

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PEDRO SANTOS ALMEIDA**

**REATORES ELETRÔNICOS BASEADOS NUMA TOPOLOGIA DE  
INVERSOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA:  
APLICAÇÃO EM ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE TUBULAR**

Juiz de Fora  
2010



PEDRO SANTOS ALMEIDA

**REATORES ELETRÔNICOS BASEADOS NUMA TOPOLOGIA DE  
INVERSOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA:  
APLICAÇÃO EM ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE TUBULAR**

Monografia submetida ao corpo docente do Curso de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.

Juiz de Fora  
2010

PEDRO SANTOS ALMEIDA

**REATORES ELETRÔNICOS BASEADOS NUMA TOPOLOGIA DE  
INVERSOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA:  
APLICAÇÃO EM ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE TUBULAR**

Monografia submetida ao corpo docente do Curso de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 10 de dezembro de 2010.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.  
Universidade Federal de Juiz de Fora  
Orientador

---

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.  
Universidade Federal de Juiz de Fora  
Integrante

---

Prof. Cláudio Roberto B. S. Rodrigues, M.E.E.  
Instituto Federal de Educação, Ciência e  
Tecnologia do Sudeste de Minas Gerais  
Integrante

## **AGRADECIMENTOS**

Ciência não se faz sozinho, e este trabalho é fruto também do esforço, inspiração e companheirismo de diversas pessoas com quem pude contar, dentro e fora do laboratório.

Por isto, devo um breve agradecimento.

Aos familiares mais próximos, pai e mãe, pelo incentivo e aposta contínua nos estudos.

Aos colegas do curso e das horas vagas, tanto pela descontração quanto pelo esforço conjunto ao longo da graduação.

Aos colegas do NIMO (Núcleo de Iluminação Moderna), que contribuíram no esforço teórico e experimental, por várias vezes compartilhando tarefas, e em especial ao Cláudio, nosso decano no laboratório.

Aos diversos professores da graduação que compartilharam valiosos conhecimentos e conversas produtivas sobre este e outros assuntos, em especial ao meu orientador, Prof. Henrique Braga, que me deu a grande oportunidade de aprofundar nos assuntos de eletrônica de potência aplicada e ofereceu suporte nas produções e apresentações de trabalhos, além de momentos de descontração, ao professor Danilo Pinto, por nos acompanhar e orientar nos projetos de pesquisa em iluminação e eficiência energética, e ao professor Pedro Gomes Barbosa, detentor de didática e bom humor, sempre acessível para sanar dúvidas sobre assuntos diversos.

E por fim, à minha namorada, Ágatha, pela compreensão, carinho e companhia.

*A verdade pode ser intrigante. Ela pode requerer de você lidar com algum trabalho. Pode ser contraintuitiva. Pode contradizer preconceitos profundamente arraigados. Pode não ser consoante com o que esperamos ser verdade. Mas nossas preferências não determinam o que é verdadeiro. Nós temos um método, e este método nos ajuda a atingir não a certeza absoluta, somente aproximações assintóticas da verdade – nunca lá, somente cada vez mais perto, sempre procurando novos e vastos oceanos de possibilidades ainda não descobertas. Experimentos inteligentemente concebidos são a chave.*

Carl Sagan (1934 – 1996), astrônomo e divulgador da Ciência,  
sobre o método científico.

## Resumo

Neste trabalho, é feito um estudo estendido sobre diversos aspectos da iluminação fluorescente tubular moderna e dos reatores eletrônicos aplicados no acionamento deste tipo de lâmpada. São analisadas as características físicas, elétricas e espectrométricas das lâmpadas fluorescentes, e revisados diversos modelos matemáticos e computacionais para descrever seu comportamento elétrico. Diversas topologias de reatores eletrônicos já desenvolvidas são averiguadas, mostrando vantagens, desvantagens e modo de funcionamento. É também realizado um estudo das alternativas de reatores que oferecem número reduzido de componentes, como os reatores de chave única, ressonantes e não ressonantes. Por fim, são apresentados o circuito e a descrição matemática completa dum reator eletrônico baseado num inversor não ressonante de chave única, alimentado em corrente contínua, capaz de pré-aquecer, realizar a ignição e acionar duas lâmpadas fluorescentes associadas em série. Resultados experimentais são exibidos para validar o modelo, juntos a uma metodologia completa para o projeto e implementação prática do reator proposto, e a uma análise de viabilidade de sua aplicação em grandes áreas é delineada.

Palavras-chave: reatores eletrônicos, iluminação fluorescente, reator não ressonante de chave única, iluminação de baixo custo, lâmpadas fluorescentes tubulares, eficiência energética, eletrônica de potência.

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 - Eficácia luminosa para as diversas tecnologias de fluorescentes comparadas às tecnologias incandescentes.....	3
Figura 2 – Distribuição espectral de potências de uma lâmpada fluorescente “cool white”, com as linhas de emissão de alguns elementos demarcadas (Mercúrio – Hg; Tértio – Tb; Európio – Eu; Argônio - Ar), obtida em esfera integradora. ....	4
Figura 3 – Construção da lâmpada fluorescente tubular, em corte próximo a um dos eletrodos.....	5
Figura 4 – Processo de ignição da lâmpada fluorescente.....	6
Figura 5 – Ponto de operação da lâmpada fluorescente com reator indutivo. ....	7
Figura 6 – Simulação de uma lâmpada fluorescente alimentada em baixa frequência. ....	7
Figura 7 – Ignição com <i>starter</i> . (a) lâminas fechadas, pré-aquecimento dos eletrodos. (b) Lâminas se abrem, pulso de tensão é aplicado na lâmpada. A condição de funcionamento estacionária é como em (b). ....	8
Figura 8 – Eficácia relativa percentual em função da frequência de operação das lâmpadas fluorescentes. ....	10
Figura 9 – Fator de potência da lâmpada fluorescente em função da frequência de acionamento.....	10
Figura 10 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico típico. ....	11
Figura 11 – Formas de onda de entrada numa simulação de um reator eletrônico do tipo “half-bridge” alimentando 80 W de carga, sem filtro de EMI.....	11
Figura 12 – Característica $V \times I$ da lâmpada fluorescente quando acionada em mesma potência para 50 Hz, 400 Hz e 2 kHz, respectivamente.....	15
Figura 13 – Modelo cúbico de Mader-Horn para três potências de acionamento de uma fluorescente tubular de 40 W, em alta frequência (MADER; HORN, 1992).....	16
Figura 14 - Modelo exponencial para três potências de acionamento de uma fluorescente tubular de 40 W, em alta frequência (CARDOSO, 2003).....	17
Figura 15 – Característica de resistência equivalente por potência de acionamento de uma LFT 32 W no modelo de Cervi <i>et al.</i> (2002).....	18
Figura 16 – Modelo de quarta ordem implementado no PSIM. ....	19
Figura 17 – Características da LFT emuladas pelo modelo de quarta ordem, para três temperaturas diferentes: (a) tensão vs. potência e (b) resistência equivalente vs. potência (WAKABAYASHI; CANESIN, 2003).....	20
Figura 18 – Simulação do modelo de quarta ordem alimentado em corrente senoidal de (a) 60 Hz e (b) 40 kHz. ....	21
Figura 19 – Característica da lâmpada representada pelo modelo inverso. ....	22
Figura 20 – Curvas de dois dos modelos apresentados comparados ao modelo proposto e aos dados experimentais.....	23



Figura 21 – Inversor classe E.....	26
Figura 22 – Inversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com ressonância paralela...	26
Figura 23 – Inversor <i>full-bridge</i> ressonante alimentado em corrente. ....	27
Figura 24 – Inversor utilizando o conversor <i>boost</i> .....	28
Figura 25 – Circuitos ressonantes: (a) série, (b) paralelo e (c) série-paralelo.....	29
Figura 26 – Ganho de tensão do inversor com filtro LCC para frequência normalizada de chaveamento. ....	31
Figura 27 – Inversor <i>push-pull</i> alimentado em tensão com filtro ressonante de saída. ....	31
Figura 28 – Inversor <i>full-bridge</i> ressonante alimentado em tensão.....	32
Figura 29 – Inversor <i>half-bridge</i> ressonante (a) simétrico e (b) assimétrico.....	33
Figura 30 – Formas de onda típicas idealizadas para os inversores <i>half-bridge</i> ressonantes (a) simétrico e (b) assimétrico operando acima da ressonância.....	33
Figura 31 – Etapa de comutação de uma chave do inversor, mostrando ZVS. ....	34
Figura 32 – Reator eletrônico auto-oscilante com inversor <i>half-bridge</i> . ....	34
Figura 33 – Inversor <i>half-bridge</i> não ressonante e forma de onda de corrente.....	36
Figura 34 – Processo de ignição da lâmpada com o inversor não ressonante em duas etapas (I) e (II). ....	36
Figura 35 – Inversor <i>full-bridge</i> não ressonante alimentado em corrente. ....	37
Figura 36 – Operação em regime do inversor em <i>full-bridge</i> não ressonante.....	38
Figura 37 – Inversor <i>push-pull</i> não ressonante. ....	39
Figura 38 – Inversor <i>boost</i> .....	39
Figura 39 – Circuito equivalente do inversor <i>boost</i> e formas de onda de corrente....	40
Figura 40 – Inversor <i>flyback</i> . ....	41
Figura 41 – Reator <i>flyback</i> auto-oscilante alimentado em baixa tensão. ....	41
Figura 42 – Formas de onda de tensão e corrente <i>quasi</i> quadradas na lâmpada fluorescente tubular de 20 W acionada pelo reator <i>flyback</i> auto-oscilante.....	42
Figura 43 – Inversor <i>buck-boost</i> . ....	42
Figura 44 – Associação série de lâmpadas no inversor <i>buck-boost</i> .....	43
Figura 45 – Inversor baseado no conversor <i>Ćuk</i> .....	44
Figura 46 - Funcionamento em regime do inversor <i>Ćuk</i> proposto: (I) carga do indutor, descarga do capacitor; (II) carga do capacitor, descarga do indutor.....	44
Figura 47 – Simulação do inversor <i>Ćuk</i> proposto.....	46
Figura 48 – Sistema de iluminação com alimentação dedicada em corrente contínua. ....	49
Figura 49 – Reator eletrônico não ressonante de chave única para duas lâmpadas fluorescentes tubulares em série.....	50

Figura 50 – Circuito equivalente para uma lâmpada e etapas de funcionamento. ....	50
Figura 51 – Formas de onda teóricas para o reator não ressonante de chave única. .....	51
Figura 52 – Curva de potência versus resistência do reator não ressonante de chave única, com as regiões de característica de funcionamento demarcadas. ....	54
Figura 53 – Corrente na lâmpada, para análise da assimetria cíclica, fator de crista e valor médio.....	56
Figura 54 – Circuito prático do controle do reator eletrônico.....	57
Figura 55 – Formas de onda no circuito de controle. ....	58
Figura 56 – Circuito equivalente para análise de ignição e formas de onda. ....	59
Figura 57 – Circuito de proteção contra falhas de ignição. ....	60
Figura 58 – Metodologia de projeto do reator não ressonante de chave única. ....	61
Figura 59 – Curvas de fator de crista e razão cíclica em função da tensão de alimentação de uma lâmpada. ....	62
Figura 60 – Ponto de operação do reator.....	63
Figura 61 – Fotografia do protótipo do reator (régua em centímetros).....	64
Figura 62 – Comparativo entre o protótipo construído e um reator comercial.....	65
Figura 63 – Correntes no indutor (superior) e chave (inferior). (10 $\mu$ s/div, 200 mA/div) .....	65
Figura 64 – Corrente numa lâmpada (superior, 200 mA/div) e tensão sobre a mesma lâmpada (inferior, 100V/div). (10 $\mu$ s/div).....	66
Figura 65 – Processo de ignição (tensão, 100 V/div) de uma lâmpada no reator e transição para o estado estacionário de funcionamento. (400 ms/div).....	67
Figura 66 – Tentativa de ignição com lâmpada defeituosa e atuação do circuito de proteção. Traço superior mostra a tensão sobre o capacitor do circuito de proteção (10 V/div), enquanto traço inferior mostra a tensão sobre o dreno do MOSFET (500 V/div). (400 ms/div) .....	67
Figura 67 – Comparativo do custo de sistemas idênticos usando tecnologias diferentes de reatores. ....	71

# SUMÁRIO

<b>1 – INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>2 – ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE .....</b>	<b>3</b>
2.1 – INTRODUÇÃO .....	3
2.2 – PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E CONSTRUÇÃO FÍSICA .....	4
2.3 – PARTIDA, IGNIÇÃO E ESTADO ESTACIONÁRIO DE FUNCIONAMENTO .....	5
2.4 – REATORES.....	6
2.4.1 – Reatores Eletromagnéticos .....	6
2.4.2 – Reatores Eletrônicos .....	9
2.4.3 – Comparativo Qualitativo entre Tecnologias.....	12
2.5 - CONCLUSÃO .....	13
<b>3 – MODELAGEM DA LÂMPADA FLUORESCENTE .....</b>	<b>14</b>
3.1 – INTRODUÇÃO .....	14
3.2 – COMPORTAMENTO DA LÂMPADA FLUORESCENTE .....	14
3.3 – MODELOS DINÂMICOS .....	15
3.3.1 – Modelo Cúbico de Mader-Horn .....	15
3.3.2 – Modelo Exponencial .....	16
3.3.3 – Modelo de Variação da Resistência Equivalente .....	18
3.3.4 – Modelo de Quarto Grau.....	19
3.4 – MODELOS ESTÁTICOS .....	21
3.4.1 – Modelo Inverso.....	21
3.4.2 – Modelo de Potência.....	22
3.5 – CONCLUSÃO.....	24
<b>4 – TOPOLOGIAS DE REATORES ELETRÔNICOS.....</b>	<b>25</b>
4.1 – INTRODUÇÃO .....	25
4.2 – INVERSORES RESSONANTES.....	25
4.2.1 – Inversores Ressonantes Alimentados em Corrente .....	25
4.2.1.1 – Inversor classe E.....	25
4.2.1.2 – Inversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com ressonância paralela.....	26
4.2.1.3 – Inversor <i>full-bridge</i> ressonante alimentado em corrente.....	27
4.2.1.4 – Conversor <i>boost</i> operando como inversor.....	28
4.2.2 – Inversores Ressonantes Alimentados em Tensão .....	29
4.2.2.1 – Circuitos ressonantes para inversores alimentados em tensão .....	29
4.2.2.2 – Inversor <i>push-pull</i> ressonante alimentado em tensão .....	31
4.2.2.3 – Inversor <i>full-bridge</i> ressonante alimentado em tensão.....	32
4.2.2.4 – Inversor <i>half-bridge</i> ressonante alimentado em tensão.....	33
4.3 – INVERSORES NÃO RESSONANTES .....	35
4.3.1 – Inversor <i>Half-Bridge</i> Não Ressonante Alimentado em Corrente .....	36
4.3.2 – Inversor <i>Full-Bridge</i> Não Ressonante Alimentado em Corrente.....	37
4.3.3 – Inversor <i>Push-Pull</i> Não Ressonante .....	38
4.3.4 – Inversor <i>Boost</i> .....	39
4.3.5 – Inversor <i>Flyback</i> .....	40
4.3.6 – Inversor <i>Buck-Boost</i> .....	42
4.3.7 – Inversor <i>Ćuk</i> .....	44
4.4 – CONCLUSÃO.....	47

<b>5 – O REATOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA.....</b>	<b>48</b>
5.1 – INTRODUÇÃO .....	48
5.2 – SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PROPOSTO .....	48
5.3 – REATOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA.....	49
5.3.1 – Análise de Funcionamento e Controle.....	49
5.3.2 – Descrição Matemática do Inversor .....	51
5.3.3 – Fator de Crista e Assimetria de Corrente na Lâmpada .....	55
5.3.4 – Implementação Prática do Circuito de Controle e Comando.....	57
5.3.5 – Circuito de Potência e Ignição.....	58
5.3.6 – Circuito de Proteção .....	60
5.3.7 – Metodologia de Projeto.....	61
5.4 – IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA.....	62
5.5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	64
5.6 – COMPARATIVO DE CUSTOS E VIABILIDADE ECONÔMICA.....	68
5.7 – CONCLUSÃO.....	71
<b>6 - CONCLUSÃO .....</b>	<b>73</b>
6.1 – PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO .....	74
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>76</b>
<b>APÊNDICE A – RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS EM ENSAIO COM LÂMPADA FLUORESCENTE DE 32 W.....</b>	<b>79</b>

## 1 – INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, os sistemas de iluminação modernos vêm ganhando destaque devido ao seu alto potencial para a economia de energia. Calcula-se que, hoje, de toda a carga instalada no mundo, 30% seja usada para produzir iluminação artificial (POLONSKII; SEIDEL, 2008, p. 15). Isto mostra que a redução do consumo ou uso inteligente dos sistemas de iluminação pode ter impactos financeiros e ambientais significativos.

A iluminação fluorescente, em específico, apresenta-se como uma alternativa popular à iluminação convencional com lâmpadas incandescentes. Capazes de converter energia elétrica em luz com eficiência até 10 vezes maior que as lâmpadas incandescentes comuns, as lâmpadas fluorescentes modernas ocupam lugar de destaque para a iluminação de ambientes internos e áreas mais vastas, devido à sua boa reprodução de cores e luz branca.

Porém as lâmpadas fluorescentes necessitam invariavelmente de suporte especial, como luminárias e reatores. Felizmente, a eletrônica moderna muito fez para substituir os velhos reatores eletromagnéticos, volumosos e ineficientes, por reatores eletrônicos, muitos com alto fator de potência e eficiência elevada.

Atualmente, o estudo em reatores eletrônicos é um campo vasto, e este trabalho visa fazer uma revisão sobre as aplicações e tecnologias atuais, além de propor alternativas.

No capítulo 2 deste trabalho, são apresentadas as características gerais da iluminação fluorescente, seu funcionamento e ignição, além de formas de acionamento com reatores eletromagnéticos e eletrônicos.

No capítulo 3, serão revistas algumas das formas matemáticas e computacionais de se representar as características elétricas das lâmpadas fluorescentes. É apontada também uma nova representação matemática simples, proposta pelo autor.

O capítulo 4 apresenta uma compilação das diversas topologias de circuitos inversores que são tipicamente empregados como reatores eletrônicos para iluminação de descarga, incluindo os diversos inversores não ressonantes possíveis de se obter. É também proposta pelo autor uma topologia nova de inversor não ressonante, o inversor *Ćuk*, com uma breve descrição de seu estado estacionário de funcionamento.

No capítulo 5 há o desenvolvimento experimental completo de um reator baseado numa topologia de chave única, não ressonante, o inversor *buck-boost*, para verificar sua aplicabilidade como reator de baixo custo.

Conclusões, observações e propostas de trabalhos futuros são traçados no capítulo 6 de forma sucinta.

## 2 – ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE

### 2.1 – INTRODUÇÃO

As lâmpadas fluorescentes são provavelmente as representantes mais conhecidas da família das lâmpadas de descarga, devido à sua popularidade na iluminação de interiores, tendo sido introduzidas no mercado entre 1933 e 1938 (SEIDEL, 2004) como uma alternativa mais eficiente às lâmpadas incandescentes.

As fluorescentes podem ser classificadas, *grosso modo*, em dois grupos: lâmpadas fluorescentes compactas (LFC) e lâmpadas fluorescentes tubulares (LFT). As LFC em geral possuem um reator integrado, o que as torna atrativas para substituição direta da popular iluminação incandescente residencial. Já as tubulares requerem uma luminária e a instalação de um reator externo para ignição e manutenção do arco de descarga.

Segundo Polonskii (2008, p. 16), 21% das vendas de lâmpadas no mercado europeu ocidental são de fluorescentes (compactas e tubulares). Sozinhas, as lâmpadas fluorescentes tubulares (LFT) são responsáveis pela emissão de 47% do total de lumens neste continente (POLONSKII; SEIDEL, 2008, p. 16). Isto se deve ao fato de que não só as lâmpadas fluorescentes são mais eficientes na produção de luz que as incandescentes (halógenas e comuns, as mais vendidas) como também as fluorescentes tubulares, em específico, são mais eficazes que as lâmpadas fluorescentes compactas (LFC). Um comparativo é mostrado na Figura 1.

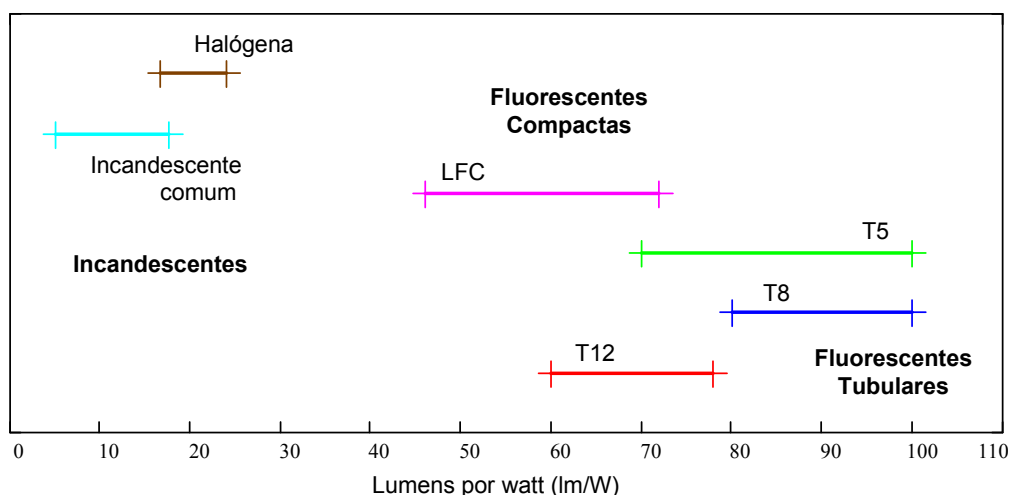


Figura 1 - Eficácia luminosa para as diversas tecnologias de fluorescentes comparadas às tecnologias incandescentes.

## 2.2 – PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E CONSTRUÇÃO FÍSICA

As lâmpadas fluorescentes funcionam através da emissão de fótons por átomos de mercúrio que se encontram em estado vaporizado, numa atmosfera rarefeita, dentro do tubo de descarga. Por este motivo, são conhecidas como lâmpadas de descarga de vapor de mercúrio em baixa pressão.

Os átomos de mercúrio são excitados pela corrente elétrica que flui através da lâmpada, fazendo seus elétrons saltarem para órbitas superiores, instáveis. Quando os elétrons retornam às suas órbitas originais, há a liberação de energia quantizada na forma de fótons, numa frequência que corresponde à radiação ultravioleta (UV). Como esta radiação não é sensibilizante ao olho humano, i.e., é invisível, há uma segunda conversão de energia que é realizada por uma camada de fósforo que reveste a superfície do bulbo de vidro. O fósforo absorve a radiação UV e a reemite em comprimentos de onda de menor energia, dentro do espectro visível, num fenômeno conhecido como fluorescência, de onde o nome da tecnologia deriva. O resultado desta dupla conversão é luz visível, branca, em um espectro de linhas discreto, como mostrado pela Figura 2.

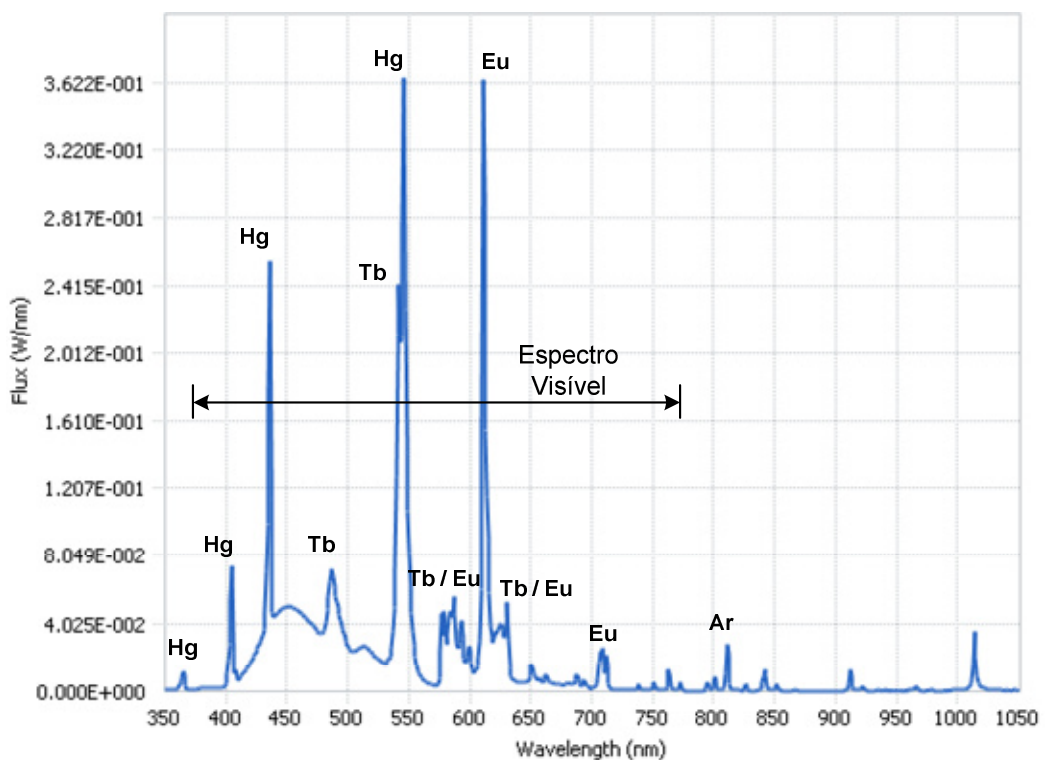


Figura 2 – Distribuição espectral de potências de uma lâmpada fluorescente “cool white”, com as linhas de emissão de alguns elementos demarcadas (Mercúrio – Hg; Térbio – Tb; Európio – Eu; Argônio - Ar), obtida em esfera integradora.



A cobertura de fósforo das modernas lâmpadas fluorescentes é dopada com terras raras, elementos como térbio (Tb), európio (Eu), ítrio (Y) e lantânio (La), numa mistura chamada trifósforo ou fósforo de três bandas (FLESCH, 2006, p. 31), enquanto o gás inerte que preenche a lâmpada é geralmente argônio (Ar), neônio (Ne), xenônio (Xe), criptônio (Kr) ou uma mistura destes, saturado de vapor de mercúrio (Hg). Nas modernas lâmpadas, estes elementos garantem fortes linhas de emissão no azul (Hg – 436 nm), verde (Tb – 544 nm e Hg – 546 nm) e vermelho (Eu – 611 nm), o que torna branca a percepção luminosa da lâmpada fluorescente e também garante um bom índice de reprodução de cores (IRC), por volta de 75-90% (FLESCH, 2006, p. 15).

A construção física das lâmpadas fluorescentes tubulares é mostrada na Figura 3.

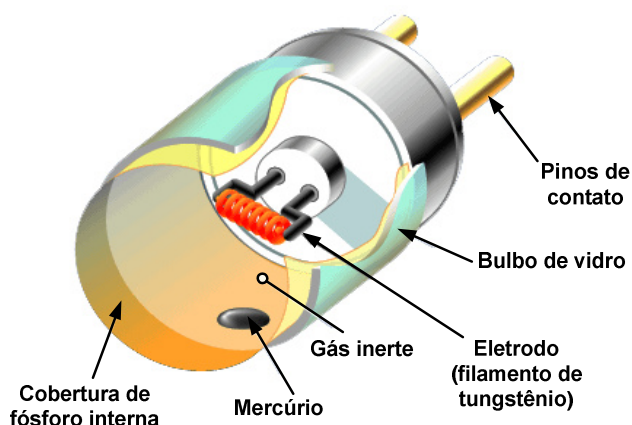


Figura 3 – Construção da lâmpada fluorescente tubular, em corte próximo a um dos eletrodos.

### 2.3 – PARTIDA, IGNIÇÃO E ESTADO ESTACIONÁRIO DE FUNCIONAMENTO

O tubo de descarga de uma lâmpada fluorescente tubular é praticamente um circuito aberto antes de sua ignição. Isto porque o gás dentro da lâmpada não está ionizado, i.e., não pode conduzir corrente elétrica.

Para que a descarga elétrica se estabeleça dentro do tubo na forma de um arco, é necessária uma emissão de elétrons inicial, que se faz por emissão termiônica dos filamentos aquecidos da lâmpada. Durante a partida, os filamentos são pré-aquecidos, permitindo que elétrons saltem para dentro do tubo e comecem a ionizar o gás e vaporizar o mercúrio. A corrente elétrica deve então ser finalmente estabelecida por um pulso de tensão, advindo do dispositivo de partida (reator). A

combinação da emissão termiônica inicial e do pulso de tensão posterior ao pré-aquecimento possibilita a formação do arco elétrico dentro da lâmpada, ou seja, a ignição desta. O processo simplificado é mostrado na Figura 4.

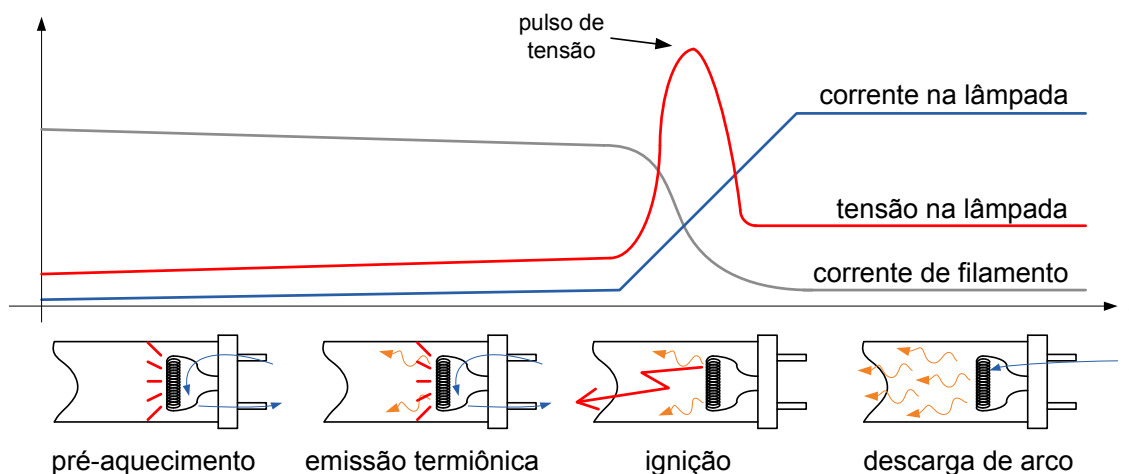


Figura 4 – Processo de ignição da lâmpada fluorescente.

Após a partida, a lâmpada passa a conduzir corrente elétrica através do gás ionizado e vapor de mercúrio dentro do tubo de descarga. Neste estado estacionário, a característica da lâmpada é similar à de um arco elétrico, conhecida como impedância incremental negativa. Isto significa que acréscimos de corrente na lâmpada implicarão em decréscimos da tensão de arco, o que causaria a corrente mais uma vez crescer, num sistema instável, que demandaria potência elétrica até o eventual colapso da lâmpada. A lâmpada fluorescente é, portanto, incapaz de regular sua própria corrente, sendo necessário um dispositivo limitador da corrente de descarga, conhecido como reator.

## 2.4 – REATORES

Os reatores são os dispositivos responsáveis pelo processo de ignição e estabilização da corrente na lâmpada fluorescente. Podem ser divididos basicamente em duas categorias: eletromagnéticos e eletrônicos.

### 2.4.1 – Reatores Eletromagnéticos

Os reatores eletromagnéticos são caracterizados primariamente por serem dispositivos que operam na frequência da rede elétrica, 50 ou 60 Hz. Sua construção é simples e robusta, sendo basicamente um grande indutor de baixa frequência: um

enrolamento de fio de cobre esmaltado em torno de um núcleo de ferro-silício laminado. Suas duas funções primárias são a de ignição da lâmpada, fornecendo o pulso de tensão necessário para romper o arco, e a de estabilização da corrente após a ignição, operando como uma grande impedância série que impede a drenagem excessiva de corrente da rede pela lâmpada, permitindo que esta seja alimentada por uma corrente alternada de valor eficaz próximo a constante.

Mohan (2003, p. 453) mostra como o ponto de operação do reator pode ser obtido a partir da característica  $V^2 \times i$  da lâmpada, como mostrado na Figura 5.

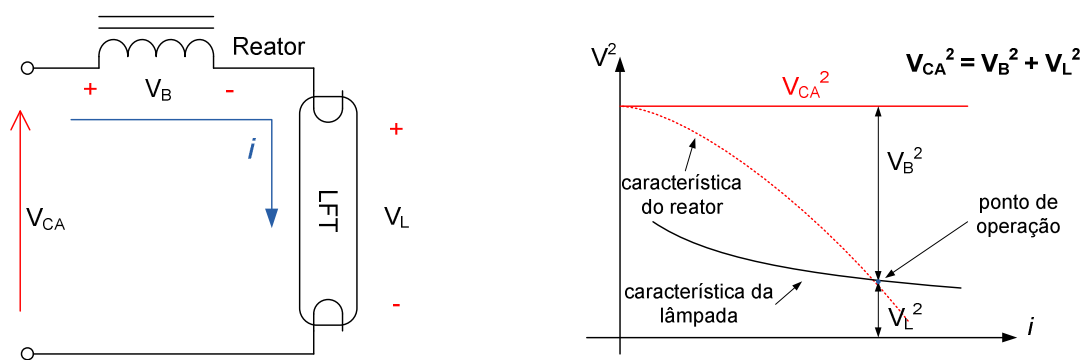


Figura 5 – Ponto de operação da lâmpada fluorescente com reator indutivo.

O comportamento da lâmpada fluorescente em baixa frequência é altamente não linear, i.e., uma corrente senoidal produz uma tensão não senoidal. A Figura 6 mostra a simulação de um modelo dinâmico de LFT em baixa frequência (60 Hz), indicando o comportamento não linear e o efeito de reignição a cada meio ciclo, devido à recombinação de portadores de carga (ALONSO, 2007, p. 575).

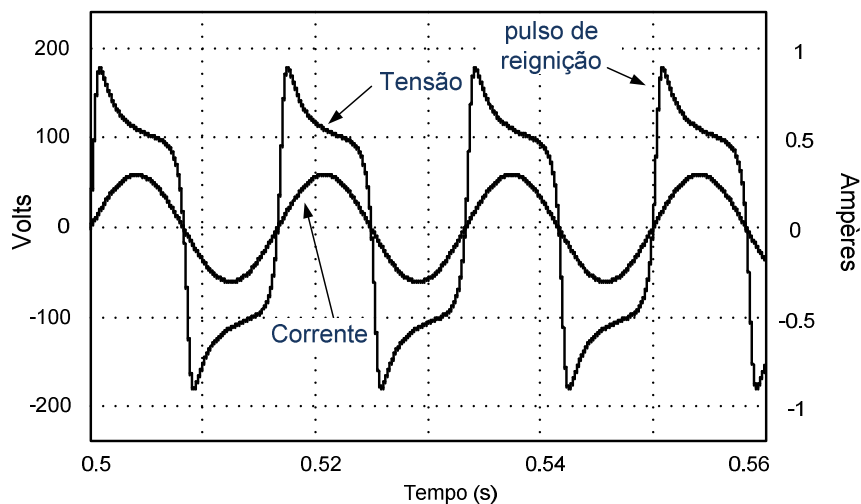


Figura 6 – Simulação de uma lâmpada fluorescente alimentada em baixa frequência.

Existem dois tipos básicos de reatores eletromagnéticos empregados em fluorescentes tubulares: os de partida convencional (com *starter*) e os de partida rápida.

O arranjo mais comum é o de partida convencional, que consiste do enrolamento do reator em série com a lâmpada e um dispositivo de lâminas bimetálicas (contatos) – o *starter* – que, ao fechar durante a partida, efetua o pré-aquecimento dos eletrodos, colocando-os em série com o circuito. Ao abrir do contato das lâminas do *starter*, o indutor produz um pulso de alta tensão para tentar manter a continuidade de corrente, o que rompe um arco no tubo de descarga. Este processo de ignição convencional é retratado na Figura 7.

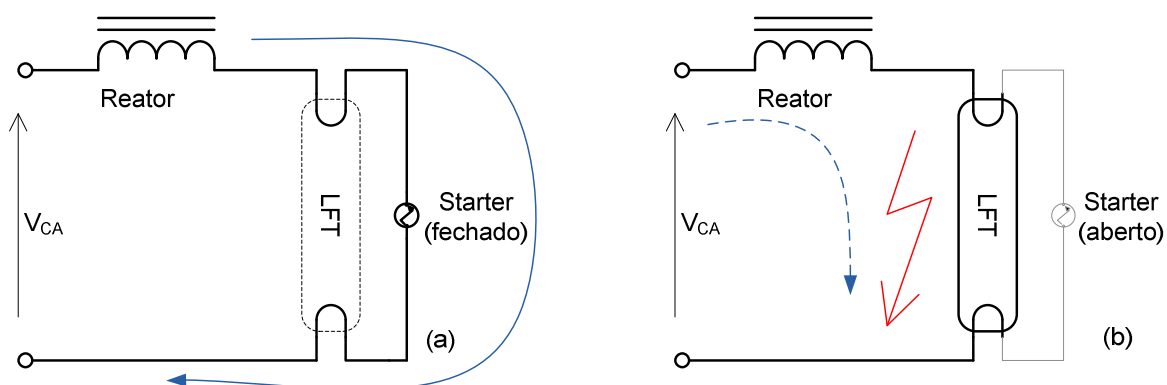


Figura 7 – Ignição com *starter*. (a) lâminas fechadas, pré-aquecimento dos eletrodos. (b) Lâminas se abrem, pulso de tensão é aplicado na lâmpada. A condição de funcionamento estacionária é como em (b).

Já os circuitos de partida rápida consistem, em geral, de um indutor principal com diversos enrolamentos de derivação, como num autotransformador. Dois destes enrolamentos são usados para aquecer os eletrodos ao mesmo tempo em que a tensão de ignição é aplicada sobre a lâmpada por um enrolamento secundário.

Alguns destes circuitos de partidas são ditos *starters* ressonantes, quando são usadas combinações de capacitores aos enrolamentos para obterem-se os níveis de tensão para ignição e corrigir o fator de potência de deslocamento simultaneamente (MARQUES, 2001). Outros circuitos de reatores eletromagnéticos de partida rápida podem ser vistos em Kane e Sell (2001, p. 143-144).

Os reatores eletromagnéticos formam, em conjunto às lâmpadas, cargas fortemente indutivas, naturalmente. Nestes, a correção do fator de potência pode ser obtida com a adição de capacitores na entrada.

Por não apresentarem nenhum dispositivo de regulação da corrente, reatores eletromagnéticos estão sujeitos às oscilações de tensão da rede e por isso apresentam um efeito de cintilamento eventual da luminosidade.

Na alimentação a baixa frequência, a cada meio ciclo ocorre a inversão do sentido da corrente na lâmpada, o que requer a reignição do arco e produz um efeito estroboscópico, na frequência de 120 Hz (o dobro da rede elétrica), que pode causar impressão visual de estática de objetos em giro síncrono à frequência da rede ou provocar estímulos sensoriais indesejáveis em indivíduos susceptíveis.

Ruído audível também é passível de ocorrer, já que o núcleo do reator eletromagnético sofre com a magnetostricção e a vibração de suas lâminas de Fe-Si, em frequência dentro do espectro sonoro.

#### 2.4.2 – Reatores Eletrônicos

Os reatores eletrônicos (ou de estado sólido) são conversores eletrônicos de potência usados para a ignição e estabilização da corrente nas lâmpadas de descarga, em detrimento dos reatores eletromagnéticos. Sua principal característica é o funcionamento em alta frequência (> 20 kHz), na qual a lâmpada fluorescente pode apresentar eficiências de conversão luminosa até 12% acima da em operação sob frequência industrial (60 Hz), além de aumentar a vida útil da lâmpada, eliminar o ruído audível e os efeitos de cintilamento e estroboscópico (SEIDEL, 2004).

Além de serem dispositivos de menores perdas que os reatores eletromagnéticos, i.e., de maior eficiência, sua operação em alta frequência permite uma drástica redução no tamanho dos elementos reativos, portanto também no volume e peso do reator (ALONSO, 2007, p. 572).

Kane e Sell (2001, p. 183) mostram que em altas frequências, além da conversão luminosa mais eficiente, a lâmpada passa a ter um comportamento quase puramente ôhmico, i.e., resistivo, com fator de potência da lâmpada unitário, como evidenciado pelas Figuras Figura 8 e Figura 9.

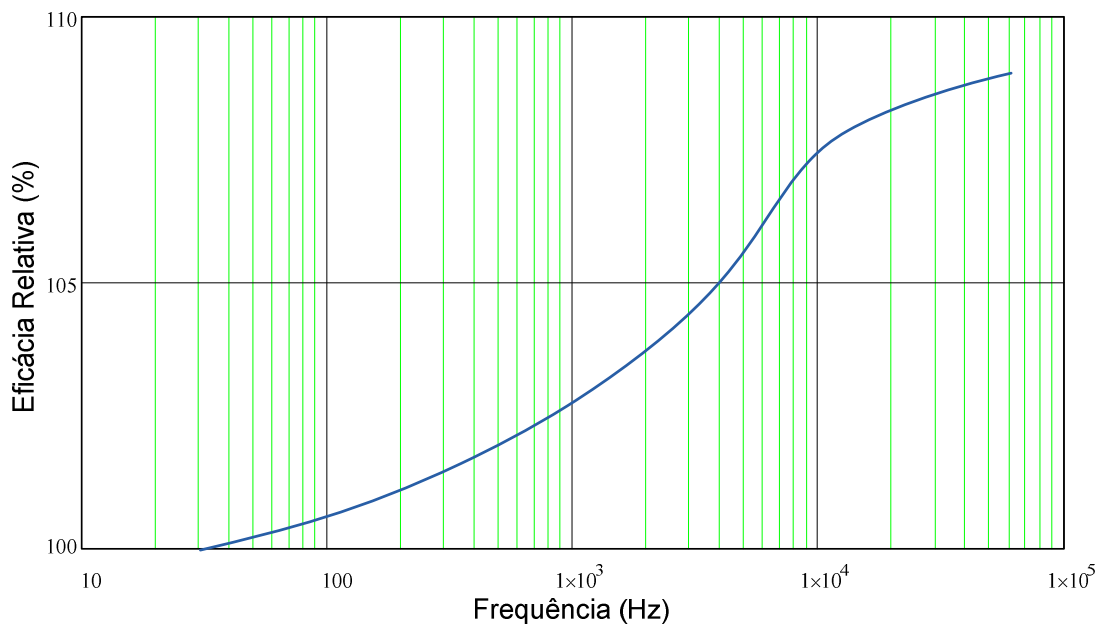


Figura 8 – Eficácia relativa percentual em função da frequência de operação das lâmpadas fluorescentes.

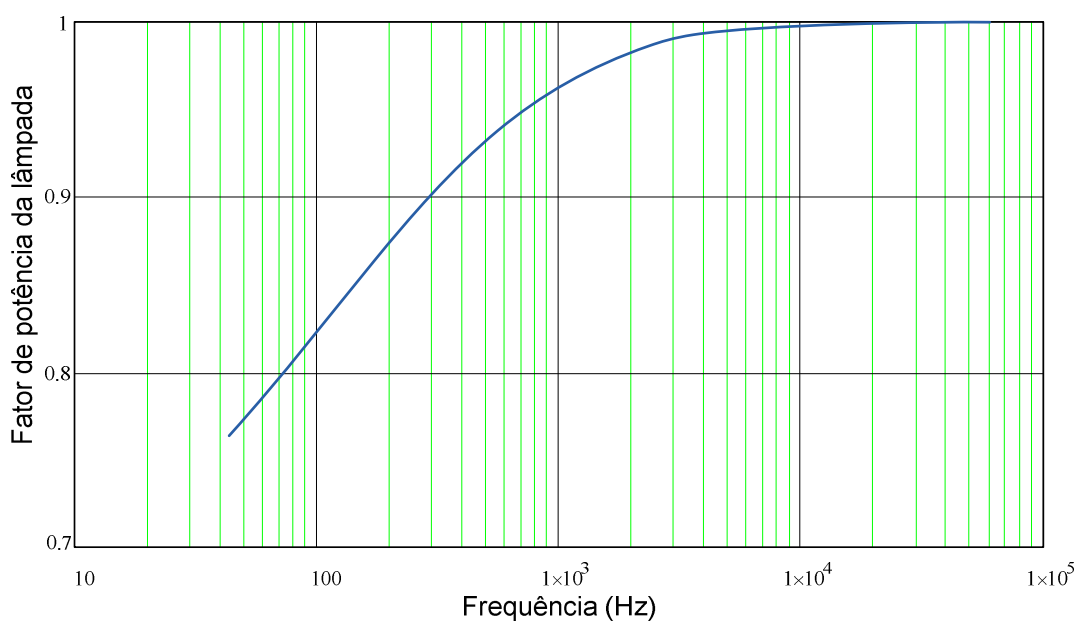


Figura 9 – Fator de potência da lâmpada fluorescente em função da frequência de acionamento.

O reator eletrônico para acionar lâmpadas fluorescentes tubulares, quando alimentado pela rede elétrica de 60 Hz, consiste basicamente dos seguintes estágios: a) um filtro de EMI de entrada, para compatibilizar a emissão harmônica na rede, b) um retificador para obter uma tensão contínua a partir da rede alternada, c) um estágio de correção de fator de potência, quando necessário, d) um inversor de alta frequência e e) um filtro de saída, para limitar a corrente na lâmpada e permitir a

ignição (o reator de alta frequência, em si). Circuitos auxiliares de controle, disparo de chaves estáticas, ignição e proteção são eventualmente necessários para completar o sistema, como mostrado simplificada na Figura 10.

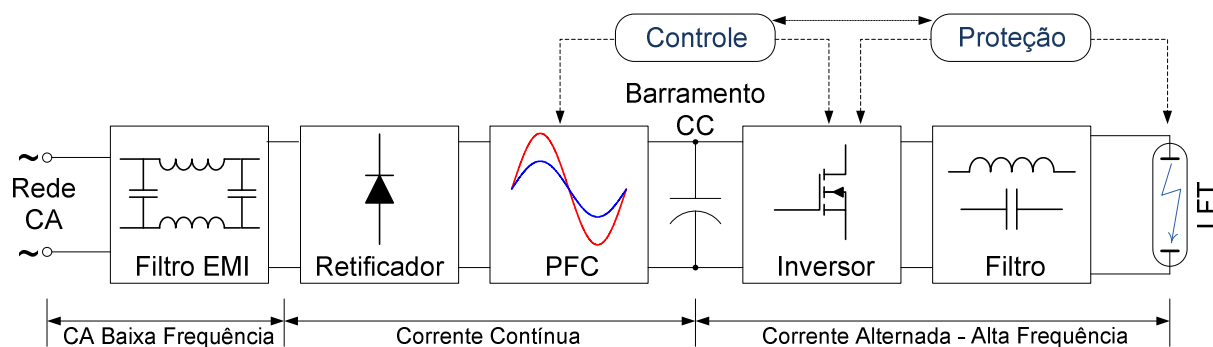


Figura 10 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico típico.

Apesar das vantagens de operação para a lâmpada, o filtro capacitivo na saída do retificador faz o reator eletrônico drenar uma corrente pulsada e altamente distorcida da rede, injetando harmônicos que reduzem o fator de potência do circuito e podem resultar em interferência eletromagnética conduzida. Isto pode ser visto claramente na simulação da Figura 11, de um reator eletrônico funcionando na faixa de 40 kHz alimentado por uma tensão senoidal de 60 Hz / 220 V eficazes, acionando 4 lâmpadas fluorescentes de 20 W (carga equivalente a 80 W).

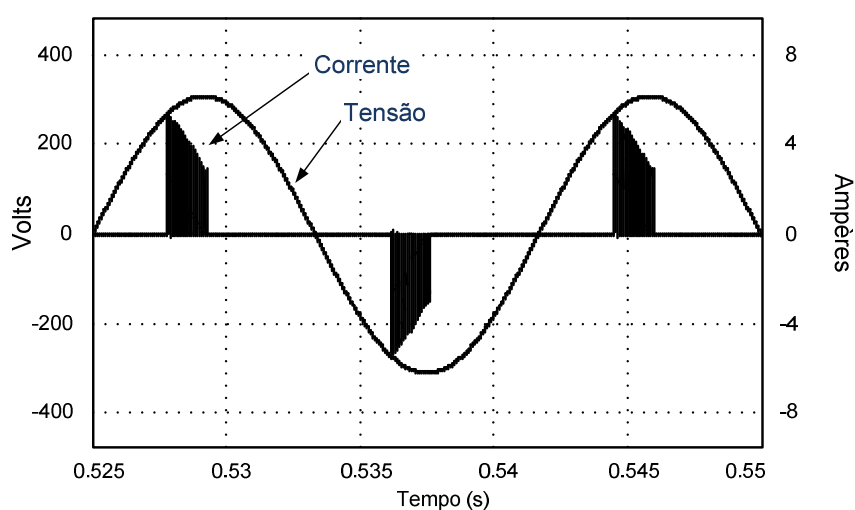


Figura 11 – Formas de onda de entrada numa simulação de um reator eletrônico do tipo "half-bridge" alimentando 80 W de carga, sem filtro de EMI.

Desta simulação, é possível obter os seguintes valores a partir da análise da qualidade da energia na entrada do reator:

- Fator de potência real (FP): 0,41
- Fator de potência de deslocamento (FPD): 0,95
- Distorção harmônica da corrente (THD): > 200%

Pode-se observar o alto conteúdo harmônico da corrente e o reduzido fator de potência. Por este motivo, segundo a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) *apud* Polonskii (2008, p. 85), torna-se mandatória a correção do fator de potência (*power factor correction* – PFC) para potências de entrada acima de 60 W. Isto pode ser realizado pela mais variada gama de circuitos, passivos ou ativos, como os circuitos tipo *valley-fill*, filtros LC ou com os conversores chaveados *boost*, *buck*, *buck-boost*, *Ćuk*, *zeta* e *sepic* (BATARSEH; WEI, 2007, p. 522-524).

#### 2.4.3 – Comparativo Qualitativo entre Tecnologias

Comparando-se os reatores eletrônicos e a alimentação em alta frequência com os reatores eletromagnéticos e a alimentação em baixa frequência, é possível compilar algumas vantagens e desvantagens de cada tecnologia, como na Tabela 1.

TABELA 1 – COMPARATIVO QUALITATIVO ENTRE TECNOLOGIAS

	Reatores Eletromagnéticos	Reatores Eletrônicos
Frequência de operação	baixa (50-60 Hz)	alta (> 20 kHz)
Volume / Peso	grande	pequeno
Eficiência do reator	baixa	alta
Eficácia da lâmpada	normal	alta
Vida útil da lâmpada	média - normal	alta <sup>1</sup>
Comportamento da lâmpada	não linear	resistivo
Custo <sup>2</sup>	depende do tipo	depende do tipo
Ruído audível / Cintilamento	médio - alto	baixo - ausente
Efeito estroboscópico	presente	ausente
Controle de potência	inviável	viável
EMI conduzida e irradiada	baixa	média - alta

<sup>1</sup> Se o fator de crista (FC) da corrente for abaixo de 1,7 e a ignição for com pré-aquecimento.

<sup>2</sup> Dependente do FP, tipo de partida, número de lâmpadas, presença de dimerização, qualidade, etc.



## 2.5 - CONCLUSÃO

Foram apresentadas as características gerais da iluminação fluorescente, o princípio simplificado de funcionamento das lâmpadas fluorescentes de catodo quente e sua construção física. Além disto, foi feita uma breve revisão na característica da lâmpada fluorescente tanto em baixa quanto em alta frequência, indicando as vantagens e desvantagens de cada tipo de operação.

Ficaram demonstradas as diversas vantagens de se operar a lâmpada fluorescente em alta frequência por meio de reatores eletrônicos, desde que os inconvenientes deste tipo de estrutura sejam contornados, como correção do fator de potência e da emissão harmônica.

### 3 – MODELAGEM DA LÂMPADA FLUORESCENTE

#### 3.1 – INTRODUÇÃO

A lâmpada fluorescente, sendo uma carga não linear, não pode ser representada de forma trivial simplesmente por elementos da teoria clássica de circuitos, invariáveis no tempo. Do contrário, ela requer uma representação física equivalente de suas características, um modelo adequado que seja capaz de reproduzir matematicamente ou computacionalmente as dinâmicas que a descarga no plasma dentro da lâmpada imprime nas características elétricas e que seja possível de ser usado no projeto, cálculo do ponto de trabalho e simulação de reatores eletrônicos.

É possível compilar os modelos de lâmpadas fluorescentes em duas grandes categorias: modelos dinâmicos e modelos estáticos.

Os modelos dinâmicos compreendem aqueles que são capazes de reproduzir a característica de tensão versus corrente ( $V \times I$ ) da lâmpada fluorescente, para toda potência de acionamento, ou seja, a resposta dinâmica da lâmpada no tempo, com a corrente e tensão instantâneas.

Os modelos estáticos consistem geralmente de relações entre valores eficazes ou médios de grandezas elétricas, como tensão e corrente eficazes ou potência versus resistência. São úteis no projeto de reatores eletrônicos, quando pode ser usada a resistência equivalente da lâmpada na potência de operação pretendida.

Neste capítulo, serão revisados somente alguns modelos que são mais interessantes para o projeto e simulação de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes tubulares, tanto estáticos quanto dinâmicos.

#### 3.2 – COMPORTAMENTO DA LÂMPADA FLUORESCENTE

A lâmpada fluorescente modifica sua impedância continuamente durante um ciclo da corrente elétrica que a percorre, no entanto este efeito derivante da impedância é drasticamente reduzido à medida em que a frequência de alimentação é incrementada.

É observado que, para frequências acima de 1 kHz, a impedância da lâmpada torna-se progressivamente menos variável no ciclo, aproximando-se de um

valor efetivo constante. Isto se deve ao fato de que o estado de ionização do gás não é capaz de seguir as rápidas mudanças cíclicas na corrente, e o plasma toma uma densidade mais estável (CARDOSO, 2003).

O efeito da frequência na característica tensão versus corrente ( $V \times I$ ) da lâmpada pode ser observado na Figura 12. É visível que, para uma frequência já de 2 kHz, o comportamento é quase o de uma resistência pura. É possível inferir que a lâmpada fluorescente exibe, portanto, uma impedância similar a uma resistência ôhmica, para determinada potência de acionamento, em alta frequência.

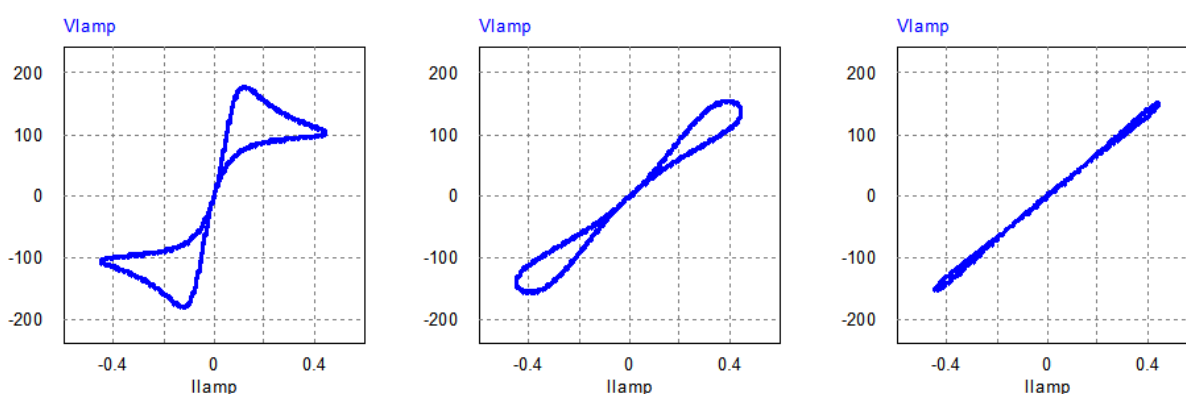


Figura 12 – Característica  $V \times I$  da lâmpada fluorescente quando acionada em mesma potência para 50 Hz, 400 Hz e 2 kHz, respectivamente.

### 3.3 – MODELOS DINÂMICOS

Serão revistos alguns dos modelos dinâmicos mais conhecidos na literatura, que representam a resposta no tempo da lâmpada fluorescente e são úteis em simulação computacional.

#### 3.3.1 – Modelo Cúbico de Mader-Horn

O modelo dinâmico sugerido por Mader e Horn (1992) é amplamente conhecido na literatura, consistindo de uma descrição da característica  $V \times I$  da lâmpada por meio de uma equação polinomial de terceira ordem, com coeficiente de segunda ordem nulo, do tipo apresentado por (1).

$$v_L(i_L) = A(P_L) \cdot i_L + B(P_L) \cdot i_L^3 \quad (1)$$

Nesta equação,  $v_L$  representa a tensão instantânea da lâmpada como função cúbica da corrente instantânea,  $i_L$ . Os coeficientes A e B são dependentes da potência média de acionamento da lâmpada,  $P_L$ , e são obtidos empiricamente (CARDOSO, 2003).

Para cada potência de acionamento, é possível traçar uma curva característica  $V_L \times I_L$  com base nesta equação, como indicado na Figura 13.

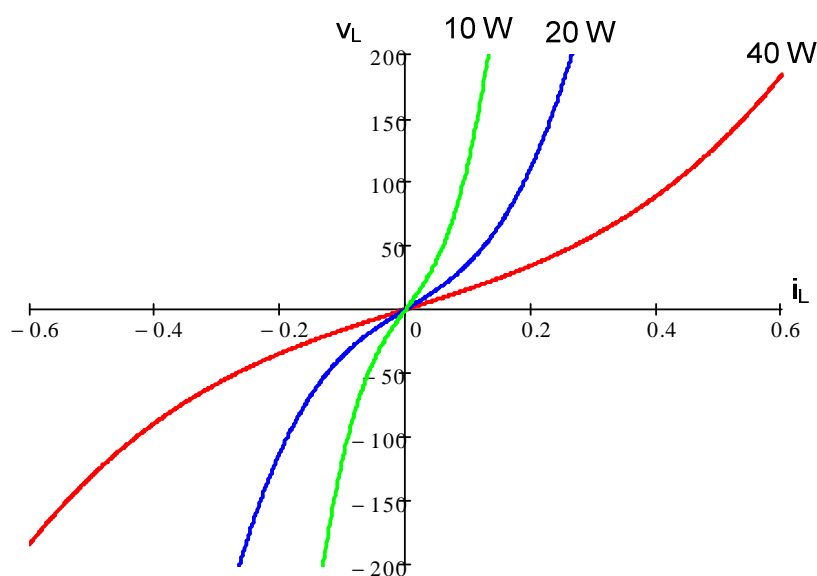


Figura 13 – Modelo cúbico de Mader-Horn para três potências de acionamento de uma fluorescente tubular de 40 W, em alta frequência (MADER; HORN, 1992).

O modelo de Mader-Horn pode reproduzir satisfatoriamente as características dinâmicas das LFT, contudo, por se tratar de uma equação cúbica, pode apresentar erros de convergência durante a simulação, tornando o circuito de difícil reprodução computacional (CERVI, *et al.*, 2002).

### 3.3.2 – Modelo Exponencial

O modelo exponencial usa uma equação semelhante à de Shockley, que descreve a corrente e tensão numa junção semicondutora p-n, para descrever o comportamento dinâmico da lâmpada fluorescente. O modelo foi proposto por Cardoso (2003).

A equação (2) representa a descrição matemática do modelo exponencial.

$$v_L = \text{sgn}(i_L) \cdot K(P_L) \cdot \{e^{N(P_L) \cdot |i_L|} - 1\} \quad (2)$$

A função  $\text{sgn}(i_L)$  como multiplicador é usada para que a equação possa representar a lâmpada no primeiro e também no terceiro quadrante do plano  $V \times I$ , para valores positivos e negativos de corrente.

Os parâmetros  $K$  e  $N$  são dependentes da potência média de operação da lâmpada e são obtidos experimentalmente (CARDOSO, MARQUES; BRAGA, 2003).

A Figura 14 mostra também três curvas traçadas usando o modelo exponencial, para potências de 10 W, 20 W e 40 W de uma LFT de 40 W.

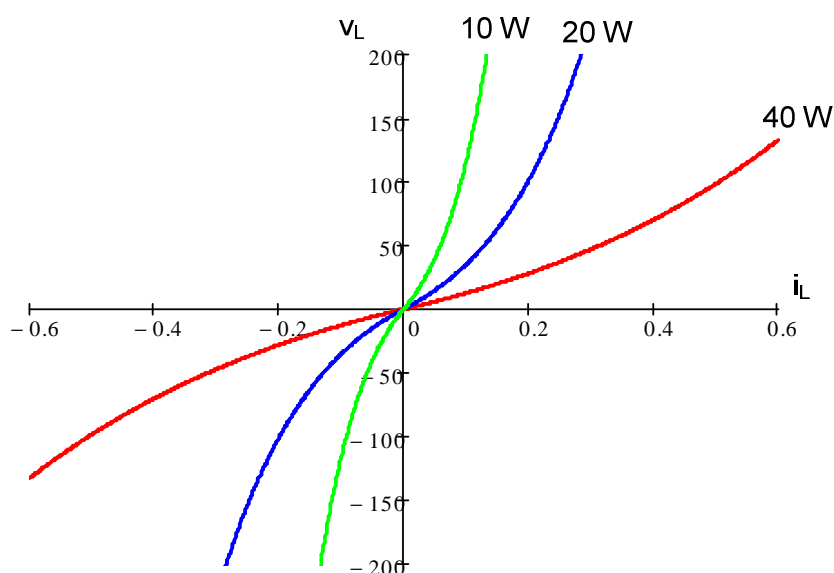


Figura 14 - Modelo exponencial para três potências de acionamento de uma fluorescente tubular de 40 W, em alta frequência (CARDOSO, 2003).

Comparado ao modelo de Mader-Horn, é possível verificar pelo gráfico que o modelo exponencial se aproxima mais do modelo cúbico para as baixas potências, enquanto apresenta um leve desvio para as potências maiores, inclusive a nominal da lâmpada.

### 3.3.3 – Modelo de Variação da Resistência Equivalente

Este modelo foi proposto em Cervi *et al.* (2001) e em Cervi *et al.* (2002) e consiste em usar duas funções exponenciais, cada uma tangente à característica de menores e maiores potências da lâmpada, para descrever a resistência equivalente da lâmpada  $R_L$  como função da potência média de acionamento (POLONSKII; SEIDEL, 2008). Com base nesta característica  $R_L(P_L)$ , é possível gerar um modelo para simulação da lâmpada fluorescente em PSpice (CERVI, *et al.*, 2001).

A descrição matemática da resistência equivalente é dada por

$$R_L(P_L) = K_1 \cdot e^{-K_2 \cdot P_L} + K_3 \cdot e^{-K_4 \cdot P_L} \quad (3)$$

A Figura 15 mostra a função  $R_L(P_L)$  traçada para uma lâmpada fluorescente tubular de 32 W, junto às aproximações exponenciais tangentes.

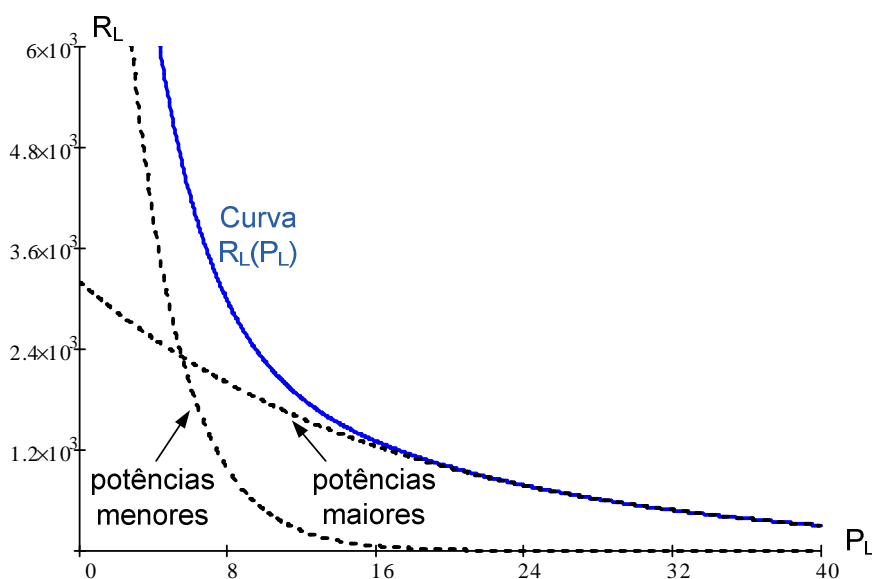


Figura 15 – Característica de resistência equivalente por potência de acionamento de uma LFT 32 W no modelo de Cervi *et al.* (2002).

Este modelo é interessante do ponto de vista do projeto de reatores eletrônicos, pois descreve primariamente o valor da resistência elétrica equivalente da lâmpada em alta frequência para a potência de projeto, desta forma sendo também uma descrição estática da lâmpada. Isto torna trivial o cálculo do ponto de operação do reator pela interseção da característica da lâmpada com a do circuito inversor.

Apesar de mais simples que os modelos já apresentados, o modelo de resistência equivalente usa duas funções exponenciais, o que pode implicar em problemas de convergência quando usado como modelo dinâmico, e depende de quatro constantes ( $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  e  $K_4$ ) que devem ser obtidos experimentalmente variando-se a potência da lâmpada e usando duas regressões exponenciais.

### 3.3.4 – Modelo de Quarto Grau

O modelo proposto em Wakabayashi (2003) utiliza uma equação geral de quarto grau para a tensão sobre a lâmpada, em função da potência  $P_L$  e temperatura ambiente ( $T$ ), como em (4).

$$V_L(T, P_L) = v_0(T) + v_1(T) \cdot P_L + v_2(T) \cdot P_L^2 + v_3(T) \cdot P_L^3 + v_4(T) \cdot P_L^4 \quad (4)$$

Os parâmetros  $v_0$ ,  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3$  e  $v_4$  são dependentes da temperatura ( $T$ ) e são obtidos usando dados experimentais sob temperatura controlada e constante e com regressões bidimensionais para cada valor de  $T$  (WAKABAYASHI; CANESIN, 2003).

A partir deste modelo, é fácil obter um circuito equivalente para simulação no software PSIM por meio da implementação da função da equação (4) com simples blocos computacionais, como mostrado na Figura 16.

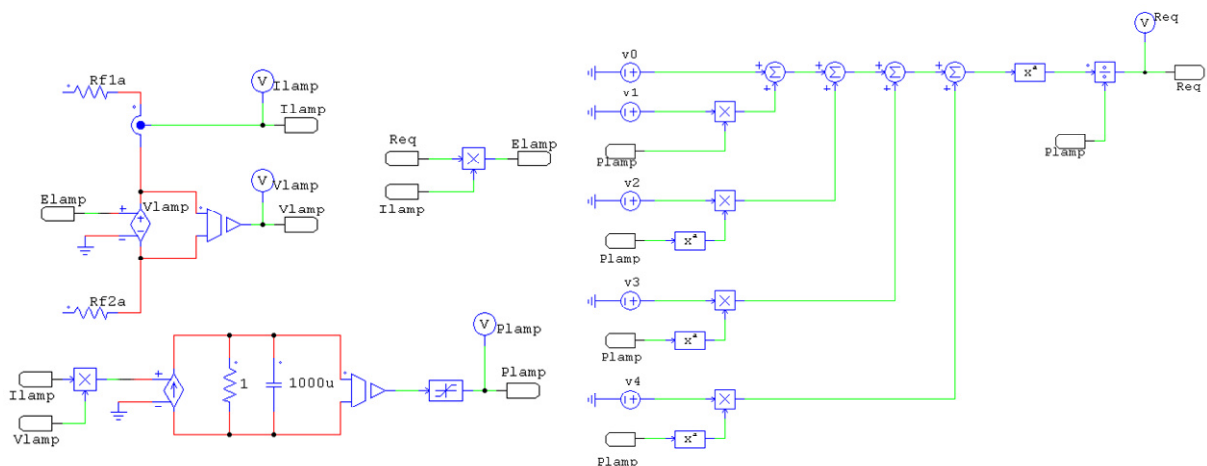


Figura 16 – Modelo de quarta ordem implementado no PSIM.

Verificou-se que a utilização de um modelo de lâmpada que pode ser facilmente implementado no PSIM apresenta uma simulação rápida e com menores

erros de convergência que se esperaria no PSpice com algum outro modelo tão completo quanto o de quarta ordem.

Este modelo dinâmico permite derivar facilmente a resistência equivalente da lâmpada,  $R_L$ , através de (5), obtendo desta forma um modelo estático adequado para o projeto de reatores eletrônicos.

$$R_L(T, P_L) = \frac{[V_L(T, P_L)]^2}{P_L} \quad (5)$$

Para uma lâmpada fluorescente tubular T12 de 40 W, o modelo traduz as características mostradas na Figura 17. Pode-se observar a característica de fonte de tensão não ideal da lâmpada fluorescente na Figura 17 – (a).

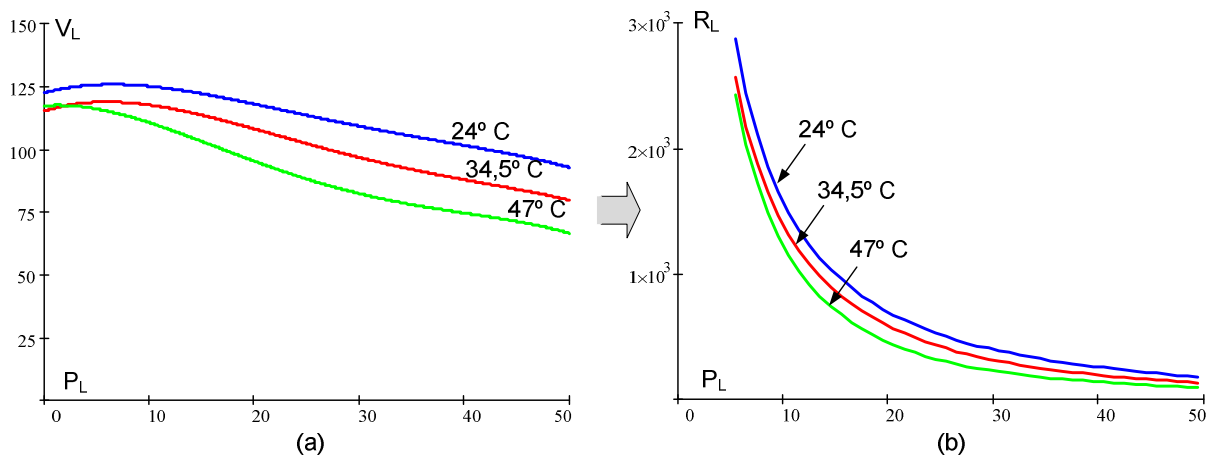


Figura 17 – Características da LFT emuladas pelo modelo de quarta ordem, para três temperaturas diferentes: (a) tensão vs. potência e (b) resistência equivalente vs. potência (WAKABAYASHI; CANESIN, 2003).

O modelo de quarta ordem permite a simulação não somente em alta frequência, como também em baixa frequência, como mostrado na Figura 18, representando adequadamente a característica não linear da lâmpada também nesta condição, sendo um modelo completo simulável e pouco complexo.

No entanto, é dependente de cinco parâmetros para cada temperatura, que devem ser obtidos experimentalmente.



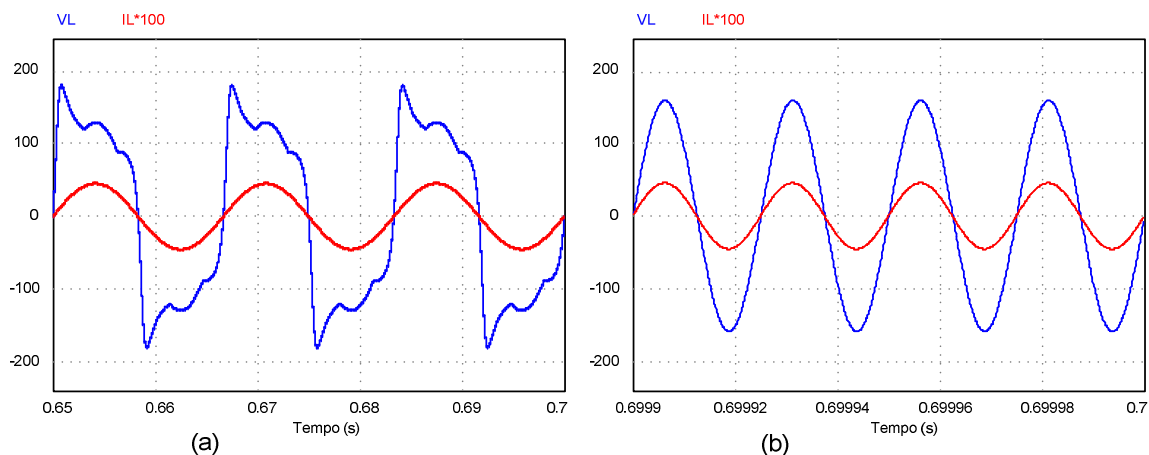


Figura 18 – Simulação do modelo de quarta ordem alimentado em corrente senoidal de (a) 60 Hz e (b) 40 kHz.

### 3.4 – MODELOS ESTÁTICOS

Os modelos estáticos aqui apresentados são usados para o cálculo do ponto de operação de reatores eletrônicos em alta frequência. Não incluem os modelos dinâmicos que podem ser manipulados para uma representação estática da característica da lâmpada, como o de variação da resistência equivalente e o de quarta ordem, já apresentados.

#### 3.4.1 – Modelo Inverso

Este modelo propõe uma equação empírica do tipo inversa, dependente de somente dois parâmetros (constantes) e traduz a potência da lâmpada em função da sua resistência equivalente, como mostrado na equação (6).

$$P_L(R_L) = \frac{K1}{R_L + K2} \quad (6)$$

O modelo inverso foi usado em Rico-Secades *et al.* (2000) para o cálculo do ponto de operação de um reator eletrônico não ressonante.

A Figura 19 mostra a característica  $P_L(R_L)$  traçada para uma lâmpada fluorescente tubular de 32 W e os dados experimentais da mesma lâmpada obtidos com reator eletrônico em laboratório.

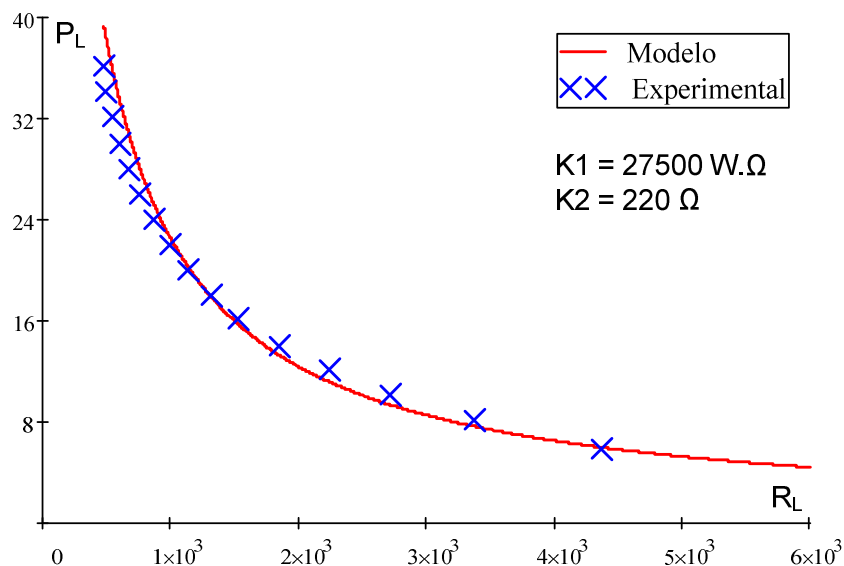


Figura 19 – Característica da lâmpada representada pelo modelo inverso.

O modelo inverso é simples de ser obtido, mas apresenta algumas discrepâncias com relação ao obtido experimentalmente, principalmente próximo à potência nominal da lâmpada (32 W). Isto representa um problema para encontrar o ponto de operação de reatores eletrônicos, pois próximo à potência nominal, a curva é mais íngreme, e pequenas alterações da resistência equivalente da lâmpada implicam em grandes mudanças da potência de trabalho. Desta forma, o ponto de operação pode distar experimentalmente do teórico calculado usando a curva inversa.

### 3.4.2 – Modelo de Potência

Dada as limitações de algumas curvas que modelam a característica potência versus resistência da lâmpada, foi proposto um novo modelo, representado por uma equação simples de potência, do tipo apresentada em (7).

$$P_L(R_L) = a \cdot R_L^{-b} - c \quad (7)$$

Este modelo foi também usado para o cálculo do ponto de operação de um reator eletrônico não ressonante de chave única, em Almeida (2010).

A equação (7) pode ser rearranjada para (8), representando a resistência equivalente da lâmpada como função da potência de acionamento, sendo possível também usá-la na criação de um modelo dinâmico para simulação.

$$R_L(P_L) = \left[ \frac{a}{P_L + c} \right]^{1/b} \quad (8)$$

Os parâmetros a, b e c do modelo são obtidos através de uma regressão de potência para (7), usando o método de Levenberg-Marquardt<sup>3</sup> a partir de dados experimentais em pelo menos 3 valores diferentes de potência na lâmpada.

A Figura 20 mostra os dados experimentais de uma lâmpada fluorescente de 32 W traçados juntos às curvas dos modelos inverso e de variação da resistência equivalente, comparados ao modelo de potência proposto pela equação (8).

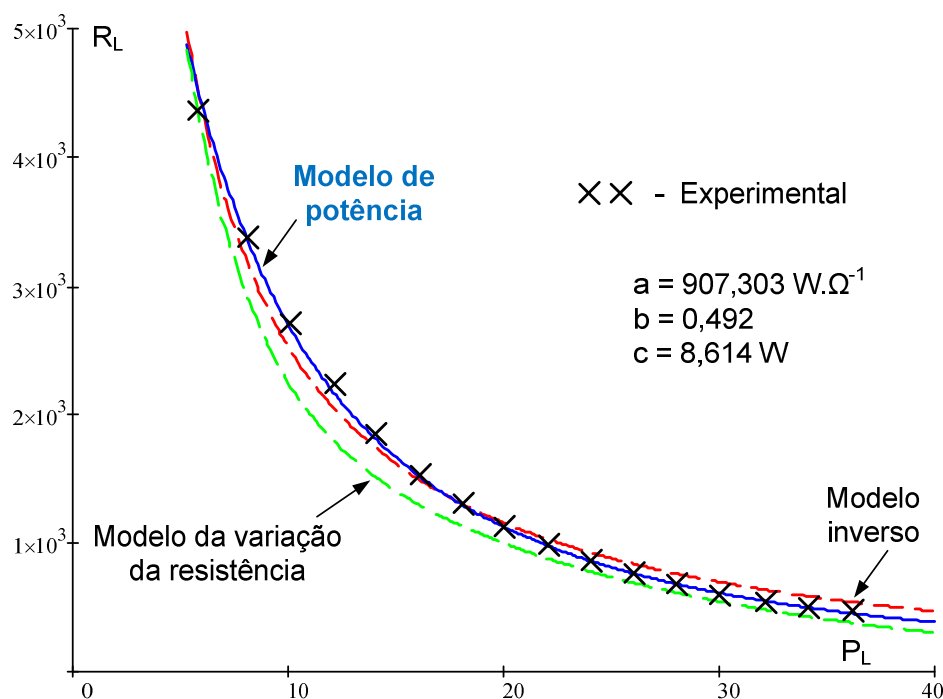


Figura 20 – Curvas de dois dos modelos apresentados comparados ao modelo proposto e aos dados experimentais.

Pode-se verificar que a convergência entre os dados experimentais e o modelo de potência é melhor que a dos outros dois modelos mostrados, principalmente na região próxima à potência nominal da lâmpada. Isto torna o

<sup>3</sup> Método implementado no “power fit” do software Mathcad.

modelo de potência bastante útil para o projeto de reatores, pois é uma representação mais precisa das características elétricas da LFT ao mesmo tempo em que é fácil de ser obtido.

### 3.5 – CONCLUSÃO

Foram revisados e compilados alguns modelos recentes da literatura, com o intuito de também verificar a convergência entre a modelagem matemática e o que pode ser obtido experimentalmente em laboratório.

Apesar de os modelos dinâmicos serem boas representações das características da lâmpada em simulações, os modelos estáticos são mais úteis no projeto de reatores eletrônicos.

Entre estes últimos, pôde ser verificado que o modelo proposto (modelo de potência) obteve uma boa concordância com os dados experimentais, ainda que sendo de fácil obtenção.

Desta forma, fica adequado utilizá-lo para o projeto de reatores eletrônicos ou até mesmo na criação de modelos dinâmicos simulacionais.

## 4 – TOPOLOGIAS DE REATORES ELETRÔNICOS

### 4.1 – INTRODUÇÃO

Existe uma série de topologias para inversores utilizadas na alimentação de lâmpadas fluorescentes ou de descarga em geral. Neste capítulo, serão revisadas algumas das topologias mais clássicas de inversores ressonantes e não ressonantes, com uma breve passagem também por algumas poucas topologias que podem ser implementadas usando-se somente uma chave estática, geralmente empregadas com o intuito de redução do tamanho, complexidade e custo do reator.

### 4.2 – INVERSORES RESSONANTES

Os inversores ressonantes são os mais largamente utilizados na alimentação de lâmpadas fluorescentes, tendo como característica em comum o uso de um filtro ressonante de saída (circuito tanque) para obtenção de uma corrente senoidal na lâmpada (ALONSO, 2007, p. 573).

Inversores ressonantes apresentam a vantagem de se poder obter comutação não dissipativa das chaves semicondutoras (*soft-switching* – comutação suave). Dependendo do circuito utilizado, é possível obter comutação do tipo ZVS (*zero voltage switching* – comutação sob tensão nula) ou ZCS (*zero current switching* – comutação sob corrente nula), o que reduz as perdas por chaveamento em alta frequência e também a irradiação eletromagnética que causa EMI (*electromagnetic interference* – interferência eletromagnética) (MOHAN, UNDELAND; ROBBINS, 2003, p. 251 e POLONSKII; SEIDEL, 2008, p. 30).

#### 4.2.1 – Inversores Ressonantes Alimentados em Corrente

##### 4.2.1.1 – Inversor classe E

Esta é uma topologia ressonante que se baseia no uso de somente uma chave estática, tendo ainda a vantagem de comutar sob tensão zero (ZVS) quando operado em razões cíclicas ligeiramente abaixo de 50%, o que permite sua utilização em frequências tão altas quanto 100 kHz (NERONE, 2001) ou até 10 MHz (YUNOUE, *et al. apud* NERONE, 2001).

Contudo, o emprego de razões cíclicas muito diferentes de 50% provoca o efeito de eletroforese<sup>4</sup> não linear na lâmpada fluorescente (ALMEIDA, SILVA; BRAGA, 2010). A topologia do inversor classe E é mostrada na Figura 21.

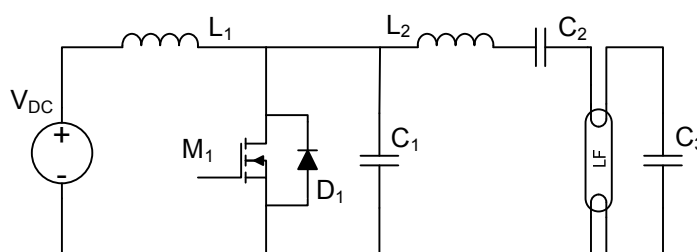


Figura 21 – Inversor classe E.

O inversor classe E é adequado para as baixas potências, como em fluorescentes compactas (LFC), da ordem de 5 a 30 W (ALONSO, 2007, p. 374). Porém, os esforços de tensão na chave são significativos, com picos de mais de 3 vezes a tensão de barramento (NERONE, 2001), tornando-o mais adequado para aplicações em tensão de alimentação baixa.

Uma variação, também de chave única, do inversor classe E é apresentada por Ben-Yaakov (1996) com o nome de inversor ressonante *forward-flyback* (inversor RFF), para lâmpadas de multivapores metálicos (MH – *metal halide*) de 35 W.

#### 4.2.1.2 – Inversor *push-pull* alimentado em corrente com ressonância paralela

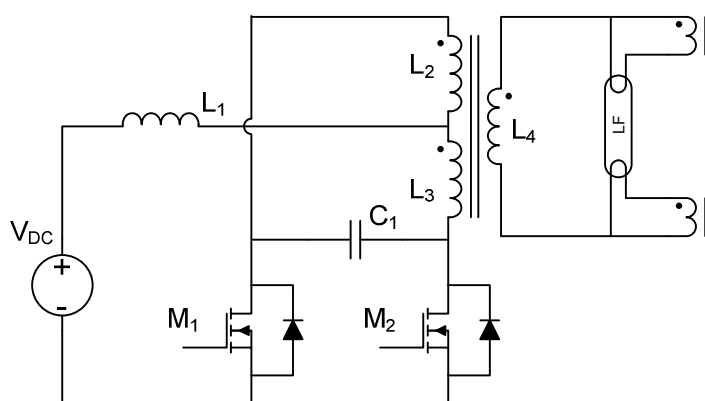


Figura 22 – Inversor *push-pull* alimentado em corrente com ressonância paralela.

<sup>4</sup> Eletroforese, ou cataforese, é o processo físico pelo qual partículas se movem num fluido sob a influência de um campo elétrico. A presença de um nível CC ou corrente com razão cíclica diferente de 50% nas LFT faz aparecer este campo no tubo, e os átomos de mercúrio migram para uma das extremidades da lâmpada, cessando a emissão de fótons no extremo oposto, que fica depletado de mercúrio, causando o escurecimento do tubo neste lado.

O inversor é mostrado na Figura 22. Ele utiliza duas chaves estáticas operando complementarmente, com razão cíclica de 50%, e um transformador com derivação central para alimentar a lâmpada fluorescente.

O inversor *push-pull* opera alimentando o circuito ressonante formado pelas indutâncias acopladas do transformador ( $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$ ) e o capacitor paralelo  $C_1$  com uma onda quadrada de corrente. O indutor  $L_1$  funciona como uma fonte de corrente.

Segundo Alonso (2007, p. 574), o circuito tem as vantagens de ser facilmente implementado como auto-oscilante e opera em ZVS.

Todavia sua aplicação é restrita e o transformador torna o circuito mais complexo. Segundo Polonskii (2008, p. 31), o pico máximo da tensão de saída do inversor, igual a  $0,5 \cdot \pi \cdot V_{DC}$ , pode não ser suficiente para a ignição da lâmpada fluorescente, sendo necessário usar um transformador elevador. Existe também um alto esforço de tensão sobre as chaves, que é similar à do inversor classe E.

#### 4.2.1.3 – Inversor *full-bridge* ressonante alimentado em corrente

Este inversor usa a topologia de ponte completa (*full-bridge*) para alimentar o circuito ressonante com uma onda quadrada de corrente. A Figura 23 mostra a topologia deste inversor.

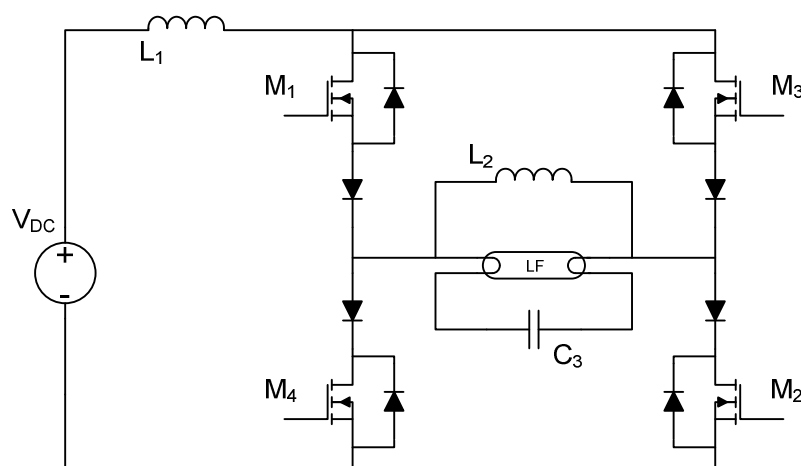


Figura 23 – Inversor *full-bridge* ressonante alimentado em corrente.

O indutor  $L_1$  também opera como uma fonte de corrente e os braços são chaveados de forma complementar (chaveia-se  $M_1$ - $M_2$  e  $M_3$ - $M_4$ ). Os diodos em série com os interruptores são necessários para que nenhuma corrente devida ao indutor

do circuito tanque circule nos diodos intrínsecos das chaves logo após a comutação (etapa ressonante).

Neste inversor, pode ser feito controle de luminosidade facilmente através do chaveamento simultâneo de dois interruptores de um mesmo braço da ponte, criando um *dead-time* antes da inversão da corrente através da lâmpada, numa onda *quasi* quadrada (ALONSO, 2007, p. 574).

No entanto, o uso de quatro chaves estáticas e ainda quatro diodos de potência de recuperação rápida em série com cada uma destas encarece o circuito, além de tornar o disparo das chaves mais complexo. Isto torna este inversor somente aplicável para cargas de altas potências (ALONSO, 2007, p. 574), o que é pouco comum entre as lâmpadas fluorescentes.

#### 4.2.1.4 – Conversor *boost* operando como inversor

É possível utilizar o conversor *boost* para alimentar um circuito ressonante que aciona a lâmpada fluorescente. Isto é mostrado na Figura 24. Devido ao indutor de entrada do conversor, esta topologia também se caracteriza como uma das alimentadas em corrente.

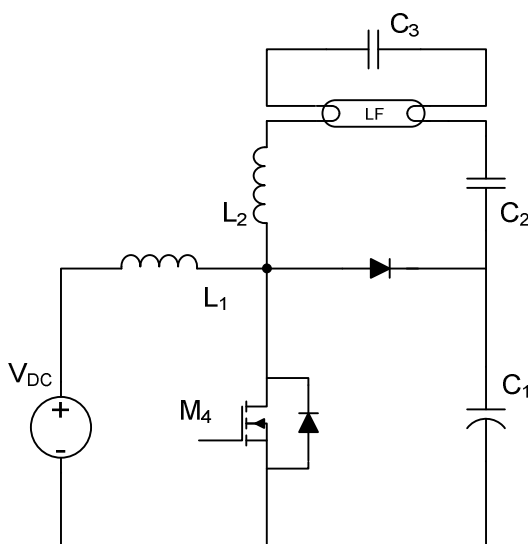


Figura 24 – Inversor utilizando o conversor *boost*.

Esta é mais uma topologia que pode ser implementada empregando-se somente um interruptor estático. Como a chave é referenciada à alimentação, a implementação do controle é mais simples.



Apesar disto, há vários problemas com este tipo de inversor. Os esforços de tensão na chave chegam a mais de 4 vezes a tensão de alimentação, o capacitor de saída deve suportar níveis de tensão elevados, os níveis de corrente na entrada e chave também são elevados e a onda de saída que alimenta o filtro ressonante não é quadrada, além de ter alto valor de pico devido à característica elevadora de tensão do conversor *boost*, tornando este inversor inadequado para alimentação diretamente da rede alternada e de pouca aplicação prática.

O inversor utilizando o conversor *boost* foi proposto e estudado como uma alternativa para reatores baseados num único estágio de conversão (PRADO, *et al. apud* MARQUES, 2001).

#### 4.2.2 – Inversores Ressonantes Alimentados em Tensão

Os inversores alimentados em tensão são mais comuns e úteis para serem usados na construção de reatores eletrônicos, pois a retificação da rede alternada fornece ao barramento uma tensão contínua. Os inversores alimentados em corrente necessitam de um indutor de entrada, enquanto os alimentados em tensão estão isentos deste componente, tomando energia diretamente do barramento de corrente contínua (CC).

As topologias básicas de inversores alimentados em tensão mais usadas em iluminação de descarga são apresentadas, assim como os filtros ressonantes usados em conjunto à lâmpada para seu acionamento em corrente quase senoidal.

##### 4.2.2.1 – Circuitos ressonantes para inversores alimentados em tensão

Existem três tipos de circuitos ressonantes que são usados em conjunto aos inversores alimentados em tensão para produzir a corrente senoidal que alimenta a lâmpada fluorescente (SEIDEL, 2004), sendo apresentados na Figura 25.

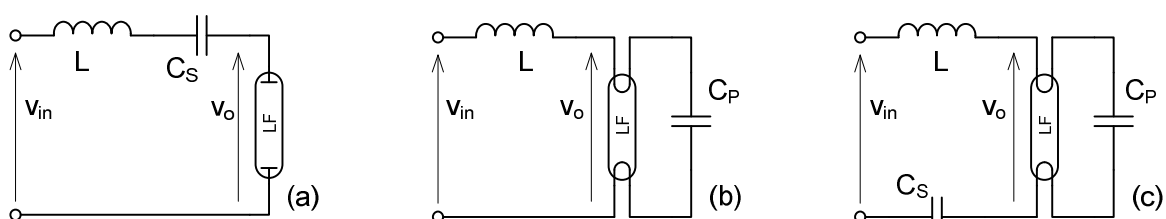


Figura 25 – Circuitos ressonantes: (a) série, (b) paralelo e (c) série-paralelo.

A estrutura ressonante série não permite pré-aquecimento de eletrodos intrínseco no filtro, como as estruturas paralelas permitem. Desta forma, pode ser necessário circuito externo para que a lâmpada não sofra ignição a frio, o que requer uma tensão significativamente maior de ignição e eventualmente danificaria os filamentos, reduzindo a vida útil da lâmpada (POLONSKII; SEIDEL, 2008, p. 60).

O capacitor série das estruturas série e série-paralela se faz necessário quando o inversor alimenta o filtro ressonante com uma forma de onda de tensão assimétrica, i.e., com valor médio não nulo (nível CC). Por este motivo, a estrutura paralela só pode ser usada com um inversor que produz uma tensão simétrica (sem nível CC), para que a lâmpada não seja submetida a uma componente de corrente contínua, provocando eletroforese (escurecimento de um dos lados da LFT devido à migração dos átomos de mercúrio submetidos ao campo elétrico unidirecional).

A estrutura série-paralela (também chamada de filtro LCC) é a mais usada em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes por poder produzir uma tensão alta o suficiente para a partida e apresentar característica de fonte de corrente após a ignição da LFT, além de pré-aquecer os filamentos durante a partida (POLONSKII; SEIDEL, 2008, p. 39).

O ganho de tensão do filtro LCC para a primeira harmônica da tensão de saída ( $v_{o,1}$ ) é dado por (9) e pode ser visto graficamente na Figura 26.

$$G(\Omega, Q) = \left| \frac{v_{o,1}}{v_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{a^2} (1 - \Omega^2)^2 + \frac{1}{Q^2} \left( \Omega - \frac{1-a}{\Omega} \right)^2}} \quad (9)$$

Na qual:

$\Omega = \omega_s \cdot \sqrt{L \cdot C_p}$  - frequência angular de chaveamento ( $\omega_s$ ) normalizada à frequência de ressonância.

$Q = R_L \sqrt{\frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}}$  - fator de qualidade do filtro, para cada resistência equivalente da lâmpada,  $R_L$ .

$a = \frac{C_s}{C_s + C_p}$  - razão entre a capacitância equivalente de partida ( $C_s$  em série com  $C_p$ ) e a capacitância paralela do filtro ( $C_p$ ).

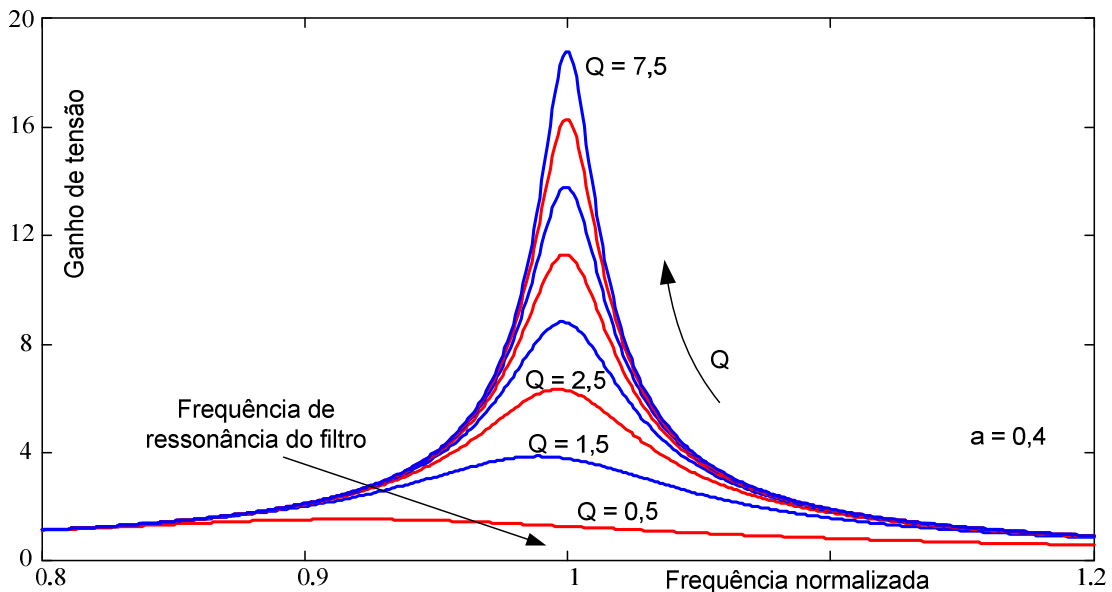


Figura 26 – Ganho de tensão do inversor com filtro LCC para frequência normalizada de chaveamento.

Valores altos de  $Q$  são correspondentes à partida do inversor, quando a lâmpada apresenta alta resistência anterior à ignição. Isto implica no alto ganho de tensão visto, que possibilita a ignição da LFT. Os valores baixos de  $Q$  são obtidos durante o funcionamento em estado estacionário, quando a lâmpada está em regime e sua resistência equivalente é significativamente menor.

#### 4.2.2.2 – Inversor *push-pull* ressonante alimentado em tensão

O circuito *push-pull* apresentado na Figura 27 pode ser usado como inversor alimentado em tensão, tomando um circuito mais simples que o seu equivalente alimentado em corrente, e que não depende da indutância mútua do transformador.

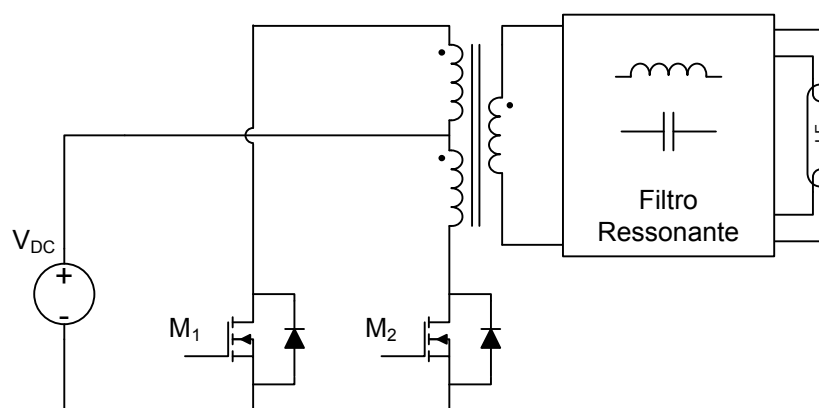


Figura 27 – Inversor *push-pull* alimentado em tensão com filtro ressonante de saída.

Algumas das desvantagens deste circuito são similares às do *push-pull* alimentado em corrente, como os esforços de tensão sobre as chaves e a necessidade de um transformador, que deve ser adequadamente dimensionado para que não haja saturação do núcleo magnético nem assimetria de enrolamentos, que causaria uma componente contínua de corrente pelos enrolamentos (ALONSO, 2007, p. 574).

É um reator comum em circuitos alimentados a partir de uma bateria (SEIDEL, 2004), devido ao baixo nível de tensão e presença do transformador que pode ser usado como elevador.

#### 4.2.2.3 – Inversor *full-bridge* ressonante alimentado em tensão

A estrutura do inversor em ponte completa alimentado em tensão é mostrada na Figura 28.

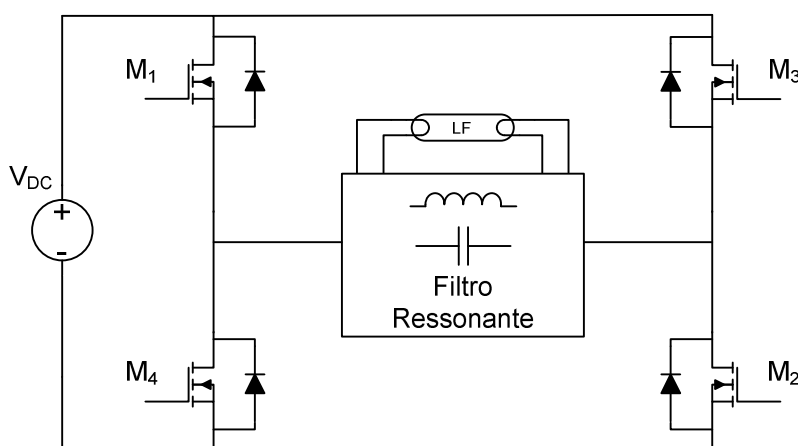


Figura 28 – Inversor *full-bridge* ressonante alimentado em tensão.

O funcionamento é similar ao *full-bridge* alimentado em corrente, mas este inversor tem a vantagem de não fazer uso de um indutor de entrada e nem dos diodos de recuperação rápida em série com as chaves estáticas, sendo uma topologia mais simples.

O filtro ressonante é alimentado com uma forma de onda quadrada e simétrica, sem nível CC. Isto torna possível a eliminação do capacitor série do filtro ressonante.

O inversor *full-bridge* necessita de quatro chaves estáticas, tornando seu custo mais elevado. O circuito para o comando sincronizado das chaves também

oferece uma maior complexidade, dado que, além de haver quatro interruptores para serem disparados, dois deles são flutuantes ( $M_1$  e  $M_2$ ), i.e., não estão referenciados ao terminal comum da fonte.

Este inversor é aplicável para potências maiores de carga ( $> 200$  W) e também apresenta facilidade na dimerização da lâmpada fluorescente (ALONSO, 2007, p. 575).

#### 4.2.2.4 – Inversor *half-bridge* ressonante alimentado em tensão

O inversor em meia ponte (*half-bridge*) alimentado em tensão em conjunto ao filtro LCC (série-paralelo) forma uma das topologias mais comuns usadas em reatores eletrônicos para iluminação fluorescente tubular (SEIDEL, 2004). As duas estruturas possíveis para o inversor em meia ponte, simétrica e assimétrica, são apresentadas na Figura 29. As formas de onda típicas são mostradas na Figura 30.

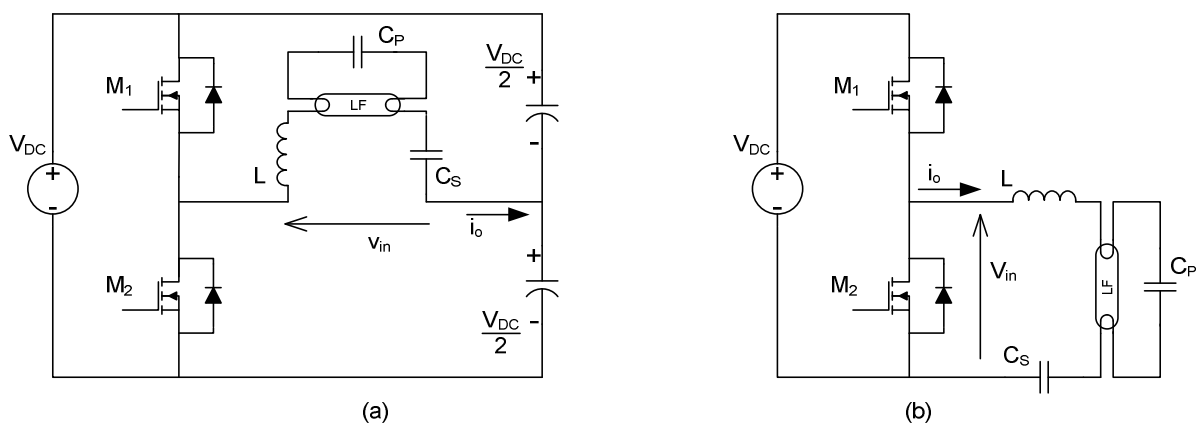


Figura 29 – Inversor *half-bridge* ressonante (a) simétrico e (b) assimétrico.

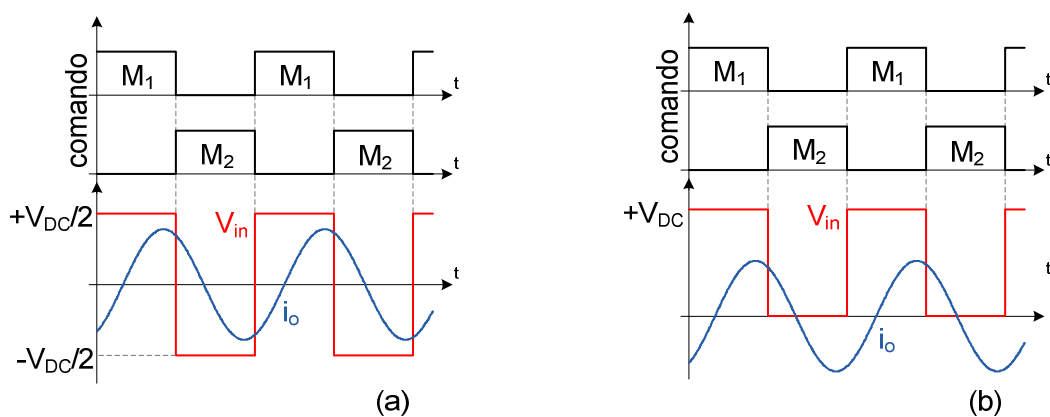


Figura 30 – Formas de onda típicas idealizadas para os inversores *half-bridge* ressonantes (a) simétrico e (b) assimétrico operando acima da ressonância.

Uma das vantagens do inversor *half-bridge* é o uso de somente duas chaves estáticas. Além disto, em conjunto ao filtro LCC, existe comutação suave tipo ZVS quando operado em frequência de chaveamento superior à de ressonância, o que faz a corrente no filtro ressonante esteja atrasada com relação à tensão. A circulação de corrente pelo diodo intrínseco da chave que fecha é forçada pela ressonância no filtro, logo após a abertura da chave complementar, permitindo que a primeira comute somente quando a tensão já estiver em zero. Isto é mostrado na Figura 31.

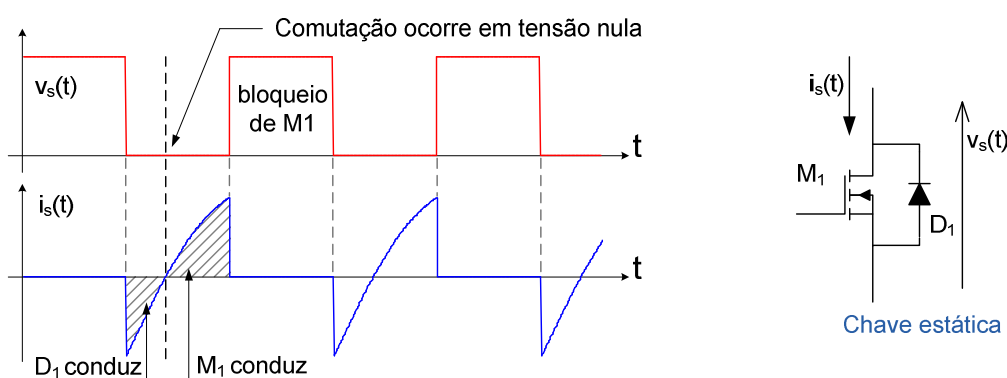


Figura 31 – Etapa de comutação de uma chave do inversor, mostrando ZVS.

Uma das aplicações mais clássicas do inversor em meia ponte é no reator eletrônico auto-oscilante (REAO), mostrado na Figura 32, que foi extensivamente estudado na literatura (POLONSKII; SEIDEL, 2008 e SEIDEL, 2004). Seu funcionamento se baseia numa realimentação positiva através de um circuito magnético que dispara as chaves, produzindo uma oscilação não amortecida e estável.

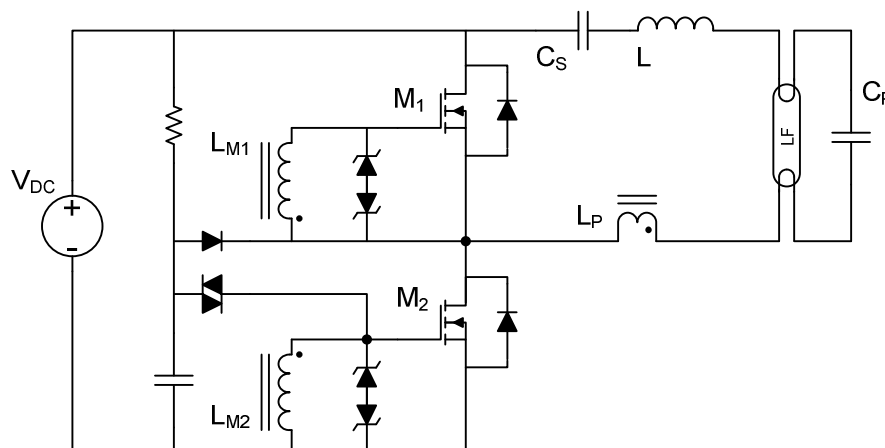


Figura 32 – Reator eletrônico auto-oscilante com inversor *half-bridge*.

### 4.3 – INVERSORES NÃO RESSONANTES

Os inversores não ressonantes são alternativas recentes e pouco usadas para reatores eletrônicos em iluminação fluorescente. São caracterizados por alimentarem a lâmpada com uma forma de onda de corrente não senoidal, devido à ausência do filtro ressonante de saída.

Apesar de algumas topologias apresentarem certas desvantagens, como alimentação em corrente, comutação dissipativa (*hard-switching*), assimetria de corrente na lâmpada e esforços elevados de tensão ou corrente nas chaves, outras também oferecem vantagens tais quais facilidade e flexibilidade de controle, pré-aquecimento dos filamentos, alimentação em tensão, baixo custo e reduzido número de componentes reativos e chaves estáticas, em detrimento de algumas poucas desvantagens.

Diversos inversores não ressonantes de alta frequência foram estudados para o acionamento de lâmpadas de alta intensidade de descarga (*high intensity discharge* – HID), como lâmpadas HPS (*high pressure sodium* – sódio em alta pressão) (RICO-SECADES, *et al.*, 2005), lâmpadas HPM (*high pressure mercury* – mercúrio em alta pressão) (COROMINAS, *et al.*, 2001) e lâmpadas MH (*metal halide* – multivapores metálicos) (GARCIA-GARCIA, *et al.*, 2005; GARCIA-GARCIA, *et al.*, 2003 e PONCE, *et al.*, 2001).

Seu uso é justificado nas lâmpadas HID pela possibilidade de se fornecer ondas de corrente quadradas ou *quasi* quadradas (*quasi-square wave* – QSW) à carga. A alimentação em onda de corrente quadrada evita a excitação do fenômeno de ressonância acústica no tubo de descarga (GARCÍA-GARCÍA, 2003), que ocorre quando a frequência da potência elétrica instantânea na lâmpada é coincidente a uma das frequências naturais de ressonância do sistema, causando oscilações até mesmo destrutivas no arco de descarga (GARCIA-GARCIA, *et al.*, 2005). Este efeito é minimizado porque a potência instantânea fornecida à lâmpada por uma onda quadrada é constante, i.e., tem frequência nula, e, portanto, não coincidente com nenhuma das frequências naturais de ressonância acústica do tubo de descarga.

Serão apresentadas algumas topologias já estudadas em trabalhos anteriores, com uma breve descrição e características de cada uma, e uma topologia alternativa baseada no conversor CC-CC *Ćuk* ainda não apresentada na literatura.

#### 4.3.1 – Inversor *Half-Bridge* Não Ressonante Alimentado em Corrente

O circuito deste inversor é mostrado na Figura 33 abaixo. Este é um dos inversores que foram utilizados para alimentação de lâmpadas HID em García-García (2003). A forma de onda típica da corrente de saída deste inversor também é mostrada na Figura 33.

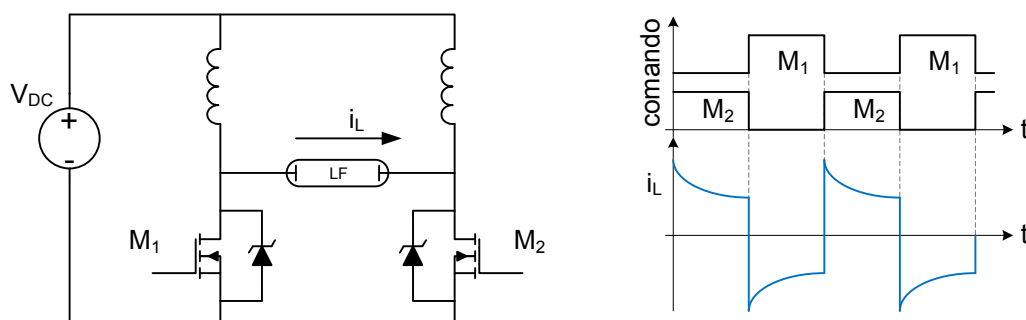


Figura 33 – Inversor *half-bridge* não ressonante e forma de onda de corrente.

O diodo intrínseco do interruptor é substituído por um zener<sup>5</sup> equivalente, representando a característica de avalanche que os MOSFETs apresentam sob comutação indutiva não grampeada (*unclamped inductive switching* – UIS), efeito que pode ser explorado nos reatores não ressonantes para a ignição da lâmpada, desde que usado um dispositivo classificado para avalanche repetitiva (ALMEIDA, SILVA; BRAGA, 2010).

A estratégia de ignição da lâmpada é explicada na Figura 34. Um dos MOSFETs é forçado à UIS quando abre, produzindo o pulso de tensão.

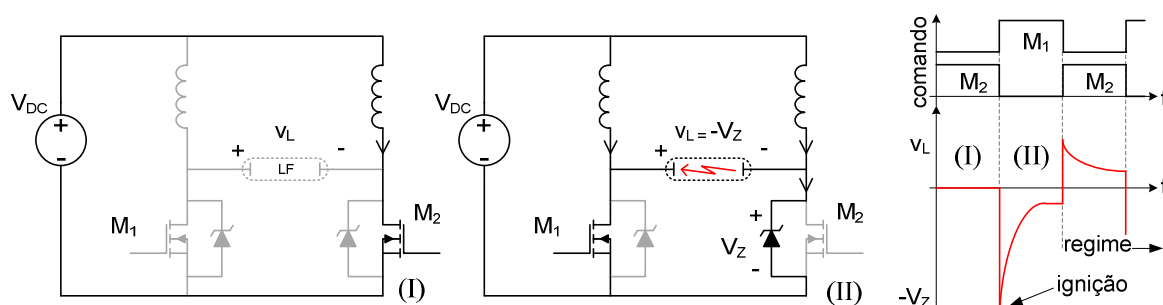


Figura 34 – Processo de ignição da lâmpada com o inversor não ressonante em duas etapas (I) e (II).

<sup>5</sup> Esta substituição é apresentada em algumas folhas de dados de MOSFETs para avalanche repetitiva (INTERNATIONAL RECTIFIER), em Rico-Secades *et al.* (2005 e 2000), Corominas *et al.* (2001), Mattos *et al.* (2006), e outros trabalhos com inversores não ressonantes.



Algumas das vantagens do inversor em meia ponte alimentado em corrente são a baixa complexidade do circuito de controle, como o apresentado em García-García *et al.* (2003), e a forma de onda *quasi* quadrada, com baixo fator de crista<sup>6</sup>.

Apesar da boa simetria de corrente, o uso de dois indutores que devem ser idênticos e operar em modo contínuo de condução (*continuous conduction mode* – CCM) pode implicar num circuito volumoso. A partida a frio também é pouco atraente para o uso em LFT, tornando este circuito de fato mais adequado para lâmpadas HID.

#### 4.3.2 – Inversor *Full-Bridge* Não Ressonante Alimentado em Corrente

Este inversor, mostrado na Figura 35, é similar ao inversor *full-bridge* ressonante alimentado em corrente, no entanto de construção mais simples, devido à ausência de circuito ressonante e de diodos rápidos em série com as chaves.

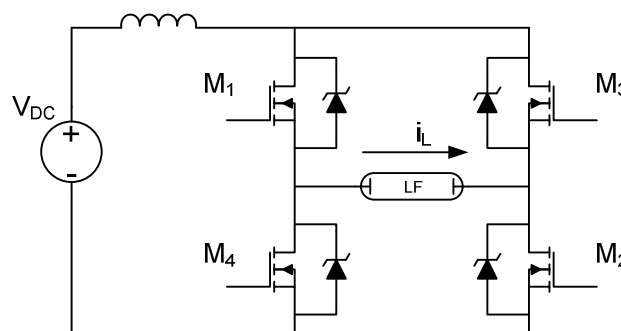


Figura 35 – Inversor *full-bridge* não ressonante alimentado em corrente.

As chaves também são comandadas de forma ligeiramente diferente. A técnica usada em García-García (2003) inclui um *dead-time* entre os chaveamentos complementares dos braços, para carregar o indutor, que atua como uma fonte de corrente. O resultado é uma onda de corrente de três níveis.

A Figura 36 apresenta duas das etapas de operação do inversor, quando corrente é fornecida à lâmpada e quando esta é interrompida, para a carga do indutor de entrada. A forma de onda de corrente de saída é também exibida. Pode ser visto que cada chave opera com razão cíclica maior que 50%. Os diodos intrínsecos também não realizam nenhuma função em regime.

<sup>6</sup> O fator de crista (FC) da onda quadrada é unitário, i.e.,  $FC = I_{\text{pico}}/I_{\text{RMS}} = 1$ .

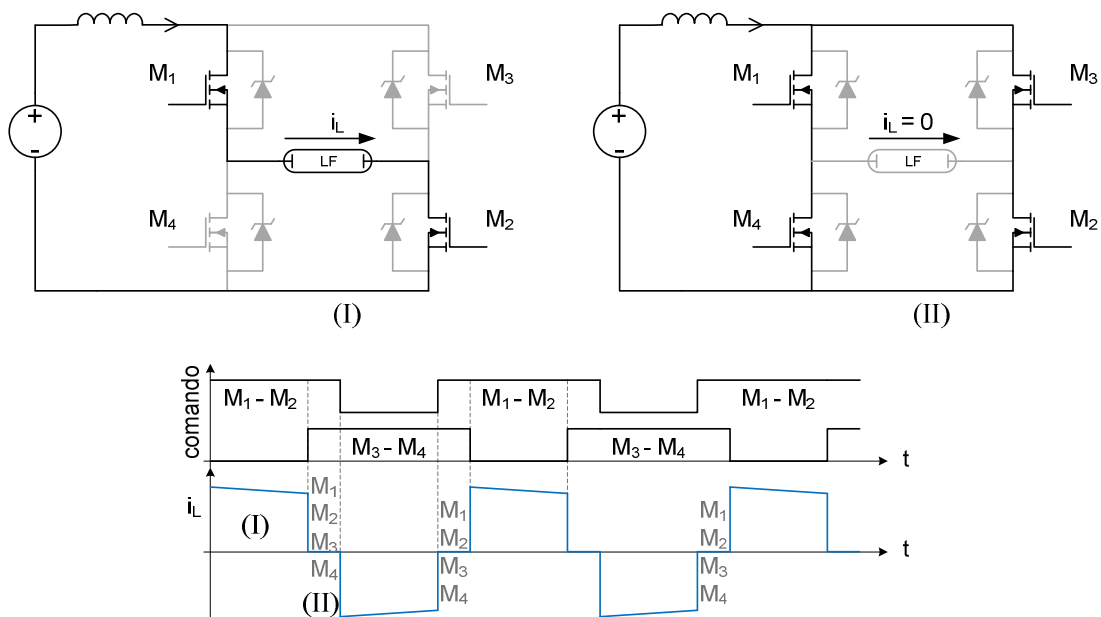


Figura 36 – Operação em regime do inversor em *full-bridge* não ressonante.

A ignição é realizada de forma similar ao reator *half-bridge* não ressonante, sem pré-aquecimento de eletrodos.

Apesar da forma de onda *quasi* quadrada da corrente, os problemas do uso deste inversor são associados à quantidade de chaves estáticas. Não somente o controle e comando exigem uma maior complexidade, como todas as quatro chaves estáticas são forçadas em comutação dissipativa, em alta frequência, o que pode gerar maiores problemas de EMI e perdas do que em conversores com menor número de interruptores estáticos.

O inversor *full-bridge* não ressonante é de uso escasso para lâmpadas fluorescentes, todavia uma aplicação similar, no entanto alimentada em tensão, é vista para fluorescentes de 9 W em Ben-Yaakov (2001), com o intuito de testar sua resposta quando acionada em onda quadrada, sugerindo ligeira elevação no fluxo luminoso em relação aos reatores de onda senoidal em alta frequência.

#### 4.3.3 – Inversor *Push-Pull* Não Ressonante

A versão não ressonante do inversor *push-pull* é apresentada na Figura 37. Segundo Alonso (2007, p. 573), uma das vantagens deste inversor é a capacidade de fornecer corrente simétrica à lâmpada, diferente de alguns outros inversores não

ressonantes assimétricos, como *boost*, *buck-boost* e *flyback*, que serão vistos mais adiante.

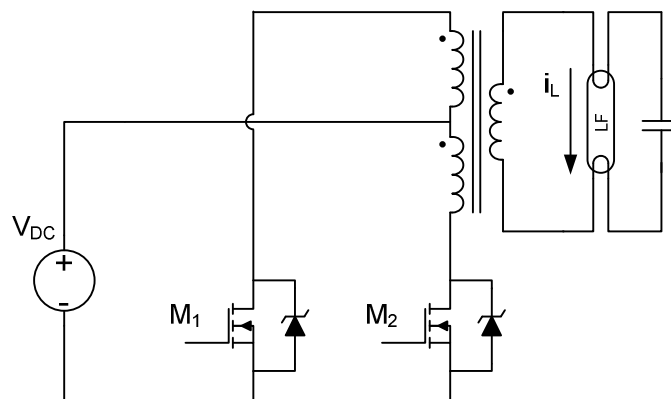


Figura 37 – Inversor *push-pull* não ressonante.

As desvantagens são similares aos outros empregos da topologia *push-pull*, como os altos picos de tensão sobre as chaves e a presença de um transformador.

Também é possível citar as perdas por comutação dissipativa, como em outros inversores não ressonantes, que neste conversor podem ser agravadas pela indutância de dispersão do transformador.

Apesar de haver a possibilidade de pré-aquecimento de filamentos, a saída tem característica de fonte de tensão. Esta é uma característica inadequada para a alimentação de lâmpadas de descarga, devido a instabilidades no ponto de operação resultante (GARCIA-GARCIA, *et al.*, 2005).

#### 4.3.4 – Inversor *Boost*

Este inversor é baseado no conversor CC-CC elevador de tensão (*boost*). Seu circuito é derivado retirando-se o diodo de saída do conversor, de modo a suprir a lâmpada com uma corrente pulsante. O inversor *boost* é mostrado na Figura 38.

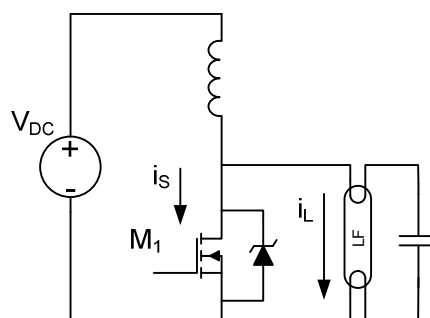


Figura 38 – Inversor *boost*.

Pode ser obtido um circuito simples equivalente do inversor *boost* para a análise das formas de onda de corrente na chave ( $i_s$ ) e na lâmpada ( $i_L$ ). Isto é mostrado na Figura 39.

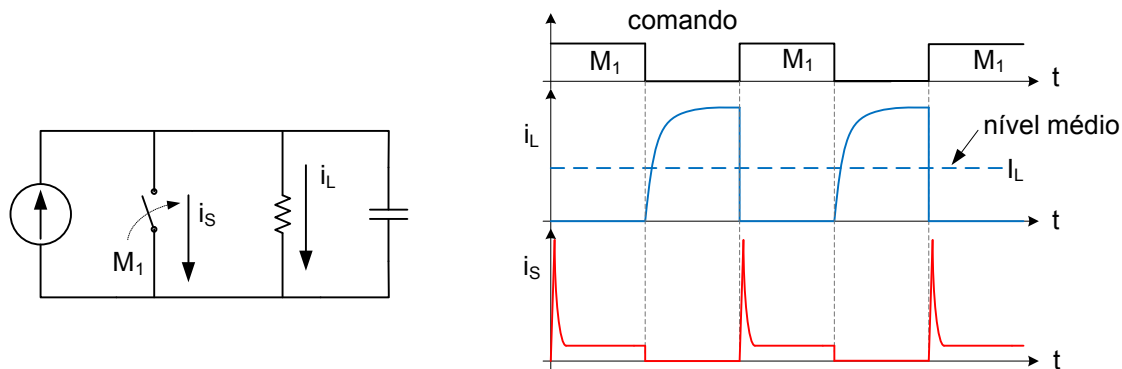


Figura 39 – Circuito equivalente do inversor *boost* e formas de onda de corrente.

A partir do circuito equivalente, nota-se que o capacitor de saída será totalmente descarregado a cada meio ciclo, através de um curto circuito fechado pela chave. Isto produz os picos de corrente que são vistos na figura.

Esta topologia apresenta diversas desvantagens de operação: os altos picos de corrente através da chave, os esforços de tensão de mais de duas vezes a tensão de barramento, o alto pico de tensão na lâmpada, a assimetria de corrente na lâmpada e a presença de nível médio (CC) na corrente de saída.

Não obstante, uma de suas vantagens é o fato de fazer o uso de somente um interruptor estático e dois componentes passivos, o que reduz custo, volume e emissão eletromagnética, além de facilitar o disparo da chave.

Seu uso mais indicado é quando operando a partir de fontes de baixa tensão, como em baterias de sistemas de iluminação de emergência (ALONSO, 2007, p. 573), para reduzir os esforços sobre a chave e os picos de tensão da saída.

#### 4.3.5 – Inversor *Flyback*

Assim como o inversor *boost* é baseado no conversor CC-CC homônimo, o inversor *flyback* não ressonante também é derivado da partir do conversor chaveado do tipo *flyback*. Sua topologia é apresentada na Figura 40.

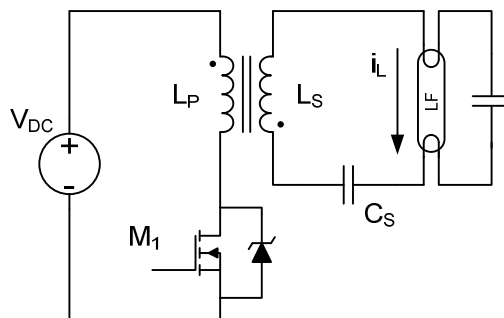


Figura 40 – Inversor *flyback*.

O capacitor série de saída ( $C_S$ ) é de alto valor, e se faz necessário para bloquear eventuais níveis médios de corrente que aparecem no secundário.

Este inversor também tem a vantagem de se basear em uma única chave estática referenciada ao comum da fonte, facilitando o controle e comando. A ignição também se baseia na característica de avalanche do MOSFET, que é refletida para o secundário durante a ignição, após a abertura da chave.

O inversor *flyback* é relativamente fácil de ser implementado na configuração auto-oscilante, sendo comum usá-lo como inversor elevador a partir de baixas tensões, como as de baterias de veículos (ônibus, por exemplo) e iluminação de emergência.

A Figura 41 mostra um reator *flyback* auto-oscilante para uma lâmpada fluorescente tubular de 20 W. Este reator foi implementado em laboratório para alimentar lâmpadas fluorescentes a partir de uma baixa tensão de 12 ou 24 volts e mostrou 84% de eficiência neste caso. Foi incluído um *snubber* RCD para reduzir as perdas por comutação do transistor bipolar usado. Não foi usado um capacitor paralelo de partida, sendo esta feita a frio. As formas de onda de tensão e corrente na lâmpada são mostradas na Figura 42.

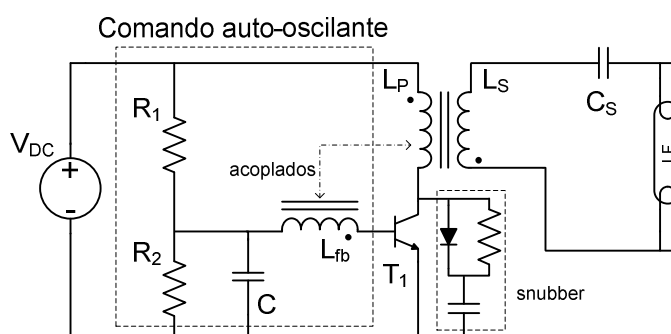


Figura 41 – Reator *flyback* auto-oscilante alimentado em baixa tensão.

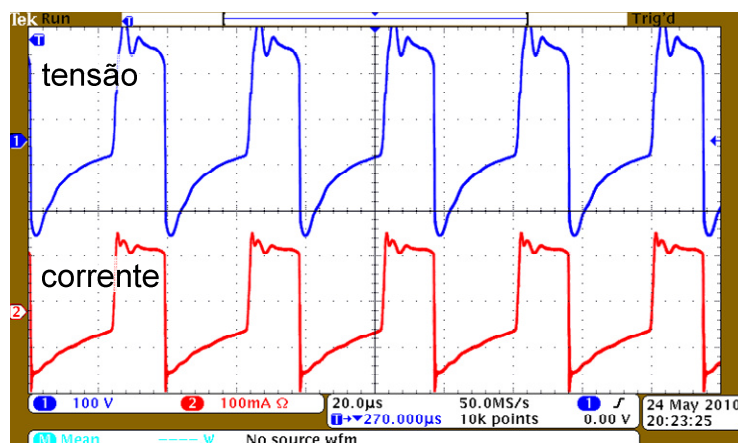


Figura 42 – Formas de onda de tensão e corrente *quasi* quadradas na lâmpada fluorescente tubular de 20 W acionada pelo reator *flyback* auto-oscilante.

Algumas das desvantagens principais da topologia são a assimetria de corrente e a necessidade de um indutor acoplado para alimentar a lâmpada.

#### 4.3.6 – Inversor *Buck-Boost*

O inversor *buck-boost* se baseia numa topologia de uma única chave e também de um único componente passivo de potência: um indutor em paralelo com a lâmpada. Pode ser considerado como a redução topológica do inversor *flyback* para o primário do indutor acoplado, removendo-se assim o secundário, o capacitor série e o capacitor paralelo de partida. Seu circuito é apresentado na Figura 43.

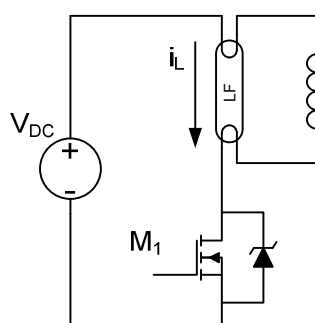


Figura 43 – Inversor *buck-boost*.

Este inversor é de extrema simplicidade, se comparado aos demais inversores não ressonantes, e também é o mais simples dentre todos os que fazem uso de somente uma chave estática.

Apesar de trabalhar com leve assimetria na corrente da lâmpada, possui diversas vantagens além da simplicidade topológica. O nível CC de corrente é

eliminado pela presença do indutor paralelo e um controle pode ser facilmente implementado usando-se o pico de corrente que circula através da chave. Além disto, apresenta proteção intrínseca contra ausência de bulbo e rompimento de filamentos. Durante a ignição, realiza pré-aquecimento dos eletrodos, já que a corrente circulante através da chave em série com o indutor também é forçada a circular pelos filamentos (RICO-SECADES, *et al.*, 2000).

Uma das desvantagens que podem ser levantadas é o fato de a ignição ser unidirecional, i.e., acontece sempre no mesmo sentido na lâmpada, devido à característica de partida do inversor. Isto pode desgastar os filamentos de forma desigual, provocando a falha prematura de um destes. Já os esforços de tensão na chave ocorrem somente durante a ignição da lâmpada.

O inversor *buck-boost* foi também estudado no acionamento de mais de uma lâmpada fluorescente tubular, associando-se as LFT em série, como apresentado na Figura 44, fazendo-se somente a adição de um indutor por lâmpada. Foram estudadas associações de dois (ALMEIDA, SILVA; BRAGA, 2010) e três bulbos em série (MATTOS, *et al.*, 2006a e MATTOS, *et al.*, 2006b). O limite de lâmpadas é imposto pela máxima tensão de bloqueio do MOSFET.

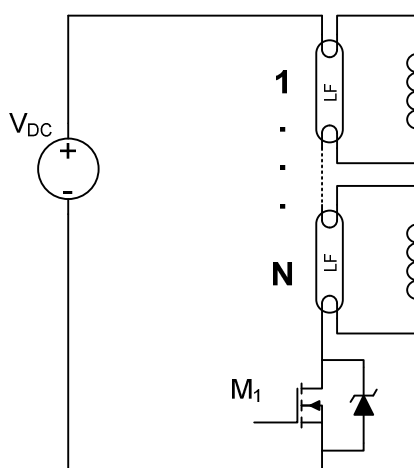


Figura 44 – Associação série de lâmpadas no inversor *buck-boost*.

Este inversor, no entanto, foi mais extensivamente estudado para o acionamento de lâmpadas HID. Em Rico-Secades *et al.* (2005), foi usado como um reator de dois estágios, em conjunto a um PFC *buck*, para acionar lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão. Em Corominas *et al.* (2001), foi usado de forma similar, em lâmpadas de vapor mercúrio em alta pressão. Já em García-García *et al.*

(2003) e Ponce *et al.* (2001), foi usado como reator de onda *quasi* quadrada para lâmpadas de multivapores metálicos.

As aplicações com lâmpadas fluorescentes, todavia, foram esparsas. Com o objetivo de verificar melhor a aplicabilidade do inversor *buck-boost* em iluminação fluorescente tubular, maior detalhamento teórico e experimental desta topologia é apresentado no capítulo 5.

#### 4.3.7 – Inversor *Ćuk*

Uma nova topologia de inversor não ressonante de chave única, derivada a partir do conversor CC-CC *Ćuk*, pode ser vista na Figura 45.

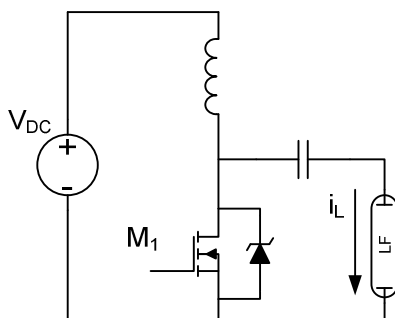


Figura 45 – Inversor baseado no conversor *Ćuk*.

O princípio de inversão baseia-se na troca não ressonante de energia entre o capacitor e o indutor, nos dois estágios de funcionamento, (I) e (II), como visto nas formas de onda teóricas traçadas na Figura 46.

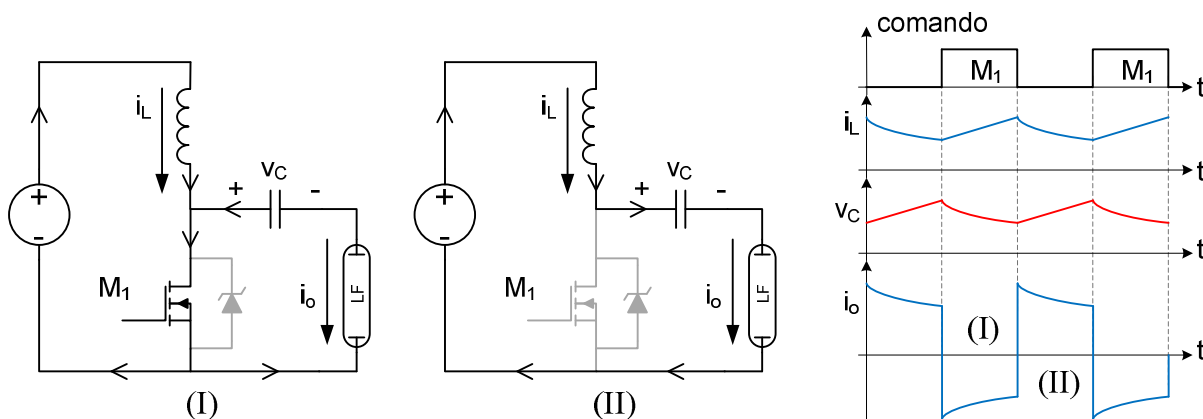


Figura 46 - Funcionamento em regime do inversor *Ćuk* proposto: (I) carga do indutor, descarga do capacitor; (II) carga do capacitor, descarga do indutor.



Uma das vantagens do inversor proposto é que a forma de onda de corrente na lâmpada tem boa simetria e não possui nível médio, por ser a corrente pulsada através do capacitor.

A ignição também pode ser realizada através da avalanche do MOSFET, no entanto não há pré-aquecimento dos eletrodos. Isto torna este inversor talvez mais adequado para alimentar lâmpadas HID.

É possível fazer uma simplificação do funcionamento, de modo a encontrar um critério de simetria para a corrente na lâmpada. Supondo  $d = 50\%$  (razão cíclica), através de (10) é possível dimensionar os elementos passivos para que a descarga do capacitor ( $\tau_1$ ) tenha a mesma taxa da descarga do indutor ( $\tau_2$ ) e vice versa.

$$\begin{aligned} \tau_1 = \tau_2 &\Rightarrow R_L \cdot C = L / R_L \\ \therefore R_L^2 &= L / C \end{aligned} \quad (10)$$

A tensão média em regime pulsado no capacitor será dada por (11) e a corrente média no indutor será dada por (12).

$$V_C = V_{DC} \quad (11)$$

$$I_L = V_C / R_L \quad (12)$$

Usando a frequência de chaveamento,  $f_s$ , e a máxima ondulação de tensão permissível na carga,  $\Delta V$ , é possível dimensionar o capacitor pela equação (13) e usá-la em conjunto ao critério estabelecido por (10) para dimensionar o indutor.

$$C = \frac{I_L}{\Delta V \cdot f_s} \quad (13)$$

A corrente eficaz na lâmpada, tomando a simplificação de uma forma de onda quadrada quando  $\Delta V$  é pequeno, será igual ao valor médio da corrente no indutor,  $I_L$ . Assim, a potência entregue à lâmpada pode ser calculada por (14).

$$P_L = \frac{V_C^2}{R_L} = I_L^2 \cdot R_L = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (14)$$

Isto mostra que este inversor fornece à carga a mesma potência que seria fornecida caso esta fosse alimentada em corrente contínua, no entanto realiza a inversão a cada meio ciclo para operar a lâmpada em corrente alternada *quasi* quadrada, de modo a não excitar o efeito de eletroforese.

Pode ser feita uma simulação do inversor para validar a análise proposta. Para  $f_s = 50$  kHz,  $d = 50\%$ ,  $V_{DC} = 70$  V,  $\Delta V = 20\% \cdot V_{DC}$  e  $R_L = 160 \Omega$ , obedecendo-se ao critério de simetria estabelecido e equações de dimensionamento, encontram-se os valores de  $C = 625$  nF e  $L = 16$  mH<sup>7</sup>. A potência na carga será de aproximadamente 30,6 W neste caso. Isto pode ser verificado na Figura 47, que apresenta as formas de onda no inversor. A ondulação de corrente na lâmpada foi menos de 10%.

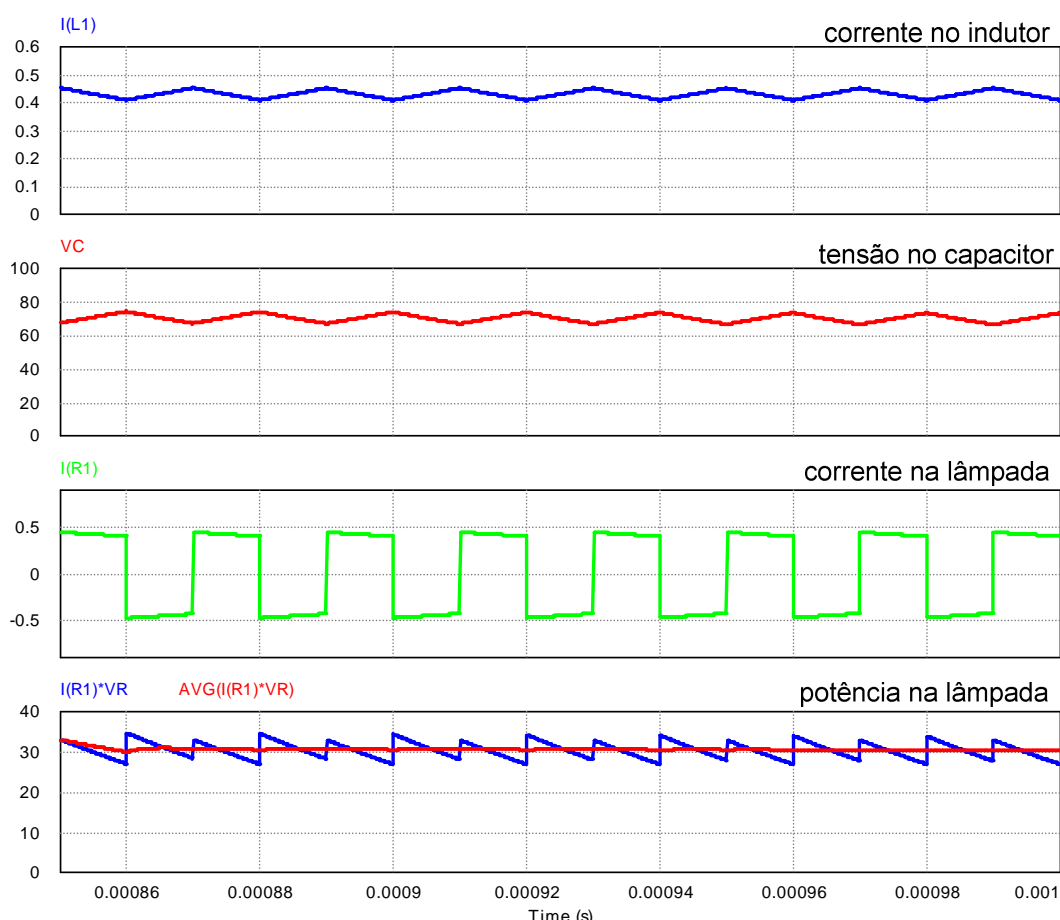


Figura 47 – Simulação do inversor *Ćuk* proposto.

<sup>7</sup> Outros pares de L e C que ainda atendam ao critério de simetria podem ser usados, mas diferentes valores de  $\Delta V$  serão obtidos para uma mesma frequência  $f_s$ .

A potência instantânea indica que o critério de simetria foi atendido.

Esta simulação está de acordo com a previsão teórica e com a análise simplificada proposta, porém um aprofundamento teórico e experimental é ainda necessário para validar a topologia de forma mais adequada.

#### 4.4 – CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram estudados os mais diversos inversores usados no acionamento de lâmpadas fluorescentes, tanto as topologias clássicas quanto as mais recentes e outras com aplicações mais específicas. Foram apontadas vantagens e desvantagens de cada uma, tomando foco especial nas topologias que utilizam somente uma chave estática.

Mais alternativas de chave única para reatores de um único estágio podem ser vistas em Poloskii (2008, p. 94-103).

O estudo e compilação de inversores não ressonantes considerado neste capítulo também é relevante do ponto de vista de alternativas para iluminação eletrônica fluorescente, visto que pouco estudo foi dedicado ao uso de reatores não ressonantes no acionamento de lâmpadas fluorescentes.

Ficou também proposta uma nova topologia de inversor de chave única com base no conversor *Ćuk* que pode vir a encontrar aplicação em sistemas de iluminação.

O inversor proposto é simples e facilmente descritível, mas carece de maior estudo, considerando que a topologia ainda não havia sido proposta anteriormente na literatura. Seus nichos de aplicação também devem ser mais bem explorados no futuro.

## 5 – O REATOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA

### 5.1 – INTRODUÇÃO

Este capítulo dedica-se a um estudo teórico e experimental de um reator baseado numa das alternativas de inversor não ressonante, o inversor *buck-boost*, apresentado no capítulo 4.

As diversas vantagens do inversor *buck-boost* podem ser utilizadas em conjunto a uma alimentação diretamente em corrente contínua, num barramento CC dedicado à iluminação de interiores, como foi feito primeiramente em Rico-Secades *et al.* (2000) e posteriormente em Mattos *et al.* (2006) e Almeida (2010).

O reator com base no inversor *buck-boost* será, portanto, tratado como reator não ressonante de chave única ou reator SSNR (*single switch nonresonant*).

### 5.2 – SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PROPOSTO

É proposto que os reatores do sistema de iluminação sejam alimentados diretamente em corrente contínua, a partir de um retificador centralizado de alto fator de potência. Isto reduz o custo do sistema inteiro de iluminação, e torna-se viável para grandes áreas, como supermercados, escritórios, estufas, corredores, entre outros.

Supõe-se que o custo de um barramento de corrente contínua dedicado em conjunto a unidades simples de reatores de baixo custo seja menor, no total, do que o custo de reatores individuais alimentados em corrente alternada. Esta hipótese de redução de custo para uma instalação com muitas unidades de reatores será testada mais adiante.

O uso de um sistema dedicado e centralizado de iluminação fluorescente já foi proposto em outros trabalhos similares. Wakabayash (2003) propôs um conversor de dois estágios, sendo o primeiro estágio um retificador com correção de fator de potência e o segundo estágio um inversor em meia ponte, cuja saída alimentava uma série de lâmpadas fluorescentes associadas a respectivos filtros ressonantes em unidades individuais, através de um barramento dedicado. Já Brito (2008) usou de um retificador centralizado de alto fator de potência para alimentar, em corrente contínua, uma série de unidades de inversores ressonantes, em conjunto às lâmpadas.

O sistema aqui proposto é similar ao de Brito (2008), porém o assunto abordado é com foco somente no inversor utilizado como reator. A concepção do sistema é mostrada na Figura 48.

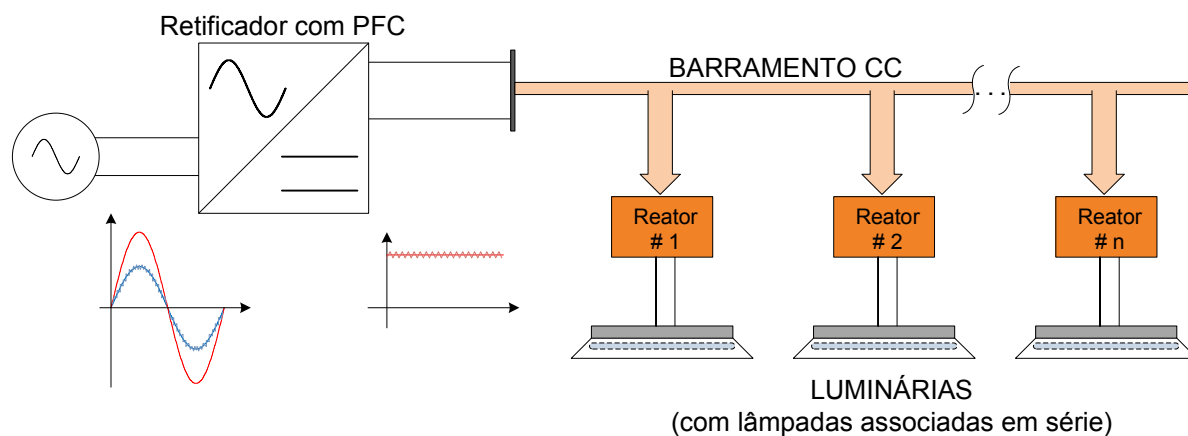


Figura 48 – Sistema de iluminação com alimentação dedicada em corrente contínua.

A alimentação em corrente contínua elimina problemas relacionados à regulação de tensão na entrada dos reatores, aos efeitos do *ripple* na corrente da lâmpada (aumento do fator de crista) e elimina também a necessidade de um estágio de correção de fator de potência em cada unidade de reator.

O reator a ser utilizado neste sistema de iluminação alimentado em corrente contínua propõe-se a acionar duas lâmpadas fluorescentes tubulares do modelo OSRAM FO 32W/640 de 32 W cada, associadas em série e com pré-aquecimento dos eletrodos. A tensão do barramento CC foi escolhida como 260 V, o que implica em aproximadamente 130 V em cada lâmpada, próximo à sua tensão nominal.

### 5.3 – REATOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA

#### 5.3.1 – Análise de Funcionamento e Controle

O reator baseado no inversor *buck-boost* pode ser analisado a partir da técnica de controle proposta para a limitação de corrente na lâmpada. É usado um controle em modo de corrente, do tipo que cria um tempo fixo de abertura para a chave estática (*constant off-time control*) (MOHAN, UNDELAND; ROBBINS, 2003, p. 338-339).

A técnica consiste em medir a corrente que percorre a chave estática (MOSFET), fazendo-a abrir quando esta atinge um pico máximo determinado,  $i_M$ .

Após a comutação, mantém-se a chave aberta por um instante pré-determinado de tempo,  $t_o$ . Com base nestes dois parâmetros controláveis, corrente máxima na chave ( $i_M$ ) e tempo desligado ( $t_o$ ), é possível construir um controle simples para o reator não ressonante de chave única. O esquema completo do reator é mostrado na Figura 49.

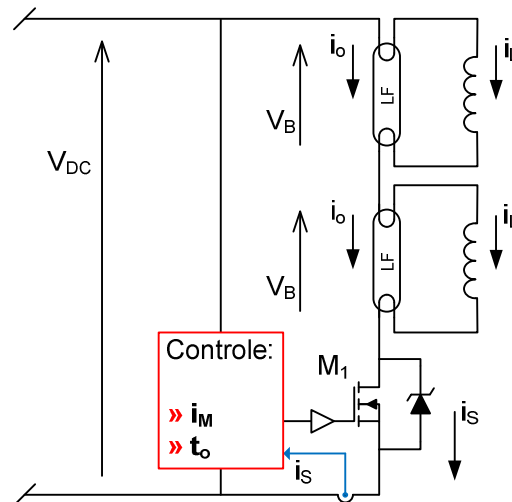


Figura 49 – Reator eletrônico não ressonante de chave única para duas lâmpadas fluorescentes tubulares em série.

O reator pode ser analisado pelo seu circuito equivalente para uma lâmpada em regime, mostrado na Figura 50, junto às duas etapas de funcionamento. A lâmpada é substituída por sua resistência equivalente em regime,  $R_L$ , a chave é substituída por um interruptor ideal, operando com razão cíclica arbitrária,  $d$ , e a tensão de barramento é dividida para as duas lâmpadas, sendo, portanto,  $V_{DC}/2$ .

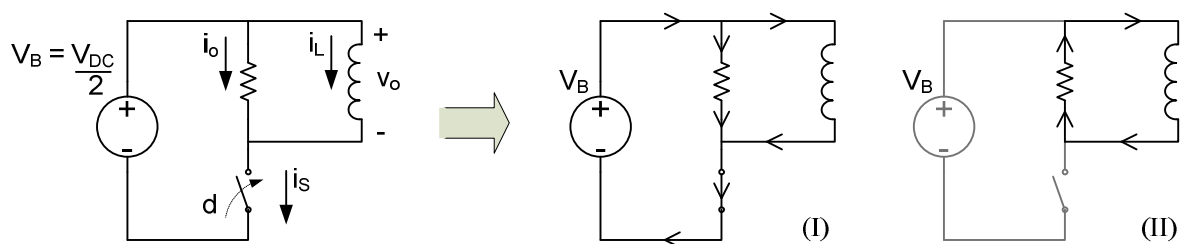


Figura 50 – Circuito equivalente para uma lâmpada e etapas de funcionamento.

As duas etapas de funcionamento, considerando modo de condução contínua (CCM), podem ser descritas da seguinte forma:

- (I) Fechamento da chave. Indutor carrega e fonte  $V_B$  alimenta lâmpada.

- (II) Abertura da chave. Indutor descarrega pela lâmpada, invertendo o sentido da corrente.

A abertura da chave é comandada pelo circuito de controle, quando a sua corrente atinge o pico pré-definido,  $i_M$ . O fechamento da chave é realizado também pelo circuito de controle, quando o tempo de desligamento pré-definido,  $t_o$ , é completado.

As formas de onda teóricas que resultam desta análise podem ser vistas na Figura 51, com as variáveis controláveis destacadas.

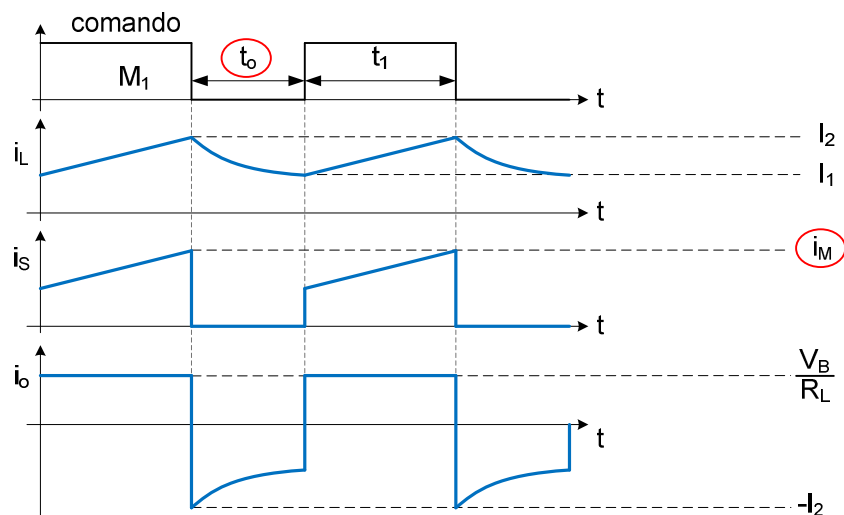


Figura 51 – Formas de onda teóricas para o reator não ressonante de chave única.

### 5.3.2 – Descrição Matemática do Inversor

Partindo do circuito equivalente e formas de onda teóricas mostradas nas figuras Figura 50 e Figura 51, é possível derivar a descrição matemática do reator não ressonante de chave única baseado no inversor *buck-boost*.

A análise matemática pode ser realizada no domínio do tempo, devido à simplicidade do circuito, resolvendo-se as equações diferenciais para o único componente reativo, o indutor, para os intervalos de chave aberta e chave fechada.

Durante a etapa (I) de funcionamento, para  $0 \leq t \leq t_1$ , a chave estática está fechada e o indutor e lâmpada ficam submetidos à tensão  $V_B$ . As correntes no indutor ( $i_L$ ), na lâmpada ( $i_o$ ) e na chave ( $i_s$ ) podem ser descritas por (15), (16) e (17), respectivamente.

$$i_L(t) = I_1 + \frac{V_B}{L} t \quad (15)$$

$$i_o(t) = \frac{V_B}{R_L} \quad (16)$$

$$i_S(t) = i_L(t) + i_o(t) = \frac{V_B}{R_L} + \frac{V_B}{L} t + I_1 \quad (17)$$

Nas quais:

$I_1$  - corrente mínima no indutor.

Na etapa (II), para  $t_1 \leq t \leq t_1 + t_0$ , com a abertura da chave, o indutor descarrega parcialmente e sua corrente é compartilhada com a lâmpada, em sentido inverso. Estas correntes são dadas por (18) e (19), respectivamente, enquanto a da chave é nula, (20).

$$i_L(t) = I_2 \cdot e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}} \quad (18)$$

$$i_o(t) = -i_L(t) = -I_2 \cdot e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}} \quad (19)$$

$$i_S(t) = 0 \quad (20)$$

Nas quais:

$I_2$  - corrente máxima no indutor.

$t_1$  - tempo de chave fechada.

$\tau = \frac{L}{R_L}$  - constante de tempo na descarga do circuito R-L.

Estas equações são coerentes com o que é mostrado pelas formas de onda na Figura 51.

É possível relacionar a máxima e mínima corrente no indutor ( $I_1$  e  $I_2$ ), aplicando-se o critério de continuidade da corrente na indutância para os instantes



de comutação, em  $t_1$  e  $t_1+t_0$ . Desta forma, obtém-se (21) e (22), em função dos parâmetros controláveis do circuito,  $i_M$  e  $t_0$ .

$$I_2 = i_M - \frac{V_B}{R_L} \quad (21)$$

$$I_1 = I_2 \cdot e^{-\frac{t_0}{\tau}} \quad (22)$$

O tempo de chave fechada é encontrado a partir das relações anteriores, sendo dado por (23).

$$t_1 = \frac{L}{V_B} \left( i_M - \frac{V_B}{R_L} \right) \left( 1 - e^{-\frac{t_0}{\tau}} \right) \quad (23)$$

Desta forma, a frequência ( $f$ ) de operação do reator e a razão cíclica ( $d$ ) da corrente na lâmpada serão dadas por (24) e (25), respectivamente.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_0} \quad (24)$$

$$d = \frac{t_1}{T} = \frac{t_1}{t_1 + t_0} \quad (25)$$

Nas quais:

$$T = t_1 + t_0 - \text{período da corrente na lâmpada.}$$

Com todos os parâmetros que descrevem as formas de onda de corrente na lâmpada, indutor e chave em função das variáveis controláveis, é possível obter a equação que descreve a potência média entregue pelo reator à lâmpada, fazendo-se a integração no tempo para um período  $T$  da equação da potência instantânea.

A potência média entregue a lâmpada ( $P_L$ ) será dada, portanto, por (26).

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T R_L \cdot i_o^2(t) dt = \frac{V_B^2}{R_L} d + R_L \frac{\tau}{2T} \left( 1 - e^{-\frac{2t_o}{\tau}} \right) \left( i_M - \frac{V_B}{R_L} \right)^2 \quad (26)$$

Com esta equação, é possível traçar a característica potência versus resistência de carga do inversor *buck-boost*, e usá-la em conjunto à característica da lâmpada para encontrar um ponto de operação estável para o reator não ressonante de chave única proposto. A característica de potência do reator é mostrada na Figura 52.

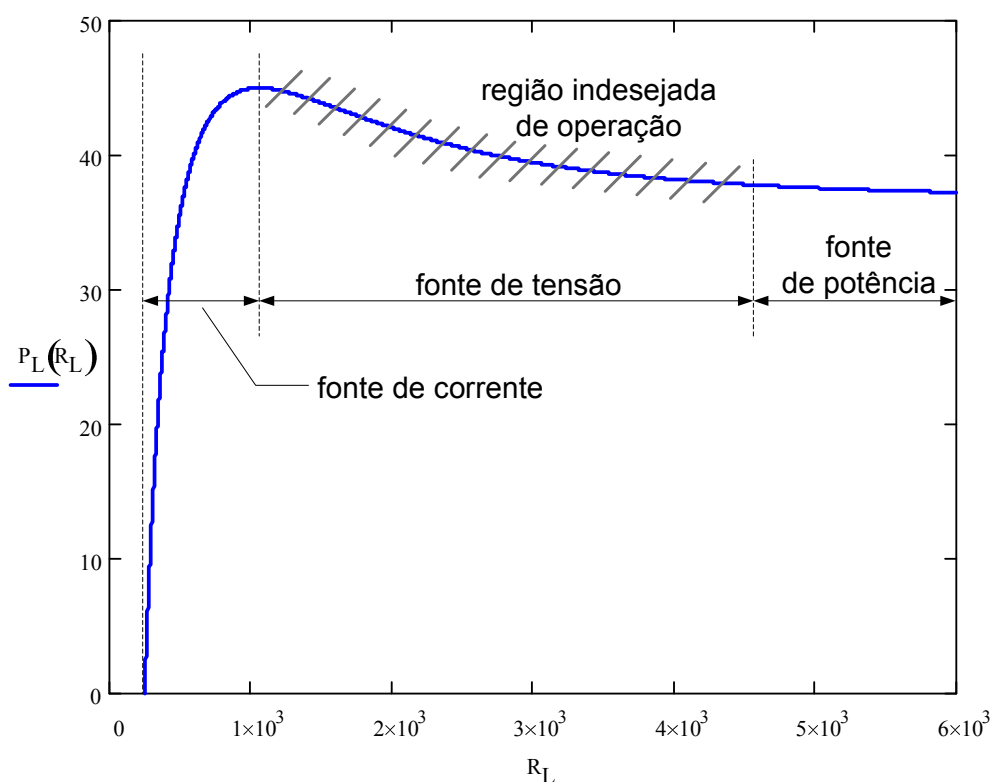


Figura 52 – Curva de potência versus resistência do reator não ressonante de chave única, com as regiões de característica de funcionamento demarcadas.

Da Figura 52, é possível observar as regiões desejadas de operação para um reator eletrônico, como fonte de corrente ou de potência constante. A região de fonte de tensão produz um ponto de operação instável para a lâmpada fluorescente (GARCIA-GARCIA, *et al.*, 2005) e é, portanto, indesejado operar nesta região.

### 5.3.3 – Fator de Crista e Assimetria de Corrente na Lâmpada

Duas preocupações que devem ser consideradas quando operando com reatores eletrônicos não ressonantes e formas de onda de corrente não senoidais são o fator de crista da corrente, definido por (27), e a assimetria de corrente, que pode ser causada tanto por operação em razões cíclicas de corrente muito distantes de 50% quanto por nível médio (CC) sobre a lâmpada.

$$FC = \frac{I_{o,pico}}{I_{o,RMS}} \quad (27)$$

O fator de crista da corrente é uma medida relevante a ser considerada em lâmpadas fluorescentes, pois valores elevados deste fator, i.e., picos elevados de corrente na lâmpada implicam em envelhecimento precoce da LFT, desgaste dos filamentos e escurecimento das extremidades da lâmpada (ALONSO, 2007, p. 572 e BEN-YAAKOV; SHVARTSAS, 2001). Oscilações na tensão CC de alimentação (*ripple*) também pioram o fator de crista, devido aos picos periódicos que surgem.

O fator de crista numa lâmpada fluorescente deve ser mantido abaixo de 1,7 (ALONSO, 2007, p. 572), ou seja, a corrente de pico deve ser no máximo 70% maior que a corrente eficaz na lâmpada.

Em correntes senoidais, o fator de crista é aproximadamente 1,4 (precisamente  $\sqrt{2}$ ), enquanto em correntes quadradas o fator de crista é unitário, pois o valor eficaz é igual ao de pico na onda quadrada. Correntes com picos assimétricos, tais quais a do reator não ressonante de chave única, devem ser analisadas *a priori* para se definir o fator de crista e tentar reduzir seu valor.

Já o nível médio de corrente sobre a lâmpada não é um problema para o reator proposto, pois a tensão sobre a lâmpada é também a tensão sobre o indutor, que tem valor médio ( $V_L$ ) nulo em regime pulsado, como pode ser deduzido por (28).

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_1} V_B dt - \int_{t_1}^T R_L \cdot I_2 \cdot e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}} dt \right] = 0 \quad (28)$$

O resultado geométrico desta integral pode ser visto como a área sob a curva de tensão (ou corrente) na lâmpada, como mostrado na Figura 53.

Sobre a assimetria cíclica, deve-se tentar manter uma razão cíclica ( $d$ ) o mais próximo possível de 50%, para evitar o efeito de eletroforese não linear (ALMEIDA, SILVA; BRAGA, 2010). Isto deve ser considerado durante o projeto e cálculo do ponto de operação do reator. A condição de simetria cíclica pode ser definida como (29), partindo da Figura 53.

$$d.T \approx (1-d).T \Rightarrow d \approx 0,5 \quad (29)$$

O fator de crista do reator eletrônico não ressonante de chave única não é trivial de ser obtido, pois existe assimetria nos picos da corrente, com visto na Figura 53. Portanto, é necessário derivar não uma, mas duas equações condicionais que descrevem o fator de crista da forma de onda de corrente deste reator, uma para cada pico, e deve ser considerado o fator de crista de maior valor, no pior caso.

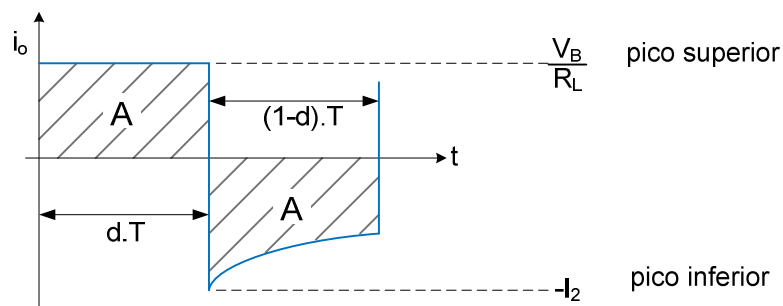


Figura 53 – Corrente na lâmpada, para análise da assimetria cíclica, fator de crista e valor médio.

As equações condicionais para o fator de crista (FC) do reator não ressonante de chave única são mostradas abaixo. Se o pico inferior é maior que o pico superior, usa-se (30) para estabelecer o fator de crista da corrente, com a respectiva condição de uso. Do contrário, se o pico superior é maior que o inferior, usa-se (31) para encontrar o FC, com sua condição também delineada.

$$FC_1 = \frac{I_2}{I_{o,RMS}} = \frac{I_2}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_o^2(t) dt}} = \frac{R_L \cdot i_M - V_B}{R_L \sqrt{\frac{V_B^2}{R_L^2} d + \frac{\tau}{2T} \left(1 - e^{-\frac{2t_b}{\tau}}\right) \left(i_M - \frac{V_B}{R_L}\right)^2}} \quad (30)$$

se  $I_2 \geq \frac{V_B}{R_L} \Leftrightarrow i_M \geq 2 \frac{V_B}{R_L}$

$$FC_2 = \frac{V_B/R_L}{I_{o,RMS}} = \frac{V_B/R_L}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_o^2(t) dt}} = \frac{V_B}{R_L \sqrt{\frac{V_B^2}{R_L^2} d + \frac{\tau}{2T} \left(1 - e^{-\frac{2t_0}{\tau}}\right) \left(i_M - \frac{V_B}{R_L}\right)^2}} \quad (31)$$

se  $I_2 \leq \frac{V_B}{R_L} \Leftrightarrow i_M \leq 2 \frac{V_B}{R_L}$

Desta forma, é possível utilizar estas equações para se incluir na metodologia de projeto do reator um limite superior desejado para o fator de crista.

#### 5.3.4 – Implementação Prática do Circuito de Controle e Comando

A estratégia de controle por pico da corrente na chave e tempo desligado pode ser facilmente implementada usando um par de comparadores, integrados em um único circuito monolítico. Para este caso, foi escolhido o circuito integrado de baixíssimo custo LM393, que contém dois comparadores do tipo coletor aberto e suporta operação em alta frequência.

O circuito completo de controle pode ser visto na Figura 54. Os pontos (a) e (b) são utilizados no circuito de proteção, mostrado mais adiante.

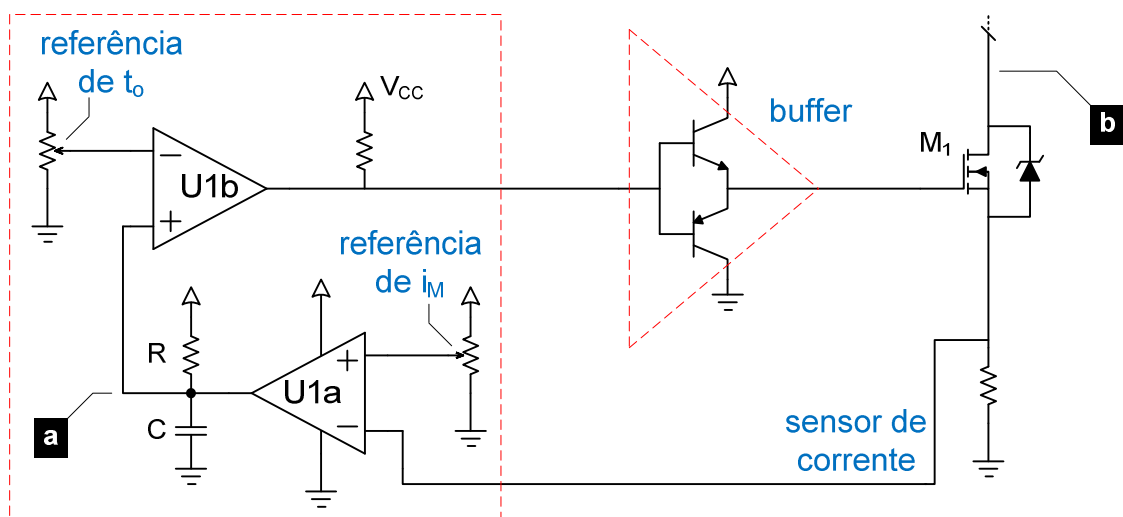


Figura 54 – Circuito prático do controle do reator eletrônico.

Um resistor de baixo valor, tal qual  $1 \Omega$ , é usado como sensor de corrente na chave. A referência de máximo pico de corrente  $i_M$  é fornecida à entrada não

inversora do primeiro comparador, U1a, para ser comparada com o nível medido por este resistor.

O tempo de chave aberta  $t_o$  é definido pela rede R-C na saída do primeiro comparador, U1a, e pela referência na entrada inversora do segundo comparador, U1b.

O circuito escolhido para fazer a interface do controle com a chave foi um *buffer push-pull* com dois transistores bipolares de sinal operando de forma complementar, comandando o MOSFET. Os transistores escolhidos foram os de alto ganho e baixa corrente BC548C NPN e seu complementar PNP BC558C.

As formas de onda mostradas na Figura 55 explicam sucintamente o funcionamento do circuito de controle.

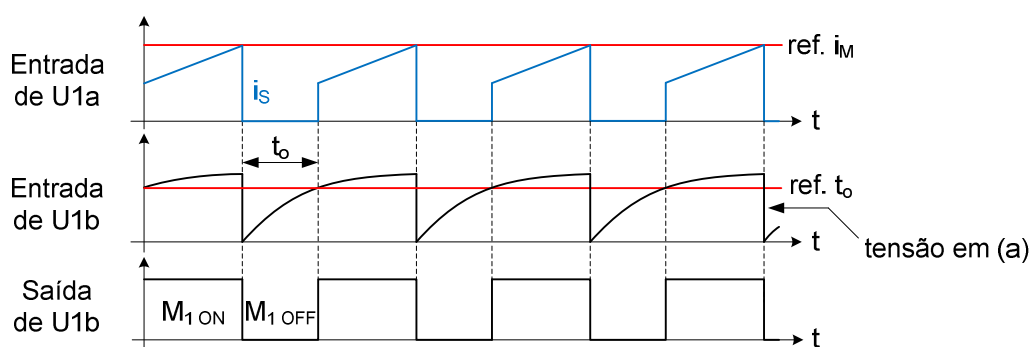


Figura 55 – Formas de onda no circuito de controle.

O circuito R-C na entrada de U1b e saída de U1a produz uma rampa de tensão no ponto (a) da Figura 54, que é utilizada para produzir o tempo de espera que mantém a chave aberta,  $t_o$ . A chave só torna a fechar novamente após o nível neste capacitor superar a referência para  $t_o$ , como visto na figura.

### 5.3.5 – Circuito de Potência e Ignição

Para o circuito potência, é necessário dimensionar o MOSFET utilizado com relação ao seu nível de tensão de avalanche. Para tal, é necessário saber o mínimo nível de tensão necessário para a ignição das lâmpadas fluorescentes.

Para uma fluorescente tubular do diâmetro e comprimento de uma de 32 W (T8 – 25 mm, comprimento aproximado de 120 cm), a tensão de ignição pode ser

medida experimentalmente como sendo algo em torno de 450 V com pré-aquecimento e 700 V a frio.

Como o reator em questão realiza pré-aquecimento dos eletrodos durante a partida, pode-se considerar a tensão de partida a quente, de 450 V por lâmpada. Para a associação em série das 2 lâmpadas fluorescentes, o pico da tensão de ignição ( $V_{ign,pico}$ ) necessária será de aproximadamente 900 V sobre ambas as LFT.

Durante o processo de avalanche, a tensão no MOSFET chega a níveis de cerca de 30% acima do valor máximo de bloqueio para o qual o dispositivo foi fabricado (MATTOS, *et al.*, 2006). Analisando o circuito equivalente para a partida da Figura 56, pode-se deduzir a equação da tensão necessária de avalanche ( $V_Z$ ) para o dispositivo semicondutor de potência, o MOSFET, dada por (32).

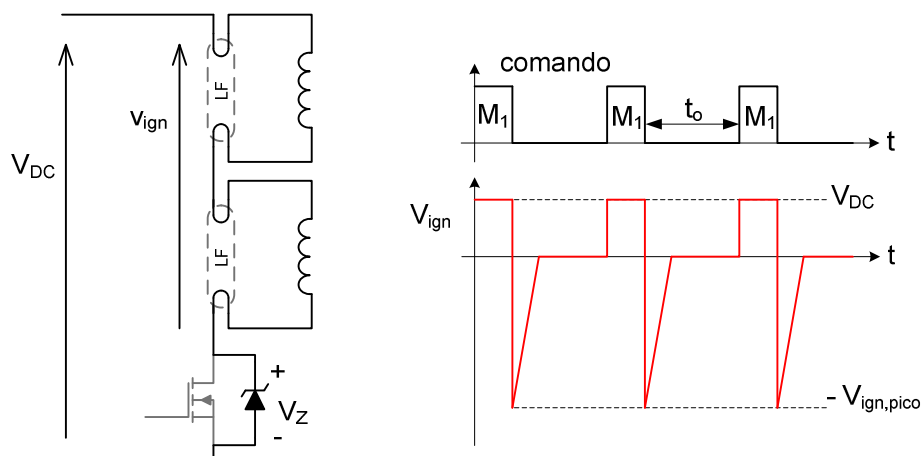


Figura 56 – Circuito equivalente para análise de ignição e formas de onda.

$$V_{ign,pico} = V_Z - V_{DC} \Rightarrow V_Z = V_{ign,pico} + V_{DC} \quad (32)$$

Partindo dos dados de  $V_{DC} = 260$  V e  $V_{ign,pico} = 900$  V, é necessária uma tensão de avalanche do MOSFET de 1160 V. Considerando a sobre-elevação de tensão de 30%, o MOSFET deve ser dimensionado para uma tensão de bloqueio nominal de 890 V.

Portanto, um dispositivo de 1000 V será suficiente. Dentre as opções disponíveis em mercado, um MOSFET 2SK1120 de 1000 V / 8 A pode ser utilizado, no entanto existe a possibilidade de se usar um IRFBG20, com mesma tensão de bloqueio, mas de menor custo e projetado para menores correntes, de até 1,4 A, mas ainda adequado para o uso em reatores.

### 5.3.6 – Circuito de Proteção

No caso de ausência de uma das lâmpadas ou de rompimento de um dos filamentos, o circuito cessa naturalmente a oscilação, pois os eletrodos da lâmpada fluorescente estão em série com os indutores e com a chave.

No entanto, no caso de uma lâmpada defeituosa ou quebrada, com filamentos intactos, o reator tentará sucessivas partidas, sem sucesso, o que acarretará eventualmente na queima do MOSFET por sobreaquecimento, devido aos sucessivos pulsos de tensão a que estará submetido em avalanches repetitivas.

Para tal, é necessário um circuito de proteção que detecte uma ignição falha e iniba o circuito de tentar novas ignições até o próximo religamento, quando se espera que a uma lâmpada nova tenha substituído a defeituosa.

É proposto, portanto, um circuito de proteção que bloqueie a oscilação do circuito de controle após um número de tentativas de ignição. Este circuito é um detector seletivo de pico, e é mostrado na Figura 57, com os pontos (a) e (b) correspondentes aos da Figura 54.

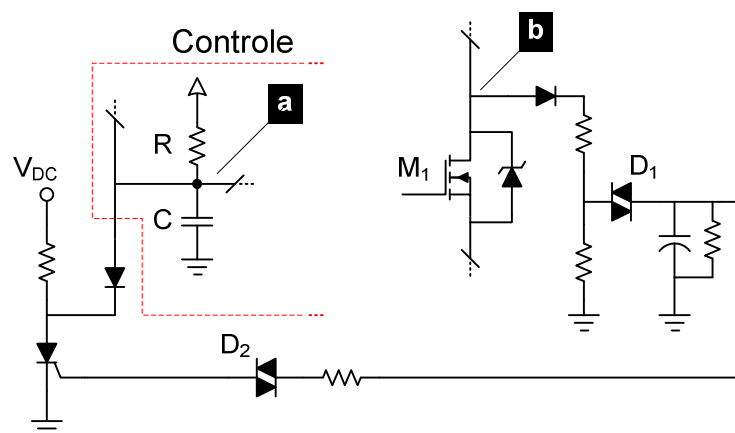


Figura 57 – Circuito de proteção contra falhas de ignição.

Seu funcionamento se baseia na condução do primeiro DIAC ( $D_1$ ) somente quando tensão proporcional à de ignição é fornecida pelo divisor resistivo no dreno do MOSFET (b). A carga do capacitor eventualmente fará o segundo DIAC ( $D_2$ ) conduzir, disparando o SCR com um pulso de corrente que travará a tensão na entrada de U1b (a) em zero, tornando impossível o fechamento da chave estática até que a alimentação ( $V_{DC}$ ) seja removida.



### 5.3.7 – Metodologia de Projeto

Dadas todas as equações que descrevem o funcionamento do reator proposto, é necessária agora uma metodologia que relacione todas as variáveis controláveis e as diretrizes de projeto, como fator de crista desejável, potência de operação, intervalos de frequência e razão cíclica, por exemplo.

Pode-se usar o cálculo do ponto de operação por interseção da curva da lâmpada com a do reator e fazer iterações que resultem nos valores desejados para as demais variáveis. Desta forma, um método adequado foi desenvolvido, e é o mostrado graficamente na Figura 58.

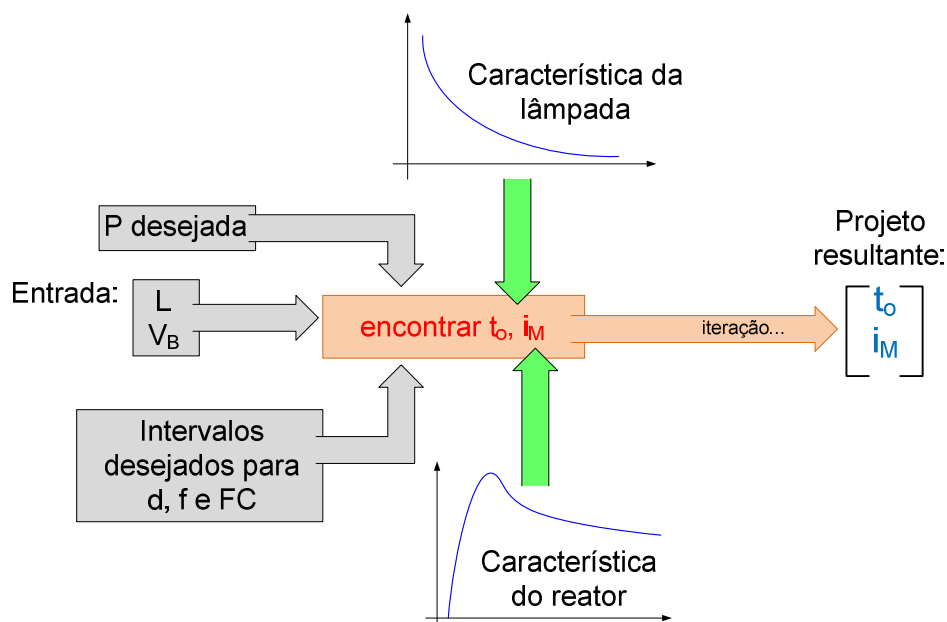


Figura 58 – Metodologia de projeto do reator não ressonante de chave única.

Usando as equações de fator de crista e de razão cíclica, é possível traçar as curvas da Figura 59 que mostram as relações entre a tensão de barramento sobre uma lâmpada ( $V_B$ ) e a razão cíclica de operação do reator e o fator de crista resultante. É visível que estes dois parâmetros são altamente dependentes da tensão aplicada, portanto é adequado usar esta curva de modo a escolher um valor de projeto para a tensão que será utilizada na alimentação do reator.

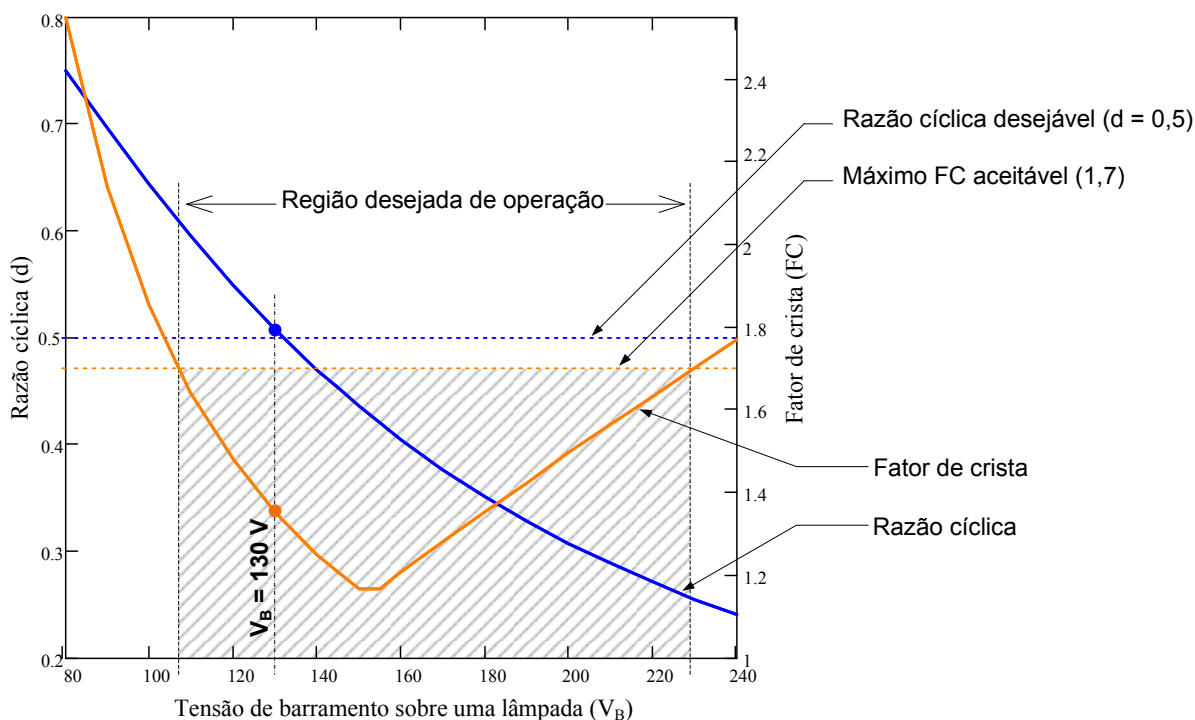


Figura 59 – Curvas de fator de crista e razão cíclica em função da tensão de alimentação de uma lâmpada.

O valor de 130 V para  $V_B$ , que implica em 260 V para  $V_{DC}$ , garante uma operação próxima a 50% de razão cíclica e um fator de crista aceitável, abaixo de 1,7 e dentro da região desejada de operação, nos pontos marcados na figura.

#### 5.4 – IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Para lançar mão da metodologia delineada na Figura 58, são usados os valores indicados na Tabela 2 para a construção de um protótipo.

TABELA 2 – VALORES DE PROJETO PARA O REATOR PROPOSTO

Parâmetro	Valor desejado de projeto
Potência de acionamento	nominal (32 W, 2 lâmpadas)
Tensão de alimentação	$V_{DC} = 260 \text{ V} / V_B = 130 \text{ V}$
Razão cíclica	mais próxima possível de 50%
Fator de crista	menor que 1,7 e tão baixo quanto possível
Frequência de operação	entre 20 kHz e 70 kHz
Indutor paralelo	6,6 mH

Para o cálculo do ponto de operação na interseção entre as características do reator e da lâmpada, é usado o modelo de potência apresentado na seção 3.4.2 do capítulo 3 para representar a LFT. Os parâmetros do modelo foram obtidos experimentalmente para a lâmpada de 32 W a ser acionada, e sua curva é aquela mostrada na Figura 20, no mesmo capítulo.

O processo de iteração com os valores da Tabela 2 resulta nos seguintes parâmetros para o circuito de controle:

- $i_M = 558 \text{ mA}$
- $t_o = 7,4 \mu\text{s}$

O ponto de operação para estes parâmetros de controle e para  $V_B = 130 \text{ V}$  e  $L = 6,6 \text{ mH}$  é mostrado graficamente pela Figura 60. O valor do indutor  $L$  é escolhido *a priori*, por iteração, sendo o menor valor possível para que, ainda assim, a simetria de corrente seja satisfatória.

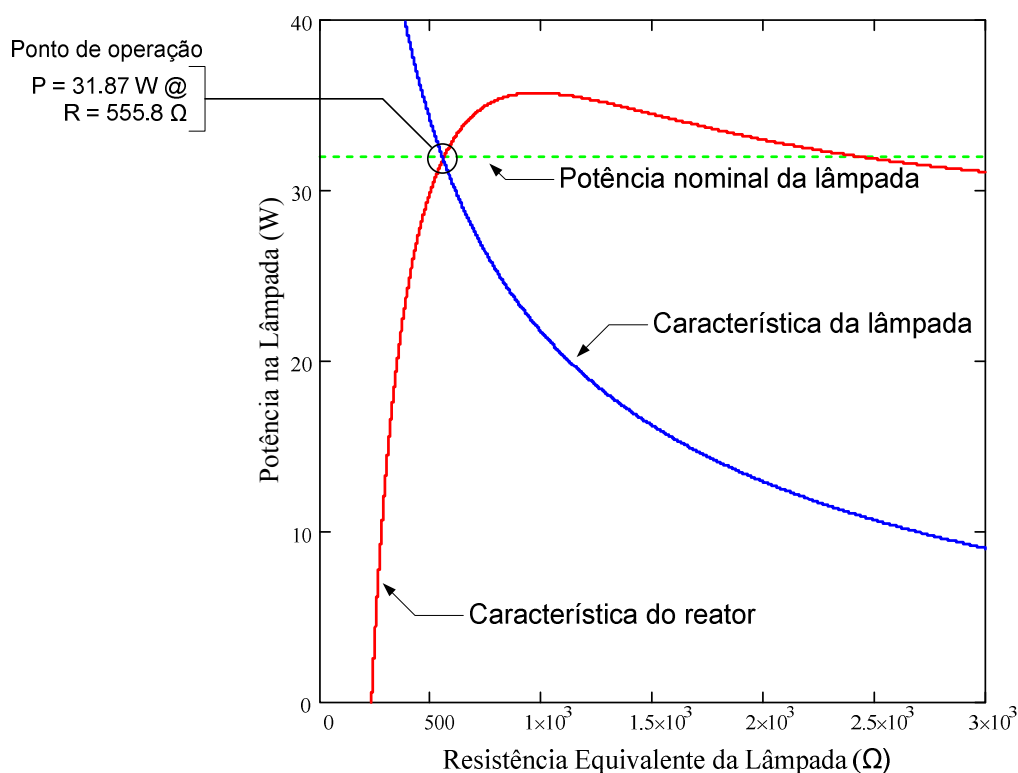


Figura 60 – Ponto de operação do reator.

O modelo teórico prevê valores para frequência, razão cíclica, fator de crista, tensão e corrente na lâmpada e potência para este ponto de operação, que estão compilados na Tabela 3.

TABELA 3 – VALORES ESPERADOS PARA O PROTÓTIPO A PARTIR DO MODELO TEÓRICO

Parâmetro	Valor esperado teórico
Potência de acionamento	31,87 W (cada lâmpada)
Razão cíclica	50,8%
Fator de crista	1,35
Frequência de operação	66 kHz
Corrente eficaz na lâmpada	239 mA
Tensão eficaz na lâmpada	133 V

Estes valores teóricos todos obedecem às restrições que foram estabelecidas para o projeto, na Tabela 2, e serão comparados com o obtido experimentalmente.

## 5.5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo implementado para o acionamento de duas lâmpadas tubulares de 32 W foi construído, como o objetivo de validar a análise teórica e verificar a aplicabilidade do reator no nicho das lâmpadas fluorescentes.

O reator foi alimentado a partir de uma tensão contínua que simula o barramento de 260 V proposto para o sistema dedicado de iluminação, com *ripple* desprezível.

A Figura 61 mostra o protótipo do reator não ressonante de chave única, para duas lâmpadas.

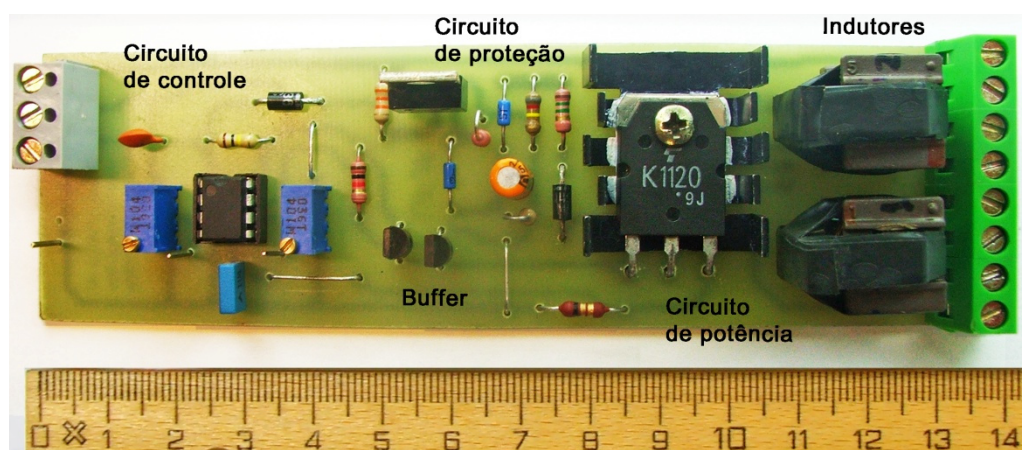


Figura 61 – Fotografia do protótipo do reator (régua em centímetros).

Na Figura 62, o protótipo é mostrado ao lado de um reator comercial auto-oscilante baseado no inversor *half-bridge* ressonante, alimentado em corrente alternada, com correção passiva do fator de potência, para alimentar o mesmo tipo e quantidade de lâmpadas (2 x 32 W). É possível verificar a discrepância no número de componentes.

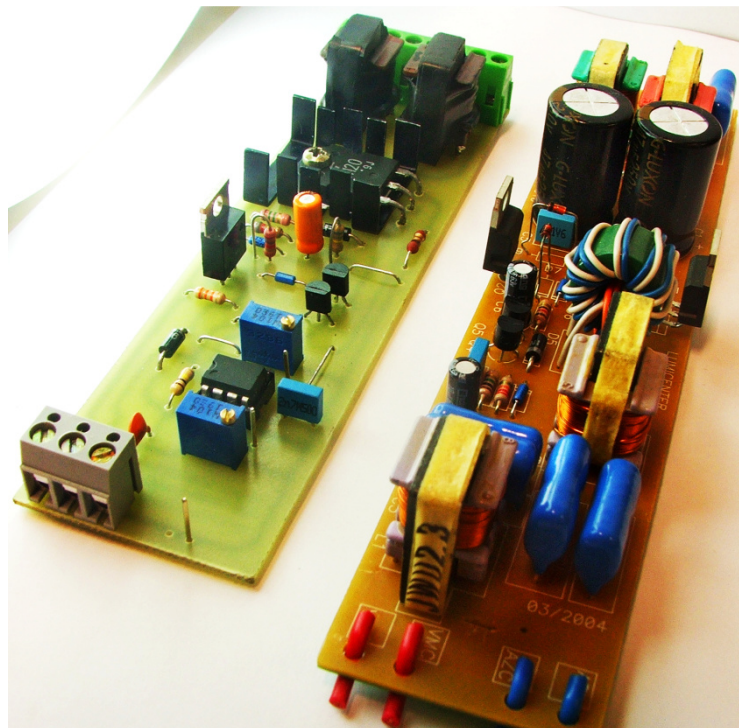


Figura 62 – Comparativo entre o protótipo construído e um reator comercial.

As formas de onda experimentais obtidas para corrente no indutor e na chave, em regime permanente, são mostradas na Figura 63.

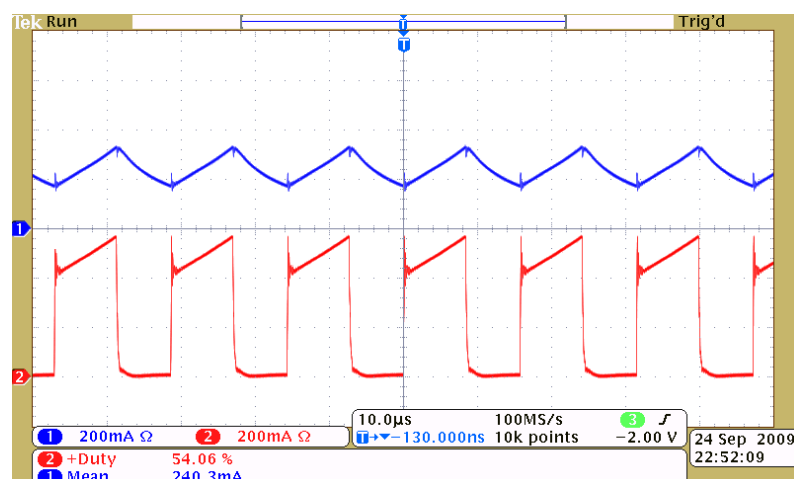


Figura 63 – Correntes no indutor (superior) e chave (inferior). (10  $\mu$ s/div, 200 mA/div)

É possível notar que o valor médio de corrente no indutor é de 240 mA e a razão cíclica da corrente na chave é 54%.

A corrente e tensão sobre uma lâmpada no protótipo são mostradas na Figura 64.

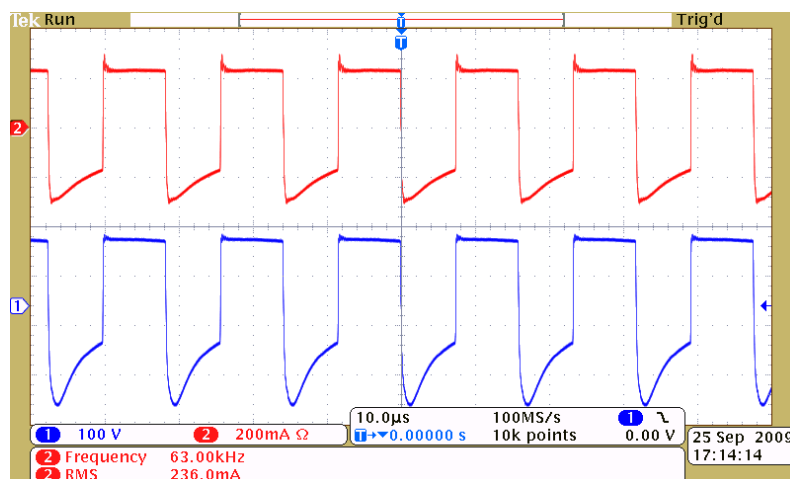


Figura 64 – Corrente numa lâmpada (superior, 200 mA/div) e tensão sobre a mesma lâmpada (inferior, 100V/div). (10 µs/div)

A corrente eficaz através da lâmpada é de 236 mA e seu valor médio é nulo, como desejado e esperado. A tensão apresenta picos de menos que 150 V, tendo valor eficaz próximo a 135 V.

Os valores de parâmetros elétricos obtidos com o protótipo em regime permanente são resumidos na TABELA 4.

TABELA 4 – VALORES EXPERIMENTAIS OBTIDOS COM O PROTÓTIPO

Parâmetro	Valor esperado teórico
Potência de acionamento	31,85 W (uma lâmpada)
Razão cíclica	54%
Fator de crista	1,3
Frequência de operação	63 kHz
Corrente eficaz na lâmpada	236 mA
Tensão eficaz na lâmpada	134,8 V
Potência na entrada do reator	69,58 W
Eficiência geral	91,6%

A Figura 65 mostra o processo de ignição e partida no reator, medido como a tensão sobre uma das lâmpadas.

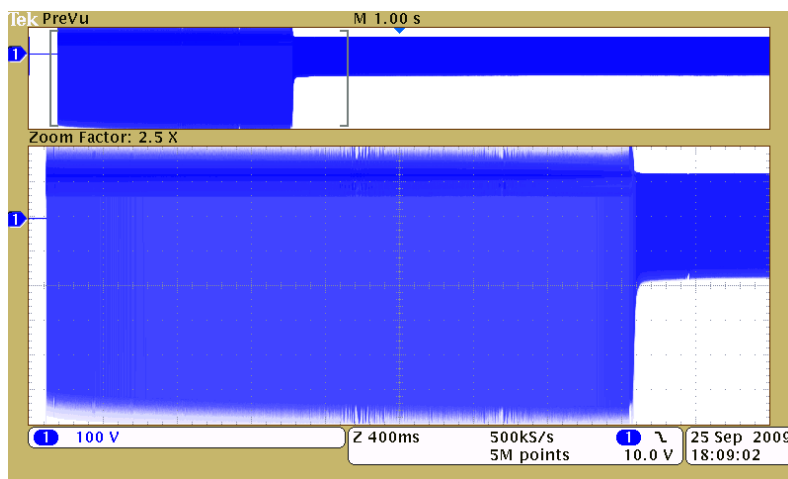


Figura 65 – Processo de ignição (tensão, 100 V/div) de uma lâmpada no reator e transição para o estado estacionário de funcionamento. (400 ms/div)

É visível que a lâmpada sondada na figura entra em ignição com cerca de 500 V nos picos de avalanche do MOSFET, enquanto a outra lâmpada acende logo em seguida, quase instantaneamente (não mostrado na figura), em consequência da queda de tensão sobre a primeira, já acesa.

Para testar o circuito de proteção, foi usada uma lâmpada defeituosa com filamentos intactos. O processo de ignição se estende até que o circuito de proteção comande a cessação das tentativas de acendimento, como mostrado na Figura 66.

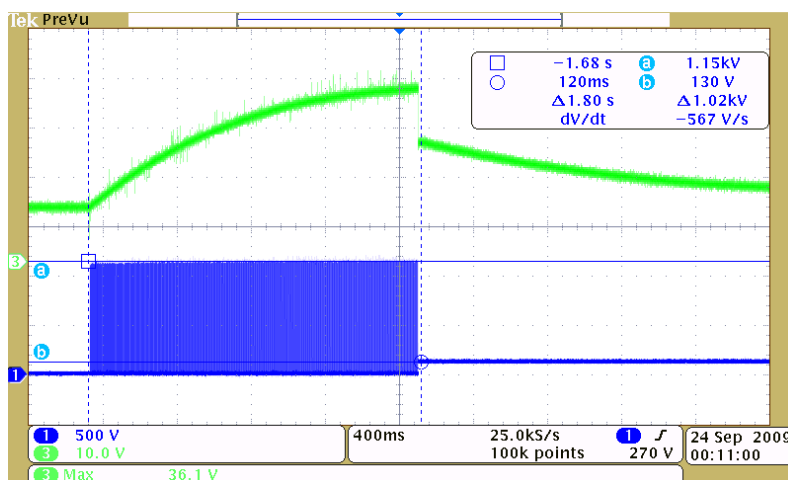


Figura 66 – Tentativa de ignição com lâmpada defeituosa e atuação do circuito de proteção. Traço superior mostra a tensão sobre o capacitor do circuito de proteção (10 V/div), enquanto traço inferior mostra a tensão sobre o dreno do MOSFET (500 V/div). (400 ms/div)

É visível o momento em que o DIAC do circuito de proteção envia o pulso de corrente que faz atracar o SCR, inibindo a oscilação, no instante de descontinuidade da tensão no capacitor. O circuito de proteção atua depois de 2 segundos de tentativas sem sucesso.

## 5.6 – COMPARATIVO DE CUSTOS E VIABILIDADE ECONÔMICA

O custo do sistema de iluminação proposto é uma soma do custo das unidades de reatores ao do retificador central de alto fator de potência que alimenta uma série de luminárias através do barramento CC.

Isoladamente, a instalação de um retificador e poucas unidades pode ser custosa, mas a análise correta a ser feita é entre o sistema equivalente de unidades individuais de reatores eletrônicos convencionais alimentados em corrente alternada e o sistema proposto alimentado em corrente contínua com reatores eletrônicos de baixo custo.

O custo de uma unidade do reator proposto pode ser levantado pela Tabela 5, de acordo com os componentes usados em sua manufatura, em dólares americanos (USD), estimado por pesquisa em sites de eletrônicos no ano de 2010.

TABELA 5 – COMPONENTES E CUSTO DE UMA UNIDADE DO REATOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA PARA DUAS LÂMPADAS DE 32 W

Componente	Qntd.	Custo unit. (USD)	Total (USD)
MOSFET IRFBG20	1	1,15	1,15
Indutor 6,6 mH / 800 mA	2	0,80	1,60
Comparador duplo LM393N (CI)	1	0,21	0,21
SCR MCR100-6	1	0,25	0,25
Diodo rápido 1N4936	2	0,02	0,04
DIAC DB3 32V	2	0,18	0,36
BJT BC548 / BC558	2	0,06	0,12
Resistor 1/2 W	10	0,02	0,20
Capacitor cerâmico	2	0,08	0,16
Capacitor polarizado pequeno	1	0,10	0,10
<b>TOTAL</b>			<b>4,19</b>



Também com base nos componentes que constituem um reator convencional comum de alto fator de potência e alimentado em corrente alternada, tal qual o mostrado na Figura 62, é possível montar a Tabela 6 para o custo final de uma unidade deste tipo de reator, prontamente disponível no mercado, também em dólares.

TABELA 6 – COMPONENTES E CUSTO DE UMA UNIDADE DE REATOR ELETRÔNICO CONVENCIONAL PARA DUAS LÂMPADAS DE 32 W

Componente	Qntd.	Custo unit. (USD)	Total (USD)
Filtro RF pequeno	2	0,60	1,20
Diodo retificador 1N4007	4	0,03	0,12
Capacitor de barramento (Bulk)	2	3,00	6,00
Diodo zener	4	0,27	1,08
DIAC DB3	2	0,18	0,36
Diodo rápido	2	0,02	0,04
MOSFET IRF840	2	1,60	3,20
Toróide (controle auto-oscilante)	1	1,00	1,00
Indutor (filtro ressonante)	2	0,80	1,60
Capacitor poliéster (filtro ressonante)	6	0,90	5,40
Capacitor polarizado pequeno	1	0,10	0,10
BJT BC548	2	0,06	0,12
Capacitor cerâmico	2	0,02	0,04
Resistor 1/2 W	7	0,02	0,14
<b>TOTAL</b>			<b>20,40</b>

O custo isolado de uma unidade do reator não ressonante de chave única é significativamente menor que o custo de um reator eletrônico auto-oscilante convencional de mercado.

Porém, a análise do custo do sistema de iluminação deve também levar em conta o custo de instalação do retificador dedicado que alimentará as unidades em corrente contínua.

O custo de uma unidade de 640 W com correção ativa do fator de potência (usando um CI adequado para correção com conversor *boost*), capaz de alimentar 10 reatores para duas lâmpadas de 32 W, é levantando na Tabela 7.

TABELA 7 – COMPONENTES E CUSTO DE UM RETIFICADOR DE 640 W COM CORREÇÃO DO FATOR

Componente	Qntd.	Custo unit. (USD)	Total (USD)
Filtro RF	2	2,40	4,80
Ponte retificadora	1	2,50	2,50
Indutor do PFC	1	5,00	5,00
MOSFET IRF840	1	1,80	1,80
Transformador pequeno	1	5,00	5,00
Regulador de tensão	1	0,20	0,20
CI de controle PFC (UC3854)	1	6,30	6,30
Capacitor de barramento (Bulk)	3	5,40	16,20
Capacitor polarizado pequeno	4	0,80	3,20
Resistor 1/2 W	25	0,02	0,50
Diodo rápido	4	0,02	0,08
<b>TOTAL</b>			<b>45,58</b>

O custo do sistema todo seria a soma do custo dos reatores não ressonantes associado ao custo do retificador para alimentar a potência instalada.

Todavia, o custo de um retificador para alimentar baixas cargas instaladas é proibitivo, enquanto o custo para várias unidades é diluído e o sistema se torna mais barato que o convencional.

Supondo um sistema de 10 unidades de reatores eletrônicos para duas lâmpadas de 32 W (640 W de carga instalada), o uso do reator comercial acarretaria um custo final de 204 dólares para toda a instalação. O mesmo sistema, se usado o retificador analisado de 640 W em conjunto às unidades de reator não ressonante de chave única, também capazes de acionar duas lâmpadas fluorescentes tubulares de 32 W simultaneamente, resultaria em um custo de 87,48 dólares.

É possível mostrar a redução relativa no custo total pelo gráfico comparativo da Figura 67.

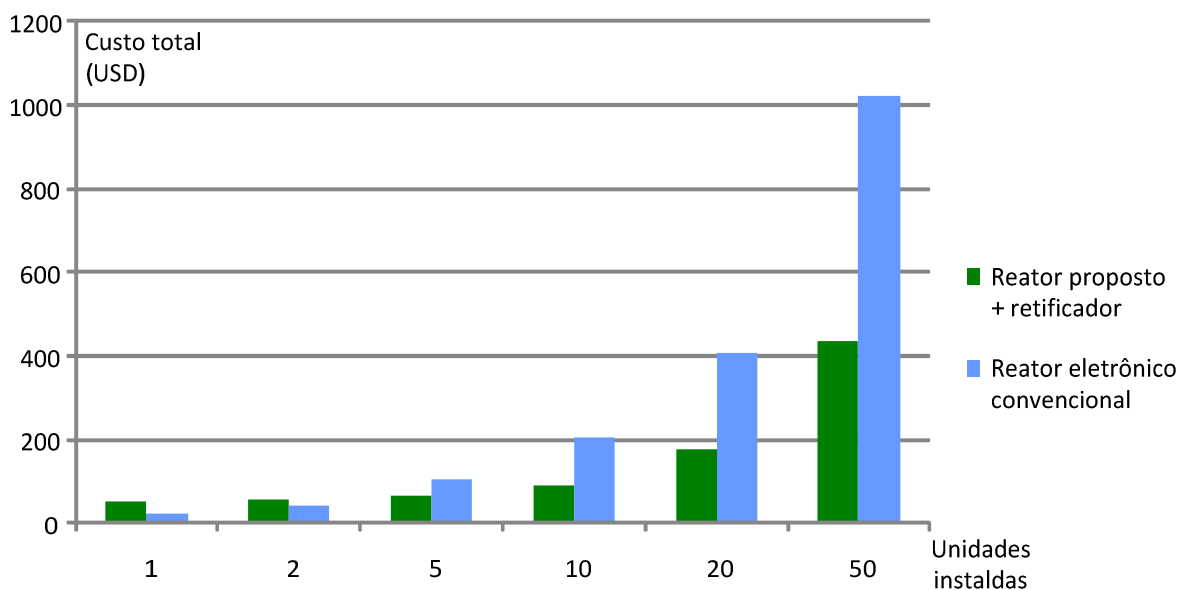


Figura 67 – Comparativo do custo de sistemas idênticos usando tecnologias diferentes de reatores.

O custo do reator proposto, para poucas unidades instaladas, é maior que o da mesma instalação com reatores eletrônicos convencionais, no entanto cresce de forma mais suave, tornando-se mais barato para uma instalação mais ampla.

## 5.7 – CONCLUSÃO

O reator proposto foi analisado de forma minuciosa neste capítulo. Foram frisadas as principais preocupações com o projeto de um reator não ressonante de chave única, como fator de crista, assimetria cíclica da corrente e esforços de ignição. Foi traçada uma metodologia adequada de projeto e um exemplo usando-a de forma a validar a análise teórica proposta.

Os valores experimentais, além de estarem adequados ao acionamento das lâmpadas propostas, também foram muito próximos das estimativas teóricas do modelo. A assimetria da onda foi aceitável, com razão cíclica de 54%, bem próxima a 50%, e com fator de crista até mesmo mais baixo que o valor esperado de uma senóide, 1,4.

A potência das lâmpadas foi muito próxima da nominal (31,85 W) e quase idêntica ao valor esperado pelo modelo teórico, além de o protótipo ter mostrado boa eficiência, de 91,6%, quando alimentado pelo barramento CC de 260 V, incluindo o consumo do circuito de controle.

Apesar da simplicidade e tamanho reduzido do reator, uma das desvantagens, levantada experimentalmente, desta topologia é que o filamento da lâmpada compartilha, durante meio ciclo da ignição, o pico de corrente relativamente alto da chave, 558 mA, que pode ser prejudicial a longo prazo ou sob constantes reignições. Portanto, é importante levar em conta o máximo valor que se quer para este parâmetro de controle,  $i_M$ , para que os eletrodos sejam preservados.

Uma breve análise de custos e viabilidade mostrou que o reator proposto, em conjunto a um retificador de alto fator de potência, é aplicável e viável para instalação em grandes áreas, que exigem grande número de reatores e luminárias.

A adição de um barramento CC na instalação acarreta somente uma pequena alteração no projeto original do sistema de iluminação, no caso de uma instalação já existente. Já o retificador pode ser instalado, por exemplo, num painel de energia ou de disjuntores. Estas são pequenas alterações que devem ser feitas para utilizar o sistema proposto.

## 6 - CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um resumo sobre o funcionamento e aplicação atual da iluminação fluorescente, descrição de modelos elétricos para simulação e cálculo do ponto de operação de reatores eletrônicos e também soluções de eletrônica de potência aplicadas ao acionamento de lâmpadas fluorescentes, com uma análise e experimentação de alternativas não ressonantes às atuais tecnologias de reatores eletrônicos.

Foram analisados diversos modelos dinâmicos e estáticos que descrevem o comportamento elétrico de lâmpadas fluorescentes, no capítulo 3. Foi proposto um modelo estático simples para estas lâmpadas, para ser usado no cálculo do ponto de operação de reatores eletrônicos, que pode ser obtido a partir de dados experimentais e uma equação característica de potência que descreve adequadamente o comportamento elétrico da LFT, tendo boa concordância experimental.

No capítulo 4, foram analisadas as mais diversas topologias de inversores que são usadas no acionamento de lâmpadas fluorescentes tubulares e compactas, que podem funcionar a partir de alimentação da rede ou de outras fontes de energia. Também foi proposta uma nova topologia de inversor não ressonante de chave única, baseado no conversor CC-CC *Ćuk*, que realiza a inversão de uma tensão contínua para uma onda *quasi* quadrada de tensão na carga. Uma análise simplificada foi feita de modo a validar a topologia simulacionalmente.

Uma análise minuciosa foi realizada no capítulo 5 com uma das alternativas não ressonantes de chave única para reatores eletrônicos para iluminação fluorescente, o reator baseado no inversor *buck-boost*. Uma descrição matemática completa do reator foi oferecida, com previsões teóricas sobre parâmetros relevantes da topologia, e uma metodologia de projeto adequada foi traçada para que fosse possível uma implementação prática para o acionamento de duas lâmpadas fluorescentes tubulares de 32 W, associadas em série.

Apesar de algum estudo constar na literatura sobre este inversor aplicado como reator para lâmpadas HID, houve pouco estudo até agora especificamente no acionamento de lâmpadas fluorescentes e também na associação série de lâmpadas e na previsão mais exata do ponto de trabalho.

Os resultados experimentais apresentados para o reator não ressonante de chave única e o sistema de iluminação alimentado em CC proposto foram satisfatórios, tendo sido congruentes com o modelo teórico e tendo obedecido às diretrizes desejáveis de um bom projeto de um reator eletrônico para iluminação fluorescente, como baixo fator de crista da corrente na lâmpada, baixa assimetria, operação em potência nominal, ignição com pré-aquecimento e proteção contra falhas.

A comparação entre o custo de aquisição de um sistema convencional para grandes áreas e o custo de um sistema de iluminação proposto com reatores de baixo custo baseados na topologia de chave única mostraram que é viável a instalação do sistema alimentado em corrente contínua em detrimento do sistema convencional de reatores alimentados em corrente alternada.

Uma das propostas para trabalhos futuros são o estudo mais aprofundado sobre o inversor *Cuk*, na busca de uma descrição teórica mais detalhada, entendimento de suas limitações e vantagens e aplicação mais adequada, através da implementação prática de protótipos de reatores baseados nesta topologia.

Outra proposta é sobre o modelo estático proposto para a lâmpada fluorescente. O modelo de potência proposto pode avançar para algum estudo mais aprofundado, por exemplo, visando a obtenção de um circuito simulável que seja uma boa representação dinâmica da lâmpada fluorescente.

## 6.1 – PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO

Artigos publicados em eventos internacionais:

ALMEIDA, P. S.; SILVA, A. P.; BRAGA, H. A. C. **Contributions to Low-Cost, Nonresonant Electronic Ballasts**. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Viña del Mar, Chile: [s.n.]. 2010. p. 723-729.

ALMEIDA, P. S.; RODRIGUES, C. R. B. S.; BRAGA, H. A. C.; SOARES, G. M.; JORGE, J. M.; PINTO, D. P. **Um Estudo Comparativo de Sistemas de Iluminação Pública: Estado Sólido e Lâmpadas de Vapor de Sódio em Alta Pressão**. IEEE International Conference on Industry Applications (IEEE/IAS 9th INDUSCON). 2010, São Paulo, SP.

Depósitos de patentes:

**ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C.. Sistema de Iluminação Fluorescente Integrado com um Reator Eletrônico Baseado em Inversor Não-Ressonante de Chave Única.** Natureza: invenção. Nº 016090005595, 2009.

## REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, P. S.; SILVA, A. P.; BRAGA, H. A. C. **Contributions to Low-Cost, Nonresonant Electronic Ballasts**. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Viña del Mar, Chile: [s.n.]. 2010. p. 723-729.
- ALONSO, J. M. Electronic Ballasts. In: RASHID, M. **Power Electronics Handbook**. 2. ed. Oxford, UK: Academic Press, 2007. Cap. 22, p. 565-591.
- BATARSEH, I.; WEI, H. Power Factor Correction Circuits. In: RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. 2. ed. Oxford, UK: Academic Press, 2007. Cap. 19, p. 517-541.
- BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M.; GITER, A. **The Simplest Electronic Ballast for HID Lamps**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Jose, CA: [s.n.]. 1996. p. 634-340.
- BEN-YAAKOV, S.; SHVARTSAS, M. **An Electronic Ballast for Fluorescent Lamps with No Series Passive Elements**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Anaheim, CA: [s.n.]. 2001. p. 670-675.
- BRITO, M. A. G. D. **Pré-Regulador Retificador Boost com Controle Digital por Valores Médios, para Sistema de Iluminação Fluorescente Multi- Lâmpadas, Utilizando Dispositivo FPGA e VHDL**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). UNESP. Ilha Solteira. 2008.
- CARDOSO, H. H. **Modelo Exponencial Visando Simulação do Comportamento Elétrico da Lâmpada Fluorescente no PSpice**. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, MG. 2003.
- CARDOSO, H. H.; MARQUES, R. N.; BRAGA, H. A. C. **Parameter Estimation for a New Pspice Fluorescent Lamp Model Based on the Exponential Function**. IEEE/IES International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 500-505.
- CERVI, M. et al. **Fluorescent Lamp Model Employing Tangent Approximation**. IEEE 36th IAS Annual Meeting. Chicago: [s.n.]. 2001.
- CERVI, M. et al. **Fluorescent Lamp Model Based on the Equivalent Resistance Variation**. IEEE 37th IAS Annual Meeting. Pittsburgh, PA: [s.n.]. 2002. p. 680-684.
- COROMINAS, E. L. et al. **A Novel Low Cost Two-Stage Electronic Ballast for 250W High Pressure Mercury Vapor Lamps Based on Current-Mode-Controlled Buck-Boost Inverter**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Anaheim, CA: [s.n.]. 2001. p. 676-682.
- FLESCH, P. **Light and Light Sources**. 1. ed. Berlim: Springer, 2006.
- GARCÍA-GARCÍA, J. **Balastos Electrónicos No Resonantes para Lámparas de Alta Intensidad de Descarga: Aportaciones en el Circuito de Arranque y en las**



**Etapas de Calentamiento y Régimen Permanente.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidad de Oviedo. Gijón. 2003.

GARCIA-GARCIA, J. et al. **Non-Resonant, Quasi-Square Wave, High-Frequency Inverter for HID Lamps Operation from a DC Bus.** IEEE/IAS Industry Applications Conference. Salt Lake City, UT: [s.n.]. 2003. p. 332-338.

GARCIA-GARCIA, J. et al. Minimization of Acoustic Resonances in HID Lamps: Analysis and Comparison of Power Harmonics Content in High Frequency Non-Resonant Inverters. **IEEE Transactions in Power Electronics**, Novembro 2005. 1467-1479.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRFBG20 HEXFET Power MOSFET.** Folha de Dados do Componente (Datasheet). [S.I.].

KANE, R.; SELL, H. **Revolution in Lamps: A Chronicle of 50 Years of Progress.** 2. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001. ISBN ISBN 0-88173-351-2.

MADER, U.; HORN, P. **A Dynamical Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps.** IEEE IAS Annual Meeting. Houston, TX: [s.n.]. 1992. p. 1928-1934.

MARQUES, R. N. **Iluminação Fluorescente e Reatores Eletrônicos.** Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, MG. 2001.

MATTOS, L. S. et al. **An Electronic DC Lighting System Based on Series Association of Fluorescent Lamps and Single-Switch Ballasts.** IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON). Recife, PE: [s.n.]. 2006.

MATTOS, L. S. et al. **Feasibility Investigation of a DC Lighting System Based on the Series Association of Fluorescent Lamps Driven by Single-Switch Ballasts.** Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación. Gijón: [s.n.]. 2006.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. **Power Electronics.** 3. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.

NERONE, L. R. Novel Self-Oscillating Class E Ballast for Compact Fluorescent Lamps. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, p. 175-183, Março 2001.

POLONSKII, M.; SEIDEL, Á. R. **Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescente.** 1. ed. Ijuí: Editora Unijuí, 2008.

PONCE, M. et al. **Electronic Ballast for HID Lamps with High Frequency Square Waveform to Avoid Acoustic Resonances.** Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Anaheim, CA: [s.n.]. 2001. p. 658-663.

RICO-SECADES, M. et al. **A Low Cost Electronic Ballast for a 36 W Fluorescent Lamp Based on Current-Mode-Controlled Boost Inverter: Design Example for a**

Greenhouse Application with a 120 DC Bus Power Distribution. IEEE/IAS Industry Applications Conference. Roma: [s.n.]. 2000. p. 3445-3451.

RICO-SECADES, M. et al. Complete Low-Cost Two-Stage Electronic Ballast for 70-W High-Pressure Sodium Vapor Lamp Based on Current-Mode-Controlled Buck-Boost Inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Maio-Junho 2005. 728-734.

SEIDEL, Á. R. **Técnicas de Projeto para o Reator Eletrônico Auto-Oscilante Empregando Ferramentas de Controle**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, RS. 2004.

WAKABAYASHI, F. T. **Reatores Eletrônicos para Sistemas de Iluminação com Múltiplas Lâmpadas Tubulares Fluorescentes com Controle de Luminosidade, Elevada Eficiência e Elevado Fator de Potência**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). UNESP. Ilha Solteira, SP. 2003.

WAKABAYASHI, F. T.; CANESIN, C. A. **A New Model for Tubular Fluorescent Lamps Operated at High Frequencies for Dimmable Applications**. IEEE/IES International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 490-494.

## APÊNDICE A – RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS EM ENSAIO COM LÂMPADA FLUORESCENTE DE 32 W

Os dados experimentais obtidos com a lâmpada fluorescente OSRAM FO 32W/640 Cool White com o intuito de levantar o modelo de potência utilizado no projeto do reator não ressonante de chave única são mostrados abaixo.

A lâmpada foi sazoadada por 100 horas antes de ser ensaiada, em alta frequência, com reator eletrônico ressonante do tipo *half-bridge*, alimentada em corrente senoidal. A tensão de entrada foi variada para recolher os diversos pontos de operação mostrados.

Potência	Tensão	Corrente
36,19 W	131,10 V	279,07 mA
34,10 W	130,79 V	263,46 mA
32,13 W	132,71 V	244,85 mA
30,04 W	135,46 V	224,48 mA
28,05 W	138,36 V	205,42 mA
26,06 W	141,68 V	186,59 mA
24,02 W	145,37 V	167,95 mA
22,05 W	148,79 V	150,86 mA
20,01 W	151,64 V	134,67 mA
18,06 W	155,62 V	118,71 mA
16,09 W	158,53 V	104,06 mA
14,01 W	163,09 V	88,28 mA
12,13 W	167,34 V	74,93 mA
10,08 W	168,60 V	62,26 mA
8,12 W	169,74 V	50,44 mA
5,79 W	171,10 V	39,76 mA

**ANEXO A – ARTIGO PUBLICADO NO IEEE/IES INTERNATIONAL  
CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY 2010**

**ANEXO B – PATENTE DO “SISTEMA DE ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE INTEGRADO COM UM REATOR ELETORNICO BASEADO EM INVERSOR NÃO RESSONANTE DE CHAVE ÚNICA”**