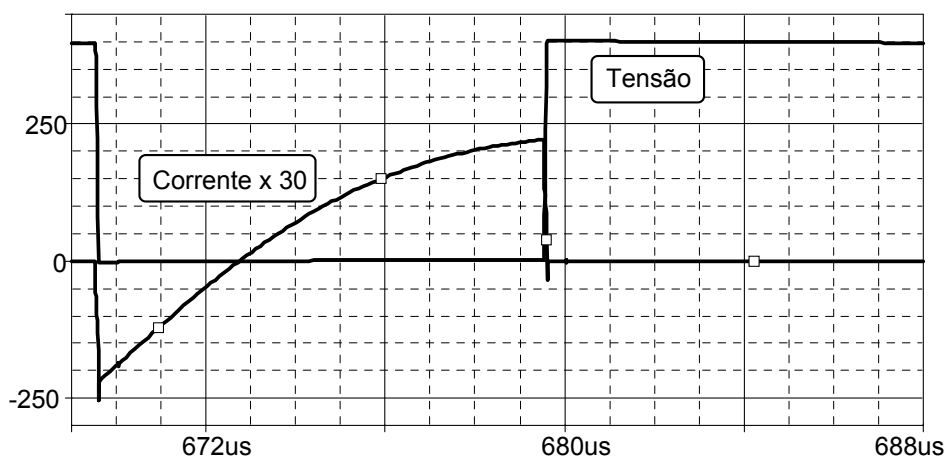


Fig. 3.45 – Tensão e Corrente em Um Dos Transistores em Regime– Resultado de Simulação.

Mostrou-se a comutação de apenas um dos interruptores do inversor porque, teoricamente, ambos devem ter o mesmo comportamento.

Comprovado, através das simulações, o funcionamento da estrutura, implementou-se um protótipo em laboratório, cujos resultados serão apresentados a partir deste ponto. Uma ressalva de ordem prática deve ser feita em relação ao projeto físico do indutor para este conversor, que deve usar baixo valor de densidade máxima de fluxo para garantir que durante o transitório de ignição, onde se registra um elevado valor de corrente, não ocorra a saturação do núcleo. A primeira aquisição realizada mostra a tensão aplicada sobre a lâmpada durante o transitório de ignição. Como pode-se observar, o nível de tensão atingido durante o processo de ignição, nesta configuração, é muito menor ($\cong 1.500V$) que

o nível necessário nas outras configurações. Acredita-se que a ignição tenha sido obtida com um nível de tensão menor, devido à maior frequência com que os pulsos são aplicados à lâmpada e ao fato de que quando tal filtro é alimentado por uma frequência próxima à sua frequência de ressonância, como no caso implementado, têm-se os picos máximos de corrente e de tensão do filtro. Dessa forma, uma maior corrente permite que se atinja mais facilmente o processo de “breakdown” de corrente da lâmpada, facilitando enormemente a sua ignição. Tal comportamento de corrente não é registrado no caso do filtro LC anteriormente utilizado.

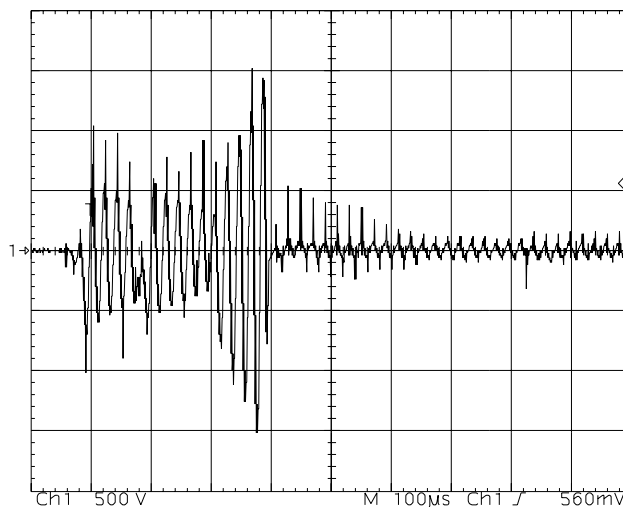


Fig. 3.46 – Transitório de Tensão de Ignição na Lâmpada.

Na Fig. 3.47 são apresentadas tensão, corrente e potência na lâmpada em regime. Como pode-se observar, mais uma vez os níveis de tensão e de corrente não são exatamente os mesmos especificados pelo fabricante, embora a potência fosse nominal. Mais uma vez creditam-se tais diferenças ao fato de que tais aquisições foram realizadas com uma lâmpada nova.

Finalmente, na Fig. 3.48 apresenta-se a tensão e a corrente em um dos transistores de potência do inversor a fim de demonstrar a comutação suave. Como, teoricamente, o comportamento dos dois transistores deve ser o mesmo, optou-se por apresentar a aquisição em apenas um deles.

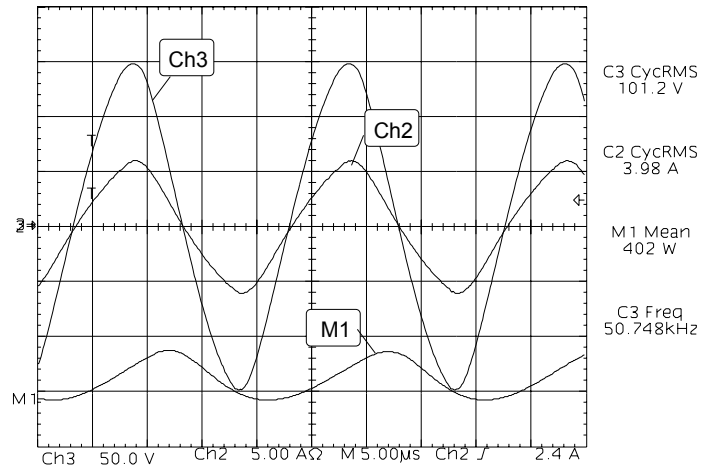


Fig. 3.47 – Tensão (Ch3), Corrente (Ch2) e Potência (M1) na Lâmpada em Regime a.

Assim como nos demais circuitos apresentados, a comutação ZVS dos transistores permitiu a operação do conversor sem que nenhum tipo de aquecimento excessivo fosse registrado.

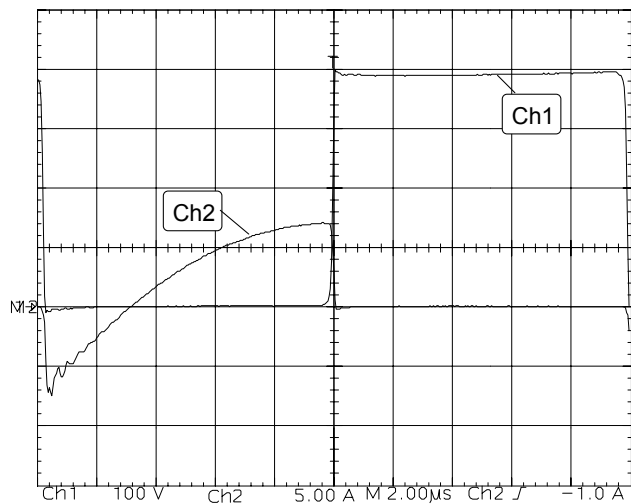


Fig. 3.48 – Tensão (Ch1) e Corrente (Ch2) em Um dos Transistores de Potência.

Outro detalhe importante registrado durante os ensaios das quatro diferentes estruturas para testes dos circuitos de ignição e do reator convencional, foi a observação da variação do tempo necessário para que a lâmpada atingisse a potência nominal em função do circuito utilizado. Com o circuito ressonante este tempo foi de aproximadamente 9 minutos, tempo este muito menor que o registrado no caso dos reatores utilizando filtro LC que ficaram em torno de 12 a 15 minutos e do reator convencional, que levou aproximadamente 20 minutos para estabilizar a potência na lâmpada.

3.3 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os passos seguidos a fim de se desenvolver a estrutura inicial para um inversor que opere a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão em alta frequência. A tensão de alimentação inicialmente adotada para este inversor foi de 400V, já que este é o nível mais comumente encontrado na saída de estágios pré-reguladores operados a partir da rede de 220V. Entretanto, a metodologia apresentada permite que se alterem com facilidade os valores dos componentes utilizados em função de diferentes valores de tensão de barramento, como o que aconteceria caso os inversores fossem alimentados sem estágio de correção do fator de potência ou a partir de uma rede de tensão mais baixa.

Através de uma rápida análise concluiu-se que o inversor meia ponte com “ballast” indutivo seria a melhor opção, caso o controle a ser empregado permita a utilização de tal estrutura, já que a mesma apresenta capacidade de operar a lâmpada em alta frequência de forma simplificada, aliando confiabilidade e baixo custo de implementação. Além disto, o inversor meia-ponte, quando comparado ao inversor ponte completa, apresenta ainda como vantagem o fato de exibir um menor nível de perdas de condução.

Um item de vital importância para o desenvolvimento do reator é o circuito que fornece a alta tensão necessária para a ignição da lâmpada. Todos os circuitos ignitores analisados e implementados na prática apresentaram resultados satisfatórios, permitindo a ignição rápida e segura da lâmpada. Contudo, cada um deles apresenta suas limitações.

Como principais características de cada um dos circuitos pode-se citar:

- O circuito utilizando centelhador é um dos que apresenta implementação mais simples e fácil compreensão de funcionamento. Além disso, todos os componentes podem ser facilmente reprojatados sempre que isto se fizer necessário. Um ponto de destaque deste circuito é a baixa sensibilidade aos elementos parasitas, garantindo assim que a lâmpada sempre seja submetida a um alto valor de tensão.
- O circuito utilizando SIDAC apresenta todas as qualidades do circuito utilizando centelhador, entretanto demanda um circuito um pouco maior que aquele utilizado com centelhador. No entanto, tal diferença é facilmente superada quando considerada a grande diferença de custo existente entre o centelhador e o SIDAC.
- A técnica utilizando o circuito auxiliar pode ser considerada aquela que apresenta o mais simples dos circuitos, entretanto os estudos realizados demonstraram que tal circuito

apresenta relativa sensibilidade à elementos parasitas, como aqueles inseridos devido às variações de “layout”, que podem impedir a ignição da lâmpada.

- Finalmente, a utilização da ressonância, torna necessária a utilização de uma quantidade de capacitores relativamente grande para se obter a capacitância projetada, de tal forma que estes suportem o nível de tensão de ignição. Além disso, surge a necessidade de que se tome cuidado com os níveis de corrente gerados durante o transitório.

É importante lembrar que nos testes realizados a tensão aplicada à lâmpada no momento da ignição, excedeu o valor máximo permitido, o que poderia danificá-las. Dessa forma, para os protótipos implementados a partir deste ponto, foram realizados ajustes na relação de transformação para garantir a manutenção da vida útil das lâmpadas.

A análise desses resultados fez com que o circuito utilizando centelhador fosse eleito para a implementação dos reatores que se seguiriam neste estudo, mesmo sabendo que atualmente este componente apresenta custo mais elevado quando comparado às demais opções analisadas e possui vida útil determinada.

4 Reatores Desenvolvidos

Neste item serão apresentados os protótipos desenvolvidos a partir dos resultados das estruturas básicas mostradas no capítulo anterior, utilizando-se então, inversores meia ponte com filtro LC e circuito de ignição com centelhador. Os itens que se seguem mostram uma família de reatores desenvolvida a partir de um conversor básico ao qual são inseridas características específicas.

Como o leitor poderá observar, é apresentado um número relativamente grande de protótipos, alguns deles com pequenas diferenças de hardware ou software, que foram implementados como uma seqüência de possíveis estruturas de aplicação comercial. Como exemplo podem-se citar protótipos com funcionamento idêntico, porém controlados por microcontroladores de modelos diferentes e, conseqüentemente, custos diferentes.

4.1 Reator Simples Para Lâmpadas de Vapor de Alta Pressão

Conforme exposto no início deste trabalho, deseja-se obter um reator eletrônico capaz de operar a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão em alta freqüência sem que se excite a ressonância acústica. Dentre as técnicas já estudadas para este fim, uma das mais difundidas é aquela que se propõe a operar a lâmpada em uma faixa de freqüência de potência em que o fenômeno não se manifeste [21], [27], [29], [31], [32], [33], [36] e [118]. O estudo teórico mostrado em [20] indica as faixas de freqüência de potência onde são registradas mais facilmente as ocorrências das ressonâncias de diferentes modos. Com base nestes estudos escolheu-se a freqüência de comutação de 50kHz (freqüência de potência de 100kHz) como a freqüência em que o conversor seria sintonizado a fim de garantir a operação da lâmpada sem ressonância acústica. Segundo este estudo, a faixa de freqüência de potência compreendida entre os limites de 91kHz e 110kHz é livre do fenômeno.

Tabela 4.1 – Freqüências Críticas [20]

Potência da Lâmpada	400W	250W	150W
Classificação da Ressonância	Freqüência de Potência (kHz)		
Longitudinal	3,0 ~ 3,8	3,8 ~ 4,5	7,8 ~ 8,5
Azimutal	36,6 ~ 46	37 ~ 48	50 ~ 60
Radial	83 ~ 87	80 ~ 91	110 ~ 116

Entretanto, a fim de comprovar a validade dos dados apresentados na Tabela 4.1 e verificar as conseqüências do aparecimento da ressonância acústica, foram realizados testes com algumas amostras de lâmpada nas faixas de freqüência capazes de excitar as ressonâncias do tipo azimutal e radial. A faixa de freqüência correspondente a ressonância longitudinal não foi explorada por ser de pouco interesse, já que corresponde a uma freqüência de comutação em torno de 2kHz que não costuma ser utilizada em reatores eletrônicos.

Durante os testes realizados, foram utilizadas sete diferentes amostras de lâmpadas, de três diferentes fabricantes, com diferentes tempos de vida útil. Os modelos utilizados foram:

- VIALOX NAVT E40 – Osram.
- SON-T 400W – Philips.
- HPS4 – Ya Ming.

Inicialmente implementou-se um inversor meia ponte, com freqüência de comutação ajustável e filtro de saída LC de 486 μ H e 220nF, que permitiu que se varresse a faixa de freqüências de comutação entre 18kHz e 23kHz. Os resultados experimentais obtidos mostraram que a faixa de freqüências de comutação entre 19kHz e 21kHz é extremamente suscetível à excitação da ressonância, que corresponde a freqüência básica das ressonâncias do tipo azimutal. A Fig. 4.1 mostra uma fotografia da lâmpada sendo operada em 20,6kHz.

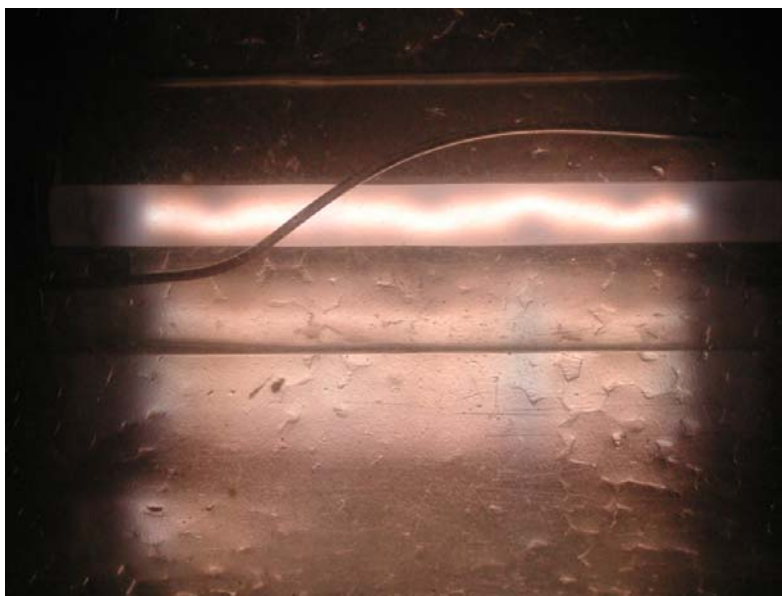


Fig. 4.1 – Fotografia de uma Lâmpada Operando com Freqüência de Comutação de 20,6kHz.

A intensidade da ressonância acústica e as frequências em que elas ocorrem dentro da faixa supracitada variam de lâmpada para lâmpada e com a frequência de operação, conforme demonstram a Fig. 4.2 e a Fig. 4.3, em que são mostradas fotografias da mesma lâmpada operando em diferentes frequências de potência.

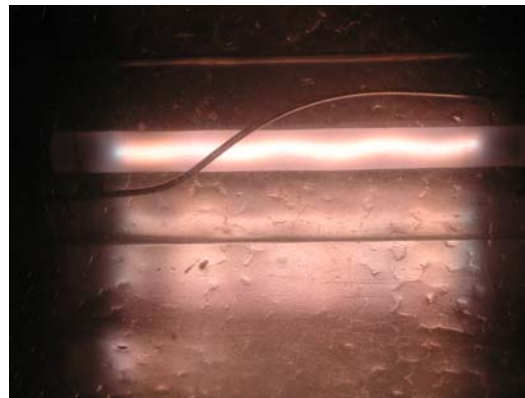
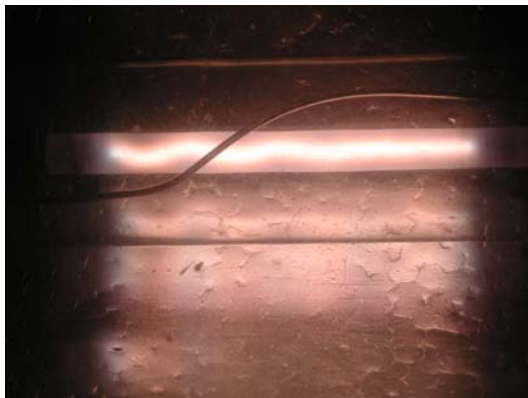


Fig. 4.2 – Fotografia de uma Lâmpada Operando em 20kHz.

Fig. 4.3 – Fotografia de uma Lâmpada Operando em 20,8kHz.

A faixa de frequência de potência para as ressonâncias do tipo radial foi explorada com a ajuda do mesmo inversor utilizando-se, porém, um filtro LC de $242\mu\text{H}$ e 100nF , que permitiu a variação da frequência de comutação entre 39kHz e 44kHz , já que a frequência de ressonância do filtro foi fixada em $32,3\text{kHz}$.

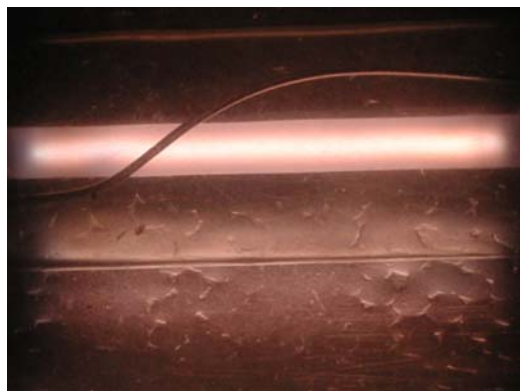


Fig. 4.4 – Fotografia de uma Lâmpada Operando em 40,1kHz.

Fig. 4.5 – Fotografia de uma Lâmpada Operando em 40,1kHz.

Dentro desta faixa de frequência, registrou-se a ocorrência mais contundente do fenômeno da ressonância acústica no intervalo entre 40kHz e 41kHz . Fotografias da ressonância nesta faixa de frequência de comutação podem ser vistas na Fig. 4.4 e na Fig. 4.5.

Por inspeção visual foi possível constatar que, nas amostras analisadas, a ressonância acústica manifestou-se mais fortemente na faixa de frequência de comutação em torno de 20kHz , levando inclusive à extinção do arco, o que fez com que tal frequência

passasse a ser considerada a mais crítica e, portanto, mais adequada para testes de circuitos que se prepussem a evitar a ressonância.

Através destes resultados obtidos iniciou-se a implementação de um protótipo que deveria ser tão simples quanto possível e que mesmo assim pudesse ser considerado comercialmente viável. Para tanto, adotou-se a estrutura comandada por um circuito integrado PWM tipo UC3524 e um “bootstrap” IR2110 (ver anexo 1).

4.1.1 Estágio de Entrada

Neste item apresenta-se de forma simplificada o estágio de entrada do reator implementado. Idealmente este estágio deve atender algumas exigências tais como: elevado fator de potência, baixa distorção harmônica e tensão de barramento controlada, entretanto, nesta etapa inicial de estudo o retificador não conta com o estágio de correção de fator potência (ver Fig. 4.6).

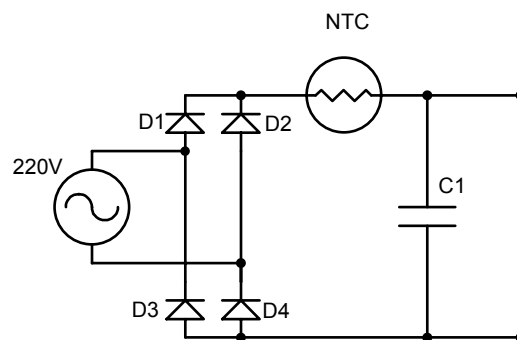


Fig. 4.6 – Estágio de Entrada do Reator Simples.

Sabe-se que tal estrutura apresenta problemas importantes com o baixo fator de potência e a elevada distorção harmônica da corrente de entrada. Isto ocorre porque quando se conecta uma carga não linear a uma fonte senoidal, o fator de potência do conjunto passa a ser dependente não apenas do ângulo de defasagem entre a tensão da fonte e a corrente drenada pela carga, mas também do formato desta corrente, que define a taxa de distorção harmônica (TDH). O que matematicamente pode ser expresso como:

$$FP = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (4.1)$$

Entretanto, como a proposta desta implementação é a simplicidade, tal estágio acabou sendo adotado. A tensão e a corrente de entrada obtidas experimentalmente com este estágio de entrada são apresentados na Fig. 4.7, onde percebe-se claramente a grande deformação imposta à corrente pela característica não linear do circuito retificador.

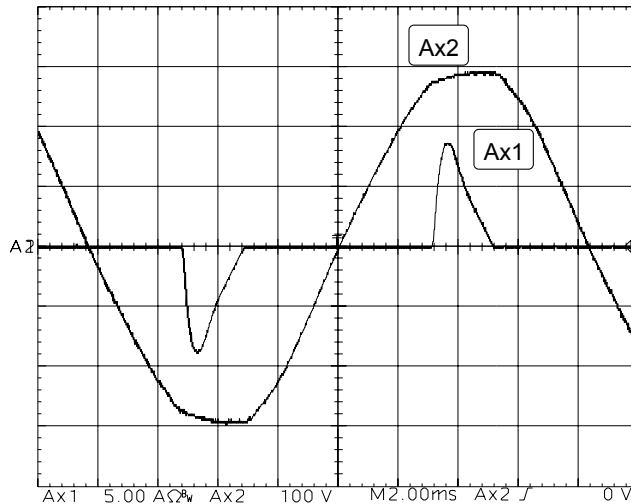


Fig. 4.7 – Tensão (Ax2) e Corrente (Ax1) de Entrada.

A análise harmônica das formas de onda apresentadas na Fig. 4.7 revela um conteúdo harmônico total de aproximadamente 134% e um fator de potência de 0,586. As harmônicas individuais podem ser visualizadas Fig. 4.8.

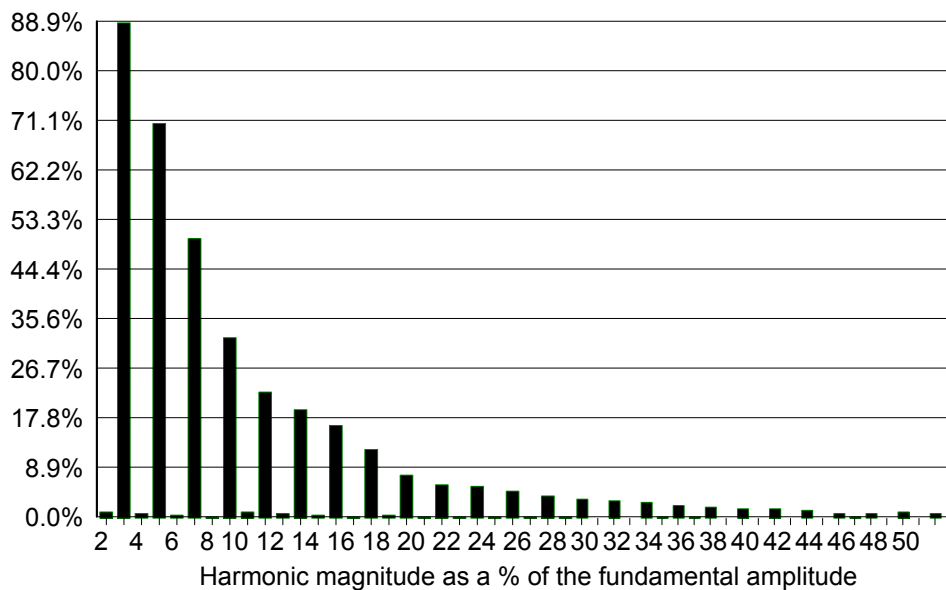


Fig. 4.8 – Magnitude Percentual das Harmônicas em Relação à Fundamental.

Vale também citar que, para que se pudesse manter uma ondulação de tensão de barramento relativamente baixa, utilizou-se um capacitor com elevada capacitância, o que, por sua vez, levou à necessidade da utilização de um termistor para proteção dos diodos da ponte retificadora.

4.1.2 Estágio de Saída

O estágio de saída utilizado neste reator é formado, basicamente, pelo mesmo circuito inversor meia ponte utilizado durante o estudo dos circuitos inversores, fazendo-se

as devidas alterações nos valores dos componentes do filtro, já que a tensão de barramento passou para 310V. Dessa forma, a indutância do indutor “ballast” utilizado passa a ser de 170 μ H e a capacitância do capacitor série de 100nF.

No entanto, a implementação prática demonstrou que a operação deste conversor sem carga, durante um longo período de tempo, leva ao aquecimento excessivo dos transistores. Tal aquecimento é registrado porque sem carga o inversor perde a comutação suave, já que a corrente circulante no filtro, que garante a comutação ZVS, deixa de existir. Nesta condição ocorre um curto-circuito de curta duração, durante a recuperação do diodo que estava conduzindo (condução simultânea entre um dos transistores e o diodo antiparalelo do segundo transistor), conforme se pode observar na Fig. 4.9. Na prática este comportamento poderia ser encontrado em situações como lâmpadas danificadas ou não inseridas.

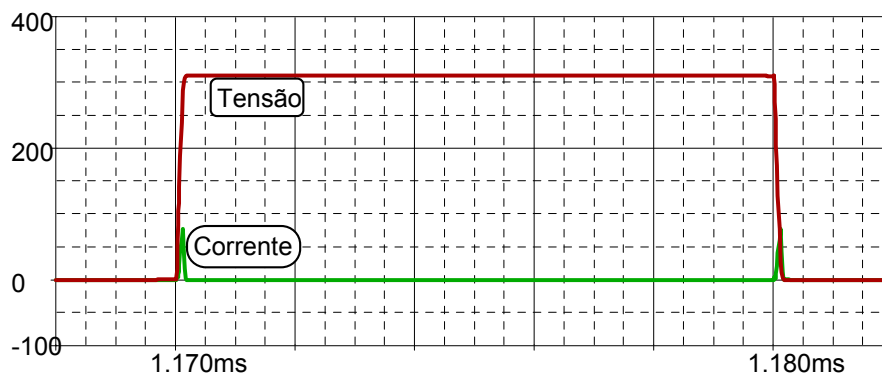


Fig. 4.9 – Tensão e Corrente em Um dos Interruptores – Resultado de Simulação.

Tais resultados de simulação demonstram que os picos de corrente aproximam-se de 50A, justificando a elevação da temperatura dos componentes quando o conversor trabalha sem carga. Para solucionar tal problema, deve-se garantir um nível mínimo de corrente com característica indutiva circulando pelo inversor mesmo quando a lâmpada não está em funcionamento. Tal corrente pode se obtida com a inserção de um “snubber” formado pelo par LC mostrado em destaque na Fig. 4.10.

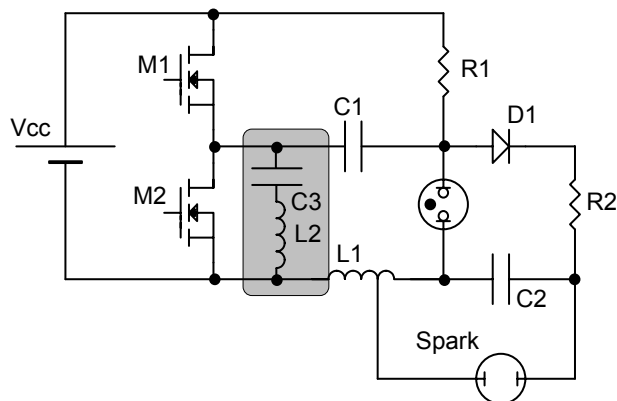


Fig. 4.10 – Inversor Com Snubber.

A simples inserção destes componentes altera de forma significativa o comportamento do circuito a vazio, conforme se pode observar na Fig. 4.11, onde a corrente do transistor aparece multiplicada por cinquenta. O pico de corrente obtido por simulação ficou em torno de 1,2A.

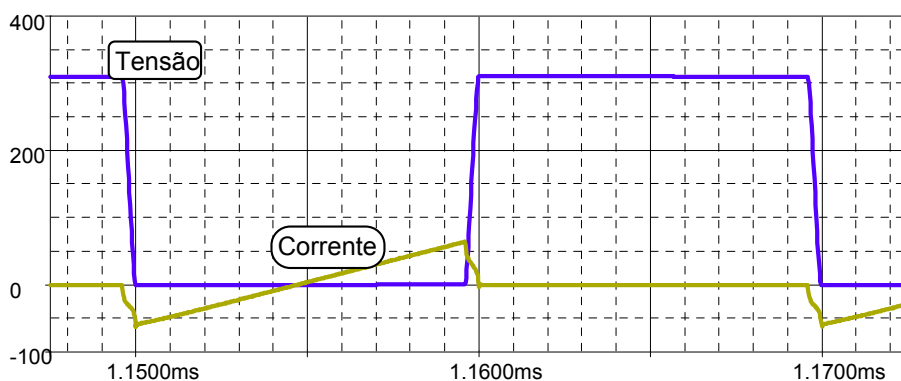


Fig. 4.11 – Tensão e Corrente em Um dos Interruptores – Resultado de Simulação.

No entanto, o circuito “snubber” não provoca alterações significativas no comportamento do inversor operando com carga nominal, conforme pode-se observar na Fig. 4.12.

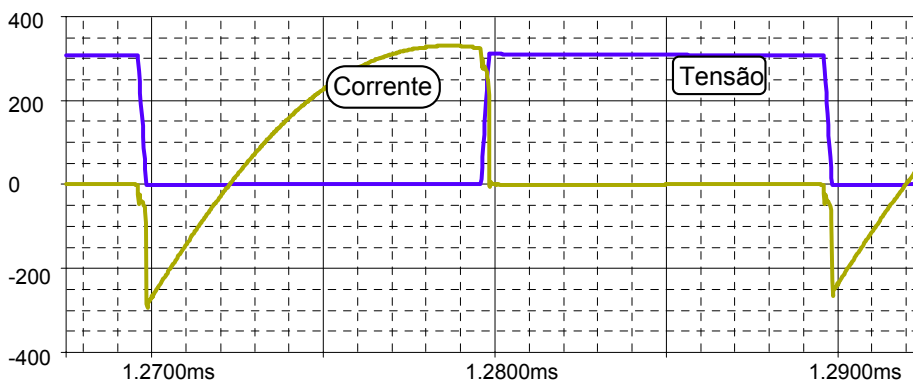


Fig. 4.12 – Tensão e Corrente em Um dos Interruptores – Resultado de Simulação.

Uma outra constatação de ordem prática, pode ser comprovada com a ajuda da Fig. 4.12, onde é possível observar que, durante o bloqueio do transistor, registra-se a sobreposição temporal de corrente e tensão. A fim de reduzir tal problema e obter comutações ainda melhores nos transistores do inversor, utilizou-se uma segunda técnica que consta da utilização de um capacitor em paralelo com um dos transistores. Tal capacitor atrasa a evolução da tensão durante a operação normal do inversor, que por estar operando em ZVS, tem sua comutação melhorada. O circuito inversor, agora com os dois circuitos de ajuda à comutação, é apresentado na Fig. 4.13.

Um ponto importante a se observar é que o valor do capacitor utilizado não pode ser aumentado indiscriminadamente, sob pena de prejudicar a comutação dos transistores quando o inversor opera sem carga.

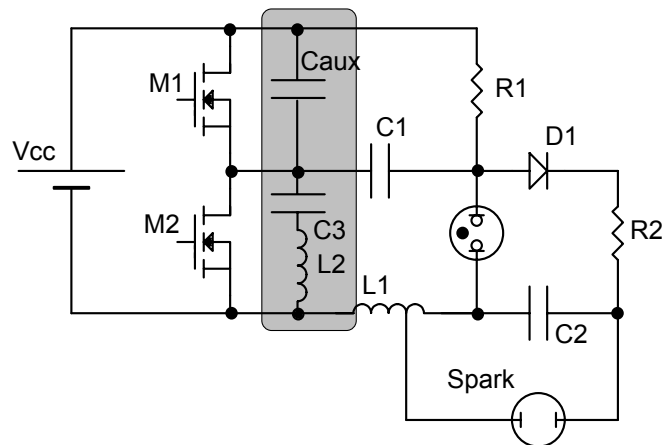


Fig. 4.13 – Inversor Com Snubber e Capacitor de Ajuda À Comutação.

Outro aspecto relevante do ponto de vista da implementação do inversor está relacionado com o cuidado necessário para a confecção adequada do indutor “ballast”. Como no ignitor utilizado, a sobretensão de ignição é gerada nos enrolamentos deste componente, a prática demonstrou que a isolação do condutor utilizado nos enrolamentos acaba sendo danificada após algumas ignições se não forem tomadas as devidas providências. A solução encontrada para este problema foi a inserção de camadas de papel isolante entre cada camada de enrolamento, com as primeiras espiras, correspondentes ao enrolamento primário, enroladas junto a perna central do núcleo (Fig. 4.14).

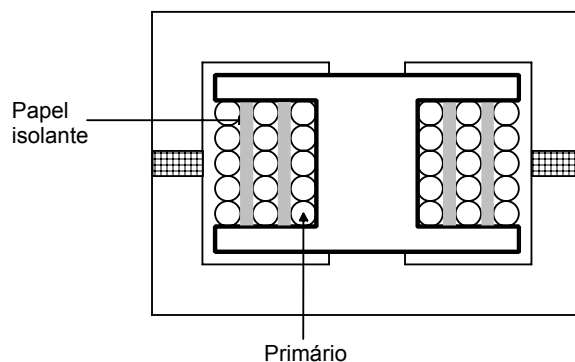


Fig. 4.14 – Construção do Indutor “Ballast”.

Tais alterações aplicadas à estrutura básica anteriormente apresentada levaram ao circuito final apresentado no anexo 1. A Fig. 4.15 mostra uma fotografia do protótipo implementado operando a lâmpada em potência nominal. O circuito foi acomodado em uma caixa plástica que, mesmo não sendo fabricada com um material adequado para a aplicação, protegeu o circuito e facilitou seu manuseio. Nesta fotografia aparece também a lâmpada, sendo operada com potência nominal diretamente a partir da rede elétrica.

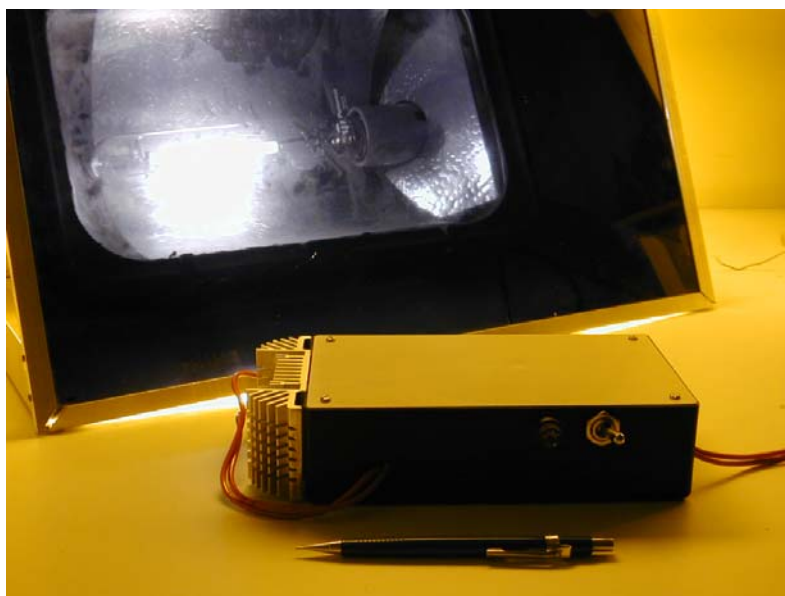


Fig. 4.15 – Fotografia do Protótipo Implementado.

A Fig. 4.16 mostra uma segunda fotografia do protótipo, agora sem a tampa, onde é possível observar detalhes de montagem. O anexo 2 mostra detalhes do “layout” utilizado.



Fig. 4.16 – Fotografia com Detalhes Internos do Protótipo Implementado.

Através das fotografias mostradas é possível observar que o protótipo desenvolvido apresenta dimensões relativamente pequenas (52mmx110mmx190mm) e que boa parte do volume interno é ocupado pelo indutor “ballast”, pelo transformador de baixa frequência utilizado na fonte auxiliar que alimenta o comando e pelo capacitor de barramento CC.

As alterações no circuito de potência através da inserção do “snubber” não afetaram a tensão e a corrente entregues à lâmpada, como pode ser observado na Fig. 4.17.

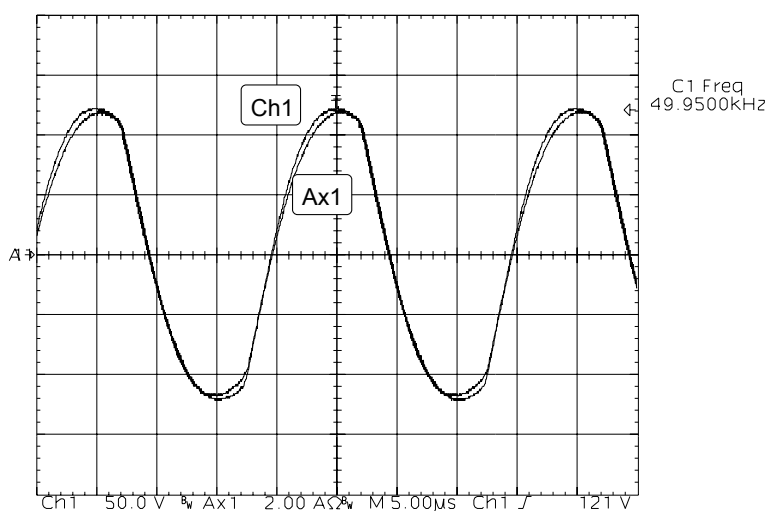


Fig. 4.17 – Tensão (Ch1) e Corrente (Ax1) na Lâmpada.

A aquisição da Fig. 4.18 mostra a comutação de um dos transistores, a fim de evidenciar o funcionamento do circuito de ajuda à comutação.

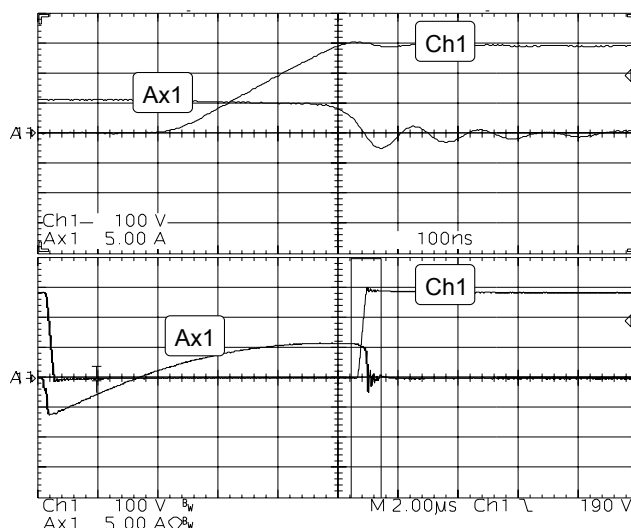


Fig. 4.18 – Tensão (Ch1) e Corrente (Ax1) em Um dos Transistores.

Com a ajuda dos resultados práticos obtidos é possível concluir que o capacitor colocado em paralelo com o interruptor superior do inversor poderia ser aumentado a fim de reduzir ainda mais as perdas de comutação. Entretanto, os resultados obtidos foram satisfatórios, garantindo a operação dos transistores em uma temperatura considerada segura com e sem carga (inferior a 70°C).

Como comentários gerais, vale frisar que o protótipo desenvolvido foi exaustivamente testado e operou a lâmpada de maneira estável apresentando fácil ignição, isto é, normalmente eram necessárias uma ou duas tentativas para obtenção da ignição da lâmpada. Quando o circuito era religado com a lâmpada ainda quente, após um longo período de funcionamento, a re-ignição se processava em menos de um minuto.

Além disso, com a frequência de comutação fixada em 50kHz não foram registradas ressonâncias, confirmando em parte os dados apresentados em [20]. No entanto, pequenas variações de frequência em torno dos 50kHz demonstraram que, para algumas amostras de lâmpadas, podem ocorrer ressonâncias em frequências próximas de 51kHz e/ou 48kHz, o que se configura em uma faixa extremamente estreita. Estes resultados acabaram colocando em xeque a teoria de que um reator sintonizado em uma frequência específica pode garantir a não ocorrência do fenômeno. Esta possibilidade fica ainda mais evidente quando se leva em consideração o fato de que existem muitos fatores que influenciam na determinação das faixas de frequência livres da ressonância acústica. Dessa forma, os resultados obtidos com as amostras analisadas em 50kHz podem não se repetir com lâmpadas de outros fabricantes ou com diferentes números de horas de uso.

4.1.3 Comportamento da Lâmpada Em Alta Freqüência

Com a ajuda da esfera de integração foram realizados novos ensaios com três amostras de lâmpadas, modelo SON-T fabricado pela Philips e modelo Vialox NAV-T fabricado pela Osram, a fim de observar as alterações no funcionamento causadas pela operação em alta freqüência. As amostras utilizadas nestes ensaios são as mesmas utilizadas nos ensaios com reator de baixa freqüência.

A primeira amostra da lâmpada SON-T, com baixo número de horas de uso, apresentou os dados mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Dados da Lâmpada SON-T Obtidos por Ensaio – Amostra 1.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Tensão de Arco	101,00V
Corrente	3,99A
Potência	400W
Fluxo Luminoso	47.581 lumens
Temperatura Correlata de Cor (TCC)	1980K
Índice de Reprodução de Cor (IRC)	16,82

O diagrama de cromaticidade obtido para esta lâmpada durante o ensaio, não revela alterações importantes quanto à luz gerada, como se pode observa na Fig. 4.19. As coordenadas obtidas são:

- $X = 0,5301$.
- $Y = 0,4147$.
- $Z = 0,0552$.

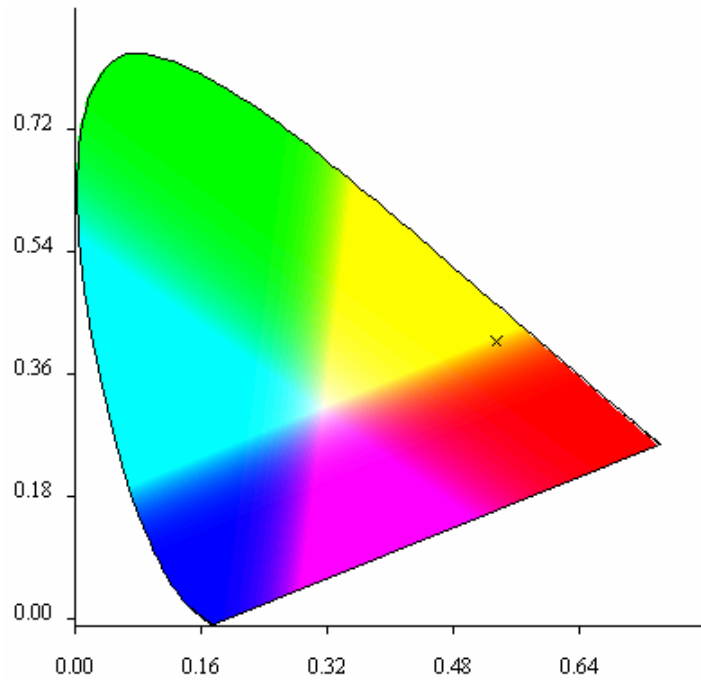


Fig. 4.19 – Diagrama de Cromaticidade de Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão Operando em Alta Freqüência .

A Fig. 4.20 mostra o diagrama espectral da lâmpada operada em alta freqüência. Tal gráfico permite a observação da ocorrência de uma variação na distribuição do espectro de comprimentos de onda gerados. Esta variação certamente altera a cor da luz produzida pela lâmpada.

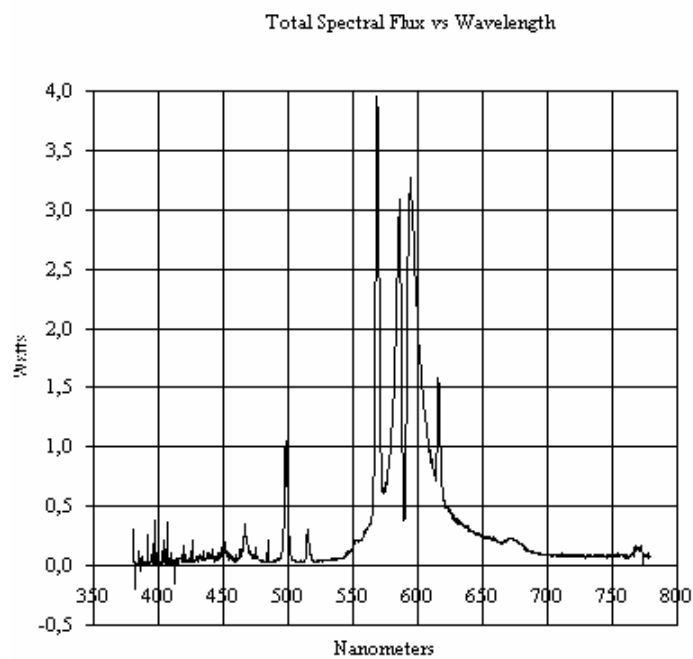


Fig. 4.20 – Espectro da lâmpada.

Estas variações podem ser comprovadas nos dados de temperatura de cor correlata e índice de reprodução de cores apresentados na Tabela 4.2.

A segunda amostra de lâmpada, também do modelo SON-T, com maior número de horas de uso, apresentou aos dados mostrados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Dados da Lâmpada SON-T Obtidos por Ensaio – Amostra 2.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Tensão de Arco	108,00V
Corrente	3,93A
Potência	399W
Fluxo Luminoso	47.650 lumens
Temperatura Correlata de Cor (TCC)	1971K
Índice de Reprodução de Cor (IRC)	18,92

Finalmente, na Tabela 4.4 são apresentados os dados obtidos durante o ensaio da lâmpada Vialox NAV-T.

Tabela 4.4 – Dados da Lâmpada Vialox NAV-T Obtidos por Ensaio – Amostra 3.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Tensão de Arco	102,00V
Corrente	3,9A
Potência	400W
Fluxo Luminoso	47.722lm
Temperatura Correlata de Cor (TCC)	1.922K
Índice de Reprodução de Cor (IRC)	25,8

Pode-se perceber que dentre as amostras analisadas, tanto em alta frequência, como em baixa frequência, a lâmpada fabricada pela Osram apresentou melhor IRC, embora isto não seja confirmado pelo fabricante em seu catálogo de dados.

4.2 Reator para Lâmpadas de Vapor de Alta Pressão Utilizando Microcontrolador PIC16F873

Conforme exposto no item anterior, o protótipo inicialmente desenvolvido para que se pudesse conceber uma estrutura básica utilizada como ponto de partida para os

demais protótipos, foi controlado por um circuito integrado do tipo UC3524 e comandado por um segundo circuito integrado, tipo “bootstrap”, modelo IR2110.

No entanto, para que se possa dar maior flexibilidade ao conversor no que tange estratégias de modulação e controle, e inserção de comandos especiais, o estudo desenvolvido indicou a necessidade de utilização de um microcontrolador. O modelo adotado para este estudo foi o PIC16F783 que, em primeira instância, operou junto ao IR2110, fazendo a simples substituição do circuito integrado PWM 3524.

O microcontrolador utilizado, mostrado na Fig. 4.21, pode ser facilmente substituído por outro modelo equivalente do mesmo fabricante, ou mesmo de outro fabricante, sem que se percam as características do circuito projetado. Este componente foi escolhido por apresentar uma CPU RISC (Reduced Instruction Set) de alto desempenho, com apenas 35 instruções, ciclos de instrução de apenas 200ns, memória flash de programa (que facilita o desenvolvimento), três “timers” internos (possibilidade de geração de diferentes sinais de comando), saída PWM e conversor A/D (analogico/digital) de dez canais (possibilidade de monitorar grandezas elétricas).

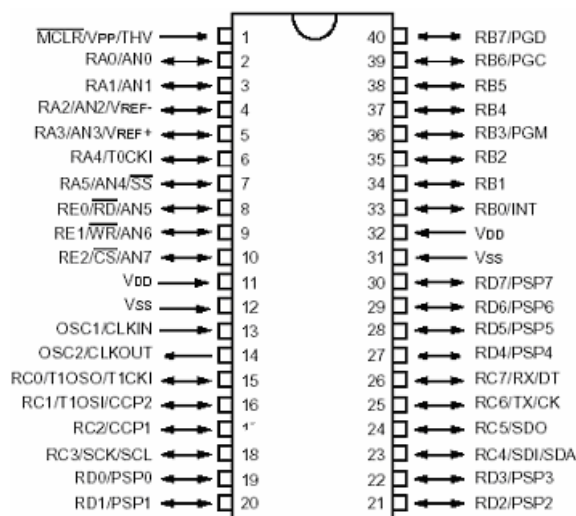


Fig. 4.21 – Microcontrolador PIC16F783.

Os aspectos construtivos referentes ao modo de confecção do indutor “ballast” L1, o invólucro utilizado, e todos os cuidados relativos ao “layout” do protótipo anteriormente apresentado com o circuito integrado UC3524, são novamente respeitados. Dessa forma, as placas de circuito impresso são praticamente idênticas como se pode observar na Fig. 4.22.



Fig. 4.22 – Fotografia do Protótipo Implementado.

Uma segunda fotografia do protótipo (Fig. 4.23) demonstra mais uma vez que boa parte do volume total do reator é ocupada pelos elementos reativos (capacitor de barramento, indutor “ballast” e transformador de comando).



Fig. 4.23 – Fotografia Com Detalhe Interno do Protótipo Implementado.

Não serão apresentadas todas as formas de onda de entrada e saída deste protótipo, já que o circuito de potência deste reator é idêntico ao do protótipo apresentado no item anterior. Uma única aquisição é mostrada (ver Fig. 4.24) para comprovar que a mudança no circuito de geração de pulsos não afeta o comportamento do estágio de saída do inversor e conseqüentemente mantém inalterado o comportamento da lâmpada. Vale registrar, no entanto, que a utilização do microcontrolador garantiu maior estabilidade na frequência de comutação, quando comparado com o circuito analógico.

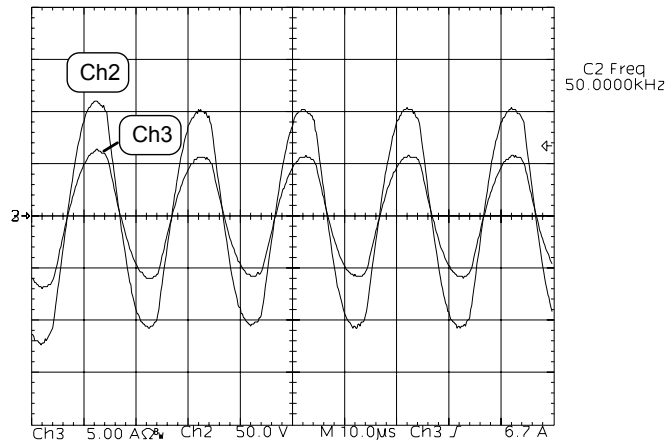


Fig. 4.24 – Tensão (Ch2) e Corrente (Ch3) na Lâmpada.

Também é importante lembrar que o modo PWM do microcontrolador não pôde ser utilizado para a geração dos sinais de comando. Isto ocorre porque não é possível utilizar as duas saídas PWM do componente de forma complementar, como é necessário para esta aplicação. Dessa forma, duas portas de saída foram utilizadas a fim de gerar o sinal PWM por “software”. Testes realizados mostram a total portabilidade do “software” desenvolvido entre membros da família de microcontroladores utilizada, ou seja, o programa desenvolvido para o microcontrolador PIC16F873 também foi executado com sucesso nos modelos PIC16F873A e PIC16C73B.

4.3 Reator para Lâmpadas de Vapor de Alta Pressão Utilizando Microcontrolador PIC12C874

O item anterior mostrou um protótipo desenvolvido segundo o foco mais importante deste projeto, que é norteado pela busca de um sistema de controle para o reator que possa operar a lâmpada em tempo real, apresentando flexibilidade de controle suficiente para mudar a condição de operação do conjunto reator e lâmpada sempre que necessário, além de permitir a inserção de funções especiais no reator. Para tanto, foi utilizado um microcontrolador PIC16F873. Como nesta implementação o microcontrolador simplesmente gera os pulsos de comando necessários para os transistores, com frequência e razão cíclica fixas, sem nenhuma função especial, iniciou-se a pesquisa de um novo microcontrolador, de mais baixo custo, que pudesse executar a mesma tarefa. O novo microcontrolador escolhido foi o PIC12C874, também fabricado pela Microchip. Tal componente é apresentado na Fig. 4.25, onde são apresentadas as funções de cada um dos terminais do mesmo.

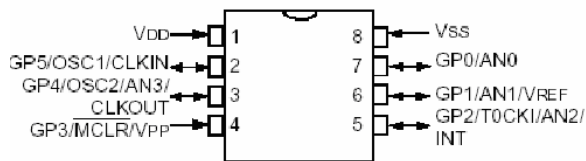


Fig. 4.25 – Microcontrolador PIC12C874.

Quando se compara o microcontrolador PIC12C874 (Fig. 4.25) com o microcontrolador PIC16C73B (Fig. 4.21), observa-se que não existe a compatibilidade entre os terminais dos dois componentes, registrada no caso dos microcontroladores PIC16C73B e PIC16F873. Porém, graças às características da família PIC, que trabalha com a arquitetura RISC, a semelhança no conjunto de instruções permitiu que o programa desenvolvido para o PIC16C73B pudesse ser transferido para o PIC12C874 sem alterações significativas.

Mais uma vez, os aspectos construtivos referentes ao modo de confecção do indutor “ballast” L1, o invólucro utilizado, e todos os cuidados relativos ao “layout” dos protótipos anteriormente apresentados, são novamente respeitados. Dessa forma, as placas de circuito impresso são praticamente idênticas como pode-se observar Fig. 4.26.

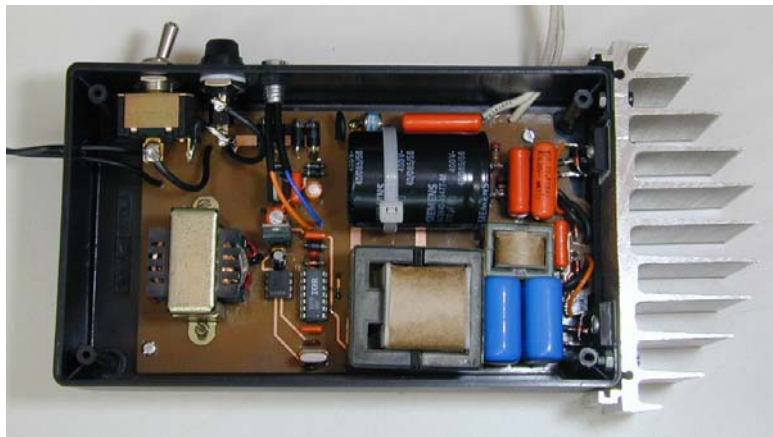


Fig. 4.26 – Fotografia do Protótipo Implementado.

Como os sinais gerados pelo microcontrolador são extremamente estáveis, não serão apresentadas aquisições das grandezas elétricas de saída do protótipo. Eventuais diferenças registradas, podem ser facilmente creditadas às pequenas variações nos parâmetros dos componentes lineares, como indutores e capacitores de filtro que apresentam tolerâncias relativamente altas.

Mais uma vez a lâmpada foi operada sem dificuldades e sem que se registrasse a ocorrência da ressonância acústica. Tal circuito certamente pode ser encarado como uma opção comercial, embora apresente baixo fator de potência.

4.4 Reator Microcontrolado Com Ajuste de Luminosidade

Pelo que já foi exposto, sabe-se que uma das finalidades da utilização do microcontrolador no comando do reator eletrônico é a capacidade de inserção de funções especiais, graças à grande flexibilidade oferecida por este tipo de componente. Além disso, há uma demanda cada vez maior pela maximização da redução do consumo de energia elétrica nos sistemas de iluminação. Mesmo sabendo que as lâmpadas de descarga são inerentemente muito eficientes, muitos projetistas e usuários gostariam de poder reduzir ainda mais o consumo de eletricidade através da redução da potência entregue à lâmpada. Tal técnica costuma ser chamada de “dimerização”, como uma alusão ao termo “dimming” do inglês. Nesta linha de raciocínio, uma das características mais desejadas para o projeto do reator, além do alto rendimento, o que por si só já é bastante interessante, é a capacidade de diminuir a potência entregue a lâmpada.

As técnicas de dimerização são classificadas de várias maneiras. Uma dessas classificações refere-se à forma como a potência é variada ao longo do tempo. Nesta classificação os reatores são divididos em sistemas de níveis constantes e de variação contínua. Os sistemas com níveis constantes mais simples são aqueles chamados de bi-nível, em que a potência é comutada de uma condição para outra de forma quase instantânea. O número de níveis pode variar em função do projeto e da necessidade do usuário. Já os sistemas de variação contínua, teoricamente, permitem o ajuste de qualquer nível de potência entre dois limites específicos como, por exemplo, 0% a 100%.

Tal redução muitas vezes é feita através de sensores, que determinam automaticamente o momento em que a “dimerização” deve ser aplicada, através de chaves manuais em que um operador comuta o circuito de um estado para o outro ou através de circuitos temporizados automáticos. Duas dessas possibilidades foram testadas: chave manual e temporização.

Em termos práticos, a redução da potência elétrica entregue à lâmpada pode ser obtida de três formas básicas:

- Variação da frequência de comutação do inversor [84].
- Variação da razão cíclica do inversor [120].
- Variação da tensão de barramento [117] e [121].

A técnica utilizando variação da tensão de barramento foi testada com sucesso com a ajuda de um variador de tensão, mas não foi implementada no protótipo desenvolvido porque o estágio de entrada do mesmo era composto por uma simples ponte

retificadora, o que levaria à necessidade de um novo estágio conversor entre o retificador e o inversor. Entretanto, os dados inicialmente obtidos demonstraram que tal abordagem pode ser utilizada, embora a referência [117] alerte para a necessidade de se garantir uma mínima tensão de circuito aberto estabelecida por norma, o que acaba limitando o nível de mínima potência entregue à lâmpada, especialmente quando a lâmpada já apresentar um grande número de horas de uso, resultando então em maior tensão de arco. Além disso, a redução deve ser feita de forma gradual para evitar a extinção do arco ou o aparecimento prematuro dos ciclos de reacendimento da lâmpada, típico de lâmpadas que já alcançaram o fim de sua vida útil. De acordo com [117], a variação de potência nominal para um estado de potência reduzida em uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão não deve ser menor do que nove minutos. Esta informação foi experimentalmente comprovada, já que variações abruptas de potência inevitavelmente provocaram a extinção do arco.

A variação de razão cíclica também aparece como uma opção viável para a redução de potência entregue à lâmpada, uma vez que há uma relação intrínseca entre razão cíclica e a tensão eficaz aplicada à entrada do filtro LC, conforme exposto na equação (3.5). Por este motivo, a variação da razão cíclica pode ser comparada à variação da tensão de barramento, do ponto de vista da potência na lâmpada, já que acaba reduzindo a tensão eficaz de saída do inversor. É importante, entretanto, ressaltar que deve-se atentar para a forma como a razão cíclica é variada, porque a forma de onda aplicada à lâmpada pode acabar apresentando grande conteúdo harmônico, o que pode trazer como consequência a excitação da ressonância acústica. Por este motivo, a técnica não foi explorada neste estudo, embora detalhes a respeito da mesma possam ser vistos em [120], onde de acordo com o autor, não foram detectadas ressonâncias na faixa de frequência de comutação utilizada.

Finalmente, a “dimerização” utilizando variação da frequência de comutação do inversor, pode ser considerada uma opção viável porque, como pode-se observar na Fig. 3.37, a elevação da frequência de entrada em um filtro LC trabalhando com característica indutiva, faz com que sua impedância de saída aumente. Tal aumento de impedância reduz naturalmente a potência entregue à lâmpada.

De acordo com [117] certos cuidados devem ser tomados durante a “dimerização” da lâmpada, e podem ser resumidos como segue:

- a lâmpada nunca deve iniciar no modo de “dimerização”, devendo antes ser colocada em funcionamento com potência nominal e assim mantida durante tempo suficiente para

que se alcance o funcionamento em regime. Recomenda-se, para a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão um tempo mínimo de 15 minutos.

- a fim de garantir a manutenção da vida útil, um limite mínimo de potência deve ser observado nas lâmpadas de descarga. No caso específico da lâmpada de vapor de sódio de 400W, deve-se garantir pelo menos 140W. Potências inferiores causam aumento da taxa de erosão do material de cobertura dos eletrodos.
- a lâmpada não deve ser mantida “dimerizada” durante um longo período de tempo, sob pena de se causar o escurecimento prematuro das paredes do tubo de descarga, devendo ser ciclicamente alimentada com potência nominal. Segundo [117], a lâmpada em estudo, quando submetida a uma redução de 35% na potência, não deve ser mantida dimerizada por períodos maiores do que 8 horas. Este intervalo de tempo será tanto menor, quando maior for a redução de potência imposta à lâmpada.

É importante ressaltar que tais recomendações são feitas por um único fabricante [117]. A partir destas informações, desenvolveu-se um programa para microcontrolador, que controla o funcionamento de um reator com a mesma estrutura topológica anteriormente apresentada, mas que altera a potência entregue à lâmpada de forma temporizada. O circuito utilizado não será apresentado por ser idêntico ao utilizado no item anterior. A estratégia de controle da potência da lâmpada pode ser assim resumida: o reator inicia seu funcionamento com frequência nominal de comutação (50kHz), a fim de permitir que a lâmpada atinja também a sua potência nominal e assim permanece durante um intervalo de tempo denominado t_1 , mostrado na Fig. 4.27. A duração do intervalo t_1 foi inicialmente programada para 6 horas, a fim de permitir que um reator operando em dias de inverno e que fosse acionado as seis horas da tarde, mantivesse nível de iluminação máximo até próximo das 24h. Ao fim do intervalo t_1 , a frequência de comutação do inversor muda de 50kHz para 55kHz e assim é mantida por um intervalo de 4 horas, provocando a redução da potência na lâmpada para 200W. Durante este intervalo de tempo, a cada 60 minutos a potência da lâmpada é elevada até o valor nominal durante 10 minutos e volta novamente para a potência reduzida. Devido a sua curta duração, os intervalos de reatificação cíclica de potência nominal não são representados na Fig. 4.27.

Finalmente, ao término do intervalo t_2 , a frequência de comutação é definitivamente comutada para a frequência nominal e assim permanece até que o reator

seja desligado. Os intervalos de tempo t_1 e t_2 anteriormente citados podem ser facilmente reprogramados, a fim de se obter diferentes tempos de redução.

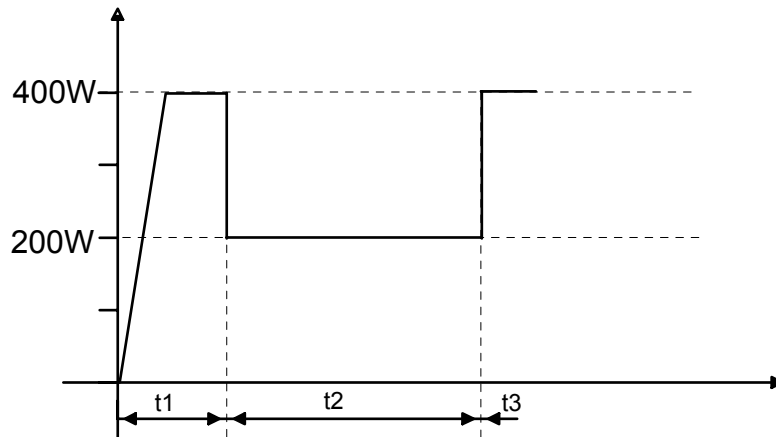


Fig. 4.27 – Comportamento da Potência na Lâmpada em Função do Tempo.

Embora a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão apresente um comportamento dinâmico bastante lento, o que, teoricamente, deve permitir a variação da potência sem que os usuários das áreas iluminadas possam perceber nitidamente, no caso em estudo, em que o degrau de potência aplicado foi relativamente alto, a variação no nível de iluminação é facilmente percebida.

Os detalhes construtivos relacionados a este protótipo são idênticos àqueles apresentados no primeiro protótipo microcontrolado. A única diferença registrada fica por conta do “software” desenvolvido.

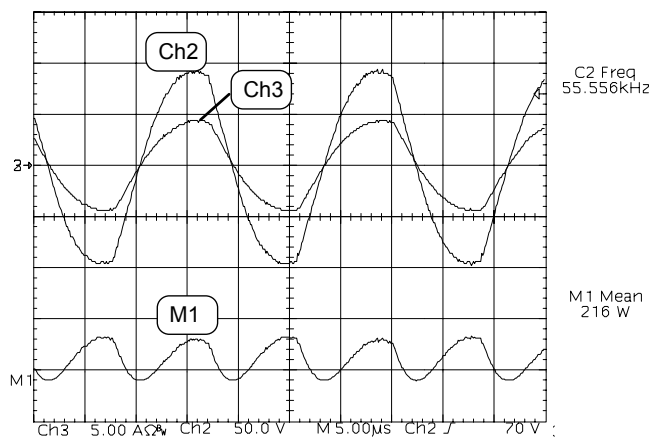


Fig. 4.28 – Tensão (Ch2), Corrente (Ch3) e Potência na Lâmpada (M1) Com Potência Reduzida.

A Fig. 4.28 mostra as formas de onda de tensão, corrente e potência na lâmpada na condição de “dimerização”. Nas amostras analisadas, não foram observadas ressonâncias quando a lâmpada era operada na condição de “dimerização”.

4.4.1 Comportamento da Lâmpada com Potência Reduzida

Nas lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, segundo [8], não devem se registradas mudanças apreciáveis na cor da luz emitida pela lâmpada até 50% do nível de iluminação total. A partir deste ponto, o tom amarelo deve se tornar ainda mais forte, fazendo com que a luz se assemelhe à emitida por uma lâmpada de vapor de sódio de baixa pressão.

A análise da lâmpada operando com potência reduzida, através da esfera de integração demonstrou que, devido a menor pressão do gás, a luz tornou-se mais amarela e, portanto, o espectro mais concentrado, como pode-se observar na Fig. 4.29. Tal concentração do espectro faz com que o índice de reprodução seja bastante prejudicado. Outra constatação feita com a ajuda da esfera é que o fluxo luminoso da lâmpada foi reduzido para 19.080lm. Ou seja, uma redução de aproximadamente 47% na potência da lâmpada, reduziu o fluxo luminoso para 40% do seu valor nominal, demonstrando que não há linearidade entre potência e fluxo luminoso.

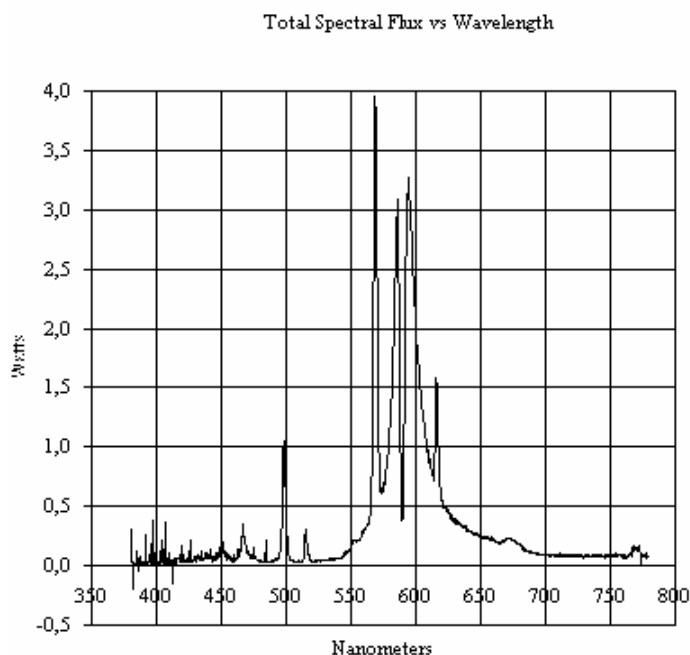


Fig. 4.29 – Espectro da lâmpada.

Dessa forma, conclui-se que pequenas variações na potência elétrica entregue à lâmpada provocam uma redução significativa na luz produzida, o que pode acabar tornando inviável a utilização da lâmpada em potências muito baixas, já que a eficiência da mesma seria muito prejudicada.

Outra característica elétrica importante da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão é a impedância equivalente praticamente constante, mesmo quando submetida à uma variação de potência importante. Para comprovar tais dados, o microcontrolador foi reprogramado a fim de reduzir o intervalo de tempo t_1 para 20 minutos, o que facilita a obtenção dos dados. Esta característica pode ser comprovada com a ajuda do gráfico da Fig. 4.30, que representa a variação da impedância ao longo do tempo desde a sua ignição. Nesta figura fica claro que a lâmpada apresenta uma impedância extremamente baixa no início da sua operação, o que resulta em uma corrente inicial maior do que a nominal. No caso das lâmpadas em estudo, esta corrente superava com facilidade a marca de 5A. Já a Fig. 4.31 mostra a variação da potência da lâmpada ao longo do tempo.

Percebe-se então que, à medida que o sódio é vaporizado e a potência da lâmpada cresce, a tensão de arco sobe e a corrente cai, levando ao aumento da impedância equivalente da mesma. Na operação com o reator eletrônico a lâmpada necessita de um intervalo de tempo inferior a 10 minutos para atingir seu regime de funcionamento e, conseqüentemente, a impedância nominal (25Ω).

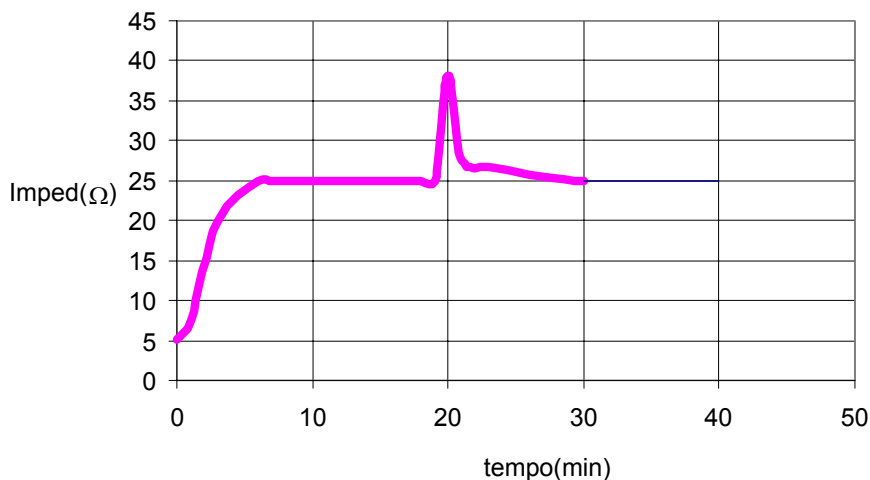


Fig. 4.30 – Comportamento da Impedância em Função do Tempo.

Quando da aplicação da comutação da potência para um valor inferior ao nominal, a potência na lâmpada cai instantaneamente para um valor próximo da metade da potência nominal e assim permanece enquanto a frequência de comutação do inversor for mantida neste patamar. Já a impedância da lâmpada sobe abruptamente e começa a cair à medida que o tempo passa, porque no momento da comutação a tensão de arco se mantém no mesmo patamar registrado antes da aplicação da “dimerização” (aproximadamente 100V) e a corrente reduz da ordem dos 4A para pouco mais de 2A. Com o decorrer do

tempo a tensão reduz para um patamar inferior ao nominal e a corrente registra uma pequena elevação, levando a impedância equivalente novamente para o valor nominal.

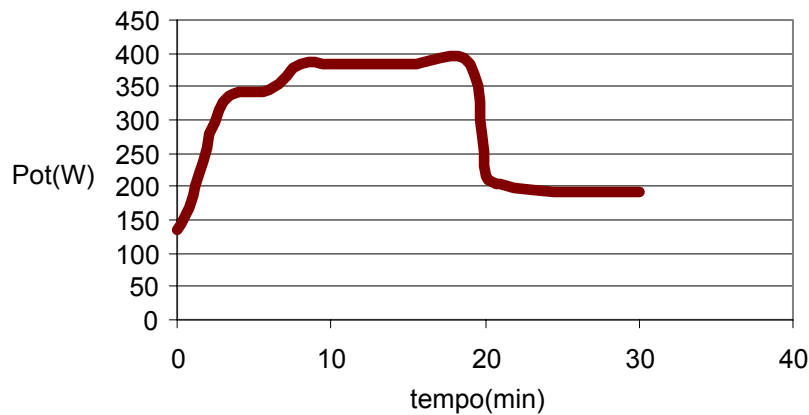


Fig. 4.31 – Comportamento da Potência em Função do Tempo.

Embora não sejam apresentados nos gráficos a comutação da potência na lâmpada de meia potência para potência nominal, o comportamento é bastante semelhante, ou seja, a potência muda instantaneamente para o valor nominal e a impedância varia lentamente em direção ao valor de 25Ω , até que se atinja o valor nominal novamente. Isto ocorre porque mais uma vez a tensão de arco da lâmpada muda muito lentamente.

O processo de estabilização da impedância equivalente da lâmpada, tanto na comutação de potência nominal para meia potência, como de meia potência para potência nominal, consome em torno de 6 minutos. Vale lembrar, no entanto, que durante este intervalo não é possível perceber nenhum tipo de variação na intensidade luminosa porque a potência da lâmpada se mantém praticamente constante. Este intervalo de tempo relativamente elevado é esperado por se tratar de um sistema térmico com atraso de transporte, ou seja, tem capacitância térmica.

4.5 Modulações Especiais

Conforme exposto anteriormente, o objetivo maior deste trabalho é o desenvolvimento de circuitos capazes de operar a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão em alta frequência sem que se excite o fenômeno da ressonância acústica. Embora os circuitos apresentados nos itens anteriores tenham operado a lâmpada sem a ocorrência da ressonância acústica na frequência de 50kHz, testes realizados demonstraram que a faixa de frequência de potência compreendida entre os limites de 91kHz e 110kHz não é totalmente livre do fenômeno, como pressuposto, já que algumas amostras de lâmpadas apresentaram pequenas curvaturas no arco dentro desta faixa. Estes resultados acabam

colocando em questão a teoria de que é possível dar total garantia de que um reator, sintonizado em uma frequência adequadamente escolhida, nunca excite as ressonâncias em lâmpadas de diferentes fabricantes e com diferentes números de horas de uso. Isto ocorre porque tais fatores influenciam na pressão e composição do gás, que são fatores determinantes para a ocorrência da ressonância acústica.

Uma segunda solução existente na literatura para o fenômeno da ressonância é a aplicação de alguma modulação especial que permita o espalhamento espectral da potência entregue à lâmpada [26]. Dois protótipos utilizando esta técnica, porém com estratégias de modulação diferentes, foram implementados e serão apresentados.

4.5.1 Modulação com Variação de Frequência (MVF)

O fato da não concentração de toda energia entregue à lâmpada em uma frequência específica, reduz a possibilidade de se excitar a ressonância acústica, porque a lâmpada é submetida a uma densidade de potência minimizada para cada harmônica individual. Uma maneira simples de se obter o espalhamento espectral consiste na utilização de um circuito de controle dos transistores do inversor capaz de variar periodicamente a frequência de comutação. Para tanto, implementou-se um novo protótipo, com estrutura praticamente idêntica àquele mostrada no item 4.2, excetuando-se o fato da inserção de uma chave que, conectada a um dos terminais do microcontrolador, permite que se selecione o modo de operação entre modulação especial e modulação tradicional. Ou seja, com a chave em uma das posições, o microcontrolador fornece para o “bootstrap” um sinal com frequência e razão cíclica fixas. Caso a chave seja comutada, o inversor passa a ser comandado por um sinal com razão cíclica fixa e frequência variável.

Esta variação, realizada por “software”, é cíclica e não aleatória. Foram testadas diversas versões de “software” que combinavam diferentes números de “steps” de frequência e números de períodos de comutação entre cada “step”, utilizando 20,6kHz como frequência central. A frequência central foi escolhida de tal forma que se situasse em uma região considerada crítica para a ressonância acústica. Tal escolha tem como função colocar a prova à técnica implementada.

O número de “steps” de frequências testado, nas diferentes versões do “software”, variou entre três e quinze e o número de períodos de alta frequência entre cada mudança variou entre dois e cinco. Percebeu-se, no entanto, que dentro dos limites

testados, o número de “steps” e o número de períodos não afetaram de forma visível o desempenho da técnica.

Com a ajuda da chave conectada ao microcontrolador foi possível variar a condição de funcionamento de todas as amostras de lâmpadas entre a modulação tradicional e a MVF. Dentre as amostras analisadas, seis delas apresentaram importantes oscilações no arco em função da ressonância acústica, que foram totalmente eliminadas com a aplicação da MVF.

A manutenção da MVF durante um longo período de funcionamento demonstrou que a ressonância não mais se manifesta depois da sua aplicação. Por outro lado, sempre que a chave é comutada para a posição correspondente à modulação tradicional, a ressonância volta a se manifestar. É importante ressaltar, no entanto, que em uma das amostras, a ressonância não foi totalmente eliminada, pois o arco continuou apresentando uma leve curvatura.

A fim de comprovar que a técnica não ocasiona o aparecimento da ressonância acústica em outras faixas de frequência, inicialmente consideradas livres do fenômeno, implementou-se um novo protótipo utilizando 50kHz como frequência central. Neste caso, nenhuma das lâmpadas apresentou o fenômeno, mesmo quando a faixa de frequência varrida pela MVF englobava alguns limites antes considerados críticos.

Ainda com relação à implementação prática, deve-se lembrar que a variação da frequência de comutação de forma cíclica acaba gerando ruído audível durante o funcionamento do inversor. Tal ruído é reduzido, podendo ser totalmente eliminado, com a elevação da frequência central de comutação.

Devido à resolução do microcontrolador adotado e da técnica utilizada para a geração dos sinais PWM por “software”, cada “step” de frequência corresponde a uma mudança de aproximadamente 300Hz. Isto é obtido pela variação do valor armazenado no acumulador utilizado como base de contagem de tempo. Cada incremento ou decremento deste valor, ocasiona a variação de frequência supracitada.

A Fig. 4.32 mostra o modo de operação da MVF no modo 3X5, ou seja, três diferentes estágios, comutados a cada cinco períodos da alta frequência. No exemplo mostrado a frequência central adotada é 20,6kHz. Variando-se um “step” para cima e um “step” para baixo a cada 5 períodos de comutação, os limites inferior e superior de frequência situam-se aproximadamente em 20,3kHz e 20,9kHz.

20,6kHz 5 períodos	20,3kHz 5 períodos	20,6kHz 5 períodos	20,9kHz 5 períodos	20,6kHz 5 períodos	20,3kHz 5 períodos
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

Fig. 4.32 – Funcionamento da MVF 3X5.

Um outro exemplo de aplicação desta modulação é a MVF 15X3 em que, adotando-se 20,6kHz como frequência central, varia-se sete steps para cima e sete para baixo a cada 3 períodos de comutação em alta frequência. Neste caso a frequência máxima atingida é 22,7kHz e a mínima é 18,5kHz.

Neste ponto é possível concluir que a MVF apresenta excelentes resultados quanto à minimização da ressonância acústica. Embora uma das amostras analisadas tenha continuado apresentando ressonância de baixa intensidade durante a aplicação da MVF, é necessário ressaltar que isto ocorreu numa situação em que a frequência central de comutação era extremamente crítica. Já quando a frequência central adotada era menos suscetível ao fenômeno, percebeu-se que a MVF permitiu o funcionamento da lâmpada em frequências da corrente, como 48kHz, onde anteriormente a ressonância manifestou-se. Dessa forma, a MVF pode ser apontada como uma técnica capaz de ampliar faixas livres da ressonância acústica sendo, portanto, indicada para garantir a não ocorrência do fenômeno em frequências menos críticas.

4.5.2 Variação de Fase (MVA)

De acordo com [40] é possível operar uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão em frequências superiores a 500Hz sem que se registrem manifestações do fenômeno da ressonância acústica, bastando para isso que se varie a fase da corrente de alimentação de forma rápida e cíclica.

Segundo esta técnica, inicialmente desenvolvida para ser aplicada em lâmpadas de pequenos bulbos, variar a fase de forma constante perturba a excitação da ressonância, evitando o fenômeno. 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 com uma frequência correspondente ao intervalo de $\frac{1}{2}$ período a 20 períodos da frequência de comutação do inversor. Ainda de acordo com [40], a variação de fase deve ser de 90° para obtenção de melhores resultados.

Com base nos dados apresentados, desenvolveu-se um novo “software” para o microcontrolador PIC, capaz de aplicar a modulação MVA com ajuda do mesmo circuito

inversor básico apresentado no item 4.2. A fim de comprovar a eficiência da técnica, escolheu-se mais uma vez a frequência de comutação de 20,6kHz (frequência aproximada da potência de 41kHz).

Foram testados dois diferentes ângulos de inversão de polaridade (90° e 180°). O ângulo de 90° foi testado com a finalidade de observar a aplicabilidade do ângulo proposto por [40] para lâmpadas com pequenos tubos de descarga, nas lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 400W. Já o ângulo de 180° foi utilizado a fim de observar os resultados que poderiam ser obtidos com ângulos diferentes daquele inicialmente proposto.

Assim como ocorreu no caso do protótipo com a modulação MVF, também neste protótipo, com a ajuda de uma chave conectada a uma das portas de entrada do microcontrolador, é possível selecionar o funcionamento do inversor com modulação tradicional ou MVA. Para uma adequada exploração dos limites da MVA, foram testados diferentes números de ciclos entre cada inversão de polaridade, porém este fator não se mostrou importante para o resultado obtido com a técnica. O número de ciclos entre cada inversão variou de cinco a vinte.

Os resultados dos testes realizados demonstraram que o ângulo de 90°, inicialmente proposto para lâmpadas com pequenos tubos, não se configura como uma boa opção, porque em várias amostras de lâmpadas o fenômeno era amenizado, mas não completamente eliminado durante a aplicação da MVA90.

Por outro lado, a MVA180 apresentou resultados bastante semelhantes àqueles obtidos com a aplicação da MVF, ou seja, com o reator operando com a modulação tradicional, ressonâncias importantes foram registradas. Quando a chave de seleção, conectada ao microcontrolador, aciona a MVA180, a ressonância é totalmente eliminada em seis das sete amostras analisadas. Em uma das amostras o arco continuou apresentando pequena curvatura.

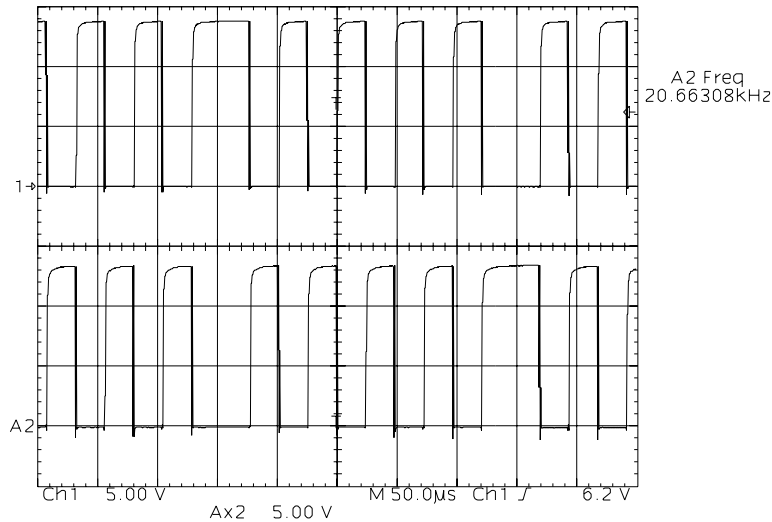


Fig. 4.33 – Tensões nos Gates dos Transistores.

O entendimento da forma de obtenção da inversão de polaridade da corrente na lâmpada pode ser feito com ajuda da aquisição apresentada na Fig. 4.33, onde são apresentados os sinais de comando dos dois transistores do inversor. Como pode-se observar, é imposto, com a ajuda do microcontrolador, uma inversão de fase de 180° a cada 5,5 ciclos.

Já a Fig. 4.34 mostra a tensão de gate em um dos transistores e a corrente na lâmpada, onde fica clara a inversão de polaridade da mesma.

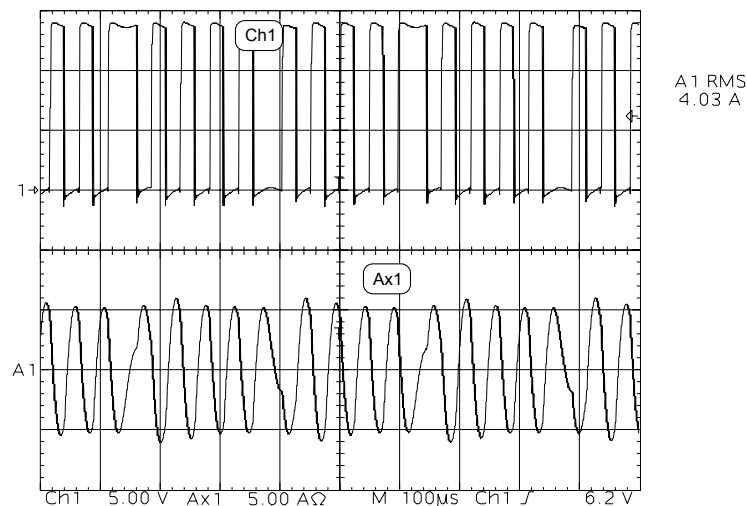


Fig. 4.34 – Tensão de Gate em Um dos Transistores (Ch1) e Corrente na Lâmpada (Ax1).

A Fig. 4.35 mostra uma nova aquisição das mesmas grandezas elétricas, porém em outra base de tempo, a fim de permitir melhor visualização da inversão de polaridade da corrente na lâmpada.

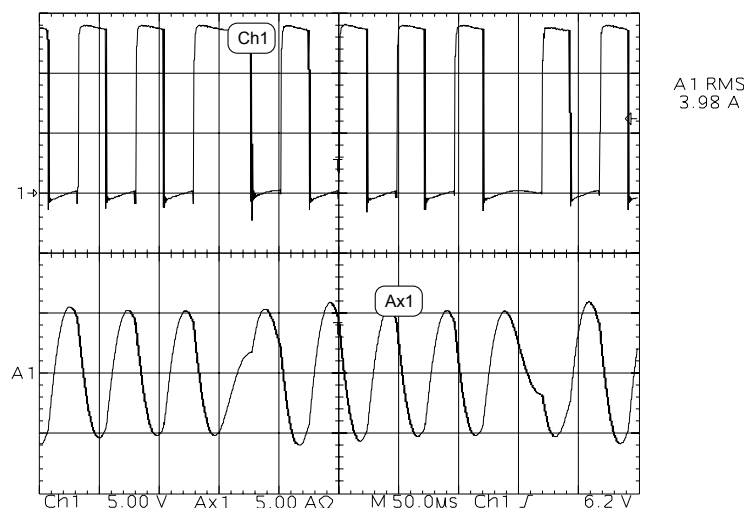


Fig. 4.35 – Tensão de Gate em Um dos Transistores (Ch1) e Corrente na Lâmpada (Ax1).

Através dessas formas de onda, pode-se perceber que a MVA180 é obtida mantendo-se um dos transistores ligados durante um intervalo de tempo correspondente ao dobro do tempo normalmente utilizado, enquanto o outro transistor do braço do inversor é mantido desligado. Alguns ciclos após, os papéis dos transistores são invertidos, isto é, aquele que havia sido mantido ligado por um maior período, passa a ser mantido desligado. Já aquele que havia sido mantido desligado, passa a ser mantido ligado.

Mais uma vez os resultados demonstram que as técnicas de modulação especial, como a MVF e a MVA não são suficientes para garantir o não aparecimento da ressonância acústica em qualquer faixa de frequência de comutação, e conseqüentemente de potência. Entretanto, o fato da MVA180 não ter eliminado totalmente o fenômeno em uma das amostras de lâmpadas, não invalida a metodologia, já que a frequência escolhida para os testes inicialmente realizados, em torno de 20kHz, é extremamente crítica. Testes realizados utilizando a frequência de comutação de 50kHz, demonstraram também que a técnica não provoca o aparecimento da ressonância acústica em faixas de frequência a priori consideradas livres.

Dessa forma, volta-se a apontar as modulações especiais como uma solução que deve ser utilizada em frequências teoricamente livres da ressonância acústica, servindo então como uma garantia para a não ocorrência da mesma.

4.6 Reator Baixa Frequência

Uma solução consagrada na literatura para os problemas inerentes à ocorrência da ressonância acústica é a utilização de circuitos eletrônicos capazes de fornecer corrente à baixa frequência para a lâmpada [122] e [123]. Tal técnica apresenta-se como uma

solução viável porque permite que se utilize um inversor operando em alta frequência, o que reduz o volume ocupado pelos elementos reativos, ao mesmo tempo em que se fornece para a lâmpada uma corrente em uma frequência próxima daquela para a qual a mesma foi projetada. Além disso, com modulação adequada, é possível fazer com que a corrente entregue à lâmpada seja quadrada, o que idealmente levaria a uma frequência da potência nula, ou seja, se a corrente entregue a lâmpada for perfeitamente quadrada, com tempos de transição nulos, a potência da lâmpada será constante.

Para a implementação do inversor operando a lâmpada com uma corrente de baixa frequência modulada em alta frequência, utilizou-se um inversor ponte completa, seguido de um filtro. Foram estudadas duas possibilidades para o filtro de saída, que serão discutidas nos subitens que se seguem.

4.6.1 Reator Baixa Frequência com Filtro LC

A primeira opção de filtro analisada, consta da utilização de um indutor “ballast” em série com a lâmpada e um capacitor paralelo que deve limitar a ondulação de corrente na mesma. Tal estrutura é apresentada na Fig. 4.36

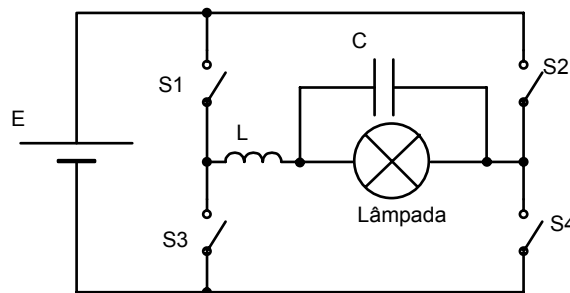


Fig. 4.36 – Inversor Ponte Completa com Filtro LC.

O equacionamento deste circuito pode ser feito substituindo-se o indutor L por uma impedância puramente reativa ($Z1$) e o par formado pela resistência equivalente da lâmpada e o capacitor C por uma segunda impedância $Z2$. Neste caso pode-se afirmar que:

$$Z2 = \left(SC + \frac{1}{R} \right)^{-1} = \frac{R}{SRC + 1} \quad (4.2)$$

$$Z1 = SL \quad (4.3)$$

$$\frac{Vo}{Vin} = \frac{Z2}{Z1 + Z2} \quad (4.4)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{R}{SRC+1}}{\frac{R}{SRC+1} + SL} \quad (4.5)$$

Resolvendo chega-se a:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{LC} \cdot \frac{1}{S^2 + S\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (4.6)$$

$$2.\xi.\omega_n = \frac{1}{RC} \quad (4.7)$$

$$C = \frac{1}{2.\xi.R.\omega_o} \quad (4.8)$$

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C} \quad (4.9)$$

Para o caso em estudo, sabendo que os valores de tensão e corrente eficazes na lâmpada são, respectivamente, 100V e 4A, chega-se a uma resistência equivalente de 25Ω. A fim de manter como padrão de frequência de comutação dos interruptores o valor de 50kHz, pode-se adotar uma frequência de ressonância do filtro de 10kHz. É interessante também que se adote um valor de ξ entre 1 e 2 para garantir uma resposta plana na região de cruzamento pela frequência de ressonância. Aplicando-se tais valores à equação (4.8) chega-se a um capacitor de filtro de capacitância de 220nF.

Com o valor do capacitor em mãos, calcula-se facilmente o valor do indutância de filtro através da equação (4.9), que leva a um valor de 1,15mH.

A razão cíclica necessária para o inversor é dada pela expressão [105]:

$$D = \frac{\frac{V_o}{V_{in}} + 1}{2} \quad (4.10)$$

Utilizando os valores referentes à esta aplicação, chega-se a uma razão cíclica de 0,625, para uma modulação dois níveis, em que sempre há um par complementar de transistores conduzindo.

Com base nos parâmetros anteriormente calculados, foram realizadas algumas simulações digitais do circuito proposto. Utilizou-se uma frequência base de 200Hz. Na

Fig. 4.37 apresenta-se a corrente na lâmpada. A tensão não é mostrada porque utilizou-se o modelo resistivo para a lâmpada.

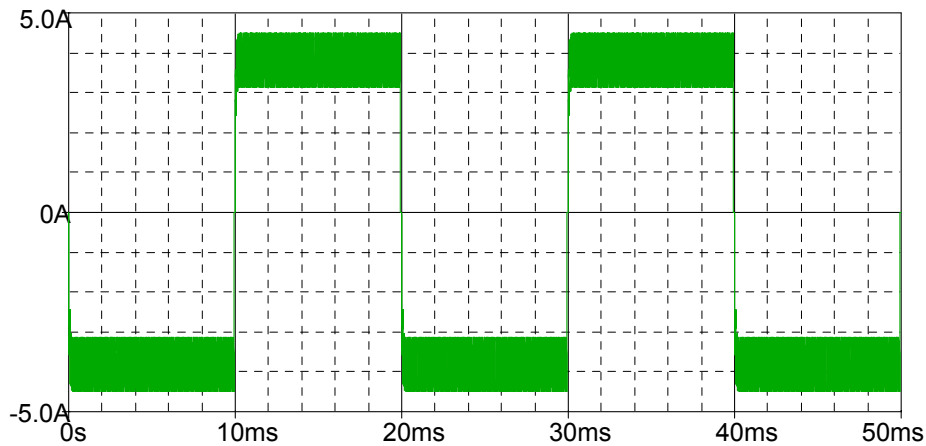


Fig. 4.37 – Corrente na Lâmpada.

Esta forma de onda demonstra que a estrutura proposta fornece uma corrente quadrada à carga de forma simples, sem a necessidade de circuitos especiais, ou mesmo controle em malha fechada. Um outro detalhe importante a ser observado é o fato de que existe um nível de variação de corrente relativamente alto (aproximadamente 1A). Tal ondulação pode ser problemática quando se leva em consideração a possibilidade de se excitar a ressonância acústica, o que levou ao estudo de uma segunda estrutura para o filtro.

4.6.2 Reator Baixa Frequência com Filtro LLC

A utilização de um segundo indutor permite que se obtenha uma ondulação de menor nível na corrente de carga, já que o indutor L2 está em série com a mesma.

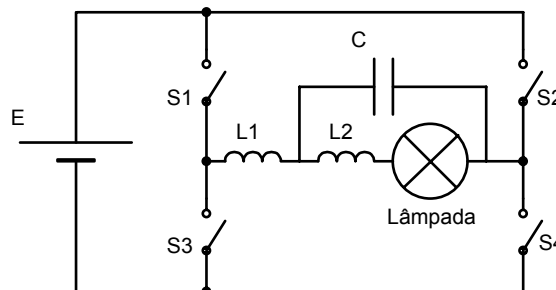


Fig. 4.38 – Inversor Ponte Completa com Filtro LLC.

A análise do filtro de saída pode ser feita dividindo-se os componentes do filtro em três impedâncias distintas. Uma impedância Z1 relacionada com o indutor L1, uma

impedância Z_2 relacionada ao capacitor paralelo e uma impedância Z_3 relacionada com a associação série do indutor L_2 com a lâmpada. Dessa forma, pode-se afirmar que:

$$Z_1 = sL_1 \quad (4.11)$$

$$Z_2 = \frac{1}{sC} \quad (4.12)$$

$$Z_3 = R + sL_2 \quad (4.13)$$

Por inspeção visual pode-se afirmar que as impedâncias Z_2 e Z_3 estão em paralelo, então:

$$Z_{eq1} = Z_2 // Z_3 \quad (4.14)$$

$$Z_{eq1} = \left(sC + \frac{1}{R + sL_2} \right)^{-1} \quad (4.15)$$

$$Z_{eq1} = \left(\frac{s^2 L_2 C + sRC + 1}{R + sL_2} \right)^{-1} \quad (4.16)$$

$$Z_{eq1} = \frac{sL_2 + R}{s^2 L_2 C + sRC + 1} \quad (4.17)$$

Aplicando-se divisor de tensão ao circuito formado pela associação série de Z_1 e Z_{eq1} , chega-se a:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_{eq1}}{Z_1 + Z_{eq1}} \quad (4.18)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{sL_2 + R}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_1 RC + s(L_1 + L_2) + R} \quad (4.19)$$

Que resolvendo leva a:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s \cdot \frac{1}{L_1 \cdot C} + \frac{R}{L_1 \cdot L_2 \cdot C}}{s^3 + s^2 \cdot \frac{R}{L_2} + s \cdot \frac{1}{L_{eq} \cdot C} + \frac{R}{L_1 \cdot L_2 \cdot C}} \quad (4.20)$$

$$L_{eq} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (4.21)$$

Reescrevendo:

$$\frac{V_o}{V_i} = k \cdot \frac{\frac{S}{w_z} + 1}{\frac{S}{w_p} + 1} \cdot \frac{w_n^2}{S^2 + S \cdot 2\xi \cdot w_n + w_n^2} \quad (4.22)$$

Assim:

$$\frac{R}{L_2} = 2 \cdot \xi \cdot w_n + w_p \quad (4.23)$$

$$\frac{1}{L_{eq} \cdot C} = w_n^2 + 2 \cdot \xi \cdot w_n \cdot w_p \quad (4.24)$$

$$\frac{R}{L_1 \cdot L_2 \cdot C} = w_n^2 \cdot w_p \quad (4.25)$$

Adotando-se uma frequência do pólo de 10kHz, uma frequência do zero de 100kHz e um coeficiente de amortecimento de 1,5; chega-se a um indutor L1 de indutância 1,15mH, um capacitor de capacitância de 220nF e um indutor L2 de indutância 500μH. Uma grande vantagem deste filtro em relação ao filtro LC anteriormente apresentado é a possibilidade de se utilizar o indutor L2 como ignitor, através da simples inserção de um enrolamento secundário neste elemento.

Os resultados práticos obtidos demonstraram, no entanto, que a modulação dois níveis inicialmente proposta, não apresenta resultados satisfatórios porque o circuito não é capaz de manter a descarga estável, que se extingue logo após a aplicação do pulso de alta tensão. A solução para a extinção da descarga foi obtida através da utilização da modulação apresentada na Fig. 4.39. Neste caso, os transistores superiores de cada braço do inversor são comutados em alta frequência, enquanto os transistores inferiores são comutados em baixa frequência. Entretanto, enquanto o par de transistores formado por S1 e S4 é posto em funcionamento, o par formado por S2 e S3 permanece desligado e vice-versa.

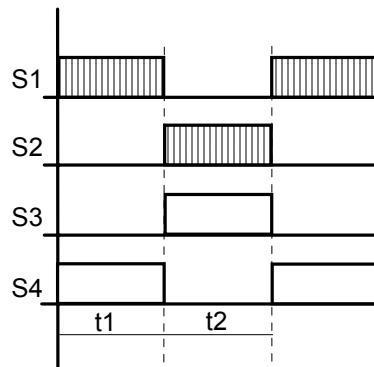


Fig. 4.39 – Modulação a Três Níveis para Reator em Baixa Frequência.

Na Fig. 4.40 é apresentada a corrente em regime na lâmpada com a modulação proposta. Como pode-se observar, devido ao filtro utilizado, a transição entre cada semiciclo da corrente não é instantânea, como seria desejável. Isto faz com que a potência na lâmpada não seja de fato constante durante todo o tempo, resultando no aparecimento de uma ondulação na potência. Entretanto, tal ondulação não causou o aparecimento da ressonância acústica, por apresentar baixa frequência.

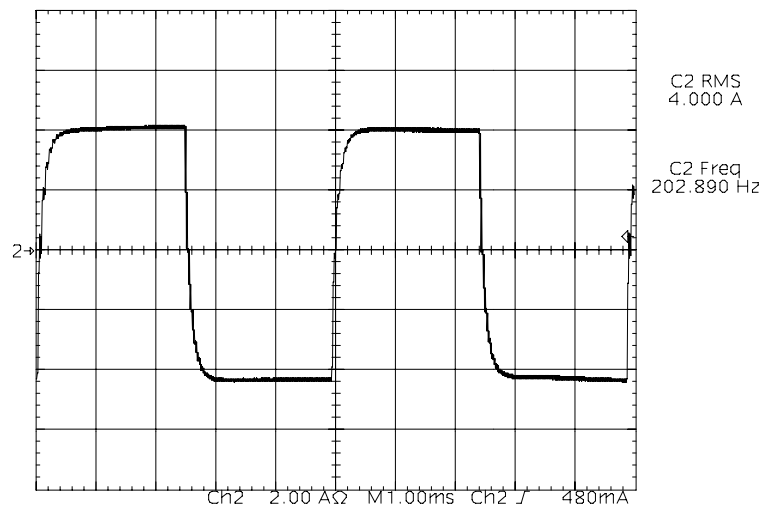


Fig. 4.40 – Corrente na Lâmpada.

Esta transição pode se tornar mais rápida com a alteração dos componentes do filtro de saída, como pode-se observar na Fig. 4.41. Nesta aquisição, além da corrente, apresenta-se a tensão na lâmpada, cuja forma também é quadrada, o que garante potência praticamente constante na lâmpada.

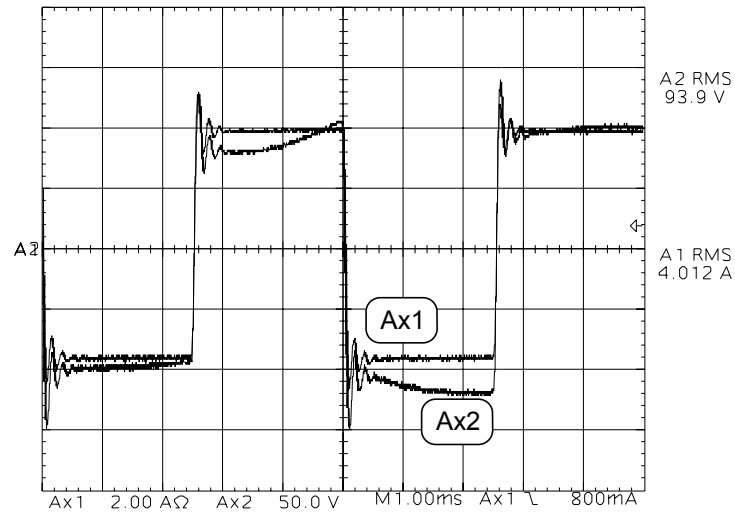


Fig. 4.41 – Tensão(Ax2) e Corrente (Ax1) na Lâmpada.

Finalmente, na Fig. 4.42, apresenta-se uma aquisição em que se demonstra o comportamento praticamente constante da potência na lâmpada. As oscilações registradas nas três grandezas apresentadas podem ser atribuídas a dois fatores. O primeiro deles é a oscilação em 120Hz, proveniente da ondulação de tensão no capacitor de barramento. Quanto menor for a capacitância do capacitor, ou maior for a corrente drenada do barramento CC, maior será esta oscilação. A outra fonte de variação das grandezas elétricas apresentadas é o fator de amortecimento adotado no projeto do filtro de saída do inversor, que faz com que ocorram pequenas oscilações de tensão e de corrente na lâmpada a cada transição de baixa frequência.

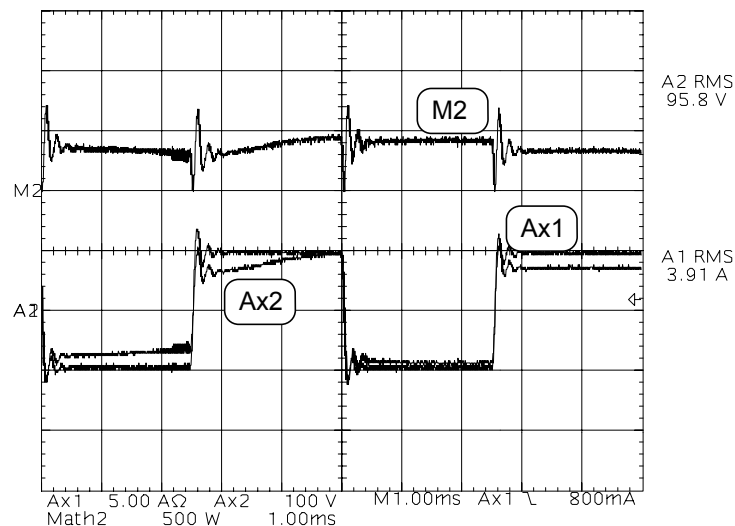


Fig. 4.42 – Tensão (Ax2), Corrente (Ax1) e Potência (M2) na Lâmpada.

Pode-se perceber então, que existe um compromisso de projeto do filtro de saída do inversor com relação à transição de baixa frequência, pois filtros que permitem

uma rápida transição, acabam gerando oscilações. Por outro lado, filtros mais lentos permitem uma redução relativamente acentuada na potência durante a transição.

Mesmo apresentando resultados satisfatórios do ponto de vista da não excitação da ressonância acústica, é importante que se diga que o reator eletrônico desenvolvido, devido à forma de onda circulante, necessita de indutores relativamente pesados e volumosos, o que pode inviabilizar comercialmente o circuito. Sabe-se, porém, que esforços no sentido de se obter a otimização dos componentes utilizados ainda pode ser feita, o que certamente melhoraria este aspecto.

4.7 Reator Microcontrolado com Detecção da Ressonância Acústica por Variação da Impedância da Lâmpada

Ainda com o intuito de se obter um reator eletrônico capaz de operar a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão sem a ocorrência da ressonância acústica, desenvolveu-se um estudo que visava a implementação de um sistema com controle em tempo real, ou seja, que fosse capaz de detectar a ocorrência da ressonância acústica e alterar o ponto de operação do conversor. Tal técnica é normalmente chamada de solução em tempo real e é encontrada em diversos trabalhos como àqueles apresentados em [21] a [23].

A abordagem inicialmente adotada para a aplicação desta técnica consiste no monitoramento constante da tensão e da corrente na lâmpada para, a partir delas, e com a ajuda dos recursos disponíveis no microcontrolador, obter a impedância equivalente da lâmpada. Neste contexto, a impedância calculada é comparada com valores armazenados em uma tabela. Esta comparação permite a observação da ocorrência ou não da ressonância acústica, com base no princípio de que a impedância não pode variar muito dentro de um curto espaço de tempo. Sabe-se, no entanto, que se a frequência de comutação do inversor for alterada a fim de evitar a ressonância acústica, devido à característica de saída do filtro utilizado, a potência na lâmpada é afetada. Dessa forma, é necessário que se implemente alguma rotina corretiva, que evite a operação da lâmpada com níveis de potência superiores ou inferiores ao valor nominal. Foram analisadas duas possibilidades que são descritas a seguir.

Na primeira delas, com a ajuda dos sinais gerados em algumas portas de saída do microcontrolador, utilizando um conversor digital/analógico externo é possível alterar a tensão de barramento a fim de manter o equilíbrio do sistema. Dessa forma, sempre que a frequência de comutação estiver acima do valor nominal, a tensão também deve ser elevada. De forma análoga, sempre que por ventura a frequência de comutação do inversor

estiver abaixo da nominal, a tensão de barramento também deve estar abaixo da nominal. Como o estágio de entrada com correção do fator de potência ainda não havia sido implementado, quando este estudo foi realizado, tal técnica não foi adotada.

A segunda abordagem, que acabou sendo adotada, faz com que o microcontrolador verifique periodicamente a potência entregue à lâmpada e, caso esta esteja fora do valor nominal, a frequência de comutação é variada, a fim de realizar a devida correção. Caso esta correção leve ao reaparecimento da ressonância acústica, o sistema volta a alterar sua condição de funcionamento, ficando então, em um “loop” infinito. Para facilitar a implementação deste sistema, foi necessário que se realizasse uma pequena mudança no circuito de ignição, que passou a ser comandado por um sinal do microcontrolador, como pode-se ver na Fig. 4.43. Neste circuito, o microcontrolador envia um sinal de comando para a condução do transistor M3, evitando que o capacitor C2 seja carregado. Por outro lado, quando o sinal de “gate” do transistor é retirado, o capacitor passa a ser carregado através do resistor R1 até que se atinja a tensão de ruptura do centelhador (aproximadamente 240V). Quando isto ocorre, a energia armazenada em C2 é aplicada no enrolamento auxiliar do indutor “ballast”, induzindo um pulso de alta tensão na lâmpada.

Ao contrário do que ocorria nos circuitos ignitores anteriormente apresentados, neste caso o processo de carga do capacitor até o valor de ruptura do centelhador não para naturalmente, sendo então necessário que o microcontrolador detecte a circulação de corrente na lâmpada, através de um sensor, e iniba o seu funcionamento através de nova aplicação de sinal no “gate” do transistor M3.

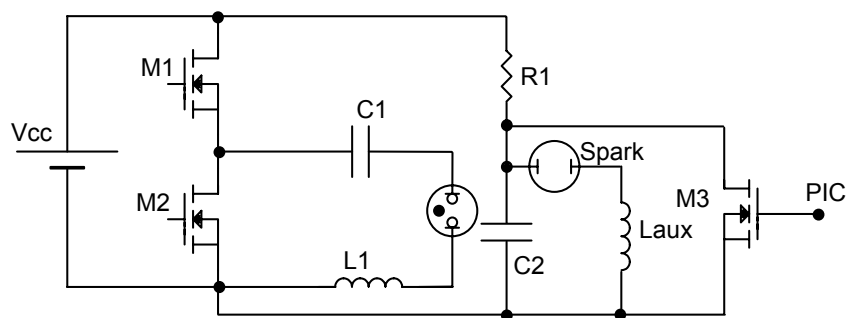


Fig. 4.43 – Ignitor Com Sinal de Inibição.

O funcionamento global do “software” desenvolvido pode ser entendido com a ajuda do fluxograma simplificado apresentado na Fig. 4.44. Este “software” permite então, além do controle da frequência de comutação do inversor, o controle sobre o sistema de ignição, através de um transistor MOSFET.

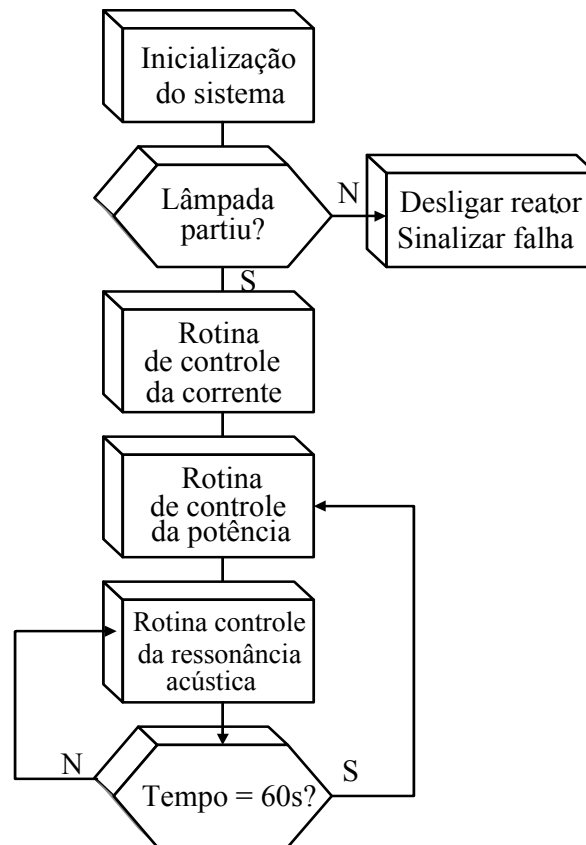


Fig. 4.44 – Fluxograma Simplificado do “Software” Desenvolvido.

Neste diagrama destacam-se as seguintes sub-rotinas de controle do inversor:

- **Inicialização do Sistema:** quando o reator é energizado, o microcontrolador mantém o sistema de potência desabilitado por 15 segundos. Durante este intervalo de tempo não são enviados sinais para os “gates” dos transistores do inversor e o transistor M3 da Fig. 4.43 é mantido em condução, impedindo assim que o capacitor do ignitor se carregue. Este intervalo é respeitado para garantir que todas as tensões dos circuitos de comando e de potência se estabilizem e para reduzir a corrente de “inrush” no retificador de entrada. Terminado este período de 15 segundos, o inversor inicia seu funcionamento com uma frequência inferior a nominal, denominada f_{\min} , a fim de facilitar a ignição e diminuir o tempo de aquecimento da lâmpada. Além disso, o ignitor é habilitado através do bloqueio do MOSFET M3.
- **Teste de Ignição:** na etapa seguinte o microcontrolador mantém o sistema habilitado, em frequência f_{\min} por 60 segundos, intervalo durante o qual a corrente na lâmpada é lida periodicamente a fim de detectar a ignição da mesma. Se após este tempo a lâmpada não entrar em funcionamento, o sistema é desabilitado por 60 segundos, pois este comportamento pode estar relacionado com a alimentação de uma lâmpada quente. Este

processo é repetido cinco vezes, sempre com intervalos de 60 segundos. Se ao término da quinta tentativa a lâmpada não entrar em funcionamento, o sistema é definitivamente desativado, já que se pressupõe que a mesma não esteja inserida no receptáculo ou esteja danificada. Assim como ocorria na sub-rotina de inicialização do sistema, a desativação do sistema pelo microcontrolador é feita através da inibição dos sinais de gate dos transistores do inversor e pelo bloqueio do ignitor. Além disso, um LED, conectado a uma das portas do microcontrolador, é acionado a fim de indicar a ocorrência de uma falha.

- **Rotina de Controle de Corrente:** uma vez que a ignição da lâmpada tenha sido detectada, o microcontrolador inibe o ignitor e entra na rotina de controle de corrente. Como o sistema é inicializado com uma frequência inferior à nominal, é necessário que se controle a corrente dentro de certos limites através da frequência de comutação do inversor. O limite estipulado foi de 6,5A. Uma vez atingido o valor correto da corrente na lâmpada, o programa segue para a próxima sub-rotina.

- **Rotina de Controle de Potência:** Com sinais provenientes de sensores de corrente e de tensão do tipo efeito Hall, o microcontrolador age sobre a frequência de comutação até estabilizar a potência na lâmpada em torno de 400W. Tal controle é feito de maneira lenta, já que a lâmpada de vapor de sódio se apresenta com um sistema também lento. Uma vez atingida a potência nominal, o microcontrolador segue para a próxima rotina. Caso a ressonância acústica manifeste-se durante este intervalo, o reator não intervirá no funcionamento de forma corretiva.

- **Rotina de Controle da Ressonância Acústica:** depois de atingida a potência nominal, os sinais dos sensores de corrente e de tensão são utilizados para calcular a impedância da lâmpada. Este valor é utilizado, através de algumas comparações, para detectar a ocorrência da ressonância. Se a ressonância for detectada, a frequência de comutação do inversor é alterada em ambas direções ($\pm 5\text{kHz}$), a fim de encontrar uma região livre de ressonância. Devido à resolução do microcontrolador utilizado, cada passo de mudança corresponde a uma variação aproximada de 300Hz na frequência de comutação do inversor. Enquanto a impedância da lâmpada não retorna ao seu valor correto, a frequência do inversor permanece variando dentro de uma faixa correspondente a $\pm 5\text{kHz}$ em torno da frequência nominal. A cada 60 segundos o programa volta para a rotina de controle de potência para fazer os ajustes necessários. Para evitar que o microcontrolador possa detectar a ressonância acústica de forma errônea, são feitas 14

medidas distintas, em intervalos regulares de 1 segundo, utilizando-se a média destes valores.

Foram realizados alguns testes com o circuito implementado com duas frequências centrais diferentes. Na primeira delas, em torno de 50kHz, o sistema de controle de ressonância permaneceu praticamente inativo, já que se trata de uma região livre da ressonância acústica.

Já nos testes realizados em torno de 20kHz, o circuito demonstrou baixa eficiência, executando pequenas mudanças na frequência de comutação, mesmo quando ressonâncias relativamente importantes eram registradas. Credita-se esta inoperância do sistema ao fato de que o “software” e o “hardware” desenvolvidos com o intuito de verificar a variação da impedância foram concebidos para perceber variações que se mantivessem constantes durante um período de tempo relativamente longo. Percebeu-se mais tarde que, quando a ressonância acústica manifesta-se, a impedância da lâmpada fica oscilando durante todo o tempo, apresentando valores maiores e menores que o nominal, não estabelecendo um novo valor, como se supunha no início deste estudo. Tal erro de abordagem acabou afetando o desempenho do “software” elaborado.

Uma alteração analisada para este “software”, a fim de resolver tal problema, foi a eliminação do processo que analisava o valor médio da impedância. Entretanto, tal abordagem foi bastante prejudica pela ocorrência de medidas realizadas próximas ao cruzamento por zero da corrente na lâmpada, que podem gerar medidas de valores muito elevados, ocasionando travamento do microcontrolador.

4.8 Reator com Detecção da Ressonância Acústica por Observação da Envoltória de Corrente

Conforme exposto no item anterior, através dos resultados práticos obtidos, foi possível observar que o fenômeno da ressonância acústica não provoca variações constantes na impedância da lâmpada. O cálculo da impedância de forma instantânea também não se apresentou como uma solução viável porque em algumas situações o microcontrolador pode apontar a existência da ressonância quando ela não estava presente, ou não detectar o fenômeno quando ele realmente ocorre.

Decidiu-se então passar para a observação de apenas uma das grandezas elétricas da lâmpada: a tensão ou a corrente. A fim de se escolher a grandeza a ser observada, realizou-se uma série de ensaios com um inversor de frequência variável, analisando-se o comportamento da lâmpada em baixa frequência. A aquisição da corrente

na lâmpada, apresentada na Fig. 4.45, foi realizada sem a existência de ressonâncias visíveis. Tal comportamento passou então a ser tido como o ideal durante o funcionamento normal da lâmpada.

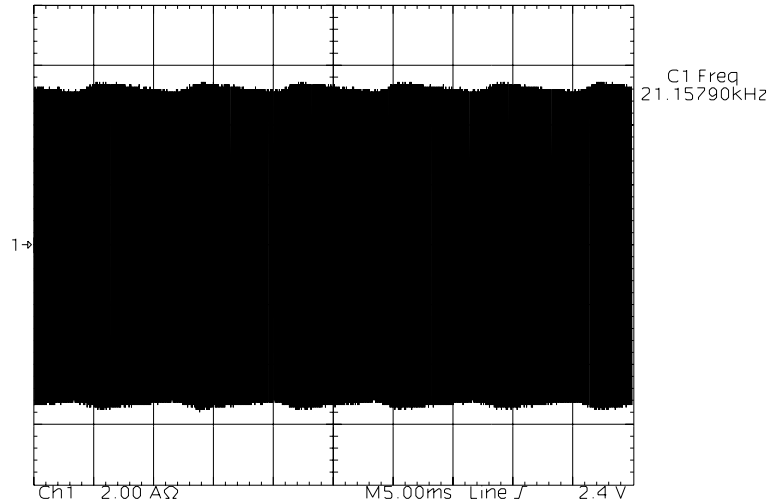


Fig. 4.45 – Corrente na Lâmpada em Regime – Sem Ressonância Visível.

Como pode-se observar na Fig. 4.46, as oscilações presentes na corrente da lâmpada são causadas única e exclusivamente pela ondulação da tensão no capacitor de barramento, ou seja, a envoltória de baixa frequência na corrente da lâmpada segue exatamente o formato da tensão do capacitor.

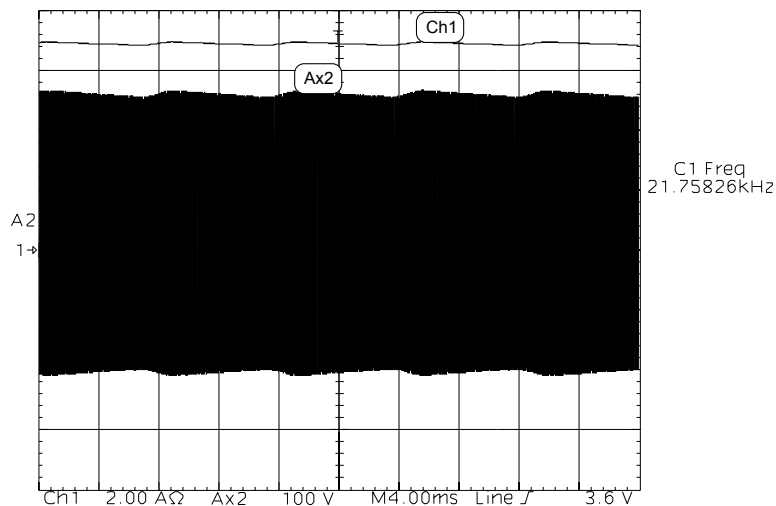


Fig. 4.46 – Corrente na Lâmpada (Ch1) e Tensão no Barramento CC (Ax2) em Regime – Sem Ressonância Visível.

Por outro lado, com o inversor ajustado em uma frequência em que a ressonância acústica é excitada de forma leve, provocando pequenas curvaturas no arco, percebe-se que a envoltória da corrente já não segue a forma da tensão do capacitor, como ocorria com o sistema sem ressonância. Isto é demonstrado na aquisição da Fig. 4.47.

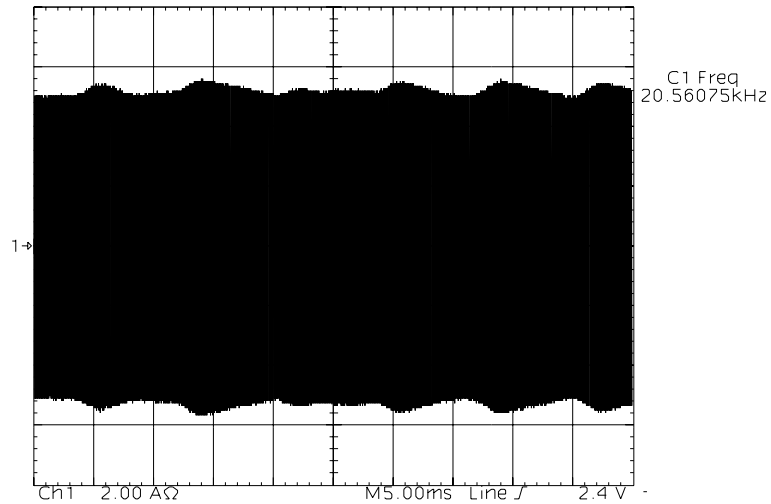


Fig. 4.47 – Corrente na Lâmpada em Regime – Com Ressonância Leve.

É possível observar, então, que nem todos os picos da envoltória de corrente são idênticos.

A seguir, procedeu-se a análise do comportamento da corrente na lâmpada para situações em que a mesma é submetida à ressonâncias fortes, em que se registra grandes curvaturas e movimentos do arco. A Fig. 4.48 demonstra que a envoltória da corrente varia de forma significativa, podendo então ser utilizada como parâmetro para detecção do fenômeno.

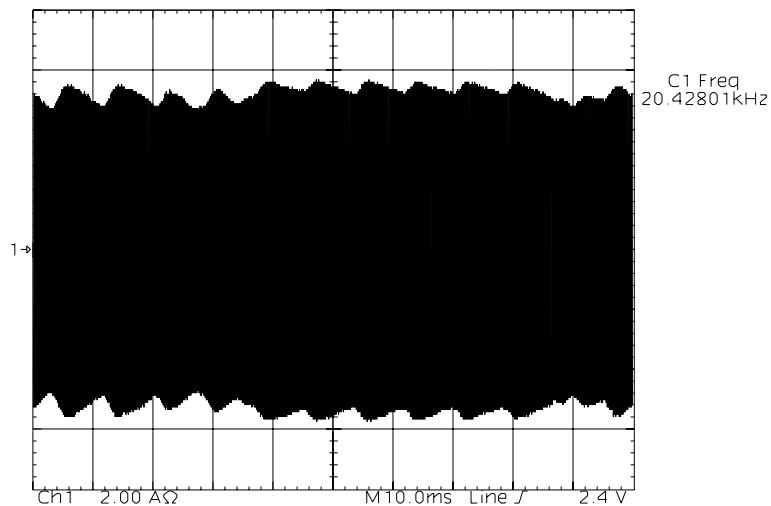


Fig. 4.48 – Corrente na Lâmpada em Regime – Com Ressonância Forte.

A figura Fig. 4.49 permite a comparação entre a envoltória da corrente e a tensão de barramento, demonstrando a discrepância gerada pela ressonância.

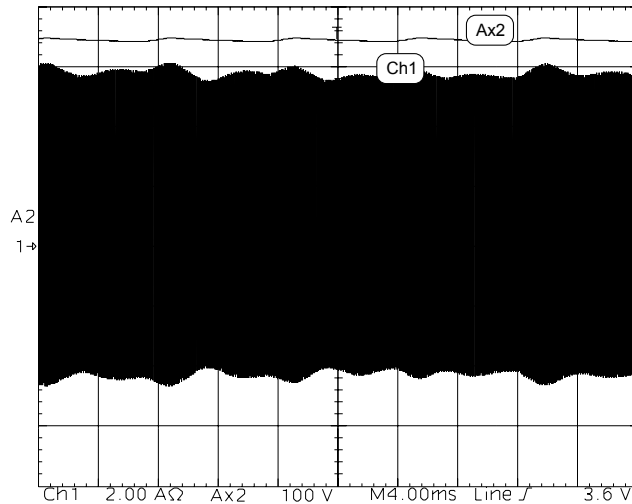


Fig. 4.49 – Corrente na Lâmpada (Ch1) e Tensão no Barramento CC (Ax2) em Regime – Com Ressonância Forte.

Uma pesquisa bibliográfica mostrou que tal comportamento já havia sido detectado em [124], que propõe a utilização de um filtro passa-baixa que permita a análise da envoltória da corrente com a ajuda de um microcontrolador. Baseado nisto, desenvolveu-se o circuito da Fig. 4.50, composto basicamente por um sensor de corrente e um conjunto de amplificadores operacionais.

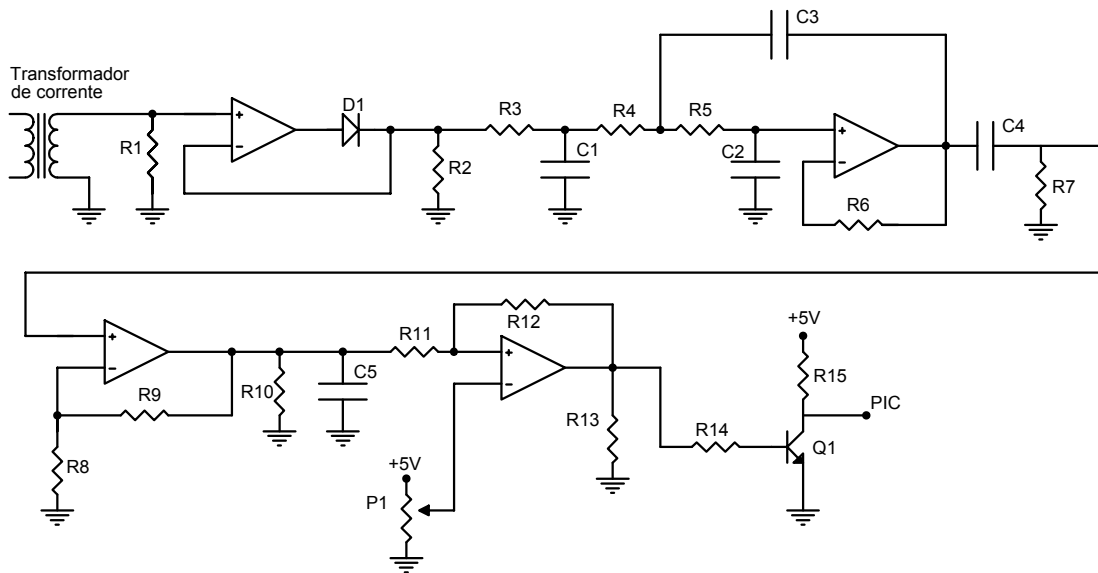


Fig. 4.50 – Circuito Para a Detecção da Ressonância Acústica.

O funcionamento deste circuito pode ser melhor entendido com a ajuda do diagrama de blocos da figura Fig. 4.51.

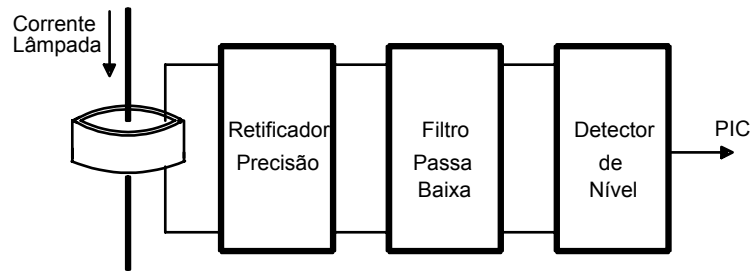


Fig. 4.51 – Circuito Para a Detecção da Ressonância Acústica.

A corrente circulante na lâmpada é medida com a ajuda de um sensor simples implementado com um núcleo toroidal, que funciona como um transformador de corrente. Tal amostra de corrente é transformada em uma tensão ao ser aplicada em um resistor de valor conhecido (R1). A tensão sobre R1 é então retificada e aplicada à entrada de um filtro passa-baixa de 2ª ordem, a fim de que se possa eliminar a componente de alta frequência, mantendo-se apenas o sinal correspondente à ondulação de baixa frequência. Finalmente, a ondulação de baixa frequência é aplicada em um comparador de nível, que gera em sua saída um sinal com forma de onda quadrada correspondente aos cruzamentos detectados. A Fig. 4.52 mostra o sinal quadrado gerado na saída do circuito de detecção.

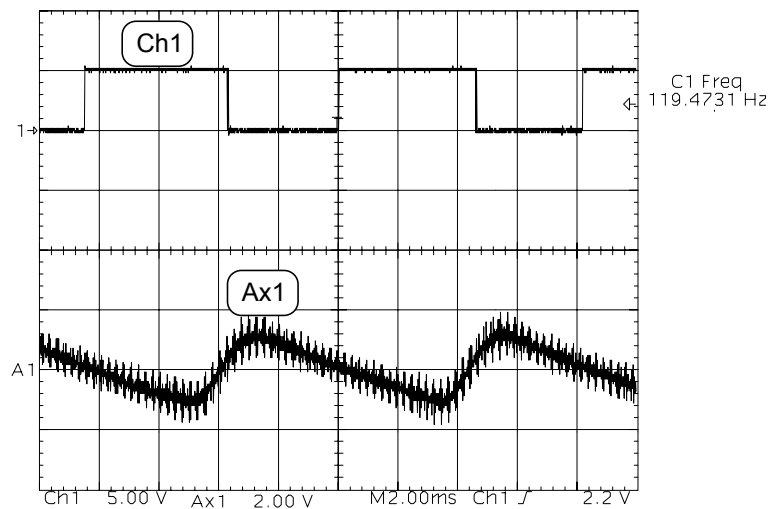


Fig. 4.52 – Tensão na Saída do Filtro Passa-Baixa (Ax1) e Na Saída do Detector (Ch1) - Sem Ressonância.

O sinal da saída do circuito de detecção é lido por uma das portas de entrada do microcontrolador, que mede a duração do intervalo em que o sinal permanece alto. Em funcionamento normal, este intervalo corresponde a aproximadamente 5ms. A fim de evitar que o microcontrolador indique a ocorrência da ressonância acústica de forma

errônea, estabeleceu um intervalo entre 4,5ms e 5,5ms, em que a operação da lâmpada continua sendo considerada normal.

Quando ocorre a ressonância, são geradas alterações importantes no sinal de saída do circuito detector, conforme pode-se observar na Fig. 4.53.

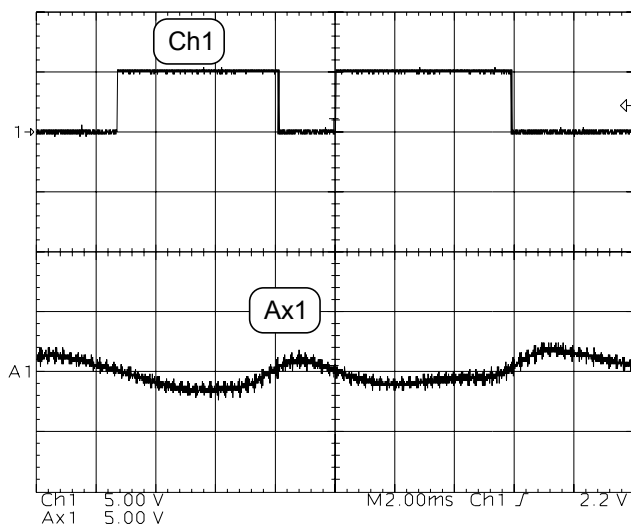


Fig. 4.53 – Tensão na Saída do Filtro Passa-Baixa (Ax1) e Na Saída do Detector (Ch1) - Com Ressonância.

A Fig. 4.54 mostra outra aquisição que comprova o funcionamento do circuito implementado.

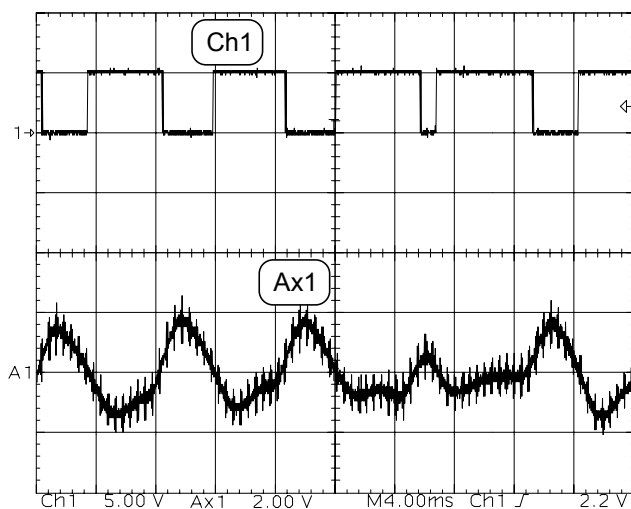


Fig. 4.54 – Tensão na Saída do Filtro Passa-Baixa (Ch1) e Na Saída do Detector (Ch1) - Com Ressonância.

Dessa forma, o “software” implementado detecta a variação do período alto do sinal gerado e varia a frequência de comutação, caso o erro seja detectado em dois períodos consecutivos. A fim de comprovar a eficiência da estrutura, um protótipo foi implementado para operar a lâmpada na região crítica em torno do 20,6kHz. A placa de circuito impresso

desse protótipo pode ser observada na Fig. 4.55, onde destaca-se o circuito acrescentado para a detecção da ressonância acústica.

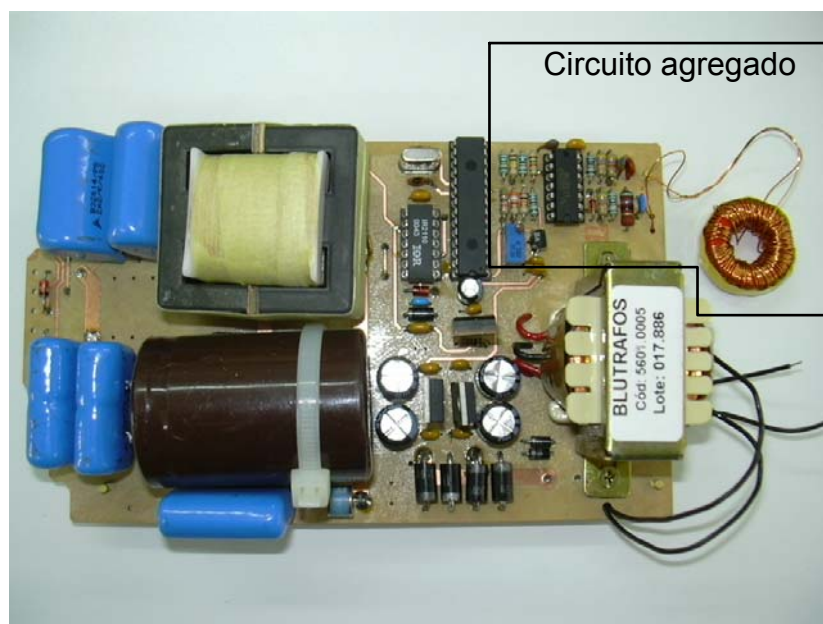


Fig. 4.55 – Fotografia do Protótipo Implementado.

Percebe-se que o circuito manteve todas as características básicas aplicadas nos protótipos anteriormente apresentados.

A estratégia empregada mostrou-se eficiente, mudando a frequência de comutação sempre que a ressonância ocorria. Mesmo em uma faixa de frequência crítica, como a dos 20kHz, o circuito altera sua frequência de comutação até que a ressonância seja extinta.

4.9 Conclusões

Um reator básico, com frequência e razão cíclica fixas, comandado por circuito integrado PWM e sem correção do fator de potência, foi desenvolvido e utilizado como ponto de partida para as demais estruturas. Embora o mesmo apresente construção simples e utilize a mais simples das técnicas para evitar a ressonância acústica, já pode ser considerado como uma boa opção na implementação de reatores, por ter alimentado a lâmpada de forma estável e com relativa segurança durante todos os testes realizados.

Além disso, este primeiro protótipo permitiu a análise do comportamento da lâmpada quanto aos parâmetros elétricos e fotométricos. Percebeu-se então que a operação da lâmpada em alta frequência elimina os picos de reacendimento registrados em baixa frequência, fazendo com que a lâmpada possa ser modelada por um resistor. Quanto aos

fatores fotométricos, comprovou-se que, ao contrário do que é afirmado em [7], [8], [56] e [58], a eficiência da lâmpada não é melhorada pela elevação da frequência da corrente na lâmpada, diferentemente do que ocorre com as lâmpadas fluorescentes. Entretanto, a operação em alta frequência gerou algumas alterações no índice de reprodução de cores e na temperatura correlata de cor das amostras analisadas, ou seja, a operação em alta frequência apenas afetou a cor da luz gerada pela lâmpada. Embora tal mudança não fosse esperada, tal comportamento não pode ser desconsiderado porque foi registrado em todas as amostras analisadas.

A partir deste circuito básico foram introduzidas novas características como a utilização de um controle digital por microprocessador. No primeiro protótipo microcontrolado desenvolvido, a técnica digital foi utilizada simplesmente para substituir o circuito integrado PWM do primeiro protótipo, sem que características especiais fossem acrescentadas ao inversor. Dessa forma, todos os resultados obtidos com o primeiro protótipo, também foram encontradas neste protótipo. Uma variação deste circuito foi obtida pela substituição do microcontrolador por outro menor e de mais baixo custo, a fim de torná-lo economicamente viável.

A primeira característica especial introduzida em um dos protótipos, aproveitando a flexibilidade oferecida pelo microcontrolador, foi a capacidade de alimentação da lâmpada com potência reduzida. Os resultados práticos obtidos demonstraram que a variação de potência através da tensão de barramento não pode ser feita de forma abrupta quando se opera com níveis de variação relativamente grandes (acima de 30%), por poder levar à extinção do arco. Por outro lado, a “dimerização” feita por variação de frequência se mostrou mais interessantes por permitir a aplicação de um degrau de potência de valor elevado. Foram realizados testes com variação de até 50% da potência nominal.

Embora não tenham sido registradas ressonâncias nos primeiros protótipos funcionando com frequência de comutação de 50kHz, sabe-se que vários fatores que influenciam na ocorrência do fenômeno variam ao longo do tempo da vida útil da lâmpada, motivando então o estudo de técnicas capazes de evitá-lo em qualquer condição de operação. Uma das alternativas analisadas foi a aplicação de modulações especiais, como a MFV e a MVA, que apresentaram bons resultados, eliminando ou reduzindo a incidência da ressonância acústica. Dessa forma, conclui-se que, idealmente, tais modulações devem ser aplicadas como uma técnica complementar para evitar a ressonância, ou seja, devem

ser usadas em frequências de potência consideradas livres, servindo então para reduzir as possibilidades do aparecimento da ressonância acústica.

Já a utilização de um inversor, que alimente a lâmpada em baixa frequência, apresenta-se como uma boa opção, entretanto, o circuito necessário é relativamente grande e pesado quando comparado com os demais circuitos estudados.

O reator com detecção da ressonância acústica por variação da impedância não apresentou resultados satisfatórios por falhas na abordagem utilizada, já que a impedância da lâmpada não apresenta padrões de variação constante, ou seja, a impedância não se mantém em um valor diferente do nominal por um longo período de tempo. Entretanto, tais resultados não inviabilizam totalmente a técnica, que pode ser novamente estudada, fazendo-se as devidas correções.

Finalmente, a técnica de ajuste em tempo real, que detecta a ocorrência da ressonância acústica através da envoltória da corrente na lâmpada mostrou-se bastante eficiente, alterando a frequência de comutação do inversor sempre que o fenômeno ocorre.

5 Estágio de Entrada com Correção do Fator de Potência

Neste item são apresentados os circuitos estudados a fim de corrigir o fator de potência dos reatores apresentados no capítulo anterior. Tal estudo é necessário porque a utilização racional da energia elétrica não pode ser obtida com um simples retificador, que apresenta uma taxa de distorção harmônica tão elevada quanto àquela apresentada pelos circuitos anteriormente utilizados.

Embora existam inúmeras opções de técnicas e circuitos desenvolvidos para a correção de fator de potência em retificadores, como filtros sintonizados, redução do capacitor de barramento, filtro valley-fill e inúmeros conversores estáticos, apenas dois circuitos foram estudados.

5.1 Correção do Fator de Potência Utilizando Conversor Boost

Sem dúvida alguma, o circuito mais difundido para a correção do fator de potência é pré-regulador Boost. A utilização de um pré-regulador é uma opção atrativa porque, além de corrigir o fator de potência, permite a estabilização da tensão de barramento, característica muito importante para a manutenção da potência e do fluxo luminoso adequados na lâmpada. Além disso, seu roteiro de projeto é totalmente dominado, podendo ser encontrado em diversos trabalhos [121], [125], [126] e [127]. Dessa forma, julga-se não ser necessário despende um longo espaço para este assunto.

5.1.1 Projeto

Para que se possa executar o projeto do conversor Boost, é necessário que se disponha dos dados apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações de Projeto do Conversor Boost.

Parâmetro	Valor
Potência de saída	400W
Tensão de saída	400V
Tensão de entrada nominal	220V
Tensão de entrada mínima	90V
Tensão de entrada máxima	250V
Frequência da rede	60Hz
Frequência de comutação	100kHz
Ondulação de corrente	10%
Rendimento estimado	95%

Utilizando-se o roteiro de projeto apresentado em [126], inicia-se calculando o máximo pico de corrente de entrada:

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in_m}} = 3,722 A \quad (5.1)$$

A máxima ondulação de corrente é:

$$R_I = 0,1 \cdot I_{pk} = 0,372 A \quad (5.2)$$

A razão cíclica no pico da senóide é dada por:

$$D = \frac{V_o - V_{in_m} \cdot \sqrt{2}}{V_o} = 0,434 \quad (5.3)$$

O valor da indutância boost é

$$L_B = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_m} \cdot D}{f_s \cdot R_I} = 2,641 mH \quad (5.4)$$

Durante a implementação prática foi adotado um indutor de indutância igual a 3mH. Como a corrente máxima que passa pelo indutor corresponde ao pico de corrente de entrada mais a metade da ondulação de corrente, chega-se a um valor de corrente máxima no indutor dado por:

$$I_{Lp} = I_{pk} + \frac{R_I}{2} = 3,908 A \quad (5.5)$$

Para o cálculo da capacitância do capacitor de barramento será admitida uma ondulação de 2% na tensão do capacitor, ou seja, uma tensão V_{rip} de 8V. Com estes dados chega-se a uma capacitância de:

$$C_o = \frac{P_o}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o \cdot V_{rip}} = 165,786 \mu F \quad (5.6)$$

A fim de garantir uma baixa ondulação na tensão de saída, será adotada a regra prática que sugere que se utilize $1 \mu F/W$, dessa forma deve-se utilizar um capacitor eletrolítico de $470 \mu F$ com uma tensão de armadura de pelo menos 450V.

O resistor “shunt” deve ser projetado para uma queda de tensão em torno de 1V de pico, o que teoricamente deve propiciar uma boa imunidade a ruídos sem causar perdas excessivas. Dessa forma, deve-se utilizar 4 resistores de $1 \Omega/1W$ associados em paralelo.

Para que se possa realizar o cálculo do resistor que limita a máxima corrente processada (“peak limit”) deve-se estipular o valor da sobre-corrente. Neste caso será adotado um valor máximo de 7,0A e um resistor R_{pk1} de resistência $10k\Omega$. É importante lembrar que a tensão de referência do circuito integrado utilizado é 7,5V. Feito isto, calcula-se a queda de tensão sobre o resistor “shunt” durante esta sobre-corrente.

$$V_{R_{sovl}} = R_S \cdot I_{pk_{ovl}} = 1,75V \quad (5.7)$$

O valor da resistência do resistor de “peak limit” é, finalmente, dado por:

$$V_{R_{sovl}} = R_S \cdot I_{pk_{ovl}} = 1,75V \quad (5.8)$$

Para o cálculo do “feed-forward”, devem ser respeitados os limites de 1,4V e 4,5V. O valor médio da tensão usada nos cálculos corresponde a 90% da tensão eficaz da entrada. Neste cálculo serão arbitrados os valores dos resistores R_{ff1} ($1M\Omega$) e R_{ff2} ($100k\Omega$) e da mínima tensão V_{ffm} (2V).

$$R_{ff3} = \frac{V_{ffm} \cdot (R_{ff1} + R_{ff2})}{0,9 \cdot V_{in_m} + V_{ffm}} = 15,068k\Omega \quad (5.9)$$

O cálculo da resistência do resistor R_{vac} é feito baseado no fato de que este resistor não deve permitir a circulação de uma corrente superior a $600 \mu A$ na máxima tensão de entrada.

$$R_{vac} = \frac{V_{in_M} \cdot \sqrt{2}}{600 \mu A} = 612,826 k\Omega \quad (5.10)$$

Para evitar problemas com o efeito “cusp”, utiliza-se um resistor Rb1 com valor igual a 25% do valor de R_{vac}.

$$Rb1 = \frac{R_{vac}}{4} = 170 k\Omega \quad (5.11)$$

O valor da corrente I_{mo} não deve ser superior ao dobro do valor da corrente em Rset. Encontra-se a corrente de entrada do multiplicador (I_{ac}) com a mínima tensão de entrada e então se deve determinar o valor de Rset baseado neste valor de I_{ac}.

$$I_{ac_m} = \frac{V_{in_m} \cdot \sqrt{2}}{R_{vac}} = 332,756 \mu A \quad (5.12)$$

$$Rset = \frac{3,75}{2 \cdot I_{ac_m}} = 5,635 k\Omega \quad (5.13)$$

A tensão sobre R_{mo} deve ser igual a tensão sobre R_s no limite do pico de corrente com a mínima tensão de entrada.

$$R_{mo} = \frac{V_{Rs} \cdot 1,12}{2 \cdot I_{ac_m}} = 1,638 k\Omega \quad (5.14)$$

O valor da capacitância do capacitor do oscilador será:

$$Ct = \frac{1,25}{Rset \cdot fs} = 2,218 nF \quad (5.15)$$

Para o cálculo do ganho do compensador na frequência de comutação, deve-se determinar a variação de tensão sobre o resistor R_s devido a corrente no indutor e dividir pela frequência de comutação:

$$\Delta V_{Rs} = \frac{V_o \cdot R_s}{L_B \cdot fs} = 0,333 V \quad (5.16)$$

O ganho do amplificador de erro é dado por:

$$Gca = \frac{5,2}{\Delta V_{Rs}} = 15,6 \quad (5.17)$$

Os resistores de “feedback” são calculados segundo:

$$R_{ci} = R_{mo} = 1,5k\Omega \quad (5.18)$$

$$R_{cz} = G_{ca}.R_{ci} = 23,4k \quad (5.19)$$

A frequência de cruzamento da malha de corrente pode ser calculada por:

$$f_{ci} = \frac{V_o.R_s.R_{cz}}{5,2.2.\pi.L_B.R_{ci}} = 14,963kHz \quad (5.20)$$

$$C_{cz} = \frac{1}{2.\pi.f_{ci}.R_{cz}} = 483,471pF \quad (5.21)$$

$$C_{cp} = \frac{1}{2.\pi.f_s.R_{cz}} = 72,343pF \quad (5.22)$$

Para o cálculo do compensador do amplificador de erro, deve-se iniciar pelo cálculo do “ripple” de saída.

$$V_{o_{pk}} = \frac{P_o}{2.\pi.f_r.C_o.V_o} = 5,644V \quad (5.23)$$

O ganho do amplificador de erro será:

$$G_{va} = \frac{\Delta V_{vao}.P_{ripple}}{V_{o_{pk}}} = 0,011 \quad (5.24)$$

$$C_{vf} = \frac{1}{2.\pi.f_r.R_{vi}.G_{va}} = 530,873nF \quad (5.25)$$

Para o ajuste da tensão de saída deve-se também calcular o valor do segundo resistor do divisor de tensão:

$$R_{vd} = \frac{R_{vi}.V_{ref}}{V_o - V_{ref}} = 8,981k\Omega \quad (5.26)$$

Além disso:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2.\pi.f_p.R_{ff2}} = 88,109nF \quad (5.27)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2.\pi.f_p.R_{ff3}} = 584,726nF \quad (5.28)$$

Para o dimensionamento do diodo Boost, deve-se considerar como principais requisitos a sua corrente média e a máxima tensão reversa. Sabendo que a corrente média aproximada pode ser calculada por (5.29) e que a máxima tensão reversa teórica sobre o diodo é igual a tensão de saída, pode-se adotar o diodo MUR460.

$$I_{Dm\text{dcalc}} = \frac{P_o}{V_o} = 1A \quad (5.29)$$

Uma vez calculados os componentes do conversor Boost, implementou-se um protótipo segundo o diagrama apresentado no anexo 3. Na Fig. 5.1 são mostradas a tensão da rede, a corrente drenada da rede e a potência total absorvida.

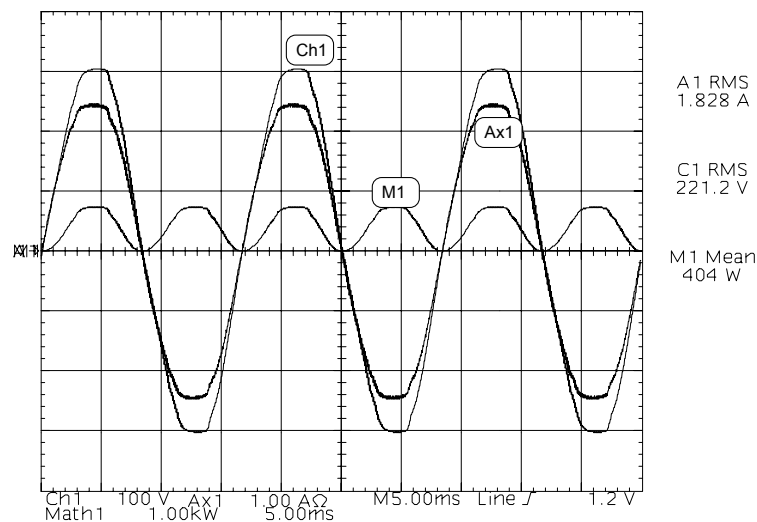


Fig. 5.1 – Tensão(Ch1), Corrente(Ax1) e Potência de Entrada(M1) do Conversor Boost.

Tal resultado demonstra que é possível a obtenção de um reator com as características de saída previamente apresentadas e com características de entrada melhoradas. A análise harmônica da forma de onda apresentada acima revelou conteúdo harmônico extremamente baixo, com um, fator de potência maior que 0,99.

5.2 Correção do Fator de Potência Utilizando Conversor Direto

Embora o conversor Boost seja a técnica mais utilizada na atualidade para a correção do fator de potência de retificadores, uma idéia atrativa é a utilização de conversores integrados que, em muitas situações, representam simplificação de comando, redução do número de componentes ativos, e redução do custo de implementação [102], [100] e [128]. Além disso, a redução do número de componentes ativos também pode representar aumento de confiabilidade. A idéia principal deste tipo de configuração é

permitir que o conversor CA/CC (estágio de entrada) e o conversor CC/CA (estágio de saída), compartilhem um ou mais interruptores.

Uma estrutura inicialmente proposta por [102] para correção do fator de potência de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes foi testada em um dos protótipos, a fim de analisar sua aplicabilidade em circuitos com esta potência.

No trabalho apresentado em [102], em que a maioria dos circuitos analisados utilizavam comando auto-oscilante, um dos desafios de projeto é operar o circuito com frequência variável. No caso do protótipo implementado isto não ocorre porque este apresenta frequência de comutação fixa, imposta pelo microcontrolador. Como seriam necessárias alterações no circuito de ignição para a utilização desta técnica alimentando a lâmpada, este ensaio teve como objetivo principal a verificação do desempenho em 400W, os ensaios foram realizados com uma carga resistiva simulando a lâmpada de vapor de sódio.

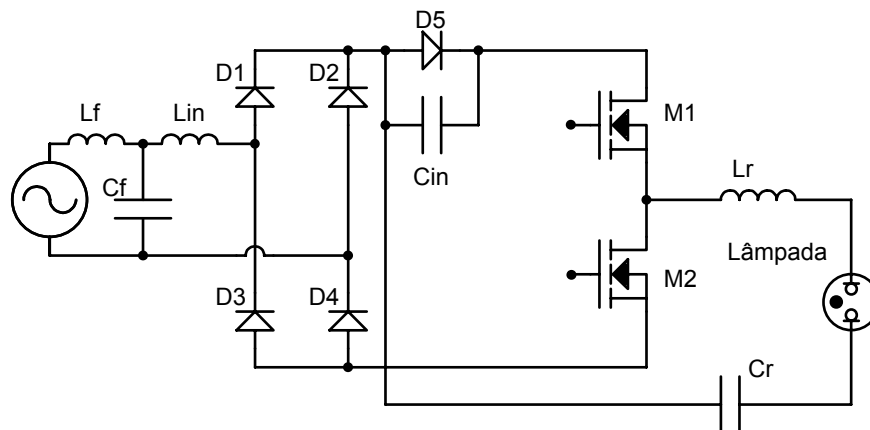


Fig. 5.2 – Estágio de Entrada Com Conversor Integrado.

Para evitar a ressonância acústica, a frequência de comutação adotada neste projeto foi 50kHz, assim como aconteceu com os primeiros protótipos. Seguindo-se a metodologia de projeto proposta em [102], chega-se aos valores da tabela abaixo.

Tabela 5.2 – Dados da Lâmpada SON-T Segundo Fabricante.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Indutância de Filtro (Lf)	3,27mH
Capacitância de Filtro (Cf)	68nF
Indutância de Entrada (Lin)	177µH
Capacitância de Entrada (Cin)	150nF

Como consequência da inserção deste circuito, a tensão de barramento sofre uma pequena elevação, passando de 310V para aproximadamente 345V, o que leva a necessidade do recálculo dos componentes do filtro LC do inversor.

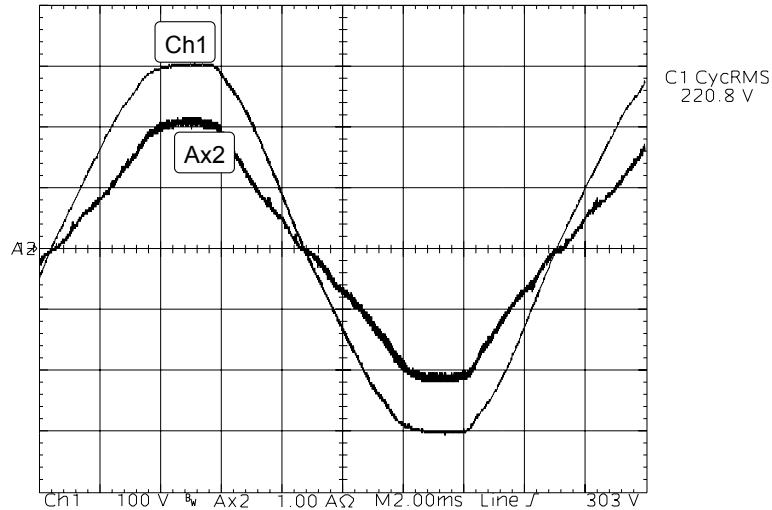


Fig. 5.3 – Tensão (Ch1) e Corrente (Ax2) de Entrada.

A simples inspeção visual da forma de onda da corrente de entrada do circuito, apresentada na Fig. 5.3 permite afirmar que o sistema passou a apresentar alto fator de potência após a inclusão de alguns componentes. Uma análise mais apurada desta corrente demonstrou que a TDH reduziu para 10,5% e a defasagem entre tensão e corrente ficou em 2,8°. Nessa situação, o fator de potência total encontrado foi 0,993, ou seja, um valor comparável àquele obtido com o conversor Boost.

Finalmente, na Fig. 5.4 é apresentada a amplitude individual de cada harmônico da corrente de entrada.

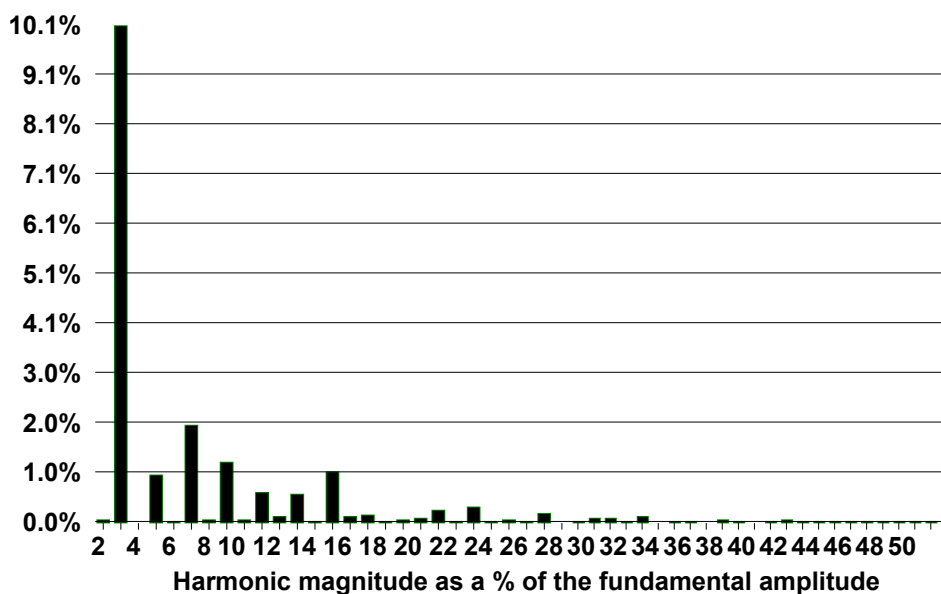


Fig. 5.4 – Magnitude Percentual das Harmônicas em Relação à Fundamental.

5.3 Conclusões

Embora o desenvolvimento de um estágio de entrada com correção do fator de potência não seja o foco principal deste trabalho, duas técnicas foram estudadas a fim de demonstrar que o desempenho global pode ser melhorado.

A primeira das técnicas estudadas consta da utilização de um pré-regulador Boost, estrutura consagrada para esta aplicação. Os resultados obtidos ratificaram as qualidades do conversor. Embora seja uma técnica conhecida e confiável, o conversor Boost apresenta como inconveniente a necessidade de utilização de interruptores extras e um circuito de comando relativamente complexo, com um circuito integrado dedicado.

Uma opção mais simples é a utilização de um circuito “charge pump”, que permite a integração dos estágios de entrada e saída e que permite a redução na complexidade do circuito.

Do ponto de vista dos parâmetros elétricos, os circuitos apresentaram resultados semelhantes, com alto fator de potência, permitindo que o circuito com integração seja apontado como a melhor opção. Entretanto, é necessário observar que este circuito não possui comando com realimentação, desta forma, variações na tensão de entrada e variações de carga afetam a tensão de barramento que, como resultado final, afetam a potência na lâmpada e a iluminação gerada pela mesma.

6 Conclusão

O estudo aqui apresentado foi concebido com o objetivo maior de desenvolver circuitos eletrônicos capazes de alimentar lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, superando todos os desafios pertinentes a esta categoria de conversores estáticos. Dentre os desafios vencidos, como a análise de estruturas inversoras, desenvolvimento de circuitos para ignição da lâmpada e análise de estruturas para correção do fator de potência, o maior deles foi, sem dúvida alguma, evitar o fenômeno da ressonância acústica.

O estudo teórico desenvolvido demonstrou que as frequências de excitação da ressonância acústica dependem de vários aspectos construtivos da lâmpada, como dimensões do tubo, pressão e composição do gás, etc. Fatores estes que variam entre os fabricantes e com a vida útil da lâmpada. Ensaio com várias amostras de lâmpadas permitiram encontrar bandas de frequência em que a ressonância se manifesta de forma mais contundente e também algumas bandas consideradas não críticas. Embora a literatura alerte para a possibilidade da destruição da lâmpada, nenhuma das amostras analisadas foi avariada, mesmo operando sob condições de ressonância extremamente adversas.

Várias técnicas foram analisadas a fim de evitar a ocorrência da ressonância acústica. As duas técnicas mais aceitas atualmente para o desenvolvimento de reatores para este tipo de lâmpada, são a utilização de frequência de comutação sintonizadas em bandas teoricamente consideradas livres do fenômeno e a alimentação com corrente quadrada de baixa frequência. A utilização de um inversor sintonizado apresentou resultados satisfatórios nos experimentos realizados, embora alguns testes tenham demonstrado que a banda ao redor da frequência inicialmente escolhida não é tão grande quanto se supõe teoricamente. Dessa forma, não se pode afirmar que uma determinada frequência pode ser apontada como sendo totalmente livre do fenômeno para qualquer marca ou modelo de lâmpada, durante toda a sua vida útil. Nesse ponto vale a reflexão a sobre a possibilidade de se operar a lâmpada em condições de ocorrência de ressonâncias leves, ou seja, acredita-se que seja possível operar a lâmpada com pequenas curvaturas no arco, sem que o desempenho geral do sistema seja afetado e sem que um eventual usuário da área iluminada sintam-se desconfortável. Sob esta ótica, a técnica da utilização do reator sintonizado volta a ser considerada uma boa opção.

Já a utilização de um reator que forneça corrente em baixa frequência para a lâmpada, se mostrou interessante quanto à eliminação da ressonância acústica. Os ensaios

realizados com diferentes amostras de lâmpadas confirmaram a não excitação do fenômeno com esta técnica. Entretanto vale uma ressalva quanto ao volume dos elementos reativos necessários, que tornam-se naturalmente maiores que aqueles utilizados nos inversores comutando em alta frequência.

A utilização de um microcontrolador no comando do conversor abriu caminho para a utilização de outras técnicas capazes de evitar a ressonância acústica. Uma delas é a utilização de modulações especiais. Duas modulações foram testadas: variação de frequência e inversão de fase. A técnica da variação de frequência, como o próprio nome indica, consiste na variação periódica da frequência da corrente entregue à lâmpada. Diversas implementações, com diferentes intervalos de tempo entre cada mudança de “step” de frequência e diferentes números de “steps” de frequência foram testados. Os resultados obtidos permitem afirmar que dentro da faixa de valores testada, estes parâmetros não afetam o desempenho da técnica. Assim como na inversão de fase da corrente, o intervalo de tempo entre cada inversão também não afetou o desempenho da mesma. Entre os ângulos de inversão testados, o de 180° apresentou melhores resultados. As duas técnicas de modulação apresentadas podem, então, ser inseridas em uma grande classe de técnicas conhecidas como espalhamento espectral, pois visam a não concentração da potência entregue à lâmpada em uma única frequência.

A fim de garantir a eficiência das técnicas, escolheu-se uma frequência crítica para a lâmpada em estudo. Mesmo assim, em praticamente todas as lâmpadas analisadas o fenômeno foi evitado, permitindo então que se conclua que as técnicas de espalhamento espectral apresentam grande eficiência devendo, entretanto, ser utilizadas em bandas de frequência teoricamente livres do fenômeno servindo, desta forma, como uma garantia da não ocorrência da ressonância.

Por fim, a técnica conhecida como solução de tempo real, em que um sistema “inteligente” analisa parâmetros elétricos da lâmpada para a detecção da ressonância acústica e, a partir daí, alterar o ponto de operação do conversor sempre que necessário, foi testada através de dois protótipos com diferentes abordagens. O primeiro circuito proposto, utiliza um microcontrolador para determinar a ocorrência da ressonância através da variação da impedância equivalente da lâmpada. Impedância esta calculada através da tensão e da corrente da lâmpada, obtidas através de sensores. Nesta implementação, o microcontrolador compara os valores obtidos com valores colocados em uma tabela. No entanto, a prática demonstrou que esta abordagem não apresenta resultados satisfatórios

porque quando da ocorrência da ressonância acústica, a impedância não muda para um novo valor de forma constante e muitas vezes apresenta alterações pouco significativas.

Uma opção à esta técnica foi a análise da envoltória em baixa frequência, da corrente na lâmpada. Nesta abordagem, sempre que o circuito desenvolvido percebe que a frequência de oscilação em baixa frequência dessa corrente não está relacionada com os 120Hz resultantes da variação da tensão de barramento, o ponto de operação do conversor é alterado, garantido a eliminação do problema da ressonância acústica. No “software” desenvolvido, esta análise é realizada a cada dois ciclos da rede, tornando imperceptível, para um observador, a ocorrência da ressonância.

Dessa forma, uma ampla gama de técnicas que se propõem a evitar a ressonância foram implementadas, apresentando resultados satisfatórios e podendo ser utilizadas em trabalhos futuros.

O estágio de entrada dos conversores não foi profundamente estudado por não representarem o objetivo principal do trabalho. Entretanto, demonstrou-se que soluções como o conversor Boost e um circuito “charge pump” podem ser consideradas opções viáveis.

Finalmente, é interessante lembrar que o maior dos desafios para o desenvolvimento de reatores eletrônicos para lâmpada de vapor de sódio de aplicação prática será, a partir de agora, desenvolver circuitos economicamente viáveis, já que os reatores eletromagnéticos atualmente disponíveis no mercado apresentam perdas relativamente baixas e robustez incomparavelmente maior que a dos reatores eletrônicos. Como agravante, os estudos realizados demonstraram que a operação em alta frequência não aumenta o fluxo luminoso emitidos pela lâmpada, derrubando a tese de que se pode fornecer à lâmpada um nível de potência inferior ao nominal, com garantia de manutenção da luminosidade, como ocorre com a lâmpada fluorescente.

REFERÊNCIAS

- [1] Bowers, B., “Historical review of artificial light sources”, IEE Proc. Pt. A, Vol 127, n° 3, April 1980, pp 127-133.
- [2] <http://www.iee.org/TheIEE/Research/Archives/ArcLamps/index.cfm>.
- [3] <http://inventors.about.com/library/inventors/bledison.htm#Lightbulb>.
- [4] Touvet, G., “Light communication system”, US Patent number 2,538,062, November 1951, Patent in France n° 1,456,460, march 1940.
- [5] Louden, W. C. and Schmidt, K., “High-pressure sodium discharge arc lamps”, Illuminating Engineering, December 1965, pp 696-702.
- [6] Damelincoourt, J. J., “Lamps and lighting”, Engineering Science and Education Journal, October 2000, pp 196-202.
- [7] Groot, J. J. and Vliet, J.A. J. M. “The High-Pressure Sodium Lamp”, Philips Technical Library, 1986.
- [8] “The IESNA Lighting Handbook – Reference & Application”, Illuminating Engineering Society of North America Publications Department, New York, USA, 2000.
- [9] Coaton, J. R. and Marsden, A. M., “Lamps and Lighting”, Arnold, Fourth Edition. New York - 1997.
- [10] Jack, A. G. and Vrenken, L. E., “Fluorescent Lamps and low pressure sodium lamps”, IEE Proc. Pt. A, Vol 127, n° 3, April 1980, pp 149-157.
- [11] McVey, C. I., “High-pressure sodium lamp technology”, IEE Proc. Pt. A, Vol 127, n° 3, April 1980, pp 158-164.
- [12] Cayless, M. A., “Future developments in lamps”, IEE Proc. Pt. A, Vol 127, n° 3, April 1980, pp 211-218.
- [13] Denneman, J. W., “Low-pressure sodium discharge lamps”, IEE Proc. Pt. A, Vol 128, n° 6, September 1981, pp 397-414.
- [14] Van Vliet, J. A. J. M. and de Groot, J. J., “High-pressure sodium discharge lamps”, IEE Proc. Pt. A, Vol 128, n° 6, September 1981, pp 415-441.
- [15] Ozaki, N., “Luminous Efficiency of the High-Pressure Sodium lamp”, Journal of Applied Physics, Vol. 42, n° 8, July 1971, pp 3171-3175.
- [16] Campell, J. H., “High discharge lamps on high-frequency power”, Journal of the Illuminating Engineering Society, December 1969, pp 713 – 722.
- [17] André, A. S. Reator Eletrônico para Duas Lâmpadas Fluorescentes de 110W Com Controle de Luminosidade e Alto Fator de Potência. Dissertação de mestrado submetida à UFSC – Santa Catarina, 1997.
- [18] Perin, A. J. O estado da arte na tecnologia de conversores eletrônicos para lâmpadas de descarga de alta pressão - Relatório Interno. INEP- UFSC, 2001.
- [19] Denneman, J. W., “Acoustic resonance in high frequency operated low wattage metal halide lamps”. Philips Journal of Research, 1983.
- [20] Witting, H. L., “Acoustic resonances in cylindrical high-pressure arc discharge”. J. Appl. Phys., Vol. 49, n°5, May 1978, pp 2680-2683.
- [21] Holtslag, A. H., “Method and controller for detecting arc instabilities in gas discharge lamps”. U.S. Patent number 5,569,984, 1996.
- [22] Caldeira, P., Bourdillon, L., Holtslag, A. H. and Qian, J., “Controller for a gas discharge lamp with variable inverter frequency and with lamp power and bus voltage control”. U.S. Patent number 5,623,187, 1997.
- [23] Zhou, J., “A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps”. APEC’99, pp 480-485.

- [24] Schäfer, R.; Stormberg, H. P., “Investigations on the fundamental longitudinal acoustic resonance of high pressure discharge lamps”. *Journal Appl. Phys.*, May 1982, pp 3476-3480.
- [25] Peng, H., Ratanapanachote, S., Enjeti, P., Laskai, L. and Pitel, I., “Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MH) lamps and an approach to detect its occurrence”, *IEEE Industry Application Society* 1997, pp 2276 – 2283.
- [26] Laskai, L. Enjeti, P. and Pitel, I. J., “White-noise modulation of high frequency high-intensity discharge lamp ballasts”. *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 34, No. 3, 1998, pp. 597-605. *IAS’98*, pp 1953-1961.
- [27] Yan, W., Ho, Y. K. E. and 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*, pp 3399-3406
- [28] Ohsato, M. H., Mao, Q., Ohguchi, H., Shimizu, T., Kimura, G., and Takagi, H. “Megahertz operation of voltage-fed inverter for HID lamps using distributed constant line”, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 34, No. 4, 1998, pp. 747-751.
- [29] Gulko, M. and Ben-Yaakov, S., “A MHz electronic ballast for automotive-type HID lamps”. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1997, pp. 39-45.
- [30] Wada S., Okada, A. and Morii, S. “Study of HID lamps with reduced acoustic resonances”. *Journal of the Illuminating Engineering Society*, winter 1987, pp 162 – 175.
- [31] Paul, J. D. and Redl, R., “High efficiency electronic ballast for high intensity discharge lamps”, U.S. Patent number 5,677,602, 1997.
- [32] Redl, R. and Paul, J. D., “A new high-frequency and high-efficiency electronic ballast for HID lamps: topology, analysis, design, and experimental results”, *IEEE APEC Proceedings*, March 1999, pp 486-492.
- [33] Reatti, A., “Low cost high power-density electronic ballast for automotive HID lamp”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, n° 2, March 2000, pp361-367.
- [34] Faenrich, H. J. and Rasch, E., “Electronic ballasts for metal Halide lamps”, *Journal of the Illuminating Engineering Society*, Summer 1988, pp 131 – 140.
- [35] Scholz, C., “Characteristics of acoustical resonance in discharge lamps”, *Illuminating Engineering*, December 1970, pp 713-717.
- [36] Eriguchi, H., Nishimura, H. Yamamoto, M. Iwahori, Y. and Kamoi, T., “Stable high frequency high discharge lamp lighting device avoiding acoustic resonance”, U.S. Patent number 5,491,386, 1996.
- [37] Ozawa, M., Kamitani, T., Koyama, N., Horii, S., Miyazaki, K., Yoshikawa, N., Saito, T., Ito, K., Gyoten, M. and Waki, A., “Apparatus for controlling the power to a discharge-lamp”. U.S. Patent number 5,365,152, November 1994.
- [38] André, A. S. Reator eletrônico para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão com sistema de proteção contra ocorrência da ressonância acústica. V Seminário de Eletrônica de Potência – SEP’2002. Florianópolis/SC, 2002, pp: 152-157.
- [39] André, A. S. Electroic ballasts for high-pressure sodium lamps with acoustic resonance avoidance. VII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – VII COBEP. Fortaleza/CE, 2003.
- [40] Ganser, H. G. and Kersten, R., Schäfer, R. and Stormberg, H. P., “Method of operating a high-pressure metal vapor discharge lamp and circuit arrangement for carrying out this method”. U.S. Patent number 4,705,991, November 1987.

- [41] Dakin, J. T. and Duffy, M. E., "Acoustic resonance arc stabilization arrangement in discharge lamp". U.S. Patent number 5,306,987, April 1994.
- [42] Allen, G. R., Allison, J. M., Davenport, J. M., Hansler, R.L. and King, K. S., "Acoustic resonance operation of xenon-metal halide lamps on unidirectional current", US Patent number 5,198,727, March 1993.
- [43] Moskowitz, W. P. and Olsen, J. A., "Color control and arc stabilization for high-intensity, discharge lamp". U.S. Patent number 5,684,367, November 1997.
- [44] Takehara, T. and Norizuki, M., "Power supply circuit device for a high intensity discharge lamp that repetitively lights the lamp using a pulse-by-pulse mode current limiting function", US Patent number 6,069,458, May 2000.
- [45] Park, J. N., Peak, S. C., Steigerwald, R. L., "Solid state chopper ballast for gaseous discharge lamps", US Patent number 3,890,537, June 1975.
- [46] Sears, L. M., "Power supply for a gas discharge lamp", US Patent number 5,530,321, June 1996.
- [47] Allison, J. M., Hansler, R.L., French, P., Davenport and Leskovec, R. A., "Ballast circuit for Metal Halide lamp", US Patent number 4,904,907, February 1990.
- [48] Hansler, R.L., French, P. and Davenport, "Metal Halide lamp having vacuum shroud for improved performance", US Patent number 4,935,668, June 1990.
- [49] Olsen, J. A. and Moskowitz, W. P., "Method of DC operation of a discharge lamp with arc stabilization", US Patent number 6,104,145, August 2000.
- [50] Cockram, D. J., "Controller for gas discharge lamps", US Patent number 4,914,356, April 1990.
- [51] Fukumori, N., Nishimura, H., Uchihashi, K. and Fukuhara, M., "A study of HID lamp life when operated by electronic ballasts", Journal of the Illuminating engineering Society, winter 1995, pp 41-47.
- [52] Nerone, L. R., "Metal Halide Electronic Ballast", US Patent number 5,381,076, January 1995.
- [53] Beasley, D. D., "Solid state ballast for high intensity discharge lamps", U.S. Patent number 5,225,742, July 1993.
- [54] Derra, G. H., Fischer, H. E., Ganser, H. G., Krucken, T., Moench, H. and Snijkers, R., "Circuit arrangement for operating a high-pressure discharge lamp", U.S. Patent number 6,232,725, July 2001.
- [55] Sun, Y., "Method and driving circuit for HID electronic ballast", US Patent number 6,144,172, November 2000.
- [56] Campbell, J. H., "New parameters for high frequency lighting systems", Illuminating Engineering, Vol. 55, May 1960, pp 247-255.
- [57] Drop, P. C. and Polman, J., "Calculations on the effect of supply frequency on the positive column of a low-pressure HG-Arc AC discharge, J. Phys. D: Appl. Phys., Vol. 5, 1972, pp 562-568.
- [58] Rasch, E. and Statnic, "Behavior of Metal Halide lamps with conventional and electronic ballasts", Journal of the Illuminating engineering Society, Summer 1991, pp 88-96.
- [59] Tichelen, P., Weyen, D. and Meynen, G., "Test results from high intensity discharge lamps with current supplied at 50Hz, 400Hz and modulates between 15 and 35kHz", IAS'96, pp 2225-2230.
- [60] Nishimura, H., Nagase, H., Uchihashi, K., Shiomi T. and Fukuhara, M., "A new electronic ballast for HID lamps", Journal of the Illuminating Engineering Society, Summer 1988, pp 70-2576.

- [61] Sun, Y. and Goriki, T., "Driving circuit for high intensity discharge lamp electronic ballast", US Patent number 6,020,691, February 2000.
- [62] Maheshwari, A., Yamauchi, T and Uchihashi, K., "Discharge lamp driving", US Patent number 5,932,976, August 1999.
- [63] Olsen, J. A., Moskowicz, W. P., Newell, P. B. and Brates, N., "System for and method of operating a mercury free discharge lamp", US Patent number 6,124,683, September 2000.
- [64] Bernitz, F. Huber, M., Kornatz, H. and Niedermeier, P., "Method to operate a discharge lamp, and circuit arrangement for operation of the discharge lamp", US Patent number 5,680,015, October 1997.
- [65] Kramer, J. M., "Reduction of vertical segregation in a discharge lamp", US Patent number 6,184,633, February 2001.
- [66] Ota, M., "Power supply for an ac discharge lamp", U.S. Patent number 4,412,156, July 1983.
- [67] Okude, A., Noro, K. and Komatsu, N., "Discharge lamp lighting device", U.S. Patent number 5,962,981, February 1999.
- [68] Blom, A. C., "Universal ignition circuit for high pressure discharge lamps", US Patent number 6,144,172, May 1996.
- [69] Ukita, N. Nakamura, K., Osawa, T. and Hanazaki, Y., "Lighting apparatus for discharge lamp", U.S. Patent number 5,434,474, February 1995.
- [70] Tadesse, D. Dawson, F. P. and Dewan, S. B., "A comparison of power circuit topologies and control techniques for a high frequency ballast", IAS'93, pp 2341-2347.
- [71] Nelms, R. M., Jones, T. D. and Cosby, M. C., "A comparison of resonant inverter topologies for HPS lamp ballasts", IAS'93, pp 2317-2322.
- [72] Melis, J., "Ballast curves for HPS lamps operating on high frequency", IAS'92, pp 1908-1914.
- [73] Branäs, C. Azcondo, F. J. and Bracho, S., "Contributions to the design and control of LCsCp resonant inverters to drive high-power HPS lamps", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, n° 4, August 2000, pp 796-808.
- [74] Branäs, C. Azcondo, F. J. and Bracho, S., "PWM control of Electronic Ballast for high pressure Na lamps in comparison to fluorescent lamps. Introduction to Quasi-optimum control", IEEE Industrial Electronics Conference, IECON'98, pp 970-975.
- [75] Osteen, M. M., "Color improvement of high pressure sodium vapor lamps by pulsed operation", US Patent number 4,137,484, January 1979.
- [76] Johnson, P. D. and Rautenberg, T. H., "Spectral change mechanism in the pulsed high-pressure sodium arc", J. Appl. Phys. Vol. 50 n° 5, May 1979, pp 3207-3211.
- [77] Chalek, C. L. and Kinsinger, R. E., "Theoretical investigation on the pulsed high-pressure sodium arc", J. Appl. Phys. Vol. 52 n° 2, February 1981, pp 716-723.
- [78] Dakin, J. T. and Rautenberg, T. H., "Frequency dependence of the pulsed high-pressure sodium arc spectrum", J. Appl. Phys. Vol. 56 n° 1, July 1984, pp 118-124.
- [79] Gottschling, W., Guenther, K., Kloss, H. G., Radtke, R. and Serick, F., "High-pressure sodium vapor lamp", US Patent number 4,963,796, October 1990.
- [80] Geens, R. and Wyner, E., "Progress in high pressure sodium lamp technology", US Patent number 6,124,683, November 1998.
- [81] Polman, J. and Van Der Were, J. E., "Current supply device for a gas-and/or vapour discharge lamp", U.S. Patent number 3,745,411, July 1973.

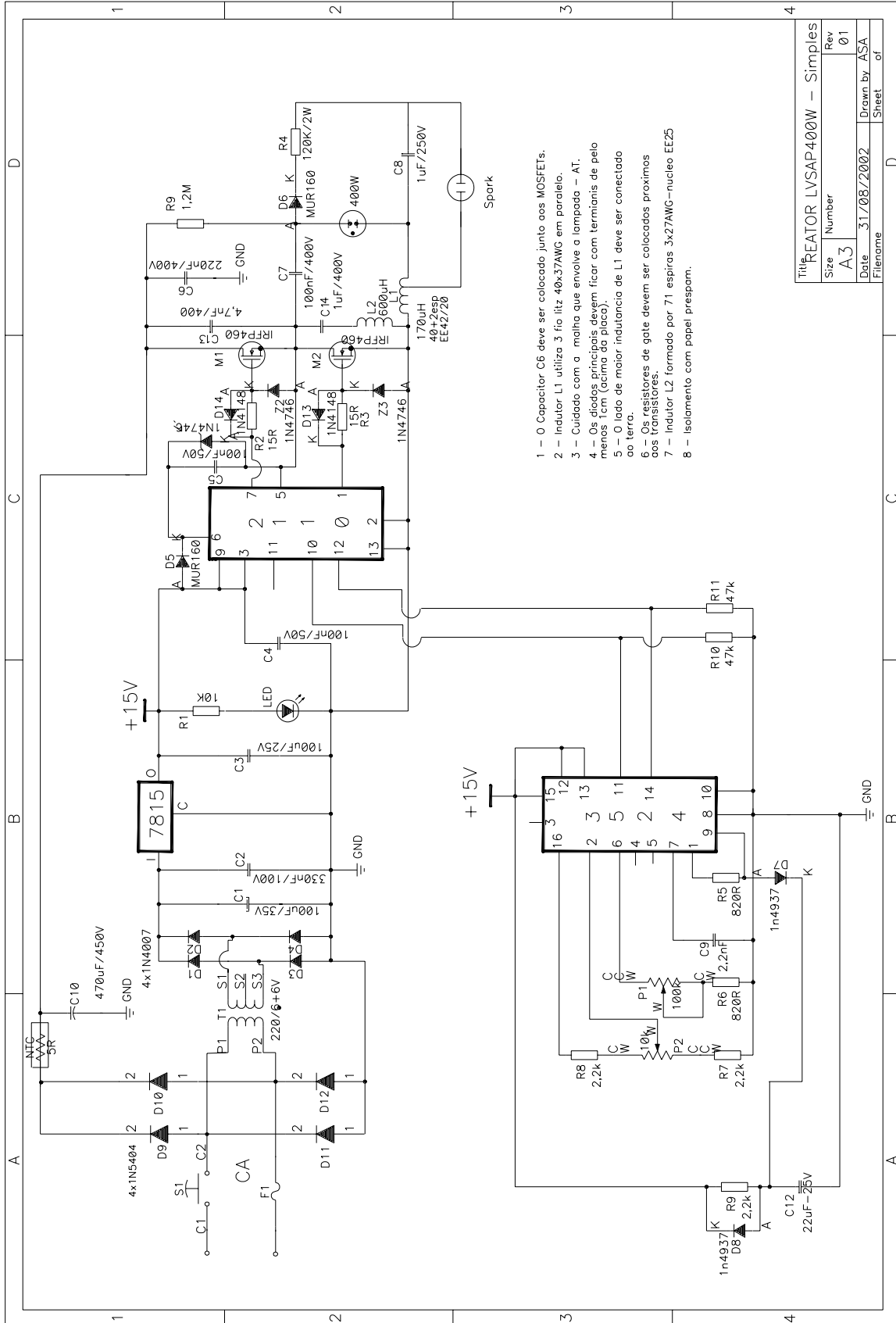
- [82] Pacholok, D., “Ballast for high intensity discharge lamps”, U.S. Patent number 4,904,903, February 1990.
- [83] Nagase, H. and Satomi, A., “Discharge lamp driving circuit”, U.S. Patent number 4,912,374, March 1990.
- [84] Tichelen V. P., Weyen, D., Geens, R., Lodeweyckx, J. and Heremans, G. “A novel dimmable electronic ballast for street lighting with HPS lamps”. IEEE Industry Application Society 2000, pp –3419-3422.
- [85] Kijima, S., “Inverter provided with output regulating mechanism”, US Patent number 6,081,439, June 2000.
- [86] André, A. S. Reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes controlado pelo microcontrolador PIC16C73A. XIII Congresso Brasileiro de Automática - XIICBA. Florianópolis/SC, 2000 (CBA105).
- [87] Erhardt, R., “Bi-level output electronic high intensity discharge (HID) ballast system”, US Patent number 6,204,614, March 2001.
- [88] Sears, L. “Auxiliary lighting control circuit and method for a HID lamp lighting system”, US Patent number 6,072,286, June 2000.
- [89] You, Y. S. and Cho, G. H., “Regenerative signal amplifying gate driver of self-excited electronic ballast for high pressure sodium (HPS) lamp”, PESC’96, pp 993-998.
- [90] Tsay, C. L., Chun, H. S., Wu, L. M., Kwan, K. S., “ Development of the versatile electronic Ballast for Metal Halide lamps with phase-shift soft-switching control”, IAS’96, pp 2112-2119.
- [91] Ben-Yaakov, S., Gulko, M. and Medini, D., “Design and performance of an electronic ballast for high-pressure sodium (HPS) lamp”. IEEE Transaction on Industrial electronics, vol. 44, 1997, pp: 486-491.
- [92] Wei, W., Weiqiang, G., G. and Dianguo, X., “A study of an electronic ballast for high pressure sodium lamp”, Power Electronics and Motion Control Conference PIEMC’2000, pp 1056-1060.
- [93] Deurloo, O. and Toonen, J. A. A., “Protection device in a HID lamp ignition circuit”, US Patent number 6,294,880, September 2001.
- [94] Waki, A., Miyazaki, K., Ozawa, M., Kamitani, T. and Horii, S., “Discharge lamp starting circuit”, US Patent number 5,233,273, August 1993.
- [95] Nerone, L. R. and Kachmarik, D. J., “Gas discharge lamp ballast with tap less feedback circuit”, US Patent number 6,150,769, Nov. 2000.
- [96] Haas, K. W., “Reduced bus voltage integrated boost high power factor circuit”, US Patent number 5,712,536, January 1998.
- [97] Wessels, J., “High frequency discharge lamp operating circuit with resonant power factor correction circuit”, US Patent number 6,118,225, September 2000.
- [98] Blom, A. C., “Circuit arrangement with improved power-factor for feeding a discharge lamp”, US Patent number 6,294,882, September 2001.
- [99] Moisin, M. S., “HID ballast circuit with arc stabilization”, US Patent number 6,157,142, December 2000.
- [100] Buttendorff, J. M. Reatores eletrônicos de um único estágio para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250W. Dissertação de mestrado submetida à UFSC – Santa Catarina, 2003.
- [101] Có, M. A. Sistemas eletrônicos microcontrolados para acionamento de lâmpadas de alta intensidade de descarga. Tese de doutorado submetida à UFES – Espírito Santo, 2003.

- [102] Pereira, E. I. Reator eletrônico com estagio de correção do fator de potência integrado com o inversor ressonante. Dissertação de mestrado submetida à UFSC – Santa Catarina, 2003.
- [103] Catálogo eletrônico de lâmpadas de descarga Philips. <http://www.philips.com>
- [104] Catálogo eletrônico de lâmpadas de descarga Osram. <http://www.osram.com>
- [105] Kazimierczuk, M. K.; Czarkowski, D. Resonant power converters. Wiley-Interscience publication, New York – USA.
- [106] Linear Integrated Circuits Databook. Unitrode – USA, 1987.
- [107] Control Integrated Circuits. International Rectifier – USA, 1996.
- [108] 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 de USP – São Paulo, 2000.
- [109] Alonso, J. M.; Ferrero, J. M. e outros. A unity power factor electronic ballast for HPS lamps, resonant current controlled. IECON'98.
- [110] Gulko, M.; Medini, D.; Ben-Yaakov, S. Inductor-controlled current-sourcing resonant inverter and its applications as a high pressure discharge lamp driver. IEEE – 94, pp: 434-440.
- [111] Calleja, A. A.; Ribas, J.; Blanco, M. High intensity discharge lamps supplied with a novel low-loss clamped-mode LCC resonant inverter. EPE Journal, vol. 6, nº2, 1996, pp: 37-45.
- [112] Ferrero, F. J.; Rico, M.; Alonso, J. M.; Blanco, M.; Ribas, J. Analysis and Design of an AC/AC resonant converter as a high-pressure sodium lamp ballast. IECON 1998.
- [113] Wood, P. N. High frequency discharge lamp ballast using power MOSFET's, IGBT's and high voltage monolithic drivers. PCI proceedings, June 1989.
- [114] Application Notes AN-995A. Electronic ballasts using the cost-saving IR215x drivers. International Rectifier.
- [115] André, A. S. Ignitors of electronics ballasts for HID lamps. VI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – VI COBEP. Florianópolis/SC, 2001.
- [116] Application Notes AND8015/D. Long life incandescent lamps using SIDACs. ON Semiconductor – Motorola.
- [117] GE Lighting Institute. High Intensity Discharge Lamp Dimming. Rev. 10/9/01. http://www.gelighting.com/na/downloads/hid_dimming.doc.
- [118] Batschauer, A. L. Projeto de reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250W e 400W. Dissertação de mestrado submetida à UFSC – Santa Catarina, 2002.
- [119] André, A. S. Electronic ballasts for high-pressure sodium lamps. VI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – VI COBEP. Florianópolis/SC, 2001.
- [120] Cavalcante, F. S. Reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 70W. Dissertação de mestrado submetida à UFSC – Santa Catarina, 2001.
- [121] André, A. S. Reator eletrônico para duas lâmpadas fluorescentes de 110W com controle de luminosidade e alto fator de potência. Dissertação de mestrado submetida à UFSC – Santa Catarina, 1997.
- [122] Ponce, M.; López, A.; Correa, J.; Arau, J. Electronic ballast with high frequency square waveform to avoid acoustic resonance.
- [123] Shen, M.; Qian, Z.; Peng, F. A novel two-stage acoustic resonance free electronic ballast for HID lamps. IAS 2002.

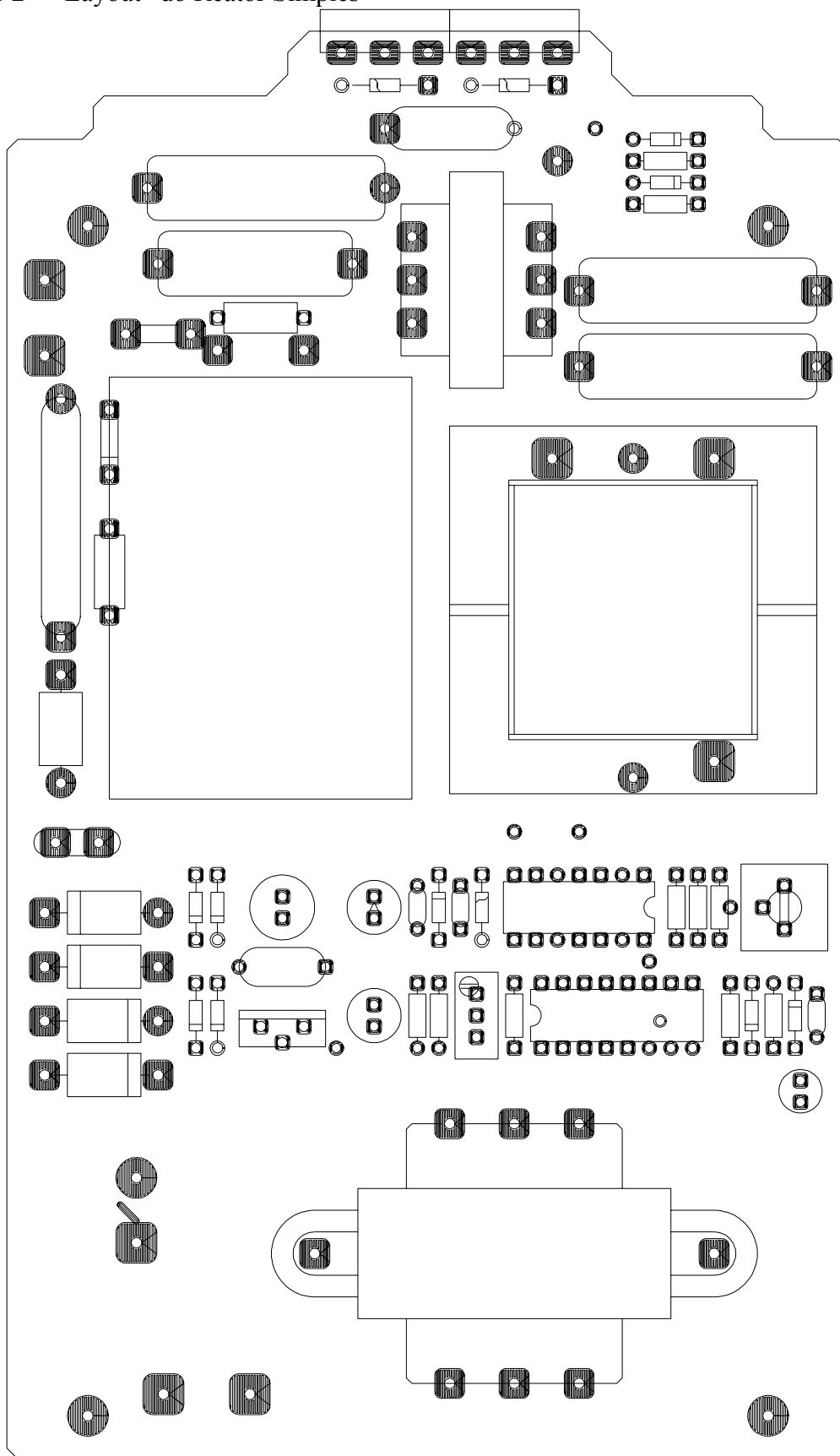
- [124] Huynh, P. T., “Electronic ballast for a high intensity discharge lamp with automatic acoustic resonance”, US Patent number 5,942,860, August 1999.
- [125] Cardoso, R. L. Conversor monofásico para 10kW com fator de potência unitário. Dissertação de mestrado submetida à UFSC – Santa Catarina, 1997.
- [126] Application Notes U-134. UC3854 Controlled power factor correction circuit design – Unitrode.
- [127] André, A. S. Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de potência para duas lâmpadas fluorescentes de 65W. XIII Congresso Brasileiro de Automática - XIIICBA. Florianópolis/SC, 2000 (CBA107).
- [128] André, A. S. Reator eletrônico auto-oscilante para lâmpadas fluorescentes com alto fator de potência utilizando Buck-Boost integrado. XIII Congresso Brasileiro de Automática - XIIICBA. Florianópolis/SC, 2000 (CBA104).

ANEXOS

Anexo 1 – Diagrama Esquemático do Reator Simples



Anexo 2 – “Layout” do Reator Simples



Anexo 3 – Diagrama do Conversor Boost Implementado

