

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Sistema de Gerenciamento Automático de Reatores
Eletrônicos com Ajuste do Nível de Luminosidade para
Múltiplas Lâmpadas Fluorescentes”**

CASTELLANE SILVA FERREIRA

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Co-Orientador: Dr. Fabio Toshiaki Wakabayashi

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia - UNESP – Campus de Ilha
Solteira, para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Automação.

Ilha Solteira – SP
dezembro/2008

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

F383s	<p>Ferreira, Castellane Silva.</p> <p>Sistema de gerenciamento automático de reatores eletrônicos com ajuste do nível de luminosidade para múltiplas lâmpadas fluorescentes / Castellane Silva Ferreira. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2008.</p> <p>231 f. : il., fots. (algumas color.)</p> <p>Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2008</p> <p>Orientador: Carlos Alberto Canesin Co-orientador: Fabio Toshiaki Wakabayashi Bibliografia: p. 194-201</p> <p>1. Controle automático. 2. Lâmpadas fluorescentes. 3. Reatores eletrônicos. 4. Controle eletrônico.</p>
-------	--



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: SISTEMA DE GERENCIAMENTO AUTOMÁTICO DE REATORES ELETRÔNICOS COM AJUSTE DO NÍVEL DE LUMINOSIDADE, PARA MÚLTIPLAS LÂMPADAS FLUORESCENTES

AUTOR: CASTELLANE SILVA FERREIRA

ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de MESTRE em ENGENHARIA ELÉTRICA pela Comissão Examinadora;

Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. RICARDO NEDERSON DO PRADO
Departamento de Eletrônica e Computação / Universidade Federal de Santa Maria

Data da realização: 14 de outubro de 2008.

Presidente da Comissão Examinadora
Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

À Deus.

À meus queridos pais, Jurandir e Beatriz.

Agradecimentos

À Deus, pela oportunidade de estar em busca da evolução espiritual e por estar sempre presente em minha caminhada.

À Espiritualidade Maior, pela presença constante em minha vida, por trilhar meus caminhos e pelas graças recebidas.

À meus pais, Jurandir Ferreira e Beatriz Márcia Borges Silva Ferreira, mesmo que distantes fisicamente, mas sempre presentes em pensamento. Obrigado por todo o amor e carinho, por tudo o que me proporcionaram ao longo desta vida e por compreenderem meus momentos de ausência.

À minha querida noiva, Lísia Borges Attílio, por todo o amor e apoio dado nos momentos mais difíceis desta etapa de minha vida. Obrigado pela compreensão nos momentos ausentes por me fazer muito feliz ao seu lado.

Ao Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin pelo convite para me ingressar à pós-graduação, pela confiança no meu trabalho, pela orientação durante este último ano de trabalho.

Ao Dr. Fábio Toshiaki Wakabayashi, pelos importantíssimos ensinamentos transmitidos no início deste trabalho e por incentivar a produção de artigos científicos.

Aos amigos da pós-graduação, Ricardo Filipe Romani, Flávio Alessandro Serrão Gonçalves, Moacyr Aureliano Gomes de Brito, Guilherme de Azevedo e Melo, Jurandir de Oliveira Soares e Loana Nunes Velasco pelo incentivo durante todo o decorrer do projeto e pela companhia durante as madrugadas de trabalho, a também por muito contribuírem na realização deste trabalho.

Às minhas queridas irmãs, Chayanne Silva Ferreira e Carolinne Silva Ferreira por sempre vibrarmos juntos a cada vitória nossa alcançada.

Às matriarcas de minha família, Ilda Maria da Silva e Nilza Ferreira pela torcida de sempre e pelo carinho.

Aos meus tios e tias, que sempre me trataram com muito carinho.

Aos inúmeros amigos, nomes os quais não conseguiria redigir aqui e poderia esquecer algum nome. Vocês são pessoas muito especiais em minha vida, agradeço a Deus sempre pela existência de todos vocês.

Ao casal amigo Guilherme de Azevedo e Melo e Daniela Calegari Melo, pela amizade e companheirismo.

À família Borges Attílio, por sempre me apoiarem durante esta trajetória.

À toda família Lomba, pela amizade de sempre.

Aos professores Dr. Falcondes José Mendes de Seixas e Dr. Cláudio Kitano, por sua participação na banca de qualificação, trazendo contribuições significativas para o trabalho.

Ao funcionário Valdemir Chaves pelo auxílio durante a implementação do protótipo em laboratório.

À FEPISA e à CAPES, pelo apoio financeiro concedido, possibilitando o desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

Este trabalho trata do desenvolvimento e implementação de um sistema de iluminação fluorescente com gerenciamento automático baseado em reatores eletrônicos aplicados a múltiplas lâmpadas fluorescentes. O foco desta pesquisa é direcionado ao desenvolvimento de uma plataforma automática de gerenciamento e supervisão, propiciando o controle de luminosidade, acionamento remoto e também acionamentos programáveis de acordo com o expediente de trabalho do local e condições de iluminação natural do ambiente, além de prover aumento de vida útil das lâmpadas fluorescentes, em função de protocolo proposto para pré-aquecimento e ignição.

Foram acoplados ao sistema sensores de luminosidade e de presença, permitindo a obtenção dos dados necessários para a atuação automática. O controle por calha das lâmpadas fluorescentes é feito por um microcontrolador AtMega8 da ATMEL, o qual é responsável pela automação do sistema.

A plataforma de gerenciamento e monitoração utiliza um microcomputador para que seja executado o aplicativo desenvolvido, o qual provê uma interface amigável ao usuário. Assim, um protocolo de comunicação foi desenvolvido para que haja uma comunicação de dados confiável, oferecendo robustez e alta confiabilidade ao controle do sistema de iluminação.

Para o processamento dos dados, foi utilizado o barramento serial de comunicação *full duplex* com padrão RS232 e RS485 com transmissão assíncrona. Adicionalmente, o sistema funciona no sistema mestre-escravo, sendo o microcomputador responsável por enviar endereçamentos e ordens de ação aos microcontroladores, os quais identificam os endereçamentos e dados, executam a ação programada e envia dado de monitoramento ao microcomputador, quando requisitado pelo usuário.

Palavras Chave: Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes, Controle de Luminosidade, Controle Automático, Correção Ativa do Fator de Potência e Sistemas de Iluminação Fluorescente e Controle Digital.

Abstract

In this work, the development and implementation of an illumination fluorescent system with automatic management based on electronic ballast applied to multiple fluorescent lamps are presented. This research is directed in the development of the management and supervision of an automatic platform, allowing the control of luminosity, the remote actuation and also the programmable actuation according with the local business work and conditions of natural light of the environment. In addition, the ballast will provide the increase in the average lifetime for fluorescent lamps, considering a proposed protocol to pre-heating and ignition.

The automatic actuation of the system is allowed by the coupling, of the luminosity and presence sensors. The control of fluorescent lamps by channel is executed by an ATMEL's AtMega8 microcontroller, which is responsible for the system automation.

The management and monitoring platform uses a microcomputer with purpose to execute the implemented application, which will provide a friendly interface to the user. Thus, a protocol of communication was developed to allow a reliable communication of data, providing robustness and high reliability to the control of lighting system.

Considering the processing of data acquired, was used a Serial Bus of communication with full duplex standard RS232 and RS485, with asynchronous transmission. Additionally, the system works in the master-slave mode, and the microcomputer is responsible for sending addresses and orders of action to microcontrollers, which identify and address data, in order to perform the programmed action to it, and in order to send data to the microcomputer, when requested by the user.

Keywords: Ballasts for Fluorescent Lamps, Dimming Control, Automatic Control, Power-Factor-Correction Techniques, Fluorescent illumination systems and Digital Control.

Sumário

Capítulo 1

Introdução Geral.....	14
1.1 – As Lâmpadas Fluorescentes.....	16
1.2 – Reatores para Lâmpadas Fluorescentes	20
1.3 – Pré-aquecimento	23
1.4 – Tipos de Reatores Eletrônicos	24
1.5 – Estágio Retificador	25
1.5.1 – Correção Ativa do Fator de Potência.....	26
1.5.2 – Configuração Multi-lâmpadas	29
1.6 – Controle do Retificador e Inversores	32
1.7 – Modelagem para Lâmpadas Fluorescentes	35
1.8 – Meio Ambiente	37

Capítulo 2

Modelos Matemáticos para a Representação de Lâmpadas Fluorescentes

Tubulares

2.1 – Considerações Iniciais	40
2.2 - Processo de Pré-Aquecimento dos Eletrodos de uma Lâmpada Fluorescente, Baseado na Injeção de Corrente com Valor Eficaz Constante.....	42

2.2.1 - Modelo da Lâmpada Fluorescente durante o Processo de Pré-Aquecimento	46
2.2.2 - Análise do Reator Eletrônico durante o Processo de Pré-Aquecimento	68
2.3 – Operação em Regime Permanente de uma Lâmpada Fluorescente Alimentada por Inversor Half-Bridge Clássico com Filtro SRPL.....	73
2.3.1 - Modelo da Lâmpada Fluorescente.....	77
2.3.2 - Análise do Reator Eletrônico.....	79
2.4 – Considerações Finais	81

Capítulo 3

Metodologia de Projeto do Inversor Half-Bridge com Filtro SRPL

3.1 – Considerações Iniciais	84
3.2 – Ajuste da Operação em Regime Permanente.....	86
3.3 – Ajuste do Processo de Pré-Aquecimento.....	87
3.4 – Resultados Experimentais.....	92
3.5 – Considerações Finais	99

Capítulo 4

Estágio Inversor para Acionamentos de Multi-lâmpadas com Controle de Luminosidade

4.1 – Considerações Iniciais	102
4.2 – Princípio de Funcionamento	104
4.2.1 – Primeira etapa de funcionamento $[t_0, t_1]$	105

4.2.2 – Segunda etapa de funcionamento $[t_1, t_2]$	105
4.2.3 – Terceira etapa de funcionamento $[t_2, t_3]$	106
4.2.4 – Quarta etapa de funcionamento $[t_3, t_4]$	107
4.3 – Controle de Operação e Luminosidade	107
4.4 – Controle de Luminosidade por Variação de Frequência de Comutação	109
4.5 – Projeto para Duas Lâmpadas Fluorescentes e Controle de Luminosidade	111
4.5.1 – Análise de Projeto do Filtro Série Ressonante no Operação em Regime Permanente e no Controle de Luminosidade	112
4.5.2 – Análise de Projeto do Filtro Série Ressonante no Pré-Aquecimento	120
4.5.3 – Proposta de Projeto do Filtro Série Ressonante para Situação de Controle de Luminosidade	123
4.6 – Projeto do Filtro de Entrada	125
4.7 – Resultados Experimentais	129
4.7 – Considerações Finais	134

Capítulo 5

Protocolo de Comunicação, Interfaceamento e Controle Remoto do Estágio

Inversor

5.1 – Considerações Iniciais	136
5.2 – Definições, Configurações e Protocolos	138
5.2.1 – Comunicação de Dados	138
5.2.2 – Canais de Comunicação	139
5.2.3 – Transmissão Serial	140
5.2.4 – Taxa de Transferência e Tipos de Transferências de Dados	141

5.2.5 – Norma EIA 232 e EIA 485	145
5.3 – Padrões de Comunicação	146
5.4 – Interface Serial no Microcomputador	150
5.5 – Programação de Eventos de Comunicação utilizando Visual Basic 6.0.....	151
5.6 – Controle do Estágio Inversor Utilizando um Microcontrolador	163
5.6.1 – Introdução a Microcontroladores	163
5.6.2 – Microcontrolador AtMega8 da ATMEL.....	165
5.7 – Controle do Estágio Inversor Utilizando o Microcomputador e o Microcontrolador	167
5.8 – Cabeamentos	171
5.9 – Topologia da Rede de Comunicação	172
5.9 – Considerações Finais	173

Capítulo 6

Resultados Experimentais	176
---------------------------------------	------------

Capítulo 7

Conclusões Gerais e Proposta de Continuidade para o Trabalho	190
---	------------

Referências Bibliográficas.....	194
Apêndice A – Detalhes da Implementação em Laboratório	202
Apêndice B – Código Basic Desenvolvido.....	209
Apêndice C – Trabalhos Publicados	229

Capítulo 1

Introdução Geral

Atualmente, os consumidores de energia elétrica residenciais, comerciais e industriais estão se conscientizando quanto ao uso racional de energia elétrica. Os principais fatores responsáveis por esta conscientização são as altas taxas aplicadas sobre o consumo e, no caso de consumidores industriais, as elevadas tarifas por excedentes de demanda contratada.

A iluminação artificial é responsável por aproximadamente 20% de toda energia elétrica consumida no país, por 25% do consumo no setor residencial e por mais de 40% do consumo no setor de comércio e serviços [1]. Assim, é essencial e viável projetar sistemas de iluminação extremamente eficientes e adequados a cada ambiente.

Por se tratar de uma grande parcela da carga de um estabelecimento comercial e de serviços, os sistemas de iluminação devem possuir alta eficiência, a qual depende de vários fatores a serem considerados. Esta eficiência está intrinsecamente relacionada à eficiência das lâmpadas, luminárias adequadas para melhor direcionamento da luz emitida, instalações elétricas em boas condições, cores de ambientes e mobiliários e a busca de utilização da luz natural, fatores os quais têm o intuito de estabelecer um conforto visual e um baixo consumo de energia elétrica. Alguns fatores externos devem ser considerados para a implementação do

projeto, como por exemplo, tipo de atividade a ser desempenhada no ambiente e até mesmo a faixa etária das pessoas que habitam, trabalham ou freqüentam o ambiente em análise.

Uma iluminação eficaz deve ser projetada para prover um desempenho visual requerido para a realização de uma determinada tarefa, proporcionando condições adequadas para a realização de determinadas tarefas em um dado ambiente, sem a necessidade de grandes esforços visuais. Já está comprovado que um sistema de iluminação eficiente é capaz de reduzir o consumo de energia elétrica sem causar prejuízo algum à produtividade dos trabalhadores que ocupam o espaço iluminado por tal sistema [1].

Estes sistemas são de altos custos de implementação nos dias atuais (setembro, 2008). Entretanto, os custos com a melhoria no sistema de iluminação podem ser amortizados com o aumento da produtividade, como já comprovado em estudos realizados no edifício comercial Lockheed-Martin's Building 157 in Sunnyvale, Califórnia. No caso em questão, os custos para se ter este sistema de iluminação foram completamente amortizados pelo aumento da produtividade dos funcionários em um único ano após a implantação do sistema [2].

Algumas estratégias tecnológicas aplicadas a estes sistemas podem torná-los ainda mais viáveis, empregando dispositivos que podem controlá-los. Algumas destas estratégias são enumeradas abaixo:

- uso de sensor de movimento, o qual detecta a necessidade de ligar ou desligar o conjunto de iluminação ao qual está acoplado, diante da presença ou ausência de movimento no ambiente;
- programação das atividades do ambiente, fazendo com que o sistema de iluminação atue ligando ou desligando de acordo com o expediente de trabalho;
- dimerização das lâmpadas, processo que atua de forma a manter a luminosidade constante no ambiente, proporcionando um consumo de energia

elétrica menor durante os períodos da manhã e da tarde, quando é possível realizar o aproveitamento da luz natural;

- implementação de sistema de ajuste remoto da luminosidade, atuando de forma a variar a luminosidade de acordo com preferências ou necessidades dos ocupantes do ambiente.

1.1 - As Lâmpadas Fluorescentes

A utilização de lâmpadas fluorescentes tem crescido nos últimos anos, sendo mais comumente empregada em ambientes de serviços, como por exemplo, em edifícios comerciais e industriais, podendo ser empregada também em ambientes residenciais. No entanto, existem algumas restrições para tal emprego principalmente .com relação à reprodução de cores.

A eficácia luminosa de uma lâmpada é medida em função da razão entre quantidade de lumens por ela emitida e a sua potência consumida. A quantidade de lumens produzida por uma lâmpada fluorescente é até dez vezes maior do que aquela produzida por uma incandescente de mesma potência, fato que pode ser justificado por apresentarem princípios de funcionamento bem distintos.

As lâmpadas incandescentes são compostas de um filamento de tungstênio contido dentro de um bulbo (invólucro) de vidro. À medida em que uma corrente elétrica circula por este filamento, ele é aquecido de tal forma que emite luz visível ao ambiente. Nestas lâmpadas, estima-se que apenas 5% da energia elétrica consumida seja convertida em luz visível [3].

Uma lâmpada fluorescente típica é composta por um tubo de vidro, selado, preenchido com gás argônio e vapor de mercúrio à baixa pressão. O interior do tubo é revestido com um composto fosforoso de vários elementos. As extremidades deste tubo possuem eletrodos,

compostos por filamentos de tungstênio e revestidos com uma substância emissora de elétrons, composta de bário, estrôncio e óxido de cálcio. Seu princípio de funcionamento inicia-se com a aplicação de uma alta tensão na coluna de gás. Assim, os elétrons passam de um eletrodo para o outro, chocando com os átomos de argônio, os quais, por sua vez, emitem elétrons. Os elétrons se chocam com os átomos do vapor de mercúrio, excitando seu elétron da última camada. Quando este elétron excitado retorna a camada mais interna da eletrosfera, causa emissão de radiação ultravioleta (UV), as quais atingem a camada fosforosa, ocorrendo o fenômeno da fluorescência. A fluorescência é a emissão de radiação luminosa visível por alguns compostos quando submetidos à radiação eletromagnética [4]. Assim, quando a radiação ultravioleta produzida pelos elétrons atinge a camada fosforosa, é re-emitida na forma da luz visível. A dosagem dos compostos da camada fosforosa, usualmente chamada de fósforo, pode ser variada ligeiramente dependendo da temperatura de cor da lâmpada. A Tabela 1.1 relaciona a concentração dos elementos no composto fosforoso em mg/kg [5].

Tabela 1.1 - Composição fosforosa de uma lâmpada fluorescente.

Elemento	Concentração (mg/kg)
Alumínio	3.000
Antimônio	2.300
Bário	610
Cádmio	1.000
Cálcio	170.000
Chumbo	75
Cobre	70
Cromo	9
Ferro	1.900
Magnésio	1.000
Manganês	4.400
Mercúrio	4.700
Níquel	130
Sódio	1.700
Zinco	48

*Fonte: Mercury Recovery Services, in TRUESDALE et al.

Levando-se em consideração a forma de acionamento destes tipos de lâmpadas, a lâmpada incandescente é acionada simplesmente instalando-a diretamente no sistema de alimentação de energia elétrica em corrente alternada. Com relação à lâmpada fluorescente, deve-se tomar um cuidado especial, já que possui uma característica de resistência negativa, ou seja, uma característica volt-ampère negativa. Isto significa que, quando conectada diretamente ao sistema de alimentação de corrente alternada, o fluxo de corrente aumenta de maneira ininterrupta e descontrolada, resultando na destruição dos eletrodos. Por isso, é necessário o emprego de um dispositivo (reator para iluminação) que limite esta corrente [3].

Assim, analisando a viabilidade econômica da situação, a implantação de um sistema de iluminação utilizando lâmpada fluorescente possui um custo maior do que a implantação utilizando lâmpadas incandescentes comuns, cujo custo se concentra em poucos elementos (luminárias simples e lâmpadas). Já o custo da implantação de sistemas onde se utilizam lâmpadas fluorescentes, é fortemente influenciado pela necessidade de uso de luminárias mais caras e também de dispositivos denominados reatores para iluminação. No entanto, analisando a viabilidade da utilização da lâmpada fluorescente em função da economia de energia elétrica, o custo do investimento de implantação é amortecido ao longo do tempo. Ao optar pelo uso de lâmpadas fluorescentes, o usuário deve ter em mente que o retorno do investimento, dependendo do caso, será em longo prazo.

Existem parâmetros para que seja feita uma avaliação criteriosa da qualidade da luz. São eles: a temperatura de cor, a distribuição espectral de potência e o índice de reprodução cromática. Estes três parâmetros, analisados juntamente, são relacionados à percepção das cores do olho humano [6]. Adiante, serão abordadas definições para cada um destes parâmetros.

A temperatura de cor está ligada à qualidade da energia irradiante e às características da sua fonte geradora. A analogia é feita utilizando um pedaço de ferro recebendo uma grande quantidade de calor. Os elétrons do ferro entram em agitação com o calor e liberam energia

luminosa avermelhada. Como o ferro se funde a uma temperatura de 800 K, os físicos da termodinâmica convencionaram que um corpo submetido ao zero absoluto não irradiaria energia e, teoricamente, teria a cor negra. A partir desta análise, foi criada uma escala de temperatura de cores. Assim, quanto mais clara a cor, maior sua temperatura [6].

A distribuição espectral de potência demonstra a quantidade de luz produzida em função dos comprimentos de onda. Deste modo, é possível avaliar a reprodução cromática para determinadas cores, analisando a intensidade da componente espectral no determinado comprimento de onda. Este dado geralmente é fornecido pelo fabricante das lâmpadas [3].

O índice de reprodução cromática (IRC) avalia o efeito de uma fonte de luz sobre a cor de um objeto em relação ao efeito de outra fonte de luz, que é tomada de referência, tendo estas fontes de luz a mesma temperatura de cor [3].

Analisando os parâmetros que avaliam a qualidade da luz, a lâmpada fluorescente apresenta algumas desvantagens em relação à lâmpada incandescente. A lâmpada fluorescente típica apresenta uma temperatura de cor elevada, fazendo com que os objetos e/ou ambiente apresentem uma tonalidade azulada [3]. Além disso, apresenta uma distribuição espectral de potência concentrada em determinados comprimentos de onda. Assim, apresenta um índice de reprodução cromática baixo, limitando seu uso em algumas aplicações que necessitam de uma boa reprodução cromática considerável. Então, a utilização de lâmpadas fluorescentes limita-se a ambientes comerciais, industriais, escritórios ou até mesmo residenciais, desde que uma reprodução cromática menor não interfira no desenvolvimento de tarefas a serem desempenhadas e nem oculte o aspecto visual da decoração do ambiente.

A lâmpada fluorescente apresenta uma redução da vida útil inerente ao seu princípio de funcionamento, em função do número de partidas, fato que será explicado no decorrer deste trabalho. Deste modo, a sua aplicação não é viável a ambientes onde o acionamento é elevado.

1.2 - Reatores para Lâmpadas Fluorescentes

Atentando-se à necessidade do uso de um reator para a limitação da corrente drenada pela lâmpada fluorescente, serão discutidas adiante algumas topologias existentes para este dispositivo. Atualmente, existem dois tipos de reatores: o eletromagnético e o eletrônico.

O reator eletromagnético é composto por uma indutância de elevado valor, que limita a corrente drenada pela lâmpada fluorescente, e por relés e/ou capacitores, que fornecem condições necessárias para a ignição da lâmpada. Este tipo de reator é ligado diretamente ao sistema de alimentação, operando a uma frequência de 50 ou 60 Hz e, por este motivo, pode produzir o efeito estroboscópico em ambientes onde a iluminação é realizada através destes dispositivos, causando a impressão de ausência de movimento, podendo até mesmo causar ilusão de ótica em pessoas que operam máquinas rotativas que funcionam a esta frequência ou em múltiplos inteiros deste valor. A presença de um indutor relativamente grande alimentado em baixa frequência é responsável por uma densidade de potência muito baixa. Há a possibilidade de apresentar ruído audível, por operar numa frequência na faixa audível, a eficiência de cerca de 85%, a qual deve-se às perdas por efeito Foucault, perdas por histerese e perdas no cobre dos enrolamentos, comprometendo a qualidade e eficiência do sistema [3].

Os reatores eletrônicos comumente comercializados são conversores estáticos com característica fonte de corrente na saída (ponto de conexão com a lâmpada), apresentando dois estágios em sua configuração mais comum: estágio retificador e estágio inversor. Para este tipo de reator, as lâmpadas fluorescentes operam em alta frequência, daí a razão para se utilizar um estágio retificador e um estágio inversor. Por operar em alta frequência, os problemas ligados ao efeito estroboscópico e ao ruído audível são eliminados e as lâmpadas fluorescentes apresentam eficácia luminosa superior àquelas obtidas quando operadas em baixa frequência (50 ou 60 Hz). Isto se deve ao fato do intervalo de tempo da passagem por zero de tensão

aplicada sobre a lâmpada ser muito pequeno durante a operação em elevadas frequências, sendo insuficiente para a extinção do arco elétrico na coluna de gás. Quando operadas em baixas frequências, a passagem pelo zero de tensão é mais lenta, sendo o tempo suficiente para que o arco elétrico na coluna de gás da lâmpada se extingue. Deste modo, estima-se que a eficácia luminosa na lâmpada fluorescente aumente em até 12% em função da operação em elevadas frequências. Além do mais, os reatores eletrônicos convencionais apresentam um rendimento em torno de 90%. Assim, devido às vantagens dos reatores eletrônicos convencionais e às possíveis reduções de suas desvantagens, será analisada adiante a utilização dos reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes [3].

A Figura 1.1 representa o circuito esquemático simplificado de um reator eletrônico convencional.

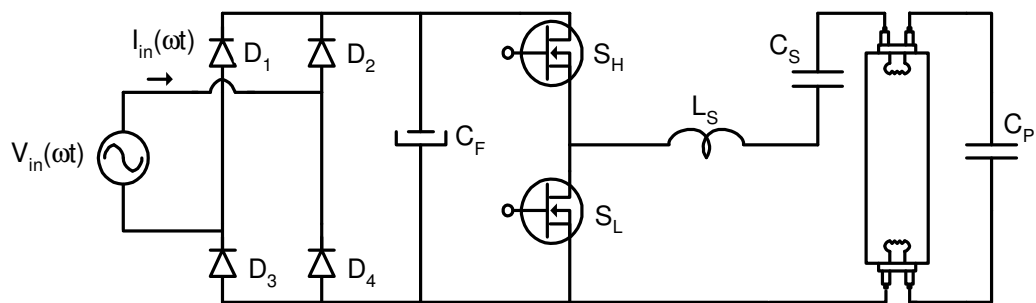


Figura 1.1: Circuito esquemático de um reator eletrônico convencional.

O estágio retificador é usualmente composto por uma ponte completa de diodos com elevado filtro capacitivo na saída. A alimentação é senoidal e a tensão de saída assume uma forma contínua e com baixa ondulação. A corrente drenada por este circuito apresenta um grau de distorção harmônica elevado e uma defasagem angular, provenientes da não-linearidade do circuito e do filtro capacitivo da saída, respectivamente, apresentando um baixo fator de potência, em torno de 0,65. Ou seja, apenas 65% da energia drenada é processada como energia ativa [3].

O filtro capacitivo convencional da saída da estrutura retificadora tem o objetivo de reduzir o ripple de tensão contínua da saída da ponte retificadora. Quanto maior o capacitor do filtro, menor é o ripple de tensão de saída do estágio retificador. A presença deste filtro colabora com parcela da elevada corrente drenada durante o período transitório, chamada de corrente de *inrush*, já que neste instante o capacitor está descarregado, refletindo um curto-circuito, até que ele comece a carregar. Durante a carga deste capacitor, é drenada uma elevada corrente no transitório sendo necessário a utilização de dispositivos ou estruturas de proteção para minimizar este problema.

Assim, a característica não-linear desta estrutura retificadora também é responsável pelo achatamento do pico da tensão senoidal de entrada e pelo aumento do valor eficaz da corrente de entrada, reduzindo o rendimento, devido ao aumento das perdas em função do aumento do valor eficaz de corrente. No caso de estruturas monofásicas, ocorre uma excessiva circulação de corrente de neutro e um conseqüente deslocamento de neutro, fazendo com que exista uma queda de tensão entre o neutro e o terra. Os problemas de interferência eletromagnética podem ir desde simples ruídos em receptores de rádio, estremecimento de imagens de televisão até o colapso de sistemas de computadores, de comunicação, segurança e hospitalares [7, 8, 9].

No estágio inversor, normalmente é utilizado um conversor half-bridge com um filtro LC série-ressonante com carga em paralelo, operando em elevadas frequências de comutação, possibilitando a redução do volume dos elementos reativos.

Para a estrutura mostrada na Figura 1.1, é possível fazer o controle de luminosidade através da variação da frequência de comutação do estágio inversor, variando a luminosidade de acordo com as necessidades do ambiente. Esta particularidade do reator eletrônico em relação ao eletromagnético permite que um sensor de luminosidade seja acoplado ao sistema de controle do reator, possibilitando a economia de energia elétrica. Em ambientes onde existe um bom aproveitamento de luz natural durante os períodos da manhã e tarde, a iluminação

artificial obtida através de lâmpadas fluorescentes tem somente o papel adicional, reduzindo o consumo de energia elétrica.

1.3 - Pré-aquecimento

A redução da vida útil das lâmpadas fluorescentes ocorre devido ao desgaste dos eletrodos provocado pela perda excessiva da cobertura emissiva de elétrons, quando as ignições são procedidas com os eletrodos em temperaturas inadequadas. Segundo [3] e [10], a temperatura recomendada para os eletrodos durante a ignição é de 700°C a 1.000°C. Quando a ignição é desencadeada com os eletrodos a uma temperatura inferior a 700°C, ocorre um fenômeno chamado *sputtering*. Este fenômeno ocasiona desgaste da cobertura emissiva dos eletrodos, que é uma consequência do choque de íons (ou simplesmente elétrons) com os filamentos dos eletrodos quando uma elevada tensão é aplicada nos terminais da lâmpada fluorescente, suficiente para a sua ignição. Temperaturas superiores a 1.000°C causam a evaporação do material da cobertura emissiva, desgastando-o e levando também à redução da vida útil da lâmpada [3, 10].

Assim, o desgaste das lâmpadas fluorescentes ocorre em virtude da sua ignição. Durante esta etapa, para minimizar o desgaste ocorrido nos eletrodos durante a ignição, os eletrodos devem estar devidamente aquecidos, entre 700°C a 1000°C, executando um pré-aquecimento dos eletrodos antes de aplicar uma tensão elevada na coluna de gás, causando sua desruptura dielétrica e, conseqüentemente, a ignição da lâmpada. É importante ressaltar que pré-aquecer os eletrodos ao acaso pode não estar provendo aumento da vida útil, pois os eletrodos devem estar no intervalo de temperatura já comentado. Assim, um projeto de

reatores eletrônicos com capacidade de prover um pré-aquecimento adequado seria de grande valia para aumentar a vida útil das lâmpadas fluorescentes.

Será exposto no decorrer deste trabalho, com maiores detalhes, o processo de pré-aquecimento bem como a metodologia de projeto desenvolvida.

1.4 - Tipos de Reatores Eletrônicos

Analisando o processo de ignição das lâmpadas fluorescentes, os reatores eletrônicos podem ser classificados em:

- Reatores de partida rápida;
- Reatores de partida instantânea;
- Reatores de partida programada.

Nos reatores eletrônicos de partida instantânea não há o pré-aquecimento do filamento. A ignição acontece somente com a aplicação de uma tensão elevada sobre a coluna de gás, suficiente para prover a sua ruptura dielétrica. Este instante em que o reator eletrônico fornece uma tensão elevada à lâmpada será discutido adiante. Entretanto, somente para efeito de informação adicional neste ponto de desenvolvimento do trabalho, isto ocorre devido à imposição de uma frequência de operação no filtro série-ressonante próxima de sua frequência de ressonância durante a ignição [11].

Nos reatores eletrônicos de partida rápida, a ignição é controlada eletronicamente pelo sistema de pré-aquecimento do filamento da lâmpada. O reator gera uma pequena tensão ou uma corrente em cada filamento, possibilitando o aquecimento dos eletrodos. Em seguida, uma elevada tensão é aplicada sobre a coluna de gás, levando ao estabelecimento do arco elétrico. Esta partida possibilita a emissão de elétrons por efeito termo-iônico. Contudo, não há uma

avaliação de quanto estão aquecidos os filamentos. O tempo entre a energização do reator e a ignição da lâmpada ocorre em torno de 1 s a 2,5 s [11].

Os reatores de partida programada consistem numa partida rápida controlada. Assim, o reator controla os valores de tensão e/ou corrente nos filamentos dos eletrodos e o tempo de pré-aquecimento adequado para uma ignição com reduzido desgaste dos eletrodos. Após este tempo, é aplicada uma tensão elevada na coluna de gás e o arco elétrico é estabelecido através da lâmpada [11].

1.5 - Estágio Retificador

Devido à presença de um estágio retificador nos reatores eletrônicos e por se tratar de uma carga com presença considerável no cenário energético, deve ser estudada uma maneira de amenizar os problemas relacionados ao baixo fator de potência desta estrutura. As estruturas existentes que atenderiam as necessidades de correção do fator de potência seriam filtros *Valley-Fill* e os retificadores chaveados controlados por técnicas de correção ativa do fator de potência. Os filtros *Valley-Fill* apresentam qualidades como robustez e simplicidade, entretanto, podem não atender aos limites para o FC (fator de crista). Já os retificadores chaveados apresentam melhores índices de fator de potência, menores taxas de distorção harmônica e boa regulação do barramento de corrente contínua, apresentando, no entanto, maiores complexidade e custos de implementação [11-15].

Devido aos seus altos índices de fator de potência e baixa distorção harmônica, a solução viável é a utilização de técnicas de correção ativa do fator de potência. Estas técnicas normalmente utilizam conversores estáticos que impõe o formato de onda da corrente de

entrada bem semelhante ao da tensão de entrada. Deste modo, o sistema elétrico enxergará uma estrutura com alto fator de potência.

O trabalho proposto empregará o uso de um conversor chaveado. O conversor Boost é uma ótima estrutura para a correção ativa de fator de potência, fazendo com que a corrente de entrada acompanhe a tensão de entrada, tornando-se próxima de uma senóide, já que possui sua entrada com característica fonte de corrente. Em situações em que se deseje uma tensão de saída relativamente baixa, o uso do conversor Boost é descartado, já que necessitaria de uma tensão muito baixa na entrada para a sua operação. Isto implicaria em uma corrente de entrada elevada, em função da potência empregada, e elevadas perdas em condução nos elementos semicondutores para que seja atendida a tensão de saída necessária. Nestes casos, em que se deseja tensão de saída relativamente baixa, uma solução seria o uso de um conversor intermediário entre as estruturas.

Neste trabalho, devido a faixa de potência a ser processada no conversor, será projetado um pré-regulador do fator de potencia Boost, operando no modo de condução contínua (MCC). Assim, com o intuito de se manter a frequência de chaveamento constante e uma baixa distorção harmônica, será utilizada a técnica dos valores médios instantâneos.

1.5.1 – Correção Ativa do Fator de Potência

O diagrama de blocos da Figura 1.2 ilustra a atuação do circuito de comando para efetivar o controle do conversor retificador Boost, utilizando a técnica de correção ativa do fator de potência por valores médios instantâneos.

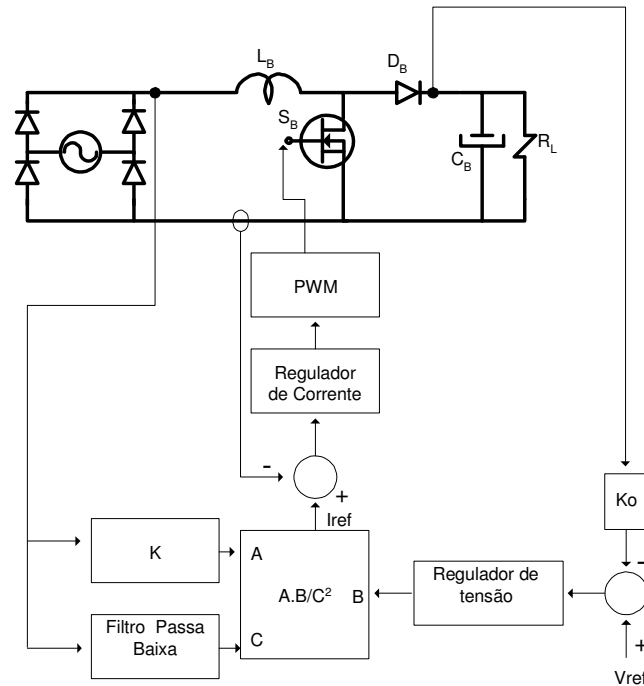


Figura 1.2: Diagrama esquemático da atuação do controle do interruptor controlado na técnica de correção ativa do fator de potência por valores médios instantâneos.

O controle do interruptor controlado do conversor retificador Boost com técnica de correção ativa por valores médios instantâneos da corrente de entrada é feito através de comparação entre uma corrente de referência gerada através de aquisições do sistema e a corrente que se deseja controlar. Assim, a corrente de entrada é igual à corrente que circula no indutor de acumulação L_B , durante um semi-ciclo de operação.

A corrente de referência deve ter o formato senoidal retificada, para impor o formato da corrente através de L_B . Esta corrente de referência é resultado de uma operação aritmética entre os sinais A, B e C.

O sinal A é responsável em determinar o formato e a frequência da corrente de referência com base na informação do valor instantâneo da tensão de alimentação, ou seja, ela é gerada a partir do valor instantâneo da tensão de alimentação. Assim, um aumento (ou diminuição) desse sinal leva a um aumento (ou diminuição) da corrente de referência, indicando a necessidade de alteração da razão cíclica.

O sinal B é de saída do compensador de tensão e ajusta a corrente de referência conforme variações de carga, de acordo com variações do valor médio da tensão de saída. O valor médio da tensão de saída é obtido através de um compensador de tensão que filtra a variação da tensão de saída, numa frequência de corte de aproximadamente 10 Hz. Devido à realimentação negativa do sinal de controle do compensador de tensão de saída, quando a tensão de saída diminui, o sinal B aumenta e a razão cíclica aumenta e, quando a tensão de saída aumenta, o sinal B diminui e a razão cíclica diminui. Ou seja, quando este sinal aumenta, significa que a tensão de saída diminuiu e há a necessidade de diminuir a razão cíclica para que a tensão de saída permaneça próxima do valor projetado. A regulação da tensão possui uma malha de controle lenta proposital, já que nestes casos deseja-se prioritariamente a imposição da forma de onda de corrente de entrada.

O sinal C é a saída da malha de controle da tensão de entrada que monitora o valor eficaz da tensão de entrada de alimentação. Existe um filtro passa-baixa para o condicionamento deste sinal, para filtrar as oscilações de 120 Hz, tornando este sinal um nível contínuo proporcional ao valor eficaz. Assim, este sinal é responsável pela detecção da energia processada no conversor, fazendo com que uma variação na tensão de entrada altera imediatamente este sinal, sem esperar que a tensão de saída altere em função desta variação. Este sinal de controle é chamado de *feedforward*.

A lei de controle utilizada para a correta correção do fator de potência é a lei $\frac{A \cdot B}{C^2}$.

Assim, variações em alguns dos sinais A e B levam a variações proporcionais na corrente de referência. É interessante observar que o sinal C é elevado a potência de 2. Isto ocorre porque os sinais A e C estão interligados. O sinal A é uma forma de onda proporcional à tensão de entrada retificada. Conforme é modificado o valor eficaz, o sinal C varia. Conseqüentemente, uma variação do valor eficaz causa uma variação da forma de onda da tensão de entrada retificada, fazendo com que seja modificado não só o sinal A, mas também o sinal C,

resultando numa mesma corrente de referência (I_{ref}). Deste modo, o controle não seria sensível a modificações do valor eficaz da tensão de entrada. Portanto, é utilizada a potência 2 no sinal C, para que não ocorra o cancelamento de um fator com o outro, fazendo com que o controle atue de maneira eficiente, mantendo a potência processada no conversor constante.

Reforçando ainda, para o caso da correção do fator de potência, a malha de regulação de corrente deve ter uma resposta muito mais rápida do que as malhas de tensão de entrada e saída, feedforward e feedback, respectivamente, a fim de reproduzir a corrente senoidal desejada na entrada do conversor.

Gerada a corrente de referência, esta corrente será comparada com a corrente que flui no indutor de acumulação L_B , criando um sinal modulante que será utilizado para um comando PWM, o qual atuará na condução/bloqueio do interruptor.

1.5.2 – Configuração Multi-lâmpadas

Assim, devido ao custo de se propor estágio retificador chaveado, algumas estruturas foram desenvolvidas na tentativa de minimizar os custos do reator, propondo-se topologias as quais têm estágios retificador e inversor integrados [13, 15-17]. Outra maneira de se diminuir os custos de implementação é adotar a configuração para múltiplas lâmpadas fluorescentes [18-20]. Uma maneira de se alimentar diversas lâmpadas é utilizar um único estágio retificador com correção ativa do fator de potência e um único inversor, processando a potência drenada por todas as lâmpadas, sendo que as lâmpadas são conectadas a esta estrutura através de cabos condutores, podendo estar o sistema de alimentação (retificador + inversor) distante da carga de iluminação (até mesmo alocado em quadros de distribuição). Esta concepção de sistema de iluminação está representada na Figura 1.3. Entretanto, considerando-se uma área extensa a ser iluminada deve-se atentar aos prováveis problemas de interferência eletromagnética, uma vez

que correntes de alta frequência fluirão entre a saída do inversor e a entrada de cada filtro ressonante alocado próximo às lâmpadas, ou integrado às mesmas [18-21]. A fim de evitar este problema de interferência eletromagnética nos sistemas susceptíveis próximos, deve ser realizado um projeto especial de cabeamento estruturado, o que encarece tal proposta para sistema de iluminação.

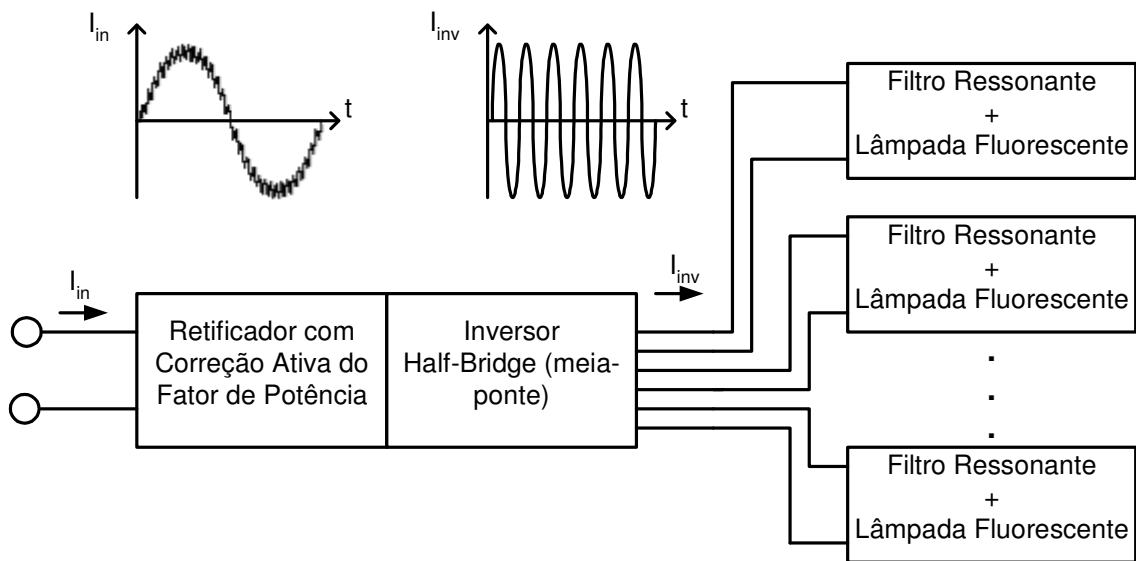


Figura 1.3: Configuração do reator eletrônico para múltiplas lâmpadas fluorescentes.

Neste contexto, o sistema proposto neste trabalho tem o intuito de reduzir os problemas com interferência eletromagnética, assim como custos com blindagem de cabos. Desta forma, o sistema será composto por um único conversor retificador controlado e vários estágios inversores, sendo estes alimentados em corrente contínua (barramento de saída do conversor retificador). O conversor retificador utilizará uma técnica de correção ativa do fator de potência e será responsável pela entrega de energia a todos os estágios inversores, sendo que cada estágio inversor corresponderá a um reator para duas lâmpadas. Os estágios inversores serão compostos pelo clássico inversor meia ponte série-ressonante com carga em paralelo, o qual é amplamente utilizado em reatores eletrônicos convencionais [22]. Observa-se que cada estágio inversor será posicionado o mais próximo das lâmpadas, conforme Figura 1.4. Deste

modo, é possível operar cada estágio inversor em uma frequência diferente, caso necessário, o que permite operar cada reator em um nível diferente de luminosidade, sendo tal sistema mais apropriado para ambientes grandes ou setorizados, já que cada local pode possuir a incidência de luz natural de forma diferenciada.

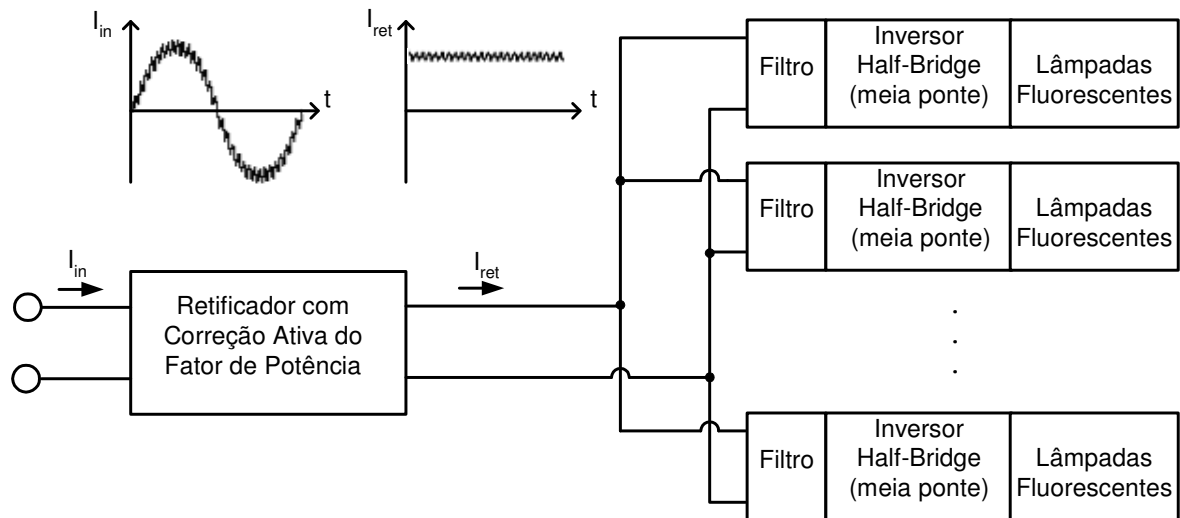


Figura 1.4: Concepção do sistema de iluminação proposto neste trabalho.

Na Figura 1.5, é mostrado o circuito esquemático do estágio retificador com um estágio inversor *Half-Bridge*.

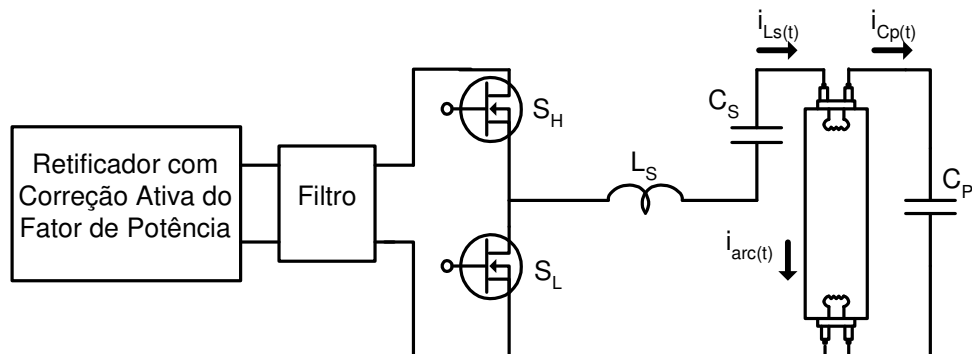


Figura 1.5: Circuito esquemático simplificado do estágio inversor.

1.6 – Controle do Retificador e Inversores

Esta dissertação trata da proposição, análise, desenvolvimento e implementação de um sistema de iluminação destinado a aplicações com múltiplas lâmpadas fluorescentes. O controle da intensidade luminosa de conjuntos de lâmpadas fluorescentes será incorporado aos reatores, com o objetivo de permitir a otimização do consumo de energia elétrica.

Utilizando técnicas de controle digital, será possível executar algumas funções nos reatores eletrônicos com maior precisão e outras que não são possíveis sem o controle digital. São elas: ignição programada das lâmpadas fluorescentes, variação suave do nível de luminosidade e controle remoto via microcomputador, através do uso de microcontroladores pré-programados com funções de pré-aquecimento, controle de luminosidade e comunicação e interpretação de dados seriais para a operação dos estágios inversores.

O sistema de iluminação será controlado por UC3854 no estágio retificador e para o estágio inversor o microcontrolador (*Microcontroller*).

Será implementada uma plataforma automática de gerenciamento e supervisão do sistema de iluminação, propiciando o controle de luminosidade e o acionamento/desligamento dos reatores. Sensores de luminosidade e de presença serão acoplados ao sistema, permitindo a obtenção dos dados necessários para a atuação automática e, um microcomputador será utilizado para a implementação da plataforma, na qual desenvolver-se-á desenvolver um aplicativo para realização de interface com usuários, permitindo a supervisão e o monitoramento das condições de operação dos reatores. Por conta disto, foi implementado um protocolo de comunicação adequado entre o microcomputador e microcontroladores componentes da plataforma proposta, permitindo que o ponto de operação determinado pelo microcomputador/usuário possa ser estabelecido no sistema de iluminação.

O protocolo de comunicação a ser utilizado entre microcomputador/microcontroladores utilizará o canal de comunicação chamado *full-duplex* com transmissão de dados assíncrona da RS232, não necessitando um *clock* para identificar a entrada de dados no *buffer* de dados. O *full-duplex* é um canal que permite que o sistema transmita um byte pela linha de TX e, no mesmo instante, permita que o sistema receba outro byte pela linha RX. O padrão de comunicação RS232 será convertido para RS485, o qual permite que vários dispositivos sejam acoplados neste barramento de dados. Para a adequação dos níveis de tensão da saída da RS232 do microcomputador aos níveis TTL, será utilizado o CI MAX232. A partir de um sinal TTL, é possível convertê-lo para RS485, utilizando o CI SN75179. Assim, os sinais de comunicação são distribuídos para cada dispositivo e assim, convertidos de RS485 para TTL, adequando o nível lógico para que os microcontroladores processem os sinais. Desta maneira, são feitas as conversões e adequações dos níveis de tensão de transmissão e recepção de dados a níveis aceitáveis de cada dispositivo.

O microcontrolador foi escolhido de forma que satisfaça as condições de projetos. Assim, especificou-se o Atmega8 da ATMEL, por possui algumas vantagens em relação aos existentes no mercado, sendo as mais relevantes a possibilidade de programação em Linguagem C, Assembly, Basic ou algumas outras mais, necessitando somente do programa compilador BASCOM, fornecido gratuitamente pela ATMEL, e também a possibilidade de utilizar arquiteturas antigas e novas da AVR, facilitando a migração de um chip mais antigo para um mais moderno.

Cada microcontrolador controlará um estágio inversor do reator, sendo responsável pela liberação dos pulsos de acionamentos dos interruptores controlados. Serão acoplados sensores de luminosidade resistivos na entrada do microcontrolador que possui três conversores AD, que fará a leitura da resistência e atuará posicionando o estágio inversor em um ponto de operação a fim de adequar a luminosidade do ambiente. A intervenção no controle de luminosidade poderá ser feita também via microcomputador, o que provocará uma

interrupção no microcontrolador, fazendo com que o estágio inversor do reator opere num ponto de operação desejado pelo usuário.

O aplicativo que terá a função IHM (Interface Homem Máquina) será desenvolvido utilizando a plataforma Visual Basic 6.0, promovendo simplicidade e fácil entendimento, sendo acessível a usuários de qualquer nível de instrução.

Finalmente, observa-se que, além da completa análise teórica dos sistemas propostos, incluindo o detalhamento dos sistemas de controle digital, o trabalho será composto pela apresentação de resultados experimentais dos protótipos, permitindo o estabelecimento de análises para a validação da teoria desenvolvida ao longo da pesquisa. Para o entendimento do sistema completo, na Figura 1.6 é apresentado um diagrama esquemático geral.

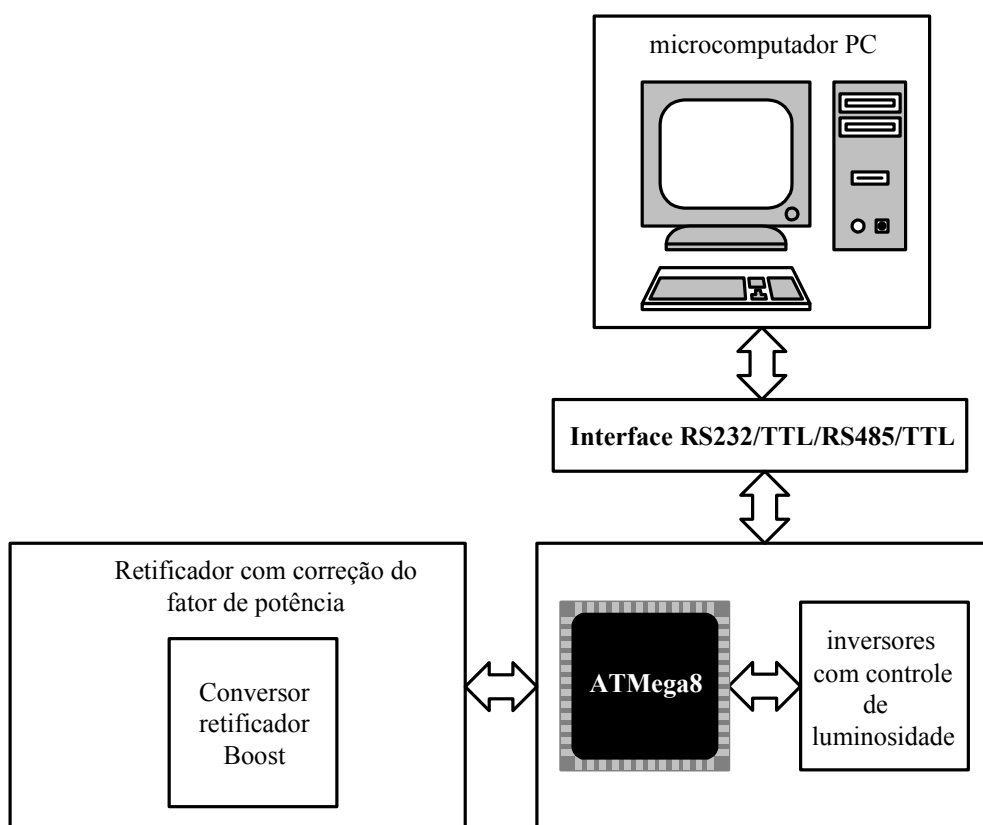


Figura 1.6: Diagrama esquemático do sistema de iluminação.

1.7 – Modelagem para Lâmpadas Fluorescentes

Para se projetar um sistema elétrico e efetuar o seu controle, deve-se atentar ao comportamento dinâmico da carga deste sistema. Nos reatores eletrônicos, isto não é diferente: para se projetar um reator eletrônico e efetuar o seu controle, deve-se conhecer o comportamento dinâmico das lâmpadas fluorescentes.

Na última década, modelos distintos foram propostos para a representação de lâmpadas fluorescentes. Entretanto, estes modelos se mostraram inconsistentes para algumas situações, já que sua representação dependia da frequência de operação das mesmas. Desta maneira, existiam análises de modelos diferenciados, um para reatores magnéticos, os quais operam em baixa frequência (50 ou 60 Hz), e outro para reatores eletrônicos, que operam em alta frequência (maior do que 20 kHz). Além do mais, não existia um modelo que representava a lâmpada durante o estágio de pré-aquecimento. Nos capítulos posteriores, será apresentado o modelo desenvolvido que representa a lâmpada fluorescente durante o pré-aquecimento e também os modelos existentes destinados a análises da operação em regime permanente, após a ignição [23-28].

O modelo o qual representa o estágio de pré-aquecimento será muito importante para o projeto dos reatores eletrônicos. Através dele, será possível prever se o pré-aquecimento imposto por um reator eletrônico em uma lâmpada fluorescente está adequado. O estabelecimento de um procedimento de um estágio de pré-aquecimento adequado é considerado extremamente importante para o aumento da vida média das lâmpadas fluorescentes, através do aumento de sua taxa de sobrevivência em relação ao número de ignições [29-32].

Portanto, o desenvolvimento de um modelo capaz de representar a lâmpada durante o processo de pré-aquecimento permitirá uma previsão da adequação de uma dada estratégia

escolhida para o pré-aquecimento e a ignição da lâmpada fluorescente. Além do mais, a construção deste modelo permitirá o desenvolvimento de uma metodologia baseada no modelo da lâmpada, verificando-se que é possível estabelecer um pré-aquecimento adequado, sem a necessidade de exaustivos ajustes empíricos no protótipo, reduzindo tempo e custos envolvidos no projeto de reatores eletrônicos com capacidade de pré-aquecimento dos eletrodos.

Vários trabalhos foram publicados com o intuito de melhor representar a coluna de gás da lâmpada fluorescente. Em [24], foi analisado o comportamento estático da coluna de gás diante da variação da potência processada na coluna de gás nas altas frequências e baixas frequências, analisando as curvas resultantes dos valores de tensão *versus* corrente, obtendo um modelo cúbico com elevada complexidade matemática. Foi desenvolvido em [33] um modelo PSpice, mais refinado, mas que ainda representava algumas não linearidades para baixas potências. Em [34] é feito o levantamento de tensão e corrente na lâmpada, aquisitando pontos de processamento de potências diferentes, obtendo uma reta. Um modelo linear que representasse a coluna de gás da lâmpada fluorescente seria de grande valia, para diminuir a complexidade das equações matemáticas dos outros modelos. Apesar da excelente aproximação linear, este modelo não reproduz corretamente as formas de onda, principalmente em baixas potências processadas na lâmpada. Seguindo este trabalho, em [35] foi proposto um modelo que gera uma aproximação para baixas potências e outra para potências maiores de processamento na coluna de gás. Em [36], foi analisado a influência da temperatura ambiente na obtenção de curvas de características estáticas da coluna de gás, obtendo cada curva para distintas potências processadas. Modificando a condição de temperatura do gás, o ponto de operação também é alterado. Já em [37], levantaram-se dados da variação da resistência da coluna de gás em função da potência processada, com uma aproximação para baixa potência e outra aproximação para alta potência, realizando-se a soma algébrica das duas situações, obtendo-se uma equação matemática exponencial decrescente. No entanto, apesar deste

comportamento exponencial apresentar uma boa representação tanto para baixas potências quanto para altas potências, ele apresenta uma equação matemática de alta complexidade.

Nos próximos capítulos serão desenvolvidos modelos representativos para o pré-aquecimento e para a operação normal da lâmpada fluorescente.

1.8 - Meio Ambiente

Ao reduzir a vida útil de lâmpadas fluorescentes, perdas econômicas e danos ambientais podem ser agravados. Enquanto intacta, ela não oferece qualquer risco ao meio ambiente. No entanto, quando o bulbo é rompido, parcela do mercúrio existente em seu interior é liberada sob a forma de vapor, causando contaminação pelos pulmões a quem manuseia o resíduo. Quando lançados ao solo, estes resíduos das lâmpadas contaminam o solo e as águas. A principal via de intoxicação dos seres humanos, quando a contaminação atinge as águas, ocorre através do consumo de peixes contaminados. O fenômeno da contaminação pelo mercúrio ficou evidente após os estudos acompanhados desde 1955, quando foi registrado o acidente ecológico de Minamata no Japão. Neste acidente, alguns milhares de pessoas ingeriram peixes contaminados com mercúrio e desenvolveram doenças neurológicas graves, com seqüelas por várias gerações, como danos irreversíveis no organismo e doenças teratogênicas [38].

O impacto gerado sobre o meio ambiente decorrente de uma única lâmpada poderia ser considerado desprezível. No entanto, o descarte anual de cerca de 50 milhões de lâmpadas apenas no Brasil representa um sério problema ambiental e econômico. Nos EUA, o custo para pequenos consumidores de lâmpadas usadas varia de US\$ 1,08 a US\$2,00 por lâmpada. Para grandes consumidores, o preço final é da ordem de US\$0,36 por lâmpada, mais custos com

frete e acondicionamento para transporte. No Brasil, uma empresa tradicional do ramo cobra pelos serviços de descontaminação em torno de R\$ 0,60 a R\$ 0,70 por lâmpada. A esse preço, deve-se acrescentar os custos de frete, embalagem e seguro contra acidentes. O custo envolvido no processo de reciclagem tem sido suportado pelas empresas e indústrias mais organizadas, que possuem um programa ambiental definido. Entretanto, o grande problema para o gerenciamento ambiental adequado para o descarte das lâmpadas fluorescentes é o consumo residencial [5].

Os subprodutos resultantes do processo de reciclagem (tais como vidro, alumínio, pinos de latão e mercúrio) possuem baixo valor agregado, em torno de R\$ 20,00/tonelada para o vidro, R\$ 900,00/tonelada para o alumínio, R\$ 900,00/tonelada para o latão e R\$ 0,04 a R\$ 1,12/grama para o mercúrio, dependendo do seu grau de pureza [5].

A questão de destinação das lâmpadas fluorescentes ainda não foi regulamentada pelo CONAMA (Conselho Nacional de Meio-Ambiente). Devido às peculiaridades dos resíduos, as lâmpadas fluorescentes deveriam ter regulamentação própria. A legislação do Estado do Rio Grande do Sul já proíbe o descarte comercial de resíduos que contenham metais pesados (incluindo baterias de celular) junto ao lixo doméstico. Os consumidores industriais e comerciais, em sua maioria, em função de demandas da legislação ambiental, e dos programas de normatização e qualificação, como por exemplo, a ISO 14000, cuja normatização avalia também a preocupação da empresa com o meio ambiente, têm buscado resolver adequadamente esta questão, estocando as lâmpadas, armazenando adequadamente e remetendo aos recicladores. Desta forma, minimizando-se os impactos ambientais decorrentes dos componentes das lâmpadas fluorescentes.

Por outro lado, os consumidores residenciais, em grande maioria, desconhecem os impactos produzidos pelas lâmpadas e tampouco são informados das possibilidades de reciclagem, desconhecendo as empresas recicladoras e os custos da reciclagem [38 e 39].

Portanto, operar uma lâmpada fluorescente em condições ideais de pré-aquecimento, durante o processo de ignição e controle de luminosidade, promovendo o aumento de vida útil da mesma, também contribui para a redução dos impactos ambientais causados pelos resíduos deste dispositivo.

Capítulo 2

Modelos Matemáticos para a Representação de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares

2.1 – Considerações Iniciais

Para o desenvolvimento de projeto de reatores eletrônicos, deve-se preocupar com o comportamento dinâmico de sua carga, a lâmpada fluorescente tubular de cátodo quente. Para se analisar os modelos existentes e demonstrar o modelo desenvolvido no LEP (Laboratório de Eletrônica de Potência), é preciso analisar os aspectos construtivos da lâmpada fluorescente [3].

A lâmpada fluorescente é composta por dois eletrodos de tungstênio, cada um em uma extremidade da lâmpada, os quais podem ser representados simplesmente como resistências elétricas. Partindo do princípio de funcionamento da lâmpada, antes da ignição desta, não há circulação de corrente pela coluna de gás devido ao efeito dielétrico, ou seja, o gás não encontra-se ionizado. Deste modo, a coluna de gás da lâmpada fluorescente pode ser representada como um circuito aberto. Durante o processo de pré-aquecimento, existe uma corrente de magnitude desconsiderável, denominada corrente de *glow*, fluindo através da

coluna de gás. Assim, esta corrente é desprezada, já que o processo de pré-aquecimento é projetado para que este valor seja desprezível, de acordo com recomendações de normas específicas ANSI C82.1-1985 e ANSI C82.11-1993 [40, 41].

Na ignição, é imposta uma tensão elevada nas extremidades da lâmpada promovendo a ionização da coluna de gás, fazendo com que uma determinada corrente flua na coluna de gás, promovendo o fenômeno da fluorescência. Logo, a coluna de gás não mais pode ser representada como um circuito aberto, sendo que algum elemento deve representar o comportamento da coluna de gás.

Na operação normal, o arco elétrico é estabelecido a partir dos eletrodos, ocorrendo uma injeção de elétrons na coluna de gás através deles. Assim, os eletrodos operam como terminais do arco elétrico, o qual apresenta uma tendência de se concentrar em uma região do eletrodo em vez de se distribuir uniformemente por este. Este ponto de concentração, chamado de *Hot-Spot*, é onde ocorre maior ionização da coluna de gás e distribuição da corrente entre a coluna de gás e o eletrodo. Assim, o valor da corrente que circula em uma parte do eletrodo é diferente do restante, devido a corrente fornecida à coluna de gás. Então, na situação de anterior à ignição, cada eletrodo pode ser representado somente por uma resistência, o que não pode ser feito na operação normal da lâmpada, após a ignição [3].

Existem vários modelos propostos para a representação da coluna de gás das lâmpadas fluorescentes, variedade a qual é consequência da dificuldade em se determinar uma única expressão matemática capaz de representá-la. Esta dificuldade, encontrada para se equacionar o modelo da lâmpada fluorescente, deve-se à variação de seu comportamento dinâmico em função da frequência em que é operada. Assim, existem dois modelos para representá-la, um modelo para baixa frequência e outro para alta frequência, o que significa que existem duas funções matemáticas diferentes para representar cada situação [3].

Quando operadas em baixa frequência, a corrente imposta pelo reator na coluna de gás tem um formato próximo de uma senóide enquanto a tensão assume um formato parecido a de

uma onda quadrada, com um pico elevado logo após a inversão de polaridade da corrente, ou seja, o cruzamento por zero. Quando operada em alta frequência, tanto a corrente quanto a tensão apresentam formato muito próximos da senóide, sem defasagem entre si [3].

Adicionalmente, analisando-se o comportamento estático da coluna de gás, observaram-se as discrepâncias existentes em função da frequência de operação, existindo, do mesmo modo que na modelagem dinâmica, um modelo para altas frequências e outro para baixas frequências. Entretanto, analisando a modelagem para altas frequências, observa-se um comportamento muito próximo do resistivo, aproximação a qual é adequada para simplificações dos equacionamentos e análises, porém, podendo trazer um certo grau de imprecisão.

Os modelos até então desenvolvidos se limitavam à operação em regime permanente, após a ignição. Nenhum dos modelos levavam em consideração o estágio de pré-aquecimento, tão importante para a preservação de um bom funcionamento da lâmpada [33, 36, 42-44].

Deste modo, faz-se necessário o desenvolvimento de um modelo que represente a lâmpada fluorescente durante o processo de pré-aquecimento. A partir do desenvolvimento deste modelo, é possível desenvolver uma metodologia para projeto de reatores eletrônicos com capacidade de pré-aquecimento sem a necessidade de exaustivos ajustes empíricos, poupando tempo e custos de implementação. Mais além, é possível também prever os valores da tensão aplicada nos eletrodos durante a operação normal pré-aquecimento, verificando se os mesmos estão de acordo com a norma ANSI C78.1.

2.2 – Processo de Pré-Aquecimento dos Eletrodos

Existem duas formas de se obter pré-aquecimento nos eletrodos. Atualmente, a mais utilizada nos reatores eletrônicos comercializados é com injeção de corrente através dos

filamentos dos eletrodos, utilizando a estrutura já mostrada na Figura 1.1. Uma outra estrutura, que utiliza a forma de pré-aquecimento em tensão, é apresentada na Figura 2.1. A indutância L_s decorre da indutância primária de um transformador e o seu secundário é utilizado para aplicar tensão nos eletrodos. Daí, tem-se um pré-aquecimento em tensão. Por se tratar de uma estrutura que possui maior custo e volume, os fabricantes têm utilizado o método de injeção de corrente para a execução do pré-aquecimento. Sendo assim, serão abordados neste trabalho reatores eletrônicos com imposição de corrente nos filamentos dos eletrodos durante o pré-aquecimento.

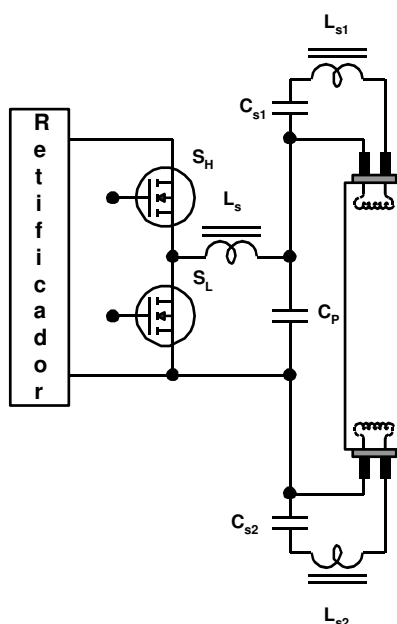


Figura 2.1: Topologia empregada para pré-aquecimento dos eletrodos por tensão.

Analisando os reatores eletrônicos com imposição de corrente, o pré-aquecimento é obtido através da corrente que circula nos eletrodos, cujo valor é controlado pela frequência de comutação dos interruptores S_L e S_H . Isto ocorre porque a variação desta frequência faz com que a impedância do circuito também varie, modificando o valor da corrente injetada nos eletrodos, para um mesmo valor eficaz de tensão de alimentação. Durante o pré-aquecimento, a corrente que circula pela coluna de gás, chamada de corrente de *glow*, é desprezível. Para

que a ignição seja adequada, os filamentos dos eletrodos devem estar em torno de 700°C a 1.000°C, no instante da transição de *glow* para arco.

As normas ANSI C82.1-1985 e ANSI C82.11-1993 estabelecem limites para o tempo mínimo de pré-aquecimento (500 ms), para a máxima e mínima tensão aplicada sobre os eletrodos (2,5 V e 4,4 V, valores eficazes) e para a máxima corrente de *glow* (25 mA, valor eficaz). Enquadrando-se dentro destes limites, o processo de pré-aquecimento é considerado adequado [8, 40, 41].

Mesmo existindo normas para o pré-aquecimento, elas não se aplicam diretamente à temperatura dos eletrodos. Isso ocorre porque esta temperatura é um parâmetro de difícil medição, uma vez que o eletrodo situa-se no interior do bulbo da lâmpada fluorescente. Uma maneira de medir a temperatura do eletrodo é utilizando uma câmera termográfica e lâmpadas fluorescentes com bulbos especiais, sem cobertura de fósforo na região do bulbo que se situa sobre os eletrodos. Desta forma, a câmera termográfica é utilizada para registrar o grau de emissão de radiação infravermelha advinda dos eletrodos. Estes registros são então utilizados para fazer uma estimativa da temperatura real dos eletrodos dentro do bulbo da lâmpada. Entretanto, a necessidade de lâmpadas especiais impede a realização de simples testes estatísticos em grande escala, com diferentes tipos de reatores e com lâmpadas de diferentes fabricantes. Por conta desta dificuldade de medição, estudos a respeito de medição de parâmetros correlatos foram conduzidos com o objetivo de facilitar a determinação (ou estimativa) da temperatura dos filamentos de eletrodos. Então, neste trabalho será discutida uma relação de parâmetros que possibilitam avaliar a temperatura do eletrodo na transição *glow*-arco.

O pré-aquecimento dos filamentos dos eletrodos se dá através da circulação da corrente pelos mesmos, ocorrendo o seu aquecimento e um aumento da resistência elétrica equivalente. É possível obter uma relação entre a temperatura do filamento do eletrodo e o valor de sua resistência equivalente. Entretanto, não se estabelece um valor de resistência elétrica e sim,

uma relação entre a resistência elétrica quando o eletrodo está submetido a uma corrente e a resistência elétrica do eletrodo sem circulação de corrente. Esta relação entre a resistência medida a quente (R_h) e a resistência medida a frio (R_c) é utilizada devido ao fato de existir eletrodos de diferentes formatos, tipos e, até mesmo, com valores de resistência a frio R_c diferentes. Assim, a variação da temperatura é proporcional à relação entre R_h e R_c , ou seja, sejam quais forem os valores de R_h e R_c , os filamentos que apresentarem a mesma relação R_h/R_c apresentarão a mesma temperatura [7, 8].

Estudos divulgam que um R_h 4,25 vezes maior do que a resistência a frio R_c corresponde a uma temperatura de 700°C, do mesmo modo que um R_h 6,25 vezes maior do que a resistência a frio R_c corresponde a uma temperatura de 1.050°C, aproximadamente 1.000°C [3, 45]. Entretanto, a avaliação da temperatura dos filamentos dos eletrodos pela relação R_h e R_c não está normatizada pelas normas ANSI, apesar da existência de vários estudos.

Para o modo de operação em regime permanente, as normas ANSI também estabelecem o intervalo de valor de tensão (3,4 V a 4,5 V, valores eficazes) a ser aplicada sobre os filamentos dos eletrodos, não normatizando a relação entre R_h e R_c , do mesmo modo que para a ignição. Entretanto, para o modo de operação em regime permanente, não existem estudos para avaliação da temperatura dos filamentos dos eletrodos utilizando como parâmetro a relação entre R_h e R_c . Desta maneira, será utilizado o intervalo de valores de tensão sobre os eletrodos estipulados pelas normas ANSI para avaliar a possibilidade de desgaste da cobertura emissiva dos filamentos dos eletrodos.

Assim, este trabalho concentra-se na determinação de uma metodologia de projeto que permita obter uma previsão da relação entre R_h e R_c para o pré-aquecimento e do valor de tensão aplicada nos eletrodos durante o modo de operação em regime permanente. Com isso, será possível avaliar se uma dada estratégia de pré-aquecimento é adequada ou não, bem como sua operação em regime permanente.

Para que se possa obter uma eficiente metodologia de projeto, deve-se obter um bom conhecimento do comportamento da carga, que neste caso, é a lâmpada fluorescente. Então, faz-se necessário o estabelecimento do modelo da lâmpada fluorescente, tanto para o pré-aquecimento, quanto para a operação em regime permanente.

2.2.1 - Modelo da Lâmpada Fluorescente durante o Processo de Pré-Aquecimento

De posse de um modelo que represente a lâmpada fluorescente durante processo de pré-aquecimento, será possível projetar ignições que provocarão menor desgaste aos eletrodos, aumentando a vida útil destas lâmpadas, executando-se um pré-aquecimento dos eletrodos de forma adequada [8, 45-46].

Recentemente, tem-se discutido a avaliação indireta da temperatura dos eletrodos através da resistência elétrica dos filamentos. Quando a corrente circula pelos filamentos dos eletrodos, ocorre o seu aquecimento e um aumento da resistência elétrica equivalente. Assim, é possível obter uma relação entre a temperatura do filamento do eletrodo e o valor de sua resistência equivalente. Entretanto, não se estabelece um valor de resistência elétrica e sim, uma relação entre a resistência elétrica quando o eletrodo está submetido a uma corrente e a resistência elétrica do eletrodo sem circulação de corrente. Esta relação entre a resistência medida a quente (R_h) e a resistência medida a frio (R_c) é utilizada devido ao fato de existir eletrodos de diferentes formatos, tipos e modos de fabricação de lâmpadas, diferenciados de fabricante para fabricante. Além do mais, por mais refinada que seja a fabricação de lâmpadas fluorescentes, cada eletrodo tem valores de resistência a frio R_c diferentes um dos outros.

Deste modo, a avaliação da temperatura se faz através da relação R_h/R_c já que a variação da temperatura é proporcional à relação entre R_h e R_c , [7 e 8].

Neste capítulo, serão abordadas todas as considerações para se obter um modelo da lâmpada fluorescente durante o estágio de pré-aquecimento. Após a obtenção do modelo, será possível relacionar o comportamento entre os parâmetros R_h e R_c , a corrente de pré-aquecimento e o tempo de pré-aquecimento.

Para se determinar o comportamento resistivo dos eletrodos, deve-se obter o modelo da lâmpada fluorescente durante o processo de pré-aquecimento. O desenvolvimento de um modelo capaz de representar a lâmpada durante o processo de pré-aquecimento permitirá uma previsão da adequação de uma determinada estratégia de pré-aquecimento e ignição da lâmpada fluorescente.

Assim, devido ao comportamento de seu filamento ter aumentada a sua resistência elétrica em função da corrente injetada e do tempo de pré-aquecimento, deve-se projetar uma determinada corrente e um determinado tempo de pré-aquecimento, o qual deve ser de, no mínimo, de 500ms [40, 41]. Quando a corrente circula pelos filamentos dos eletrodos, ocorre o seu aquecimento e um aumento da resistência elétrica equivalente. Então, deve-se verificar se, para esta corrente e tempo de pré-aquecimento projetados, a relação entre R_h e R_c estarão no intervalo recomendado, que é de 4,25 a 6,25, os quais correspondem a uma temperatura de 700°C e 1000°C, respectivamente. Conforme já comentado, a ignição ocorrendo a uma temperatura de eletrodo menor, causará *sputtering* dos filamentos, que é o desgaste do material emissivo devido ao choque entre os íons e o eletrodo, ocasionando a queima do eletrodo e a inutilização da lâmpada em um tempo relativamente curto. Operando um pré-aquecimento com temperaturas maiores, causa evaporação da cobertura de material emissivo, danificando a lâmpada e reduzindo sua vida útil.

O modelo da lâmpada fluorescente durante o processo de pré-aquecimento é muito importante para se determinar o comportamento resistivo dos eletrodos, já que permitirá uma

previsão da eficácia de uma dada estratégia de pré-aquecimento e ignição da lâmpada fluorescente.

Atualmente, a estrutura mais utilizada na fabricação de reatores eletrônicos é baseada no circuito mostrado anteriormente, na Figura 1.1, devido a seu menor volume e custo de fabricação. Para este tipo de reator eletrônico, o qual possui um estágio inversor com filtro série-ressonante com carga em paralelo, o valor da corrente depende da frequência de operação do estágio inversor e do filtro série-ressonante utilizado. Isto ocorre devido às modificações das reatâncias indutivas e capacitivas em função da variação da frequência, alterando também a tensão aplicada sobre a coluna de gás. Devido à facilidade de se impor uma determinada corrente no estágio inversor, com base na simples alteração da frequência de operação do circuito ou dos parâmetros do filtro utilizado, será abordada daqui por diante uma estratégia de pré-aquecimento injetando corrente com valor eficaz constante através dos eletrodos para a obtenção de uma metodologia de projeto que atenda as necessidades do processo de pré-aquecimento, analisando o comportamento da relação entre R_h e R_c . Apesar desta facilidade, é preciso analisar a tensão aplicada na coluna de gás, obtendo uma estimativa do valor de tensão pico-a-pico que será aplicada sobre lâmpada, verificando se a lâmpada não entrará em ignição durante o decorrer do processo de pré-aquecimento.

Antes da ignição, a lâmpada fluorescente pode ser representada pelas resistências equivalentes dos eletrodos (R_{Fil}), sendo que a coluna de gás é considerada como um circuito aberto, como mostra a Figura 2.2.

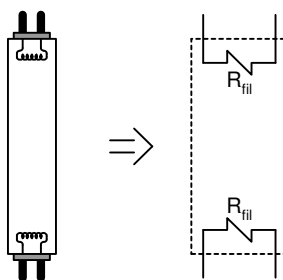


Figura 2.2: Modelo da lâmpada fluorescente, antes da ignição.

Na verdade, existe a circulação de uma corrente desprezível, denominada corrente de *glow*, fluindo através da coluna de gás, durante o processo de pré-aquecimento que antecede a ignição da lâmpada. Por possuir uma magnitude bastante reduzida, a corrente de *glow* será desprezada nesta análise, já que o processo de pré-aquecimento é projetado para que este valor seja minimizado, de acordo com recomendações de normas específicas [40] e [41].

Como dito anteriormente, será utilizado o pré-aquecimento com injeção de corrente com valor eficaz constante. Assim sendo, com o objetivo de reproduzir esta estratégia, foi implementado um inversor *Half-Bridge* série-ressonante com carga em paralelo, de acordo com o circuito esquemático apresentado na Figura 2.3.

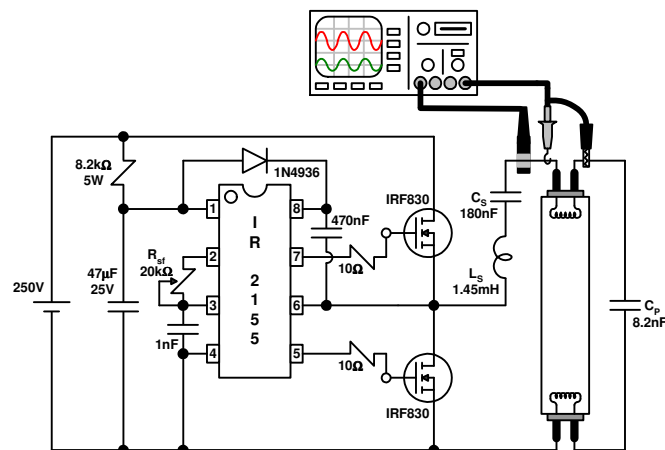


Figura 2.3: Diagrama esquemático simplificado do arranjo experimental utilizado para as medições.

No protótipo, foi utilizado o circuito integrado IR2155 para a imposição da frequência de operação do estágio inversor, sendo que tanto o circuito de comando quanto o de potência foram alimentados por uma única fonte de tensão CC regulada. A frequência de comutação é controlada através do ajuste de um único trimpot R_{sf} .

O valor de R_c pode ser medido com ohmímetro de precisão. Já o valor da resistência R_h , não é tão simples de se obter, o qual deve ser medido durante o pré-aquecimento e o mais

próximo da ignição, relacionando-se seu valor à temperatura do eletrodo durante a ignição. Assim, seria inviável utilizar um ohmímetro de precisão, devido à circulação de corrente pelo eletrodo durante o pré-aquecimento.

Existe uma maneira de se obter o valor de R_h aquisitando as formas de onda da tensão e da corrente nos eletrodos, já que o eletrodo é considerado puramente uma resistência. Obtendo os valores de tensão e corrente nos eletrodos no intervalo de quase-ignição, é possível determinar o valor de R_h . Entretanto, até a realização deste trabalho, não havia na literatura uma previsão do comportamento de R_h em função dos valores de injeção de corrente nos eletrodos e tempo de pré-aquecimento durante o pré-aquecimento.

Foi utilizada uma lâmpada F32T8, fabricada pela GE – General Electric e, inicialmente, foi medido o valor de R_c , usando um ohmímetro de precisão (LCR Meter 4263B – Hewlett-Packard – HP). A medição foi feita com a lâmpada desligada por pelo menos cinco minutos antes do ohmímetro ser conectado à lâmpada e o valor de R_c encontrado foi de: 2,489 Ω . O tempo de repouso da lâmpada antes de se fazer a medição do R_c deve ser respeitado, porque o tempo de cinco minutos é o necessário para que os filamentos dos eletrodos esfriem e o valor de R_c não seja influenciado por uma ignição anterior à medição, já que a resistência varia de acordo com a temperatura, como já comentado anteriormente.

Foi projetado um filtro série-ressonante, com base em [3] e [47], para garantir que fosse processada uma potência em torno de 32 W na coluna de gás, a uma frequência de operação de 50 kHz. Portanto, tem-se:

$$L_s = 1,45 \text{ mH}, C_s = 180 \text{ nF e } C_p = 8,2 \text{ nF}.$$

Deve-se ter o critério bem fundamentado para a escolha da frequência de operação durante o pré-aquecimento, de maneira que ela não provoque a ignição da lâmpada fluorescente. Assim sendo, é necessário calcular a frequência de ressonância do circuito

equivalente do reator eletrônico antes da ignição da lâmpada, com a finalidade de evitar que a frequência de operação adotada durante o processo de pré-aquecimento esteja muito próximo da frequência de ressonância. Para o cálculo da frequência de ressonância, o circuito do reator eletrônico antes da ignição é mostrado na Figura 2.4.

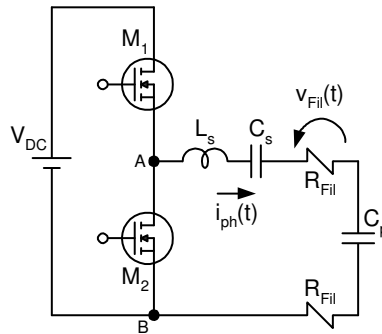


Figura 2.4: Circuito equivalente do reator eletrônico + lâmpada fluorescente, durante o pré-aquecimento.

A frequência de ressonância é definida pela equação (2.1).

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{L_s \cdot C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}}} \quad (2.1)$$

De acordo com os valores de L_s , C_s e C_p especificados anteriormente, obtém-se:

$$f_{res} = 47,2 \text{ kHz}$$

Caso o reator eletrônico opere com frequência de comutação igual à frequência de ressonância, a tensão aplicada sobre a lâmpada tenderá a assumir valores infinitos, devido à alteração da reatância do circuito com a variação da frequência, resultando assim na ignição da lâmpada. À medida que a frequência de operação é ajustada para valores mais distantes da

freqüência de ressonância (sejam eles superiores ou inferiores), a tensão aplicada sobre a coluna de gás irá diminuir. Este fato é muito interessante para a operação durante o processo de pré-aquecimento, já que não acontece a ignição com tensão baixa aplicada na coluna de gás. Isto significa que o processo de pré-aquecimento pode ser sustentado pelo tempo que for necessário, permitindo então a aquisição das formas de onda necessárias ao desenvolvimento das análises para a construção do modelo. Por isso, é usual impor uma freqüência de operação superior à freqüência de ressonância do circuito, de tal forma que mantenha a tensão sobre a coluna de gás em valores inferiores aos requeridos para a ignição da lâmpada, possibilitando que o pré-aquecimento se suceda até o final do intervalo de tempo especificado em projeto.

De acordo com resultados experimentais obtidos com o protótipo implementado, utilizando o filtro série-ressonante projetado para processar 32 W na coluna de gás à 50 kHz, o limite inferior para a freqüência de operação é de, aproximadamente, 57 kHz. Abaixo deste valor, a lâmpada irá entrar em ignição de forma espontânea, impedindo a aquisição de dados relacionados ao pré-aquecimento ou, até mesmo, interferindo no processo de pré-aquecimento, ou seja, provocando a ignição da lâmpada antes do tempo de pré-aquecimento adequado.

Para se construir o modelo da lâmpada fluorescente durante o processo de pré-aquecimento, é utilizado um osciloscópio digital para a medição e aquisição dos valores de tensão e corrente nos eletrodos. É preciso também implementar um circuito temporizador, que será responsável pelo fornecimento de um sinal de trigger para o osciloscópio, permitindo realizar as aquisições em intervalos de tempo bem definidos. Assim, em posse destes dados, pode-se calcular o valor de R_h , usando a Lei de Ohm ($R_h(t) = v_{Fil}(t) / i_{ph}(t)$). Então, sabendo que o valor eficaz e a forma de onda de $i_{ph}(t)$ permanecem praticamente constantes, a variação de R_h será diretamente proporcional à variação de $v_{Fil}(t)$. Portanto, valores eficazes diferentes de $i_{ph}(t)$ provocam diferentes perfis de variação de $v_{Fil}(t)$ e de R_h , conseqüentemente.

A Figura 2.5 mostra um exemplo da variação do perfil de $v_{Fil}(t)$ durante um dado intervalo de tempo, para a injeção de diferentes valores eficazes de corrente nos eletrodos.

Observa-se que, quanto maior é o valor eficaz de $i_{ph}(t)$, maior é a variação de $v_{Fil}(t)$ e, conseqüentemente, de R_h .

Para facilitar a nomenclatura, a relação entre R_h e R_c será denominada de R_{hc} a partir de então.

Assim, com o auxílio do circuito temporizador, será variado o intervalo de tempo utilizado para o *trigger* do osciloscópio, considerando um único valor de corrente $i_{ph(ef)}$, aquisitando as formas de onda de tensão $v_{Fil}(t)$ e de corrente $i_{ph}(t)$ após diferentes intervalos de tempo no decorrer de um pré-aquecimento, possibilitando o cálculo dos valores de R_h em função do tempo. Este procedimento também será efetuado para diferentes valores eficazes de $i_{ph}(t)$, fornecendo condições para o desenvolvimento de um modelo de R_{hc} em função do tempo de pré-aquecimento e também da corrente injetada $i_{ph}(t)$.

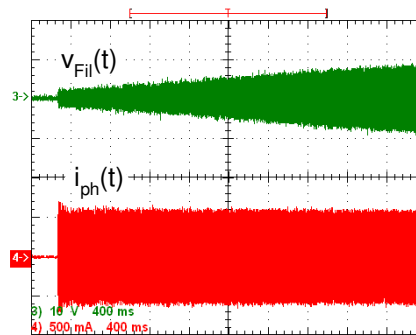


Figura 2.5(a): $i_{ph(ef)} = 410,86 \text{ mA}$, $f_{HB} = 64 \text{ kHz}$.

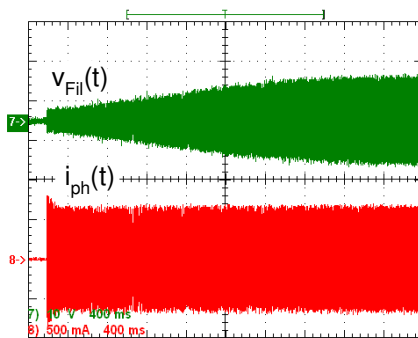


Figura 2.5(b): $i_{ph(ef)} = 454,94 \text{ mA}$, $f_{HB} = 62,27 \text{ kHz}$.

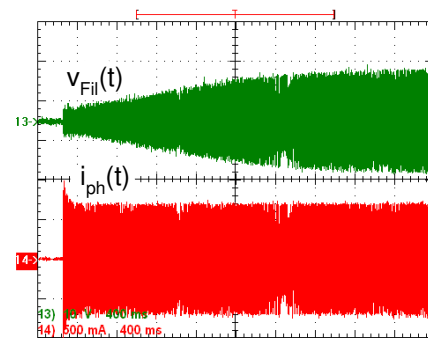


Figura 2.5(c): $i_{ph(ef)} = 507,03 \text{ mA}$, $f_{HB} = 60,33 \text{ kHz}$.

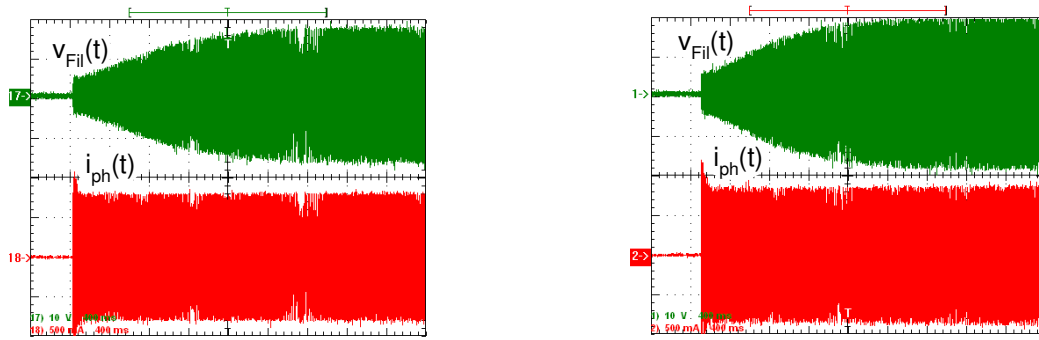
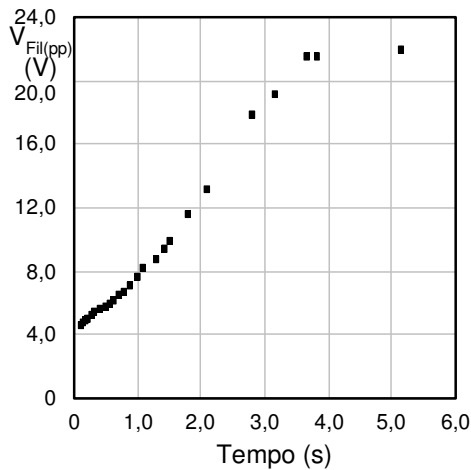


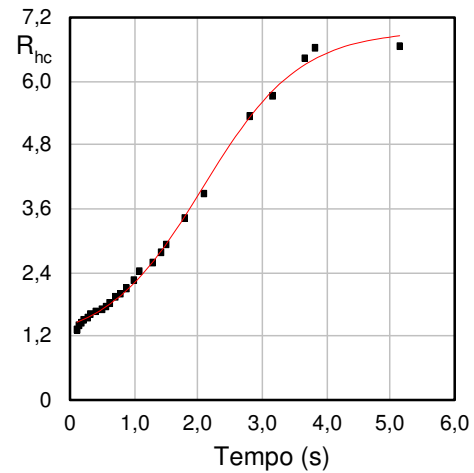
Figura 2.5(d): $i_{ph(ef)} = 566,16 \text{ mA}$, $f_{HB} = 58,5 \text{ kHz}$. Figura 2.5(e): $i_{ph(ef)} = 608,75 \text{ mA}$, $f_{HB} = 57,5 \text{ kHz}$.

Figura 2.5: Formas de onda experimentais de $v_{Fil}(t)$ e $i_{ph}(t)$.
Escala vertical: 10 V / div ($v_{Fil}(t)$), e 500 mA / div ($i_{ph}(t)$).
Escala horizontal: 400 ms / div .

As normas ANSI estabelecem que o intervalo mínimo de tempo de pré-aquecimento seja de 500 ms [40, 41], sem que haja menção da existência de um limite para o máximo intervalo de tempo permitido para a realização do pré-aquecimento. Para se evitar a falsa impressão de que o sistema não está operando corretamente, em virtude da demora na ignição da lâmpada após o acionamento do sistema, este intervalo de tempo não pode ser relativamente longo, devendo ser menor do que 2 segundos. Entretanto, foram feitas aquisições de dados utilizando intervalos de tempo bem superiores a este valor. Com base na Figura 2.5, é possível notar que, nos instantes iniciais do pré-aquecimento, os valores de pico da tensão evoluem de forma linear, até atingirem um determinado patamar e tornarem-se estáveis. Com os dados mostrados na Figura 2.5, os valores de R_h podem ser obtidos dividindo-se os valores instantâneos de tensão pelos de corrente. Especificamente, pode-se simplificar esta determinação utilizando-se apenas os valores de pico-a-pico de tensão e de corrente no cálculo ($R_h = v_{Fil(pp)} / i_{ph(pp)}$). Na sequência, o parâmetro R_{hc} é obtido fazendo-se simplesmente a divisão de R_h por R_c . Uma vez que os valores de pico-a-pico da corrente são praticamente constantes, em virtude da técnica de pré-aquecimento adotada, então o comportamento de R_{hc} será bastante parecido com a envoltória superior da forma de onda de tensão, conforme mostra a Figura 2.6.



(a): Envoltória superior da tensão versus tempo.



(b): Valores de R_{hc} versus tempo.

Figura 2.6: Comportamento da tensão nos filamentos e do R_{hc} quando $i_{ph(ef)}=400$ mA.

A curva mostrada na Figura 2.6(b) pode ser representada por uma função sigmoide, a qual impõe um grau de complexidade relativamente elevado para sua determinação. Tendo em vista que as normas ANSI estabelecem que o tempo mínimo de pré-aquecimento deve ser de 500ms, não há razão para se determinar o comportamento de R_{hc} em intervalos de tempo inferiores a este valor. Adicionalmente, existe ainda a questão da faixa de temperatura permitida para a realização da ignição, que vai de 700°C a 1.000°C. Como dito anteriormente, estudos indicam que, para atingir esta faixa de temperatura, o parâmetro R_{hc} deve assumir valores entre 4,25 (equivalente a 700°C, aproximadamente) e 6,25 (equivalente a 1.000°C, aproximadamente). Assim, estabelecem-se que o tempo máximo de pré-aquecimento é de 2 segundos e que o valor máximo de R_{hc} é de 6,25. Logo, valores superiores à estes serão considerados inadequados os quais ultrapassam os limites estipulados anteriormente. Isto foi feito para permitir uma análise mais detalhada dos pontos que se situam em torno dos limites superiores da área de operação, na tentativa de verificar a ocorrência de saturação na evolução de R_{hc} nestas regiões.

Como dito anteriormente, a partir dos dados apresentados na Figura 2.6, pode-se calcular o valor de R_h em diferentes intervalos de tempo de pré-aquecimento, para cada valor de $i_{ph(ef)}$.

A Figura 2.7 mostra alguns detalhes obtidos da Figura 2.5(c), utilizados na determinação da variação de R_{hc} em função do tempo, para a corrente de $i_{ph(ef)} = 507,03$ mA. Esta corrente foi obtida com o protótipo operando com uma frequência de comutação de 60,33 kHz.

Para o cálculo de R_{hc} , serão utilizados valores de pico-a-pico das formas de onda de tensão e corrente nos eletrodos, com o objetivo de diminuir a margem de erro embutido no cálculo do valor eficaz realizado pelo osciloscópio, devido à presença de ruídos nos sinais aquisitados que possam eventualmente alterar o valor do cálculo do R_{hc} . Assim, de acordo com a equação (2.2), determina-se R_{hc} .

$$R_{hc} = \frac{\left(\frac{V_{Fil(pp)}}{i_{ph(pp)}} \right)}{R_c} \quad (2.2)$$

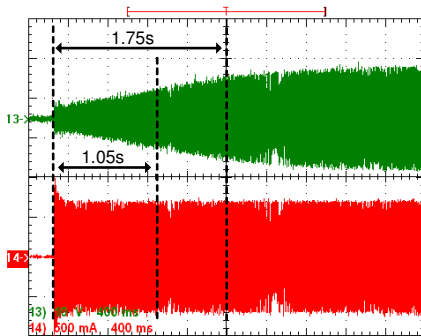


Figura 2.7(a) $i_{ph(ef)}=507,03$ mA, $f_{HB}=60,33$ kHz.

Escalas verticais: 10 V / div ($v_{Fil}(t)$), e 500 mA / div ($i_{ph}(t)$).

Escala horizontal: 400 ms / div.

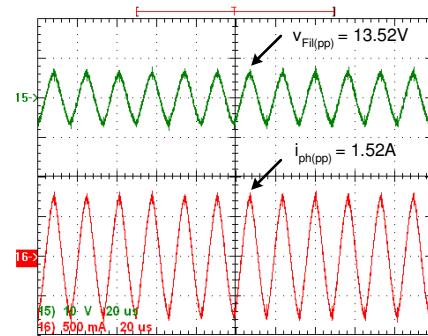


Figura 2.7(b) $t=1,05$ s;

$R_{hc}=(13,52 \text{ V} / 1,52 \text{ A}) / (2,489 \Omega) = 3,547$.

Escalas verticais: 10 V / div ($v_{Fil}(t)$), e 500 mA / div ($i_{ph}(t)$).

Escala horizontal: 20 μ s / div.

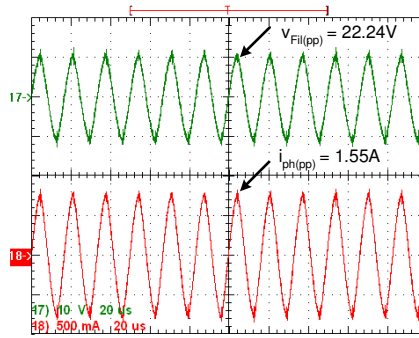


Figura 2.7(c) $t=1,75$ s; $R_{hc}=(22,24 \text{ V} / 1,55 \text{ A}) / 2,489\Omega = 5,765$

Escalas verticais: 10 V / div ($v_{Fil}(t)$), e 500 mA / div ($i_{ph}(t)$).

Escala horizontal: 20μs/div.

Figura 2.7: Detalhes das formas de onda da tensão e da corrente processada em um dos eletrodos, utilizada para a obtenção dos valores instantâneos de R_{hc} .

Após a realização dos cálculos dos valores de R_{hc} , foi construído um gráfico do mesmo em função do tempo de pré-aquecimento, fornecendo condições para a análise da variação deste parâmetro. Um ponto “artificial” ($R_{hc} = 1,00$ quando $t = 0$ s) deve ser incluído entre os dados, com o objetivo de representar a condição inicial de R_{hc} , ou seja, quando a lâmpada está desligada e os eletrodos estão completamente frios, o tempo de pré-aquecimento é zero e o valor da resistência do filamento de seu eletrodo é R_c . Em outras palavras, no momento em que o pré-aquecimento é iniciado ($t=0$ s), tem-se $R_h=R_c$ e, portanto, $R_{hc}=R_h/R_c=1,00$. Sendo assim, este ponto artificial é criado para que seja representado o verdadeiro comportamento de R_{hc} . A Figura 2.8 mostra os valores de R_{hc} medidos (pontos) e a expressão linear (linha) utilizada para representar a variação de R_{hc} , quando $i_{ph(ef)} = 507,03$ mA. Assim, a expressão (2.3) foi obtida através de uma regressão linear tem o seguinte formato:

$$R_{hc}(t) = 1 + r \cdot t \quad (2.3)$$

sendo $r = 2,83259$ [s⁻¹].

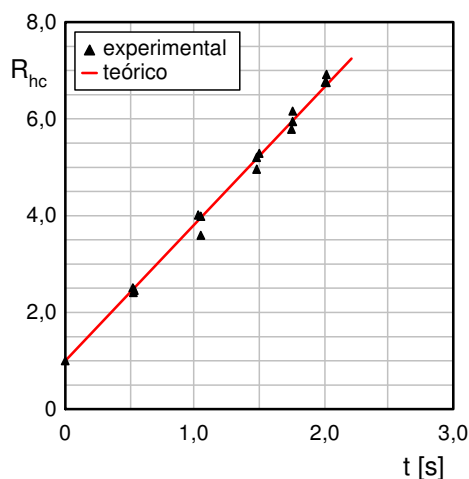


Figura 2.8: Variação de R_{hc} em função do tempo, considerando $i_{ph(ef)}=507,03$ mA.

A partir da Figura 2.8, pode-se verificar que equação linear representada por (2.3) coincide com grande parte dos valores medidos de R_{hc} , descrevendo de maneira precisa o comportamento do parâmetro R_{hc} em função do tempo de pré-aquecimento e de uma corrente $i_{ph(ef)}$ de 507,03 mA. Assim, o coeficiente $r = 2,83259$ [s⁻¹] é válido quando $i_{ph(ef)} = 507,03$ mA. Com base nos resultados apresentados na Figura 2.5, é possível verificar que diferentes valores de corrente levam a diferentes perfis de evolução da tensão. Correntes mais elevadas são responsáveis por aumentos maiores e mais rápidos nos valores de tensão ao longo do tempo. Por conta disto, é preciso verificar se a variação do parâmetro R_{hc} também apresenta dependência do valor da corrente injetada nos eletrodos. Se isto ocorrer, então o coeficiente r mostrado na equação (2.3) deverá ser atualizado de acordo com o valor de $i_{ph(ef)}$.

A Figura 2.9 mostra os conjuntos de valores experimentais (pontos) em comparação com as expressões lineares (linhas) utilizadas para representar R_{hc} para diferentes valores de $i_{ph(ef)}$ injetados nos eletrodos.

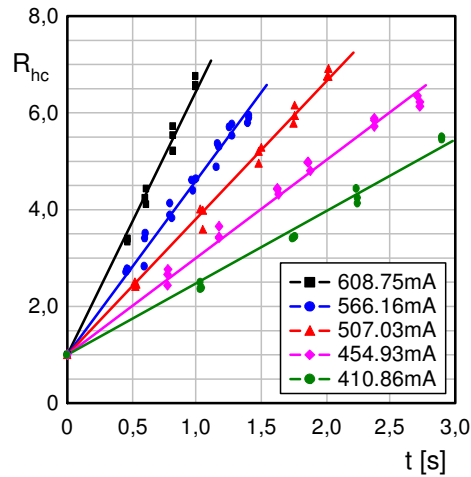


Figura 2.9: Variação de R_{hc} em função do tempo, considerando diferentes valores de $i_{ph(ef)}$.

Os valores de $i_{ph(ef)}$ foram obtidos com determinados valores de frequência de operação impostos ao reator eletrônico. Estes valores de corrente e de frequência são mostrados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Valores Eficazes de Corrente Injetada nos Eletrodos e Frequências de Comutação Impostas ao Protótipo

$i_{ph(ef)}$ [mA]	f_{HB} [kHz]
410,86	64,00
454,94	62,27
507,03	60,33
566,16	58,50
608,75	57,50

Os resultados apresentados na Figura 2.9 demonstram que, realmente, o coeficiente r (da expressão que descreve R_{hc} como uma função do tempo) é dependente do valor eficaz da corrente injetada nos eletrodos. Assim sendo, o formato geral da expressão (2.3) pode ser generalizado pela expressão (2.4).

$$R_{hc}(i_{ph(ef)}(t)) = 1 + r(i_{ph(ef)}(t)) \cdot t \quad (2.4)$$

A Tabela 2.2 mostra valores do coeficiente r obtidos para cada valor corrente $i_{ph(ef)}$ de acordo com as regressões lineares realizadas nos dados mostrados na Figura 2.9.

Tabela 2.2: Valores do Coeficiente r para cada Diferente Valor de $i_{ph(ef)}$ Injetado nos Eletrodos.

$i_{ph(ef)}$ [mA]	r [s ⁻¹]
410,86	1,48737
454,94	1,95333
507,03	2,83259
566,16	3,62111
608,75	5,57082

Com os dados da Tabela 2.2, pode-se traçar um gráfico de r versus $i_{ph(ef)}$, mostrado na Figura 2.10, evidenciando o comportamento do parâmetro de r em função do valor da corrente injetada. Como já feito anteriormente, um ponto “artificial” ($r = 0$ s⁻¹ quando $i_{ph(ef)} = 0$ A) deve ser incluído no conjunto de dados, para representar a condição inicial do coeficiente r , já que, quando os eletrodos estão completamente frios e não há injeção de corrente, o valor da resistência do filamento obviamente não sofre alteração, resultando em $R_{hc}=1$ e, conseqüentemente, $r=0$. Este ponto artificial é criado para que seja representado o verdadeiro comportamento de r .

Assim, é realizada uma regressão utilizando o comando “*exponential growth fit*” do programa Origin Pro versão demo, dedicado à determinação de funções matemáticas a partir de conjuntos de dados. Os pontos mostrados na Figura 2.10 são valores de r obtidos em regressões lineares para cada diferente valor de corrente e a linha representa a expressão de $r(i_{ph(ef)})$. Tal expressão é representada pela equação (2.5).

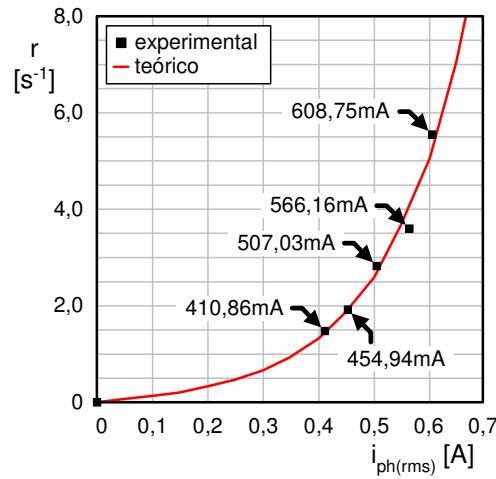


Figura 2.10: Relação entre parâmetros que compõem o modelo do filamento.

$$r(i_{ph(ef)}) = r_1 \cdot e^{\left(\frac{i_{ph(ef)}}{r_2}\right)} - r_1 \quad (2.5)$$

sendo: $r_1 = 0,1 \text{ [s}^{-1}\text{]}$, e $r_2 = 0,15226 \text{ [A]}$.

De acordo com a Figura 2.10, pode-se verificar que a equação (2.5), obtida a partir da regressão realizada com o comando "*exponential growth fit*", coincide com grande parte dos pontos, representando de maneira precisa o comportamento do parâmetro r em função do tempo de pré-aquecimento para a corrente injetada $i_{ph(ef)}$.

A Tabela 2.3 mostra as diferenças entre os valores de r obtidos diretamente dos dados da Tabela 2.2 e valores de r obtidos com a equação (2.5). Observa-se que a maior diferença entre estes valores, representada pelo parâmetro ε , é de 11%. Tendo em vista que esta diferença é suficientemente reduzida para ser considerada satisfatória, torna-se possível usar (2.4) e (2.5) para obter a expressão dada por (2.6).

$$R_{hc}(i_{ph(ef)}, t) = 1 + r_1 \cdot \left[e^{\left(\frac{i_{ph(ef)}}{r_2}\right)} - 1 \right] \cdot t \quad (2.6)$$

Tabela 2.3: Erro Percentual entre os Valores Experimentais do Coeficiente r e os Valores Teóricos obtidos a partir da Expressão (5)

$i_{ph(ef)}$ [mA]	r [s ⁻¹] (valor “exato”)	$r(i_{ph(ef)})$ [s ⁻¹] (“aproximação”)	ε [%]
410,86	1,48737	1,38561	6,8
454,94	1,95333	1,88430	3,6
507,03	2,83259	2,69391	4,9
566,16	3,62111	4,01975	11,0
608,75	5,57082	5,34943	4,0

Para demonstrar a aplicabilidade do modelo proposto, suponha-se uma situação na qual um projetista possa ajustar um reator eletrônico para injetar uma corrente com valor eficaz igual a 400 mA ou 575 mA através dos eletrodos de uma lâmpada F32T8 fabricada pela GE.

O projetista deve decidir qual das correntes e que intervalo de tempo são necessários para que ocorra um pré-aquecimento adequado, impondo uma temperatura adequada aos filamentos dos eletrodos antes da ignição.

A Figura 2.11 mostra o comportamento de R_{hc} de acordo com a expressão (2.6), considerando os valores eficazes de corrente injetada em questão.

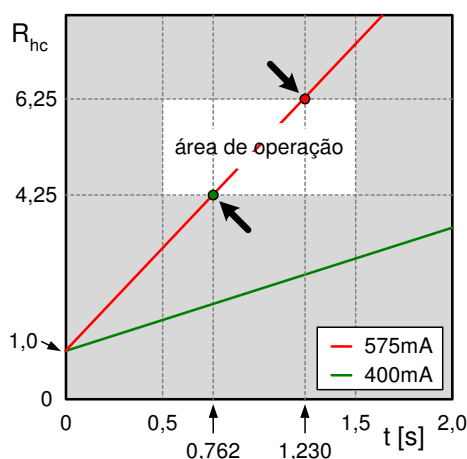


Figura 2.11: Variação de R_{hc} em função do tempo, considerando dois valores diferentes de $i_{ph(ef)}$ injetados nos eletrodos.

O retângulo branco mostrado na Figura 2.11 representa a área de operação definida para o processo de pré-aquecimento. No eixo vertical, esta área de operação é limitada pelos valores mínimo e máximo recomendados para R_{hc} (4,25 e 6,25, respectivamente). No eixo horizontal, os limites são especificados de acordo com o intervalo de tempo disponível para o desenvolvimento do processo de pré-aquecimento. Como já comentado anteriormente, as normas ANSI especificam um intervalo mínimo de 500 ms [40, 41].

Apesar de não existirem normas para um tempo máximo de pré-aquecimento, recomenda-se adotar um valor em torno de 1,5 s, para se evitar a falsa impressão de mau funcionamento do sistema. Portanto, de acordo com a Figura 2.11, a corrente com valor eficaz igual a 400 mA não é adequada para o pré-aquecimento, já que exigirá um intervalo de tempo excessivamente longo (superior a 1,5 s) para que se alcance o valor mínimo recomendado para R_{hc} (4,25).

Entretanto, considerando a corrente com valor eficaz igual a 575 mA, a ignição da lâmpada poderá ser realizada após 762 ms, já que o valor de R_{hc} será superior a 4,25, realizando assim, uma ignição com os filamentos dos eletrodos aquecidos adequadamente. Por outro lado, a ignição da lâmpada deve ocorrer antes de 1,23 s, quando o valor de R_{hc} alcança o patamar de 6,25, o qual é considerado como o máximo valor aceitável para este parâmetro. A partir daí, os filamentos dos eletrodos sofrem um sobreaquecimento, causando a evaporação do material emissivo. Então, utilizando-se uma corrente de pré-aquecimento $i_{ph(ef)}$ igual a 575 mA, o tempo de pré-aquecimento deve estar contido no intervalo entre 762 ms e 1,23 s, proporcionando um valor adequado para R_{hc} , aquecendo devidamente os filamentos dos eletrodos.

Outra utilidade do modelo proposto é baseada no gráfico mostrado na Figura 2.12, o qual ilustra uma situação onde um projetista deve ajustar um reator eletrônico para aquecer os filamentos dos eletrodos de uma lâmpada durante um intervalo de tempo de 1 segundo. Assim,

o projetista deve determinar o valor eficaz da corrente que deve ser injetada nos eletrodos para que se obtenha um processo de pré-aquecimento adequado.

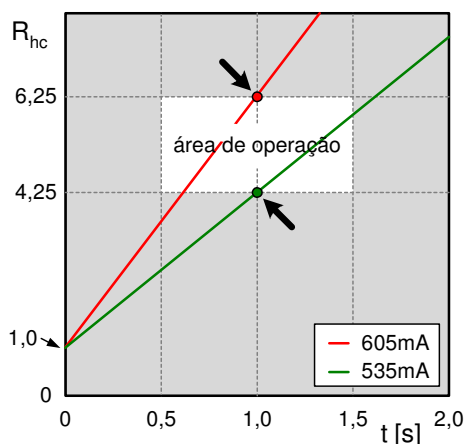


Figura 2.12: Variação aceitável de $i_{ph(ef)}$, considerando um dado intervalo de tempo para completar o processo de pré-aquecimento.

De acordo com a expressão (2.6), o parâmetro R_{hc} irá atingir o valor de 4,25 após 1 segundo quando $i_{ph(ef)}$ for igual a 535 mA. Assim, o limite superior de R_{hc} ($R_{hc}=6,25$) é alcançado após 1 segundo quando $i_{ph(ef)}$ é igual a 605 mA. Por outro lado, para se obter um pré-aquecimento adequado em 1 segundo, o projetista deverá ajustar o reator eletrônico para injetar uma corrente com valor eficaz entre 535 mA e 605 mA através dos eletrodos, para que forneça condições adequadas para a ignição da lâmpada.

A Figura 2.13 representa os limites de corrente a serem injetadas nos filamentos dos eletrodos, construída a partir da equação (2.6). Assim, conforme mostrado nesta figura, os valor eficaz de corrente a ser injetado deve estar entre 476 mA a 710 mA, aproximadamente. Sendo assim, qualquer valor eficaz de corrente, neste intervalo, utilizado para o processo de pré-aquecimento, será adequado para prover uma temperatura apropriada aos filamentos dos eletrodos, desde que seja mantido o intervalo de tempo de pré-aquecimento projetado para cada correspondente valor eficaz de corrente.

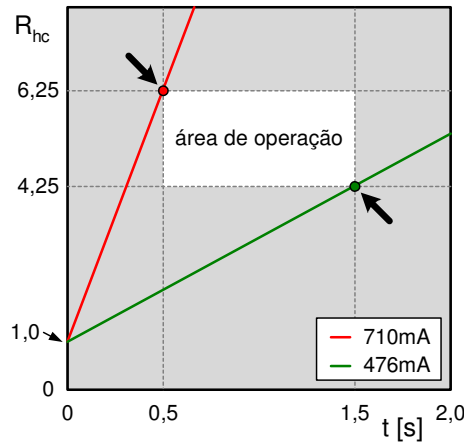


Figura 2.13: Limites de corrente a serem injetados nos eletrodos.

Utilizando a equação (2.6), são obtidas as equações (2.7) e (2.8) mostradas a seguir:

$$i_{ph(ef)}(R_{hc}, t) = r_2 \cdot \ln \left(\frac{R_{hc} - 1 + r_1 \cdot t}{r_1 \cdot t} \right) \quad (2.7)$$

$$t(R_{hc}, i_{ph(ef)}) = \frac{R_{hc} - 1}{r_1 \cdot \left(e^{\frac{i_{ph(ef)}}{r_2}} - 1 \right)} \quad (2.8)$$

sendo: $r_1 = 0,1 \text{ [s}^{-1}\text{]}$, e $r_2 = 0,15226 \text{ [A]}$.

As equações (2.7) e (2.8) facilitam o projeto do reator eletrônico diante de algumas situações. Supondo uma situação onde um projetista deva efetuar o pré-aquecimento considerando um intervalo de tempo previamente definido, de forma que R_{hc} esteja na faixa de operação adequada. Assim, uma vez que tanto o tempo de pré-aquecimento quanto os limites de R_{hc} são conhecidos, é possível utilizar a equação (2.7) para encontrar os valores de corrente que devem ser injetados nos eletrodos para que se obtenha temperaturas adequadas à ignição.

Na Figura 2.14, é mostrado o gráfico da corrente injetada nos eletrodos $i_{ph(ef)}$ em função do tempo de pré-aquecimento e dos valores máximo e mínimo de R_{hc} . Informa-se que este gráfico é obtido a partir da equação (2.7). Com base neste gráfico, admitindo-se que o tempo

de pré-aquecimento deva ser de 1,10 s, é possível verificar que a corrente injetada nos eletrodos deve estar entre 521 mA a 592 mA para fornecer um R_{hc} entre 4,25 e 6,25.

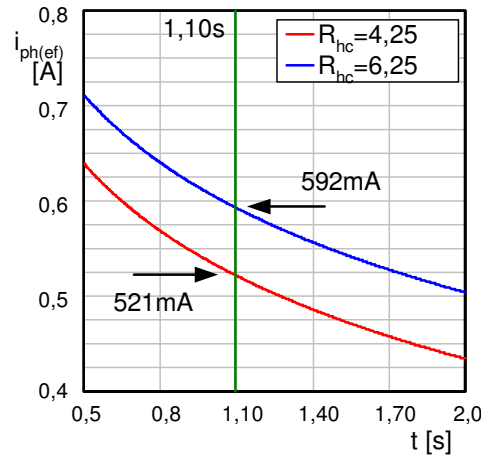


Figura 2.14: Representação da situação em que, dado um valor de tempo, o projetista deve encontrar os valores de corrente que possibilitem a obtenção de um pré-aquecimento adequado.

Uma segunda situação que também pode ser simplificada com o uso das equações propostas é baseada no caso em que um projetista já possui um circuito que injetará um certo valor de corrente nos eletrodos, mas precisa determinar o intervalo de tempo adequado para a realização do pré-aquecimento.

Sendo assim, na Figura 2.15, é mostrado o gráfico do tempo de pré-aquecimento t em função da corrente $i_{ph(ef)}$ e dos valores mínimo e máximo de R_{hc} . Este gráfico foi construído com a equação (2.8). A partir desta figura, supondo que a corrente injetada nos eletrodos seja de 550 mA, o tempo necessário para que seja feito um pré-aquecimento adequado deve assumir valores contidos no intervalo de 0,902 s a 1,456 s, para garantir a obtenção de um R_{hc} entre 4,25 e 6,25.

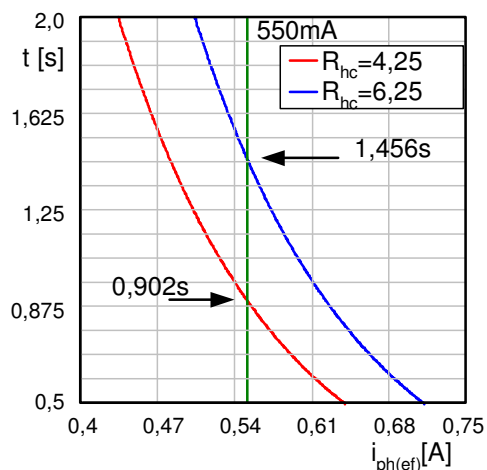


Figura 2.15: Representação da situação em que, dado um valor de corrente, o projetista deve encontrar o intervalo de tempo disponível para completar o pré-aquecimento.

Assim, este modelo de representação de R_{hc} é capaz de fornecer uma previsão da temperatura do eletrodo nos instantes que antecedem à ignição, permitindo avaliar se uma determinada estratégia de pré-aquecimento é adequada ou não. Além disso, o modelo facilita o projeto de reatores eletrônicos com capacidade de pré-aquecimento, eliminando a necessidade de exaustivos ajustes empíricos nos protótipos, permitindo então a redução do tempo e dos custos associados aos procedimentos de projeto e de implementação.

Em resumo, ao utilizar o modelo proposto, o projetista será capaz de prever a variação de R_{hc} , de acordo com os valores eficazes da corrente injetada nos eletrodos e os intervalos de tempo especificados para o processo de pré-aquecimento. Destaca-se que esta possibilidade é uma característica inédita deste trabalho, quando o mesmo é comparado a outros estudos publicados na literatura científica internacional. Este fato confere ao presente trabalho um lugar de destaque entre os modelos de lâmpadas atualmente existentes.

2.2.2 – Análise do Reator Eletrônico durante o Processo de Pré-Aquecimento

Após a determinação do modelo da lâmpada, deve-se analisar a estratégia pela qual o reator eletrônico imporá um determinado valor de corrente nos eletrodos durante o pré-aquecimento. Conforme já comentado, a imposição da corrente nos eletrodos pode ser obtida variando a frequência de operação do estágio inversor do reator eletrônico. Isto ocorre devido à variação da reatância dos elementos do filtro série-ressonante em função da variação da frequência.

Portanto, nesta seção será apresentada uma maneira de prever a frequência de comutação que deve ser imposta ao estágio inversor para que seja aplicado um determinado valor de corrente nos eletrodos durante o pré-aquecimento. Para facilitar o equacionamento da estrutura, a análise teórica desenvolvida neste tópico é baseada na aproximação fundamental [22].

A aproximação fundamental consiste em substituir a forma de onda quadrada e assimétrica da tensão de alimentação do filtro ressonante por sua componente fundamental, senoidal e simétrica. Esta aproximação é possível graças à característica passa-baixa do filtro acoplado ao estágio inversor, sendo que o conjunto lâmpada e capacitor C_p estão submetidos apenas às componentes de baixa frequência da tensão quadrada e assimétrica, sendo que a componente fundamental apresenta grande predominância sobre as outras componentes harmônicas. Como a aproximação fundamental considera somente o valor eficaz da componente fundamental, existe uma parcela de energia que é desprezada nesta análise. Por conta disto, são esperados pequenos erros entre valores teóricos e valores experimentais.

Conforme já discutido, durante o pré-aquecimento, a coluna de gás da lâmpada é considerada como um circuito aberto. Por sua vez, as resistências equivalentes dos filamentos

dos eletrodos são consideradas relativamente baixas, quando comparadas com a impedância equivalente total do circuito, sendo então ignoradas para o equacionamento do circuito. De acordo com esta consideração, o circuito equivalente do reator eletrônico + lâmpada fluorescente, durante o pré-aquecimento, pode ser representado como mostrado na Figura 2.16.

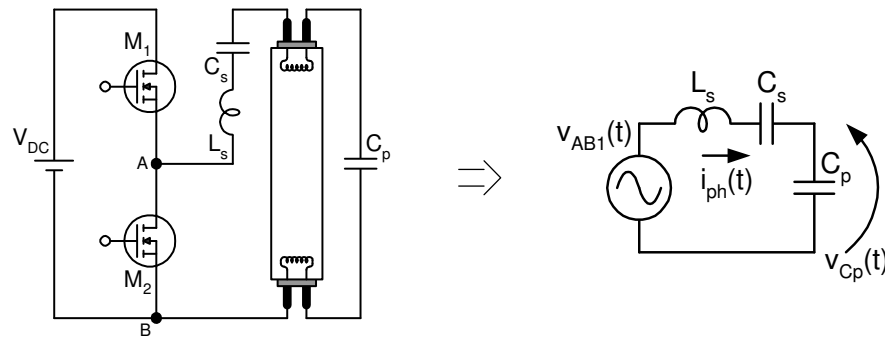


Figura 2.16: Circuito equivalente do reator eletrônico + lâmpada fluorescente, durante o pré-aquecimento, utilizando a aproximação fundamental.

Assim, utilizando-se a aproximação fundamental, tem-se a equação (2.9):

$$v_{AB1}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot V_{DC} \cdot \sin(\omega_{HB} \cdot t) \quad (2.9)$$

onde:

$v_{AB1}(t)$ é a componente harmônica fundamental da tensão sobre os pontos A e B;

$$\omega_{HB} = 2 \cdot \pi \cdot f_{HB};$$

f_{HB} é a frequência de comutação de M_1 e M_2 .

No circuito equivalente mostrado na Figura 2.16, utilizando notação fasorial, é possível escrever:

$$\dot{V}_{AB1} = Z_{ph} \cdot \dot{I}_{ph} \quad (2.10)$$

onde:

$$Z_{ph} = j \cdot \omega_{HB} \cdot L_s + \frac{1}{j \cdot \omega_{HB} \cdot C_s} + \frac{1}{j \cdot \omega_{HB} \cdot C_p} \quad (2.11)$$

e, voltando em (2.10), tem-se:

$$\left| \frac{\dot{I}_{ph}}{\dot{V}_{AB1}} \right| = \frac{1}{|Z_{ph}|} \quad (2.12)$$

Com (2.11) e (2.12), considerando os valores eficazes, é possível obter:

$$i_{ph(ef)} = \left| \frac{\omega_{HB} \cdot C_{eq}}{\omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_{eq} - 1} \right| \cdot v_{AB1(ef)} \quad (2.13)$$

onde:

$$C_{eq} = \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \quad (2.14)$$

Assim, a partir da equação (2.13), é possível determinar uma equação que calcula a frequência de comutação a ser imposta durante o pré-aquecimento para um determinado filtro série-ressonante e uma determinada corrente injetada $i_{ph(ef)}$, conforme mostrado em (2.15) e (2.16).

$$f_+(v_{AB1(ef)}, i_{ph(ef)}) = \frac{C_{eq} \cdot v_{AB1(ef)} + \sqrt{C_{eq}^2 \cdot v_{AB1(ef)}^2 + 4 \cdot i_{ph(ef)}^2 \cdot L_s \cdot C_{eq}}}{4 \cdot \pi \cdot L_s \cdot C_{eq} \cdot i_{ph(ef)}} \quad (2.15)$$

$$f_-(v_{AB1(ef)}, i_{ph(ef)}) = \frac{C_{eq} \cdot v_{AB1(ef)} - \sqrt{C_{eq}^2 \cdot v_{AB1(ef)}^2 + 4 \cdot i_{ph(ef)}^2 \cdot L_s \cdot C_{eq}}}{4 \cdot \pi \cdot L_s \cdot C_{eq} \cdot i_{ph(ef)}} \quad (2.16)$$

e:

$$v_{AB1(ef)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{DC} \quad (2.17)$$

De acordo com (2.15) e (2.16), são obtidas duas equações para o cálculo da frequência de operação que o estágio inversor deve impor ao filtro. Um valor representa o valor inferior à frequência de ressonância e o outro, superior.

Outra equação que pode ser obtida do circuito equivalente mostrado na Figura 2.16 é:

$$\dot{V}_{C_p} = \frac{1}{j \cdot \omega_{HB} \cdot C_p} \cdot \dot{I}_{ph} \quad (2.18)$$

De (10), (11), (13) e (18), o valor pico-a-pico da tensão sobre C_p pode ser expresso como:

$$v_{Cp(pp)} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \left| \frac{C_{eq}}{C_p \cdot (\omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_{eq} - 1)} \right| \cdot v_{AB1(ef)} \quad (2.19)$$

A expressão (2.19) representa a tensão no capacitor C_p , a qual pode ser considerada, em termos práticos, como sendo a tensão aplicada sobre a coluna de gás durante o pré-aquecimento. O valor desta tensão é importante, já que, durante o processo de pré-aquecimento, esta tensão não deve ser suficiente para prover a ignição da lâmpada. A ignição deve acontecer somente após o término do pré-aquecimento, atendendo às especificações de projeto, que são corrente injetadas nos eletrodos e intervalo de tempo para obtenção de um valor de R_{hc} entre 4,25 e 6,25.

Então, utilizando (2.6), (2.13), (2.15) e (2.19), é possível verificar o processo de pré-aquecimento antes da implementação do reator eletrônico, reduzindo a necessidade de excessivos ajustes empíricos no protótipo.

Como exemplo, suponha que um projetista de reatores eletrônicos deseja projetar um estágio de pré-aquecimento com os dados apresentados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4: Dados de projeto

Parâmetro	Valor projetado
$V_{AB1(ef)}$	250 V
L_s	1,45 mH
C_s	180 nF
C_p	8,2 nF
$i_{ph(ef)}$	575 mA

Assim, utilizando as equações (2.14), (2.17), (2.15) e (2.19), nesta sequência, foram encontrados os seguintes resultados:

$$C_{eq} = 7,834nF$$

$$f(v_{AB1(ef)}, i_{ph(ef)}) = 59,144kHz$$

$$v_{Cp(pp)} = 533,714V$$

Desta maneira, de acordo com a previsão dos valores obtidos, adotando $f(v_{AB1(ef)}, i_{ph(ef)})$ como a frequência de comutação do estágio inversor com o filtro especificado no exemplo, será obtida uma corrente de 575 mA injetada nos eletrodos e uma tensão $v_{Cp(pp)}$ de 533,714 V aplicada sobre a coluna de gás. De acordo com resultados experimentais relacionados à lâmpada fluorescente especificada, esta tensão deve ser mantida abaixo de 600 V de pico-a-pico, para evitar uma ignição da lâmpada no decorrer do intervalo estabelecido para o pré-aquecimento. Assim, basta somente calcular o tempo de pré-aquecimento durante o qual a

corrente de 575 mA deverá ser injetada nos eletrodos para que se obtenha um valor de R_{hc} adequado para a ignição. O valor deste intervalo de tempo pode ser facilmente obtido com a equação (2.8), resultando em:

$$762 \text{ ms} < t < 1,231 \text{ s}$$

2.3 - Operação em Regime Permanente de uma Lâmpada Fluorescente Alimentada por Inversor Half-Bridge Clássico com Filtro SRPL

Após a avaliação do processo de pré-aquecimento, é preciso analisar o comportamento dos eletrodos durante a operação normal. Finalizado o processo de pré-aquecimento, a ignição pode ser conseguida com a imposição de elevados valores de tensão sobre a lâmpada. Assim sendo, após o término do intervalo de tempo destinado ao pré-aquecimento, a frequência de operação deve ser modificada, na direção da frequência de ressonância do circuito, com o objetivo de impor elevados valores de tensão sobre a lâmpada. O uso de uma frequência fixa de comutação faz com que o sistema de filtro série-ressonante represente para o barramento de tensão CC uma impedância fixa, drenando uma corrente de valor eficaz constante. Ao se alterar a frequência de operação, altera-se também a requisição de energia pela lâmpada, possibilitando a sua partida. Quando a ignição é atingida, ou seja, quando o arco elétrico é estabelecido através da coluna de gás, a tensão aplicada sobre a lâmpada se reduz naturalmente, sem necessidade de alteração da frequência de operação, devido à modificação da configuração do circuito. A Figura 2.17 mostra o comportamento idealizado das principais formas de onda durante o processo de pré-aquecimento e também durante a operação em regime permanente.

Para a operação em regime permanente, é necessário impor um valor adequado para a tensão aplicada sobre os eletrodos, de acordo com as recomendações das normas ANSI [40, 41]. No entanto, as metodologias de projeto até então existentes na literatura científica internacional concentravam-se na análise da potência processada na lâmpada, sem que fossem fornecidos detalhes sobre as condições de operação dos eletrodos das lâmpadas [22, 48-53]. Por conta disto, a conformidade dos reatores eletrônicos com as recomendações das normas ANSI dependia da realização de exaustivos ajustes empíricos nos protótipos e/ou de experiência do projetista.

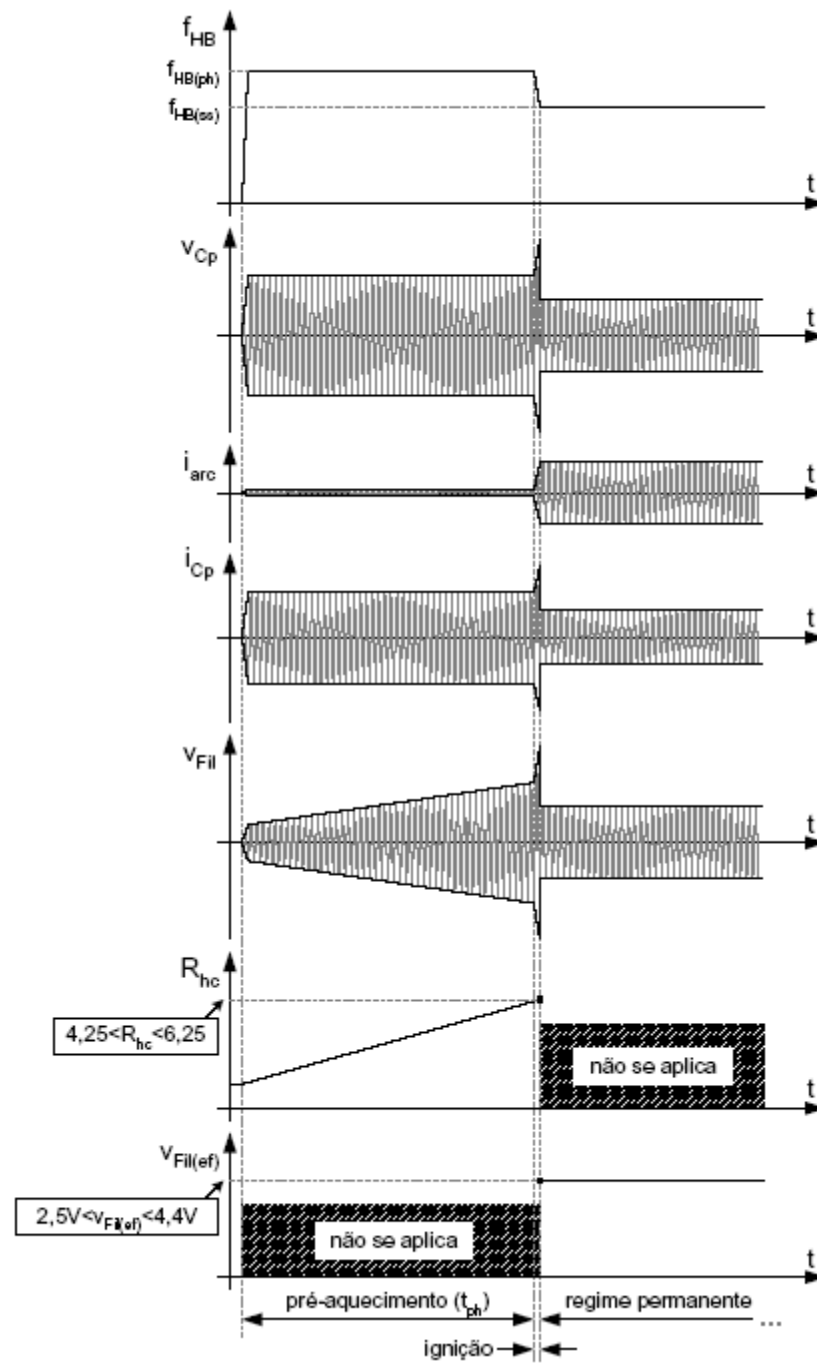


Figura 2.17: Principais formas de onda idealizadas relacionadas ao processo de pré-aquecimento e à operação em regime permanente.

Para viabilizar a proposição desta nova metodologia, é preciso que antes seja desenvolvido um modelo da lâmpada fluorescente, quando esta é operada em regime permanente. Destaca-se que só a partir de um modelo adequado será possível realizar as análises matemáticas que servirão de base para os estudos subsequentes, considerando-se os modelos para os eletrodos analisados anteriormente.

Neste contexto, um modelo em regime permanente para a lâmpada fluorescente foi recentemente proposto, englobando a caracterização das resistências equivalentes dos eletrodos [37]. Neste modelo, considerou-se ainda a operação com controle de luminosidade. Em função dos excelentes resultados obtidos, o modelo proposto em [37] será utilizado neste trabalho, sendo que apenas a operação com potência nominal da lâmpada será investigada.

É importante destacar que uma análise capaz de fornecer uma previsão da tensão aplicada sobre os eletrodos é também apresentada em [54]. O controle de luminosidade foi explorado naquele estudo, mas o presente trabalho irá se limitar à operação com potência nominal, uma vez que as normas ANSI somente se aplicam a este ponto de operação.

Apesar dos estudos apresentados em [37] e [54] permitirem a previsão da tensão aplicada sobre os eletrodos, nenhum deles era dedicado à proposição de uma metodologia de projeto capaz de garantir a imposição de valores pré-definidos ou especificados.

Nas seções seguintes, serão apresentados o modelo da lâmpada proposto em [37] e a análise matemática desenvolvida em [54]. Apesar destas apresentações serem reproduções destes estudos divulgados, enfatiza-se que sua presença neste trabalho é importante para o entendimento dos capítulos seguintes.

2.3.1 – Modelo da Lâmpada Fluorescente

Há uma diversidade de modelos para representar a lâmpada fluorescente. No entanto, nenhum dos modelos publicados consegue representá-la com exatidão em situações adversas, seja em função do nível de potência processada ou pela frequência em que é operada.

Vários trabalhos publicados concordaram que o modelo estático da coluna de gás pode ser representado por uma resistência e, se destacando pelo modelo de variação linear. Em [36] foi analisado a influência da temperatura na variação da inclinação da curva estática da coluna de gás, mas não foi equacionado um modelo que representasse a coluna de gás diante da variação de temperatura e potência processada. Em [37], é obtida uma equação de 4ª. ordem da tensão eficaz na coluna de gás em função da potência processada e temperatura onde cada coeficiente da equação é dependente da temperatura. Implementando quatro reatores eletrônicos com filtros distintos, demonstrou-se que a possibilidade da simplificação desta metodologia, obtendo-se uma equação linear [37].

Este modelo é estruturado segundo o arranjo de resistências da Figura 2.18. Como representado nesta figura, a resistência elétrica do filamento do eletrodo é dividida em duas: a resistência do lado do indutor, R_{Ls} , e a resistência do lado do capacitor C_p , R_{Cp} . Assim, os valores de R_{Ls} e R_{Cp} são dependentes das correntes processadas em cada ramo das resistências equivalentes dos eletrodos (R_{Fil}), já que os valores destas resistências aumentam em função do aquecimento, que depende da corrente injetada.

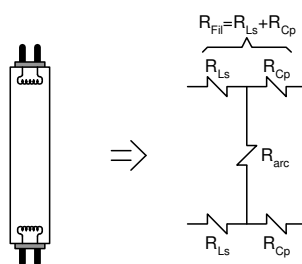


Figura 2.18: Modelo da lâmpada fluorescente, após a ignição.

De acordo com [37], pode-se calcular R_{Ls} e R_{Cp} conforme equações (2.20) e (2.21), sendo então possível calcular o valor de R_{Fil} , utilizando a equação (2.22):

$$R_{Cp}(P_{arc}) = c_0 + c_1 \cdot i_{Cp(ef)}(P_{arc}) \quad (2.20)$$

sendo: $c_0=4,52252 \Omega$, e $c_1=15,07774 \Omega/A$.

$$R_{Ls}(P_{arc}) = \frac{p_0 + p_1 \cdot c_0 \cdot i_{Cp(ef)}^2(P_{arc}) + p_1 \cdot c_1 \cdot i_{Cp(ef)}^3(P_{arc})}{i_{Ls(ef)}^2(P_{arc})} \quad (2.21)$$

sendo: $p_0=0,01690 \text{ W}$, e $p_1=0,35265$ [adimensional].

$$R_{Fil}(P_{arc}) = R_{Ls}(P_{arc}) + R_{Cp}(P_{arc}) \quad (2.22)$$

A coluna de gás pode ser representada por uma resistência equivalente R_{arc} , conforme mostrada na Figura 2.19. De acordo com [37], o valor de R_{arc} é calculado a partir da equação (2.23).

$$R_{arc}(P_{arc}) = \frac{(v_0 - v_1 \cdot P_{arc})^2}{P_{arc}} \quad (2.23)$$

Sendo:

P_{arc} o valor eficaz da potência processada na coluna de gás;

$v_0=174,07329 \text{ V}$;

$v_1=1,38320 \text{ V/W}$.

Obviamente, a metodologia aqui reproduzida e publicada em [37] pode ser aplicada para qualquer lâmpada fluorescente tubular. Entretanto, observa-se que os parâmetro aqui apresentados serão diversos e distintos para diferentes lâmpadas e diferentes fabricantes, devendo os mesmos serem determinados para cada caso em análise.

2.3.2 – Análise do Reator Eletrônico

Utilizando o equacionamento do modelo desenvolvido em [54], verifica-se a dependência de R_{Ls} e R_{Cp} em função dos valores das correntes $i_{Ls(ef)}$ e $i_{Cp(ef)}$. Assim, caso seja possível calcular o valor destas correntes, será possível obter os valores de R_{Ls} , R_{Cp} e, conseqüentemente, de R_{Fil} . No entanto, analisando a Figura 2.19, a determinação de $i_{Ls(ef)}$ e $i_{Cp(ef)}$ depende dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} . Desta forma, é necessário um procedimento iterativo para a determinação de R_{Ls} , R_{Cp} , $i_{Ls(ef)}$ e $i_{Cp(ef)}$.

Contudo, os valores de R_{Ls} e R_{Cp} são muito menores do que os valores das outras impedâncias do circuito equivalente representado na Figura 2.19. Por isso, torna-se viável ignorar estas resistências no cálculo de $i_{Ls(ef)}$ e $i_{Cp(ef)}$, em função da complexidade da solução utilizando-as no procedimento iterativo. A Figura 2.20 ilustra o circuito equivalente onde apenas a resistência equivalente da coluna de gás é usada para representar a lâmpada fluorescente [54].

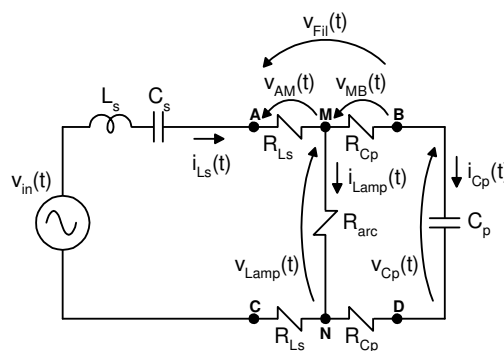


Figura 2.19: Circuito equivalente completo do reator eletrônico + lâmpada fluorescente, durante a operação em regime permanente.

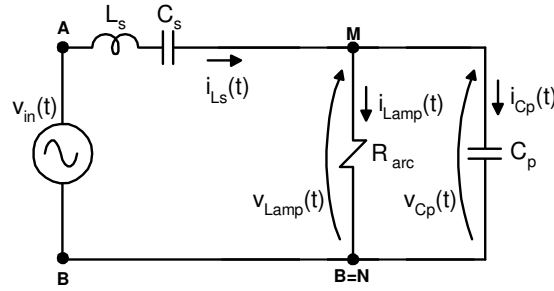


Figura 2.20: Circuito equivalente simplificado (aproximação fundamental) do reator eletrônico + lâmpada fluorescente, durante a operação em regime permanente.

Da Figura 2.20, é possível escrever:

$$Z_s(P_{arc}) = j \cdot \omega_{HB(ss)} \cdot L_s + \frac{1}{j \cdot \omega_{HB(ss)} \cdot C_s} \quad (2.24)$$

$$Z_p(P_{arc}) = \frac{R_{arc}(P_{arc}) \cdot \frac{1}{j \cdot \omega_{HB(ss)} \cdot C_p}}{R_{arc}(P_{arc}) + \frac{1}{j \cdot \omega_{HB(ss)} \cdot C_p}} = \frac{R_{arc}(P_{arc})}{1 + j \cdot \omega_{HB(ss)} \cdot R_{arc}(P_{arc}) \cdot C_p} \quad (2.25)$$

sendo: $\omega_{HB(ss)} = 2 \cdot \pi \cdot f_{HB(ss)}$

$f_{HB(ss)}$ a frequência de chaveamento de S_H e S_L , durante a operação em regime permanente.

Com base na Figura 2.20, as seguintes expressões podem ser obtidas, utilizando as leis de Ohm de Kirchoff:

$$\dot{I}_{Ls}(P_{arc}) = \frac{\dot{V}_{AB1}}{Z_s(P_{arc}) + Z_p(P_{arc})} \quad (2.26)$$

$$\dot{V}_{arc} = \dot{V}_{AB1} - Z_s(P_{arc}) \cdot \dot{I}_{Ls}(P_{arc}) \quad (2.27)$$

$$\dot{I}_{Cp}(P_{arc}) = \frac{\dot{V}_{arc}(P_{arc})}{j \cdot \omega_{HB(ss)} \cdot C_p} \quad (2.28)$$

Das equações (2.26) e (2.28), os valores eficazes $i_{Ls(ef)}$ e $i_{Cp(ef)}$ podem ser calculados usando as seguintes expressões:

$$i_{Ls(ef)}(P_{arc}) = \left| \dot{I}_{Ls}(P_{arc}) \right| \quad (2.29)$$

$$i_{Cp(ef)}(P_{arc}) = \left| \dot{I}_{Cp}(P_{arc}) \right| \quad (2.30)$$

Obtendo os valores das correntes $i_{Cp(ef)}$ e $i_{Ls(ef)}$ e utilizando as equações do modelo das resistências dos filamentos dos eletrodos durante a operação em regime permanente (equações (2.20) e (2.21)), é possível determinar os valores das resistências R_{Ls} e R_{Cp} . Após esta determinação, analisando-se a Figura 2.19, pode-se obter o valor da tensão dos filamentos dos eletrodos através das equações (2.31) e (2.32):

$$\dot{V}_{Fil}(P_{arc}) = R_{Ls}(P_{arc}) \cdot \dot{I}_{Ls}(P_{arc}) + R_{Cp}(P_{arc}) \cdot \dot{I}_{Cp}(P_{arc}) \quad (2.31)$$

$$v_{Fil(ef)}(P_{arc}) = \left| \dot{V}_{Fil}(P_{arc}) \right| \quad (2.32)$$

2.4 – Considerações Finais

A análise apresentada neste capítulo para o reator eletrônico permite que o projetista aplique o modelo proposto da lâmpada durante o pré-aquecimento, obtendo os valores de corrente a ser injetada e tempo necessários para o adequado pré-aquecimento. A partir disso, utilizando as equações da análise do reator eletrônico, é possível prever o valor de frequência de comutação que deve ser aplicada ao estágio inversor, reduzindo o tempo e os custos com

implementação, já que, até então, o ajuste do processo de pré-aquecimento era feito de forma empírica, requerendo exaustivas modificações nos parâmetros dos protótipos e/ou, estritamente baseado na experiência do projetista.

Foi obtida também uma equação que fornece uma previsão da tensão aplicada na coluna de gás, fazendo com que o projetista analise se a lâmpada entrará em ignição durante o processo de pré-aquecimento. Esta previsão é importante para a avaliação da adequação do pré-aquecimento, pois uma ignição que ocorra antes do término do intervalo de tempo estipulado pode causar desgastes demasiados nos eletrodos, uma vez que sua temperatura provavelmente não terá atingido um valor adequado.

Diante da existência de normas que estabelecem valores para a tensão dos eletrodos durante a operação em regime permanente e, principalmente, com a preocupação em se prolongar a vida útil das lâmpadas fluorescentes, torna-se necessário propor metodologias de projeto que sejam capazes de prever as condições de operação dos eletrodos.

Para dar subsídios ao desenvolvimento deste tipo de metodologia, neste capítulo também foram apresentados um modelo de lâmpada fluorescente e uma análise matemática de um reator eletrônico operando em regime permanente.

Com base nas informações apresentadas, é possível prever o valor da tensão aplicada nos filamentos dos eletrodos durante a operação em regime permanente, verificando se existe conformidade com às normas ANSI. Isso permite que se o projetista avalie com antecedência se, durante a operação em regime permanente, a tensão sobre os eletrodos será mantida em torno dos valores exigidos, reduzindo custos e tempo associados ao processo de implementação e possíveis ajustes empíricos.

Finalmente, tem-se que observar que os modelos apresentados são genéricos, porém, os parâmetros obtidos são específicos para a lâmpada utilizada para o desenvolvimento da metodologia.

Uma proposta interessante de trabalho, considerando-se os modelos apresentados e possíveis alterações paramétricas de componentes, inclusive a própria lâmpada (com o tempo de uso), seria a incorporação de um sistema inteligente de auto-ajuste de ignição e operação em regime permanente, baseado na extração automática dos modelos e a incorporação ótima do ponto de operação.

Capítulo 3

Metodologia de Projeto do Inversor Half-Bridge com Filtro SRPL

3.1 – Considerações Iniciais

Para o projeto de um reator eletrônico com capacidade de pré-aquecimento, utilizando um inversor *Half Bridge* com filtro série ressonante com carga em paralelo (SRPL), deve-se projetar inicialmente a operação em regime permanente, considerando potência de saída nominal (P_{arc}). Assim, são calculados os valores dos parâmetros ressonantes L_s , C_s e C_p para que possam prover a potência nominal de saída e tensão adequada aos eletrodos de acordo com as normas ANSI [40, 41]. O ajuste do pré-aquecimento deve ser realizado em última etapa, já que, para o filtro ressonante estudado, isto depende somente da corrente injetada nos eletrodos e do intervalo de tempo adotado. Neste caso, existe um grau de flexibilidade maior para o projeto deste processo, tendo em vista que, diferentemente do que ocorre na operação em regime permanente, não há a fixação de um valor específico para a frequência de comutação durante o pré-aquecimento. Assim, a corrente a ser injetada pode ser obtida simplesmente através da adequação da frequência de comutação do inversor *Half-Bridge*, sem a necessidade de alteração nos parâmetros do filtro ressonante, os quais foram previamente especificados

para a operação em regime permanente. Além disso, enfatiza-se que, geralmente, o tempo de pré-aquecimento pode ser facilmente ajustado usando métodos relativamente simples, novamente sem precisar modificar os parâmetros do filtro ressonante.

Assim, deve-se iniciar o projeto a partir do cálculo dos parâmetros L_s , C_s e C_p que garantem a operação com potência nominal, de acordo com [47]. Na sequência, utilizando as equações de (2.24) a (2.32), é possível fazer uma previsão do valor de tensão aplicada nos filamentos dos eletrodos durante a operação em regime permanente. Caso o valor da tensão nos filamentos esteja em conformidade com as normas ANSI, pode-se então partir para o ajuste do processo de pré-aquecimento. Caso contrário, será necessário calcular novos valores para L_s , C_s e C_p , de acordo com as recomendações apresentadas em [47], até que a tensão calculada utilizando as equações (2.31) e (2.32) esteja na faixa aceitável pelas normas ANSI [40, 41].

É importante observar que C_p está conectado em paralelo com a lâmpada, mas em série com os eletrodos. Assim, uma diminuição em sua reatância (ou seja, um aumento em sua capacitância) resultará em um aumento das correntes $i_{Cp}(t)$ e $i_{Ls}(t)$, conforme Figura 2.19 e, conseqüentemente, ocorrerá um aumento no valor de R_{Fil} , de acordo com as equações (2.20), (2.21) e (2.22). Então, conforme as equações (2.31) e (2.32), o aumento na capacitância de C_p , o que implica em uma diminuição de sua reatância, promoverá um aumento da corrente que circula através da resistência equivalente R_{Cp} , conforme Figura 2.19 e, assim, fará com que aumente a tensão aplicada sobre os eletrodos. Portanto, é possível ajustar o valor de $V_{Fil(ef)}$ alterando-se o valor de C_p e recalculando um novo valor de L_s , de acordo com [47].

Uma vez finalizado o ajuste da operação em regime permanente, deve-se dar início ao ajuste do processo de pré-aquecimento, calculando-se o valor da corrente que deve ser injetada nos eletrodos e também o intervalo de tempo durante o qual o processo deverá ser sustentado.

Um exemplo de projeto será apresentado nas seções seguintes, demonstrando detalhadamente a metodologia de projeto proposta neste trabalho. Informa-se que o exemplo é baseado nos dados de entrada e saída apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Dados de Entrada e Saída usados no Exemplo de Projeto

Parâmetro	Valor
V_{CC}	250V
$f_{HB(ss)}$	50kHz
P_{arc}	32W
Lâmpada	F32T8 (GE)
$V_{Fil(ef)}$	2,5 V até 4,4 V (de acordo com [40 e 41])
R_{hc}	4,25 até 6,25 (de acordo com [44-46])
t_{ph}	500 ms até 1,5 s (de acordo com [40 e 41])

3.2 – Ajuste da Operação em Regime Permanente

Utilizando a metodologia apresentada em [47], é possível obter diversos conjuntos diferentes de valores para os parâmetros empregados no filtro ressonante (L_s , C_s e C_p). A Tabela 3.2 mostra cinco diferentes conjuntos de valores, calculados com base nas recomendações apresentadas em [47] e com o modelo de lâmpada representado pela equação (2.20), capazes de garantir a operação com valores nominais.

Tabela 3.2: Filtros Ressonantes Obtidos com a Metodologia apresentada em [47]

Filtro	C_s [nF]	C_p [nF]	L_s [mH]
1	180	4,7	1,34
2	180	5,6	1,46
3	180	6,8	1,51
4	180	8,2	1,49
5	180	10	1,40

Em posse destes filtros ressonantes, calcula-se a tensão aplicada nos eletrodos quando a lâmpada se encontra em regime permanente, utilizando as equações (2.24), (2.25), (2.26), (2.27), (2.28), (2.29), (2.30), (2.31) e (2.32), obtendo assim, a Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Valores Calculados da Tensão Aplicada nos Eletrodos Durante Operação em Regime Permanente.

Filtro	$V_{\text{Fil(ef)}} [\text{V}]$ (teórico)
1	1,67
2	2,18
3	2,96
4	4,00
5	5,55

De acordo com a Tabela 3.3, os filtros ressonantes devem estar em conformidade com as normas ANSI, que estabelecem que o valor de tensão a ser aplicado nos eletrodos durante operação em regime permanente deve estar entre 2,5 V a 4,4 V. Sendo assim, os únicos filtros que possuem $V_{\text{Fil(ef)}} (teórico)$ coerentes com as normas ANSI são o 3 e 4. Deste modo, para a etapa de pré-aquecimento, não será feita uma análise analítica para os filtros 1, 2 e 5.

3.3 – Ajuste do Processo de Pré-Aquecimento

A estratégia escolhida para o pré-aquecimento é baseada na imposição de um valor eficaz constante de corrente através dos eletrodos, antes da ignição da lâmpada, com o objetivo de promover um aumento de R_{hc} , até que se atinja um valor considerado adequado ($4,25 < R_{hc} < 6,25$).

De acordo com análises feitas no modelo da lâmpada fluorescente discutidas neste trabalho durante o processo de pré-aquecimento, verifica-se que valores de $i_{ph(ef)}$ entre 476 mA e 710 mA são apropriados para o processo de pré-aquecimento, conforme Figura 2.13.

Após a definição de um valor eficaz de corrente e do cálculo de um intervalo de tempo considerado adequado, é necessário calcular a frequência de comutação ($f_{HB(ph)}$) correspondente à corrente requerida, utilizando a equação (2.15), a qual deve ser imposta ao inversor *Half-Bridge* durante o pré-aquecimento.

O último passo neste procedimento de projeto é dedicado à determinação do valor de pico-a-pico da tensão aplicada sobre a lâmpada ($v_{Cp(pp)}$), no decorrer do processo de pré-aquecimento, sendo calculado com a equação (2.19). Durante o processo de pré-aquecimento, o valor de $v_{Cp(pp)}$ deve ser mantido abaixo de um certo limite, evitando que a ignição da lâmpada ocorra durante o intervalo de tempo especificado para o correto pré-aquecimento dos filamentos dos eletrodos. De acordo com resultados experimentais relacionados à lâmpada F32T8 empregada nos protótipos, o valor de $v_{Cp(pp)}$ precisa ser menor do que 600 V para que a lâmpada não entre em ignição.

Supondo uma situação em que a equação (2.19) foi utilizada e o valor de $v_{Cp(pp)}$ é maior do que 600 V. Então, será necessário reiniciar o ajuste do processo de pré-aquecimento, escolhendo-se um outro valor de $i_{ph(ef)}$ na tentativa de se obter novos valores de $f_{HB(ph)}$ e $v_{Cp(pp)}$, conseqüentemente. Analisando as equações, verifica-se que quanto maior for a corrente $i_{ph(ef)}$, maior será o valor de $v_{Cp(pp)}$.

Então, os ajustes dos processos de pré-aquecimento dos filtros “3” e “4” serão realizados assumindo-se que $i_{ph(ef)} = 550$ mA. A Figura 3.1 mostra a variação teórica de R_{hc} em função do tempo, levando-se em consideração o valor eficaz especificado para a corrente. Com base nesta figura, nota-se que o processo de pré-aquecimento deve ser sustentado durante um intervalo de tempo compreendido entre 902 ms e 1,456 s, para que sejam obtidos valores adequados de R_{hc} para a ignição.

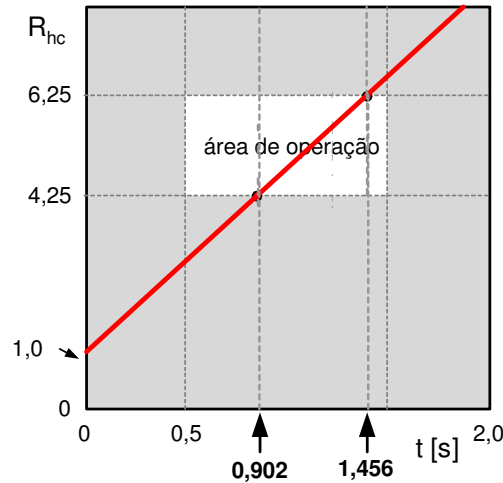


Figura 3.1: Variação aceitável de t_{ph} para o término do processo de pré-aquecimento, considerando $i_{ph(ef)} = 550$ mA.

Considerando os valores dos parâmetros do filtro “3” e utilizando as equações (2.15) e (2.19), os seguintes parâmetros podem ser obtidos:

$$f_{HB(ph)} = 62,6 \text{ kHz, e } v_{Cp(pp)} = 582,1 \text{ V.}$$

Tendo em vista que o valor de $v_{Cp(pp)}$ é muito próximo de 600 V, o processo de pré-aquecimento não está adequado, já que há a possibilidade de ignição da lâmpada antes do processo de pré-aquecimento ser completado. Deve-se considerar uma certa margem de distância em relação ao valor de tensão requerido para a ignição, já que as características da tensão de ignição modificam-se com a temperatura do ambiente. Além disso, deve-se lembrar que foram adotadas aproximações simplificadoras, como, por exemplo, a aproximação fundamental, sendo que uma certa porcentagem de “energia” é desconsiderada no equacionamento. Então, para o filtro “3”, é necessário escolher um valor menor de $i_{ph(ef)}$ com o objetivo de reduzir o valor de $v_{Cp(pp)}$ e, conseqüentemente, sustentar o processo de pré-aquecimento, evitando que a lâmpada entre em ignição de forma indevida, ou seja, quando R_{hc} for menor que 4,25. Por conta disto, será adotado um valor de 500 mA para a corrente a ser injetada nos eletrodos a partir da operação do filtro “3”.

A Figura 3.2 mostra a variação teórica de R_{hc} , quando $i_{ph(ef)} = 500$ mA. De acordo com esta figura, o processo de pré-aquecimento deve ser mantido durante um intervalo de tempo compreendido entre 1,266 s e 1,5 s (limite adotado como máximo para o término do processo).

Assim, adotando este novo valor de corrente injetada durante o pré-aquecimento para o filtro “3” e as equações (15) e (19), é possível recalculer os valores de $f_{HB(ph)}$ e de $v_{Cp(pp)}$, resultando em:

$$f_{HB(ph)} = 63,9 \text{ kHz, e } v_{Cp(pp)} = 518,3 \text{ V.}$$

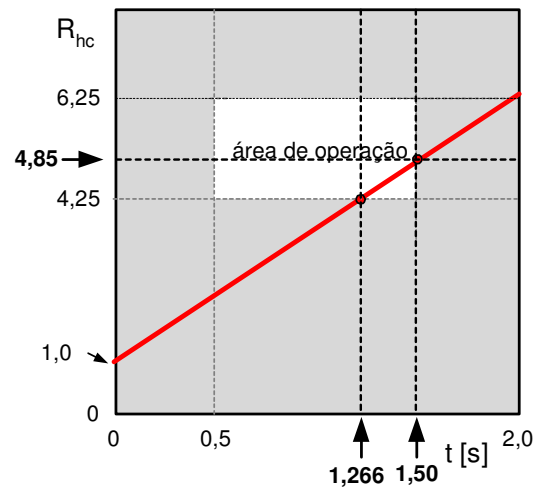


Figura 3.2: Variação aceitável de t_{ph} para o término do processo de pré-aquecimento, considerando $i_{ph(ef)} = 500$ mA.

Desta maneira, o novo valor de $v_{Cp(pp)}$ não é suficiente para prover a ignição da lâmpada, fazendo com que o processo de pré-aquecimento possa ser sustentado pelo tempo que for necessário. Neste caso, $t_{ph} = 1,5$ s é especificado como sendo o intervalo de tempo destinado à execução do processo de pré-aquecimento com o filtro “3”. Da equação (2.1), a frequência de ressonância do circuito durante o processo de pré-aquecimento associada ao filtro “3” é:

$$f_{res} = 50,62 \text{ kHz.}$$

Com relação ao filtro “4”, a primeira tentativa de ajuste do processo de pré-aquecimento é desenvolvida com $i_{ph(ef)} = 550$ mA. Da mesma forma, utilizando as equações (2.15) e (2.19), partindo dos parâmetros deste filtro ressonante, é possível obter:

$$f_{HB(ph)} = 58,9 \text{ kHz, e } v_{Cp(pp)} = 513,0 \text{ V.}$$

Deste modo, a corrente de pré-aquecimento adotada não implica na obtenção de um valor de tensão que seja suficiente para a ignição da lâmpada. Assim, resta apenas o ajuste do intervalo de tempo necessário para prover o pré-aquecimento. Analisando a Figura 3.1, é possível ajustar o intervalo de tempo do pré-aquecimento em $t_{ph} = 1$ s, que é um valor bastante inferior ao intervalo de tempo especificado para o pré-aquecimento obtido com o filtro “3”. Da equação (2.1), a frequência de ressonância do circuito durante o processo de pré-aquecimento associada ao filtro “4” é:

$$f_{res} = 46,63 \text{ kHz.}$$

De posse desta análise teórica, é possível prever o valor da tensão aplicada nos filamentos dos eletrodos durante a operação normal, em função dos parâmetros do reator já calculados, sendo estes parâmetros susceptíveis a modificações durante o projeto, antes mesmo de avançar para a implementação, dependendo do valor obtido na previsão da tensão dos filamentos. Do mesmo modo, especificados os parâmetros do reator, deve-se somente escolher a corrente a ser injetada durante o pré-aquecimento e verificar, através da equação (2.19), se a corrente injetada (que depende da frequência de operação) implica na obtenção de uma tensão na coluna de gás capaz de causar a ignição da lâmpada. Se a tensão obtida for capaz de provocar a ignição, então é necessário escolher um novo valor de corrente, inferior ao anterior, pois a tensão sobre a lâmpada possui relação diretamente proporcional à corrente injetada nos

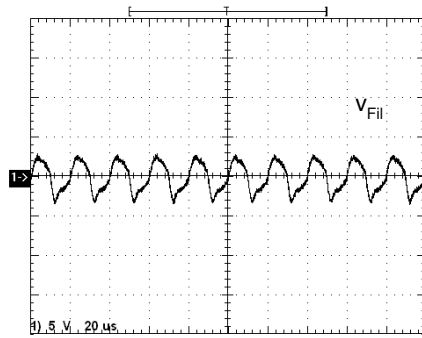
Para validar os resultados obtidos no ajuste do pré-aquecimento, foram implementados os filtros “3” e “4” de acordo com o circuito esquemático mostrado na Figura 3.3. Os resultados experimentais obtidos com os protótipos serão posteriormente comparados com os valores teóricos, fornecendo uma clara visão da adequação da metodologia de projeto.

Utilizando o circuito mostrado na Figura 3.3, é possível ajustar o processo de pré-aquecimento de cada protótipo (ou seja, o intervalo de tempo t_{ph} e a frequência de comutação $f_{HB(ph)}$), de acordo com os valores calculados anteriormente.

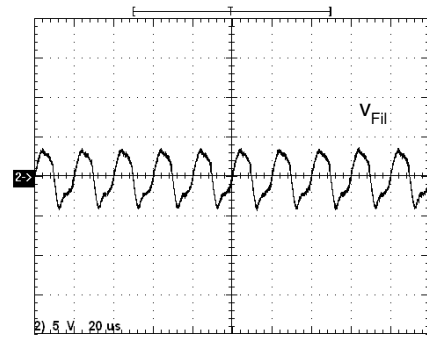
O circuito da Figura 3.3 é baseado na técnica do “capacitor chaveado” [55], sendo o valor de t_{ph} ajustado a partir de alterações no valor de R_{sf} . Os valores de $f_{HB(ph)}$ e $f_{HB(ss)}$ são ajustados através dos valores de R_{sf} e C_{sf} , de acordo com informações fornecidas pelo fabricante do CI [56]. Como comentado anteriormente, a ignição da lâmpada é conseguida quando $v_{Cp(pp)}$ é maior do que 600 V, considerando a lâmpada F32T8 empregada nos protótipos.

A Figura 3.4 mostra as formas de onda das tensões aplicadas sobre os eletrodos ($v_{Fil}(t)$) durante a operação normal. Com base nesta figura, é possível notar que os parâmetros L_s , C_s e C_p empregados nos filtros possuem grande influência sobre $v_{Fil}(t)$. Assim, é possível perceber que somente os filtros “3” e “4” se adequam às normas, conforme dados das Tabelas 3.3 e 3.4.

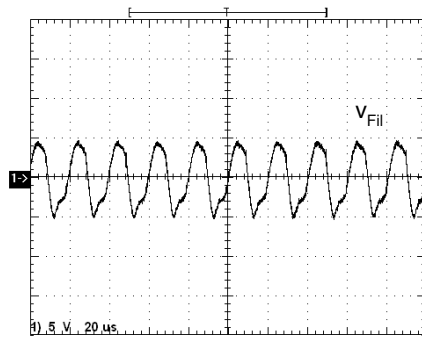
As figuras 3.5 e 3.6 mostram as formas de onda dos protótipos implementados com os parâmetros calculados para os filtros “3” e “4” durante o pré-aquecimento. De acordo com estas figuras, a corrente de *glow* é bem reduzida, confirmando que a coluna de gás pode ser considerada como sendo um circuito aberto no modelo da lâmpada empregado na análise do processo de pré-aquecimento.



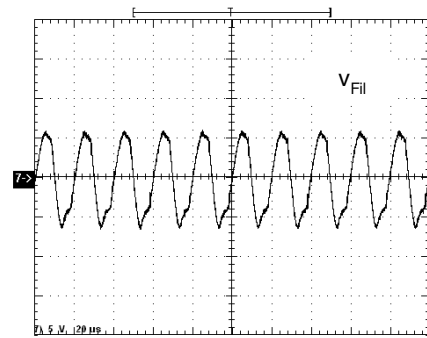
(a): filtro “1”, $v_{Fil(ef)}=1,85$ V,
 $f_{HB(ph)}=50,2$ kHz.



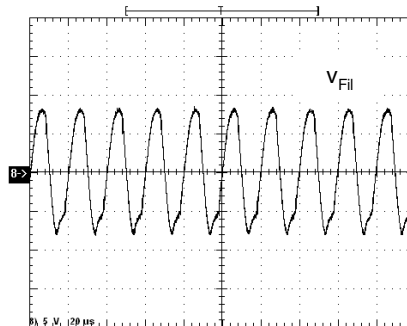
(b): filtro “2”, $v_{Fil(ef)}=2,47$ V,
 $f_{HB(ph)}=50,0$ kHz.



(c): filtro “3”, $v_{Fil(ef)}=3,31$ V,
 $f_{HB(ph)}=49,6$ kHz.



(d): filtro “4”, $v_{Fil(ef)}=4,25$ V,
 $f_{HB(ph)}=50,1$ kHz.



(e): filtro “5”, $v_{Fil(ef)}=5,66$ V, $f_{HB(ph)}=50,2$ kHz.

Escala vertical: 5 V/div. Escala horizontal: 20 μ s/div.

Figura 3.4: Formas de onda de tensão aplicada sobre os eletrodos, de acordo com cada um dos diferentes filtros.

A Tabela 3.4 mostra uma comparação entre os resultados teóricos e experimentais obtidos para o parâmetro $v_{Fil(ef)}$. Assim, esta tabela também apresenta o erro percentual entre os valores teóricos e experimentais. De acordo com estes resultados, pode-se assumir que a previsão da tensão sobre os eletrodos, obtidas com as equações (2.31) (2.32), é precisa e pode

ser utilizada para guiar a escolha de um filtro adequado à operação em regime permanente, de acordo com as normas ANSI [40, 41].

Tabela 3.4: Comparação entre Resultados Teóricos e Experimentais da Tensão Aplicada sobre os Eletrodos, durante a Operação em Regime Permanente.

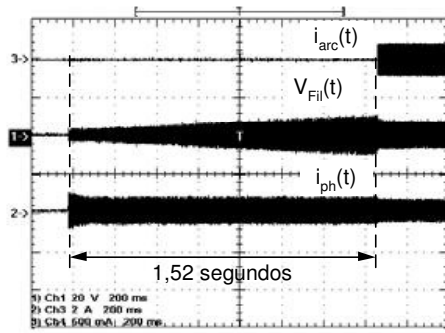
Filtro	$V_{\text{Fil(ef)}} [\text{V}]$ (teórico)	$V_{\text{Fil(ef)}} [\text{V}]$ (medição)	$\varepsilon [\%]$
1	1,67	1,85	9,73
2	2,18	2,47	11,74
3	2,96	3,31	10,57
4	4,00	4,25	5,88
5	5,55	5,66	1,94

Baseando-se nos resultados apresentados na Tabela 3.4, verifica-se que apenas os filtros “3” e “4” podem fornecer os valores exigidos para a tensão aplicada sobre os eletrodos durante a operação em regime permanente com valores nominais. Os outros filtros não se enquadram dentro das normas ANSI estabelecidas para a tensão aplicada sobre os eletrodos.

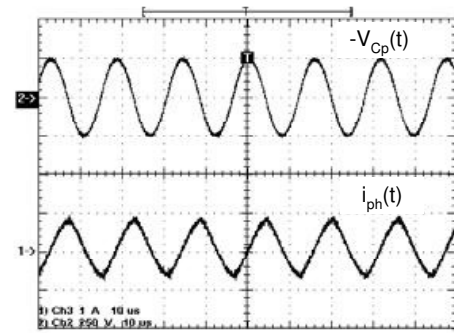
A Tabela 3.5 mostra uma comparação entre valores teóricos e experimentais para os parâmetros envolvidos no processo de pré-aquecimento.

Tabela 3.5: Comparação entre Resultados Teóricos e Experimentais, durante o processo de pré-aquecimento.

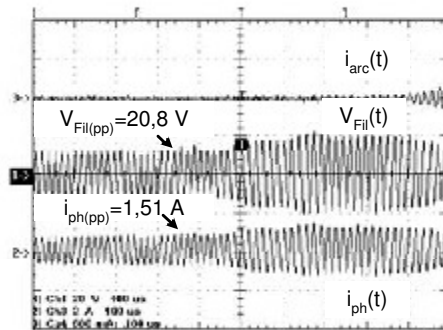
Filtro	Parâmetro	Valor Teórico	Valor Medido	$\varepsilon [\%]$
3	$f_{\text{HB(ph)}}$	63,9 kHz	63,7 kHz	0,31
	$V_{\text{Cp(pp)}}$	518,3 V	488,9 V	6,01
	$i_{\text{ph(ef)}}$	500 mA	483 mA	3,52
	t_{ph}	1,5 s	1,52 s	1,32
	R_{hc}	4,85	5,53	12,30
4	$f_{\text{HB(ph)}}$	58,9 kHz	58,5 kHz	0,68
	$V_{\text{Cp(pp)}}$	513,0 V	477,7 V	7,39
	$i_{\text{ph(ef)}}$	550 mA	539 mA	2,04
	t_{ph}	1,0 s	1,01 s	0,99
	R_{hc}	4,60	5,11	9,98



(a): Processo de pré-aquecimento;
 $t_{ph}=1,52$ s, $f_{HB(ph)}=63,7$ kHz, $f_{HB(ss)}=49,6$ kHz.

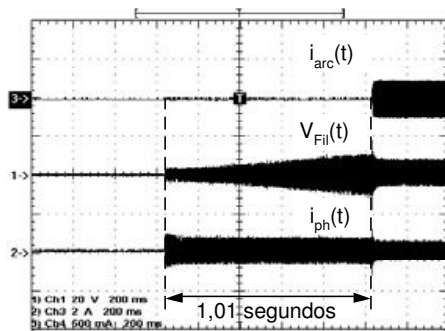


(b): $v_{Cp}(t)$ e $i_{ph}(t)$, durante o pré-aquecimento;
 $f_{HB(ph)}=63,7$ kHz, $v_{Cp(pp)}=488,9$ V, $i_{ph(ef)}=483$ mA.

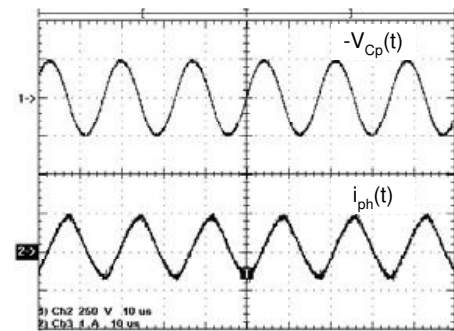


(c): Detalhe do término do processo de pré-aquecimento;
 $R_{hc} = (20,8 \text{ V} / 1,51 \text{ A}) / (2,489) = 5,53$.

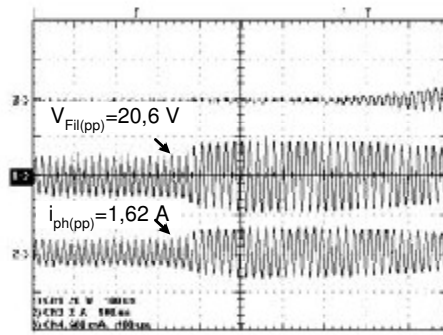
Figura 3.5: Resultados experimentais para o protótipo implementado com os parâmetros do filtro “3”.



(a): Processo de pré-aquecimento;
 $t_{ph}=1,01$ s, $f_{HB(ph)}=58,5$ kHz, $f_{HB(ss)}=50,1$ kHz.



(b): $v_{Cp}(t)$ e $i_{ph}(t)$, durante o pré-aquecimento;
 $f_{HB(ph)}=58,5$ kHz, $v_{Cp(pp)}=477,7$ V, $i_{ph(ef)}=539$ mA.



(c): Detalhe do término do processo de pré-aquecimento;

$$R_{hc} = (20,6 \text{ V} / 1,62 \text{ A}) / (2,489) = 5,11.$$

Figura 3.6: Resultados experimentais para o protótipo implementado com os parâmetros do filtro “4”.

Com base nos resultados mostrados na Tabela 3.5, é possível verificar que a análise teórica desenvolvida para o processo de pré-aquecimento é bastante satisfatória. As maiores diferenças entre resultados teóricos e experimentais são verificadas no parâmetro R_{hc} .

Entretanto, é necessário destacar que os modelos de lâmpada adotados neste trabalho estão limitados às características da lâmpada F32T8 fabricada pela GE. Ainda assim, é preciso ter em mente que a determinação de modelos de outras lâmpadas fluorescentes pode ser conseguida com a simples reprodução dos procedimentos descritos na seção 2.2.1 e em [37]. Uma consideração importante que deve ser feita é com relação às variações paramétricas e tolerâncias dos componentes utilizados no controle do ajuste do $f_{HB(ph)}$ e do t_{ph} . Em se tratando da imposição do intervalo de tempo de pré-aquecimento (t_{ph}), é possível observar que o intervalo disponível para este parâmetro é muito grande.

Analisando, por exemplo, o filtro “4”, onde $i_{ph(ef)} = 550 \text{ mA}$, o valor do t_{ph} foi ajustado para ser igual a 1 segundo. Entretanto, a Figura 3.1 mostra que o t_{ph} pode variar de 902 ms a 1,456 s, já que o valor de R_{hc} deverá ser sustentado dentro dos limites recomendados. Adotando $t_{ph} = 1 \text{ s}$ como referência, o valor do t_{ph} pode variar de $-9,80\%$ ($t_{ph} = 902 \text{ ms}$) a $+45,6\%$ ($t_{ph} = 1,456 \text{ s}$). Com os resultados experimentais obtidos para o filtro “3”, onde $i_{ph(ef)} = 500 \text{ mA}$, o valor do t_{ph} pode variar de 1,266 s a 1,939 s, para que o valor de R_{hc} esteja entre 4,25 e 6,25.

Neste exemplo, o valor do t_{ph} é igual a 1,5 s, o que significa que este parâmetro pode variar de $-17,6\%$ ($t_{ph}=1,266$ s) a $+29,2\%$ ($t_{ph}=1,939$ s).

Portanto, as tolerâncias típicas dos componentes usados para ajustar o t_{ph} nos circuitos do controle não representarão um problema maior, já que o intervalo total para a variação do t_{ph} é relativamente grande. A situação é mais delicada para o ajuste do $f_{HB(ph)}$ nos circuitos do controle. De acordo com o exemplo apresentado para o filtro “3”, uma variação relativamente pequena na frequência de comutação (de 62,6 kHz a 63,9 kHz, aproximadamente $+2,1\%$) pode ser responsável para mudanças relativamente grandes em $i_{ph(ef)}$ (de 550 mA a 500 mA, aproximadamente $-9,1\%$), e também na tensão sobre a lâmpada (de 582,1 V a 518,3 V, aproximadamente $-10,9\%$). Conseqüentemente, considerando a implementação em grande escala, será necessário escolher circuitos do controle onde a frequência de comutação apresente uma variação baixa, em torno de 1%, utilizando componentes nos circuitos de controle com tolerâncias máximas de 5% para capacitores, e 1% para os resistores.

Entretanto, não é comum encontrar circuitos integrados com tal sensibilidade. Logo, para implementação em grande escala, é importante observar que de circuito do controle mostrado na Figura 3.3 não assegura uma imposição exata de $f_{HB(ph)}$, devido às tolerâncias dos componentes envolvidos na definição das frequências de comutação.

Uma boa alternativa para resolver este problema é o uso de um controle em malha fechada de corrente injetada nos eletrodos. Neste contexto, é interessante ressaltar que alguns circuitos integrados específicos (como o IR21592, fabricado pela International Rectifier) fornecem este controle em malha fechada para limitação da corrente injetada nos eletrodos. Além disso, é interessante observar que, de acordo com (2.13), o valor de corrente injetada nos eletrodos ($i_{ph(ef)}$) depende da frequência de comutação do reator eletrônico ($f_{HB(ph)}$). Do mesmo modo, de acordo com (2.19), a tensão aplicada sobre a lâmpada ($v_{Cp(pp)}$) também depende da frequência de comutação ($f_{HB(ph)}$). Sendo assim, é possível verificar que o valor eficaz de corrente injetada e a tensão sobre a lâmpada são parâmetros interdependentes, onde $f_{HB(ph)}$ é a

variável de controle comum entre elas. Isto significa que uma regulação de $i_{ph(ef)}$ resultará numa conseqüente regulação e/ou limitação de $v_{Cp(pp)}$.

Com base nas comparações realizadas com resultados experimentais, pode-se verificar que as análises teóricas, tanto para pré-aquecimento quanto para operação em regime permanente, foram consideradas satisfatórias. Deste modo, os modelos analisados são confiáveis, sendo muito úteis para projetos de reatores eletrônicos, já que servem de base para ajustar tanto a operação em regime permanente quanto o pré-aquecimento nas condições adequadas, proporcionando condições para o aumento da vida útil das lâmpadas fluorescentes.

3.5 – Considerações Finais

Este capítulo apresentou uma nova metodologia completa para o projeto de reatores eletrônicos destinados a lâmpadas fluorescentes de cátodo quente, com o objetivo de obter total conformidade com as restrições impostas por normas e por artigos recentes para o processo de pré-aquecimento e para a operação em regime-permanente.

De acordo com o procedimento apresentado neste capítulo, é possível ajustar o processo de pré-aquecimento e a operação em regime permanente dos reatores eletrônicos, considerando as condições de operação dos eletrodos das lâmpadas. Esta avaliação é considerada muito importante, já que pode indicar se os reatores eletrônicos estão acionando as lâmpadas fluorescentes de uma forma adequada, ampliando seu tempo médio de vida.

Com base nas comparações entre resultados teóricos e experimentais apresentados, é possível assumir que as análises teóricas são plenamente válidas. A maior diferença verificada entre estes valores foi de 12,3%, o que significa que apenas pequenos ajustes serão requeridos para que se atinjam os pontos de operação exatos especificados no início do procedimento de

projeto. De qualquer forma, é importante verificar que estes pequenos ajustes (para obtenção dos pontos de operação exatos) são completamente desnecessários, porque os resultados analisados apresentam total conformidade com as recomendações e exigências das normas ANSI.

Vale destacar que o projeto teórico de reatores eletrônicos, de acordo com questões relacionadas aos eletrodos das lâmpadas, é inédito na literatura. Portanto, a metodologia proposta representa uma plataforma completa e com precisão suficiente para o desenvolvimento de um projeto de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, com o objetivo de proporcionar um processo de pré-aquecimento e uma operação em regime permanente que estejam em conformidade com restrições e recomendações específicas, reduzindo-se o tempo e os custos associados aos procedimentos de projeto e aos ajustes dos protótipos.

Os erros percentuais entre resultados teóricos e experimentais podem ser explicados devido a inúmeras simplificações na modelação dentre elas, a aproximação fundamental e o cálculo das correntes durante a operação em regime permanente, ignorando a resistência dos eletrodos. Mesmo com valores acima de 10%, é possível projetar parâmetros considerando, como por exemplo, valores intermediários dentro da faixa recomendada para R_{hc} , não operando em regiões próximas aos limites. Outra influência sobre os resultados experimentais deve-se à oscilação da frequência de operação durante as aquisições, devido a alterações de ponto de operação provocadas pelo circuito integrado, modificando a corrente a ser injetada ou o tempo de pré-aquecimento estabelecido. Assim, recomenda-se o uso de um controle em malha fechada da corrente que circula pelos eletrodos, realimentando o sistema, obtendo uma corrente com menos oscilações. Assim, é viável o projeto de um temporizador controlado digitalmente para a aquisição das formas de onda. Um outro fator que pode contribuir com o erro está associado à medição dos valores de tensão e corrente utilizando formas de onda com

pequenos ruídos que, apesar de não atrapalhar significativamente para a obtenção dos resultados, pode vir a trazer problemas quando somado aos demais fatores.

Finalmente, em meio a tantas simplificações e fatores que podem interferir nos resultados, destaca-se que a metodologia proposta e seus resultados mostraram-se muito satisfatórios, permitindo concluir que toda a análise teórica para reatores eletrônicos com capacidade de pré-aquecimento é válida, tanto para a operação em regime permanente quanto para pré-aquecimento, sendo então muito útil para projetistas que atuam nesta área.

Capítulo 4

Estágio Inversor para Acionamentos de Multi-lâmpadas com Controle de Luminosidade

4.1 – Considerações Iniciais

As lâmpadas fluorescentes apresentam uma eficácia em lumens por watts processado muito maior do que as lâmpadas incandescentes. Entretanto, deve-se atentar que, conforme já comentado, uma lâmpada fluorescente não pode ser diretamente conectada ao sistema de alimentação de energia elétrica em corrente alternada. Assim, deve-se utilizar um dispositivo com o objetivo de limitar a corrente já que, se diretamente conectada a uma fonte de alimentação em tensão, o fluxo de corrente apresentará uma característica de crescimento descontrolado o qual será interrompido somente com a destruição dos filamentos dos eletrodos, inutilizando a lâmpada [3].

Os reatores eletrônicos convencionais são compostos por um clássico inversor *Half Bridge* série-ressonante com carga em paralelo. Na Figura 4.1, é ilustrado seu circuito esquemático de potência.

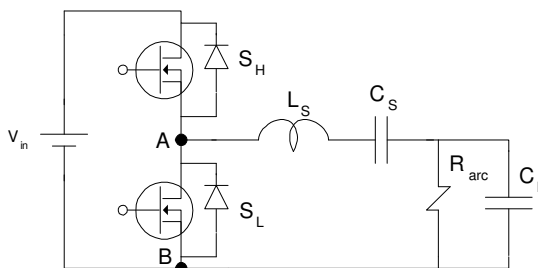


Figura 4.1: Circuito esquemático do estágio de potência do inversor *Half Bridge*.

Como se observa na Figura 4.1, este circuito é composto por dois interruptores bidirecionais que operam em alta frequência, alimentando o filtro série ressonante com carga em paralelo, composto por um indutor (L_s) e dois capacitores (C_s e C_p). A alimentação é em corrente contínua e os interruptores S_H e S_L operam em alta frequência e complementarmente. Desta maneira, a diferença de potencial entre os pontos A e B é uma onda quadrada assimétrica. O filtro ressonante composto pelo L_s e C_p é um filtro passa-baixa, fazendo a filtragem de componentes de altas frequências da tensão aplicada sobre a carga. A função do capacitor C_s é reter o valor de tensão contínua de V_{AB} , sendo assim a tensão aplicada sobre a carga será somente a componente fundamental em relação à frequência de comutação dos interruptores controlados [3].

Os interruptores controlados operam complementarmente e com frequência constante em uma determinada potência processada. Em função do ponto de operação do reator eletrônico, esta frequência pode ser alterada, o que será melhor explicado adiante. Além disso, na prática, existe um intervalo de tempo morto, quando os dois interruptores estão bloqueados, tempo este existente para que seja prevenido um curto-circuito da fonte de alimentação do reator em função de variações de tolerâncias e interferências no circuito de ataque dos interruptores, que pode causar a entrada em condução dos dois interruptores controlados.

4.2 – Princípio de Funcionamento

O funcionamento do circuito da Figura 4.1 pode ser dividido em 4 etapas, sem considerar os tempos mortos, onde nenhum dos interruptores controlados estão em condução. A Figura 4.2 demonstra a característica dinâmica de algumas variáveis do estágio inversor, para melhor entendimento da descrição das etapas que se sucedem.

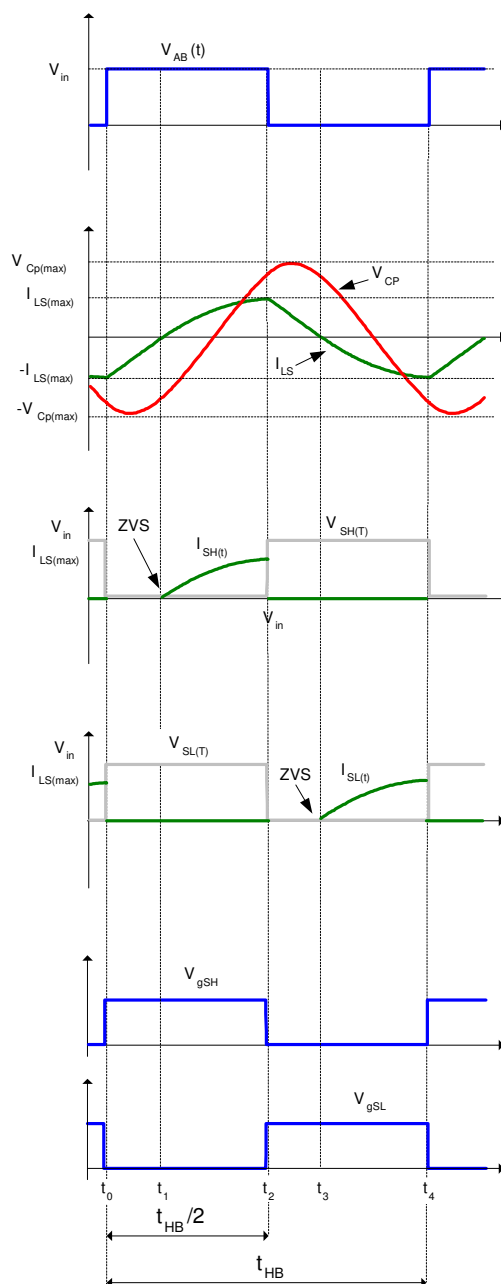


Figura 4.2: Características dinâmicas do estágio inversor.

4.2.1 - Primeira etapa de funcionamento [t_0, t_1]

A Figura 4.3 ilustra o circuito equivalente de funcionamento desta etapa. Nesta primeira etapa, convencionada neste trabalho, ocorre quando o interruptor S_L é bloqueado e o interruptor S_H é acionado a conduzir. Em função do fluxo da corrente $I_{LS}(t)$, o diodo em antiparalelo de S_H entra em condução, fazendo com que a tensão sobre os terminais de S_H seja nula. Assim, quando a corrente $I_{LS}(t)$ torna-se nula em $t=t_1$, a corrente inverte o sentido de fluxo e então o interruptor S_H entra em condução com tensão zero nos seus terminais, caracterizando o modo de entrada em condução chamado de *ZVS (Zero Voltage Switching)*, uma técnica de comutação suave que minimiza perdas na entrada em condução. A partir do momento em que flui corrente pelo interruptor S_H , inicia-se a segunda etapa.

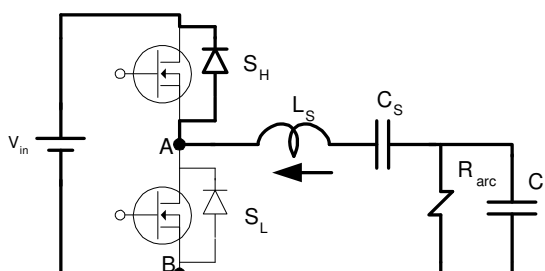


Figura 4.3: Primeira etapa de funcionamento do estágio inversor.

4.2.2 - Segunda etapa de funcionamento [t_1, t_2]

A Figura 4.4 ilustra o princípio de funcionamento desta etapa. Nesta segunda etapa o interruptor S_H encontra-se em condução e a corrente flui armazenando energia no indutor e alimentando o restante do filtro. Esta etapa se finda quando o circuito de ataque do interruptor controlado S_H promove o bloqueio deste interruptor.

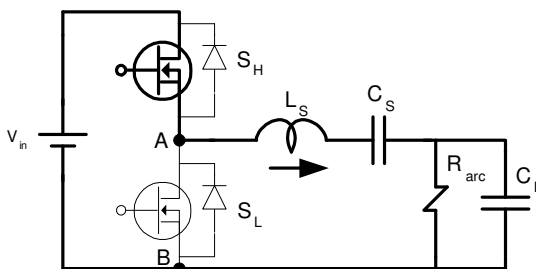


Figura 4.4: Segunda etapa de funcionamento do estágio inversor.

4.2.3 - Terceira etapa de funcionamento [t_2, t_3]

A Figura 4.5 ilustra o princípio de funcionamento desta etapa. Nesta etapa, o interruptor S_H é bloqueado e o interruptor S_L é acionado a conduzir. No entanto, devido à energia armazenada no indutor L_s , o fluxo de corrente tende a permanecer no mesmo sentido que na etapa anterior até que o indutor se descarregue. Em função do fluxo da corrente $I_{Ls}(t)$, o diodo em antiparalelo de S_L entra em condução, fazendo com que a tensão sobre os terminais de S_L seja nula. Assim, quando a corrente $I_{Ls}(t)$ torna-se nula em $t=t_3$, a corrente inverte o sentido de fluxo e então o interruptor S_L entra em condução com tensão zero nos seus terminais, caracterizando novamente o modo de entrada em condução ZVS. A partir do momento em que flui corrente pelo interruptor S_L , inicia-se a quarta etapa.

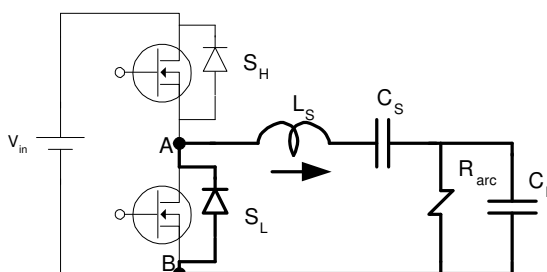


Figura 4.5: Terceira etapa de funcionamento do estágio inversor.

4.2.4 - Quarta etapa de funcionamento [t_3, t_4]

A Figura 4.6 ilustra o princípio de funcionamento desta etapa. Nesta quarta etapa, o interruptor S_L encontra-se em condução e a corrente flui armazenando energia no indutor e alimentando o restante do filtro. Esta etapa se finda quando o circuito de ataque do interruptor controlado S_L promove o bloqueio deste interruptor.

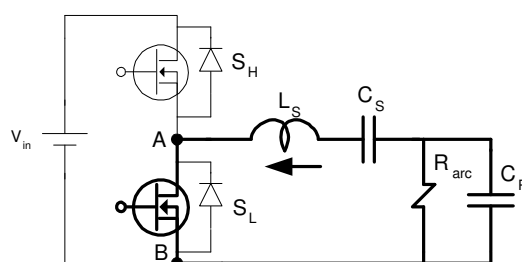


Figura 4.6: Quarta etapa de funcionamento do estágio inversor.

4.3 – Controle de Operação e Luminosidade

Para efetuar o controle do estágio inversor, será utilizado o circuito integrado IR2159 (*International Rectifier*). Este dispositivo é responsável pelo estabelecimento de parâmetros de funcionamento do reator eletrônico, como por exemplo, o tempo de pré-aquecimento, a corrente utilizada no pré-aquecimento, proteções que setam a máxima energia processada no reator (através de um sensor de corrente resistivo), máxima tensão de ignição, proteção de falha na operação ou na queima da lâmpada e controle de luminosidade através do sensoramento da defasagem imposta à corrente através do conjunto filtro ressonante e lâmpada fluorescente. A Figura 4.7 mostra o circuito esquemático de controle analógico utilizado no reator eletrônico.

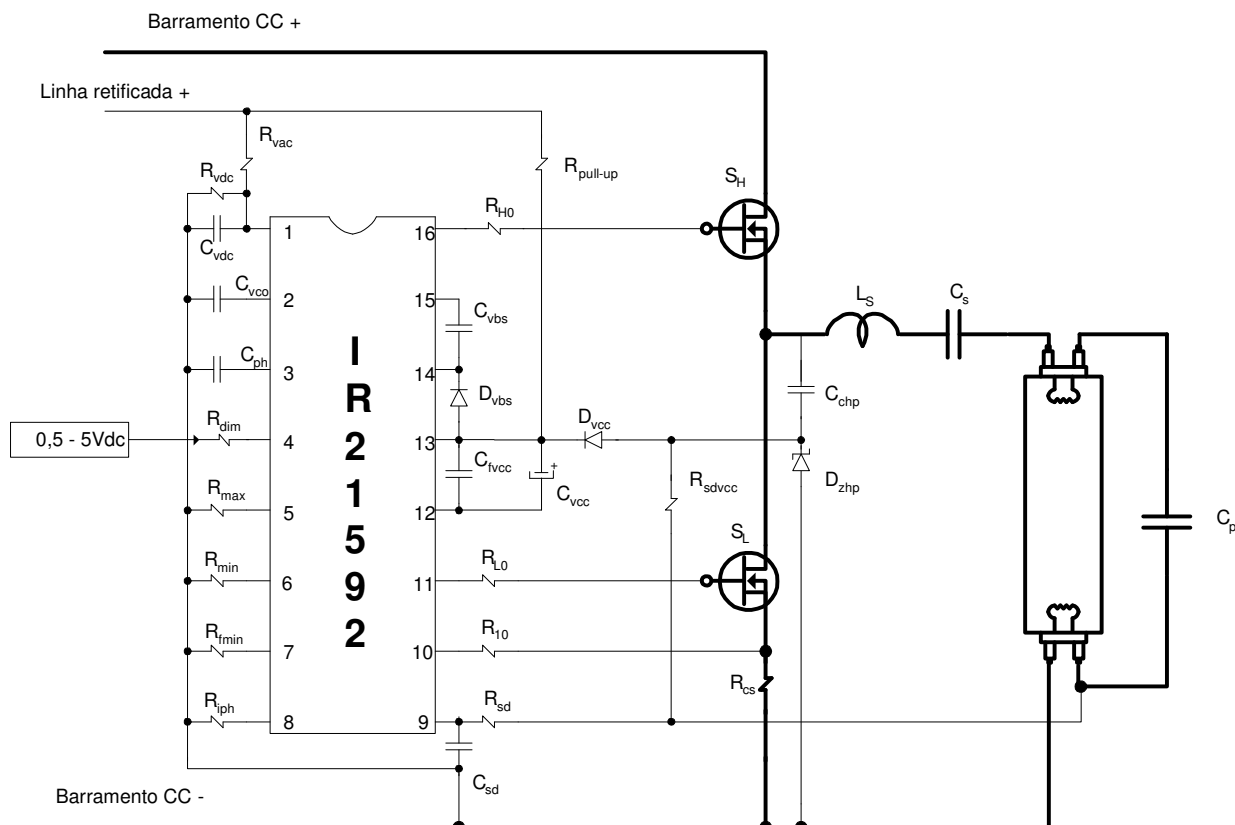


Figura 4.7: Circuito esquemático do controle analógico do reator eletrônico.

Os parâmetros externos do circuito integrado da Figura 4.7 desempenham a função de setar as variáveis de controle tanto da etapa de pré-aquecimento quanto da operação em regime permanente. Cada parâmetro externo desempenha uma função de controle: a resistência R_{vac} em conjunto com a resistência R_{vdc} detectam se existe tensão no barramento CC; as resistências $R_{máx}$ e R_{min} programam a máxima e mínima luminosidade, respectivamente; a resistência R_{fmin} controla a mínima frequência de chaveamento (frequência de ignição), enquanto que a resistência R_{iph} controla a corrente de pico de pré-aquecimento, o capacitor C_{ph} comanda o tempo de pré-aquecimento; o capacitor C_{vco} dita o tempo de ignição e a resistência R_{dim} em conjunto com o capacitor C_{ph} ditam o intervalo de resposta a uma mudança de luminosidade. Na entrada da resistência R_{dim} deve ser conectada uma fonte de tensão variável (0,5 à 5,0 V) a fim de que o usuário possa variar a luminosidade da lâmpada com ajustes externos e/ou sensor de luminosidade, como por exemplo, um LDR (do inglês *Light*

Dependent Resistor) é um tipo de resistor cuja resistência varia conforme a intensidade de radiação eletromagnética do espectro visível que incide sobre ele. A metodologia de cálculo dos parâmetros externos do circuito integrado IR21592 pode ser encontrada em [57].

4.4 – Controle de Luminosidade pela Variação da Frequência de Comutação

Existem duas técnicas típicas de controle de luminosidade das lâmpadas fluorescentes, uma delas pela variação da tensão de alimentação e outra pela variação da frequência de comutação do estágio inversor.

A técnica de variação da tensão de alimentação consiste em modificações no estágio retificador do reator e, em função de desvantagens, como por exemplo, possibilidade de pequena faixa de variação de luminosidade e complexidade de atuação no estágio retificador, tal técnica não tem sido recomendada. Assim, esta técnica tem sido aplicada somente em estudos comparativos de alternativas viáveis e adequadas para a implementação do controle de luminosidade em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, sem, até o momento, qualquer circuito integrado comercial para uma aplicação.

Conforme analisado em [58], a potência processada através da lâmpada fluorescente possui uma relação linear e diretamente proporcional à fase medida entre a corrente entregue ao conjunto filtro ressonante e a tensão quadrada assimétrica aplicada entre os pontos A e B. Esta defasagem é imposta devido à característica da impedância do filtro série ressonante projetado, apresentando assim uma característica indutiva, que pode ser observado quando se analisa o atraso existente entre a corrente $I_{Ls}(t)$ e a tensão $V_{AB}(t)$. Assim, no controle de luminosidade utilizando o IR21592, o circuito integrado monitora esta defasagem, adequando a potência a ser processada variando a frequência de comutação do estágio inversor.

Para variar a potência processada na lâmpada, deve-se variar a impedância equivalente do filtro série ressonante e isso é possível variando a frequência de comutação. Deste modo, o controle de luminosidade baseia-se na alteração da característica da impedância do circuito a partir da variação da frequência de comutação do estágio inversor, promovendo uma reconfiguração dos níveis de energia ativa e reativa processados no circuito. O fato de a frequência de comutação alterar e modificar as impedâncias do filtro pode ser demonstrado nas equações (2.24) à (2.30). Em se tratando do modelo da lâmpada fluorescente após a ignição, ela pode ser representada por uma resistência elétrica variável, dependente da potência processada, desprezando assim as resistências dos filamentos dos eletrodos, pois são consideradas relativamente baixas, quando comparadas com a impedância equivalente total do circuito, sendo então ignoradas para o equacionamento do circuito. A Figura 4.8 mostra o circuito simplificado do estágio inversor na operação em regime permanente.

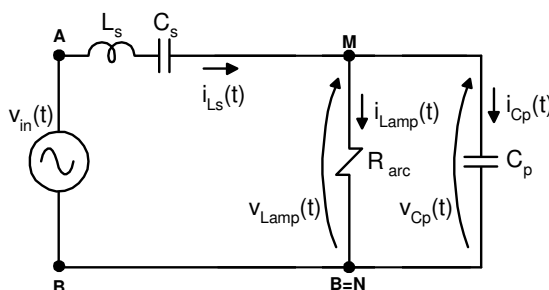


Figura 4.8: Circuito simplificado da operação do estágio inversor em regime permanente.

Nestes sistemas de iluminação, podem ser acoplados sensores de luminosidade externa fazendo com que a luz artificial seja um meio secundário de iluminação, complementando a luz natural, isto nos períodos do dia nos quais existe a possibilidade de uso da luz natural. Vale frisar que estudos recentes têm indicado que o emprego do controle de luminosidade em reatores eletrônicos é responsável pela redução da vida útil das lâmpadas fluorescentes [54]. Por isto, pode-se atingir uma situação na qual os benefícios trazidos pela economia no consumo de energia elétrica sejam muito reduzidos ou até mesmo eliminados através dos prejuízos advindos pela necessidade da troca de lâmpadas. É necessário dizer que sistemas de

iluminação com controle de luminosidade possuem custos maiores de implementação do que sistemas que não permitam variação do controle de luminosidade. Desta forma, pretende-se projetar um reator com uma configuração tal que, dentro da faixa de variação de luminosidade pretendida, as tensões sobre os filamentos dos eletrodos ainda se enquadrem nas normas ANSI, permitindo condições adequadas para os eletrodos, mesmo quando na variação da luminosidade.

4.5 – Projeto para Duas Lâmpadas Fluorescentes e Controle de Luminosidade

O projeto do filtro série-ressonante foi baseado na metodologia apresentada em [47].

Os dados de entrada do projeto podem ser representados nos itens abaixo:

- 1) Potência Nominal da Coluna de Gás: 32 W
- 2) Potência Mínima Processada na Coluna de Gás: 5 W
- 3) Tensão Nominal de Alimentação: 400 V
- 4) Frequência de Comutação do Estágio Inversor em Regime Permanente na

Potência Nominal: 50 kHz

Em [47] é projetado um filtro série ressonante utilizando parâmetros de lâmpadas fluorescentes F40T12 de 40 W. No entanto, a finalidade deste projeto é utilizar as lâmpadas fluorescentes F32T8 de 32 W, que apresentam maior eficácia luminosa. Utilizando o modelo da coluna de gás da lâmpada fluorescente proposto em [37] e utilizando a metodologia de projeto do filtro série ressonante proposto em [55], obteve-se os parâmetros abaixo:

$$L_s = 2,1 \text{ mH}, C_s = 180 \text{ nF} \text{ e } C_p = 8,2 \text{ nF}$$

4.5.1 – Análise do Projeto do Filtro Série Ressonante na Operação em Regime Permanente e no Controle de Luminosidade

Diante do dimensionamento dos parâmetros do filtro série ressonante, deve-se analisar o comportamento deste filtro quando em processo de pré-aquecimento e em operação normal.

De acordo com [37], que corresponde à equação do modelo da coluna de gás da lâmpada, pode-se traçar o comportamento da tensão sobre a coluna de gás em função da potência processada, a qual pode ser visualizada na Figura 4.9:

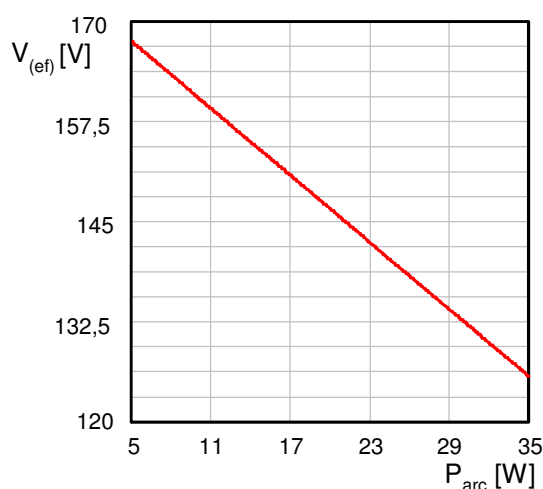


Figura 4.9: Valor de tensão eficaz em função da potência processada na coluna de gás.

Conforme o modelo proposto em [37], após a ignição, a lâmpada fluorescente pode ser representada por uma resistência. Assim, o valor desta resistência pode ser determinado pela equação (4.1):

$$R_{arc}(P_{arc}) = \frac{V_{(ef)}^2(P_{arc})}{P_{arc}} \quad (4.1)$$

Desta forma, de posse da equação (4.1), é possível traçar um gráfico do comportamento da resistência da coluna de gás em função da potência processada, como pode ser visto na Figura 4.10.

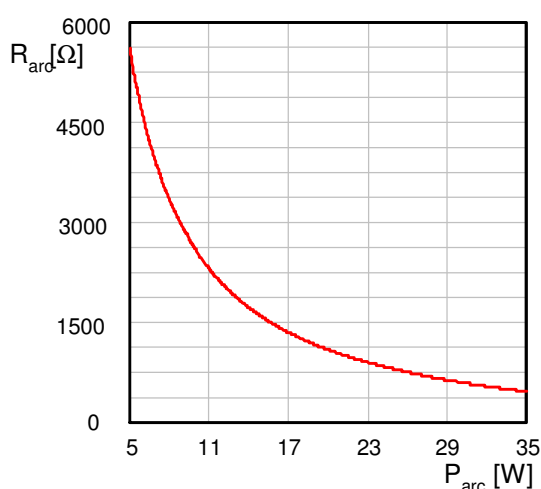


Figura 4.10: Valor da resistência da coluna de gás em função da potência processada na lâmpada.

Assim, projetado o filtro série ressonante, deve-se analisar o seu comportamento diante a operação normal, verificando se a tensões aplicadas nos eletrodos estão de acordo com as normas ANSI.

Com a finalidade de projetar limites funcionais para o reator eletrônico, deve-se obter a frequência de comutação a ser utilizada para operar o estágio inversor diante de uma situação de controle de luminosidade e também de pré-aquecimento. Diante de uma situação que se deseja provocar a ignição da lâmpada fluorescente, como por exemplo, após o término do pré-aquecimento, deve-se adotar uma frequência de comutação próxima da frequência de ressonância. Assim, utilizando a equação (2.1), é calculada a frequência de ressonância a seguir.

$$f_{\text{res}}=39,18 \text{ kHz}$$

As equações mostradas a seguir foram obtidas em [47], referente ao equacionamento do filtro série ressonante.

$$f_{HB}(P_{\text{arc}}) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt[3]{b_1 + b_2}}{6 \cdot a_3} - \frac{2 \cdot (3 \cdot a_1 \cdot a_3 - a_2^2)}{3 \cdot a_3 \cdot \sqrt[3]{b_1 + b_2}} - \frac{a_2}{3 \cdot a_3}} \quad (4.2)$$

Sendo:

$$a_1 = R_{\text{arc}}(P_{\text{arc}})^2 \cdot \left[(C_s + C_p)^2 - C_s^2 \left(\frac{V_{AB1(ef)}}{V_{(ef)}(P_{\text{arc}})} \right)^2 \right] - 2 \cdot L_s \cdot C_s$$

$$a_2 = (L_s \cdot C_s)^2 - 2 \cdot R_{\text{arc}}(P_{\text{arc}}) \cdot L_s \cdot C_s \cdot C_p \cdot (C_s + C_p)$$

$$a_3 = (R_{\text{arc}}(P_{\text{arc}}) \cdot L_s \cdot C_s \cdot C_p)^2$$

$$b_1 = 36 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 - 108 \cdot a_3^2 - 8 \cdot a_2^3$$

$$b_2 = 12 \cdot a_3 \cdot \sqrt{3 \cdot (4 \cdot a_1^3 \cdot a_3 - a_1^2 \cdot a_2^2 + 4 \cdot a_2^3 + 27 \cdot a_3^2 - 18 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot a_3)}$$

De posse destas equações, e utilizando a equação (2.9), é possível obter a equação (4.3):

$$V_{AB1(ef)} = \frac{2}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot V_0 \quad (4.3)$$

Sendo:

V_0 : tensão de alimentação contínua

Assim, tem-se o valor eficaz de tensão aplicado no filtro série ressonante:

$$V_{AB1(ef)}=180,06 \text{ V}$$

Assim, utilizando a equação (2.23), é possível obter o valor da resistência da coluna de gás. Como a resistência da coluna de gás possui uma dependência da potência processada. Desta maneira, pode-se construir um gráfico da variação da frequência de comutação em função da potência processada, conforme pode ser observado na Figura 4.11.

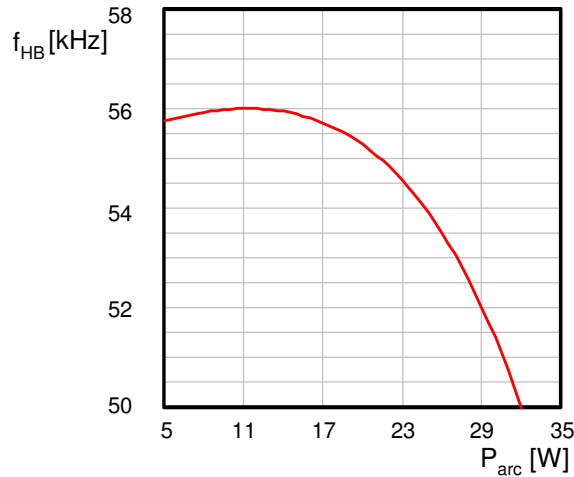
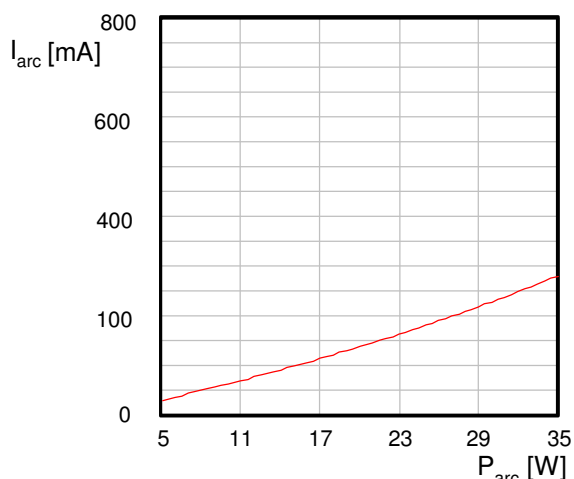


Figura 4.11: Comportamento da frequência de comutação em função da potência processada na coluna de gás.

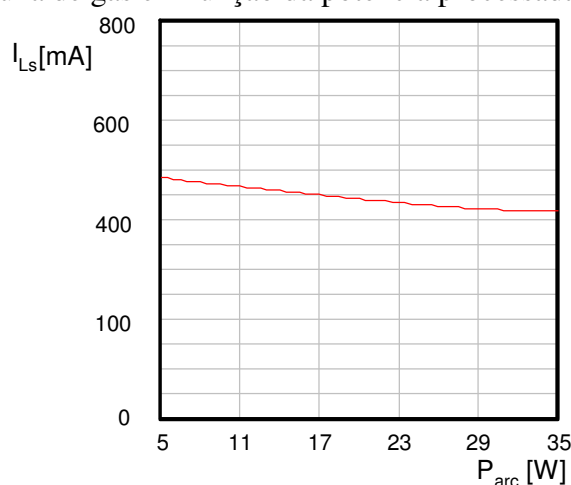
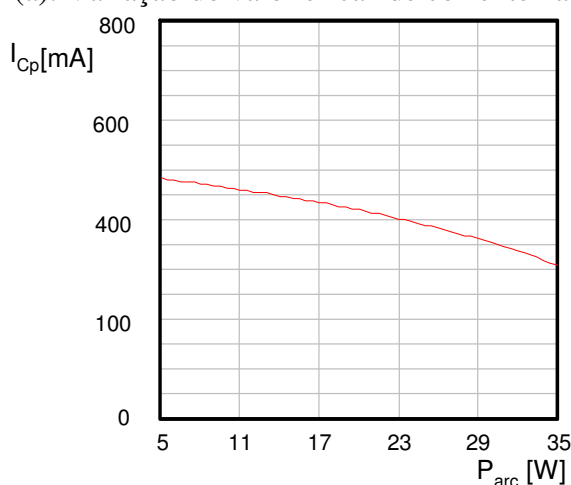
Utilizando as equações (2.26) e (2.28), é possível prever a variação das correntes I_s e I_{Cp} em função da potência processada. Utilizando a equação (4.4), é possível também prever a corrente na coluna de gás I_{arc} .

$$I_{arc(ef)}(P_{arc}) = \frac{P_{arc}}{V_{(ef)}(P_{arc})} \quad (4.4)$$

Assim, é possível traçar um gráfico da variação destas correntes em função da potência processada na coluna de gás, conforme figuras 4.12(a), 4.12(b) e 4.12(c).



(a): Variação do valor eficaz de corrente na coluna de gás em função da potência processada.



(b): Variação do valor eficaz de corrente no capacitor C_p em função da potência processada. (c): Variação do valor eficaz de corrente no indutor L_s em função da potência processada.

Figura 4.12: Variação das correntes na coluna de gás e filtros, em função da potência processada.

Como se observa na Figura 4.12, atuando no controle de luminosidade, diminuindo a potência processada na coluna de gás, o valor eficaz da corrente I_{Cp} aumenta, a corrente I_{arc} diminui e a corrente I_{Ls} se mantém quase constante. Isto ocorre devido à energia reativa que circula pelo circuito, em função da variação da frequência. Este reativo é resultado da troca de energia entre o indutor L_s e o capacitor C_p . Esta situação faz com que circule um valor eficaz de corrente relativamente elevado em determinadas condições de variação de luminosidade, em relação à potência ativa, ocorrendo o aumento de perdas em função dos esforços de corrente. Isto reflete a diminuição da eficiência da estrutura quando em variação de

luminosidade. Mesmo assim, é perceptível que a esta baixa eficiência da estrutura nesta situação não supera a economia de energia elétrica proporcionado.

A partir de então, é possível determinar a variação do valor eficaz da tensão nos eletrodos após a ignição. De posse das equações (2.24) até a (2.31), é possível analisar esta variação, conforme se observa na Figura 4.13.

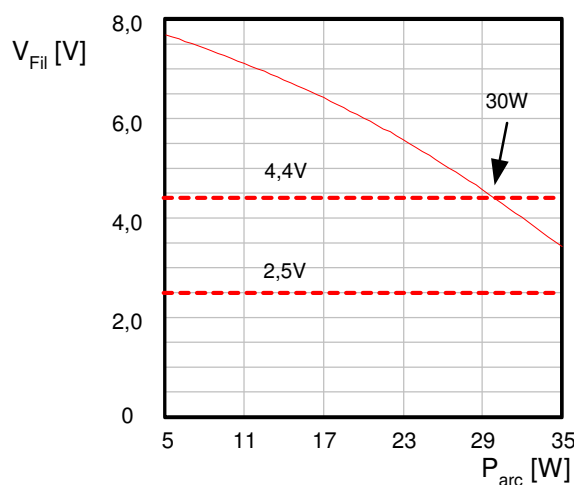


Figura 4.13: Comportamento do valor eficaz da tensão nos eletrodos durante a operação normal em função da potência processada.

Visualizando a Figura 4.13, verifica-se que para a potência nominal na coluna de gás, 32 W, o valor eficaz de tensão nos eletrodos obedece as especificações das normas ANSI [40, 41], cujo valor calculado é de 4,0 V, de acordo com a equação (2.31). No entanto, quando operadas em faixas admissíveis de controle de luminosidade, ou seja, com menos de 30 watts, o valor eficaz de tensão nos eletrodos se eleva, segundo a equação (2.31), considerando-se os dados de projeto para a lâmpada fluorescente operando em regime permanente e potência nominal. Assim, pode-se afirmar que efetuando controle de luminosidade, a tensão nos eletrodos aumenta, o que significa que os eletrodos estão mais aquecidos do que quando a coluna de gás processa potência nominal. Isto pode ser explicado pelo fato de circular mais corrente pela resistência R_{Cp} , já que a circulação de corrente pela coluna de gás I_{arc} diminui e há uma circulação de energia reativa no filtro série ressonante.

Como já analisado na Figura 4.12(c), o valor eficaz da corrente que circula pelo indutor L_s quase não se modifica, o que comprova o aumento de I_{Cp} e acarretando num aumento da resistência R_{Cp} e assim, conseqüentemente, num aumento do valor eficaz de tensão sobre os eletrodos. Verifica-se também que, quando a coluna de gás opera a uma potência processada menor do que 30 W, os valores eficazes de tensão nos eletrodos já não se enquadram mais na faixa especificada pelas normas ANSI, para os dados de projeto em análise, que determina para este parâmetro um valor entre 2,5 V e 4,4 V. Mesmo com as especificações das normas ANSI, não há estudos que comprovem eficácia desta avaliação para o regime permanente. Contudo, fazendo uma analogia que se pode aumentar a vida útil operando com os eletrodos com temperatura em torno de 700°C a 1000°C no instante de pré-ignição, deve-se analisar se o valor de 4,4 V é realmente suficiente para que sejam mantidos os filamentos dos eletrodos devidamente aquecidos no regime permanente, e ainda, verificar se é adequado avaliar a temperatura dos eletrodos no regime permanente também pelo parâmetro R_{hc} , como no pré-aquecimento. Vale salientar que, no presente momento (Setembro, 2008), a avaliação do parâmetro R_{hc} para o pré-aquecimento não está normatizado pela ANSI, apesar de já ser comprovado como um parâmetro adequado de avaliação. Vale salientar ainda que, quando foi normatizado o intervalo de valores de tensão eficaz nos eletrodos das lâmpadas fluorescentes operando em regime permanente, não se conhecia o modelo desta lâmpada desenvolvido em [37], o que gera incertezas quanto ao modo de avaliação da adequação dos valores eficazes de tensão nos eletrodos em operação em regime permanente estabelecido pelas normas ANSI.

No entanto, este trabalho não objetivou a verificação da validade das normas ANSI. Mesmo assim, alguns dados serão analisados a seguir, demonstrando que, a partir do modelo desenvolvido em [37], é possível obter os valores das resistências R_{Ls} e R_{Cp} dos eletrodos, possibilitando a avaliação do regime permanente pelo parâmetro R_{hc} , considerando até mesmo a variação de luminosidade.

Caso seja comprovada a adequação da avaliação indireta pelo parâmetro R_{hc} para o regime permanente, deverá ser verificado o valor de R_{hc} tanto para o pré-aquecimento quanto para o regime permanente. Assim, seria possível analisar a vida útil das lâmpadas fluorescentes diante de situações de variação de luminosidade, estabelecer um intervalo ótimo de operação, considerando os custos causados pela queima das lâmpadas fluorescentes em função dos desgastes provocados pela técnica de variação de luminosidade e a economia de energia elétrica.

Fazendo uma avaliação do parâmetro R_{hc} em função de uma determinada potência processada no regime permanente, utilizando o modelo da lâmpada fluorescente proposto em [37] e em posse das equações de (2.20) a (2.30), será calculado o valor de R_h e posteriormente o valor de R_{hc} .

Supondo uma potência processada na coluna de gás de 20 W, um processo de dimerização que atua de modo que a lâmpada opere com 62,5% de sua capacidade. De acordo com equação (2.31), o valor eficaz de tensão nos filamentos dos eletrodos será de 6,0 V, o que representa um valor fora da faixa especificada pelas normas ANSI. Sendo assim, conforme modelo proposto em [37], e utilizando a equação (2.22), tem-se, para a potência processada de 20 W:

$$R_{Ls}=3,529 \, \Omega; R_{Cp}=10,807 \, \Omega; R_{Fil}=14,336 \, \Omega$$

Considerando o valor de $R_c=2,489 \, \Omega$, o valor aproximado de R_{hc} é:

$$R_{hc}=5,76$$

A Figura 4.14 ilustra a influência do controle de luminosidade no parâmetro R_{hc} . Estendendo a avaliação do parâmetro R_{hc} para a operação em regime permanente

($4,25 < R_{hc} < 6,25$), é possível observar o intervalo de variação de luminosidade a ser operado para garantir a não deterioração dos filamentos dos eletrodos.

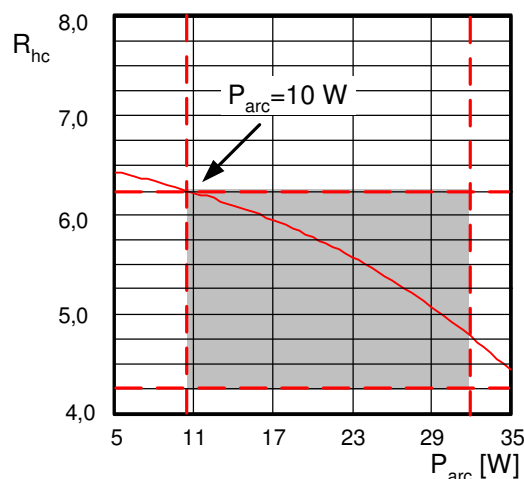


Figura 4.14: Comportamento do parâmetro R_{hc} em função da variação da potência processada na coluna de gás.

De acordo com a avaliação pelo parâmetro R_{hc} , os filamentos dos eletrodos a 20 W ainda estariam aquecidos de maneira adequada. Adicionalmente, supondo a possibilidade de avaliar a temperatura dos eletrodos em regime permanente por R_{hc} e que o limite para este parâmetro seja o valor de 6,25, a lâmpada fluorescente poderia atuar com potência processada na coluna de gás entre 10 W e 32 W, conforme Figura 4.14.

Portanto, este projeto buscará ainda analisar o processo de controle de de luminosidade, através de um projeto ótimo para atender tanto os limites de V_{Fil} , quanto R_{hc} , para faixa de 10 W até 32 W.

4.5.2 – Análise de Projeto do Filtro Série Ressonante no Pré-Aquecimento

Conforme discutido no item 3.3, a estratégia escolhida para o pré-aquecimento é baseada na imposição de um valor eficaz constante de corrente através dos eletrodos, antes da ignição da lâmpada, com o objetivo de promover um aumento de R_{hc} , até que se atinja um valor considerado adequado ($4,25 < R_{hc} < 6,25$).

Após a definição de um valor eficaz de corrente e do cálculo de um intervalo de tempo considerado adequado, é necessário calcular a frequência de comutação ($f_{HB(ph)}$) correspondente à corrente requerida, utilizando a equação (2.15), a qual deve ser imposta ao inversor *Half-Bridge* durante o pré-aquecimento.

O último passo neste procedimento de projeto é dedicado à determinação do valor de pico-a-pico da tensão aplicada sobre a lâmpada ($v_{Cp(pp)}$), no decorrer do processo de pré-aquecimento, sendo calculado com a equação (2.19). Durante o processo de pré-aquecimento, o valor de $v_{Cp(pp)}$ deve ser mantido abaixo de um certo limite, evitando que a ignição da lâmpada ocorra durante o intervalo de tempo especificado para o correto pré-aquecimento dos filamentos dos eletrodos. De acordo com resultados experimentais relacionados à lâmpada F32T8 empregada nos protótipos, o valor de $v_{Cp(pp)}$ precisa ser menor do que 600 V para que a lâmpada não entre em ignição.

Sendo assim, será escolhida a corrente de pré-aquecimento de 441 mA e um valor intermediário de R_{hc} de 5,5. Assim, de posse da equação (2.8), é possível obter o tempo de pré-aquecimento adequado para que se obtenha um valor de R_{hc} desejado. Assim:

$$t_{ph}=2,63 \text{ s}$$

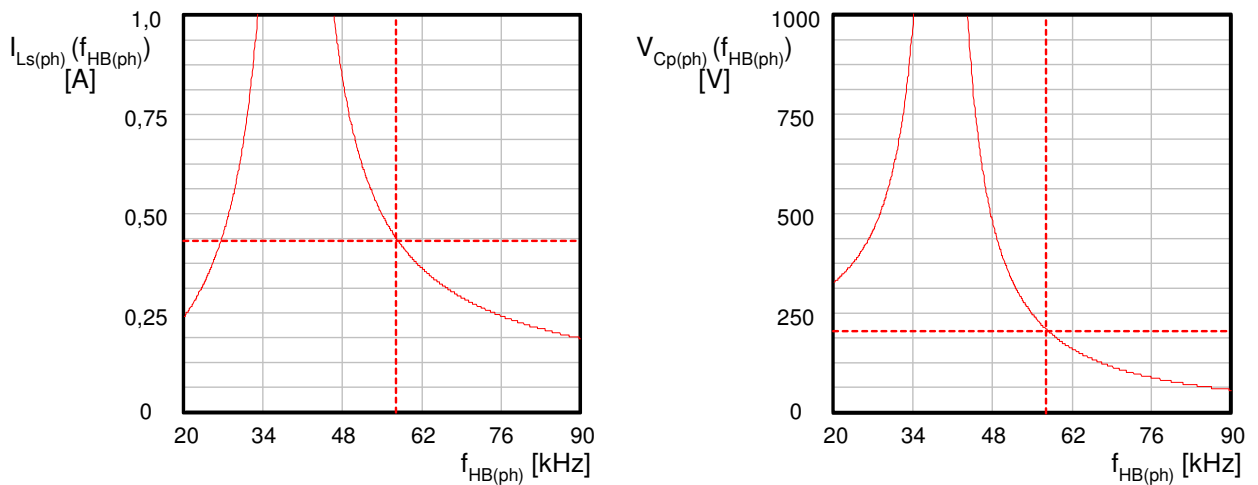
Apesar de não existirem normas para um tempo máximo de pré-aquecimento, recomenda-se adotar um valor em torno de 1,5 s para se evitar a falsa impressão de mau funcionamento do sistema. No entanto, foi escolhido para este sistema um valor de corrente de pré-aquecimento muito pequeno, o que exigirá um intervalo de tempo excessivamente longo

(2,63 s) para que se alcance o valor esperado para R_{hc} , o que facilitará a detecção a olho nu se o controle do reator está operando o processo de pré-aquecimento de maneira adequada.

Considerando os valores dos parâmetros do filtro série ressonante e utilizando as equações (2.13) e (2.19), pode-se traçar os comportamentos dos parâmetros $I_{ph}(f_{HB})$ e $v_{Cp}(f_{HB})$, conforme figuras 4.15(a) e 4.15(b).

Nas figuras 4.15(a) e 4.15(b) é mostrado o ponto de operação escolhido para o processo de pré-aquecimento. Considerando os valores dos parâmetros do filtro série ressonante e utilizando as equações (2.15) e (2.19), os seguintes parâmetros podem ser obtidos:

$$f_{HB(ph)} = 57,56 \text{ kHz, e } v_{Cp(pp)} = 210,30 \text{ V.}$$



(a): Comportamento do valor eficaz da corrente de pré-aquecimento em função da frequência de comutação. (b): Comportamento do valor eficaz da tensão sobre a coluna de gás em função da frequência de comutação.

Figura 4.15: Comportamentos do valor eficaz da corrente de pré-aquecimento e valor eficaz da tensão sobre a coluna de gás em função da frequência de comutação.

Desta maneira, o valor de $v_{Cp(pp)}$ não é suficiente para prover a ignição da lâmpada, menor do que 600 V, fazendo com que o processo de pré-aquecimento possa ser sustentado pelo tempo que for necessário. Com a equação (2.1), foi calculada frequência de ressonância do circuito durante o processo de pré-aquecimento para que seja feita a ignição da lâmpada

após o tempo de pré-aquecimento desejado. Assim, de acordo com a equação (2.19), aplicando uma frequência de comutação de 45 kHz provocará uma tensão de 800 V (pico a pico) na coluna de gás da lâmpada, suficiente para a ignição da lâmpada fluorescente, sendo esta frequência a qual será adotada após o processo de pré-aquecimento.

4.5.3 – Proposta de Projeto do Filtro Série Ressonante para Situação de Controle de Luminosidade

Conforme pôde ser observado na Figura 4.13, quando em controle de luminosidade, este filtro série ressonante projetado faz com que a tensão sobre os filamentos dos eletrodos aumente. Desta maneira, segundo as normas ANSI, o valor eficaz desta tensão não pode ultrapassar 4,4 V, o que pode ser observado no gráfico da Figura 4.13 que este valor é ultrapassado com potência processada na coluna de gás menor igual a 30 W.

Em situações em que existe a exigência de se obedecer as normas ANSI durante operação em regime permanente quando se tem à possibilidade de variar a luminosidade pela técnica de variação da frequência de comutação. Sendo assim, pode-se alterar a estrutura do estágio inversor, como pode ser visto na Figura 4.16.

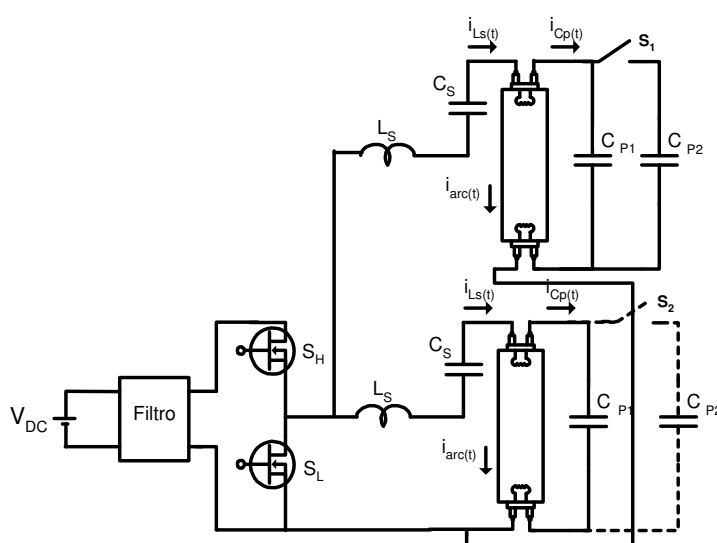


Figura 4.16: Topologia para obediência das normas ANSI em situação de controle de luminosidade.

Para esta topologia, os interruptores controlados S_1 e S_2 atuarão somente em situação de variação da luminosidade, diminuindo o valor da capacitância C_p equivalente, conseqüentemente aumenta-se a impedância do ramo capacitivo. Sendo assim, o circuito ressonante é reconfigurado, havendo modificações da relação frequência de comutação e potência processada na coluna de gás em relação ao circuito anterior.

Na Figura 4.17 é mostrada a variação do valor eficaz da tensão nos eletrodos quando adicionado outro capacitor C_p de mesmo valor, resultando no dobro da impedância capacitiva da situação anterior.

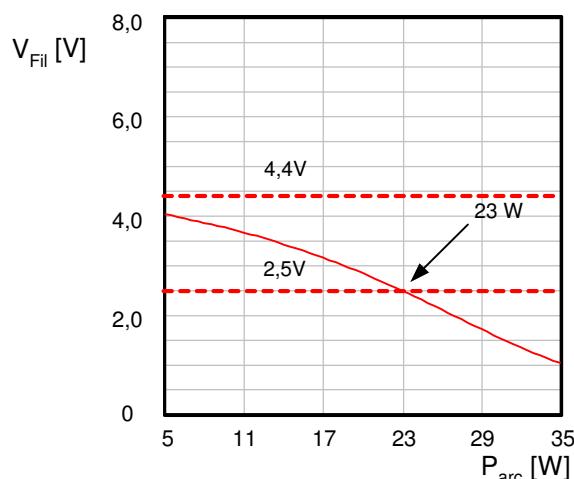


Figura 4.17: Comportamento do valor eficaz da tensão nos eletrodos em função da potência processada.

Observa-se que há uma obediência das normas ANSI para a situação de variação de luminosidade, sendo conveniente a utilização do capacitor C_{p2} para potências processadas menores que 23 W.

4.6 – Projeto do Filtro de Entrada

Como visto no Capítulo 1, este trabalho propõe a utilização de um estágio retificador alimentando múltiplos estágios inversores com corrente contínua. Alimentando estes vários inversores com corrente contínua, seriam reduzidos os problemas ligados à interferência eletromagnética em cabamentos longos e reduziria os custos com cabos blindados para a alimentação dos filtros série-ressonantes. A proposta é re-apresentada na Figura 4.18.

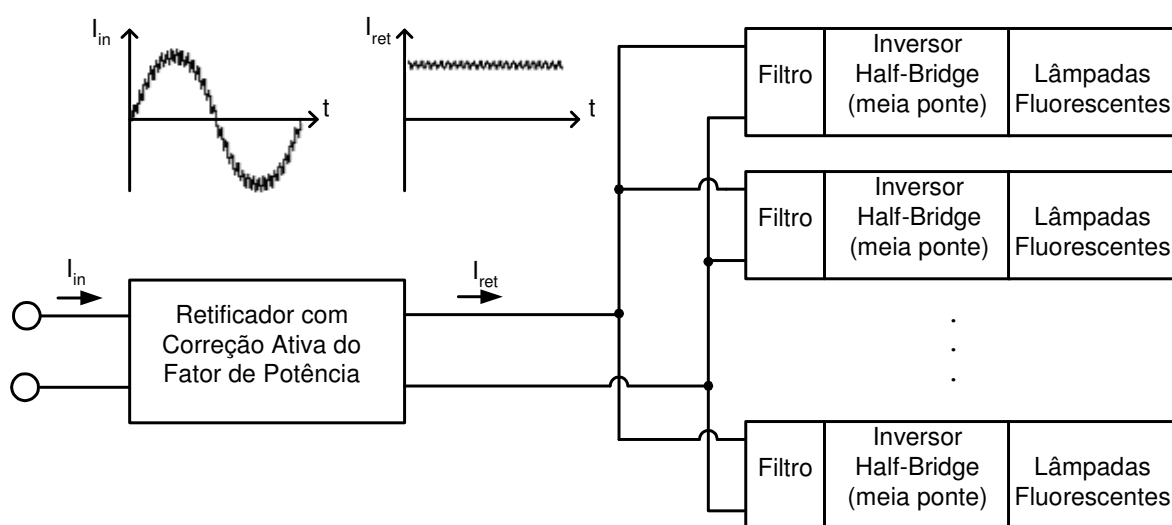
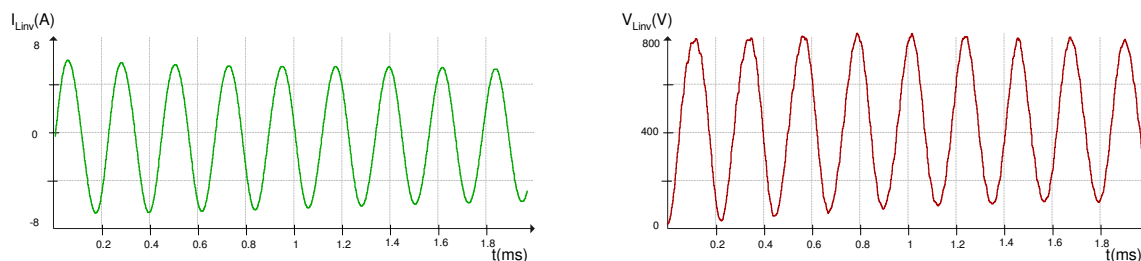


Figura 4.18: Esquemático da proposta deste trabalho.

Logo, o filtro da entrada do estágio inversor seria um filtro passa-baixa LC, o qual teria o intuito de impedir o fluxo de corrente em alta frequência no sentido do estágio retificador. Foi projetado um filtro LC com base em simulações em PSpice, não obtendo-se bons resultados. Devido ao princípio de funcionamento do estágio inversor, o qual devolve energia para o capacitor do filtro de entrada do inversor em uma das etapas de funcionamento, foi observado em simulações a ocorrência de ressonâncias durante o transitório. Além do mais, esta devolução de energia fluía no sentido do capacitor de saída do estágio retificador, por ser uma impedância menor do que a do filtro LC de entrada do estágio inversor, o que desencadeia a circulação de corrente em alta frequência pelo cabeamento de alimentação do estágio

inversor, aumentando os índices de interferência eletromagnética e invalidando todo o objetivo da estrutura multi-lâmpadas proposta.

Na Figura 4.19, é possível observar as formas de onda da corrente no indutor e a tensão no capacitor do filtro LC.



(a): Corrente: 4 A/div; Tempo: 0,2 ms/div. (b): Tensão: 200 V/div; Tempo: 0,2 ms/div.

Figura 4.19: Forma de onda da corrente e da tensão no indutor do filtro LC.

Assim, concluiu-se pela necessidade de projetar um filtro de entrada para o estágio inversor que atendesse a algumas necessidades. São elas:

- Limitar a corrente do capacitor de entrada do estágio inversor;
- Carregar o capacitor de entrada do estágio inversor, sem que há troca de energia entre outros elementos reativos, impossibilitando problemas relacionados às ressonâncias;
- Concatenar a energia devolvida pelo estágio inversor em alta frequência, para que não circule pelos cabeamentos.

O filtro que atenderia a estas necessidades seria um filtro duplo LC com circuitos de roda livre auxiliares. Assim, foi desenvolvido o filtro passa-baixa duplo LC da Figura 4.20, o qual teve o projeto baseado em simulações em ambiente PSpice, inclusive seus valores paramétricos. Este filtro, para facilitar o entendimento do princípio de funcionamento, será dividido em dois filtros: o filtro 1 e o filtro 2.

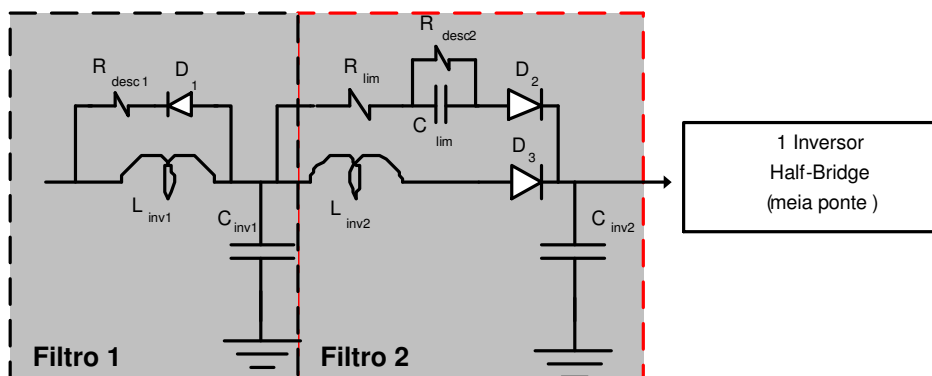


Figura 4.20: Filtro de entrada do estágio inversor.

A estratégia utilizada no filtro da Figura 4.20 é de, inicialmente, propiciar uma baixa impedância em curto transitório para a carga do capacitor C_{inv2} . Assim, o circuito roda-livre auxiliar criado no filtro 2 propicia uma baixa impedância para a carga de C_{inv2} até que o capacitor C_{lim} . Foi adicionado um resistor R_{desc2} com um valor relativamente elevado, utilizado somente para a descarga do capacitor C_{lim} para que o circuito roda-livre auxiliar esteja preparado para uma próxima situação de transitório de energização. Carregado o capacitor C_{lim} , o circuito roda-livre auxiliar torna-se um circuito aberto, não mais circulará corrente por este ramo, passando a circular por L_{inv2} . No intervalo de devolução de energia do estágio inversor, os diodos D_2 e D_3 bloqueiam, e assim, a energia armazenada em L_{inv2} carrega o capacitor C_{inv2} , havendo uma troca de energia entre C_{inv1} , L_{inv2} e C_{inv2} . Neste mesmo intervalo, há uma circulação de corrente em roda-livre no circuito auxiliar do filtro 1.

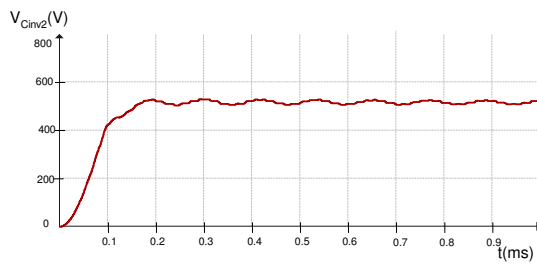
Os circuitos roda-livre dos dois filtros são essenciais para os seus devidos funcionamento. Diante de uma situação de devolução de energia e com o bloqueio dos diodos D_2 e D_3 , as energias armazenadas em L_{inv1} e L_{inv2} poderiam atuar como fonte de corrente e provocariam o desbloqueio destes diodos.

Na Tabela 4.1, são mostrados os valores dos parâmetros do filtro da Figura 4.20, parâmetros os quais foram especificados por simulação digital.

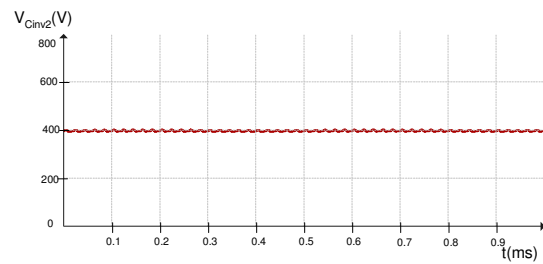
Tabela 4.1: Parâmetros do filtro de entrada do estágio inversor

L_{inv1}	3 mH
L_{inv2}	3 mH
C_{inv1}	100 nF
C_{inv2}	1 μ F
R_{desc1}	2,2 Ω
R_{desc2}	10 k Ω
R_{lim}	5,6 Ω
C_{lim}	47 μ F

A seguir, apresentam-se as formas de onda da tensão de saída do filtro (tensão de entrada do inversor) e da corrente de saída do capacitor do estágio retificador (corrente de entrada do filtro), para o transitório de partida e para o regime permanente com a inserção do filtro completo, resultante de simulação no PSpice.

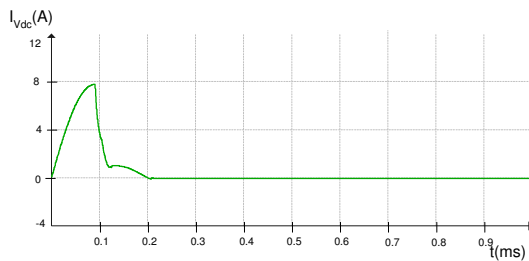


(a): Tensão: 200 V/div; Tempo: 0,1 ms/div.

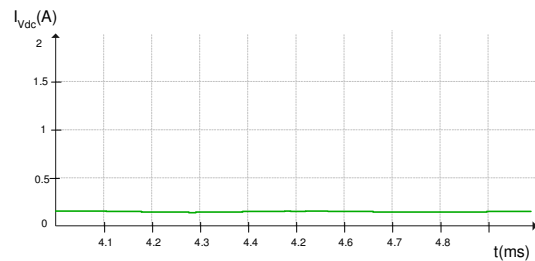


(b): Tensão: 200 V/div; Tempo: 0,1 ms/div

Figura 4.21: Forma de onda da tensão de saída (V_{Cinv2}) durante o transitório de partida e da tensão de saída (V_{Cinv2}) para o regime permanente.



(a): Corrente: 4 A/div; Tempo: 0,1 ms/div.



(b): Corrente: 0,5 A/div; Tempo: 0,1 ms/div.

Figura 4.22: Forma de onda da corrente na entrada do filtro durante o transitório de partida e da corrente na entrada do filtro em regime permanente.

Observando as figuras 4.21 e 4.22, verifica-se que o filtro garante a condução em corrente contínua do conversor até os inversores, não havendo mais ressonâncias que resultam em sobretensões nos componentes do estágio inversor.

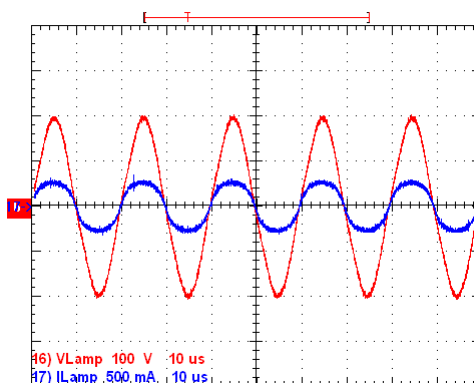
4.7 – Resultados Experimentais:

Neste item, serão mostrados e discutidos os resultados experimentais obtidos com um reator eletrônico controlado pelo circuito integrado IR21592, utilizando a metodologia de projetado para obter a previsão e adequação de uma dada estratégia de pré-aquecimento dos eletrodos da lâmpada sem ajustes empíricos.

Para ajustes dos parâmetros externos do IR21592, encontraram-se dificuldades para a configuração do pré-aquecimento, operação em regime permanente e controle de luminosidade, já que o controle fornecido pelo circuito integrado funciona em malha fechada, significando que a alteração de um dado parâmetro influencia nos demais parâmetros. Um exemplo desta situação é o fato de que a resistência R_{iph} também altera o intervalo de tempo de pré-aquecimento, sendo que a sua funcionalidade real seria para a limitação da corrente de pico.

Foi implementado um reator eletrônico para operar com duas lâmpadas fluorescentes F32T8 32 W, totalizando uma potência de 64 W de acordo com a metodologia de projeto apresentada neste capítulo. O reator eletrônico foi alimentado com tensão de entrada contínua de 400 V, sendo utilizado o filtro de entrada do estágio inversor desenvolvido e analisado anteriormente. A seguir apresentam-se as formas de onda mais relevantes do protótipo.

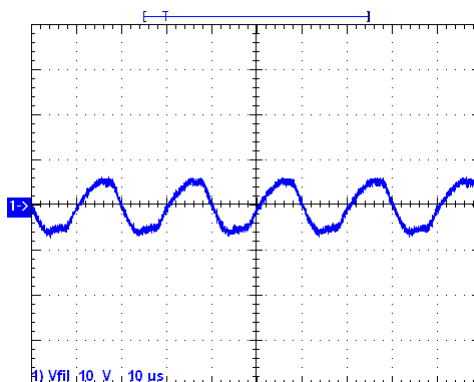
Na Figura 4.23, apresentam-se as formas de onda de tensão e de corrente na coluna de gás para a potência nominal.



Escala: Tensão: 100 V/div; Corrente: 500 mA/div, Tempo: 10 μs/div, Frequência: 50,3 kHz.

Figura 4.23: Formas de onda de tensão (em vermelho) e corrente na coluna de gás (em azul) para a potência nominal (32 W).

Seguindo a metodologia para prover aumento da vida útil para as lâmpadas fluorescentes, os filamentos dos eletrodos devem estar aquecidos durante a operação em regime permanente. A norma ANSI estabelece o intervalo de valor eficaz de tensão nos eletrodos entre 2,5 V à 4,4 V para garantir tal aquecimento. Assim, a Figura 4.24 mostra o perfil da tensão medida nos filamentos.



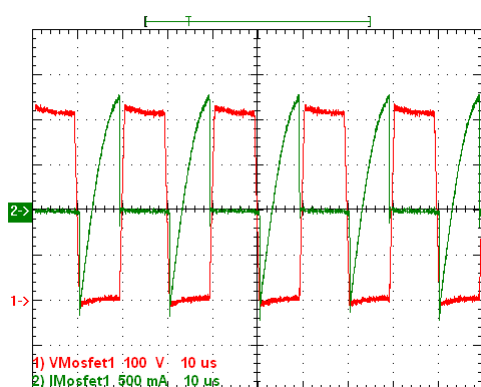
Escala: Tensão: 10 V/div; Tempo: 10 μs/div; Frequência: 50,3 kHz.

Figura 4.24: Formas de onda da tensão no filamento em regime permanente.

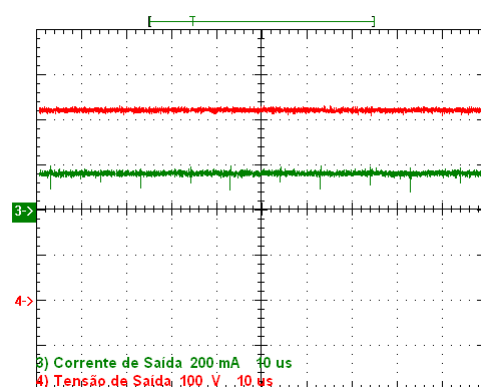
O valor eficaz da tensão no filamento é de 4,27 V. De acordo com a previsão feita no item 4.5.1, o valor teórico calculado foi de 4,00 V. Desta maneira, pode-se afirmar que o modelo desenvolvido para o cálculo do valor eficaz da tensão nos eletrodos é muito próximo

daquele encontrado experimentalmente, apresentando um erro de 6,32%. Isto condiz de que o equacionamento que prevê o valor eficaz da tensão nos eletrodos abordado no Capítulo 3 reproduz uma situação muito próxima dos resultados reais experimentais, sendo muito útil para projetos de reatores eletrônicos.

São apresentadas na Figura 4.25 as formas de onda da corrente, da tensão em um dos interruptores do estágio inversor, a tensão de barramento de alimentação com a respectiva corrente drenada pelo reator eletrônico e também a corrente drenada da fonte pelo estágio inversor sem a utilização do filtro de entrada.

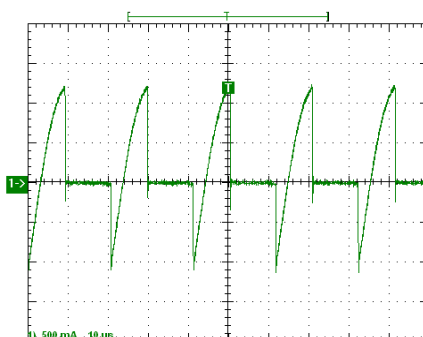


Tensão: 100 V/div; Corrente: 500 mA/div;
Tempo: 10 us/div.



Tensão: 100 V/div; Corrente: 200 mA/div;
Tempo: 10 us/div.

(a) Formas de onda de tensão (em vermelho) e (b) Formas de onda da tensão de alimentação corrente no interruptor superior (em verde) para (em vermelho) e da corrente drenada pelo a potência nominal (32 W). reator (em verde).



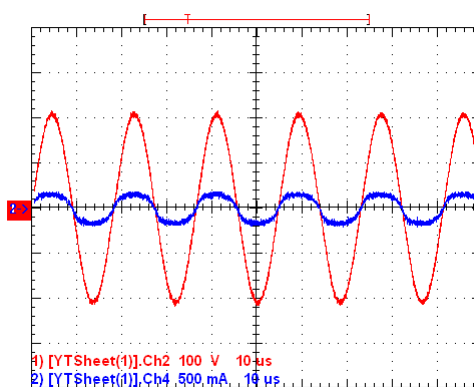
Corrente: 500 mA/div; Tempo: 10 us/div.

(c) Formas de onda da corrente drenada da fonte sem o filtro duplo LC desenvolvido.

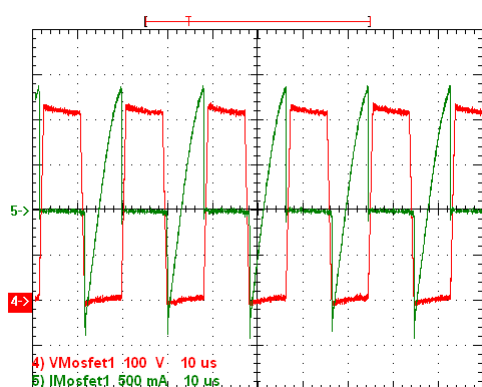
Figura 4.25: Características dinâmicas do reator eletrônico analógico em potência nominal.

Com a Figura 4.25(a), é possível verificar que os interruptores controlados entram em condução de forma não-dissipativa, em função da tensão nula sobre seus terminais (ZVS).

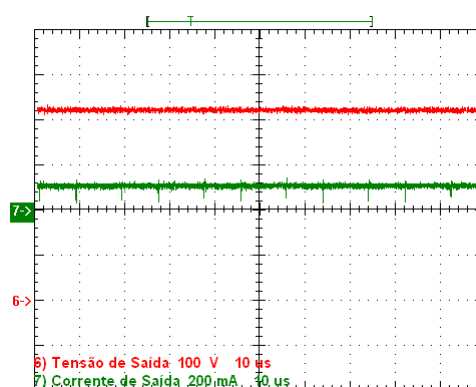
Na Figura 4.25(b), é possível verificar a eficiência do filtro colocado na entrada do estágio inversor, já que não há fluxo de corrente em direção à fonte de alimentação, extinguindo correntes de alta frequência em função da etapa em que o estágio inversor devolve energia à fonte. Para verificar os efeitos do controle de luminosidade, foram adquiridas as seguintes formas de onda para a situação de 50% da potência nominal, mostradas na Figura 4.26 e em 4.27.



Escalas: Tensão: 100 V/div; Corrente: 500 mA/div; Tempo: 10 μ s/div; Frequência: 55 kHz.
 Figura 4.26: Formas de onda de tensão (em vermelho) e corrente na coluna de gás (em azul) para um controle de luminosidade de 50%.



Corrente: 500 mA/div; Tempo: 10 μ s/div.
 Tensão: 100 V/div;



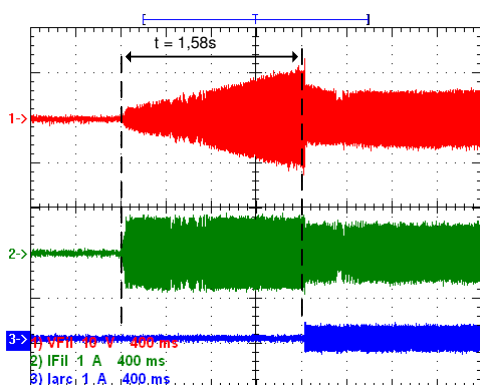
Corrente: 200 mA/div; Tempo: 10 μ s/div.
 Tensão: 100 V/div;

(a): Formas de onda de tensão (em vermelho) e corrente no interruptor superior (em verde) (b): Formas de onda da tensão de alimentação (em vermelho) e da corrente drenada pelo reator (em verde).

Figura 4.27: Características dinâmicas do reator eletrônico analógico processando 50% da potência nominal.

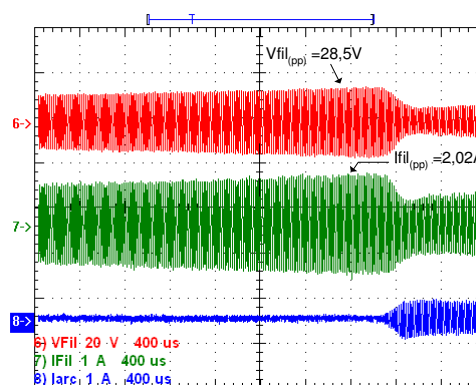
Baseando-se na comparação das figuras 4.25(a) e 4.27(a), observa-se que com a diminuição da potência processada da coluna de gás de 50%, a corrente eficaz que circula pelos interruptores controlados é a mesma. Isto, conforme já mencionado, deve-se ao fato do valor da potência aparente ser aproximadamente a mesma, já que quando se utiliza o controle de luminosidade por variação da frequência de chaveamento, a variação da luminosidade ocorre devido à imposição de uma defasagem entre corrente e tensão aplicada ao estágio inversor, ocorrendo uma conversão de energia ativa em reativa. Isto não significa que o consumo de energia elétrica é o mesmo, uma vez que a energia reativa fica circulando pelo estágio inversor e somente a energia ativa demandada pela coluna de gás mais as perdas em condução, que são aumentadas devido à energia reativa circulante, é que são drenadas da fonte de alimentação. No entanto, comparando-se as figuras 4.25(b) e 4.27(b), os valores eficazes da corrente de alimentação modifica bastante, o que demonstra que é possível reduzir o consumo de energia elétrica efetuando o controle de luminosidade.

Na Figura 4.28, são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente no filamento, bem como da corrente na coluna de gás, para ser visualizado o pré-aquecimento e instantes antes e após a ignição.



Tensão: 10 V/div; Correntes: 1 A/div;
Tempo: 400 ms/div.

(a): Situação de pré-aquecimento e instantes após a ignição;



Tensão: 20 V/div; Correntes: 1 A/div;
Tempo: 400 us/div.

(b): Instantes antes da ignição;

Figura 4.28: Formas de onda da tensão no filamento (em vermelho), da corrente no filamento (em verde) e da corrente na coluna de gás (em azul).

Foram ajustados os parâmetros externos do circuito integrado IR21592 para um tempo de 1,58 segundos e valor eficaz de corrente de pré-aquecimento em torno de 530 mA. Assim, para que um processo de pré-aquecimento seja considerado adequado, a relação R_{hc} deve estar num intervalo de 4,25 à 6,25.

Assim, de acordo com a equação (2.6), o valor de R_{hc} deverá ser de 5,97. Então, diante desta previsão, pode-se dizer que a estratégia de pré-aquecimento é adequada. De acordo com a equação (2.16) ou (2.17), é possível obter a frequência de comutação necessária para propiciar a injeção de valor eficaz de corrente especificado. O valor encontrado foi de 54,08 kHz.

Para a medição do valor experimental de R_h , dividiu-se a tensão de pico-a-pico pela corrente de pico-a-pico instantes antes da ignição da lâmpada, como pode ser observado na Figura 4.26. Foi medido o valor de R_c conforme metodologia mencionada no Capítulo 2, no item 2.1. Assim, o parâmetro R_{hc} é obtido pela equação (2.2), encontrando o valor de 5,67. Como este valor está dentro do intervalo de 4,25 à 6,25, pode-se afirmar que o projeto de pré-aquecimento é adequado, preservando-se a vida útil da lâmpada fluorescente.

Comparando-se o resultado obtido experimentalmente do parâmetro R_{hc} com o valor teórico obtido com a equação (2.6), tem-se que o erro percentual de 5,29%. Isto está em conformidade com o modelo da lâmpada fluorescente desenvolvido no Capítulo 2.

4.8 – Considerações Finais

Neste capítulo analisou-se o estágio inversor e sua operação para o controle de luminosidade da lâmpada fluorescente. A partir de dados de entrada, foi projetado o filtro série

ressonante utilizando uma metodologia de projeto já existente e analisado o seu comportamento dinâmico.

O controle feito pelo IR21592 no estágio inversor é eficaz, porém pode ocorrer desvios nas variáveis de controle do reator em função da tolerância dos componentes. Além disso, o projeto do controle utilizando este circuito integrado apresenta grau de complexidade em se tratando de ajustes a serem feitos, mesmo existindo uma correspondência entre alguns parâmetros externos e variáveis de controle, ocorre que, modificando um parâmetro externo do circuito, vários parâmetros de controles são modificados. Isto implica em exaustivos ajustes empíricos para que seja atendida as exigências de projeto. Por isso, o trabalho segue com o intuito de projetar o controle do estágio inversor utilizando dispositivos que possam fornecer uma melhor precisão e um ajuste facilitado e, adicionalmente, um controle remoto do sistema multi-lâmpadas, utilizando técnicas de controle digital.

O filtro de entrada do estágio inversor foi uma inovação do projeto, já que problemas relacionados à ressonâncias e circulação em alta frequência pelo barramento de corrente contínua, com a utilização de um simples filtro passa-baixa LC, foram eliminados. Desta forma, o filtro passa-baixa adicional desenvolvido atendeu as necessidades de projeto e, apesar de apresentar elementos resistivos, não afetou o rendimento da estrutura.

Capítulo 5

Protocolo de Comunicação, Interfaceamento e Controle Remoto do Estágio Inversor

5.1 – Considerações Iniciais:

Neste capítulo, será abordada a implementação de uma plataforma automática de gerenciamento e supervisão do sistema de iluminação, propiciando o controle de luminosidade e o acionamento/desligamento dos estágios inversores. Sensores de luminosidade e de presença foram acoplados ao sistema, permitindo a obtenção dos dados necessários para a atuação automática, e, um microcomputador é utilizado como plataforma de controle, onde está implementado um *software* para realização de interface amigável aos usuários, permitindo a supervisão e o monitoramento das condições de operação das lâmpadas. Por conta disto, foi implementado um protocolo de comunicação adequado entre microcomputadores e microcontrolador componentes da plataforma proposta, permitindo que o ponto de operação determinado pelo usuário (através de acionamento remoto pelo microcomputador) ou pelos sensores tanto de luminosidade quanto de presença, possa ser imposto ao sistema.

O protocolo de comunicação entre microcomputador / microcontroladores emprega o canal de comunicação chamado *full-duplex*, com transmissão de dados assíncrona da RS232,

não necessitando um *clock* para identificar a entrada de dados no buffer de dados. O *full-duplex* é um canal de comunicação que permite que o sistema transmita um byte pela linha de TX e, no mesmo instante, o sistema receba outro byte pela linha RX. Foram utilizados três padrões de comunicação, sendo eles o RS232, RS485 e o TTL.

Cada estágio inversor possui um microcontrolador que é responsável pelo controle do mesmo, sendo responsável pela liberação dos pulsos de acionamentos dos interruptores controlados. Assim, para a conversão de sinais TTL para níveis de acionamentos de interruptores controlados do estágio inversor, deve-se utilizar um *buffer* de tensão, o qual fornecerá a tensão necessária para este acionamento. Devido à necessidade de se utilizar o circuito integrado IR2104 para promover o devido ataque ao inversor *Half Bridge* e sendo este um *buffer* de tensão, então este dispositivo terá duas funções: *buffer* de tensão e circuito de ataque dos interruptores *Half Bridge*.

Foram acoplados sensores resistivos de luminosidade (LDR) na entrada do microcontrolador, o qual possui três conversores AD, que realiza a leitura da resistência e atua posicionando o estágio inversor em um ponto de operação a fim de adequar a luminosidade do ambiente. A intervenção no controle de luminosidade poderá ser feita também via microcomputador, o que provocará uma interrupção no microcontrolador, fazendo com que o estágio inversor do reator opere num ponto de operação desejado pelo usuário.

O software que possui a função IHM (Interface Homem Máquina) foi desenvolvido utilizando a plataforma Visual Basic 6.0, promovendo simplicidade e fácil entendimento, sendo acessível a usuários de qualquer grau de instrução.

5.2 – Definições, Configurações de Transmissão de Dados

Um sistema de iluminação com controle remoto através de um computador e com controle de luminosidade através da detecção da luminosidade do ambiente e reposição do ponto de operação para qual o reator deve atuar, provendo um gerenciamento automático do nível de luminosidade, reduziria custos com energia elétrica principalmente para grandes condomínios, escritórios, indústrias e comércio, além de promover conforto visual aos usuários.

Um sistema que tenha a potencialidade de prover a comunicação de um microcomputador com outro dispositivo que possa controlar um reator eletrônico e ainda permitir que o usuário tenha acesso ao sistema, monitorando sua operação, não é algo impossível diante de tantos avanços tecnológicos presentes nos dias de hoje. No entanto, transitar com dados em alta frequência que desencadeiam processos por fios longos e próximos de estruturas chaveadas e sujeitos a interferências eletromagnéticas de outros equipamentos, já não é uma tarefa tão fácil [59].

Assim, para que se desenvolva um sistema de iluminação com controle e gerenciamento automático, será abordado neste capítulo os princípios básicos de comunicação e, em seguida, conceitos necessários ao desenvolvimento do projeto, considerando-se o controle dos estágios inversores através do uso de microcontroladores.

5.2.1 – Comunicação de Dados

A distância que um dado sinal percorre em um computador varia de alguns milímetros, como no caso de conexões de um simples circuito integrado, até vários centímetros quando a

conexão de sinais envolve, por exemplo, uma placa mãe com conectores para diversos circuitos. Frequentemente, no entanto, os dados devem ser enviados para fora dos circuitos que constituem o computador. Nesses casos, as distâncias envolvidas podem ser relativamente grandes. Infelizmente, com o aumento da distância entre a fonte e o destino, aumenta-se também a dificuldade de estabelecer uma transmissão de dados precisa. Isso é resultado de distorções elétricas dos sinais que trafegam através de condutores longos e de interferências eletromagnéticas, adicionando-se ruídos ao sinal que se propagam através do meio de transmissão. Embora alguns cuidados devam ser tomados na troca de dados dentro de um computador, o grande problema ocorre quando dados são transferidos para dispositivos fora dos circuitos do computador. Nesse caso, a distorção e o ruído podem tornar-se tão severos que a informação pode ser perdida.

A comunicação de dados estuda os meios de transmissão de mensagens digitais para dispositivos externos ao circuito transmissor da mensagem. Dispositivos externos são geralmente circuitos com fonte de alimentação independentes dos circuitos relativos a um computador ou outra fonte de mensagens digitais. Como regra, a taxa de transmissão máxima permissível de uma mensagem é diretamente proporcional à potência do sinal, e sendo limitada devido a influência de ruídos acoplados por interferência eletromagnética irradiada por outros dispositivos e, em alguns casos, conduzida.

5.2.2 – Canais de Comunicação

Um canal de comunicação é um caminho sobre o qual a informação pode trafegar. Ela pode ser definida por uma linha física (fio) que conecta dispositivos de comunicação, ou por um sinal de rádio, laser, ou outra fonte de energia radiante [59].

Um canal no qual a direção de transmissão é inalterada é chamada de canal *simplex*. Por exemplo, uma estação de rádio é um canal *simplex* porque ela sempre transmite o sinal para os ouvintes e nunca é permitida a transmissão inversa [59].

Um canal *half-duplex* é um canal físico simples no qual a direção pode ser revertida. As mensagens podem fluir nas duas direções, mas nunca ao mesmo tempo. Um exemplo grosseiro desta situação é uma chamada telefônica. Uma parte fala enquanto a outra escuta e, depois de uma pausa, a outra parte fala e a primeira escuta. Falar simultaneamente resulta em sons que não podem ser compreendidos. Assim, num determinado instante, o sistema somente estará enviando ou somente recebendo, necessitando de um sinal de controle para que seja detectado quando transmitir ou quando enviar [59].

Um canal *full-duplex* permite que mensagens sejam trocadas simultaneamente em ambas as direções. Ele pode ser visto como dois canais *simplex*, um canal direto e um canal reverso, conectados nos mesmos pontos. Assim, o sistema pode estar recebendo um dado e enviando outro simultaneamente [59].

5.2.3 – Transmissão Serial

A maioria das mensagens digitais são mais longas que alguns poucos bits. Por não ser prático nem econômico transferir todos os bits de uma mensagem simultaneamente, a mensagem é quebrada em partes menores e transmitida seqüencialmente.

A transmissão bit-serial converte a mensagem em um bit por vez através de um canal. Os bits individuais são então rearranjados no destino para compor a mensagem original. Em geral, um canal irá passar apenas um bit por vez. A transmissão bit-serial é normalmente chamada de transmissão serial, e é o método de comunicação escolhido por diversos periféricos de computadores [59].

A transmissão byte-serial converte 8 bits por vez através de 8 canais paralelos. Embora a taxa de transferência seja 8 vezes mais rápida que na transmissão bit-serial, são necessários 8 canais, e o custo poderá ser maior do que 8 vezes para transmitir a mensagem. Quando as distâncias são curtas, é factível e econômico usar canais paralelos como justificativa para as altas taxas de transmissão [59].

Em função de aplicações a longas distâncias deste trabalho, como por exemplo, um grande prédio comercial ou até mesmo em uma grande área, como por exemplo, biblioteca, galpão de amostras de arte e grandes escritórios, onde se deseja fazer um sistema de iluminação setorizado, neste trabalho foi utilizada a transmissão bit serial.

5.2.4 – Taxa de Transferência e Tipos de Transferências de Dados

A taxa de transferência refere-se a velocidade com que os dados são enviados através de um canal e é medido em transições elétricas por segundo. Na norma EIA232, ocorre uma transição de sinal por bit, e a taxa de transferência e a taxa de bit (*bit rate*) são idênticas. Nesse caso, uma taxa de 9600 *bauds* corresponde a uma transferência de 9600 dados por segundo, ou um período de aproximadamente, 104 ms ($1/9600$ s) [59].

Outro fator que se deve considerar é a eficiência do canal de comunicação que é definido como o número de bits de informação utilizáveis (dados), enviados através do canal por segundo. Ele não inclui bits de sincronismo, formatação, e detecção de erro que podem ser adicionados à informação antes da mensagem ser transmitida, e sempre será no máximo igual a um.

Geralmente, dados serializados não são enviados de maneira uniforme através de um canal. Ao invés disso, pacotes com informações regulares são enviados seguidos de uma

pausa. Os pacotes de dados binários são enviados dessa maneira, possivelmente com comprimentos de pausa variável entre pacotes, até que a mensagem tenha sido totalmente transmitida. O circuito receptor dos dados deve saber o momento apropriado para ler os bits individuais desse canal, saber exatamente quando um pacote começa e quanto tempo decorre entre bits. Quando essa temporização for conhecida, o receptor é dito estar sincronizado com o transmissor, e a transferência de dados precisa torna-se possível. Falhas na manutenção do sincronismo durante a transmissão irão causar a interrupção ou perda de dados.

Duas técnicas básicas são empregadas para garantir a sincronização correta, existindo dois tipos de transmissão de dados: transmissão síncrona e transmissão assíncrona [59].

Na transmissão síncrona, todos os dispositivos ligados no barramento de dados são sincronizados em um *clock* comum gerado por um dos dispositivos ou por um gerador de sinais externo, tendo frequência fixa ou variável. Deste modo, o receptor do dado só valida o dado recebido na transição do *clock* na borda de subida ou na borda de descida. Assim, o receptor usa a transição de *clock*, seja ela de subida ou descida, para decidir quando ler cada bit recebido. As transmissões síncronas são úteis para barramentos de dados de pequenas distâncias, para cabeamentos de no máximo cinco metros. Para longos cabeamentos, a transmissão síncrona não é vantajosa, já que há a necessidade de transmitir um sinal de *clock*, que normalmente é um sinal com frequência elevada, sendo assim, sujeito a problemas de interferência eletromagnética [59].

A Figura 5.1 ilustra a transmissão síncrona com a detecção de dados na borda de descida do *clock*. Observe que na transmissão síncrona, o primeiro bit enviado é o MSB (*More Significant Bit*), o bit mais significativo.

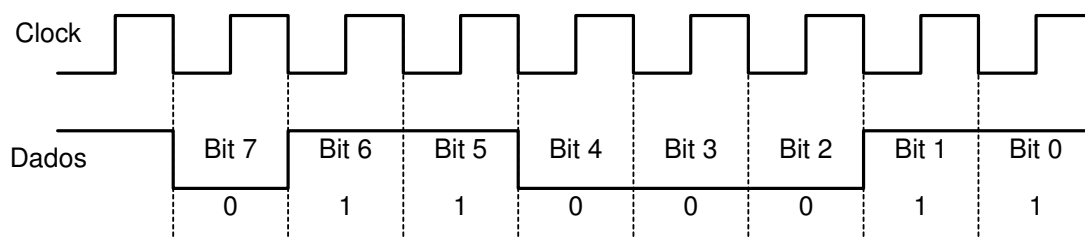


Figura 5.1: Transmissão síncrona.

Em sistemas de transmissão assíncronas, também chamada de transmissão não-sincronizada, o barramento de dados não é acompanhado pelo barramento de *clock*, já que o sincronismo é gerado no próprio barramento de dados. Assim, a velocidade de transmissão de dados deve ser configurada por igual em todos os dispositivos ali conectados, podendo existir uma variação muito pequena. Cada *byte* transmitido é acompanhado de um *Start Bit*, que sinaliza o início da transmissão de dados, e um ou mais *Stop Bit*, que sinaliza o fim da palavra transmitida. A porta RS232 dos microcomputadores utilizam, na maioria das vezes, a transmissão assíncrona para se comunicar com dispositivos, embora também consiga transmitir dados de forma síncrona [45].

A Figura 5.2 ilustra a transmissão assíncrona. Observe que na transmissão assíncrona, o primeiro bit enviado é o LSB (*Less Significant Bit*), o bit menos significativo.

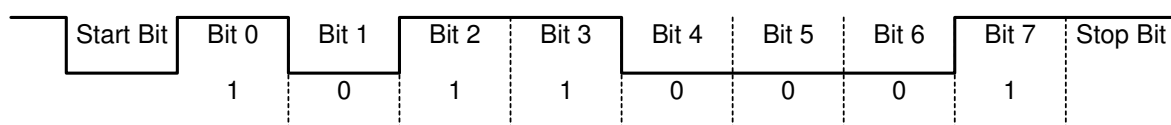


Figura 5.2: Transmissão assíncrona.

Uma transmissão assíncrona pode utilizar vários tipos de configurações. A configuração mais popular é a 8-N-1, o qual o transmissor envia a cada *byte* um *Start Bit*, seguido de oito bits de dados (iniciando pelo bit menos significativo) e finaliza com um *Stop Bit*. A letra “N” da configuração 8-N-1 significa que a transmissão não utiliza bit de paridade [59].

Assim, todos os bits utilizados na transmissão do dado, incluindo o *Start Bit* e o *Stop Bit* formam uma palavra. O dado a ser transmitido que compõe a palavra é chamado de carácter. O carácter pode ser composto por letras e números ou então valores binários [59].

Dados binários trabalham muito bem em sistema em que se têm várias ligações. No entanto, algumas aplicações de sistemas de comunicação necessitam de enviar ou receber mensagens ou pacotes de dados que contenham texto. Para enviar dados em formato de texto, o programa interfaceador utiliza um código que atribui um valor numérico para cada carácter de texto. Há várias convenções de codificações, sendo uma das mais comuns é a ASCII (*American Standard Code for Information Exchange*), a qual consiste em 256 códigos e requer oito bits, sendo utilizado na formação do protocolo deste trabalho [59].

A programação requerida para o envio e o recebimento de dados na transmissão assíncrona é mais simples do que quando se utiliza transmissão síncrona. Os microcomputadores e alguns microcontroladores possuem um componente chamado UART (*Universal Asynchornous Receiver/Transmitter*) que opera no recebimento ou na transmissão de sinais de comunicação de dados, operando sempre com transmissão assíncrona [59].

Nos microcomputadores, os sistemas operacionais e as linguagens de programação se encarregam em transmitir e receber dados do barramento serial, sem necessidade de se preocupar com muitos detalhes da arquitetura UART. Assim, para configurar o UART, deve-se seleccionar a taxa de transferência e recepção de dados, seleccionar a porta a ser utilizada para comunicação e habilitar outras configurações. Para enviar um *byte* do microcomputador, o aplicativo deve escrevê-lo para o *buffer* de transmissão da porta serial seleccionada e a UART envia o dado, bit por bit, no formato configurado, adicionando *Start* e *Stop Bit*, bit de paridade quando há. Do mesmo modo, para a recepção de um dado, o *byte* é armazenado no *buffer* de recepção. O UART, então, executa uma interrupção no aplicativo notificando-o da existência do *byte* no *buffer*, encaminhando o dado para o processamento do aplicativo e assim dando seqüência a outros eventos [59].

Alguns microcontroladores não possuem o componente UART e, algumas vezes, há a necessidade de mais componentes deste do que o microcontrolador possui. Nestes casos, pode-se adicionar um UART externo ou então simular um componente UART no código do aplicativo.

Um USART (*Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter*) é um componente semelhante ao UART, diferindo somente por operar tanto em transmissão síncrona quanto em assíncrona [59].

5.2.5 – Norma EIA 232 e EIA 485

O termo RS é uma abreviação de “*Recommended Standard*”. Esta norma relata a padronização de uma interface comum para comunicação de dados entre equipamentos, criada no início dos anos 60, por um comitê conhecido atualmente como “*Electronic Industries Association*” (EIA). Naquele tempo, a comunicação de dados compreendia a troca de dados digitais entre um computador central (*mainframe*) e terminais de computadores remotos, ou entre dois terminais sem o envolvimento do computador. Estes dispositivos poderiam ser conectados através de linha telefônica e, conseqüentemente, necessitavam um modem em cada lado para fazer a decodificação dos sinais [59].

Dessas idéias nasceu o padrão RS232. Ele especifica as tensões, temporizações e funções dos sinais, um protocolo para troca de informações, e as conexões mecânicas. Há mais de 30 anos desde que essa padronização foi desenvolvida, a EIA publicou três modificações. A mais recente, EIA232E, foi introduzida em 1991. Ao lado da mudança de nome de RS232 para EIA232, algumas linhas de sinais foram renomeadas e várias linhas novas foram definidas.

As normas EIA 232 e EIA 485 especificam uma taxa máxima de transferência de dados de 20000 bits por segundo (o limite usual é 19200 bps). *Baud rates* fixos não são

fornecidos pela norma. Contudo, os valores comumente usados são 300, 1200, 2400, 4800, 9600 e 19200 bps [59].

Embora tenha sofrido poucas alterações, muitos fabricantes adotaram diversas soluções mais simplificadas que tornaram impossível a simplificação da padronização proposta. As maiores dificuldades encontradas pelos usuários na utilização da interface RS232 incluem pelo menos um dos seguintes fatores:

- ✓ a ausência ou conexão errada de sinais de controle, resultam em estouro do *buffer* (“overflow”) ou travamento da comunicação;
- ✓ função incorreta de comunicação para o cabo em uso, resultam em inversão das linhas de transmissão e recepção, bem como a inversão de uma ou mais linhas de controle (“*handshaking*”).

5.3 – Padrões de Comunicação

O RS232 é o padrão de tensão dos sinais seriais liberados pela porta DB9 dos microcomputadores. Este sinal apresenta sinais com níveis positivos para nível lógico baixo e sinais com níveis negativos para níveis lógicos alto. O TTL é o padrão de tensão o qual os microcontroladores conseguem interpretar, apresentando um sinal de tensão positivo de 5,0 V para nível lógico alto e sinal de tensão 0,0 V para nível lógico baixo. Por razões da impossibilidade da utilização do padrão de comunicação RS232 para configurações multi-pontos (vários *drivers/receivers* acoplado no mesmo barramento de comunicação), será também utilizado o padrão RS485. O padrão RS232 e RS485 ainda continuarão sendo mais populares para uso em aplicativos com a finalidade de monitorar e controlar sistemas, como por exemplo, em CCM’s (centro de controle e comando) de inversores de frequência [59].

O padrão RS485 possibilita prover uma comunicação entre vários dispositivos e sem se preocupar com a distância entre eles, tendo uma distância total de cabamentos com limite de 1200 m em baixas velocidades, utilizando somente cabos não blindados. Este padrão foi criado para a utilização de uma comunicação robusta para situações onde existem vários pontos de comunicação e está sendo muito utilizado pelas indústrias que executam controle de sistemas e transferência de dados de até 10 Mbps. Além disso, apresenta uma possibilidade de interferência eletromagnética em seu sinal bem menor do que utilizando o padrão RS232, devido a sua transmissão de dados diferenciada que utiliza dois cabos, no modo operação diferencial. Nomeando um cabo de A e outro de B, o nível lógico 1 é identificado quando a tensão no cabo A é próxima de 5 V e no cabo B é em torno de 1,5 V, e o nível lógico 0 quando a tensão em B é próxima de 5 V e em A é em torno de 1,5 V. Estas vantagens de se operar no modo diferencial é a solução para problemas em sistemas de comunicação com dispositivos distantes e efeitos de terra flutuante. A Figura 5.3 ilustra as características elétricas de cada padrão de comunicação utilizado [59].

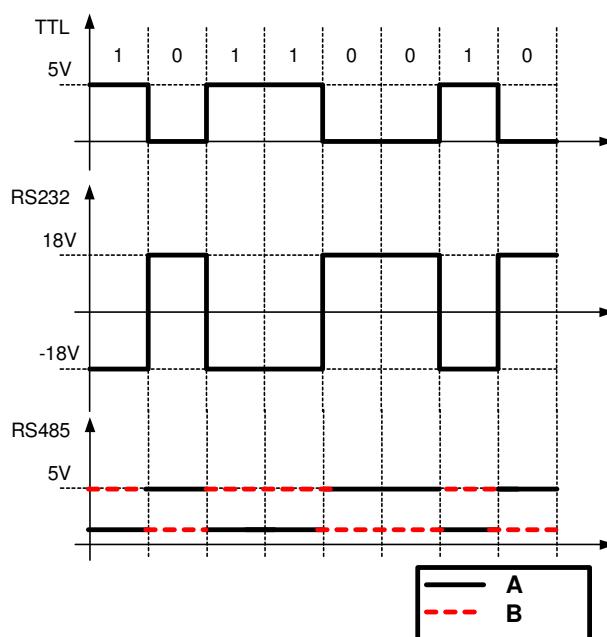


Figura 5.3: Características elétricas dos padrões TTL, RS232 e RS485.

Para melhor visualização do sistema como um todo, as figuras 5.4 e 5.5 ilustram o sistema de comunicação proposto e suas interfaces.

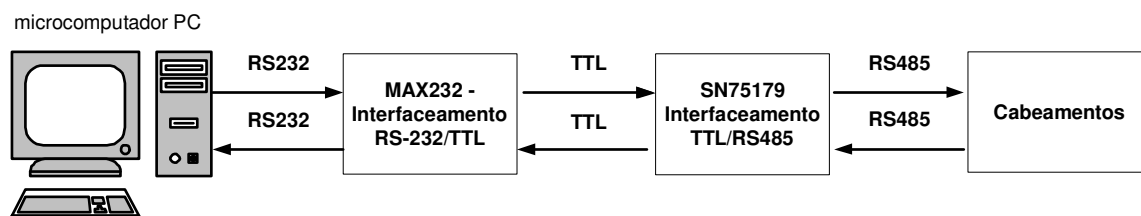


Figura 5.4: Interfaceamento do sistema até o cabeamento.

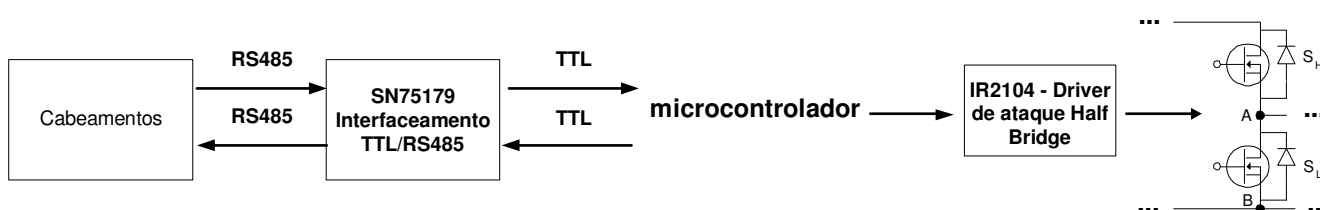


Figura 5.5: Interfaceamento do cabeamento até cada estágio inversor.

Para se operar com os três padrões de comunicação, é necessária a utilização de estruturas que possibilitam fazer a interface entre elas. Foi utilizado o MAX232, que converte de RS232 para TTL e, em seguida, de TTL para RS485 utilizando o SN75179. O sinal de comunicação trafega por cabeamentos até os microcontroladores cada um alocado em um reator eletrônico. Assim, em cada reator é convertido o sinal de RS485 para TTL, padrão o qual torna possível a interpretação dos dados pelos microcontroladores.

Na Figura 5.6, é possível visualizar a configuração de uma interface RS232/TTL, ou vice-versa.

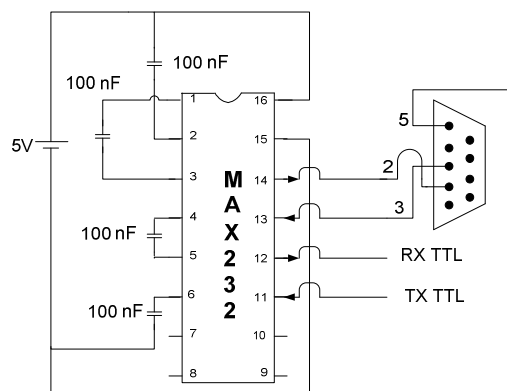


Figura 5.6: Circuito esquemático de parâmetros externos do MAX232.

Na Figura 5.7, é possível analisar a configuração de parâmetros externos do SN75179. Pode-se observar que há um grau de complexidade baixo para arranjo dos parâmetros externos desta interface, necessitando somente a alimentação de 5,0 V e adicionar resistores em paralelo aos cabos diferenciais para evitar problemas relacionados à reflexão de sinais, provendo casamento de impedâncias da rede de comunicação.

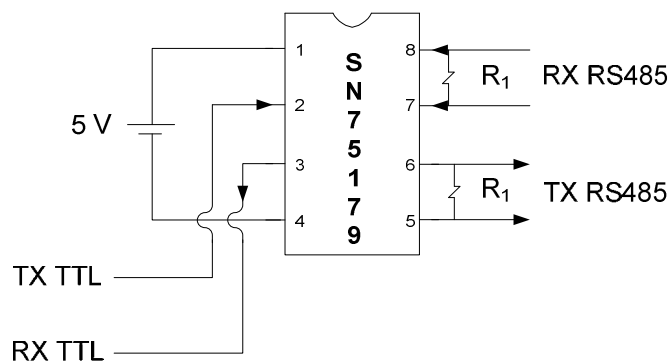


Figura 5.7: Circuito esquemático de ligação do SN75179.

5.4 –Interface Serial no Microcomputador

Existem várias portas que operam com comunicação serial, como a USB (*Universal Serial Bus*), Firewire e I²C. De todas estas, as mais recentes são a USB e a *Firewire*, as quais apresentam velocidade muito além das portas tipo COM e estão em ascensão atualmente [59].

O crescimento da aplicação da porta USB vem forçando a conversão de comunicação desta porta para as demais. Apesar disso, a RS232 e as outras interfaces tipo COM continuarão sendo mais populares para uso em aplicativos com a finalidade de monitorar e controlar sistemas. Estas interfaces apresentam custos reduzidos de implementação, facilidade para se programar, conveniência para utilização em barramento de dados que possuem cabos longos e facilidade para se comunicar com microcontroladores [59].

A RS232 apresenta algumas vantagens, são elas:

- Possibilidade de condução de sinais a longas distâncias, de até 50 metros, sem utilizar repetidores de sinais e cabos blindados;
- É uma porta comum a todos os computadores, apesar de no momento estar perdendo espaço para a porta USB;
- Facilidade no interfaceamento entre RS232 e a USART de um microcontrolador;
- Possibilita ligações de até 300 metros com cabeamentos blindados e sem a utilização de repetidores de sinais, o que não é possível com a USB, que possui uma limitação de 5 metros, quando se opera com dois dispositivos na rede de comunicação;
- Utilização de somente três fios de comunicação;
- Maior facilidade e baixo custo no interfaceamento para outros padrões de comunicação mais potentes, como por exemplo, para RS485.

As portas seriais de um microcomputador (as chamadas COM's ,*Communications*, ou também chamadas de Comm's) são controladas pelo componente UART. O UART tem a função de converter um dado serial para paralelo ou vice-versa. Quando o microcomputador recebe um dado serial, ele converte para um dado paralelo em função do modo de processamento no microcomputador. Quando o microcomputador deve enviar um dado, este componente converte de dado paralelo para dado serial [59].

5.5 – Programação de Eventos de Comunicação utilizando Visual Basic 6.0

Há muitas linguagens de programação que executam a transmissão, recepção e tratamento de dados vindos ou originados pela porta serial. É possível aplicar a comunicação de dados a controle de sistemas, banco de dados e monitoramento de sistemas utilizando uma linguagem de programação. Com este intuito, a plataforma a ser utilizada para a comunicação serial e a interface amigável ao usuário, para o sistema de gerenciamento do nível de luminosidade do sistema de iluminação proposto, foram desenvolvidas utilizando Visual Basic 6.0 [59].

O Visual Basic consiste em uma linguagem de programação orientada a eventos. Isto significa que todas as ações que ocorrem durante a execução do programa são estruturadas nos eventos dos objetos. Por exemplo: se existir um botão chamado “Botão1”, e o usuário clicar sobre ele, será acionado o evento “Botão1.Click” do “Botão1”. Caso seja dado um duplo clique, será acionado o evento “Botão1.DblClick” do “Botão1”. Assim, o Visual Basic serve para gerar aplicações que serão executadas em ambientes gráficos como o Windows. Os comandos usados no Visual Basic são basicamente os mesmos usados no Basic, com a diferença de que foram ampliados para satisfazer as necessidades de uma aplicação voltada para ambientes gráficos [59].

Nestes últimos tempos, a programação orientada a objetos(*OOP - Object Oriented Programming Language*) tem chamado muito a atenção e ganhado muito espaço para aplicação em controle, gerenciamento e monitoração de sistemas. A utilização das técnicas de orientação a objeto no desenvolvimento de aplicativos facilita a depuração, o aperfeiçoamento, a escalabilidade e a reutilização do código. Rigorosamente falando, até a versão 6.0, o Visual Basic não podia ser considerada uma linguagem que reunisse as características típicas de uma verdadeira linguagem orientada a objetos, como Java, por exemplo. O Visual Basic 6.0 não possui suporte a herança (embora suportasse a implementação de interfaces). Com a chegada do VB.NET, o Visual Basic realmente passou a ser uma linguagem orientada a objetos. Isto trouxe novas perspectivas e também novas frustrações, a principal delas é a mudança de mentalidade ao se programar em VB.NET com a orientação a objetos [60, 61].

O Visual Basic, em relação a outras linguagens, possui uma relativa facilidade de aprendizado. Embora as aplicações de Visual Basic possam ser mais amigáveis para o usuário final, são mais trabalhosas para serem construídas do ponto de vista de sua interface gráfica. Isto deve-se ao fato de que todas as opções possíveis no programa devem ser pensadas e codificadas pelo programador, o que não acontecia com linguagens anteriores. Em síntese, quanto mais detalhado e fácil de se usar o programa, mais trabalhoso será o seu processo de codificação [59].

Neste trabalho, a interface gráfica, bem como o tratamento de dados, usarão componentes disponíveis na versão 6.0.

Um componente de controle personalizado para o tratamento de dados para comunicação é o MSComm. Este componente está presente nas edições *Professional* e *Enterprise*, não sendo encontrada na edição *Learning*. Este componente de controle facilita a programação de transmissão e envio de dados e uma performance melhor em relação a outros métodos mais complicados de acesso à porta serial [59].

Como em qualquer outro componente de controle do Visual Basic 6.0, o MSComm tem algumas propriedades associadas a ele relativas a configuração de portas, transmissão de dados, uso de sincronização de sinais e a recepção de dados. Nos itens abaixo, serão expostos as propriedades mais importantes do componente MSComm bem como o que promove cada uma delas:

- CommID: configura o endereçamento do dispositivo;
- CommPort: configura o número da porta serial;
- InBufferSize: configura o tamanho do *buffer* de recepção, em *bytes*;
- InputLen: configura o número de carácter a ser lido;
- InputMode: configura o tipo de dados (texto ou binário) a ser transmitido ou recebido;
- OutBufferSize: configura o tamanho do *buffer* de transmissão, em *bytes*;
- PorOpen: configura o estado da porta serial (*True* para abrir, *False* para fechar);
- Rthreshold: configura quantos caracteres recebidos são suficientes para desencadear o evento comEvReceive durante a recepção de dados;
- Settings: configura a taxa de transferência, a paridade (caso exista), o número de bits do dado de controle e o *Stop Bit*;
- Sthreshold: configura o mínimo de caracteres para que seja desencadeado o evento comEvSend durante a transmissão de dados;
- CommEvent: aquisita o mais recente evento ou erro de comunicação executado;
- InBufferCount: mostra ao sistema o número de caracteres presentes no *buffer* de recepção;
- Input: aquisita o dado presente no *buffer* de recepção;
- OutBufferCount: mostra ao sistema o número de caracteres presentes no *buffer* de transmissão;

- Output: escreve um dado no *buffer* de transmissão.

O componente MSComm possui um poderoso detector de eventos chamado OnComm. Este detector de eventos responde a vários eventos ocorridos na porta serial, eliminando a necessidade de verificação excessiva de presença de dados na recepção, detectando se o *buffer* de recepção está pronto para receber outro dado. Adicionalmente, com o OnComm é possível monitorar 17 eventos com a porta serial, fazendo com que o aplicativo execute a ação do evento desencadeado, fazendo um salto na programação. Assim, dentro da programação do detector OnComm, é estruturada uma lógica tal que cada evento possui um valor decimal padrão associado a ele, o qual é armazenado numa variável padrão. Dependendo do valor desta variável, é executada uma ação. Esta ação pode ser uma mensagem ao usuário do aplicativo, uma outra ação a ser desencadeada, ou simplesmente um evento não interessante ao aplicativo a ser simplesmente ignorada [59, 60].

O microcomputador operando como receptor, o OnComm simplesmente detecta quando o dado está armazenado no *buffer* de recepção. Um detalhe muito importante é que, para que o detector de eventos detecte a chegada do dado no buffer de recepção, a propriedade do RThreshold do componente MSComm deve estar configurada com o número mínimo do carácter para que o evento seja desencadeado com a recepção de dados. Assim, o evento do detector OnComm somente será desencadeado se a quantidade de caracteres recebidos for maior ou igual ao valor setado na propriedade RThreshold. O evento desencadeado pelo detector de eventos OnComm quando um dado é recebido pela porta serial é o ComEvReceive. Assim, quando ocorrer este evento, deve-se armazenar os dados que estão no *buffer* de recepção em uma variável para executar o processamento necessário, de acordo com o objetivo que o aplicativo tem com aquele dado. Caso a propriedade RThreshold não for setada, o evento ComEvReceive não será desencadeado [59, 60].

Quando o microcomputador estiver operando como transmissor, as razões de sua utilização não são tão óbvias. O microcomputador pode transmitir para o *buffer* de transmissão da porta serial os dados muito rapidamente do que ele pode enviar para o sistema e o *buffer* pode não conseguir comportar todos os dados. Se a quantidade total de dados a ser enviados for maior do que o configurado na propriedade `OutBufferSize`, o aplicativo não pode escrever todos os dados de uma só vez, ocorrendo *overflow*. O detector de eventos `OnComm` nestes casos tem a finalidade de transferir todos os dados eficientemente, assegurando que o *buffer* de transmissão não esteja cheio, evitando *overflow*. Assim, a propriedade `SThreshold` do componente `MSComm` deve ser configurada com o número de caracteres que devem conter no *buffer* de transmissão para que seja acionado o evento. Quando for setado um determinado valor de `SThreshold`, e o *buffer* apresentar o valor de `SThreshold` mais uma unidade, o detector de eventos de comunicação serial `OnComm` atuará e acionará o evento `ComEvSend`, saltando para esta sub-rotina. A vantagem deste dispositivo se concentra em situações como a que será exposta adiante. Por exemplo, se o *buffer* de transmissão é de 1024 *bytes* com `Sthreshold` configurado para 256 *bytes* e a porta serial está transferindo 32k *bytes*. Para enviar o dado de 32k *bytes*, o aplicativo escreverá 1024 *bytes* para preencher o *buffer* de transmissão e a porta serial começa a transmitir o dado. Quando faltar 256 *bytes* para que a transmissão dos 1024 *bytes* que estavam no *buffer* finalize, o evento `ComEvSend` pode escrever mais 768 *bytes* para que complemente o *buffer*. Assim, o processo continua até que todos os dados dos 32k *bytes* sejam transferidos. Caso a propriedade `Sthreshold` não for habilitada, o evento `ComEvSend` não será desencadeado [59, 60].

Usando estes artifícios, é possível estabelecer uma recepção de dados, obtendo-os e disponibilizando-os numa interface homem-máquina (IHM) amigável. Criando a interface gráfica do software que fará a supervisão e a intervenção no sistema de iluminação de uma forma amigável, torna-se o manuseio do sistema acessível ao entendimento de usuários leigos com um mínimo de instrução computacional. A interface gráfica e remota desenvolvida em

Visual Basic 6.0 tem o intuito de promover uma interface homem-máquina amigável ao usuário, permitindo que qualquer usuário leigo possa operar o sistema. O software permite a intervenção ou monitoramento de cada reator, executar os acionamentos e/ou variar as luminosidades. A partir dele, pode-se ter acesso ao agendamento de acionamentos em função do dia da semana e do expediente de trabalho do ambiente, programando acionamentos e desligamentos de acordo com o horário.

O aplicativo desenvolvido possui três formulários: a *splash screen* (tela inicial), o formulário de controle e acionamentos gerais e o formulário de controle por calha. Estes formulários são apresentados nas figuras 5.8, 5.9, 5.10, 5.11 e 5.12.

Conforme Figura 5.8, foi criada uma tela inicial para que o usuário se informe do aplicativo que está sendo aberto. Esta tela fica pelos menos dois segundos no primeiro plano da área de trabalho, fechando logo em seguida. Assim que a tela inicial se fecha, é aberto o formulário de controle e acionamentos gerais do sistema de iluminação.



Figura 5.8: Tela inicial do aplicativo de supervisão e controle do sistema de iluminação.

Como se observa na Figura 5.9, o processo inicial permite apenas atuar no modo de operação do sistema, Automático ou Manual, ou fechar o aplicativo. O modo de operação “Automático”, além de possuir a função de ligar e desligar automaticamente, impõe com que todas as calhas do sistema operem de acordo com os sensores de presença e luminosidade acoplados no controle do estágio inversor, considerando o agendamento pré-programado de funcionamento de cada calha, em função da programação de expedientes, já que se trata de um sistema de iluminação projetado para ser setorizado.

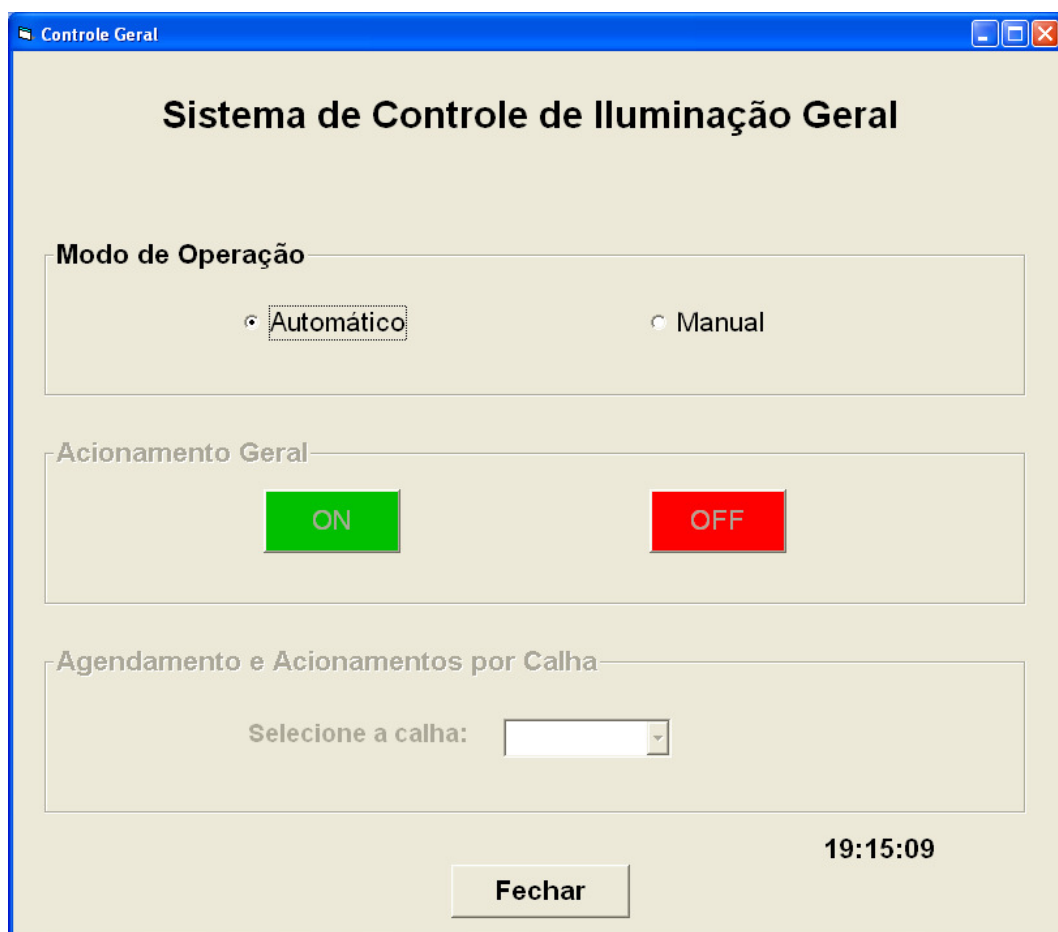


Figura 5.9: Controle geral de acionamentos do sistema de iluminação, sem acesso ao controle individual de calhas.

Os padrões pré-programados para o modo Automático podem ser reconfigurados por calha, selecionando a calha desejada. Isto é possível quando é modificado o modo de operação para “Manual”, sendo possível também Ligar/Desligar todo o sistema de iluminação sem que a programação pré-existente, assim como, a atuação dos sensores de luminosidade e presença interfiram na ação. Assim, quando no modo “Manual”, os demais botões do aplicativo estarão disponíveis, sendo possível atuar sobre o acionamento geral e também efetuar controle por calha, tornando o microcomputador o agente de todas as ações, conforme pode ser observado na Figura 5.10.

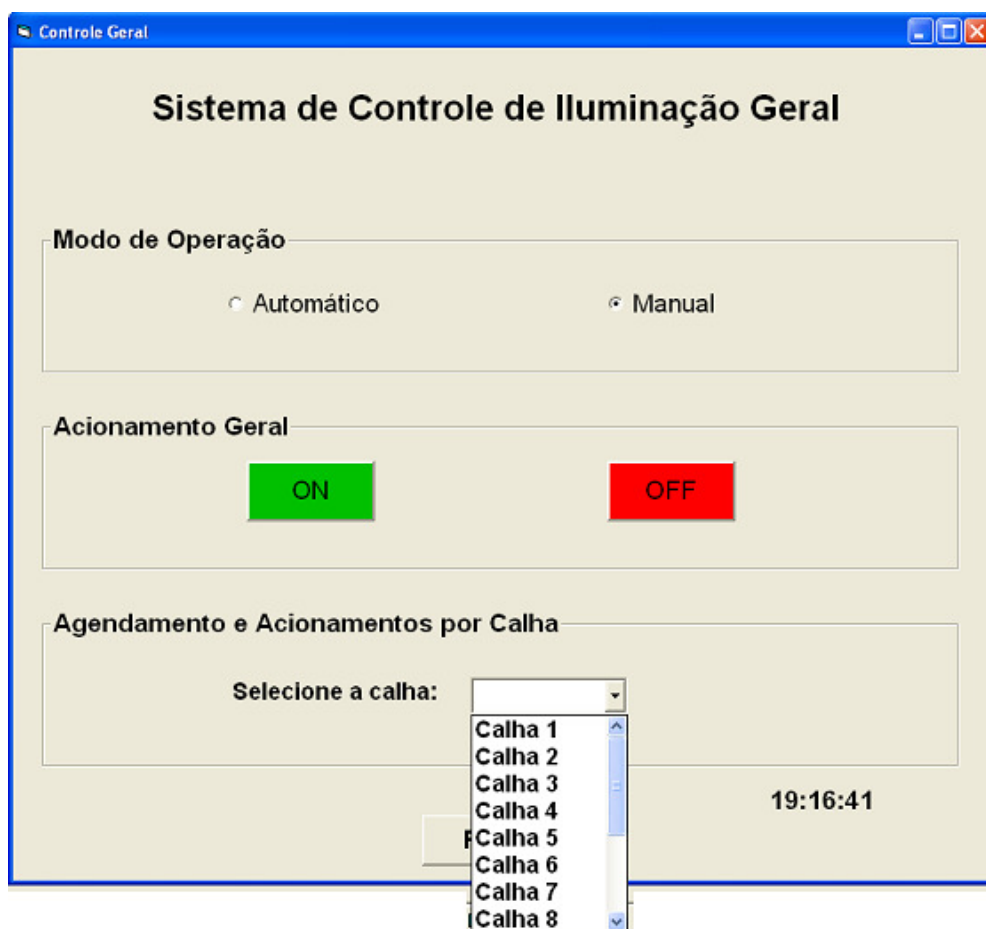


Figura 5.10: Controle geral de acionamentos do sistema de iluminação, com acesso ao controle individual de calhas.

No controle por calha, cada calha possui botões de Liga/Desliga, um mostrador de valores, dois botões de opção e uma barra de rolagem. O botão Liga/Desliga atuará ligando ou desligando a calha indicada. Um *label* mostrará qual a luminosidade ajustada pelo sensor de luminosidade ou a luminosidade ajustada pelo usuário na última alteração. Os botões de opção permitem que o usuário atue modificando a luminosidade da calha, quando no modo “Manual”. Já no modo “Automático”, somente é possível monitorar se a calha está ligada ou desligada e, se ligada, qual a porcentagem em relação à potência nominal que está sendo processada na calha. A barra de rolagem faz a alteração da potência processada pela calha. Além do mais, é possível ter acesso ao agendamento pré-programado de acionamentos da calha e fazer possíveis alterações, em função do dia de semana. Isto pode ser observado na Figura 5.11.

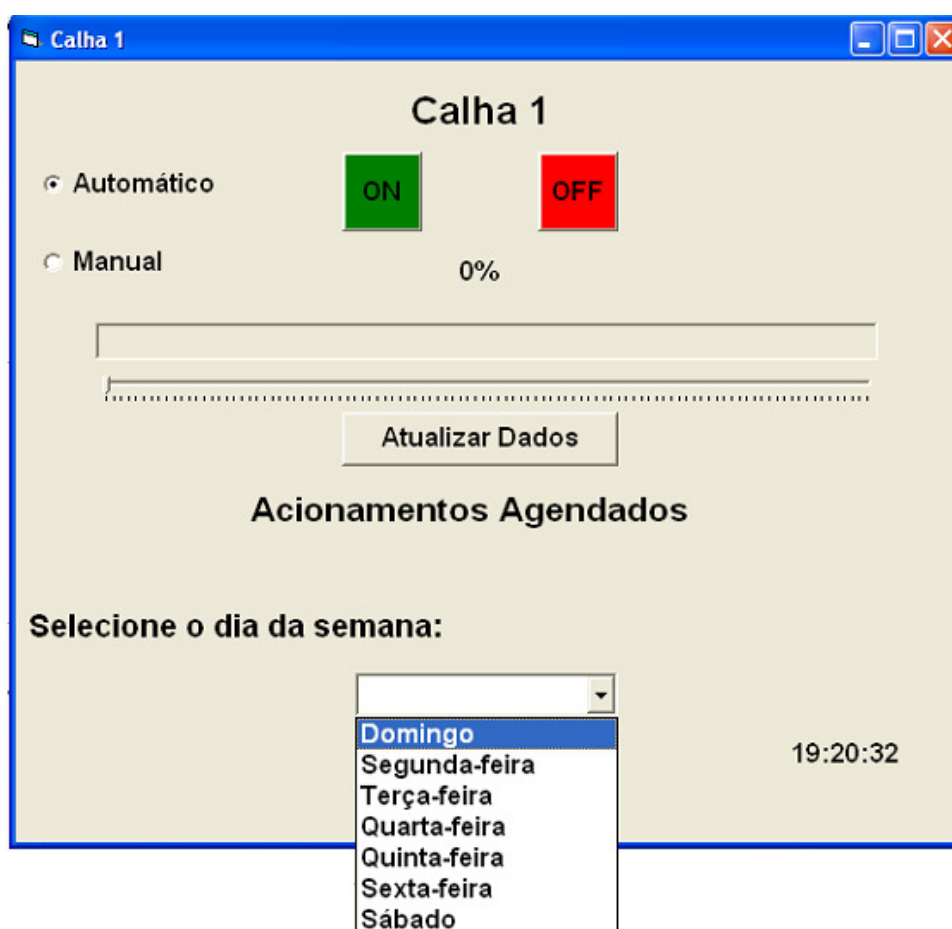


Figura 5.11: Formulário do aplicativo de controle por calha do sistema de iluminação.

Acessando-se ao agendamento diário de acionamentos da calha, é possível monitorar e/ou reprogramar este agendamento em função do dia da semana em dois horários para ligar e dois horários para desligar o estágio inversor. Este número de agendamentos programáveis decorre em função da necessidade do ambiente em que o sistema de iluminação é empregado, sendo possível alterar o *software* supervisor para mais ou menos acionamentos, de acordo com as necessidades.

A Figura 5.12 ilustra a tela para monitorar e reconfigurar os acionamentos agendados.

The image shows a graphical user interface window for scheduling. The title bar reads 'Agendamento de Segunda-feira'. The main heading is 'Agendamento de Horário'. Below this, there are two sections: 'ON:' and 'OFF:'. Each section contains two time selection controls, each consisting of a dropdown for hours (currently showing '00') and a dropdown for minutes (currently showing '00'), separated by a colon. An 'E' (representing 'AND') is placed between the two time controls in each section. The first 'ON:' time control is highlighted with a blue border. At the bottom of the window is an 'OK' button.

Figura 5.12: Formulário do aplicativo de agendamento horário diário de uma determinada calha.

Apesar de se ter vários dispositivos e muitas variáveis de controle (por exemplo, agendamentos para reator 1, luminosidade do reator 4, controle de luminosidade do reator 10), o *software* utiliza somente quatro formulários-mestres, sendo as variáveis de controle dependentes da variável Calha e/ou da variável Dia, utilizando acumulação de dados no formato de matrizes. Na Tabela 5.1 é possível visualizar a dependência destas variáveis.

Tabela 5.1: Relação das variáveis de controle e suas matrizes.

Variável de Controle	Matriz (nxm)
Luminosidade	Luminosidade (Calhax1)
Hora	Hora (CalhaxDia)
Minuto	Minuto (CalhaxDia)

Então, o aplicativo sempre adquire o horário do microcomputador e o dia da semana através de uma rotina desenvolvida na linguagem Basic que é desencadeada uma vez por segundo decorrido, separando a hora instantânea em duas variáveis, uma variável “Hora” e outra “Minuto”, e assim comparando com os valores armazenados nos elementos das matrizes

Hora (CalhaxDia) e Minuto (CalhaxDia), matrizes as quais são construídas a partir de valores colocados no aplicativo pelo usuário, no formulário mostrado na Figura 5.12. Caso esta comparação tenha um valor afirmativo, o aplicativo enviará um dado com o endereçamento correspondente ao reator eletrônico da linha correspondente da matriz de controle.

O canal de comunicação a ser utilizado pelo RS232 e pelo RS485 é o *full duplex*, possibilitando que o microcomputador envie e receba dados distintos no mesmo instante. Para que o sistema se comunique de maneira a não haver conflito de dados de uma calha com a outra, foi criado um protocolo de comunicação utilizando estes dois padrões de comunicação, de modo a endereçar cada calha, fazendo com que cada ordem enviada pelo aplicativo seja recebida e executada pela calha que se deseja atuar. Assim, o microcomputador enviando uma ordem para uma determinada calha, as outras calhas acopladas ao sistema não alterarão seu ponto de operação e continuarão operando da mesma maneira. O dado a ser enviado ou recebido pelo protocolo criado possui oito bits, dados transmitidos do tipo texto ASCII pelo barramento, e foi utilizada uma taxa de transferência de 2400 bits por segundo, sendo esta taxa considerada além das necessidades do sistema.

Um protocolo de comunicação foi desenvolvido para fazer o endereçamento e o controle dos acionamentos feitos pelo aplicativo. Existem outros protocolos de comunicação vigentes e alguns até normatizados. Um protocolo exclusivo para o controle de sistema de iluminação artificial normatizado é denominado DALI (*Digital Addressable Lighting Interface*), regido pela norma IEC 60929, o que está sendo adotado como padrão por grandes fabricantes de reatores eletrônicos, como a OSRAM, a Philips Lighting e a International Rectifier, por exemplo. No entanto, este protocolo permite acoplar ao sistema somente 64 dispositivos, é limitado a uma velocidade de transferência de dados de 1200 bits por segundo, além de utilizar cinco condutores para se comunicar. Assim, o protocolo proposto neste trabalho possui vantagens de não possuir limitante de dispositivos acoplados ao sistema, além de prover a comunicação utilizando somente três condutores, minimizando custos e problemas

com interferências eletromagnéticas, e ainda se adapta a qualquer taxa de transferência, possibilitando a expansão do protocolo para a utilização da porta USB, o qual opera com taxas de transferências altíssimas [62].

Voltando a atenção ao estágio inversor, quando o aplicativo encaminha uma ordem, através da transmissão pela porta serial, o estágio inversor deve obedecer esta determinada ordem. Então, é necessário um dispositivo que interprete o protocolo e execute a ação.

5.6 – Controle do Estágio Inversor Utilizando um Microcontrolador

5.6.1 – Introdução a Microcontroladores

Os microcomputadores não são os únicos dispositivos que possibilitam a transmissão e recepção de dados. Existem vários microcontroladores que possibilitam este artifício tecnológico. Porém, os microcontroladores são diferentes dos processadores, pois integram em um único circuito integrado o processador, uma memória RAM (dados), uma memória ROM (programa) e outros recursos a um baixo custo. Eles foram projetados para comandarem equipamentos específicos. Estes equipamentos são conhecidos como Sistemas Embutidos, do inglês *Embedded System*, pois ele é embutido dentro de um sistema fechado e com funções bem específicas, de acordo com a programação ali armazenada. Em geral, estes sistemas exigem um controle preciso do tempo, pois trabalham em tempo real. As capacidades de processamento e de memória variam de acordo com a aplicação, podendo ser desde um simples relógio ou um equipamento industrial. O microcontrolador pode ser dividido em várias partes: a ROM, a RAM, a EEPROM, as portas, a ULA, possibilitando a utilização de recursos como *Watchdog*, *Timer*, *A/D* e *PWM* [63].

A ULA (Unidade Lógica Aritmética) é responsável por cálculos aritméticos e lógicos. A memória ROM (*Read Only Memory*) é uma memória somente para leitura, onde ficam armazenados os programas e as constantes, as entradas e saídas de dados e endereçamentos. A memória RAM (*Random Access Memory*) é uma memória que permite escrita e leitura, onde são armazenados os dados de entrada e saída e possibilita o acesso a qualquer posição dela no mesmo intervalo de tempo, diferente de uma memória sequencial. A memória EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory*) não volátil e, que permite escrita e leitura. As portas permitem a comunicação com o mundo externo, podendo atuar como entradas, recebendo informações de sensores ou de outros dispositivos, e como saídas, enviando informações para *displays*, *drivers*, atuadores e outros dispositivos [63].

Assim, os microcontroladores possuem vastos recursos, que são maiores ainda para alguns dispositivos muito avançados, no entanto, quanto mais versátil, maior o custo. Entretanto, com um microcontrolador simplório, é possível projetar um sistema de automação robusto, por exemplo. Alguns recursos são comuns, como por exemplo, *Watchdog*, que é um contador independente do *clock* do microcontrolador, conversores AD, USART e canais PWM [63].

Diante de todas estas características básicas do microcontrolador e também com a atratividade de possuir um baixo custo, verificou-se que um microcontrolador por estágio inversor seria mais que suficiente para adquirir os sinais de protocolo, interpretando-o e acionando o circuito de ataque do estágio inversor. Assim, a necessidade de projeto para o controle do estágio inversor está focada na interpretação dos dados de protocolo e execução de ordens vindas do microcomputador e das rotinas programadas no dispositivo, ajustando a frequência de comutação diante das devidas necessidades, seja na operação normal, quanto no controle de luminosidade e até mesmo durante o processo de pré-aquecimento antes da ignição, obtendo leitura de sensores de presença e luminosidade, enviando sinais de protocolo

para que o aplicativo interprete e monitore cada calha, além de obedecer as demandas de controle vindas do microcomputador [63].

5.6.2 – Microcontrolador AtMega8 da ATMEL

O microcontrolador foi escolhido de forma que satisfizesse as condições do projeto proposto. Assim, destacou-se o Atmega8 da ATMEL, por possui algumas vantagens em relação aos demais, sendo as mais relevantes a possibilidade de programação em Linguagem C, *Assembly*, Basic e algumas outras, necessitando somente do programa compilador BASCOM, fornecido gratuitamente pela ATMEL e também a possibilidade de utilizar arquiteturas antigas e novas da AVR, facilitando a migração de um chip mais antigo para um mais moderno. O compilador BASCOM permite a programação em uma determinada linguagem e daí, compila o programa em *Assembly*, linguagem de baixo nível a qual o microcontrolador interpreta [63].

Os microcontroladores AVR da fabricante ATMEL são de 8 bits, desenvolvidos sob a tecnologia RISC (*Reduced Instruction Set Computer*). Esta tecnologia é baseada na arquitetura *Harward*, que separa a memória de dados da memória de programa, existindo um barramento para dados e outro para programa. Esta separação de barramentos permite uma maior velocidade no tratamento dos dados e do programa. Apenas para efeito de comparação, o microcontrolador 8051 Intel, por exemplo, foi desenvolvido sob tecnologia CISC (*Complex Intruction Set Computer*) e arquitetura *Von Neumann*, onde o barramento de memória de dados e o de programa não são separados, trafegando por um mesmo barramento, o que diminui sua dinâmica operacional [63].

Todos os processadores até o Pentium utilizam uma tecnologia denominada CISC. Esta classe de processadores possui um conjunto de instruções grande e uma área denominada

micro-código, responsável por armazenar como o processador deve manipular cada instrução individualmente. À medida que novas instruções eram acrescentadas, o decodificador de instruções do processador tinha que ficar mais complexo, o que o tornava mais lento. O micro-código ficava maior, o que acarretava, além da lentidão, um processador fisicamente maior e mais difícil de ser construído. Isto quer dizer que, paradoxalmente, quanto mais poderoso fosse o processador, mais lento e difícil de ser construído ele ficaria [63].

A solução para construir processadores mais rápidos foi a utilização da tecnologia RISC. Ao contrário da tecnologia CISC, processadores RISC são muito simples de serem construídos, pois não possuem decodificador de instruções ou micro-código. Cada bit de uma instrução abre ou fecha um determinado circuito lógico dentro do processador, diretamente, fato que torna este tipo de processador muito mais rápido [63].

Seria muito interessante que todos os processadores fossem RISC, mas existe um grande problema: as duas tecnologias são incompatíveis. Assim, se os novos processadores da Intel fossem totalmente RISC, você não poderia executar nenhum programa antigo [63].

Um outro detalhe muito importante sobre a família AVR diz respeito à quantidade de ciclos de máquina necessários para executar uma instrução. Esse fator determina a quantidade de MIPS (milhões de instruções por segundo) que um microcontrolador pode alcançar. Na família AVR um pulso de *clock* equivale a um ciclo de máquina. Como é necessário apenas um único ciclo de máquina para executar a maioria das instruções pertencentes ao seu *instruction set*, um microcontrolador AVR operando com um oscilador de 4 MHz estará operando exatamente a 4 MIPS.

A Figura 5.13 mostra o microcontrolador de 28 pinos, que possui 23 I/O programáveis, seis entradas AD, sendo um de 10 bits e os demais de 8 bits, e três canais PWM, sendo um de 10 bits e outros dois de oito bits.



Figura 5.13: Microcontrolador ATmega8 16PU

Uma característica muito importante e útil da configuração do canal PWM deste microcontrolador é que é possível configurá-lo de várias maneiras, já que ele possui um gerador de formas de onda interno. Com isso, é possível gerar pulsos na frequência desejada, utilizando a opção de setar o intervalo de tempo em nível alto e o intervalo de tempo em nível baixo. Além desta vantagem, a partir da configuração do canal PWM, o microcontrolador segue para as rotinas seguintes e o canal continua mandando os pulsos de acionamentos. Assim, o sinal PWM só será alterado a partir da execução de outra rotina que configure o canal de maneira diferente. Deste modo, após a configuração, há uma desvinculação da atuação do canal PWM com o *clock* do microcontrolador, operando como eventos concorrentes.

5.7 – Controle do Estágio Inversor Utilizando o Microcomputador e o Microcontrolador

Após toda a abordagem de comunicação utilizando os padrões RS232, RS485 e TTL e conceitos básicos de microcontroladores, serão descritos neste item as técnicas de controle para acionar os estágios inversores, efetuando o controle remoto via microcomputador, acionamento correto do estágio inversor, provendo pré-aquecimento, controle de luminosidade obedecendo necessidades requeridas pelos sensores de luminosidade ou advindas dos usuários através do microcomputador, acionamentos via sensores de presença e acionamento segundo calendário de eventos.

O diagrama de fluxo da Figura 5.14 mostra o funcionamento do acionamento e controle dos estágios inversores responsáveis pelo controle do nível de luminosidade e operação das lâmpadas fluorescentes instaladas nas diversas calhas (duas lâmpadas por calha).

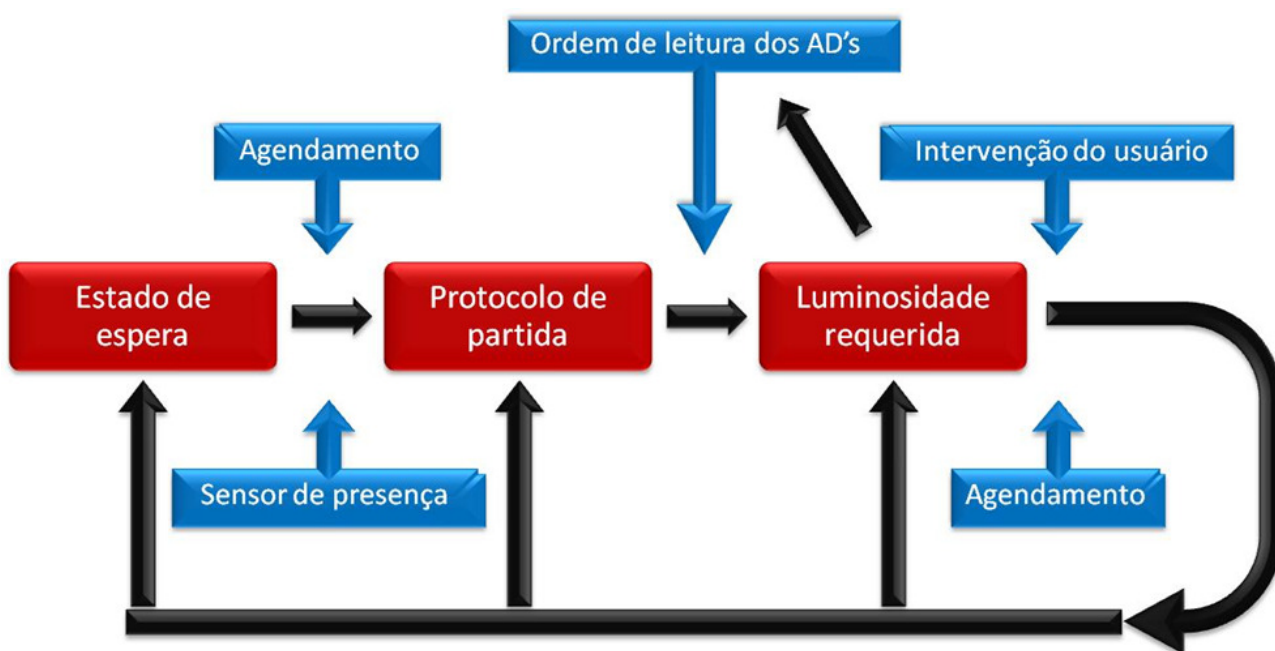


Figura 5.14: Diagrama esquemático do controle do estágio inversor.

Conforme se observa no diagrama de fluxo da Figura 5.14, considerando o estágio inversor inicialmente desligado, ele iniciará seu funcionamento ou a partir da atuação do sensor de presença, modo Automático, ou pelo aplicativo de interfaceamento com o usuário, modo Manual, ou devido à um acionamento relacionado com o agendamento cadastrado no aplicativo do horário de expediente e dia da semana do setor da calha que comporta as lâmpadas fluorescentes. Caso a calha seja acionada em função do agendamento e o ambiente detectar ausência por quinze minutos, o circuito temporizador do sensor de presença enviará um sinal informando ao microcontrolador a ausência no ambiente, habilitando o desligamento automático desta calha. Diante da presença de algum ocupante após o desligamento, o circuito temporizador do sensor de presença detectará e acionará a respectiva calha.

Supondo a situação que as lâmpadas de determinada calha se encontram desligadas e o usuário deseja acioná-las pelo aplicativo. Logo, o microcomputador enviará um dado de

endereçamento para o barramento de dados e o microcontrolador que possuir aquele endereçamento acionará o respectivo inversor. Assim, o microcontrolador executará o processo de pré-aquecimento no tempo e corrente de acordo com as especificações de projeto, alterando a frequência de comutação do estágio inversor utilizando suas configurações do canal PWM, fazendo com que seja injetado um valor eficaz constante de corrente no filtro SRPL. Após isso, o microcontrolador comandará o estágio inversor para operar numa frequência próxima da frequência de ressonância, fazendo com que uma tensão maior do que 600 V pico a pico seja aplicada sobre a coluna de gás, o que promove as condições para ignição. Após a ignição, o estágio inversor operará com uma frequência de comutação de modo que a lâmpada fluorescente opere na potência nominal da coluna de gás. Após alguns instantes, o microcontrolador faz a leitura do sensor de luminosidade (resistor variável com a luminosidade - LDR), utilizando seu conversor AD interno e, desta forma, o microcontrolador atuará de maneira a efetuar o controle de luminosidade, de acordo com a necessidade. Caso o usuário não se encontre satisfeito com o ponto de operação encontrado pelo microcontrolador, o usuário poderá recorrer ao aplicativo, ativar o modo Manual e, assim, controlar a luminosidade da forma que desejar. O processo de funcionamento inicial é sempre o mesmo, independentemente da maneira que a calha é acionada, ou seja, sempre a lâmpada é acionada para condição nominal, após a etapa de pré-aquecimento e ignição programados.

Supondo agora uma situação em que as lâmpadas de uma determinada calha encontram-se desligadas e um usuário adentre ao ambiente. O sensor de presença fará a detecção, mandando sinal de controle ao microcontrolador o qual fará o acionamento do inversor da respectiva calha. O sensor de presença também atuará de maneira a detectar a ausência no setor onde se encontra a calha. A partir do momento que ocorrer uma ausência não-programada pelo usuário, o microcontrolador receberá esta informação pelo sensor de presença e executará um procedimento de desligamento e/ou redução do nível de luminosidade. Em função da redução da vida útil em função do número de ignições da

lâmpada fluorescente, quando o microcontrolador receber o dado de ausência no ambiente, a luminosidade é reduzida ao mínimo admissível a fim de reduzir o consumo de energia elétrica, iniciando também uma contagem de tempo. Após esta contagem de tempo, supondo programado em dez minutos, e o usuário não retornar, o inversor da respectiva calha poderá ser desligado, caso a desocupação estiver fora do expediente normal de serviços do ambiente.

Outro modo de acionamento pode ser feito pelo agendamento do dia da semana e horário realizado através do aplicativo, em função da grade horária de serviços do ambiente controlado. A identificação das desocupações dos ambientes durante curtos ou longos períodos pode ser baseada em informações previamente fornecidas ao aplicativo, utilizando-se a grade horária de funcionamento dos serviços. Entretanto, esta informação deve ser complementada com dados advindos dos sensores de presença.

Supondo um local com horário de funcionamento normal estabelecido das 8:00h às 12:00h e das 14:00h às 18:00h, a maioria das desocupações que ocorrerem nestes intervalos de tempo serão de curta duração, fazendo com que o microcontrolador atue reduzindo o nível de luminosidade dos ambientes desocupados sem desligar as lâmpadas. Já as desocupações que ocorrerem fora do horário de funcionamento normal têm grande probabilidade de serem de longa duração, o que significa que o microcontrolador poderá desligar os inversores das respectivas calhas. Apenas como garantia, antes de desligar determinado inversor, o mesmo operará para impor às lâmpadas luminosidade mínima admissível e também será acionado um contador interno ao microcontrolador o qual fará com que, após um tempo programado, por exemplo, dez minutos, e não havendo o retorno do usuário, o inversor respectivo (ou inversores) será desligado.

Considerando a lógica de controle e monitoramento estruturada, foi feita a programação dos microcontroladores utilizando a linguagem Basic, compilando o programa utilizando o software compilador BASCOM.

Todo o acionamento do estágio inversor se fará com a utilização de um *driver* de ataque para inversores *Half Bridge*, já que a partir de um trem de pulsos disparado na frequência necessária para o estágio inversor deverá ser dividido em dois pulsos complementares, de mesma frequência. Além disso, os pulsos liberados pelo microcontrolador não são propícios à acionamentos de interruptores de potência controlados, que necessitam de uma tensão maior. Sendo assim, foi utilizado o *driver* de ataque IR2104 entre o microcontrolador e o estágio inversor que, além de *driver*, opera também como *buffer* de tensão, fazendo com que um trem de pulsos se divida em dois trens de pulsos complementares e com uma faixa de tensão admissível para acionamento de transistores de potência.

5.8 – Cabeamentos

Cada estágio inversor, conforme já comentado, terá um circuito integrado interfaceador SN75179 e um microcontrolador para atuar sobre o controle dos interruptores ativos do estágio inversor. Assim, os sinais conduzidos pelos cabeamentos de sinais estarão no padrão RS485. Isto possibilita o acoplamento de vários dispositivos na rede de comunicação, existindo configurações que permite que o sistema se torne expansível, conforme pode ser visualizado na Figura 5.15.

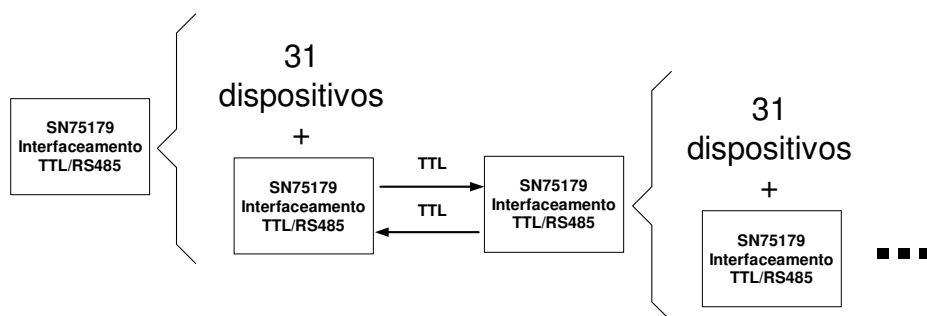


Figura 5.15: Configuração para expansão da rede de comunicação.

Para conduzir os dados no padrão RS485, é necessário quatro cabos, dois para o *driver*, dois para o *receiver*. Para baixas velocidades, como a utilizada na implementação da rede de comunicação (2400 bits por segundo), é conveniente a utilização de fios de par trançado, utilizando dois pares. Com a utilização de fios pares trançados, ocorrem os cancelamentos dos ruídos acoplados ao cabeamento, os quais podem ser inseridos por problemas associados a interferências eletromagnéticas conduzidas ou irradiadas [59]. Embora este padrão opere no modo diferencial, garantindo à esta rede uma grande imunidade a interferências eletromagnéticas, utilizou-se para implementação desta rede cabos de pares trançados blindados (4 x 24 AWG).

A utilização de fibra óptica seria muito efetiva na eliminação dos ruídos nos sinais quando se opera em altas taxas de transmissão de dados, em torno de mega *bits* por segundo e em longas distâncias. Como a transmissão de dados adotada é relativamente baixa e o padrão RS485 possibilita a comunicação de dispositivos com distância de até 1200 metros (para velocidade de transmissão de dados menor que 100 *kbits/s*), esta escolha encarece o sistema, não sendo apropriado para este projeto.

5.9 – Topologia da Rede de Comunicação

Para a configuração da rede de comunicação, deve-se analisar qual topologia que se deve utilizar para determinado padrão de comunicação. As topologias existentes são: estrutura ponto-a-ponto, estrutura em estrela, estrutura em anel e estrutura em linha (ou *daisy chain*). Para o padrão RS485, é recomendável a utilização da configuração *daisy chain* quando se utiliza canal de comunicação *full duplex* e vários dispositivos acoplados, evitando-se assim a reflexão de sinais por não-casamento de impedância. Deste modo, o dado trafega pela rede de

comunicação alcançando todos os dispositivos acoplados na rede, sendo cada dispositivo responsável pela identificação do endereçamento deste dado [59].

A Figura 5.16 demonstra a configuração *daisy chain*.

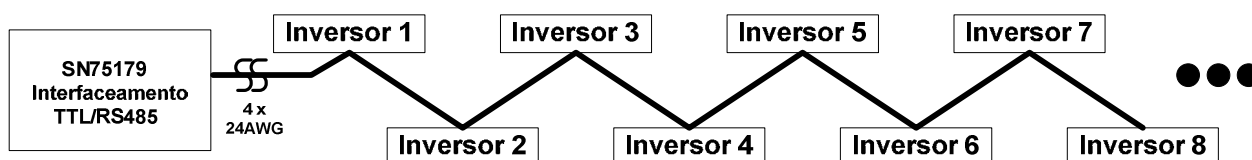


Figura 5.16: Topologia *daisy chain*.

5.10 – Considerações Finais

O foco deste capítulo foi o desenvolvimento de uma plataforma automática de gerenciamento e supervisão além da estruturação do controle do estágio inversor, propiciando o controle de luminosidade e o acionamento / desligamento das lâmpadas fluorescentes por calha através de um aplicativo que opera como interface amigável ao usuário, desenvolvido em Visual Basic 6.0. Sensores de luminosidade e de presença atuarão no controle do sistema de iluminação de acordo com a programação inserida para o microcontrolador, enviando ou recebendo dados do aplicativo instalado no microcomputador, qualificando o aplicativo com características de não somente acionamento, mas também monitoramento e gerenciamento.

O protocolo de comunicação foi criado com intuito de atender as necessidades propostas para o projeto, provendo um entendimento entre interface do usuário instalado no microcomputador e o dispositivo de controle do estágio inversor, além de suprir as falhas de protocolos voltados para sistemas de iluminação já existentes e empregados por diversos fabricantes. Utilizou-se a porta DB9 e os padrões RS232 e RS485 para envio e recepção de uma palavra de 8 bits seriais, sem paridade, com canal de comunicação *full duplex*, permitindo que o sistema envie e receba dados instantaneamente, no modo de transmissão assíncrona, que

não necessita de um *clock* para a identificação de transição de um bit para o outro de uma palavra, com uma taxa de transferência de dados de 2400 bits por segundo.

Para controle dos estágios inversores, foram utilizados microcontroladores AtMega8 da ATMEL que identifica o dado enviado pelo aplicativo do microcomputador e executa a ação de acordo com o protocolo programado. Assim, foi inserida uma programação em linguagem Basic que, além de interpretar os dados vindos do aplicativo e envia dados de monitoramento por calha para o aplicativo e faz a leitura dos sensores de luminosidade e de presença com o intuito de fazer o controle de luminosidade, além de prover um gerenciamento automático através de uma grade horária de serviço das calhas setorizadas de um determinado ambiente, para a redução do consumo de energia elétrica. Adicionalmente, o microcontrolador possui uma lógica de ignição que fornece um pré-aquecimento adequado, fazendo com que o estágio inversor injete uma determinada corrente eficaz constante sem ultrapassar o limite de 600 V pico a pico sobre a coluna de gás até que o processo se complete no tempo de pré-aquecimento projetado. Este controle foi implementado com a utilização do modelo desenvolvido da lâmpada fluorescente durante o pré-aquecimento, que permite projetar parâmetros para se obter um pré-aquecimento adequado, sendo possível determinar a frequência de comutação a qual o estágio inversor a deve operar. Assim, o microcontrolador atua comandando o estágio inversor operar em uma frequência de comutação determinada e durante um dado intervalo de tempo. Após este tempo de pré-aquecimento, o microcontrolador comanda o estágio inversor a operar próximo da frequência de ressonância, fornecendo condições para que ocorra a ignição. Com todas estas técnicas de controle utilizadas no microcontrolador, o estágio inversor oferecerá uma maior vida útil às lâmpadas fluorescentes, além de permitir ao usuário uma racionalização de energia elétrica.

As interfaces MAX232 e SN75179 foram utilizadas para as devidas adequações dos padrões elétricos de operação de cada dispositivo. Utilizou-se, também, o *driver* de ataque de inversores *Half Bridge* IR2104 que também serve de *buffer* de tensão, adequando a saída TTL

dos microcontroladores aos níveis de tensão de acionamentos dos interruptores controlados, sem a utilização de um *buffer* de tensão, que geralmente operam com tensão em torno de 12 V a 15 V.

Cabos de fio trançados blindados foram utilizados para reduzir problemas de interferências eletromagnéticas no barramento de dados, os quais conduzem sinais de padrões RS232 e RS485, que são menos susceptíveis a interferências do que se os dados fossem conduzidos em nível TTL.

Finalmente, observa-se que a programação do pré-aquecimento é específica para o tipo de lâmpada modelada como exemplo nesta pesquisa. Para diferentes lâmpadas e/ou fabricantes, toda programação poderá ser facilmente adaptada.

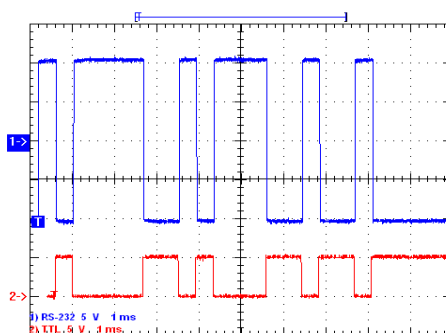
Capítulo 6

Resultados Experimentais

Neste capítulo, serão mostrados e discutidos os resultados experimentais obtidos com reatores eletrônicos microcontrolados, utilizando a mesma metodologia de projetado para obter a previsão e adequação de uma dada estratégia de pré-aquecimento dos eletrodos da lâmpada, quando se projetou o reator eletrônico com controle analógico pelo circuito integrado IR21592. Adicionalmente, será apresentado neste capítulo os resultados experimentais do protocolo de comunicação desenvolvido para gerenciamento e monitoração de sistemas de iluminação fluorescente.

Foram implementados treze reatores eletrônicos microcontrolados para operar em cada um deles com duas lâmpadas fluorescentes F32T8 32 W, totalizando uma potência de 64 W por inversor, e um total de 832 W para o sistema de iluminação completo. Os reatores eletrônicos foram alimentados com um pré-regulador Boost com correção ativa do fator de potência por valores médios, controlado analogicamente, com tensão de saída contínua de 400 V. Foram utilizados filtros de entrada do estágio inversor desenvolvido e analisado anteriormente para garantir o bloqueio de circulação de corrente em alta frequência pelos cabos de alimentação dos estágios inversores.

Quando o usuário clicar na tecla “ON” mostrado na Figura 5.10 ou 5.11, ou por um evento de acionamento desencadeado por um agendamento pré-programado, o microcomputador envia um *byte* de endereçamento e em seguida, um *byte* de comando. A Figura 6.1 mostra o sinal de saída do microcomputador e o sinal recepcionado pelo microcontrolador para a calha 1, cujo o endereçamento é “a” e o comando “I” em ASCII.



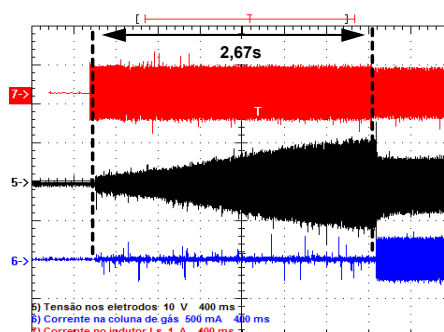
Escala vertical: 5 V / div; Escala horizontal: 1 ms / div;

Figura 6.1. Dado transmitido pelo microcomputador em RS232 (em azul) e recepcionado pelo microcontrolador para TTL (em vermelho).

Assim, pode-se visualizar na forma de onda a seguinte sequência de dados: *Start Bit* + “10000110” + *Stop Bit* + *Start Bit* + “00110110” + *Stop Bit*. Pelo fato da transmissão assíncrona transmitir o *LSB*, o dado “a” corresponde ao número binário “01100001” e o dado “I” corresponde a “01101100”, que acionará o reator eletrônico de endereçamento “a”. O reator “a” desencadeia o protocolo de partida programado no microcontrolador de acordo com a metodologia de projeto de pré-aquecimento proposto no Capítulo 3 e presente em [64].

Para o pré-aquecimento, foi injetado um valor eficaz constante de corrente de 441 mA nos filamentos dos eletrodos durante 2,67 segundos. Quando em sistemas de iluminação empregados em ambientes reais, estes parâmetros podem ser modificados facilmente, via programação. Estes parâmetros foram estabelecidos para que esta etapa fosse visível, facilitando a detecção a olho nu. Além do mais, foi estabelecido um valor intermediário de R_{hc}

em torno de 5,5, para que erros inerentes às aproximações utilizadas na obtenção do modelo da lâmpada fluorescente, durante o pré-aquecimento, não afete sua vida útil. A Figura 6.2 demonstra o processo desencadeado quando o sistema de gerenciamento aciona o estágio inversor.

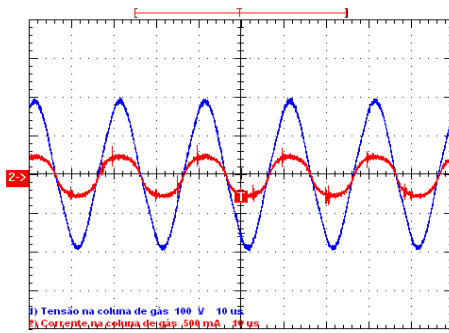


Escalas verticais: 10 V / div ($v_{Fil}(t)$), e 500 mA / div ($i_{ph}(t)$); Escalas horizontais: 400 ms / div; $t_{ph}=2,67$ s, $f_{HB(ph)}=57,60$ kHz, $f_{HB(ss)}=49,6$ kHz.

Figura 6.2: Tensão nos filamentos dos eletrodos (em preto), corrente no indutor L_s (em vermelho) e corrente na coluna de gás da lâmpada (em azul).

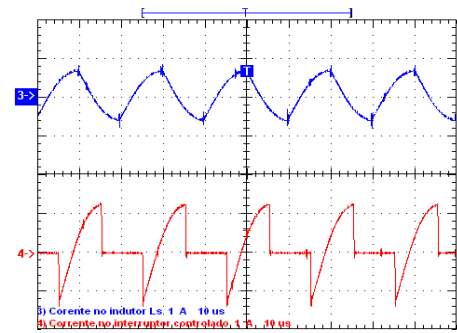
Em regime permanente, a lâmpada fluorescente operará na sua potência nominal até que o microcomputador ordene que o microcontrolador faça a leitura do conversor AD, onde está acoplado o sensor de luminosidade, habilitando a necessária alteração do nível de luminosidade, ou que ocorra alguma intervenção pelo sistema de gerenciamento. Observa-se que todas as lâmpadas são sempre acionadas para a condição nominal, permitindo-se o controle de luminosidade somente após a execução do protocolo completo de ignição.

Para o estágio inversor operando em regime permanente e com potência nominal de 32 W, processada na coluna de gás de cada lâmpada, foram adquiridas as principais formas de onda, conforme mostrado na Figura 6.3.



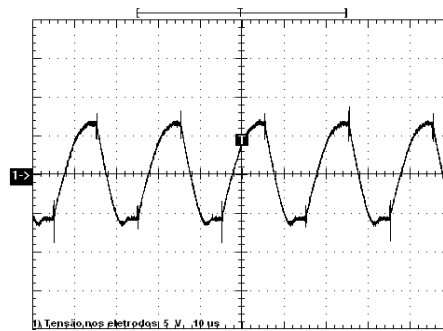
Escalas verticais: 100 V / div, e 500 mA / div;
Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $V_{arc(ef)}=130,14$ V; $i_{arc(ef)}=204,57$ mA

(a) Formas de onda de tensão na coluna de gás (em azul) e corrente na coluna de gás (em vermelho).



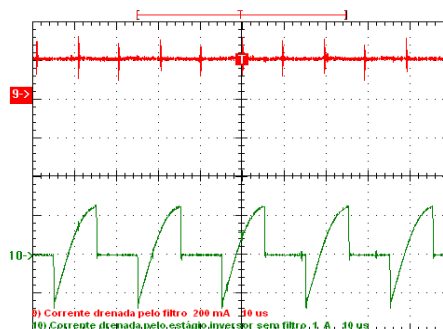
Escala vertical: 1 A / div; Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $i_{Ls(ef)}=432,00$ mA; $i_{SH(ef)}=612,56$ mA;
 $f_{HB}=49,48$ kHz;

(b) Formas de onda de corrente no indutor L_s (em azul) e corrente no interruptor S_H (em vermelho).



Escala vertical: 5 V / div; Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $V_{Fil(ef)}=4,29$ V.

(c) Formas de onda da tensão nos eletrodos.



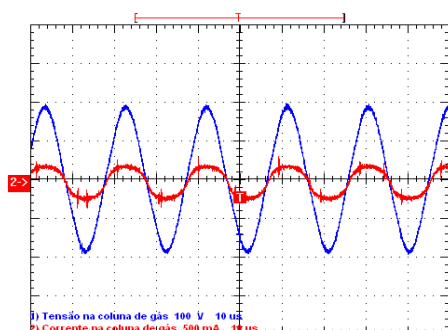
Escalas verticais: 200 mA / div (em vermelho) e 1 A / div (em verde); Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $i_{Filtro(med)}=180,33$ mA; $i_{inversor(ef)}=612,56$ mA;

(d) Formas de onda da corrente drenada da fonte pelo filtro duplo LC (em vermelho) e corrente drenada pelo estágio inversor sem o filtro duplo LC (em verde).

Figura 6.3: Características dinâmicas do estágio inversor para operação em potência nominal (32 W por lâmpada).

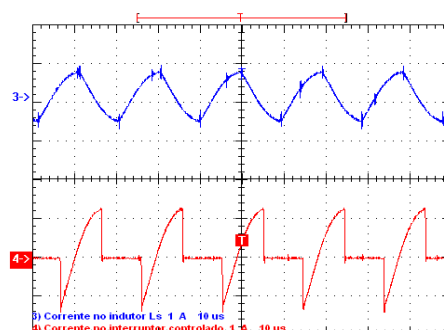
Com a Figura 6.3(d), é possível verificar a adequação do filtro colocado na entrada do estágio inversor, já que não há fluxo de corrente em direção à fonte de alimentação, extinguindo correntes de alta frequência em função da etapa em que o estágio inversor devolveria energia à fonte.

Para o estágio inversor operando em regime permanente e com potência de 26 W processada na coluna de gás de cada lâmpada, foram adquiridas as principais formas de onda, conforme mostrado na Figura 6.4.



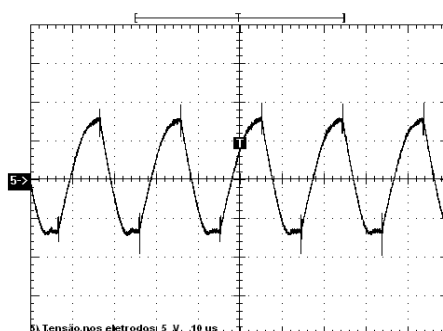
Escala verticais: 100 V / div, e 500 mA / div;
Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $V_{arc(ef)}=130,06$ V; $i_{arc(ef)}=170,30$ mA

(a) Formas de onda de tensão na coluna de gás (em azul) e corrente na coluna de gás (em vermelho).



Escala vertical: 1 A / div; Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $i_{Ls(ef)}=428,03$ mA; $i_{SH(ef)}=600,34$ mA;
 $f_{HB}=51,81$ kHz;

(b) Formas de onda de corrente no indutor L_s (em azul) e corrente no interruptor S_H (em vermelho).

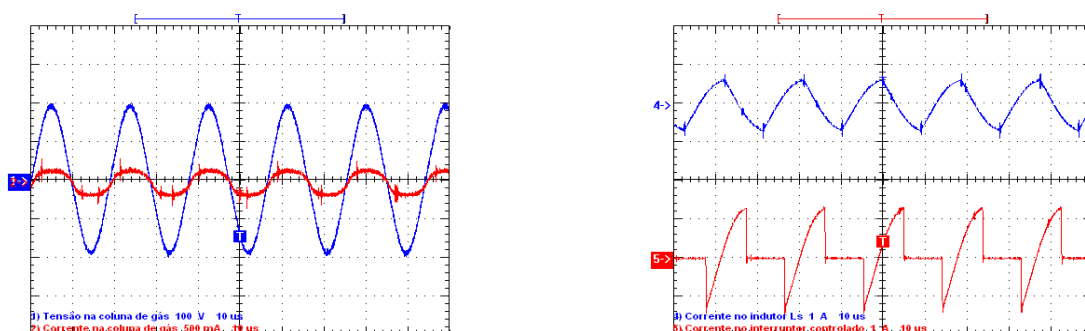


Escala vertical: 5 V / div; Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $V_{Fil(ef)}=5,35$ V

(c) Formas de onda da tensão nos eletrodos.

Figura 6.4: Características dinâmicas de onda do estágio inversor para operação em potência de 26 W (por lâmpada).

Para o estágio inversor operando em regime permanente e com potência de 20,7 W processada na coluna de gás de cada lâmpada, foram adquiridas as principais formas de onda, conforme mostrado na Figura 6.5.



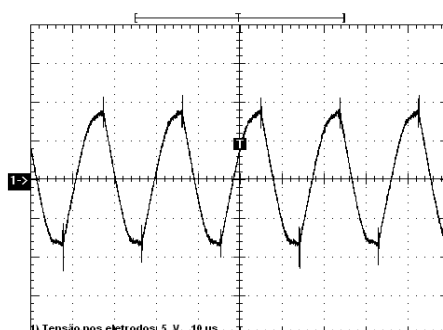
Escala vertical: 100 V / div, e 500 mA / div; Escala vertical: 1 A / div; Escala horizontal: 10 us / div;
Escala horizontal: 10 us / div;

$$V_{\text{arc(ef)}}=133,82 \text{ V}; i_{\text{arc(ef)}}=132,95 \text{ mA}$$

$$i_{L_s(\text{ef})}=428,60 \text{ mA}; i_{S_H(\text{ef})}=598,69 \text{ mA};$$

$$f_{HB}=53,03 \text{ kHz};$$

(a) Formas de onda de tensão na coluna de gás (em azul) e corrente na coluna de gás (em vermelho). (b) Formas de onda de corrente no indutor L_s (em azul) e corrente no interruptor S_H (em vermelho).



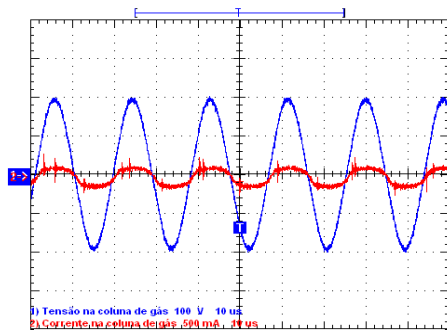
Escala vertical: 5 V / div; Escala horizontal: 10 us / div;

$$V_{\text{Fil(ef)}}=6,03 \text{ V}$$

(c) Formas de onda da tensão nos eletrodos.

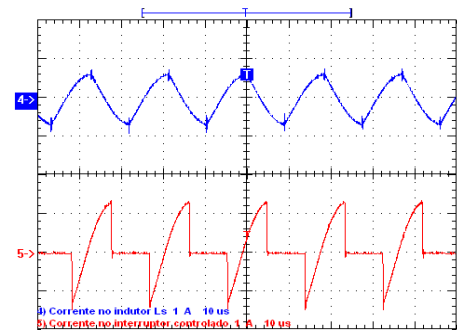
Figura 6.5: Características dinâmicas de onda do estágio inversor para operação em potência de 20,7 W (por lâmpada).

Para o estágio inversor operando em regime permanente e na potência de 16,6 W processado na coluna de gás de cada lâmpada, foram adquiridas as principais formas de onda, conforme mostrado na Figura 6.6.



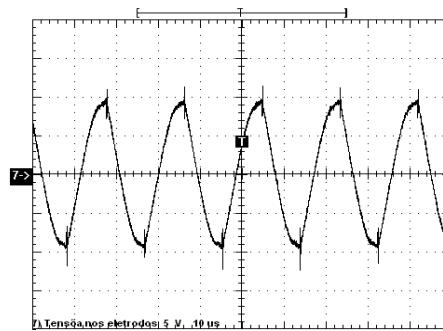
Escala vertical: 100 V / div, e 500 mA / div;
Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $V_{arc(ef)}=133,26$ V; $i_{arc(ef)}=103,28$ mA

(a) Formas de onda de tensão na coluna de gás (em azul) e corrente na coluna de gás (em vermelho).



Escala vertical: 1 A / div; Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $i_{Ls(ef)}=429,14$ mA; $i_{SH(ef)}=598,93$ mA;
 $f_{HB}=54,20$ kHz;

(b) Formas de onda de corrente no indutor L_s (em azul) e corrente no interruptor S_H (em vermelho).

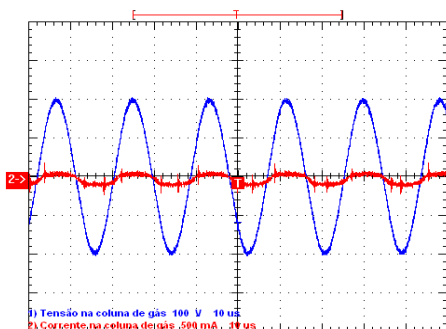


Escala vertical: 5 V / div; Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $V_{Fil(ef)}=6,45$ V

(c) Formas de onda da tensão nos eletrodos.

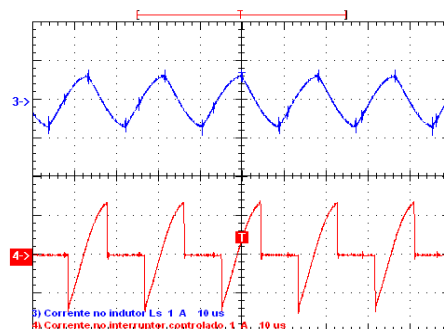
Figura 6.6: Características dinâmicas de onda do estágio inversor para operação em potência de 16,6 W (por lâmpada).

Por fim, para o estágio inversor operando em regime permanente e com potência de 10,5 W processada na coluna de gás de cada lâmpada, foram adquiridas as principais formas de onda, conforme mostrado na Figura 6.7.



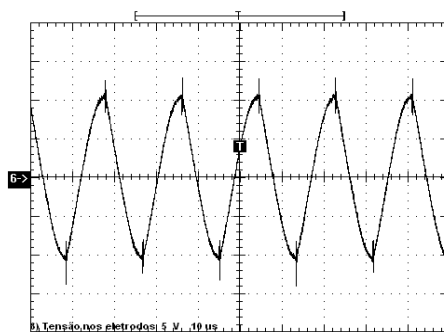
Escala vertical: 100 V / div, e 500 mA / div;
Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $V_{arc(ef)}=140,00$ V; $i_{arc(ef)}=65,21$ mA

(a) Formas de onda de tensão na coluna de gás (em azul) e corrente na coluna de gás (em vermelho).



Escala vertical: 1 A / div; Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $i_{Ls(ef)}=431,31$ mA; $i_{SH(ef)}=605,09$ mA;
 $f_{HB}=55,43$ kHz;

(b) Formas de onda de corrente no indutor L_s (em azul) e corrente no interruptor S_H (em vermelho).



Escala vertical: 5 V / div; Escala horizontal: 10 μ s / div;
 $V_{Fil(ef)}=7,02$ V

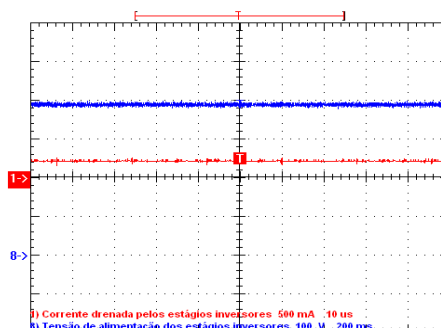
(c) Formas de onda da tensão nos eletrodos.

Figura 6.7: Características dinâmicas de onda do estágio inversor para operação em potência de 10,5 W (por lâmpada).

Pode-se observar que a corrente I_{arc} diminui e a corrente I_{Is} se mantém quase constante, comprovando um aumento da circulação de energia reativa na estrutura, em função da variação da frequência, energia reativa a qual é resultante da troca de energia entre o indutor L_s e o capacitor C_p . Esta situação faz com que circule um valor eficaz de corrente relativamente elevado em determinadas condições de baixa luminosidade em relação à potência ativa,

ocorrendo o aumento de perdas em função dos esforços de corrente, reduzindo a eficiência da estrutura.

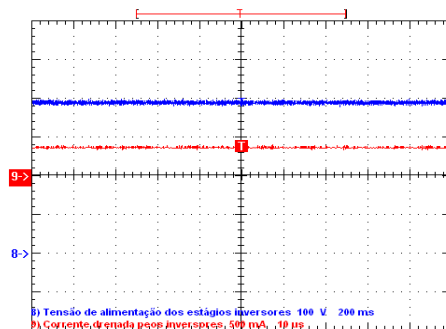
A seguir, serão apresentadas nas figuras 6.8, 6.9, 6.10 e 6.11 as formas de onda de corrente e tensão da entrada do filtro duplo LC e também a tensão e corrente de entrada do pré-regulador Boost, comprovando que a nova configuração de sistemas multi-lâmpadas garante um fator de potência quase unitário, reduzindo os níveis de interferências eletromagnéticas, além de reduzir custos com cabos blindados presente na configuração proposta em [19 e 20]. Além do mais, foi ensaiado o controle de iluminação setorizado em função da variação da incidência da iluminação natural, como pode ser visto nas figuras 6.9 e 6.10, onde com uma menor potência processada há um maior número de calhas, comprovando o efeito complementar da iluminação artificial sobre a iluminação natural, refletindo numa redução do consumo de energia elétrica.



Escalas verticais: 100 V / div e 500 mA / div; Escalas horizontais: 200 ms / div (em azul) e 10 μ s / div (em vermelho);

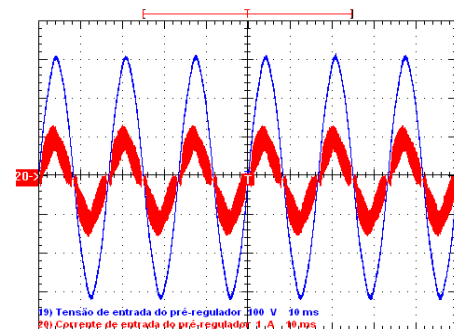
$$V_{\text{saída(med)}}=407,50 \text{ V}; i_{\text{saída(med)}}=234,12 \text{ mA}; P= 95,40 \text{ W}$$

Figura 6.8: Tensão de saída do pré-regulador Boost (em azul) e corrente drenada pelos filtros dos estágios inversores (em vermelho) com dois estágios inversores operando em controle de luminosidade no modo Automático.



Escalas verticais: 100 V / div e 500 mA / div;
 Escalas horizontais: 200 ms / div (em azul) e
 10 μ s / div (em vermelho);
 $V_{saída(med)}=403,20$ V; $i_{saída(med)}=381,13$ mA;
 $P=153,67$ W;

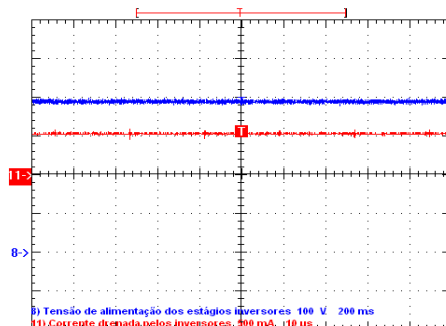
(a) Tensão de saída do pré-regulador Boost (em azul) e corrente drenada pelos filtros dos estágios inversores (em vermelho).



Escalas verticais: 100 V / div e 1 A / div;
 Escalas horizontais: 10 ms / div (em azul) e
 10 μ s / div (em vermelho);
 $V_{entrada(ef)}=215,05$ V; $i_{entrada(ef)}=758,18$ mA;
 $FP=0,95$

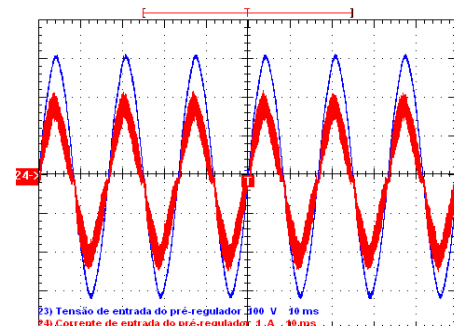
(b) Tensão de entrada do pré-regulador Boost (em azul) e corrente de entrada (em vermelho).

Figura 6.9: Características dinâmicas da configuração do sistema multi-lâmpadas proposto com três estágios inversores operando em controle de luminosidade no modo Automático.



Escalas verticais: 100 V / div e 500 mA / div;
 Escalas horizontais: 200 ms / div (em azul) e
 10 μ s / div (em vermelho);
 $V_{saída(med)}=402,50$ V; $i_{saída(med)}=545,98$ mA;
 $P=219,76$ W;

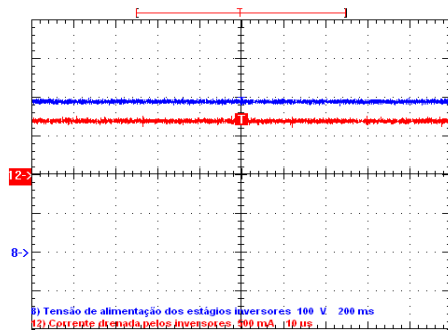
(a) Tensão de saída do pré-regulador Boost (em azul) e corrente drenada pelos filtros dos estágios inversores (em vermelho).



Escalas verticais: 100 V / div e 1 A / div;
 Escala horizontal: 10 ms / div;
 $V_{entrada(ef)}=214,84$ V; $i_{entrada(ef)}=1,33$ A;
 $FP=0,96$

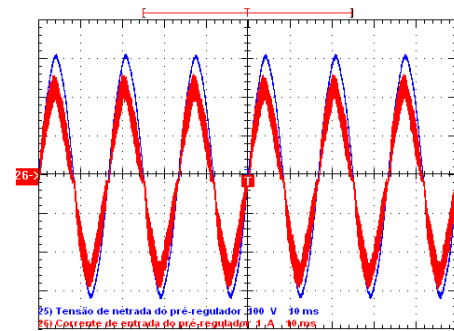
(b) Tensão de entrada do pré-regulador Boost (em azul) e corrente de entrada (em vermelho).

Figura 6.9: Características dinâmicas da configuração do sistema multi-lâmpadas proposto com dez estágios inversores operando em controle de luminosidade no modo Automático.



Escalas verticais: 100 V / div e 500 mA / div;
Escalas horizontais: 200 ms / div (em azul) e
10 μ s / div (em vermelho);
 $V_{saída(med)}=398,27$ V; $i_{saída(med)}=713,56$ mA;
 $P= 284,19$ W;

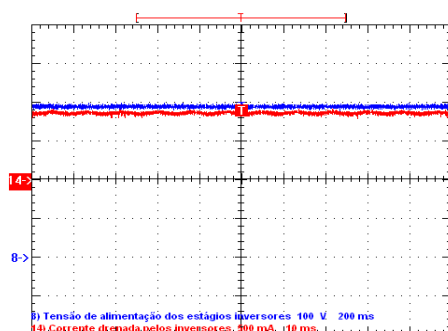
(a) Tensão de saída do pré-regulador Boost (em azul) e corrente drenada pelos filtros dos estágios inversores (em vermelho).



Escalas verticais: 100 V / div e 1 A / div;
Escala horizontal: 10 ms / div;
 $V_{entrada(ef)}=214,67$ V; $i_{entrada(ef)}=1,65$ A;
 $FP=0,98$

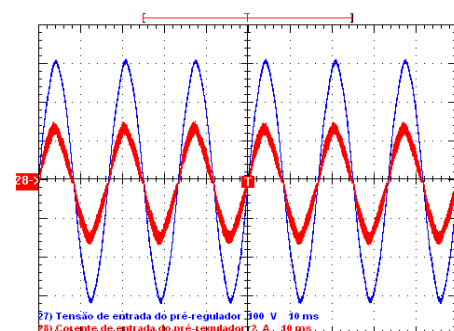
(b) Tensão de entrada do pré-regulador Boost (em azul) e corrente de entrada (em vermelho).

Figura 6.10: Características dinâmicas da configuração do sistema multi-lâmpadas proposto com oito estágios inversores operando em controle de luminosidade no modo Automático.



Escalas verticais: 100 V / div e 500 mA / div;
Escalas horizontais: 200 ms / div (em azul) e
10 μ s / div (em vermelho);
 $V_{saída(med)}=394,01$ V; $i_{saída(med)}=887,36$ mA;
 $P= 349,63$ W;

(a) Tensão de saída do pré-regulador Boost (em azul) e corrente drenada pelos filtros dos estágios inversores (em vermelho).



Escalas verticais: 100 V / div e 1 A / div;
Escala horizontal: 10 ms / div;
 $V_{entrada(ef)}=214,70$ V; $i_{entrada(ef)}=1,95$ A;
 $FP=0,99$

(b) Tensão de entrada do pré-regulador Boost (em azul) e corrente de entrada (em vermelho).

Figura 6.11: Características dinâmicas da configuração do sistema multi-lâmpadas proposto com treze estágios inversores operando em controle de luminosidade no modo Automático.

Para monitoramento do sistema de iluminação, o usuário pode atuar no aplicativo exigindo uma atualização da porcentagem da potência processada instantânea. Assim, o

microcontrolador envia um dado ao microcomputador para monitoramento do reator eletrônico “a”, após ter sido requisitado que este opere em outro nível de luminosidade, num determinado instante ou pela atuação do sensor de luminosidade. A Figura 6.12 ilustra o dado transmitido pelo microcontrolador.

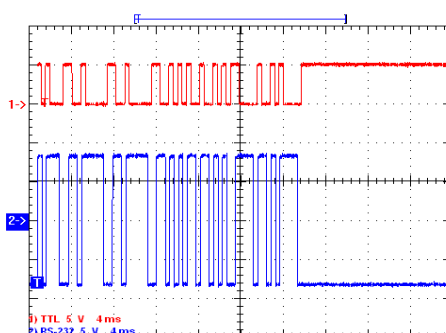


Figura 6.12: Dado transmitido pelo microcontrolador em TTL (em vermelho) e convertido para RS232 (em azul).

Pode ser visualizado nas formas de onda a seguinte seqüência de dados: *Start Bit* + “10001100” + *Stop Bit* + *Start Bit* + “00001100” + *Stop Bit* + *Start Bit* + “00001100” + *Stop Bit* + *Start Bit* + “10100100” + *Stop Bit* + *Start Bit* + “10110000” + *Stop Bit* + *Start Bit* + “01010000” + *Stop Bit*. Os dados a serem lidos pelo microcomputador são “1”, “0”, “0”, “%”, e “00001101” e “00001010”, sendo que estes dois últimos *bits* têm a função confirmar o recebimento do dado “100%”. Este dado é acumulado no elemento da matriz Luminosidade (Calhax1).

Sendo assim, o aplicativo de gerenciamento e monitoramento do sistema faz a leitura do elemento da matriz Luminosidade (Calhax1) de determinado reator eletrônico que o usuário requisita. Como no exemplo de acionamento do reator de endereçamento “a”, o dado recepcionado pelo microcomputador é acumulado no elemento Luminosidade (1x1), formatado para *string* e mostrado em uma *label* do aplicativo. Isto pode ser verificado na Figura 6.13.



Figura 6.13: Monitoramento no modo Automático da potência processada fornecido pelo aplicativo.

Quando o usuário desejar aumentar ou diminuir a luminosidade do ambiente, ele deverá modificar para o modo Automático e, simples cliques com o mouse, é possível adequar a luminosidade no modo desejado. Assim, o aplicativo fornece monitora a potência processada com a adequação do usuário, como pode ser visto na Figura 6.14.

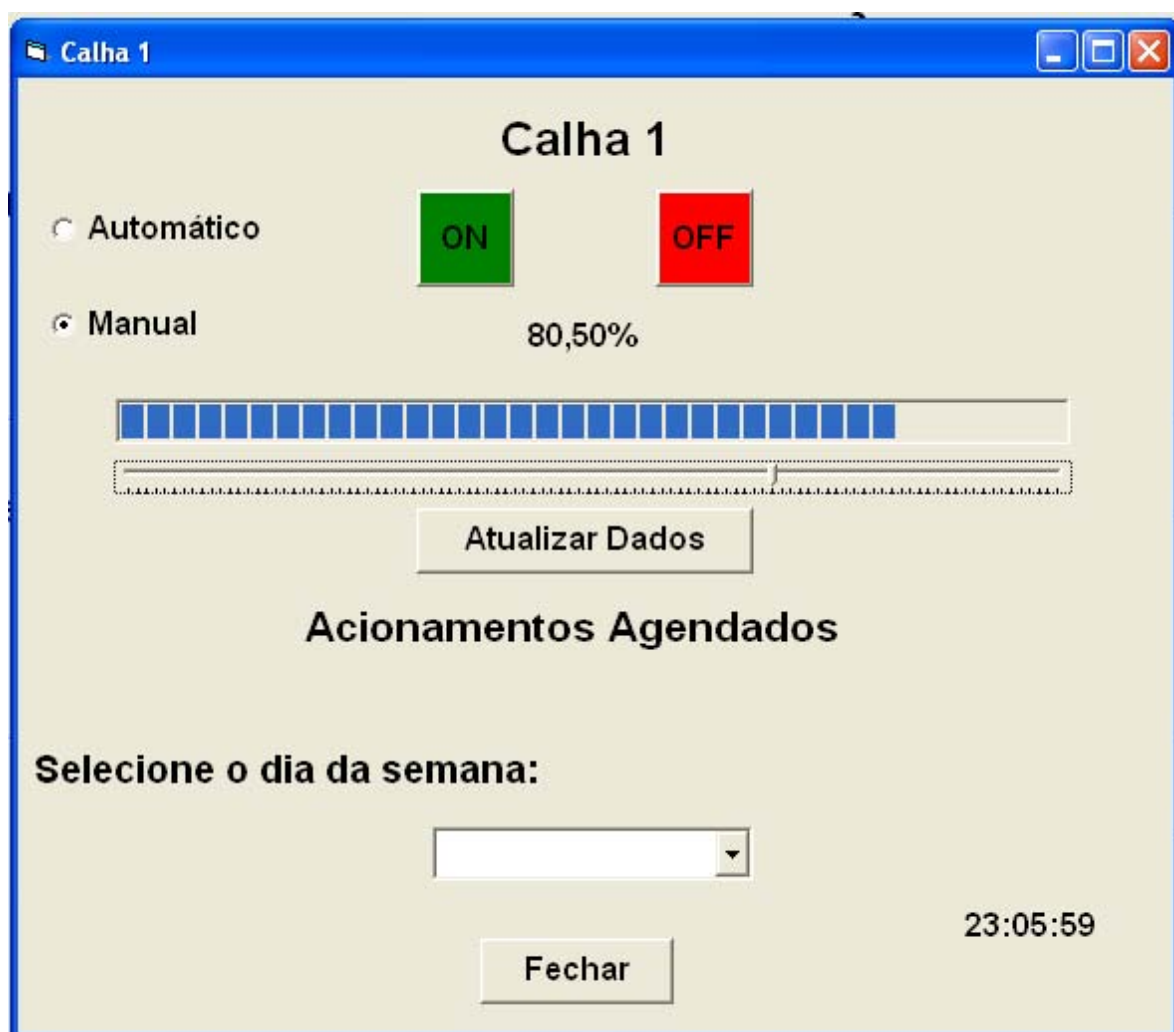


Figura 6.14: Monitoramento no modo Automático da potência processada fornecido pelo aplicativo.

Capítulo 7

Conclusões Gerais e Proposta de Continuidade para o Trabalho

Este trabalho objetivou a implementação de um sistema de gerenciamento automático para reatores eletrônicos com múltiplas lâmpadas fluorescentes, alimentados em corrente contínua. Para isto, foi proposta uma nova configuração para sistemas multi-lâmpadas, resultando em redução de custos com cabos blindados de alimentação, redução dos níveis de interferências eletromagnéticas e possibilitando o controle de luminosidade setorizado. Adicionalmente, permitindo o controle automático de luminosidade do ambiente de acordo com a necessidade, ou programação, este sistema possibilita o uso racional de energia elétrica, fazendo com que a iluminação artificial atue de forma complementar à iluminação natural, incentivando o aproveitamento deste tipo de iluminação.

Para que a lâmpada fluorescente fosse acionada adequadamente, provendo a maximização de sua vida útil, foram utilizados modelos desenvolvidos para a operação em regime permanente. Além disso, com o intuito do desenvolvimento de um reator eletrônico capaz de pré-aquecer os eletrodos adequadamente, foi desenvolvido um modelo que representa o sistema durante o pré-aquecimento. Com isso, tornou-se possível a avaliação do comportamento da temperatura dos eletrodos das lâmpadas no período antes-ignição, frente ao

valor eficaz de corrente injetada e tempo desta etapa, avaliando como parâmetro indireto a relação entre a resistência a quente (R_h) e a resistência a frio (R_c). Equacionou-se o filtro série ressonante durante esta etapa, o que tornou possível prever a frequência de comutação a ser empregada no estágio inversor para que seja aplicado um dado valor de corrente eficaz. Além disso, com o equacionamento desenvolvido, é possível prever também o valor eficaz de tensão aplicada sobre a coluna de gás, de tal forma que não ocorra a desruptura da coluna de gás no decorrer do pré-aquecimento, já que isto faria com que o pré-aquecimento não completasse o intervalo completo necessário, o que seria indesejável nesta etapa, considerando que a tensão aplicada sobre a coluna de gás não deve exceder o valor de 600 V pico a pico. Assim, com dados de entrada como valor eficaz de corrente a ser injetada e tempo de pré-aquecimento, é possível prever se a lâmpada não entrará em ignição antes do término do pré-aquecimento, bem como se este pré-aquecimento é adequado ou não. Com os resultados obtidos experimentalmente, foi verificado a validade do modelo e do equacionamento. Obviamente, os resultados e parâmetros utilizados para o projeto são adequados para o tipo de lâmpada admitida para a pesquisa. Diferentes tipos de lâmpadas e/ou de distintos fabricantes levarão a necessidade de modificação dos parâmetros.

Utilizando um modelo de lâmpada em operação em regime permanente, considerando a resistência dos eletrodos, e, de posse do comportamento do parâmetro de avaliação indireta do pré-aquecimento R_{hc} , foi desenvolvida uma metodologia de projeto de reatores eletrônicos com capacidade de prover um pré-aquecimento adequado e também uma operação em regime permanente dentro dos padrões das normas ANSI, verificando-se a plena adequação da metodologia com os resultados experimentais. Esta modelação pode ser facilmente adaptada para qualquer outro tipo de lâmpada fluorescente de cátodo quente.

Com o desenvolvimento do modelo e seus resultados experimentais, os mesmos foram aplicados no projeto do filtro série ressonante do reator eletrônico. Verificando a devolução de energia no sentido da fonte proveniente do funcionamento normal do estágio inversor,

observou-se que a corrente proveniente da energia desta etapa retornava à fonte e em alta frequência, o que ocasionaria problemas relacionados a interferência eletromagnética, principalmente em se tratando de um sistema de iluminação múltiplas lâmpadas. Além disso, ocorriam problemas durante o transitório, em função da circulação desta corrente, causando ressonância com o filtro único LC. Assim, foi desenvolvido um filtro duplo LC com seus respectivos circuitos auxiliares capazes de interromper a circulação desta corrente em alta frequência.

Implementado o reator eletrônico utilizando controle analógico utilizando o circuito integrado IR21592, verificou-se a adequação da metodologia de projeto desenvolvida, possibilitando um projeto de pré-aquecimento sem excessivos ajustes empíricos. Ao projetar os parâmetros do IR21592, foi observada uma dificuldade em se alterar um único parâmetro de controle, já que este circuito integrado fornece um controle em malha fechada, modificando o ponto de operação com a mudança de um único parâmetro externo. Esta dificuldade foi sanada com o controle digital utilizando microcontroladores, os quais possibilitaram a adequação automática da luminosidade e a criação de uma interface amigável, possibilitando ao usuário intervir no sistema, gerenciando-o e monitorando-o, utilizando um microcomputador. Adicionalmente, não há a necessidade de se utilizar um microcomputador para o controle deste aplicativo. Qualquer outro dispositivo que possua uma Unidade Lógica Aritmética e que possibilite o envio de dados por rede de comunicação e acesso visual, pode ser utilizado para o controle do sistema de gerenciamento.

Foi desenvolvido um aplicativo empregando Visual Basic 6.0, com o intuito de acionamento remoto de lâmpadas fluorescentes, gerenciamento e monitoramento dos estágios inversores. Neste aplicativo, tem-se total controle sobre os inversores, acionamento, controle de luminosidade e ainda agendamentos de acionamentos e/ou desligamentos programáveis, de acordo com o dia da semana e o expediente do ambiente a ser iluminado.

Quanto ao controle de luminosidade, o valor eficaz da tensão dos filamentos dos eletrodos das lâmpadas fluorescentes se eleva acima dos padrões estabelecidos pelas normas ANSI, que é de 2,5 V a 4,4 V. Isto ocorre devido ao aumento da corrente que passa a circular pelo capacitor C_p em função da mudança da reatância com a modificação da frequência de comutação. O que se conclui daí é que há uma redução do consumo de energia elétrica com o controle de luminosidade e um maior aquecimento destes eletrodos. Levando em consideração que antes da ignição deve-se aquecer adequadamente os filamentos dos eletrodos, avaliando esta condição pelo parâmetro R_{hc} , deve-se analisar a extensão desta avaliação na operação em regime permanente, o que possibilitaria uma melhor avaliação dos efeitos do controle de luminosidade sobre a vida útil de lâmpadas fluorescentes.

Como proposta de continuidade deste trabalho, pode-se analisar a viabilidade da utilização de redes neurais e/ou sistemas inteligentes que adaptariam automaticamente os agendamentos pré-programados de acordo com os acessos detectados pelos sensores de presença acoplados no sistema. Além do mais, pode-se utilizar interruptores controlados MOSFET's com tecnologia *Cool MOS*, o que melhora o rendimento da estrutura e diminuiria o volume associado aos dissipadores utilizados nas estruturas.

Por fim, poder-se-ia implementar um sistema automático para a extração dos modelos da lâmpadas, tanto para o pré-aquecimento, ignição, quanto para o regime permanente, com programação automática destes parâmetros / modelos, independentemente do tipo de lâmpada e / ou fabricante, tornando o sistema plenamente automatizado, inclusive, adaptando dinamicamente os modelos da lâmpada em função de seu uso e desgastes.

Referências

- [1]SANEX. **Soluções em energia.** 2006. Disponível em: <<http://www.sanexsolucoes.com.br/energia.htm>>. Acesso em: 12 dez. 2006.
- [2]ENERGY DESIGN RESOURCES. **Design brief: lighting controls.** 2008. Disponível em: <http://www.energydesignresources.com/Portals/0/documents/DesignBriefs/EDR_DesignBriefs_lightingcontrols.pdf>. Acesso em: 12 set. 2008.
- [3]WAKABAYASHI, F. T. **Tópicos especiais em sistemas de energia elétrica:** reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Ilha Solteira: UNESP/FE. 2005. 30 f. (Apostila da disciplina ministrada na pós-graduação).
- [4]SEARA DA CIÊNCIA. **Luminescência.** 2008. Disponível em: <<http://www.searadaciencia.ufc.br/folclore/folclore99.htm>>. Acesso em: 20 set. 2008.
- [5]ALKIMIA. **Estrutura, funcionamento e impacto ambiental das lâmpadas fluorescentes.** 2008. Disponível em: <<http://members.tripod.com/alkimia/lampadas.htm>>. Acesso em: 20 set. 2008.
- [6]CURSOS ART GARAGEM. **Temperatura de cor.** 2008. Disponível em: <<http://www.artgaragem.com.br/cursos/luz/paginas/temperatura.htm>>. Acesso em: 15 dez 2006.
- [7]JI, Y.; DAVIS, R.; ROURKE, C. O.; CHUI, E. W. M. Compatibility testing of fluorescent lamp and ballast system. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.36, n. 6, p.1271-1276, 1999.
- [8]LOURES, S. L. R. EMC. 2001. Disponível em: <<http://www.vallim.eng.br/emc.htm>>. Acesso em: 23 mar. 2007.

- [9]PINHEIRO, J. M. S. **Interferências eletromagnéticas**. 2004. Disponível em: <http://www.projetoderedes.com.br/tutoriais/tutorial_interferencia_eletromagnetica_01>. Acesso em: 12 mar. 2007.
- [10]REA, M. S. **The IESNA lighting handbook**: reference and application. 9 ed. New York: Illuminating Engineering Society of North America, 2000.
- [11]FRANCISCO, E. J. C. **Estudo do sistema de iluminação do instituto central de ciências (ICC)**". 2006. 126 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia Elétrica) - Faculdade de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF.
- [12]SPANGLER, J.; HUSSAIN, B.; BEHERA, An Electronic fluorescent ballast using power factor correction techniques for loads greater than 300Watts. In: APEC'91. APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 6, 1991, Dallas. **Proceedings...** Dallas: IEEE, 1991. p. 393-399.
- [13]MARQUES, R. N.; BRAGA, H. A. C. Valley fill filter derived electronic ballasts – a comparative study. In: INDUSCON2002. CONFERÊNCIA INTERNACIONAL EM APLICAÇÕES INDUSTRIAIS, 5, 2002, Salvador. **Anais...** Salvador: INDUSCON, 2002.
- [14]ALVES, J. A.; PERIN, A. J.; BARBI, I. An electronic ballast with high power factor for compact fluorescent lamps. In: IAS'96. INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 31, 1996, San Diego. **Proceedings...** San Diego: IEEE, 1996. v.4, p. 2129-2135.
- [15]CÓ, M. A.; SIMONETTI, D. S. L.; VIEIRA, J. L. F. High-power-factor electronic ballast operating in critical conduction mode. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 13, n. 1, p. 93-101, 1998.
- [16]TAO, F.; ZHAO, Q.; LEE, F. C.; ONISHI, N. Single-Stage power-factor-correction electronic ballast with a wide continuous dimming control for fluorescent lamps. In: PESC2001. POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, 32, 2001, Vancouver. **Proceedings...** Vancouver: IEEE, 2001. p. 926-931.

- [17]LIN, C. S.; CHEN, C. L. A Novel single-stage push-pull electronic ballast with high input power factor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 48, n. 4, p. 770-776, 2001.
- [18]GULES, R.; SIMÕES, E. U.; BARBI, I. A 1.2kW electronic ballast for multiple lamps, with dimming capability and high power-factor. In: APEC'99. APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 40, 1999, Dallas. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1999. p. 720-726.
- [19]DALLA COSTA, M. A.; LANDERDAHL, M. L.; PRADO, R. N. Independent multi-lamp electronic ballast. In: INDUSCON2002. CONFERÊNCIA INTERNACIONAL EM APLICAÇÕES INDUSTRIAIS, 5, 2002, Salvador. **Anais...** Salvador: Induscon, 2002.
- [20]WAKABAYASHI, F. T.; CANESIN, C. A. A High efficiency HPF-ZCS-PWM SEPIC for electronic ballast with multiple tubular fluorescent lamps. In: APEC2002. APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 17, 2002, Dallas. **Proceedings...** Dallas: IEEE, 2002. p.924-930.
- [21]WAKABAYASHI, F. T.; OLIVEIRA, R. A. N.; CANESIN, C. A. Dimmable electronic ballast with high power factor SEPIC pre-regulator, for multiple tubular fluorescent lamps. In: PESC2004. POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, 35, 2004, Aachen. **Proceedings...** Aachen: IEEE, 2004. p. 4043-4049.
- [22]COSBY JR., M. C. ; NELMS, R. M. A resonant inverter for electronic ballast applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 41, n.4, p. 418-425, 1994.
- [23]BARBI, I. **Eletrônica de potência**: projeto de fontes chaveadas. Florianópolis: Ed. do Autor, 2001. 370 p.
- [24]MADER, U. ; HORN, P. A dynamic model for the electrical characteristics of fluorescent Lamps. In: IAS'92. INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 1992, Houston. **Proceedings...** Houston: IEEE, 1996. v. 2, p. 1928-1934.

- [25]LEE, S. T. S.; CHUNG, H. S. H. ; HUI, S. Y. R. A novel electrode power profiler for dimmable ballasts using dc link voltage and switching frequency control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.19, n.3, p.847-853, 1994.
- [26]SUN, M. ; HESTERMAN, B. L. PSpice high-frequency dynamic fluorescent lamp model. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.13, n.2, p. 261-272, 1998.
- [27]HSIEH, G. C. ; LIN, C. H. Harmonized strategy for breaking the striations in the fluorescent lamp. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.48, n.2, p. 352–366, 2001.
- [28]MOO, C. S.; HSIEH, Y. C.; YEN, H. C. ; LEE, C. R. Fluorescent lamp model with power and temperature dependence for high-frequency electronic ballasts. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.39, n.1, p.121-127, 1994.
- [29]HAMMER, E. ; HAAS, D. Photocell enhanced technique for measuring starting electrode temperatures of fluorescent lamps. In: IAS'97. INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 1997, New Orleans. **Proceedings...** New Orleans: IEEE, v. 3. p. 2313-2333.
- [30]JI, Y.; DAVIS, R.; O'ROURKE, C. ; CHUI, E. W. M. Compatibility testing of fluorescent lamp and ballast systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 36, n.6, p.1271-1276, 1999.
- [31]GUIDE to fluorescent lamp-ballast compatibility. Technical guide. National Lighting Product Information Program, 1998, 4 p. Disponível em: <http://www.lrc.rpi.edu>.
- [32]ELECTRONIC Ballasts. Specifier reports. National Lighting Product Information Program, v.8, n.1, 32 p, 2000. Disponível em: <http://www.lrc.rpi.edu>.
- [33]LIU, T.; TSENG, K. J. ; VILATHGAMUWA, D. M. A PSpice model for the electrical characteristics of fluorescent lamps. In: PESC'98. POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, 1998, Fukuoka. Proceedings ... Fukuoka: IEEE, 1998. p. 1749-1754.

- [34]WU, T.F.; HUNG, J. C. ; YU, T. H. A PSpice circuit model for low-pressure gaseous discharge lamps operating at high frequency. IEEE Transactions on Industrial Electronics, New York, v.44, n.3, p. 428-431, 1997.
- [35]ONISHI, N.; SHIOMI, T.; OKUDE, A. ; YAMAUCHI, T. A fluorescent lamp model for high frequency wide range dimming electronic ballast simulation. In: APEC'99. APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1999, Dallas. Proceedings...Dallas: IEEE, 1999. v. 2, p. 1001-1005.
- [36]MOO, C. S.; HSIEH, Y. C.; YEN, H. C. ; LEE, C. R.. Fluorescent lamp model with power and temperature dependence for high-frequency electronic ballasts. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, v. 39, n.1, p. 121-127, 1994.
- [37]WAKABAYASHI, F. T.; DANTAS, F. D.; PINTO, J. O. P.; CANESIN, C. A fluorescent lamp model based on equivalent resistances, considering the effects of dimming operation. In: PESC2005. POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE 35, 2005, Recife. Proceedings... Recife: IEEE, 2005. p. 1136-1141.
- [38]NAIME, R., GARCIA, A. C. Propostas para o gerenciamento dos resíduos de lâmpadas fluorescentes. Revista Espaço para a Saúde, Londrina, v.16, n.1, p.1-6, 2004.
- [39]RAPOSO C.; ROESER H.M. Contaminação ambiental provocada pelo descarte de lâmpadas de mercúrio. Revista Escola de Minas de Ouro Preto (REM), v.64, p.61-67, 2000.
- [40]AMERICAN National Standard for Ballasts for Fluorescent Lamps: Specifications, ANSI C82.1-1985.
- [41]HIGH-Frequency Fluorescent Lamp Ballasts, ANSI C82.11-1993.
- [42]LEE, S. T. S.; CHUNG, H. S. H. ; HUI, S. Y. R. A novel electrode power profiler for dimmable ballasts using dc link voltage and switching frequency control. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, v.19, n.3, p. 847-853, 1994.
- [43]SUN, M. ; HESTTERMAN, B. L. PSpice high-frequency dynamic fluorescent lamp model. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, v.13, n.2, p. 261-272, 1998.

- [44]HSIEH, G. C. ; LIN, C. H. Harmonized strategy for breaking the striations in the fluorescent lamp. IEEE Transactions on Industrial Electronics, New York, v.48, n.2, p. 352–366, 2001.
- [45]ELECTRONIC ballasts. Specifier reports. National Lighting Product Information Program, v.8, n.1, 32 p., 2000. Disponível em: <http://www.lrc.rpi.edu>.
- [46]GUIDE to fluorescent lamp-ballast compatibility. Technical Guide, National Lighting Product Information Program, 1998, 4p. Disponível em: <http://www.lrc.rpi.edu>.
- [47]WAKABAYASHI, F. T.; CANESIN, C. A. An improved design procedure for LCC resonant filter of dimmable electronic ballasts for fluorescent lamps, based on lamp model. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, v. 20, n.5, p.1186-1196, 2005.
- [48]KAZIMIEREZUK, M. K. ; SZARANIEE, W. Electronic ballast for fluorescent lamps. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, v.8, n.4, p. 386-395, 1993.
- [49]LI, Z.; MOK, P. K. T.; KI, W. H. ; SIN, J. K. O. A simple method to design resonant circuits of electronic ballasts for fluorescent lamps. In: ISCAS'97, 1997, Proceedings... 1997. p. 1744-1747.
- [50]RIBAS, J.; ALONSO, J. M.; COROMINAS, E. L.; CALLEJA, A. J. ; RICO-SECADES, M. Design considerations for optimum ignition e dimming of fluorescent lamps using a resonant inverter operating open loop. in: PROCEEDINGS OF THE IEEE IAS ANNUAL MEETING, 1998. Proceedings of the... New York: IEEE, 1998. p. 2068-2075, 1998.
- [51]WU, T. F.; WU, Y. C.; SU, J. Y. ; CHEN, C. C. Design considerations for optimum dimming in single-stage electronic ballasts. In: IAS'00. INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2000, Rome. Proceedings... Rome: IEEE, 2000. p. 3374-3381.
- [52]CHENG, C. A.; LIANG, T. J.; CHUANG, C. M. ; CHEN, J. F. A Novel method of using second-order lamp model to design dimmable fluorescent lamps electronic ballast. In: IECON'01, 2001, Denver. Proceedings... Denver: IEEE, 2001. p. 1033-1037.

- [53]RIBARICH, T. J. ; RIBARICH, J. J. A new procedure for high-frequency electronic ballast design. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, v.37, n.1, p. 262-267, 2001.
- [54]WAKABAYASHI, F. T.; CANESIN, C. A.; DANTAS, F. D. ; PINTO, J. O. P. Prediction of voltage over electrodes' filaments of fluorescent lamps during dimming operation. In: IECON'05. 2005. Proceedings... 2005. p. 06.
- [55]PARRY, J. Variable frequency drive using IR215x Self-Oscillating IC's. Design Tip DT 98-1. International Rectifier. Disponível em: <http://www.irf.com>.
- [56]INTERNATIONAL RECTIFIER. IR2155 Data Sheet. 2005. (Revisão D). Disponível em: <www.irf.com>. Acesso em: 03 mar. 2006.
- [57]INTERNATIONAL RECTIFIER. IR21592 Data Sheet. 2005. (Revisão D). Disponível em: <www.irf.com>. Acesso em: 12 mar. 2006.
- [58]ADAMS, J.; RIBARICH T. J.; RIBARICH J. J.; A new control IC for dimmable high-frequency electronic ballasts. In: APEC'99. APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 14, 1999, Dallas. Proceedings... Piscataway: IEEE, 1999. v.2, p.713-719.
- [59]AXELSON, Jan. Serial port complete: programming and circuits for RS-232 and RS-485 Links and Networks, Lakeview Research,1999.
- [60] Petroutsos, Evangelos, "Dominando o Visual Basic 6 "A Bíblia"" Editora Makron.
- [61]MACORATTI, J. C. Disponível em: http://www.macoratti.net/vbn_oop.htm Acesso em: 31 out. 2007.
- [62]CONTENTI, C.; RIBARICH, T.; FOSLER, R. Digital dimming DALI ballast for 32W/T8 110V Input. Reference Design, International Rectifier. Disponível em: <http://www.irf.com/technical-info/refdesigns/irpldim2u.pdf>. Acesso em 15 ago. 2007
- [63] APOSTILA DE BASIC (BASCOM) para AVR AtMega8, Cerne Tecnologia, 2007.

[64]WAKABAYASHI, F. T.; BRITO, M. A. G. ; FERREIRA, C. S. Setting the preheating and steady-state operation of electronic ballasts, considering electrodes of hot-cathode fluorescent lamps. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, v.22, n.3, p. 899-911, 2007.

Apêndice A

Detalhes da Implementação em Laboratório

A.1 – Introdução

Os circuitos que compõem o sistema de iluminação podem ser divididos em condicionamento de sinais de comunicação, circuito de isolamento, circuito temporizador do sensor de presença, circuito de comando, *driver* de comunicação e estágio de potência.

Então, nesta seção, serão apresentados detalhes do circuito de isolamento e do circuito de comando que não foram abordados com detalhes no decorrer deste trabalho.

A.2 – Circuito de isolamento, comando e comunicação

Em função de ruídos provenientes do conversor CA-CC utilizado na alimentação do circuito de potência, houve a necessidade de isolar a referência da alimentação do circuito de potência da referência da alimentação do circuito de comando. A Figura A.1 ilustra o circuito esquemático do circuito de isolamento, comando e comunicação.

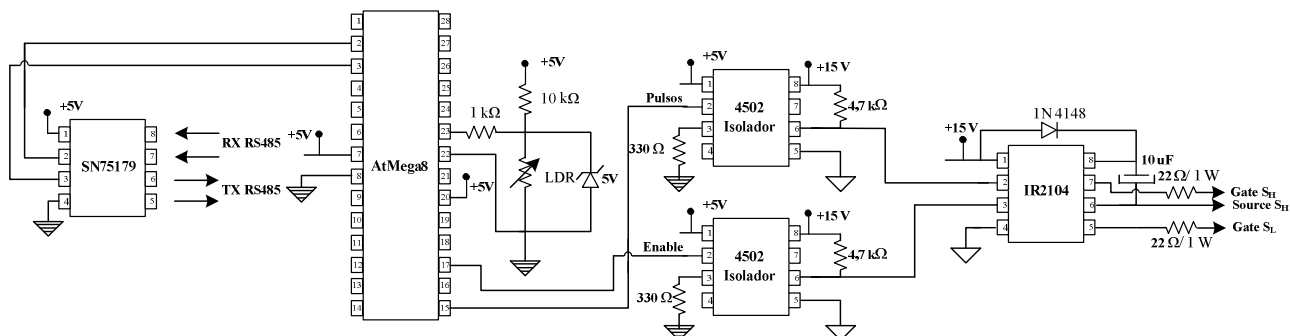


Figura A.1: Circuito de comando, isolamento e comunicação.

A.3 – Circuito do temporizador do sensor de presença

Para que se temporizasse a presença ou ausência de algum usuário no ambiente, foi desenvolvido um circuito temporizador acoplado ao microcontrolador, como pode ser verificado no circuito da Figura A.2.

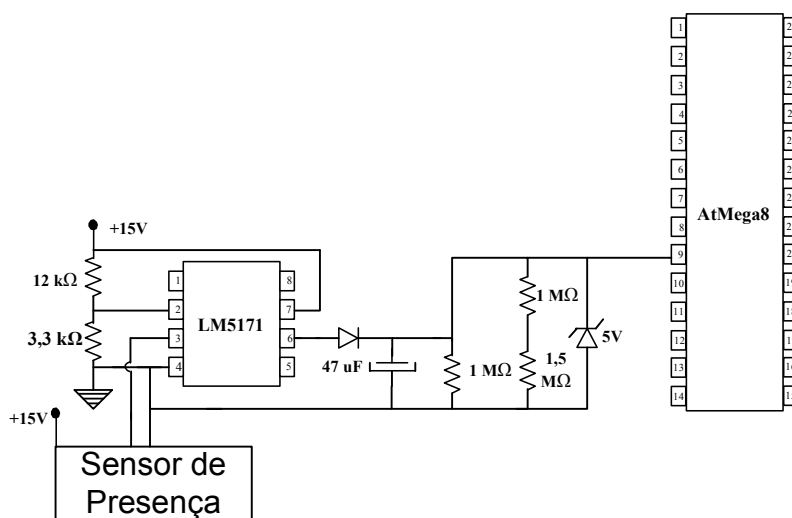


Figura A.2: Circuito temporizador do sensor de presença.

A.4 – *Driver* de comunicação

Para que cada estágio inversor se comunicasse com o microcomputador, enviando e recebendo dados do aplicativo, foi implementado o *driver* de comunicação da Figura A.3.

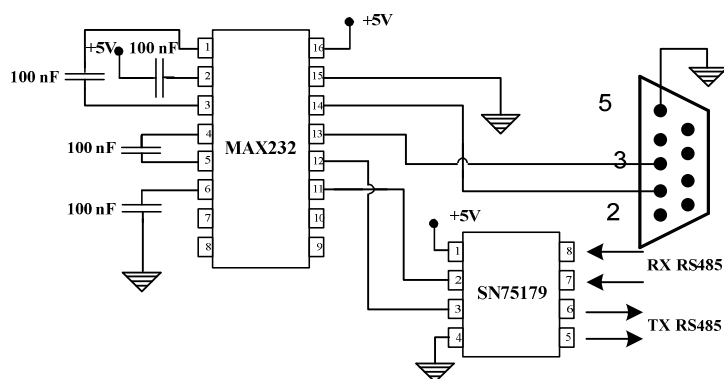


Figura A.3: Circuito do *driver* de comunicação.

A.5 – Fotografia dos protótipos implementados

A seguir, serão apresentadas as placas dos protótipos elaborados no decorrer do desenvolvimento deste trabalho.

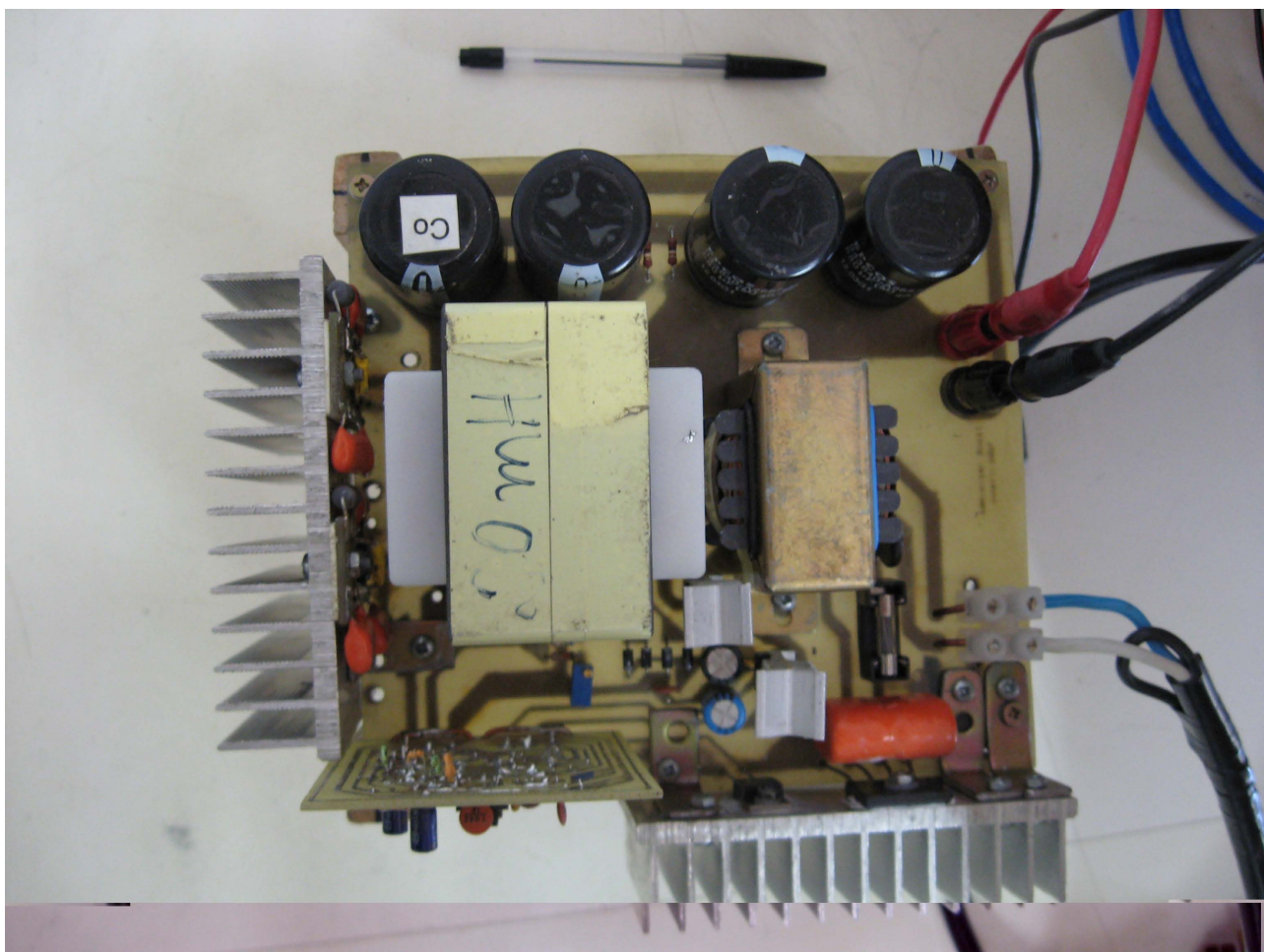


Figura A.4: Pré-regulador Boost com correção ativa do fator de potência pela técnica dos valores médios com controle analógico.

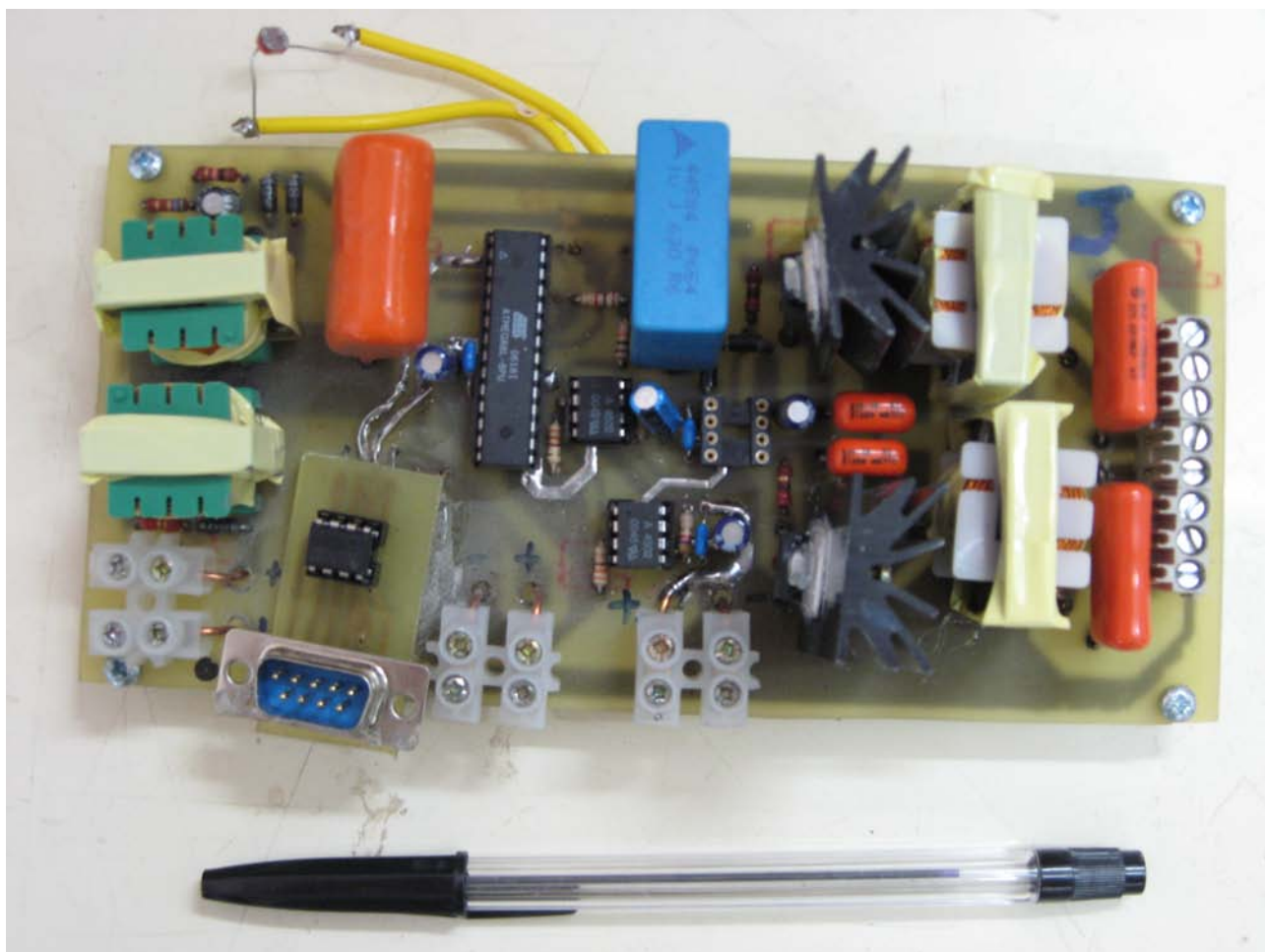


Figura A.5: Reator eletrônico com controle automático do nível de luminosidade e acesso remoto.

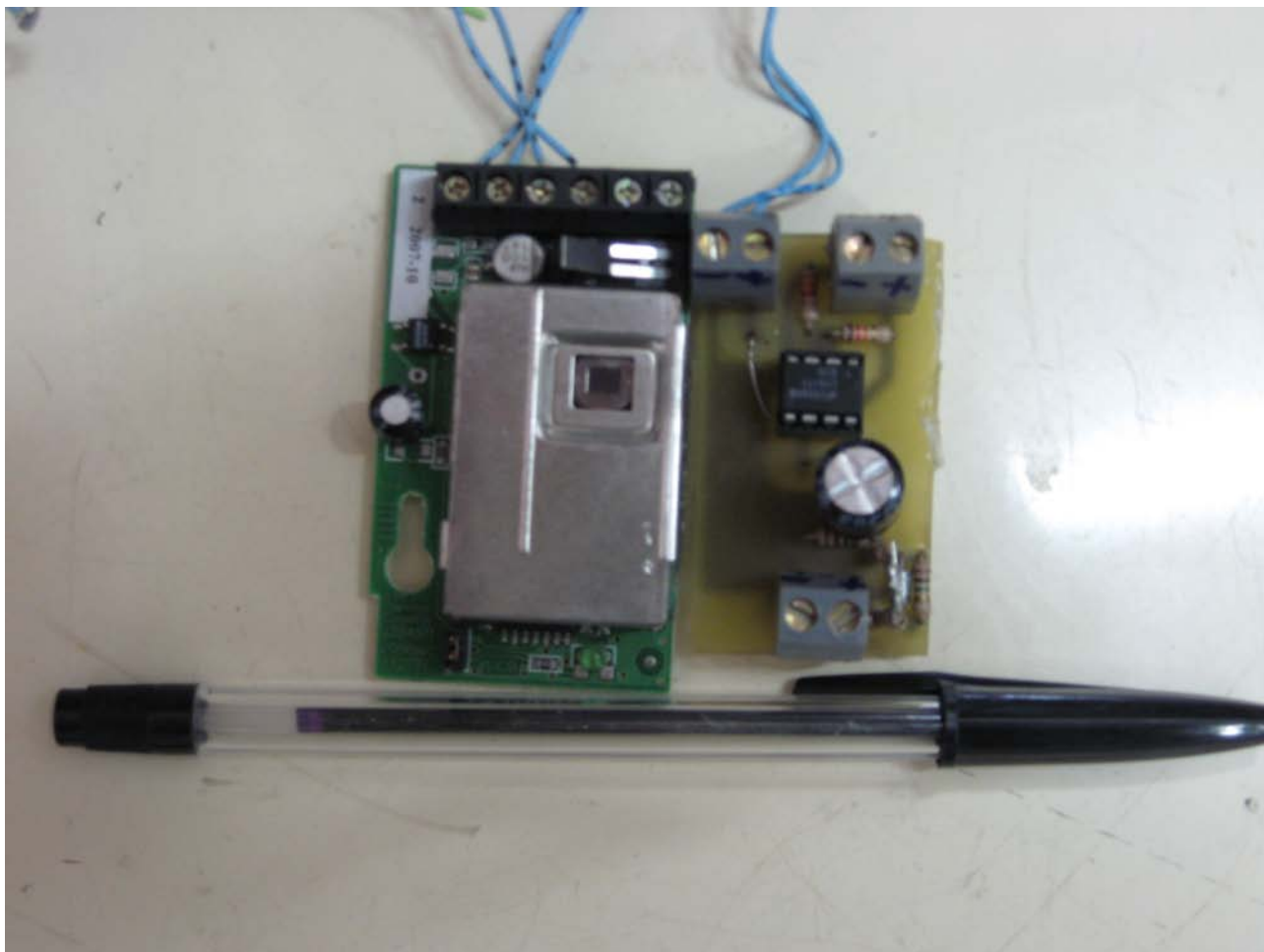


Figura A.6: Sensor de presença e placa do circuito temporizador.

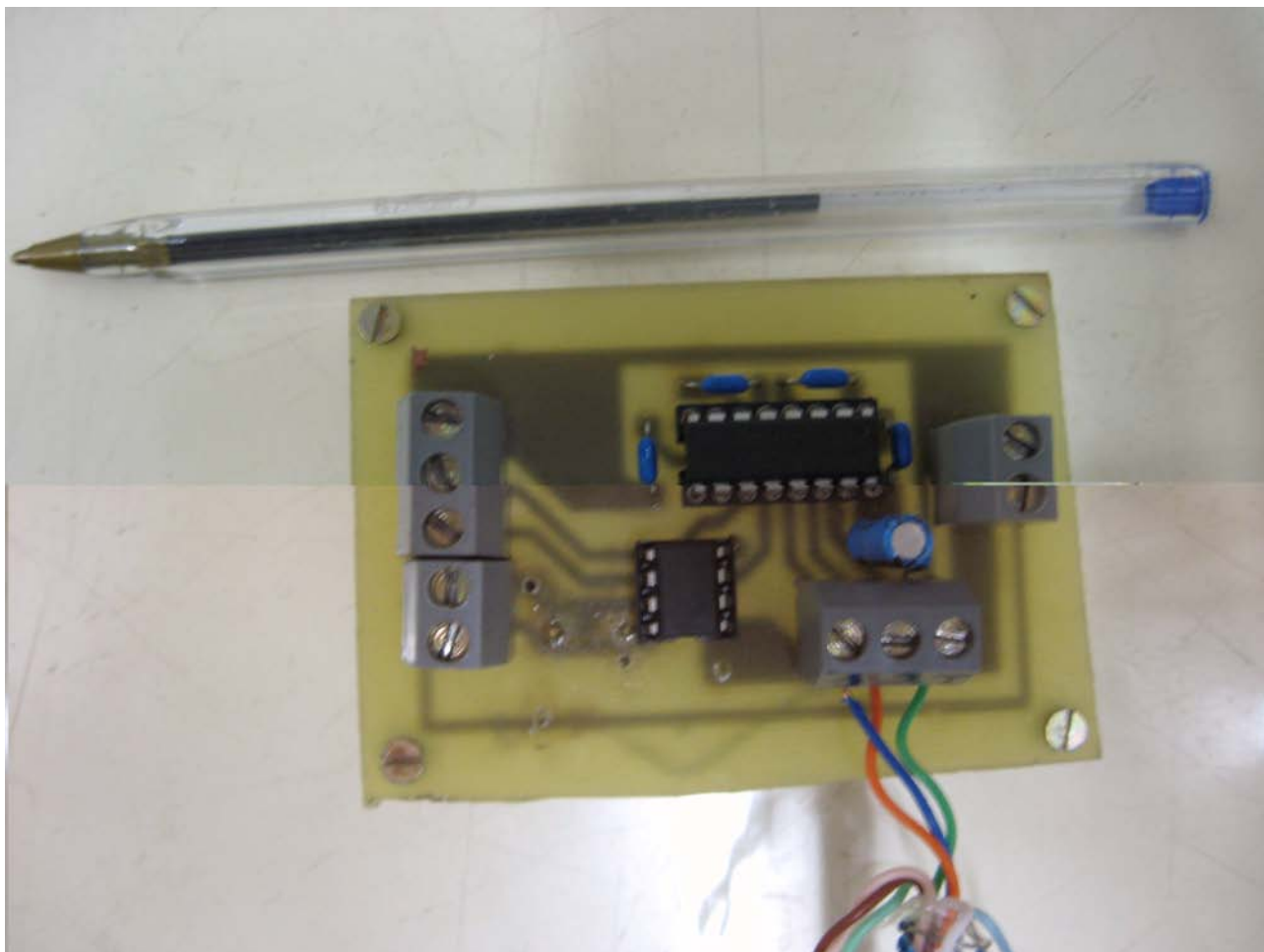


Figura A.7: *Driver* de comunicação para o interfaceamento com os estágios inversores.

Apêndice B

Código Basic Desenvolvido

Nesta seção é apresentado o código Basic utilizado na implementação deste trabalho.

B.1 – Código do Sistema de Gerenciamento Automático utilizado no Visual Basic

Module:

```
Public Calha As Integer
Public Dia As Integer
Public Luminosidade(13) As Integer
Public Horas1(13, 6) As String
Public Horas2(13, 6) As String
Public Horas3(13, 6) As String
Public Horas4(13, 6) As String
Public Minutos1(13, 6) As String
Public Minutos2(13, 6) As String
Public Minutos3(13, 6) As String
Public Minutos4(13, 6) As String
Public Reator As String
Public Segundo As String
Public Dadolum(13) As String
Public Lum(13) As Integer
```

Tela Inicial:

```
' Show the splash screen.
' Add your startup procedures here.
' Show the main form and unload the splash screen.
Private Sub Timer1_Timer()
Unload TelaInicial
Geral.Show
End Sub
```

Geral:

```

Dim Dado As String
Dim Diasemana As Variant
Dim Hora, Minuto As String
Private Sub AutoGeral_Click()
FrameAccion.Enabled = False
LigGeral.Enabled = False
DesligGeral.Enabled = False
Frame1.Enabled = False
Label1.Enabled = False
Combo1.Enabled = False
End Sub
Private Sub Combo1_Click()
Select Case Combo1.Text
Case "Calha 1":
Calha = 0
Reator = "a"
Calhas.Show
Case "Calha 2":
Calha = 1
Reator = "b"
Calhas.Show
Case "Calha 3":
Calha = 2
Reator = "c"
Calhas.Show
Case "Calha 4":
Calha = 3
Reator = "d"
Calhas.Show
Case "Calha 5":
Calha = 4
Reator = "e"
Calhas.Show
Case "Calha 6":
Calha = 5
Reator = "f"
Calhas.Show
Case "Calha 7":
Calha = 6
Reator = "g"
Calhas.Show
Case "Calha 8":
Calha = 7
Reator = "h"
Calhas.Show
Case "Calha 9":
Calha = 8
Reator = "i"
Calhas.Show
Case "Calha 10":
Calha = 9

```

```

Reator = "j"
Calhas.Show
Case "Calha 11":
Calha = 10
Reator = "k"
Calhas.Show
Case "Calha 12":
Calha = 11
Reator = "l"
Calhas.Show
Case "Calha 13":
Calha = 12
Reator = "m"
Calhas.Show
Case "Calha 14":
Calha = 13
Reator = "n"
Calhas.Show
End Select
End Sub
Private Sub Command1_Click()
End
End Sub
Private Sub DesligGeral_Click()
LigGeral.Enabled = True
DesligGeral.Enabled = False
End Sub
Private Sub Form_Load()
For i = 0 To 13
For j = 0 To 6
Horas1(i, j) = "00"
Horas2(i, j) = "00"
Horas3(i, j) = "00"
Horas4(i, j) = "00"
Minutos1(i, j) = "00"
Minutos2(i, j) = "00"
Minutos3(i, j) = "00"
Minutos4(i, j) = "00"
Next j
Next i
End Sub
Private Sub LigGeral_Click()
DesligGeral.Enabled = True
LigGeral.Enabled = False
End Sub
Private Sub ManGeral_Click()
FrameAccion.Enabled = True
LigGeral.Enabled = True
DesligGeral.Enabled = True
Frame1.Enabled = True
Label1.Enabled = True

```

```

Combo1.Enabled = True
End Sub
Private Sub MSComm1_OnComm()
Select Case MSComm1.CommEvent
'mensagens dos eventos
Case comEvReceive
MsgBox "Dado"
Case comEvSend
MSComm1.PortOpen = False
Case comEvCTS
MsgBox "3"
Case comEvDSR
MsgBox "4"
Case comEvCD
MsgBox "5"
Case comEvRing
MsgBox "6"
Case comEvEOF
MsgBox "7"
End Select
End Sub
Private Sub Timer1_Timer()
Relogio.Caption = Time
Hora = Hour(Time)
If Hora < 10 Then
Hora = "0" & Hora
End If
Minuto = Minute(Time)
If Minuto < 10 Then
Minuto = "0" & Minuto
End If
Segundo = Second(Time)
If Segundo = "15" Then
Dado = "$"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Segundo = "45" Then
Dado = "$"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado

```

```

End If
Diasemana = WeekdayName(Weekday(Now))
Select Case Diasemana
Case "domingo":
If Hora = Horas1(Calha, Dia) And Minuto = Minutos1(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas2(Calha, Dia) And Minuto = Minutos2(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas3(Calha, Dia) And Minuto = Minutos3(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas4(Calha, Dia) And Minuto = Minutos4(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado

```

```

End If
Case "segunda-feira":
If Hora = Horas1(Calha, Dia) And Minuto = Minutos1(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "1"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas2(Calha, Dia) And Minuto = Minutos2(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "1"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas3(Calha, Dia) And Minuto = Minutos3(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas4(Calha, Dia) And Minuto = Minutos4(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
Case "terça-feira":

```

```

If Hora = Horas1(Calha, Dia) And Minuto = Minutos1(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas2(Calha, Dia) And Minuto = Minutos2(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas3(Calha, Dia) And Minuto = Minutos3(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas4(Calha, Dia) And Minuto = Minutos4(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
Case "quarta-feira":
If Hora = Horas1(Calha, Dia) And Minuto = Minutos1(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False

```



```

Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas2(Calha, Dia) And Minuto = Minutos2(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas3(Calha, Dia) And Minuto = Minutos3(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas4(Calha, Dia) And Minuto = Minutos4(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
Case "quinta-feira":
If Hora = Horas1(Calha, Dia) And Minuto = Minutos1(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"

```

```

MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas2(Calha, Dia) And Minuto = Minutos2(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas3(Calha, Dia) And Minuto = Minutos3(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas4(Calha, Dia) And Minuto = Minutos4(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
Case "sexta-feira":
If Hora = Horas1(Calha, Dia) And Minuto = Minutos1(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"

```

```

MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas2(Calha, Dia) And Minuto = Minutos2(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas3(Calha, Dia) And Minuto = Minutos3(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas4(Calha, Dia) And Minuto = Minutos4(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
Case "sábado":
If Hora = Horas1(Calha, Dia) And Minuto = Minutos1(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1

```

```

MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas2(Calha, Dia) And Minuto = Minutos2(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = False
Calhas.Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "l"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas3(Calha, Dia) And Minuto = Minutos3(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.Output = Dado
End If
If Hora = Horas4(Calha, Dia) And Minuto = Minutos4(Calha, Dia) And Segundo = 0 Then
Calhas.Liga.Enabled = True
Calhas.Desliga.Enabled = False
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End If
End Select
End Sub

```

```

Calha:
Dim Dado As String
Private Sub Combo9_Click()
Select Case Combo9.Text
Case "Domingo":
Dia = 0
Dias.Show
Case "Segunda-feira":

```

```

Dia = 1
Dias.Show
Case "Terça-feira":
Dia = 2
Dias.Show
Case "Quarta-feira":
Dia = 3
Dias.Show
Case "Quinta-feira":
Dia = 4
Dias.Show
Case "Sexta-feira":
Dia = 5
Dias.Show
Case "Sábado":
Dia = 6
Dias.Show
End Select
End Sub
Private Sub Command1_Click()
Unload Me
End Sub
Private Sub Command2_Click()
Dado = (Reator) & "%"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End Sub
Private Sub Desliga_Click()
Liga.Enabled = True
Desliga.Enabled = False
Dado = (Reator) & "d"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End Sub
Private Sub Form_Load()
Calhas.Caption = "Calha " & Calha + 1
Label1.Caption = "Calha " & Calha + 1
Label2.Caption = Lum(Calha) & "%"
ProgressBar1.Value = Lum(Calha)
Slider1.Value = CInt((Val(Dadolum(Calha)) * 160) / 100)
End Sub

```

```

Private Sub Liga_Click()
Liga.Enabled = False
Desliga.Enabled = True
Dado = (Reator) & "I"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
End Sub
Private Sub Option1_Click()
Slider1.Enabled = False
ProgressBar1.Enabled = False
Dado = (Reator) & "waa"
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
If MSComm1.PortOpen = False Then
MSComm1.PortOpen = True
End If
MSComm1.Output = Dado
End Sub
Private Sub Option2_Click()
Slider1.Enabled = True
ProgressBar1.Enabled = True
End Sub
Private Sub Slider1_Click()
ProgressBar1.Value = Lum(Calha)
Luminosidade(Calha) = Slider1.Value
Select Case Luminosidade(Calha)
Case 0 To 10
Label2.Caption = "10%"
Lum(Calha) = 10
Dado = (Reator) & "w01"
Case 11 To 20
Lum(Calha) = 14
Label2.Caption = "13,50%"
Dado = (Reator) & "w02"
Case 21 To 30
Lum(Calha) = 23
Label2.Caption = "23,10%"
Dado = (Reator) & "w03"
Case 31 To 40
Lum(Calha) = 45
Label2.Caption = "44,65%"
Dado = (Reator) & "w04"
Case 41 To 50

```

```

Lum(Calha) = 61
Label2.Caption = "60,95%"
Dado = (Reator) & "w05"
Case 51 To 60
Lum(Calha) = 72
Label2.Caption = "72,20%"
Dado = (Reator) & "w06"
Case 61 To 70
Lum(Calha) = 80
Label2.Caption = "80,50%"
Dado = (Reator) & "w07"
Case 71 To 80
Lum(Calha) = 87
Dado = (Reator) & "w08"
Label2.Caption = "87,50%"
Case 81 To 90
Lum(Calha) = 94
Label2.Caption = "93,75%"
Dado = (Reator) & "w09"
Case 91 To 100
Lum(Calha) = 99
Label2.Caption = "99%"
Dado = (Reator) & "w10"
Case 101
Lum(Calha) = 100
Label2.Caption = "100%"
Dado = (Reator) & "w11"
End Select
ProgressBar1.Value = Lum(Calha)
MSComm1.CommPort = 1
MSComm1.Settings = "2400,N,8,1"
MSComm1.RThreshold = 1
MSComm1.SThreshold = 1
MSComm1.InputLen = 0
MSComm1.PortOpen = True
MSComm1.Output = Dado
Label3.Caption = Dado
End Sub
Private Sub MSComm1_OnComm()
Select Case MSComm1.CommEvent
'mensagens dos eventos
Case comEvReceive
Dadolum(Calha) = MSComm1.Input
Label2.Caption = Dadolum(Calha)
ProgressBar1.Value = Val(Dadolum(Calha))
Slider1.Value = CInt(Val(Dadolum(Calha)))
Case comEvSend
Timer2.Enabled = True
Case comEvCTS
MsgBox "3"
Case comEvDSR

```

```

MsgBox "4"
Case comEvCD
MsgBox "5"
Case comEvRing
MsgBox "6"
Case comEvEOF
MsgBox "7"
End Select
End Sub
Private Sub Timer1_Timer()
Relogio.Caption = Time
End Sub
Private Sub Timer2_Timer()
MSComm1.PortOpen = False
Timer2.Enabled = False
End Sub
Dia:
Private Sub Combo1_Click()
Horas1(Calha, Dia) = Combo1.Text
End Sub
Private Sub Combo2_Click()
Minutos1(Calha, Dia) = Combo2.Text
End Sub
Private Sub Combo3_Click()
Horas3(Calha, Dia) = Combo3.Text
End Sub
Private Sub Combo4_Click()
Minutos3(Calha, Dia) = Combo4.Text
End Sub
Private Sub Combo5_Click()
Horas2(Calha, Dia) = Combo5.Text
End Sub
Private Sub Combo6_Click()
Minutos2(Calha, Dia) = Combo6.Text
End Sub
Private Sub Combo7_Click()
Horas4(Calha, Dia) = Combo7.Text
End Sub
Private Sub Combo8_Click()
Minutos4(Calha, Dia) = Combo8.Text
End Sub
Private Sub Command1_Click()
Horas1(Calha, Dia) = Combo1.Text
Horas2(Calha, Dia) = Combo5.Text
Horas3(Calha, Dia) = Combo3.Text
Horas4(Calha, Dia) = Combo7.Text
Minutos1(Calha, Dia) = Combo2.Text
Minutos2(Calha, Dia) = Combo6.Text
Minutos3(Calha, Dia) = Combo4.Text
Minutos4(Calha, Dia) = Combo8.Text
Unload Me

```



```

End Sub
Private Sub Form_Load()
Select Case Dia
Case 0:
Dias.Caption = "Agendamento de Domingo"
Case 1:
Dias.Caption = "Agendamento de Segunda-feira"
Case 2:
Dias.Caption = "Agendamento de Terça-feira"
Case 3:
Dias.Caption = "Agendamento de Quarta-feira"
Case 4:
Dias.Caption = "Agendamento de Quinta-feira"
Case 5:
Dias.Caption = "Agendamento de Sexta-feira"
Case 6:
Dias.Caption = "Agendamento de Sábado"
End Select
Combo1.Text = Horas1(Calha, Dia)
Combo5.Text = Horas2(Calha, Dia)
Combo3.Text = Horas3(Calha, Dia)
Combo7.Text = Horas4(Calha, Dia)
Combo2.Text = Minutos1(Calha, Dia)
Combo6.Text = Minutos2(Calha, Dia)
Combo4.Text = Minutos3(Calha, Dia)
Combo8.Text = Minutos4(Calha, Dia)
End Sub

```

B.2 – Código do microcontrolador do reator eletrônico implementado

A seguir, para efeito de exemplificação, será apresentado o código Basic programado no BASCOM para o reator de endereçamento “a”. Os demais reatores seguem o padrão, modificando somente o endereçamento.

Calha A:	
\$regfile = "m8def.dat"	'Define o microcontrolador utilizado
\$crystal = 8000000	'Define a velocidade de processamento para 1
MHz	
\$baud = 2400	'Define o baud rate para 2400 bps
Dim Leitura As Word	
Dim A As Byte	'Declara variável do tipo byte
Dim D11 As String * 8	

```

Dim D12 As String * 8
Dim D13 As String * 8
Dim D14 As String * 8
Dim D2 As String * 16
Dim L As String * 8
Config Pinb.1 = Output
Config Pinb.3 = Output
Config Pind.2 = Input
Config Timer1 = Timer , Compare A = Toggle , Prescale = 1 , Clear Timer = 1
Config Adc = Single , Prescaler = Auto , Reference = Avcc
Start Adc

```

```

Desligado:
Set Portb.3
L = "0%"

```

```

Repouso:
Do
D11 = Waitkey()
Loop Until D11 <> "$"
Gosub Lerdado

```

```

Lerdado:
Select Case D11
  Case "$" : Leitura = Getadc(0)
  Gosub Luminosidade
  Case "a":
  D12 = Waitkey()
  Case Else : Gosub Repouso
End Select
Select Case D12
  Case "1":
    Gosub Preaquecimento
    Gosub Ignicao
    Gosub Operacao
    Gosub Luminosidade
  Case "d" : Gosub Desligado
  Case "w" : Stop Adc
    Gosub Atuacao
  Case "%" : Print L
    D11 = Waitkey()
    Gosub Lerdado
  Case Else : Gosub Repouso
End Select
End

```

```

Preaquecimento:
Set Portb.3
Pwm1a = 70
Waitus 30
Reset Portb.3

```

Waitms 2670
Return

Ignicao:
Set Portb.3
Pwm1a = 80
Waitus 30
Reset Portb.3
Wait 2
Return

Operacao:
Set Portb.3
Pwm1a = 79
Waitus 30
Reset Portb.3
Wait 5
Leitura = Getadc(0)
Return

Luminosidade:
Set Portb.3
Select Case Leitura
 Case 931 To 1024:
 Pwm1a = 79
 L = "100%"
 Case 837 To 930:
 Pwm1a = 78
 L = "99%"
 Case 744 To 836:
 Pwm1a = 77
 L = "93,75%"
 Case 651 To 743:
 Pwm1a = 76
 L = "87,50%"
 Case 558 To 650:
 Pwm1a = 75
 L = "80,50%"
 Case 465 To 557:
 Pwm1a = 74
 L = "72,20%"
 Case 372 To 464:
 Pwm1a = 73
 L = "60,95%"
 Case 279 To 371:
 Pwm1a = 72
 L = "44,65%"
 Case 186 To 278:
 Pwm1a = 71
 L = "23,10%"
 Case 93 To 185:

```

        Pwm1a = 70
        L = "13,50%"
    Case 0 To 92:
        Pwm1a = 69
        L = "10%"
End Select
Waitus 30
Reset Portb.3
Do
A = Ischarwaiting()
If A = 1 Then
        D11 = Inkey()
        Gosub Lerdado
End If
Loop

```

```

Atuacao:
D13 = Waitkey()
D14 = Waitkey()
D2 = D13 + D14
Set Portb.3
Select Case D2
    Case "01" :
        Pwm1a = 69
        L = "10%"
    Case "02":
        Pwm1a = 70
        L = "13,50%"
    Case "03":
        Pwm1a = 71
        L = "23,10%"
    Case "04":
        Pwm1a = 72
        L = "44,65%"
    Case "05":
        Pwm1a = 73
        L = "60,95%"
    Case "06":
        Pwm1a = 74
        L = "72,20%"
    Case "07":
        Pwm1a = 75
        L = "80,50%"
    Case "08":
        Pwm1a = 76
        L = "87,50%"
    Case "09":
        Pwm1a = 77
        L = "93,75%"
    Case "10":
        Pwm1a = 78

```

```
        L = "99%"
    Case "11":
        Pwm1a = 79
        L = "100%"
    Case "aa" : Start Adc
        Leitura = Getadc(0)
        Gosub Luminosidade
    Case Else : Gosub Repouso
End Select
Waitus 30
Reset Portb.3
Do
D11 = Waitkey()
Loop Until D11 <> "$"
Gosub Lerdado
```

Apêndice C

Trabalhos Publicados

1-) Determination of a model for electrodes' filaments of fluorescent lamps, during preheating process with constant rms current.

Fabio Toshiaki Wakabayashi, Castellane Silva Ferreira, Moacyr Aureliano Gomes de Brito and Carlos Alberto Canesin.

Artigo publicado na VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (INDUSCON'06), em Recife (PE).

2-) Designing a proper preheating procedure for electrodes' filaments of tubular fluorescent lamps, considering a strategy with constant rms current.

Fabio Toshiaki Wakabayashi, Moacyr Aureliano Gomes de Brito, Castellane Silva Ferreira and Carlos Alberto Canesin.

Artigo publicado na VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (INDUSCON'06), em Recife (PE).

3-) Setting the Preheating Process of Electronic Ballasts for Hot-Cathode Fluorescent Lamps, Considering the Rh/Rc Ratio.

Fabio T. Wakabayashi, Moacyr A. G. de Brito, Castellane S. Ferreira and Carlos A. Canesin.

Artigo publicado no IEEE IECON - 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2006, Paris, França.

4-) Model for electrodes' filaments of hot-cathode fluorescent lamps, during preheating with constant rms current.

Fabio T. Wakabayashi, Castellane S. Ferreira, Moacyr A. G. de Brito and Carlos A. Canesin.

Artigo publicado na edição de maio de 2007 na IEEE Transactions on Power Electronics, na Special Issue.

5-) Setting the Preheating and Steady-State Operation of Electronic Ballasts, Considering Electrodes of Hot-Cathode Fluorescent Lamps.

Fabio T. Wakabayashi, Moacyr A. G. de Brito, Castellane S. Ferreira and Carlos A. Canesin.

Artigo publicado na edição de maio de 2007 na IEEE Transactions on Power Electronics, na Special Issue.

6-) Ajuste do pré-aquecimento e da operação em regime permanente de reatores eletrônicos, considerando eletrodos de lâmpada fluorescente de cátodo quente.

Fabio T. Wakabayashi, Moacyr A. G. de Brito, Castellane S. Ferreira e Carlos A. Canesin.

Artigo publicado em maio de 2007 na Revista Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

7-) Sistema de gerenciamento automático de reatores eletrônicos microcontrolados para sistema multi-lâmpadas fluorescentes.

Castellane S. Ferreira, Moacyr A. G. de Brito e Carlos A. Canesin.

Artigo publicado na VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (INDUSCON'08), em Poços de Caldas (MG).

8-) Pré-regulador retificador Boost, com controle digital por valores médios, utilizando dispositivo FPGA e VHDL.

Moacyr A. G. de Brito, Castellane S. Ferreira e Carlos A. Canesin.

Artigo publicado na VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (INDUSCON'08), em Poços de Caldas (MG).

9-) Sistema de gerenciamento automático de iluminação fluorescente para sistema multi-lâmpadas.

Castellane S. Ferreira, Moacyr A. G. de Brito e Carlos A. Canesin.

Artigo publicado na XVII Congresso Brasileiro de Automática (CBA'08), em Juiz de Fora (MG).