

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

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE
REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS
FLUORESCENTES SEM ELETRODOS
EMPREGANDO A TÉCNICA DE INTEGRAÇÃO DE
CONVERSORES**

TESE DE DOUTORADO

Marcelo Freitas da Silva

Santa Maria, RS, Brasil

2012

PPGEE / UFSM, RS

DA SILVA, Marcelo Freitas

Doutor

2012

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE REATORES
ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES SEM
ELETRODOS EMPREGANDO A TÉCNICA DE
INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES**

Marcelo Freitas da Silva

Tese Apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Nederson do Prado

Santa Maria, RS, Brasil

2012

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo autor.

Da Silva, Marcelo Freitas

DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES SEM ELETRODOS EMPREGANDO A TÉCNICA DE INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES / Marcelo Freitas da Silva.- 2012.

250 p.; 30 cm

Orientador: Ricardo Nederson do Prado

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2012.

1. Lâmpadas fluorescentes sem eletrodos 2. Conversores estáticos
3. Integração de conversores 4. Correção de fator de potência

I. Nederson do Prado, Ricardo II.

Título.

© 2012

Todos os direitos autorais reservados a Marcelo Freitas da Silva e Ricardo Nederson do Prado. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Fernando Ferrari, 1820 / ap 201. CEP: 97050-800 Bairro: N. S. Lourdes, Santa Maria, RS. Fone: (0xx)55 3225-1749; email: marcelo@gedre.ufsm.br

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE REATORES
ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES SEM
ELETRODOS EMPREGANDO A TÉCNICA DE INTEGRAÇÃO DE
CONVERSORES**

elaborada por
Marcelo Freitas da Silva

como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Ricardo Nederson do Prado, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

José Marcos Alonso Álvarez, Dr.
(Universidade de Oviedo - Espanha)

Walter Kaiser, Dr. (USP)

Álysson Raniere Seidel, Dr. (UFSM)

Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 30 de novembro de 2012.

*A minha amada esposa Cristianne Giacomini,
pelo teu grande amor e companheirismo.
Ao meu filho Pedro Giacomini da Silva,
amor e presente divino.
Vocês são a razão do meu viver.*

Aos meus pais,

Antônio Mendes da Silva e Izolita de Freitas da Silva,

por minha vida e formação moral.

Pelo apoio, carinho e por me ensinarem na prática,

a cada dia, o real valor da honestidade,

do caráter, do amor e do respeito.

À minha irmã Rita de Cássia e sua família, pela amizade e apoio desde sempre.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Ricardo Nederson do Prado pela amizade, pela confiança nas minhas capacidades, por ter me ensinado, orientado, sempre transmitindo segurança no desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores Marco Antônio Dalla Costa, Tiago Bandeira Marchesan, Fábio Ecke Bisogno e Álysson Ranieri Seidel pela troca de experiências e pelas orientações dadas dentro do GEDRE.

Ao Grupo de Inteligência em Iluminação – GEDRE e por todas as pessoas que se esforçaram para tornar este grupo referência no estudo de sistemas eletrônicos para iluminação.

Ao professor José Marcos Alonso Álvarez e aos demais membros do grupo CE3I2 da Universidad de Oviedo, na Espanha, pelo apoio e dedicação durante o tempo em que realizei meu estágio de doutorado naquela instituição, e pela amizade que construímos.

Agradeço aos colegas engenheiros Gustavo W. Denardin, Rafael Adaime Pinto, Carlos H. Barriuello, André Luís Kirsten, Vitor Cristiano Bender, Diogo Vargas, Jackson Hansen, Juliano P. Lopes, Marcelo R. Cosetin, Paulo César V. Luz, Rafael C. Beltrame e a todos os demais que sempre proporcionaram apoio na amizade e na discussão de questões técnicas.

Aos engenheiros(as) Jeferson Fraytag, Natália Braun Chagas, Marson Eduardo Schlittler, Ricardo Nunes Marchesan e Veridiane Rosa, pela dedicação no auxílio para o desenvolvimento deste trabalho. Aos demais alunos de graduação do GEDRE pelo apoio e amizade demonstrados.

Aos professores membros da banca de meu exame de qualificação e da banca de minha defesa final, que prestaram valiosas contribuições a este trabalho.

Aos servidores do Colégio Técnico Industrial de Santa Maria, NUPEDEE e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pelos ensinamentos e suporte para a realização deste trabalho. À Universidade Federal de Santa Maria, pela oportunidade da realização de um curso de pós-graduação e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.

RESUMO

Tese de Doutorado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES SEM ELETRODOS EMPREGANDO A TÉCNICA DE INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES

AUTOR: MARCELO FREITAS DA SILVA

ORIENTADOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO

Local da Defesa e Data: Santa Maria - RS, 30 de novembro de 2012.

Este trabalho apresenta o projeto e o desenvolvimento de uma família de reatores eletrônicos obtidos através da técnica de integração de conversores estáticos, aplicados à alimentação de lâmpadas fluorescentes sem eletrodos (LFSE). O acionamento deste tipo de lâmpada é realizado a partir de efeitos eletromagnéticos, sem a necessidade de eletrodos. Em virtude disso, as LFSE apresentam, dentre as demais lâmpadas de descarga, uma longa vida útil associada a uma baixa depreciação do fluxo luminoso, representando uma alternativa atraente para sistemas de iluminação. Visando obter circuitos eletrônicos capazes de proporcionar o funcionamento satisfatório da LFSE, faz-se necessário o desenvolvimento de um modelo elétrico capaz de descrever o comportamento da mesma. Tal modelo desenvolvido nesse trabalho contempla, não só o comportamento estático da lâmpada em diferentes pontos de operação, como também suas perdas magnéticas envolvidas. Em virtude das características magnéticas das LFSE, a frequência de operação desse tipo de sistema deve ser elevada, com o objetivo de reduzir o volume dos elementos indutivos, evitando o sombreamento causado pelos mesmos. Com isso, propõem-se um conjunto de sistemas eletrônicos capazes de realizar o acionamento eficiente da lâmpada. O estudo de tais sistemas tem por finalidade estabelecer relações e comparações quanto ao comportamento e as limitações impostas pelos mesmos. Neste trabalho, o controle da potência entregue a lâmpada também foi analisado. No final, os resultados experimentais são apresentados no intuito de validar o projeto desenvolvido.

Palavras-chave: Integração de Conversores, Lâmpadas Fluorescentes sem Eletrodos, Reatores Eletrônicos, Controle de Intensidade Luminosa.

ABSTRACT

Doctoral Thesis
Post-Graduation Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria

DEVELOPMENT OF AN ELECTRONIC BALLAST FAMILY TO FEED ELECTRODELESS FLUORESCENT LAMPS APPLYING THE INTEGRATION TECHNIQUE OF CONVERTERS

AUTHOR: MARCELO FREITAS DA SILVA

ADVISOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO

Place and Date: Santa Maria - RS, November 30th, 2012.

This paper presents the design and development of an electronic ballasts family obtained through the use of the integration technique of converters for feeding the electrodeless fluorescent lamps (EFL). This type of lamp is driven by electromagnetic effects and because of this the electrodes are eliminated. Thus, the EFL has longer lifetime associated with low lumen depreciation representing an alternative to lighting systems among other discharge lamps. It is necessary to develop an electrical model capable of describing the behavior of the lamp in order to design electronic circuits to provide a good operation. In this work, the developed model includes not only, the lamp static behavior at different operating points, but also the magnetic losses involved. Because of the EFL magnetic characteristics, the operation frequency of this type of system has to be high in order to reduce the size of inductive elements avoiding the glare. Due to this, it is proposed a set of electronic systems for feeding the lamp in an efficient way. The systems are studied to establish relationships regarding the behavior and limitations imposed by them. This work also presents the power control delivered to the lamp. Finally, experimental results are presented in order to validate the developed project.

Keywords: Integration Technique of Converters, Electrodeless Fluorescent Lamps, Electronic Ballasts, Luminous Intensity Control (Dimming Control).

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 1

Figura 1.1 - Espectro de radiação eletromagnética. Em detalhe, a radiação visível ao olho humano.....	2
Figura 1.2 - Esquema elétrico de um reator eletromagnético convencional.	6
Figura 1.3 - Patentes Históricas de Lâmpadas <i>Electrodeless</i>	10
Figura 1.4 - Philips QL.....	12
Figura 1.5 - GE Genura, LFSE de indução com bobina interna.....	13
Figura 1.6 - AMKO Solara 400 W – dimensões 15,8 x 104,9 cm (Solara, 2012).....	13
Figura 1.7 - Osram Sylvania Endura.....	14

Capítulo 2

Figura 2.1 – Princípio de funcionamento de uma lâmpada fluorescente tubular.	1
Figura 2.2 – Redução percentual de mercúrio nas LF entre 1980 e 2008 (Raposo, 2001).	2
Figura 2.3 – LFSE com bobinas externas.	5
Figura 2.4 – Dimensões das LFSE em mm (h – 75, b- 139) -. 70 e 100 W (1 – 315) – 150 W (1 – 415.).	6
Figura 2.5 – Vida útil x % de fluxo luminoso para algumas lâmpadas comerciais (Roberts, 2012).	7
Figura 2.6 - IRC de diferentes lâmpadas comerciais (Lights of the Rockies, 2008).	8
Figura 2.7 - Comparativo entre sistemas de iluminação de túneis (Wencheng, 2008).	8
Figura 2.8 – Eficiência luminosa das lâmpadas em condições fotópica e escotópica.	9
Figura 2.9 – Relação entre Fluxo luminoso relativo por tempo (Godyak, 1998).	10
Figura 2.10 – LFSE acionada a 60 Hz (Eckert, 1974)	12
Figura 2.11 – Diagrama de Classificação de Descargas RF em Lâmpadas(Wharmby, 1993).	13
Figura 2.12 – Gráfico da quantidade de lumens (relativos) por corrente (Long et al, 2006).	15
Figura 2.13 - Fotos do Sistema de Iluminação do Metro de Madri.	18
Figura 2.14 - Túnel na cidade de São Paulo (Andrade, 2009).	18
Figura 2.15 – LFSE sem revestimento (Shinji e Akinori, 2005).	19
Figura 2.16 – Laço <i>B-H</i> (sem escalas).	23
Figura 2.17 – Componentes das perdas no núcleo magnético.....	24

Figura 2.18 – Experimento para obtenção do laço $B-H$	24
Figura 2.19 – Formas de onda teóricas de $i_1(t)$ e $v_2(t)$, atingindo o estado de saturação (sem escalas).....	25
Figura 2.20 – Formas de ondas experimentais de $i_1(t)$ e $v_2(t)$	28
Figura 2.21 – Laço $B-H$ para o núcleo da LFSE Endura - 100 W.....	29
Figura 2.22 – Fotos do experimento desenvolvido.....	31
Figura 2.23 – Experimento para obtenção das perdas totais no núcleo magnético.....	32
Figura 2.24 – Formas de ondas experimentais no enrolamento primário do núcleo.....	33
Figura 2.25 – Comportamento das perdas relacionadas ao núcleo magnético.....	34
Figura 2.26 – Curva V-I de uma LSFE Endura/OSRAM 100W.....	37
Figura 2.27 – (a) Modelo elétrico equivalente das LFSE. (b) Modelo com os parâmetros da lâmpada referidos ao primário. (c) Modelo simplificado das LFSE considerando a lâmpada e os parâmetros do núcleo. (d) Modelo simplificado das LFSE.....	40
Figura 2.28 – Diagrama fasorial da LFSE. (Sem escala).....	40
Figura 2.29 – Protótipo para a obtenção dos dados experimentais.....	42
Figura 2.30 – Potência ativa e reativa da LFSE em função de V_{BUS}	46
Figura 2.31 – Tensão e corrente eficaz da LFSE em função de V_{BUS}	46
Figura 2.32 – Impedância da LFSE e ϕ_1 em função de V_{BUS}	47
Figura 2.33 – R_{lamp} e C_{lamp} em função de V_{BUS}	47
Figura 2.34 – P_{core} total em função da tensão eficaz da LFSE.....	48
Figura 2.35 – R_{lamp} em função da potência ativa da LFSE.....	49
Figura 2.36 – R_{core} de acordo com a potência ativa da lâmpada.....	50
Figura 2.37 – C_{lamp} em função da potência ativa da lâmpada.....	51
Figura 2.38 – R_{eq} versus P da LFSE para diferentes frequências.....	52
Figura 2.39 – C_{lamp} versus P da LFSE para diferentes frequências.....	52
Figura 2.40 – L_{eq} versus P da LFSE para diferentes frequências.....	53
Figura 2.41 – Modelo de simulação da LFSE. (a) Potência Ativa (P). (b) Resistência do Plasma (R_{lamp}). (c) Resistência do Núcleo (R_{core}). (d) Capacitância da lâmpada (C_{lamp}).	54
Figura 2.42 – Erros de Potência Ativa e Aparente.....	58
Figura 2.43 – Erros de Tensão (V_1) e corrente (I_1) na LFSE.....	59
Figura 2.44 – Erros de Potência Ativa no Núcleo e lâmpada.....	59
Figura 2.45 – Erros de ângulos de fase ϕ_1	59

Figura 2.46 – Erro médio percentual dos dados simulados.....	60
Figura 2.47 – Resultados Experimentais e de simulações para tensão e corrente na LFSE para diferentes tensões de barramento. Escalas de Tensão: Vertical: 250 V/div. Escalas de Corrente: Vertical: 1 A/div. Horizontal: 2 μ s/div. (a) Experimental para 300 V. (b) Simulado para 300 V. (c) Experimental para 220 V. (d) Simulado para 220 V. (e) Experimental para 140 V. (f) Simulado para 140 V.....	61

Capítulo 3

Figura 3.1 – Ganho de potência referente à frequência de operação.....	3
Figura 3.2 – Inversor <i>Half-Bridge Simétrico</i> com as principais formas de onda.....	8
Figura 3.3 – Inversor <i>Half-Bridge</i> assimétrico com as principais formas de onda.....	9
Figura 3.4 – Inversor <i>Full-Bridge</i> com as principais formas de onda.....	10
Figura 3.5 – Inversor <i>Push-Pull</i> com as principais formas de onda.....	11
Figura 3.6 – Filtro LC série.....	13
Figura 3.7 – Filtro L série C paralelo.....	13
Figura 3.8 – Filtro LC série LC paralelo.....	14
Figura 3.9 – Filtro LC Série C paralelo.....	15
Figura 3.10 – Resposta da potência na lâmpada, na partida e em regime, com relação ao ângulo \emptyset	19
Figura 3.11 – Resposta da capacitância C_p , com relação ao ângulo de defasagem \emptyset	20
Figura 3.12 – Resposta de L_s em relação ao ângulo de defasagem \emptyset	20
Figura 3.13 – Tensão e corrente durante a ignição da LFSE. Canal 1: Tensão (500 V/div). Canal 2: Corrente (1 A/div). Escala Horizontal: 200 μ s/div.....	21
Figura 3.14 – Tensão e corrente em regime da LFSE. Canal 1: Tensão (200 V/div). Canal 2: Corrente (1 A/div). Escala Horizontal: 2 μ s/div.....	22
Figura 3.15 – Ângulo da impedância da carga ressonante em relação à variação de potência23	

Capítulo 4

Figura 4.1 – Tensão e corrente de um circuito retificador com capacitor de barramento (sem escalas).....	2
Figura 4.2 – Filtro <i>Valley-Fill</i> clássico.....	3
Figura 4.3 – Forma de onda da tensão no barramento.....	4

Figura 4.4 – Estágios de operação do filtro <i>Valley-Fill</i>	5
Figura 4.5 – Conversor <i>Buck PFC</i>	8
Figura 4.6 – Conversor <i>Boost PFC</i>	9
Figura 4.7 – Conversor <i>Buck-Boost PFC</i>	10
Figura 4.8 – Conversor <i>SEPIC</i>	11
Figura 4.9 – Conversor <i>Ćuk</i>	11
Figura 4.10 – Conversor <i>Zeta</i>	13
Figura 4.11 – <i>Conversor Flyback</i>	13
Figura 4.12 – Representação equivalente para conversores <i>PFC</i> operando em <i>DCM</i>	14
Figura 4.13 – Faixa de variação de luminosidade da LFSE para condição <i>DCM</i>	18

Capítulo 5

Figura 5.1 – Estágios para o acionamento de lâmpadas fluorescentes	2
Figura 5.2 – Tipos de conexões entre os interruptores	7
Figura 5.3 – Sistema <i>Buck-Boost</i> com o inversor <i>Half-Bridge</i> antes e após a integração	9
Figura 5.4 – Principais formas de onda da topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	10
Figura 5.5 – Etapa 1 - Topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	11
Figura 5.6 – Etapa 2 - Topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	11
Figura 5.7 – Etapa 3 - Topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	11
Figura 5.8 – Etapa 4 - Topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	12
Figura 5.9 – Etapa 5 - Topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	12
Figura 5.10 – Etapa 6 - Topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	13
Figura 5.11 – Sistema eletrônico <i>SEPIC</i> com o inversor <i>Half-Bridge</i> antes e após a integração	14
Figura 5.12 – Principais formas de onda da topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	15
Figura 5.13 – Etapa 1 - Topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	16
Figura 5.14 – Etapa 2 - Topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	16
Figura 5.15 – Etapa 3 - Topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	17
Figura 5.16 – Etapa 4 - Topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	17
Figura 5.17 – Etapa 5 - Topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	17
Figura 5.18 – Etapa 6 - Topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	18
Figura 5.19 – Sistema eletrônico <i>Ćuk</i> com o inversor <i>Half-Bridge</i> antes e após a integração.....	20
Figura 5.20 – Principais formas de onda da topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i>	21

Figura 5.21 – Etapa 1 - Topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i>	22
Figura 5.22 – Etapa 2 - Topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i> para $iL\acute{C}uk(1) + iL\acute{C}uk(2) > iF$	22
Figura 5.23 – Etapa 2 - Topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i> para $iL\acute{C}uk(1) + iL\acute{C}uk(2) < iF$	23
Figura 5.24 – Etapa 3 - Topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i>	23
Figura 5.25 – Etapa 4 - Topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i>	24
Figura 5.26 – Etapa 5 - Topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i>	24
Figura 5.27 – Etapa 6 - Topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i>	25
Figura 5.28 – Etapa 7 - Topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i>	25
Figura 5.29 – Sistema eletrônico <i>Zeta</i> com o inversor <i>Half-Bridge</i> antes e após a integração	26
Figura 5.30 – Principais formas de onda da topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	27
Figura 5.31 – Etapa 1 - Topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	28
Figura 5.32 – Etapa 2 - Topologia <i>Zeta Half-Bridge</i> para $iLZet(1) + iLZet(2) > iF$	29
Figura 5.33 – Etapa 2 - Topologia <i>Zeta Half-Bridge</i> para $iLZet(1) + iLZet(2) < iF$	29
Figura 5.34 – Etapa 3 - Topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	30
Figura 5.35 – Etapa 4 - Topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	30
Figura 5.36 – Etapa 5 - Topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	31
Figura 5.37 – Etapa 6 - Topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	31
Figura 5.38 – Etapa 7 - Topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	32
Figura 5.39 – Sistema eletrônico <i>Flyback</i> com o inversor <i>Half-Bridge</i> não integrado	33
Figura 5.40 – Sistema eletrônico <i>Flyback Half-Bridge</i> com célula de SC	34
Figura 5.41 – Sistema eletrônico <i>Flyback Half-Bridge</i> com célula de ST.....	34
Figura 5.42 – Principais formas de onda da topologia <i>Flyback Half-Bridge</i>	35
Figura 5.43 – Etapa 1 - Topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> ST.....	35
Figura 5.44 – Etapa 2 - Topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> ST para $iLFly(P) > iF$	36
Figura 5.45 – Etapa 2 - Topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> ST para $iLFly(P) < iF$	36
Figura 5.46 – Etapa 3 - Topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> ST.....	37
Figura 5.47 – Etapa 4 - Topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> ST.....	37
Figura 5.48 – Etapa 5 - Topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> ST.....	38
Figura 5.49 – Etapa 6 - Topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> ST	38
Figura 5.50 – Etapa 7 - Topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> ST	38
Figura 5.51 – Sistema eletrônico <i>Boost</i> com o inversor <i>Half-Bridge</i> antes e após a integração	39
Figura 5.52 – Principais formas de onda da topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	40

Figura 5.53 – Etapa 1 - Topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	41
Figura 5.54 – Etapa 2 - Topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	41
Figura 5.55 – Etapa 3 - Topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	41
Figura 5.56 – Etapa 4 - Topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	42
Figura 5.57 – Etapa 5 - Topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	42
Figura 5.58 – Etapa 6 - Topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	42
Figura 5.59 – Etapa 7 - Topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	43
Figura 5.60 – Formas de onda da corrente média de saída do estágio <i>PFC</i>	44
Figura 5.61 – Filtro LC	46
Figura 5.62 – Ganho de tensão para o filtro LC, para diferentes ξ ($\omega C = 25$ kHz).....	47
Figura 5.63 – Formas de onda da corrente do estágio <i>PFC</i> e do estágio <i>PC</i>	48
Figura 5.64 – Corrente no interruptor compartilhado para célula de sobrecorrente.....	49
Figura 5.65 – Número de elementos para cada sistema proposto.....	52
Figura 5.66 – Esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado	53

Capítulo 6

Figura 6.1 – <i>Driver</i> de acionamento dos interruptores	3
Figura 6.2 – Sinais de acionamento dos interruptores $S_{1,3}$ e S_2 (sem escalas).....	4
Figura 6.3 – Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. Canal 1: Tensão (250 V/div.), Canal 2: Corrente (2 A/div.), Canal M: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. Canal 1: Tensão (250 V/div.), Canal 2: (b) e (d) Corrente (2 A/div.), (f) Corrente (1 A/div.). Canal M: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	8
Figura 6.4 – Fator de potência e <i>THD</i> de corrente para diferentes razões cíclicas.....	9
Figura 6.5 – Rendimento e potências da topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i> para diferentes razões cíclicas.....	9
Figura 6.6 – Corrente do indutor L_{BB} . Canal 2: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	9
Figura 6.7 – Tensão e corrente no interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (250 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.) Escala Horizontal: (4 ms/div.)	10
Figura 6.8 – Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i> e a norma <i>IEC 61000-3-2</i>	10

Figura 6.9 – Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. <i>Canal 1</i> : Tensão (250 V/div.), <i>Canal 2</i> : Corrente (2 A/div.), <i>Canal M</i> : Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. <i>Canal 1</i> : Tensão (200 V/div.), <i>Canal 2</i> : Corrente (1 A/div.). <i>Canal M</i> : Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	12
Figura 6.10 – Corrente no diodo D_{SEP} . <i>Canal 2</i> : Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	12
Figura 6.11 – Fator de potência e <i>THD</i> da corrente de entrada para diferentes razões cíclicas	13
Figura 6.12 – Análise de rendimento e potências da topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	13
Figura 6.13 – Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. <i>Canal 1</i> : Tensão (250 V/div.). <i>Canal 2</i> : Corrente (2 A/div.). Escala Horizontal: (4 ms/div.)	13
Figura 6.14 – Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i> e a norma <i>IEC 61000-3-2</i>	14
Figura 6.15 – Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. Escala Horizontal: (2 μ s/div.). Todos: <i>Canal 1</i> : Tensão (250 V/div.), <i>Canal 2</i> : Corrente (1 A/div.). <i>Canal M</i> : Potência (200 W/div.).....	15
Figura 6.16 – Corrente do diodo D_{Cuk} . <i>Canal 2</i> : Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	16
Figura 6.17 – Fator de potência e <i>THD</i> da corrente de entrada para diferentes razões cíclicas	16
Figura 6.18 – Análise de potências e de rendimento da topologia <i>Cuk Half-Bridge</i>	17
Figura 6.19 – Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. <i>Canal 1</i> : Tensão (250 V/div.). <i>Canal 2</i> : Corrente (2 A/div.) Escala Horizontal: (4 ms/div.)	17
Figura 6.20 – Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia <i>Cuk Half-Bridge</i> e a norma <i>IEC 61000-3-2</i>	17
Figura 6.21 – Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. <i>Canal 1</i> : Tensão (250 V/div.), <i>Canal 2</i> : Corrente (2 A/div.), <i>Canal M</i> : Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. <i>Canal 1</i> : Tensão (250 V/div.), <i>Canal 2</i> : Corrente (1 A/div.). <i>Canal M</i> : Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	19

Figura 6.22 – Corrente do diodo D_{Zet} . Canal 2: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	20
Figura 6.23 – Fator de potência e THD da corrente de entrada para diferentes razões cíclicas	20
Figura 6.24 – Análise de potências e de rendimento da topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	20
Figura 6.25 – Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (250 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.) Escala Horizontal: (4 ms/div.).....	21
Figura 6.26 – Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia <i>Zeta Half-Bridge</i> e a norma IEC 61000-3-2.....	21
Figura 6.27 – Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. Canal 1: Tensão (250 V/div.), Canal 2: Corrente (2 A/div.), Canal M: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. Canal 1: Tensão (250 V/div.), Canal 2: Corrente (1 A/div.). Canal M: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	23
Figura 6.28 – Corrente do diodo D_{Fly} . Canal 2: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	23
Figura 6.29 – Fator de potência e THD da corrente de entrada para diferentes razões cíclicas	24
Figura 6.30 – Análise de potências e de rendimento da topologia <i>Flyback Half-Bridge ST</i>	24
Figura 6.31 – Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (250 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.) Escala Horizontal: (4 ms/div.).....	24
Figura 6.32 – Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia <i>Flyback Half-Bridge</i> e a norma IEC 61000-3-2	25
Figura 6.33 – Formas de onda experimentais. (a) - Tensão, corrente e potência de entrada. Canal 1: Tensão (100 V/div.), Canal 2: Corrente (2 A/div.), Canal M: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b) - Tensão, corrente e potência na LFSE. Canal 1: Tensão (200 V/div.), Canal 2: Corrente (500 mA/div.). Canal M: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	26
Figura 6.34 – Corrente do diodo D_{Boost} . Canal 2: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	26
Figura 6.35 – Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (100 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.). Escala Horizontal: (4 ms/div.)	27

Figura 6.36 – Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia <i>Boost Half-Bridge</i> e a norma <i>IEC 61000-3-2</i>	27
Figura 6.37 – Tensão na LFSE durante a partida. <i>Canal 1</i> : Tensão (500 V/div.). Escala Horizontal: (200 μ s/div.).....	28
Figura 6.38 – Corrente na LFSE durante a partida. <i>Canal 2</i> : Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (200 μ s/div.).....	28
Figura 6.39 – Rendimento obtido para os diferentes sistemas eletrônicos analisados	29
Figura 6.40 – <i>THD</i> da corrente de entrada obtido para os diferentes sistemas eletrônicos analisados	30
Figura 6.41 – Fator de potência obtido para os diferentes sistemas eletrônicos analisados ..	30
Figura 6.42 – Formas de onda experimentais. (a) - Tensão, corrente e potência de entrada. <i>Canal 1</i> : Tensão (250 V/div.), <i>Canal 2</i> : Corrente (2 A/div.), <i>Canal M</i> : Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b) - Tensão, corrente e potência na LFSE. <i>Canal 1</i> : Tensão (250 V/div.), <i>Canal 2</i> : Corrente (1 A/div.). <i>Canal M</i> : Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).....	32
Figura 6.43 – Comparativo entre as topologias <i>SEPIC</i> integrado e não integrado ao inversor <i>Half-Bridge</i>	32
Figura 6.44 – Fotos da operação da lâmpada em pontos, aproximados, de máxima e mínima potência	33

Apêndice 1

Figura A1.1 – Definição de Fluxo Luminoso.....	2
Figura A1.2 – Definição de Iluminância.....	3
Figura A1.3 – Definição de Luminância.....	3
Figura A1.4 – Constituição básica do sistema ocular humano.....	8
Figura A1.5 – Segmento da retina humana	9
Figura A1.6 – Distribuição dos cones e bastonetes na retina.....	10
Figura A1.7 – Picos de sensibilidade de cada tipo de cone presente na retina	11
Figura A1.8 – Curvas V'_λ , V_λ da sensibilidade espectral do olho humano e os valores de fluxo luminoso correspondentes.....	12
Figura A1.8 – Tempo de reação humano na identificação das características de diferentes objetos, sob diferentes fontes de luz e níveis de luminosidade.....	16

Figura A1.10 – Distribuição espectral de uma lâmpada fluorescente	17
Figura A1.11 – Distribuição espectral das lâmpadas em relação ao espectro de potência ...	18
Figura A1.12 – Valor do investimento necessário para cada sistema de iluminação nas diferentes condições visuais.....	22
Figura A1.13 – Custo de cada tipo de lâmpada, em um período de 10 anos, tanto em condições visuais fotópicas, quanto em condições escotópicas.....	23

LISTA DE TABELAS

Capítulo 2

Tabela 2.1 - Questionário aplicado aos motoristas (LFSE x HPS).....	9
Tabela 2.2 - Parâmetros experimentais	28
Tabela 2.3 - Coeficientes de $B_{SUP}(H)$ e $B_{INF}(H)$	29
Tabela 2.4 - Dados de tensão eficaz e potência ativa no núcleo magnético	33
Tabela 2.5 - Tabela de dados obtidos para o modelamento da LFSE.....	44
Tabela 2.6 - Coeficientes da equação de R_{lamp}	48
Tabela 2.7 - Coeficientes da equação de R_{core}	49
Tabela 2.8 - Coeficientes da equação de C_{lamp}	50
Tabela 2.9 - Comparação para Potência, Tensão e Corrente na LFSE.	57
Tabela 2.10 - Comparação entre as potências ativa do núcleo e lâmpada.	58

Capítulo 3

Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do filtro LCC.....	18
Tabela 3.2 – Parâmetros experimentais do filtro LCC	21

Capítulo 4

Tabela 4.1 - Comparativo entre os conversores analisados	19
--	----

Capítulo 5

Tabela 5.1 Tensão máxima sobre o interruptor compartilhado.....	50
---	----

Capítulo 6

Tabela 6.1 – Parâmetros iniciais de projeto	2
Tabela 6.2 – Componentes do circuito de acionamento dos interruptores	3
Tabela 6.3 – Parâmetros experimentais da topologia <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	7
Tabela 6.4 - Parâmetros experimentais da topologia <i>SEPIC Half-Bridge</i>	10
Tabela 6.5 - Parâmetros experimentais da topologia <i>Ćuk Half-Bridge</i>	14
Tabela 6.6 - Parâmetros experimentais da topologia <i>Zeta Half-Bridge</i>	18
Tabela 6.7 - Parâmetros experimentais da topologia <i>Flyback Half-Bridge</i>	22
Tabela 6.8 - Parâmetros experimentais da topologia <i>Boost Half-Bridge</i>	25
Tabela 6.9 - Parâmetros experimentais da topologia <i>SEPIC</i> não integrado.....	31

LISTA DE ABREVIATURAS

Capítulo 1

LF	Lâmpada Fluorescente
LFSE	Lâmpada Fluorescente Sem Eletrodos (singular ou plural)
LPS	Vapor de Sódio de Baixa Pressão (<i>Low Pressure Sodium</i>)
HPS	Vapor de Sódio de Alta Pressão (<i>High Pressure Sodium</i>)
IRC	Índice de Reprodução de Cores
RF	Radio Frequência
AC	Corrente Alternada (<i>Alternative Current</i>)
EMI	Interferência Eletromagnética (<i>Eletromagnetic Interference</i>)
HID	Descarga de Alta Pressão (<i>High Intensity Discharge</i>)
OEM	<i>Original Equipment Manufacturer</i>
VM	Vapor de mercúrio

Capítulo 2

NEMA	<i>National Electrical Manufacturers Association</i>
UV	Radiação Ultravioleta
LED	Diodo Emissor de Luz (<i>Light Emitting Diode</i>)
EEDF	<i>Electron Energy Distribution Function</i>

Capítulo 3

ZVS	Comutação em Zero de Tensão (<i>Zero Voltage Switching</i>)
-----	---

Capítulo 4

INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
ANEEL	Agência Nacional Energia Elétrica
PFC	Correção de Fator de Potência (<i>Power Factor Correction</i>)
DCM	Modo de Condução Descontínuo (<i>Discontinuous Conduction Mode</i>)
CCM	Modo de Condução Contínuo (<i>Continuous Conduction Mode</i>)
CrCM	Modo de Condução Crítico (<i>Critical Conduction Mode</i>)
SEPIC	<i>Single-Ended Primary Inductance Converter</i>

Capítulo 5

PC	Controle de potência (<i>Power Control</i>)
SC	Sobrecorrente
ST	Sobretensão

Apêndice 1

FC	Fator de Crista
<i>BF</i>	<i>Ballast Factor</i>
<i>ICI</i>	<i>International Comission on Illumination</i>
<i>SPD</i>	Distribuição do Espectro de Potência, <i>Spectral Power Distribution</i>
MH	Vapor Metálico (<i>Metal Halide</i>)
CBA	Congresso Brasileiro de Automação
INDUSCON	Conference on Industry Applications

Apêndice 2

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Comission</i>
<i>ANSI</i>	<i>American National Standards Institute</i>
NBR	Norma Brasileira Regulamentadora
C.A.	Corrente Alternada
F.P.	Fator de Potência

LISTA DE SÍMBOLOS

Capítulo 1

km/s	Quilômetros por Segundo
cm	Centímetros
nm	Nanômetros
Hz	Hertz
MHz	Megahertz
GHz	Gigahertz
W	Watts
K	Kelvin
°C	Graus Celsius

Capítulo 2

atm	Pressão em Atmosferas
Pa	Pascal
Ca	Cálcio
Ba	Bário
Hg	Mercúrio
Sr	Estrôncio
A	Ampere
Kr	Criptônio
BiInHg	Bismútio, Índio e Mercúrio
<i>EEDF</i>	Função de Distribuição de Energia de Elétrons (<i>Electron Energy Distribution Function</i>)
P_{core}	Perdas no Material Magnético
B	Indução Magnética
P_h	Perdas por Histerese
T	Tesla
k_H	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
B_{SAT}	Densidade do Fluxo Magnético no Instante de Saturação do Material
f	Frequência do Campo Magnético
$MnZn$	Maganês – Zinco
$NiZn$	Níquel – Zinco
g	Gramas
$i_1(t)$	Corrente no Enrolamento Primário
$v_2(t)$	Tensão Medida na Bobina Exploratriz
N_2	Número de Espiras da Bobina Exploratriz
L_M	Comprimento Médio do Núcleo Toroidal
N_1	Número de Espiras do Enrolamento Primário
\emptyset	Fluxo Magnético do núcleo magnético das LFSE

A_T	Área Transversal do Núcleo Magnético
W_H	Energia Relacionada ao Ciclo de Histerese no Núcleo Magnético
Φ_N	Fluxo Magnético Nominal Máximo
V_{LP}	Tensão Eficaz Aplicada sobre a LFSE
f_{LP}	Frequência Aplicada sobre a LFSE
B_N	Densidade de Fluxo Nominal Máxima
$B_{SUP}(H)$	Curva de Fluxo Nominal Superior
$B_{INF}(H)$	Curva de Fluxo Nominal Inferior
P_{CO}	Potência Ativa Total Consumida pelo Núcleo Magnético
V_1	Tensão na LFSE
I_1	Corrente na LFSE
N	Número de Espiras
R_{lamp2}	Resistência do Plasma
X_{lamp2}	Reatância Paralelo
L_{eq}	Indutância de Magnetização
R_{lamp}	Resistência do Plasma
R_{core}	Perdas no Ferro
C_{lamp}	Capacitância da Lâmpada
X_{lamp}	Reatância da Lâmpada
L_{core}	Indutância de Magnetização
I_0	Corrente Magnetizante
I_{Lcore}	Corrente Indutiva Magnetizante
I_{Rcore}	Corrente Ativa Magnetizante
I_2	Corrente da Lâmpada
I_{Clamp}	Corrente Capacitiva da Lâmpada
I_{Rlamp}	Corrente Ativa do Plasma
Φ_1	Defasagem entre Tensão e Corrente das LFSE
V_{BUS}	Fonte de Tensão Contínua
f	Frequência de Operação
P	Potência Ativa
S	Potência Aparente
Q	Potência Reativa
R_{eq}	Resistência Equivalente da LFSE Referida ao Primário
X_{Leq}	Reatância Equivalente
L_{eq}	Indutância Equivalente
L_{CO}	Bobina Externa
$R_{lamp}(P)$	Resistência do Plasma em Função da Potência Ativa da LFSE
$R_{core}(P)$	Resistência do Núcleo em Função da Potência Ativa da LFSE
$C_{lamp}(P)$	Capacitância da LFSE em Função da Potência Ativa da LFSE
$V(1)$	Tensão Aplicada na LFSE
$V(1,2)$	Parte Real da Corrente da LFSE, Referida ao Primário
$V(4)$	Potência Ativa na LFSE
$I(V)$	Sensor de Corrente na LFSE
G_1	Fonte de Corrente com Magnitude igual a Potência Instantânea da LFSE
R_1	Resistência de Constante de Tempo

C_1	Capacitância de Constante de Tempo
E_1	Fonte de Tensão com Magnitude igual a Resistência da LFSE em Relação à Potência Ativa
E_3	Fonte de Tensão com Magnitude igual a Multiplicação da Resistência da LFSE e a Corrente da mesma
R	Resistor
G_4	Fonte de Corrente com Magnitude igual à Corrente Drenada pela Resistência do Núcleo
E_2	Fonte de Tensão com Magnitude igual ao Modelo da Capacitância da LFSE
G_2	Fonte de Corrente com Magnitude igual à Tensão sobre a LFSE
G_3	Fonte de Corrente com Magnitude igual à Corrente Reativa da LFSE
P_{plasma}	Potência Ativa do Plasma

Capítulo 3

f_S	Frequência de Comutação
f_R	Frequência de Ressonância
Z_L	Carga do Inversor
S_2	Interruptor do Inversor <i>Half-Bridge</i>
S_3	Interruptor do Inversor <i>Half-Bridge</i>
C_S	Capacitor Série
L_S	Indutor Série
R	Resistência
$G(j\omega)$	Ganho de Tensão do Filtro
C_P	Capacitor Paralelo
C_{EQ}	Capacitor Equivalente
V_{AC}	Valor da Componente Fundamental de Tensão Aplicada ao Filtro
D_f	Razão Cíclica da tensão aplicada ao filtro ressonante
Z_S	Impedância Série
Z_P	Impedância Paralela
Z_T	Impedância Equivalente
\emptyset	Ângulo de Defasagem entre a Componente Fundamental da Tensão Aplicada ao Filtro e a Corrente do mesmo
P_{LP}	Potência Média do Circuito

Capítulo 4

V_{PK}	Tensão de Pico da Rede
C_{B1}	Capacitor
C_{B2}	Capacitor
D_E	Diodo
D_G	Diodo
D_A	Diodo
D_D	Diodo
L_{Buck}	Indutor <i>Buck</i>

D_{Buck}	Diodo <i>Buck</i>
C_{BUS}	Capacitor de Barramento
V_G	Tensão da Rede
$ V_G $	Tensão Retificada da Rede
L_{Boost}	Indutor <i>Boost</i>
D_{Boost}	Diodo <i>Boost</i>
S_1	Interruptor do Estágio <i>PFC</i>
L_{BB}	Indutor <i>Buck-Boost</i>
D_{BB}	Diodo <i>Buck-Boost</i>
$L_{SEP(1)}$	Indutor <i>SEPIC</i> 1
$L_{SEP(2)}$	Indutor <i>SEPIC</i> 2
D_{SEP}	Diodo <i>SEPIC</i>
C_A	Capacitor Intermediário do <i>SEPIC</i>
$L_{Cuk(1)}$	Indutor $\acute{C}uk_1$
$L_{Cuk(2)}$	Indutor $\acute{C}uk_2$
D_{Cuk}	Diodo $\acute{C}uk$
C_A	Capacitor Intermediário do $\acute{C}uk$
C_Z	Capacitor Intermediário do <i>Zeta</i>
D_{Zet}	Diodo <i>Zeta</i>
$L_{Zet(1)}$	Indutor <i>Zeta</i> 1
$L_{Zet(2)}$	Indutor <i>Zeta</i> 2
$L_{Fly(P)}$	Indutor <i>Flyback</i> P
$L_{Fly(S)}$	Indutor <i>Flyback</i> S
D_{Fly}	Diodo <i>Flyback</i>
R_x	Carga Equivalente Resistiva
i_x	Corrente Média de Entrada
DT_S	Tempo de Condução
L_{eq}	Indutância Equivalente da Topologia
D	Razão Cíclica de operação
T_S	Período de Comutação
P_G	Potência do Modelo Equivalente
T_R	Período da Rede
$i_Y(\omega t)$	Corrente de Saída do Estágio <i>PFC</i>
R_Y	Resistência Equivalente de Saída das Topologias
D_{MAX}	Limite Superior de Razão Cíclica
V_{BUS_MIN}	Tensão Mínima de Barramento
$V_{BUS}(P_{LP})$	Nível de Tensão Contínua de Barramento em Relação à Potência Fornecida à LFSE

Capítulo 5

D_{PFC}	Diodo do Estágio <i>PFC</i>
D_{PC}	Diodo do Estágio <i>PC</i>
$S_{1.3}$	Interruptor Compartilhado
i_F	Corrente do Filtro Ressonante LCC

D_I	Diodo Intrínseco de S_3 , anterior à integração
i_{LBB}	Corrente no Indutor L_{BB}
D_F	Diodo Intrínseco de S_2
$i_{LSEP(1)}$	Corrente no Indutor $L_{SEP(1)}$
$i_{LSEP(2)}$	Corrente no Indutor $L_{SEP(2)}$
i_{ripple}	Oscilação de Corrente
i_R	Corrente Residual
C_Z	Capacitor Intermediário da Topologia <i>Zeta</i>
i_{LBOOST}	Corrente no Indutor L_{BOOST}
D_J	Diodo Intrínseco de S_J , anterior à integração
$\langle i_Y(t) \rangle$	Corrente Média de Saída do Estágio <i>PFC</i>
I_O	Corrente Média de Saída
$G(\omega)$	Ganho de Tensão do Filtro Ressonante
ζ	Coefficiente de Amortecimento do Circuito
ω_C	Frequência de Corte do Filtro de Entrada
L_F	Indutor de Filtro de Entrada
C_F	Capacitor de Filtro de Entrada
k	Contador Inteiro
\emptyset	Ângulo entre Componente Fundamental da Tensão e Corrente do Filtro Ressonante
ρ	Número Máximo de Comutações Dentro de um Período de Rede
$i_{S_{1,3}}(t)$	Corrente no Interruptor $S_{1,3}$ em Função do Tempo
$i_{S_{1,3}RMS}$	Corrente RMS no Interruptor $S_{1,3}$
$i_F(t)$	Corrente no Filtro em Função do Tempo
$V_{S_{1,3}}(t)$	Tensão sobre o Interruptor Compartilhado em Função do Tempo

Capítulo 6

Apêndice 1

lm	Lúmen
cd	Candela
lm/W	Eficácia Luminosa (Lúmens por Watt)
lx	Lux
cd/m ²	Luminância
\emptyset	Lúmens Fotópicos
P_λ	Potência em Determinado Comprimento de Onda
V_λ	Eficácia no Comprimento de Onda Específico
d_λ	Incremento do Comprimento de Onda
\emptyset'	Lúmens Escotópicos
V'_λ	Eficácia no Comprimento de Onda Específico
kWh	Quilowatt-Hora

LISTA DE APÊNDICES

Apêndice 1.....

CONCEITOS LUMINOTÉCNICOS E PERCEPÇÃO VISUAL

Apêndice 2.....

NORMAS TÉCNICAS RELACIONADAS A REATORES E LÂMPADAS
FLUORESCENTES

SUMÁRIO

Capítulo 1

GERAÇÃO DE LUZ E HISTÓRICOS DAS LÂMPADAS FLUORESCENTES.....	1
1.1 Introdução	1
1.2 Geração de Luz.....	1
1.3 Conceitos Básicos das Lâmpadas Fluorescentes.....	5
1.4 Históricos das Lâmpadas Fluorescentes	7
1.4.1 Histórico Lâmpadas Fluorescentes com Eletrodos.....	7
1.4.2 Histórico das Lâmpadas Fluorescentes sem Eletrodos	9
1.5 Conclusão.....	14

Capítulo 2

LÂMPADAS FLUORESCENTES.....	1
2.1 Introdução	1
2.2 Lâmpada Fluorescente com Eletrodos.....	1
2.2.1 Partes da Lâmpada Fluorescente e suas Funções.....	3
2.2.2 Eletrodos.....	4
2.3 Lâmpadas Fluorescentes sem Eletrodos de Indução	5
2.3.1 Características Elétricas e Construtivas Gerais.....	6
2.3.2 Temperatura de Operação.....	10
2.3.3 Composição Química no Interior da LFSE	11
2.3.4 Frequência de Operação e Coeficiente de Acoplamento.....	11
2.3.5 Processo de Partida, Descargas e Operação em Regime	13
2.3.6 Características Ambientais das LFSE	16
2.3.7 Exemplos de Aplicação de LFSE.....	17
2.3.8 Especificações Técnicas e Perdas do Núcleo Magnético	19

2.3.8.1 Perdas no Núcleo Magnético da LFSE.....	21
2.3.8.2 Perdas Histeréticas do Núcleo Magnético	24
2.3.8.3 Resultados Experimentais.....	26
2.3.9 Perdas Totais do Núcleo Magnético.....	30
2.3.10 Resultados Experimentais	30
2.3.11 Análise das Perdas do Núcleo Magnético.....	32
2.4 Modelagem das Lâmpadas Fluorescentes	33
2.5 Modelo do Circuito Elétrico Equivalente da LFSE.....	38
2.6 Medições e Equacionamento do Modelo	38
2.7 Modelo Implementado no Programa OrCAD/PSpice	50
2.7.1 Cálculo da Potência Ativa Entregue a Lâmpada (P):.....	51
2.7.2 Modelo da Resistência da Lâmpada Referida ao Primário (R_{lamp}):	51
2.7.3 Modelo da Resistência Equivalente do Núcleo (R_{core}):	52
2.7.4 Modelo da Capacitância da Lâmpada Referida ao Primário (C_{lamp}):	52
2.8 Análise Comparativa entre Simulação e Resultados Experimentais	53
2.9 Conclusão	57

Capítulo 3

CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA, INVERSOR E FILTRO RESSONANTE .	1
3.1 Introdução.....	1
3.2 Controle de Intensidade Luminosa para Lâmpadas Fluorescentes.....	1
3.2.1 Técnica de Variação da Frequência de Comutação dos Interruptores	3
3.2.2 Técnica de Variação da Razão Cíclica	5
3.2.3 Técnica de Variação da Frequência Natural do Filtro Ressonante	6
3.2.4 Técnica de Variação da Tensão do Barramento.....	6
3.2.5 Técnica <i>Burst-Mode</i>	8
3.3 Principais Inversores.....	8
3.3.1 Inversor Meia Ponte (<i>Half-Bridge</i>) Simétrico	8

3.3.2 Inversor Meia Ponte (<i>Half-Bridge</i>) Assimétrico.....	8
3.3.3 Inversor Ponte Completa (<i>Full-Bridge</i>).....	10
3.3.4 Inversor <i>Push-Pull</i>	10
3.4 Filtros Ressonantes	11
3.4.1 Filtro LC Série	12
3.4.2 Filtro L Série C Paralelo	13
3.4.3 Filtro LC Série LC Paralelo	13
3.4.4 Filtro LC série C paralelo	14
3.5 Projeto do Filtro Ressonante LC Série C Paralelo	17
3.6 Resultados Experimentais do Filtro Ressonante LC Série C Paralelo	21
3.7 Comportamento do Filtro Ressonante LC Série C Paralelo em Relação à Variação de Potência.....	22
3.8 Conclusão	23

Capítulo 4

PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA	1
4.1. Introdução.....	1
4.2. Técnicas de Correção do Fator de Potência	1
4.2.1. Soluções Passivas	2
4.2.1.1. Filtro <i>Valley-Fill</i>	3
4.2.1.2. Filtro <i>Charge-Pump</i>	5
4.2.2. Soluções Ativas	6
4.3. Pré-Reguladores de Fator de Potência (<i>PFC – Power Factor Corretion</i>).....	6
4.3.1. Conversor <i>Buck</i>	7
4.3.2. Conversor <i>Boost</i>	8
4.3.3. Conversor <i>Buck- Boost</i>	9
4.3.4. Conversor <i>SEPIC</i>	10

4.3.5. Conversor <i>Cuk</i>	11
4.3.6. Conversor <i>Zeta</i>	11
4.3.7. Conversor <i>Flyback</i>	12
4.4. Modelo Elétrico Equivalente <i>DCM</i>	13
4.4.1. Limites de Razão Cíclica para Operação em <i>DCM</i>	17
4.5. Comparativo Geral entre os Conversores Analisados	19
4.6. Conclusão	20

Capítulo 5

ANÁLISE DA INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES.....	1
5.1 Introdução.....	1
5.2 Estágios para o Acionamento de LFSEs	1
5.2.1 Filtro de Interferência Eletromagnética.....	2
5.2.2 Retificação	2
5.2.3 Correção do Fator de Potência.....	3
5.2.4 Inversor	3
5.2.5 Filtro Ressonante para Controle de Potência.....	3
5.3 Integração de Estágios de Alimentação	4
5.4 Metodologia de Integração.....	4
5.4.1 Tipos de Integração de Estágios.....	5
5.5 Sistemas Eletrônicos Integrados para LFSEs.....	7
5.5.1 Sistema Eletrônico <i>Buck-Boost Half-Bridge</i> Integrado.....	8
5.5.1.1 Etapas de Operação.....	9
Etapa 1 ($t_0 - t_1$):.....	10
Etapa 2 ($t_1 - t_2$):.....	11
Etapa 3 ($t_2 - t_3$):.....	11
Etapa 4 ($t_3 - t_4$):.....	11

Etapa 5 (t4 - t5):.....	12
Etapa 6 (t5 - t6):.....	12
5.5.1.2 Determinação dos Elementos <i>Buck-Boost</i>	13
5.5.2 Sistema Eletrônico <i>SEPIC Half-Bridge</i> Integrado.....	13
5.5.2.1 Etapas de Operação.....	14
Etapa 1 (t0 - t1):.....	15
Etapa 2 (t2 - t3):.....	15
Etapa 3 (t2 - t3):.....	15
Etapa 4 (t3 - t4):.....	16
Etapa 5 (t4 - t5):.....	16
Etapa 6 (t5 - t6):.....	17
5.5.2.2 Determinação dos Elementos do <i>SEPIC</i>	17
5.5.3 Sistema Eletrônico <i>Ćuk Half-Bridge</i> Integrado.....	18
5.5.3.1 Etapas de Operação.....	19
Etapa 1 (t0 - t1):.....	19
Etapa 2 (t1 - t2):.....	21
Etapa 3 (t2 - t3):.....	22
Etapa 4 (t3 - t4):.....	23
Etapa 5 (t4 - t5):.....	23
Etapa 6 (t5 - t6):.....	23
Etapa 7 (t6 - t7):.....	24
5.5.3.2 Determinação dos Elementos do <i>Ćuk</i>	24
5.5.4 Sistema Eletrônico <i>Zeta Half-Bridge</i> Integrado.....	25
5.5.4.1 Etapas de Operação.....	26
Etapa 1 (t0 - t1):.....	27
Etapa 2 (t1 - t2):.....	27
Etapa 3 (t2 - t3):.....	28

Etapa 4 (t3 - t4).....	29
Etapa 5 (t4 - t5):.....	30
Etapa 6 (t5 - t6):.....	30
Etapa 7 (t6 - t7):.....	30
5.5.4.2 Determinação dos Elementos do <i>Zeta</i>	31
5.5.5 Sistema Eletrônico <i>Flyback Half-Bridge</i> Integrado	32
5.5.5.1 Etapas de Operação <i>Flyback ST</i>	33
Etapa 1 (t0 - t1).....	34
Etapa 2 (t1 - t2).....	35
Etapa 4 (t3 - t4).....	36
Etapa 5 (t4 - t5).....	36
Etapa 6 (t5 - t6).....	37
Etapa 7 (t6 - t7).....	37
5.5.5.2 Determinação dos Elementos do <i>Flyback</i>	38
5.5.6 Sistema Eletrônico <i>Boost Half-Bridge</i> Integrado.....	38
5.5.6.1 Etapas de Operação.....	39
Etapa 1 (t0 - t1).....	40
Etapa 2 (t1 - t2).....	41
Etapa 3 (t2 - t3).....	41
Etapa 4 (t3 - t4).....	41
Etapa 5 (t4 - t5).....	42
Etapa 6 (t5 - t6).....	42
Etapa 7 (t6 - t7).....	42
5.5.6.2 Determinação do Elemento do <i>Boost</i>	43
5.6 Análise do Capacitor de Barramento C_{BUS}	43
5.7 Análise do Filtro de Entrada.....	45
5.8 Análise dos Esforços Sobre o Interruptor Compartilhado S1.3	48

5.8.1 Célula de Sobrecorrente.....	48
5.8.2 Célula de Sobretensão	50
5.9 Comparativo Geral entre os Sistemas Eletrônicos Integrados Propostos	52
5.10 Conclusão	53

Capítulo 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS	1
6.1 Introdução	1
6.2 Parâmetros Iniciais de Projeto e Componentes Padrões.....	1
6.3 Circuito para Acionamento dos Interruptores	2
6.4 Considerações Sobre os Elementos Magnéticos	4
6.5 Projeto e Resultados Experimentais das Topologias Propostas	6
6.5.1 Sistema <i>Buck-Boost Half-Bridge</i>	6
6.5.2 Sistema <i>SEPIC Half-Bridge</i>	11
6.5.3 Sistema <i>Ćuk Half-Bridge</i>	14
6.5.4 Sistema <i>Zeta Half-Bridge</i>	18
6.5.5 Sistema <i>Flyback Half-Bridge</i> (Sobretensão)	21
6.5.6 Sistema <i>Boost Half-Bridge</i>	25
6.6 Resultados Durante a Partida da LFSE	28
6.7 Comparativo Final	29
6.8 Dificuldades Encontradas Durante o Desenvolvimento Experimental.....	33
6.9 Conclusão	35

Conclusão Final.....

Trabalhos Futuros.....

Referências Bibliográficas.....

Apêndice 1.....

A1.1 Introdução..... 01

A1.2 Conceitos Luminotécnicos 01

A1.3 Percepção Visual Humana..... 06

A1.4 Conclusão 26

Apêndice 2.....

A2.1 Introdução..... 01

A2.2 Normas Técnicas..... 01

A2.3 Leis e Portarias Relacionadas ao Risco Ambiental do Descarte para LF 05

A2.4 Conclusão 06

Trabalhos Desenvolvidos pelo Doutorando.....

P.1 Introdução 01

P.2 Artigos em Periódicos..... 01

P.3 Artigos Publicados em Congressos Nacionais e Internacionais..... 03

P.4 Disciplinas Cursados e Creditadas 07

P.5 Projetos de Financiamento Aprovados 08

P.6 Artigos Publicados em Jornadas de Pesquisa e Mostras Científicas 09

INTRODUÇÃO

A crescente necessidade de desenvolver sistemas elétricos cada vez mais econômicos, com um reduzido impacto ambiental, tem direcionado a evolução dos equipamentos no sentido de reduzir o consumo de energia e aumentar sua vida útil.

Com isso, surge o conceito de eficiência energética, que consiste no aumento da eficiência com que a energia, principalmente elétrica, é utilizada nos mais diversos setores da sociedade. Uma área de constante evolução refere-se aos sistemas de iluminação, os quais têm a função de criar condições necessárias de visão, conforto e segurança.

Os atuais sistemas de iluminação representam uma ampla parcela no consumo de energia elétrica mundial. Em 2011, cerca de 20% da energia total gerada no planeta foi consumida em iluminação artificial (*Royal Philips Electronics*, 2011). Em virtude disso, o desenvolvimento de novas lâmpadas e dispositivos mais eficientes para sua alimentação tem sido a principal busca por pesquisadores dessa área.

A pesquisa e o desenvolvimento contínuo resultaram na criação de diversos tipos de lâmpadas, com diferentes características e aplicações. Dentre estas, destacam-se os sistemas de iluminação baseados em Lâmpadas Fluorescentes Sem Eletrodos (LFSE), as quais são pouco difundidas. A principal característica deste tipo de lâmpada está relacionada à ausência de eletrodos, o que proporciona uma vida útil de até 100.000 horas, cerca de oito vezes maior que as lâmpadas fluorescentes tradicionais (Osram, 2009). Além da longa vida útil, as LFSE estão associadas a uma alta eficiência luminosa (lm/W), o que representa um importante fator relacionado à eficiência energética.

Nas LFSE a descarga elétrica é realizada através de efeitos eletromagnéticos. Em virtude disso, a frequência de operação desse tipo de sistema deve ser elevada, com o objetivo de reduzir o volume dos elementos indutivos. Assim, há a necessidade da utilização de circuitos eletrônicos capazes de realizar o acionamento da lâmpada de forma a minimizar as perdas, bem como evitar interferências eletromagnéticas (Wharmby, 1993).

De modo a tentar solucionar o problema da alimentação das LFSE, pesquisas estão sendo realizadas no desenvolvimento de sistemas eletrônicos capazes de suprir e obter o melhor proveito das características da lâmpada. Uma alternativa para a redução no consumo

de energia refere-se ao emprego sistemas eletrônicos com controle da intensidade luminoso (CIL) da lâmpada. Esses sistemas podem proporcionar uma elevada economia de energia, além de proporcionar uma iluminação adequada em diferentes ambientes (Rubinstein, 1993).

Com isso, este trabalho tem por objetivo difundir os aspectos técnicos, desenvolver um modelo elétrico e uma família de reatores eletrônicos integrados destinados a alimentação, em alta frequência, das LFSE. Tais dispositivos devem ser capazes de proporcionar todas as necessidades de acionamento da lâmpada, além de incorporar a possibilidade de CIL à mesma.

O sucesso na implementação desse tipo de sistema, permitirá aplicações mais eficientes, com economia no consumo de energia elétrica, potencializando e difundindo os sistemas de iluminação baseados em LFSE.

O presente trabalho está dividido da seguinte forma:

- *Capítulo 1:* Apresenta um breve histórico sobre a geração de luz, apresentando conceitos básicos sobre lâmpadas fluorescentes com e sem eletrodos;
- *Capítulo 2:* Este capítulo apresenta o princípio de funcionamento das lâmpadas fluorescentes, com foco nas LFSE. Com isso, desenvolve-se um modelo elétrico capaz de representar o comportamento estático deste tipo de lâmpada;
- *Capítulo 3:* Traz uma análise dos principais métodos para o controle da intensidade luminosa, além dos diferentes tipos de inversores e de filtros ressonantes. A partir disso, realiza-se o projeto do filtro ressonante que mais se adapta ao modelo elétrico da lâmpada;
- *Capítulo 4:* Este capítulo aborda as características e o funcionamento básico das principais topologias de conversores estáticos, as quais podem ser empregadas para o acionamento de LFSE;
- *Capítulo 5:* Mostra uma análise da integração dos conversores estáticos propostos com suas etapas de operação. Além disso, a metodologia de projeto de tais conversores é apresentada;
- *Capítulo 6:* Este capítulo traz os parâmetros de projeto e os resultados experimentais obtidos de cada topologia analisada, de tal forma a estabelecer uma comparação entre o comportamento dos mesmos;

Por fim, apresenta-se uma conclusão geral que visa sintetizar os resultados obtidos nesse trabalho e a seguir também é sugerido propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 1

GERAÇÃO DE LUZ E HISTÓRICOS DAS LÂMPADAS FLUORESCENTES

1.1 Introdução

Neste capítulo inicial é apresentado um breve histórico sobre a geração de luz e das lâmpadas de descarga, em especial das lâmpadas fluorescentes com e sem eletrodos.

1.2 Geração de Luz

Alguns historiadores apontam que a precursora das aplicações industriais de luz elétrica, foi à máquina eletromagnética de Holmes, construída em meados do século XIX sob os princípios do físico francês Jean Antoine Nollet (*1700 - +1770). Após inúmeras experiências, o aparelho iluminou em 20 de abril de 1859 o *Farol Foreland*, na Inglaterra, com uma intensidade de luz equivalente a 1500 velas.

A luz elétrica foi utilizada pela primeira vez em um estabelecimento industrial no ano de 1876, na fundição de ferro *T&T Towell*, na França. Em 1877, foi também iluminada por este sistema a estação *La Chapelle* em Paris. Nos Estados Unidos a *Cleveland Telegraph Company* empreendeu em 1877 a industrialização do dínamo *Brush* e das lâmpadas de arco voltaico iluminando no ano seguinte, por este sistema, a frente da loja *Wanamaker*, na Filadélfia. Em 1879 foram feitas as primeiras instalações de luz elétrica na *Broadway*, em Nova York. Em 21 de outubro de 1879, Thomas Alva Edison (*1847 – +1931) em seu laboratório em Menlo Park, Dearbon, estado de Michigan, depois de experimentar nada

menos que 1600 diferentes substâncias conseguiu produzir, com um fio carbonizado, uma lâmpada incandescente que permaneceu acesa durante 40 horas (Rossi, 2009).

A fim de conceituar o que é luz, o físico Holandês Christian Huygens (*1629 - +1695) em 1678, propôs a hipótese de esta ser uma onda eletromagnética (Zwicker, 1952). Contrária a esta teoria, havia a teoria corpuscular de Isaac Newton (*1643 – +1727), onde se afirmava que o efeito luminoso consistia de partículas de materiais emitidas pela fonte de luz. Devido à grande credibilidade de Isaac Newton, esta última teoria foi aceita até o século XIX, quando o comprimento de onda da luz foi de fato determinado e grandes avanços teóricos foram realizados. Como todo fenômeno ondulatório, a luz é caracterizada pela frequência, velocidade de propagação e pelo seu comprimento de onda.

A velocidade da luz no vácuo é de 299.792,458 km/s (quilômetros por segundo). O comprimento de onda difere de acordo com a cor da luz visível, o maior é o da luz vermelha e o menor corresponde a luz violeta. O comprimento de onda pode ser medido em Ångström (Å), uma unidade que corresponde a 10^{-8} cm. Assim o comprimento de onda visível fica compreendida no intervalo próximo de 3800 (violeta) a 7800 (vermelha) Ångströms.

Sabe-se que a luz visível compreende apenas uma pequena parte do espectro de energia. Próximo ao espectro de luz visível tem-se o espectro ultravioleta e o infravermelho. Seguindo o espectro, além dos raios ultravioletas, têm-se os raios X, raios Gama (γ) e os raios cósmicos. Acima do espectro infravermelho, ficam as microondas e ondas de rádio. Um diagrama do espectro de radiação eletromagnética é apresentado na Figura 1.1 (Dangelo, 2002).

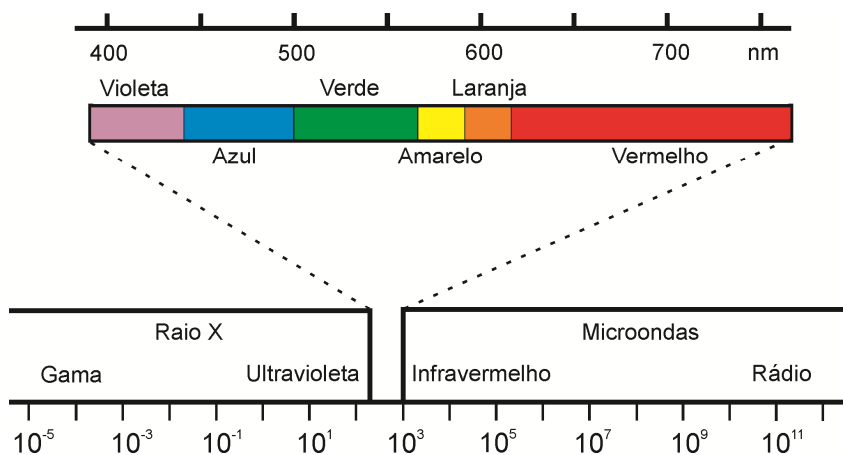


Figura 1.1 - Espectro de radiação eletromagnética. Em detalhe, a radiação visível ao olho humano

1.3 Conceitos Básicos das Lâmpadas Fluorescentes

A luz produzida por uma lâmpada fluorescente é proveniente de dois fenômenos luminescentes. Primeiramente pelo fenômeno da luminescência causado pelo choque de elétrons do gás e os átomos de mercúrio contidos na lâmpada e posteriormente pelo fenômeno de conversão da luz invisível em luz visível por um material fluorescente.

Tanto para lâmpadas fluorescentes tradicionais com eletrodos (LF), como para lâmpadas fluorescentes sem eletrodos (LFSE), a conversão de “luz invisível” para “luz visível” ocorre devido o tubo de vidro ser revestido por um material à base de fósforo. Este, quando excitado com radiação ultravioleta gerada pela ionização dos gases, produz luz visível. Entretanto, o modo de excitação pode variar entre os dois tipos de lâmpadas.

Quando são analisadas as lâmpadas fluorescentes com eletrodos tradicionais, verifica-se que no instante que estas são ligadas, a passagem de corrente elétrica através dos filamentos origina o seu aquecimento e a liberação de elétrons. Os elétrons são liberados pelo efeito de campo elétrico induzido por um campo eletrostático na região escura de *Faraday* (*Faraday Dark Space Region*) que se forma na região em frente aos eletrodos, acelerando os íons positivos que bombardeiam a superfície do eletrodo, liberando elétrons. Esses elétrons se movimentam em altíssima velocidade de um eletrodo para outro, criando uma descarga elétrica no vapor de mercúrio. Neste processo ocorre a ionização do gás e a produção de pares íons-elétrons através de um processo em cascata, aumentando a condutividade do meio até se atingir o limite de corrente que a fonte de alimentação pode fornecer e/ou a destruição da lâmpada. A lâmpada é rapidamente aquecida, aumentando a pressão do vapor de mercúrio.

Quando são analisadas as lâmpadas fluorescentes sem eletrodos, o acionamento da lâmpada pode ser feito de diferentes formas: efeito capacitivo, campo magnético e microondas. Cada forma de acionamento mencionada apresenta uma característica própria, bem como, vantagens e desvantagens na sua utilização. Este assunto será brevemente abordado no capítulo 2.

Tanto para as lâmpadas fluorescentes com eletrodos, como para as lâmpadas fluorescentes sem eletrodos, a contínua colisão entre os átomos de mercúrio retira os elétrons de mercúrio de suas órbitas de origem. Estes elétrons deslocados, quase que imediatamente, retornam à sua órbita original liberando a energia na forma de radiação ultravioleta. A radiação ultravioleta é convertida em luz visível pelo revestimento do tubo, que tem a propriedade de absorver a energia ultravioleta e voltar a irradiá-la em outros comprimentos de onda, que por sua vez, podem ser percebidos como luz visível. O processo de conversão da

radiação ultravioleta em luz visível ocorre através da absorção, pelo revestimento, de fótons com energia específica, emitidos pela coluna positiva da descarga. A coluna positiva é também conhecida como plasma e constitui a parte principal da lâmpada. Sua principal função é interligar as extremidades anódicas e catódicas da descarga. Desta forma, a eficiência do processo depende da intensidade de uma linha específica do espectro do mercúrio emitida pela coluna positiva da descarga. No caso da lâmpada fluorescente, esta radiação principal é constituída pela linha ressonante com comprimento de onda de 253,7 nm (Hayner, 1925), (Pereira, 2000).

As características luminosas das lâmpadas fluorescentes, tais como temperatura de cor, índice de reprodução de cores (IRC) e eficácia luminosa são em grande parte determinadas pelo revestimento utilizado. Diversas composições do revestimento estão disponíveis. A eficiência da lâmpada fluorescente também depende da espessura da camada de revestimento e do tamanho das partículas individuais. A máxima eficiência da conversão de radiação ultravioleta em luz visível deve ser obtida através de uma camada de revestimento fina para evitar o bloqueio da luz emitida, porém de espessura suficiente para converter o máximo de radiação ultravioleta em luz visível. Os fabricantes buscam uma solução de compromisso entre estes dois fatores.

Como o processo de emissão de luz pela lâmpada exige que a mesma opere com uma corrente preestabelecida, para alcançar uma eficiência elevada torna-se necessária a utilização de um elemento estabilizador ligado em série com o tubo de descarga, a fim de se limitar a corrente. No caso de corrente alternada, pode-se empregar elementos reativos ligados em série com a lâmpada. A estabilização reativa é uma alternativa comercialmente bastante difundida (Polonskii e Seidel, 2008). A Figura 1.2 representa o esquema elétrico de um reator eletromagnético convencional.

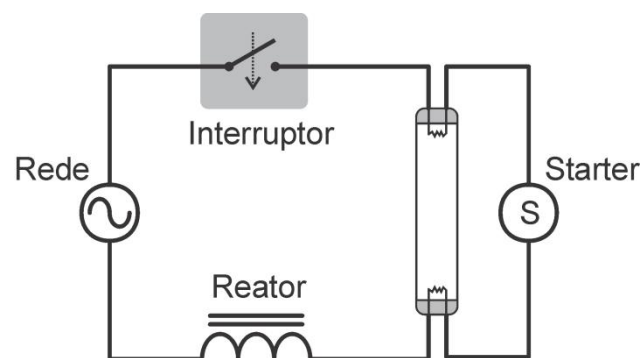


Figura 1.2 - Esquema elétrico de um reator eletromagnético convencional

1.4 Históricos das Lâmpadas Fluorescentes

Serão apresentados históricos separados das lâmpadas fluorescentes com e sem eletrodos, uma vez que estas percorrem diferentes trajetórias.

1.4.1 Histórico Lâmpadas Fluorescentes com Eletrodos

A fluorescência de certas rochas e de alguns materiais tem sido observada por anos, mas somente na metade do século XIX este fenômeno foi estabelecido em um bulbo de vidro com vácuo imperfeito, atravessado por uma corrente elétrica. Em 1856 foi possível, através de uma bomba de vácuo, criar um bulbo de vidro com vapor de mercúrio chamado tubo de Geissler, quando a corrente percorreu o tubo produziu efeitos de luz na parede deste. Alexandre Edmond Becquerel (*1820- +1891) em 1859 observou que certas substâncias produziam luz quando colocadas em um tubo de Geissler. Ele passou a aplicar revestimentos finos de materiais luminescentes à superfície do tubo que era ineficiente e tinha uma baixa vida útil. O mais famoso foi o tubo de vácuo de Crookes por ter sido criado por uma bomba de vácuo de mercúrio.

Thomas Alva Edison inventou uma lâmpada fluorescente (1896) que usou um revestimento de tungstato de cálcio como a substância fluorescente animada por raios X. Apesar de ter concebido uma patente em 1907, este produto não foi colocado em produção. Isto porque a eficiência da lâmpada e sua vida útil eram muito baixas comparadas às lâmpadas incandescentes.

Em 1895, Daniel McFarlan Moore (*1869 – +1933) demonstrou lâmpadas de 2 a 3 metros de comprimento, que utilizavam dióxido de carbono ou nitrogênio para emitir luz branca ou rosa claro, respectivamente. Depois de anos de trabalho, Moore foi capaz de estender a vida útil das lâmpadas, inventando uma válvula eletromagneticamente controlada que manteve uma pressão constante do gás dentro do tubo. Embora a lâmpada de Moore fosse complicada, cara para instalar e exigisse altas tensões, era muito mais eficiente que as lâmpadas incandescentes. De 1904 em diante o sistema de iluminação de Moore foi instalado em inúmeras lojas e escritórios.

Na mesma época em que Moore estava desenvolvendo seu sistema de iluminação, outro americano criou um meio de iluminação, que também pode ser visto como um precursor da atual lâmpada fluorescente. Este foi a lâmpada de vapor de mercúrio, inventada por Peter

Cooper Hewitt (*1861- +1921) e patenteada em 1901. A lâmpada de Hewitt emitia luz quando uma corrente elétrica passava pelo vapor de mercúrio a baixa pressão. Ao contrário das lâmpadas de Moore, as de Hewitt foram fabricadas em tamanhos padronizados e operando com baixas tensões. A lâmpada de vapor de mercúrio era superior às lâmpadas incandescentes em termos de eficiência energética, mas a luz azul esverdeada, que esta produzia, limitou suas aplicações. No entanto a mesma foi usada para a fotografia e em alguns processos industriais.

As lâmpadas de vapor de mercúrio continuaram sendo desenvolvidas a um ritmo lento, especialmente na Europa, e no início dos anos 1930 elas tinham um uso limitado em uma enorme escala de iluminação. Algumas delas empregavam revestimentos fluorescentes, mas estes foram utilizados principalmente para correção de cor e não para melhorar a eficiência. As lâmpadas de vapor de mercúrio também anteciparam as lâmpadas fluorescentes em sua incorporação de um reator para manter uma corrente em regime.

Todas as principais características da iluminação fluorescente estavam determinadas no final da década de 1920. Décadas de invenção e desenvolvimento tinham fornecido os principais componentes das lâmpadas fluorescentes: tubos de vidro fabricados economicamente, gases inertes para o enchimento dos tubos, reatores, eletrodos de longa duração, vapor de mercúrio como fonte de luminescência, meios eficazes de produzir uma descarga elétrica de confiança e revestimentos fluorescentes que podem ser energizados pela luz ultravioleta. Nesse ponto, o desenvolvimento intensivo era mais importante que a pesquisa básica.

Em 1934, Arthur Compton, físico renomado e consultor da empresa General Electric, informou experiências bem sucedidas com iluminação fluorescente na General Electric Co., Ltd. na Grã-Bretanha. Estimulada por este relatório, e com todos os principais elementos disponíveis, uma equipe liderada por George Elmer Inman (*1895 – +1972) construiu uma lâmpada fluorescente protótipo em 1934.

Além de ter engenheiros e técnicos capacitados, a General Electric controlava as principais patentes sobre iluminação fluorescente, inclusive as patentes emitidas originalmente para Hewitt, Moore, e Küch. Mais importante do que estas, era uma patente que abrangesse eletrodos que não se desintegram na pressão de gás que foi utilizada em lâmpadas fluorescentes. Esta invenção foi criada por Albert Wallace Hull (*1880 – +1966) de Schenectady General Electric Research Laboratory.

As vendas das lâmpadas fluorescentes começaram em 1938 quando quatro tamanhos diferentes de tubos foram colocados no mercado utilizando dispositivos elétricos fabricados por três empresas. Durante o ano seguinte, a General Electric e a Empresa Westinghouse

divulgaram as novas lâmpadas por meio de exposições na Feira Mundial de Nova York e Golden Gate International Exposition em San Francisco. Sistemas de iluminação com lâmpadas fluorescentes espalharam-se rapidamente durante a segunda guerra mundial, pois o ritmo da guerra intensificou a demanda de iluminação. Em 1951 mais luz foi produzida nos Estados Unidos por lâmpadas fluorescentes, que por lâmpadas incandescentes (Thayer, 1991).

1.4.2 Histórico das Lâmpadas Fluorescentes sem Eletrodos

Os fenômenos apontados no funcionamento da lâmpada fluorescente ocorrem neste tipo de lâmpada indiferente da presença ou não de eletrodos. A ideia de rádio frequência (RF) para iluminação, bem como a primeira patente de lâmpada indutiva surgiram muito antes das primeiras lâmpadas fluorescentes e de alta pressão chegarem ao mercado.

A descarga sem eletrodos (*Electrodeless*) foi descoberta por Johann Wilhelm Hittorf (*1824 – +1914) em 1884 e aperfeiçoada por Joseph John Thomson (*1856 – +1940) no final do século XIX (Wharmby, 1993). A primeira patente de lâmpada acionada por RF foi concebida em 1907 por P.C. Hewitt (“Method of producing electric light”, U.S. Patente 843 533, 1907). A Figura 1.3(a) ilustra a lâmpada desta patente. A lâmpada de Hewitt era composta de um bulbo esférico de vidro cheio de mercúrio em vapor a baixa pressão. A bobina em torno do bulbo foi percorrida por uma corrente alternada (AC) de frequência entre 125 e 300 Hz, produzida por um gerador mecânico (Godyak, 2002).

Uma lâmpada de indução com uma cavidade de reentrância, preenchida por uma bobina indutora com um núcleo de ar ou ferromagnético, foi proposta por Bethenod e Claude (“*Electromagnetic apparatus*”, U.S. Patente 2 030 957, 1936). Nesta lâmpada, Figura 1.3(b), a bobina de indução é ocultada pelo corpo da lâmpada, fazendo desta uma configuração de descarga muito utilizada para lâmpadas compactas. O posicionamento da bobina indutora no interior da lâmpada não só evita luz de sombreamento, mas também reduz a interferência eletromagnética (*EMI- Eletromagnetic Interference*) da lâmpada, devido à blindagem do plasma (Godyak, 2002).

Outro estudo para iluminação sem eletrodos foi proposto e realizado por John M. Anderson (“*Electrodeless gaseous electric discharge device utilizing ferrite cores*”, U.S. Patente 3 500 118, 1970). Ele aplicou a ideia de um anel de descarga indutivo, geralmente utilizado para criar o plasma em dispositivos toroidais para fusão de plasma, para LFSE fechadas em si mesmas. O tubo em anel esticado foi enrolado por um núcleo de ferrite

toroidal tendo o enrolamento primário conectado a uma fonte de radio frequência, formando um transformador com o plasma sendo considerado o enrolamento secundário, Figura 1.3 (c).

Outro tipo de lâmpada sem eletrodos é baseado no acionamento por microondas, como por exemplo, em uma frequência de aproximadamente 915 MHz. A baixa eficiência deste sistema, associado ao alto custo financeiro, fazem a comercialização desta lâmpada improvável (Godyak, 2002).

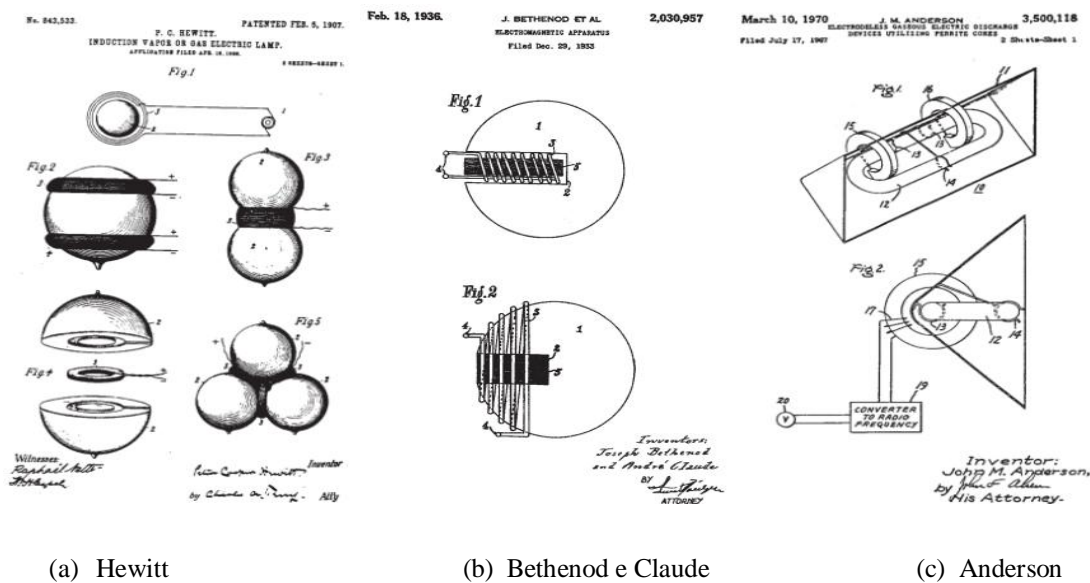


Figura 1.3 - Patentes históricas de lâmpadas *Electrodeless*

Em 1891, Nikola Tesla (*1856 – +1943) demonstrou uma lâmpada sem eletrodos remotamente energizada por um campo eletromagnético, durante uma palestra proferida na Universidade de Columbia, em Nova Iorque (Godyak, 2002). A lâmpada sem eletrodos de Tesla operava a uma relativa baixa frequência, além disso, tinha uma espécie de descarga capacitiva mantida pelo fraco deslocamento de correntes que foram limitadas por grandes lacunas de ar. Em 1929, Tesla fez uma declaração na qual afirmava que as lâmpadas incandescentes eram demasiadamente ineficientes e que ele acreditava que estas seriam substituídas pelas lâmpadas *Electrodeless* em breve. Como se pode observar isto não ocorreu, as lâmpadas que se desenvolveram comercialmente foram as fluorescentes com eletrodos (Thomas, 1981).

“Surely, my system is more important than the incandescent lamp, which is but one of the known electric illuminating devices and admittedly not the best. Although

greatly improved through chemical and metallurgical advance and skill of artisans it is still inefficient, and the glaring filament emits hurtful rays responsible for millions of bald heads and spoiled eyes. In my opinion, it will soon be superseded by the electrode less vacuum tube which I brought out thirty-eight years ago, a lamp much more economical and yielding a light of indescribable beauty and softness.”

A statement by Nikolas Tesla, published in “The World” in 1929.

As lâmpadas fluorescentes sem eletrodos demoraram quase um século para chegar comercialmente ao mercado. Os motivos para esta demora prenderam-se a características construtivas da lâmpada bem como a dificuldade de projetar um sistema eletrônico de alta frequência para acionamento adequado que atendesse as normas de interferência eletromagnética entre outras. Estes problemas começaram a ser resolvidos com o avanço tecnológico dos componentes e a utilização de diferentes composições de revestimento e de material magnético dos núcleos. O desafio agora, quanto ao uso dessa tecnologia, prende-se principalmente ao custo do sistema, qualidade e eficiência do circuito eletrônico e características luminotécnicas da lâmpada.

Respeitar os níveis de frequências e de *EMI* permitidos, prevenindo a interferência com outros sistemas eletrônicos, limita as frequências disponíveis para fontes de iluminação artificiais alimentadas por circuitos de maior frequência. Há frequências alocadas para aplicações industriais como 13,56 MHz, 27,12 MHz, 40,68 MHz na banda de RF e 2,45 GHz na banda de microondas, estas frequências são utilizadas também por alguns fabricantes para equipamentos de iluminação. Para produzir uma fonte de luz em RF comercialmente viável, deve-se conseguir uma aceitação de vários fatores como: eficiência do sistema, níveis de *EMI*, vida útil da lâmpada e custo. Os melhores sistemas diferem entre lâmpadas de descarga de alta pressão (*HID - High-Intensity Discharge*) e lâmpadas fluorescentes, dependendo do tipo de descarga utilizada. Nos últimos anos grandes fabricantes de lâmpadas fluorescentes sem eletrodos desenvolveram alguns modelos comerciais da mesma. A Philips introduziu a lâmpada QL no início dos anos 90. Em 1992, a Intersource Technologies começou a fabricação a chamada E-lamp, porém aproximadamente 10 anos depois poucos exemplares haviam sido comercializados. A General Electric, em 1994, produziu a lâmpada de indução Genura com um reator integrado. Dois anos mais tarde a OSRAM começou a comercialização da Endura. Neste século a Amko Solara desenvolveu, comercialmente, lâmpadas de indução de até 400 W (Solara, 2012). A seguir são apresentadas algumas características das lâmpadas dos principais fabricantes.

Philips QL: Introduzida na Europa em 1990 e nos Estados Unidos em 1992, a QL é uma lâmpada de formato global disponível em três potências 55 W, 85 W e 165 W e em duas temperaturas de cor 3.000 K e 4.000 K. O gerador de campo opera a 2,65 MHz e é capacitado para operar a 75°C ou menos; sua vida útil é cortada pela metade para cada 10°C superiores a temperatura estimada. A manutenção do fluxo luminoso é de 70% a 60000 horas e 55% a 100000 horas. A Philips afirma que a QL é essencialmente um produto *OEM (Original Equipment Manufacturer)* e que o mercado está crescendo, particularmente para instalações de exteriores, túneis e sinais luminosos de estradas (*Architectural Lighting Magazine*, 2010). A Figura 1.4 apresenta a lâmpada Philips QL.



Figura 1.4 - Philips QL (*Architectural Lighting Magazine*, 2010)

GE Genura: A lâmpada de 23 W é de indução com a bobina interna e com a base padrão de Thomas Edison. Apresenta, relativamente, baixo fluxo luminoso (1.100 lúmens) e vida útil de 15000 horas. A Genura está disponível nas temperaturas de cor de 2700 K e 3000 K e não é recomendada para o controle de fluxo luminoso. Gary Crarford da General Electric *Lighting* diz que embora a lâmpada esteja disponível em algumas lojas de varejo, ela é prioritariamente um produto comercial vendido por meio de distribuidores (*Architectural Lighting Magazine*, 2010). A Figura 1.5 apresenta a lâmpada GE Genura.



Figura 1.5 - GE Genura, LFSE de indução com bobina interna (*Architectural Lighting Magazine*, 2010)

Intersources Technologies E-lamp: Em 1992, uma campanha de mídia nos Estados Unidos cobriu o país divulgando a "Lâmpada do Futuro" - a chamada E-lamp da *Intersource Technologies*. A E-lamp era uma lâmpada de indução que foi direcionada para o mercado *downlight*. Um *downlight* é basicamente um ponto de luz composto por um aro e respectiva ligação a uma lâmpada. No caso dos *downlights* é para emitir luz de cima para baixo. Infelizmente, a empresa parecia ter gasto mais de seus fundos em marketing do que em engenharia, e o produto pouco chegou às prateleiras (*Architectural Lighting Magazine*, 2010).

AMKO Solara Lighting Co. Ltd.: É uma empresa de Taiwan que trabalha em sistemas de iluminação, desde 2005, sendo uma das empresas líderes da promoção de iluminação de indução. A AMKO possui comercialmente LFSE de até 400 W, conforme apresentado na Figura 1.6.



Figura 1.6 - AMKO Solara 400 W – dimensões 15,8 x 104,9 cm (Solara, 2012)

Osram Sylvania Endura: Esse tipo de lâmpada fluorescente sem eletrodos de indução chegou ao mercado em 1996. A lâmpada Endura tem duas fontes cilíndricas de campo eletromagnético em extremidades opostas de um tubo retangular e está disponível em modelos de 70 W, 100 W e 150 W. Temperaturas de cor de 3500 K e 4100 K, e a manutenção

do fluxo luminoso é de 70%, a 60000 horas e cerca de 64%, a 100000 horas. As LFSE Endura tem um gerador de campo magnético separado. Características elétricas, construtivas e luminotécnicas dessas LFSE são apresentadas em (Catálogo Endura, 2012) e (Godyak, 1998). A Figura 1.7 apresenta a lâmpada OSRAM Sylvania Endura.



Figura 1.7 - Osram Sylvania Endura (Catálogo Endura, 2012)

1.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma breve abordagem sobre a geração de luz, bem como um histórico referente à evolução tecnológica das lâmpadas fluorescentes com e sem eletrodos. Com isso, pode-se concluir que o sistema de iluminação baseado em LFSE vem sofrendo uma ampla evolução no decorrer dos últimos 20 anos, a partir do desenvolvimento de novos modelos de lâmpadas e reatores, de maior eficiência e durabilidade.

Entretanto, apesar da maior disponibilidade de lâmpadas/reatores no mercado, estas ainda apresentam um elevado custo de compra, quando comparadas com as tradicionais lâmpadas fluorescentes. Isto se deve, principalmente, ao processo de fabricação das lâmpadas sem eletrodos e seus dispositivos de acionamento, os quais demandam mais investimentos.

Atualmente, além dos fabricantes apresentados acima, há alguns outros, principalmente na China. Com o acréscimo de fabricantes e conseqüente concorrência os custos das LFSE tendem a diminuir.

Apesar do elevado custo, é possível afirmar que as LFSE representam um bom investimento a médio e longo prazo. Entretanto, os sistemas eletrônicos destinados ao acionamento deste tipo de lâmpada, devem apresentar alto desempenho e vida útil, sendo capaz de proporcionar as condições necessárias para operação satisfatória da lâmpada.

CAPÍTULO 2

LÂMPADAS FLUORESCENTES

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as características das lâmpadas fluorescentes com eletrodos, com a finalidade de introdução e comparação com a LFSE em foco neste trabalho. Também são discutidos os tipos de descargas e as formas de acionamento de LFSE. Por fim, são mostradas algumas das formas de modelagem das LF existentes na literatura e apresentado o modelo desenvolvido neste trabalho para LFSE.

2.2 Lâmpada Fluorescente com Eletrodos

A lâmpada fluorescente com eletrodos é constituída de um bulbo, com a parede interna revestida com material a base de fósforo. O interior da lâmpada contém certa quantidade de mercúrio, além de um gás inerte (argônio, criptônio ou neônio), ou ainda uma mistura de dois ou mais desses gases (Polonskii e Seidel, 2008), conforme mostra a Figura 2.1.

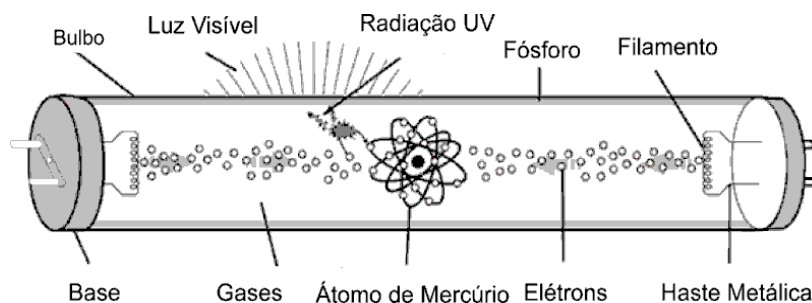


Figura 2.1 - Princípio de funcionamento de uma lâmpada fluorescente tubular (Polonskii e Seidel, 2008)

A quantidade de mercúrio de uma lâmpada fluorescente pode variar de acordo com o

seu tipo, o fabricante e o ano de fabricação. Ao longo dos anos, essa quantidade vem diminuindo significativamente. Existem estudos realizados pela *National Electrical Manufacturers Association (NEMA)*, que mostram que a quantidade de mercúrio das LF foi reduzida em mais de 90%, entre os anos de 1980 e 2008 (ELCF, 2010), conforme apresentado na Figura 2.2. Dados fornecidos pela *NEMA* indicam que 0,2% do mercúrio esta presente na lâmpada em sua forma elementar, no estado de vapor. Os outros 99,8% estão sob a forma Hg_2^+ , absorvido pela camada de fósforo e o vidro (Raposo, 2001).

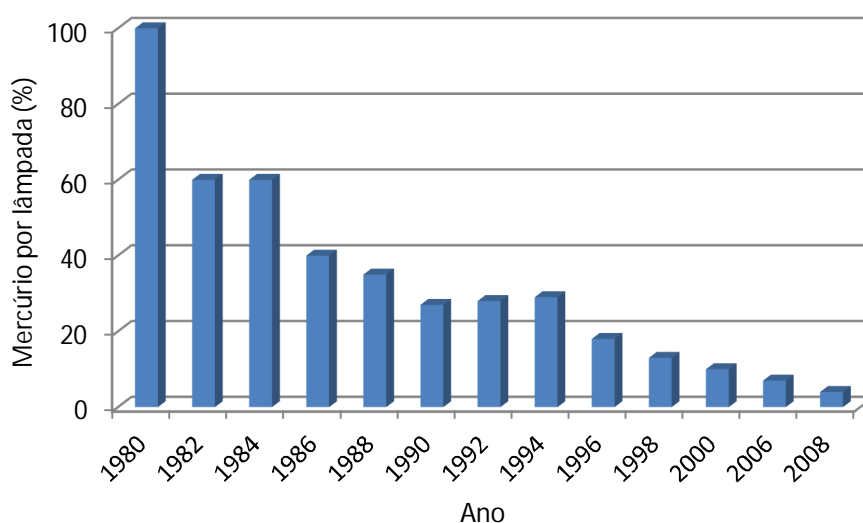


Figura 2.2 - Redução percentual de mercúrio nas LF entre 1980 e 2008 (Raposo, 2001)

A pressão dos gases na LF é baixa, normalmente de 2 a 3 Torr (sendo 1 Torr equivalente a 1/760 atm ou a 133 Pa). Apenas como comparação, a pressão atmosférica é de 760 Torr. Um filamento de tungstênio espiralado, revestido com material emissor de elétrons, é selado nas duas extremidades do tubo.

As lâmpadas fluorescentes com eletrodos podem funcionar tanto em corrente alternada quanto em corrente contínua. Apesar da possibilidade de funcionamento em corrente contínua, a lâmpada fluorescente não é acionada desta forma para não danificar desigualmente os eletrodos e/ou causar eletroforese (Polonskii e Seidel, 2008), (Kaiser, 1988). Quando esta é alimentada em corrente alternada, cada eletrodo exercerá ambas as funções, emissor (cátodo) e receptor (ânodo).

A fim de conseguir uma elevada eficiência no processo de conversão da energia elétrica em radiação ultravioleta adiciona-se um gás inerte, argônio, criptônio ou neônio, ou,

ainda, uma mistura destes, ao vapor de mercúrio. Caso não houvesse o gás inerte, o livre caminho médio dos elétrons seria elevado, dessa forma excedendo o diâmetro do tubo de descarga. Com isso os mesmos atingiriam a parede do tubo sem terem colidido com outros átomos, produzindo apenas o aquecimento da superfície. Assim, a função do gás inerte é regular o processo de difusão e garantir uma atmosfera condutora envolvendo os eletrodos, permitindo que aproximadamente 90% do material evaporado retornem ao filamento, dessa forma aumentando a vida útil da lâmpada (Kaiser, 1988).

2.2.1 Partes da Lâmpada Fluorescente e suas Funções

Dentre as partes que compõem as LF (Figura 2.1), podem-se destacar as especificadas a seguir:

- O tubo de vidro, responsável pela sustentação e contenção do gás.
- O conjunto coletor emissor (eletrodos), responsável pela circulação dos elétrons.
- Os filamentos, que facilitam a emissão termiônica de elétrons através de seu aquecimento.
- As hastes metálicas, que impedem o rápido enegrecimento das extremidades da lâmpada.
- O gás inerte presente no interior da lâmpada, que diminui o livre caminho médio, não permitindo que os átomos de mercúrio atinjam a outra extremidade sem ocorrer nenhuma colisão.
- O vapor de mercúrio, responsável pela emissão de radiação ultravioleta.
- O revestimento, que transforma a radiação ultravioleta em luz visível ao olho humano.

A ausência dos eletrodos é a principal diferença característica das LFSE em relação à LF, dessa forma um estudo neste elemento foi realizado para determinar as limitações causadas por este.

2.2.2 Eletrodos

A presença de eletrodos na LF causa algumas restrições à mesma. Tais restrições relacionam-se à corrente máxima que circula pelos filamentos, à vida útil, à pressão interna e à temperatura de ignição e funcionamento da lâmpada.

Lâmpadas fluorescentes operando em corrente alternada tem dois eletrodos que

servem, alternadamente, como ânodo e cátodo. O eletrodo na extremidade negativa do tubo (cátodo) e sua região de descarga associada exercem a função de injetar os elétrons necessários para a coluna de descarga. O eletrodo positivo (ânodo), por outro lado, deve extrair elétrons da coluna de descarga na outra extremidade da lâmpada.

Lâmpadas fluorescentes usadas para aplicações gerais de iluminação são conhecidas como lâmpadas de cátodo quente. Estas são mais eficientes que outras lâmpadas fluorescentes chamadas de cátodo frio (LRC, 2003). As lâmpadas de cátodo frio são utilizadas para iluminações decorativas, como o “neon”. Devido este trabalho visar à iluminação geral, esta discussão abordará somente as lâmpadas de cátodo quente.

A temperatura do eletrodo é um importante fator que afeta a operação e a vida útil da LF. A maioria dos elétrons emitidos pelo cátodo resulta do processo de emissão termiônica. Neste processo os elétrons excitados termicamente têm energia suficiente para libertar-se do material, esta energia é definida como a função de trabalho do material. Os filamentos das LF são revestidos por uma substância de elevado poder emissor de elétrons, feita a partir de óxidos de cálcio (Ca), bário (Ba) e estrôncio (Sr), óxidos que apresentam uma função de trabalho muito baixa, variando de 0,9-1,1 eV, comparada a do filamento de tungstênio, cuja função de trabalho seria cerca de 4,5 eV, sabendo que $1 \text{ eV} = 1,6 \times 10^{-19} \text{ J}$. Para filamentos revestidos, temperaturas de cerca de 900°C são altas o suficiente para criar emissão termiônica de elétrons para a descarga (LRC, 2003). Sem o revestimento emissivo, a emissão termiônica é insuficiente para a corrente de descarga, que, se mantida, levaria à destruição do eletrodo.

A vida útil da LF é limitada principalmente pela evaporação e pelo *sputtering* do revestimento dos eletrodos. Se a temperatura do eletrodo é demasiadamente elevada, a vida útil da lâmpada é reduzida, por evaporação do revestimento emissivo. Enquanto que uma baixa temperatura irá reduzir a evaporação do revestimento emissivo, esta pode aumentar o *sputtering* do eletrodo. O *sputtering* aumenta nas baixas temperaturas do eletrodo devido ao fato de o processo de alternância entre cátodo e ânodo tomar o lugar de emissão termiônica para gerar a fonte de elétrons para a corrente de descarga. Estes processos exigem uma queda no potencial elétrico adjacente ao eletrodo, que é responsável pela aceleração de íons, que impactam no eletrodo. Esta queda em potencial elétrico é chamada tensão de queda catódica. Próximo do fim da vida da lâmpada, quando a mistura de emissão dos filamentos dos eletrodos já está desgastada, a função trabalho do material do eletrodo aumenta até cerca de 4,5 eV. Para sustentar a descarga, a queda no potencial elétrico no cátodo aumenta drasticamente para auxiliar na extração de elétrons. Os grandes aumentos na queda no potencial elétrico no cátodo resultam em um efeito catastrófico no eletrodo (*sputtering*), ou a

falha do reator em sustentar ou iniciar a descarga (LRC, 2003).

2.3 Lâmpadas Fluorescentes sem Eletrodos de Indução

As LFSE apresentam diferenças, tanto construtivas quanto elétricas, quando comparadas com as LF com eletrodos. Nesse item serão discutidas as características das LFSE com descarga por efeito indutivo a partir de bobinas externas, conforme Figura 2.3 (Catálogo ENDURA, 2012). Este tipo de lâmpada será discutido com maior ênfase, visto que esta é a configuração da lâmpada utilizada neste trabalho.

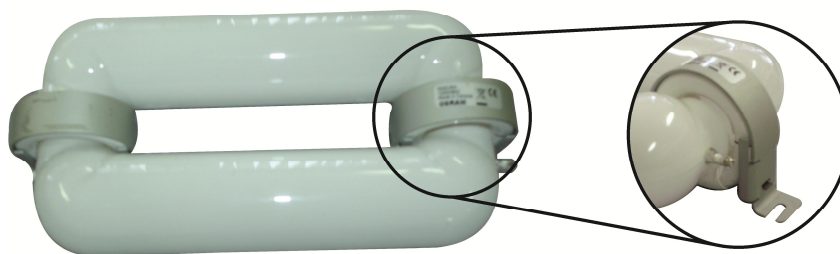


Figura 2.3 - LFSE com bobinas externas

A LFSE utilizada neste trabalho é produzida pela OSRAM. O modelo Endura apresenta três possibilidades de potências, 70 W, 100 W e 150 W. Uma das diferenças entre essas LFSE são as dimensões das mesmas. A Figura 2.4 apresenta as dimensões das lâmpadas Endura (Catálogo ENDURA, 2012).

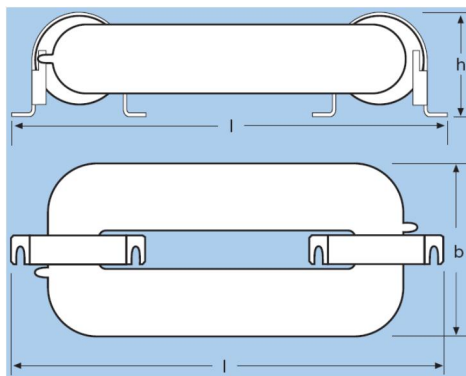


Figura 2.4 - Dimensões das LFSE em mm (h – 75, b- 139) - 70 e 100 W (l – 315) – 150 W (l – 415) (Catálogo ENDURA, 2012)

2.3.1 Características Elétricas e Construtivas Gerais

A principal característica das LFSE é justamente a ausência de eletrodos. Em lâmpadas fluorescentes, os eletrodos facilitam a emissão termiônica de elétrons através do tubo da lâmpada. Entretanto, os eletrodos são responsáveis por perdas de energia no sistema, sendo os principais componentes a causarem falha no funcionamento da lâmpada. Devido à ausência destes, as LFSE apresentam vida útil de até 100000 horas (Godyak, 2002), (Statnic e Tanach, 2006) com uma baixa depreciação do fluxo luminoso, como pode ser observado na Figura 2.5 que representa valores médios fornecidos por fabricantes.

Analisando as LFSE indutiva, apresentada anteriormente na Figura 2.3, esta apresenta a forma retangular e o bulbo de vidro totalmente vedado. Em cada uma das menores extremidades opostas há uma bobina. Estas bobinas agem como o primário de um transformador, tendo o plasma criado dentro da lâmpada como o secundário (Statnic e Tanach, 2004). Desta forma é efetuada a transferência de energia das bobinas para a descarga elétrica na lâmpada. O bulbo de vidro é revestido de material a base de fósforo, o qual transforma a radiação ultravioleta em luz visível ao olho humano, assim como nas lâmpadas fluorescentes com eletrodos.

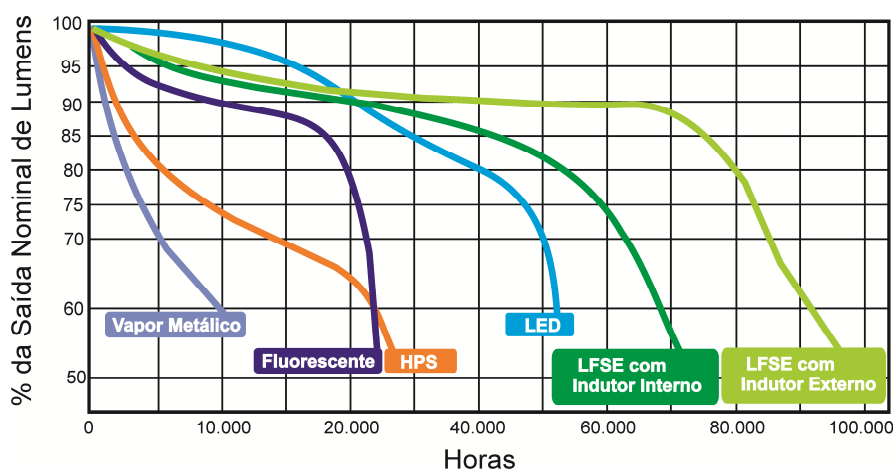


Figura 2.5 - Vida útil x % de fluxo luminoso para algumas lâmpadas comerciais (Roberts, 2012)

Outra característica importante nas LF, com e sem eletrodos, é a pressão interna dos gases. Nas LF, a pressão é determinada a um valor que apresente a melhor relação entre fluxo luminoso e vida útil dos eletrodos. Com a ausência dos mesmos, a pressão das LFSE pode ser determinada principalmente pelo valor de maior eficiência luminosa.

Porém, devem-se observar os efeitos da pressão interna dos gases em outras características da LFSE, mais detalhadamente na tensão de partida. A tensão de partida nas LF, com e sem eletrodos, é dependente da pressão interna. Um estudo realizado por Sen e Ghosh (1962) mostra que para uma mesma descarga sem eletrodos, a curva da tensão de ruptura versus a pressão interna forma uma parábola, com sua concavidade voltada para cima. O ponto mínimo desta curva varia de acordo com a geometria do tubo de descarga, com o número de voltas nas bobinas e com diferentes misturas de gases. Uma restrição que ocorre nas LF tradicionais, devido à presença dos eletrodos, é a limitação na circulação de uma máxima corrente nos mesmos. Em Godyak (2002) é informado que a máxima corrente nas LF comerciais é menor que 1,5 A. Essa restrição de corrente faz com que a potência da lâmpada seja limitada. Em virtude disto, pela própria ausência de eletrodos, as LFSE apresentam a possibilidade de proporcionar maiores potências, tão alto quanto 1000 W (Godyak e Shaffer, 1998).

As lâmpadas fluorescentes, de forma geral, emitem ondas eletromagnéticas que contemplam completamente o espectro visível ao olho humano (380 a 780 nm), de forma que estas apresentam um bom IRC, superior a 90, isto significa que a luz emitida por estas lâmpadas é capaz de reproduzir com detalhes as cores reais dos objetos iluminados. A Figura 2.6 traz um comparativo entre o IRC de diferentes lâmpadas.

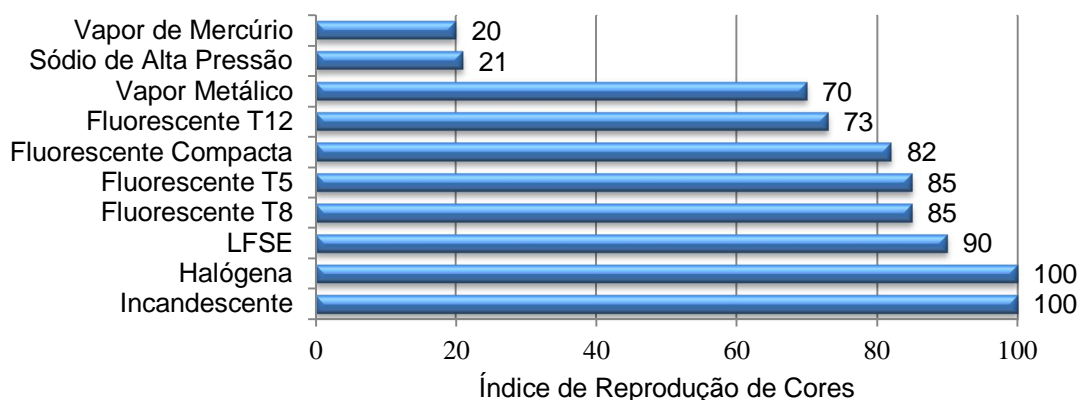


Figura 2.6 - IRC de diferentes lâmpadas comerciais (Lights of the Rockies, 2008)

As tonalidades de temperatura de cor podem variar de 2700 K a 6500 K nas LFSE (Genura R80, GE). Como exemplo a Figura 2.7 representa o mesmo túnel iluminado com LFSE (a), e HPS (b). Percebe-se que as cores na imagem à esquerda são mais nítidas, enquanto que as cores da direita estão em tons amarelados (Wencheng, 2008).



Túneis utilizados no experimento



(a) LFSE

(b) Lâmpada HPS

Figura 2.7 - Comparativo entre sistemas de iluminação de túneis (Wencheng, 2008)

No mesmo artigo (Wencheng, 2008) foi realizada uma pesquisa com os motoristas que dirigiram nos dois túneis, alguns dados desta são apresentados na Tabela 2.1

Tabela 2.1 - Questionário aplicado aos motoristas (LFSE x HPS)

	LFSE	HPS
Entre os dois sistemas de iluminação, qual apresenta o maior brilho?	89,12%	8,29%
Qual lâmpada proporciona a maior segurança?	88,60%	7,77%
Qual o sistema de iluminação que você prefere mais?	85,49%	11,4%

Através da análise da diferença entre o fluxo luminoso fotópico e escotópico, apresentada no Apêndice 1, afirma-se que é de extrema importância saber qual o fluxo efetivo das LFSE. A Figura 2.8 traz um comparativo da eficiência luminosa nas condições escotópica e fotópica de algumas lâmpadas comercializadas atualmente. As lâmpadas fluorescentes, de forma geral, apresentam um revestimento à base de fósforo, onde os índices fotópicos e escotópicos das lâmpadas com e sem eletrodos são semelhantes.

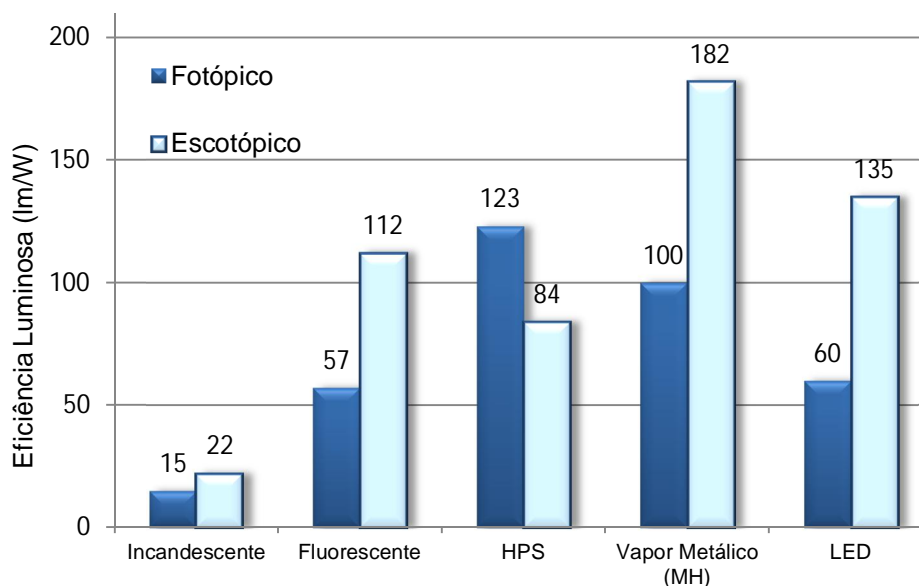


Figura 2.8 – Eficiência luminosa das lâmpadas em condições fotópica e escotópica

Outra característica das LFSE é a alta frequência de operação. Desta forma ela não apresenta o fenômeno denominado cintilamento ou *flicker*, desde que alimentada com uma tensão não modulada. Isto causa menos desconforto aos olhos quando trabalhando sob a iluminação desta lâmpada, podendo reduzir possíveis acidentes, por exemplo, causados pelo efeito estroboscópico.

O fluxo luminoso de uma LF é dependente da pressão de vapor de mercúrio desta. Ao invés do vapor de mercúrio utilizado na LF, as LFSE utilizam o amálgama de mercúrio. Na partida, o amálgama ainda não está vaporizado, reduzindo a pressão de vapor de mercúrio dentro da lâmpada. Por isso, um amálgama auxiliar é utilizado, ele é rapidamente aquecido no momento da partida liberando vapor de mercúrio na lâmpada. Com isto, a LFSE alcança 90% de seu fluxo luminoso em apenas alguns segundos. Então, o fluxo luminoso é estabelecido entre 80% e 90% enquanto o excesso de mercúrio, liberado pelo amálgama auxiliar, é difundido, e este é absorvido pelo amálgama primário. O tempo que esta etapa leva para ser concluída é dependente da temperatura ambiente e pressão interna da LFSE.

Ao contrário da LF convencionais, com eletrodos, o acionamento repetido em poucos minutos em LFSE não reduz sua vida útil (Shaffer e Godyak, 1999). A Figura 2.6 apresenta o comportamento do fluxo luminoso relativo em relação ao tempo para as LFSE utilizadas nesse trabalho.

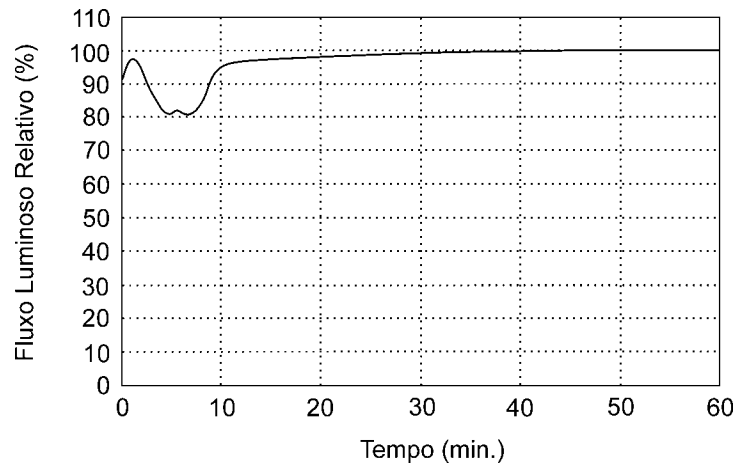


Figura 2.9 – Relação entre fluxo luminoso relativo por tempo (Godyak, 1998)

2.3.2 Temperatura de Operação

As LF tradicionais possuem uma estreita faixa de temperatura de operação, visto que a temperatura restringe a vida útil dos eletrodos. Em contra partida, a ausência de eletrodos nas LFSE possibilita a operação da mesma em uma ampla faixa de temperatura, de -40°C até 50°C , sem grande variação do fluxo luminoso operando em regime permanente (Catálogo ENDURA, 2012).

Contudo, é pertinente observar que a operação em regime das LFSE são caracterizadas pela estabilização da temperatura da ponta de amálgama das lâmpadas. Segundo Popov e Maya (2000) a influência da temperatura ambiente sobre os parâmetros da lâmpada em regime não varia significativamente com a temperatura ambiente no intervalo de -10°C a 40°C . Portanto, espera-se que um modelo desenvolvido nessa faixa seja útil para essa ampla gama de temperatura ambiente. Contudo, a temperatura ambiente afeta o tempo de estabilização em regime e altera as tensões e correntes de ignição.

2.3.3 Composição Química no Interior da LFSE

As LFSE indutivas são normalmente constituídas por um tubo de vidro Pyrex, suportando em suas extremidades o conjunto de bobinas. No interior do tubo, depois de feito o vácuo, é introduzido o mercúrio, na forma de amálgama, à baixa pressão. Além disso, uma mistura de gases inertes é introduzida no interior da lâmpada.

As LFSE apresentam como principal gás inerte o Criptônio (Kr) com uma pressão

interna que varia entre 0,25 e 0,30 Torr (Statnic e Tanach, 2004), a pressão do modelo Endura é de 0,25 Torr. O projeto de uma LFSE permite o uso de gases que normalmente poderiam corroer os eletrodos e elimina o enegrecimento/deposição de materiais de eletrodos na parede da lâmpada.

O amálgama da lâmpada Endura é uma mistura de Bismuto, Índio e Mercúrio (BiInHg) (Godyak e Shaffer, 1998), com um total de 15,3 mg de mercúrio para lâmpada de 100 W (Catálogo Endura, 2012).

2.3.4 Frequência de Operação e Coeficiente de Acoplamento

Uma das características importante das LFSE é sua alta frequência de operação, em comparação a uma LF comum, que funciona normalmente em menores frequências (60 Hz em reatores eletromagnéticos convencionais ou de 30 a 50 kHz em reatores eletrônicos). As LFSE podem operar, comercialmente, desde 210 kHz até 2,5 MHz (Lin e Chen, 2009), (GE Genura, 2001).

Vários fatores são levados em consideração na escolha da melhor frequência de operação das LFSE. A determinação da frequência de operação das LFSE é fornecida pelo fabricante considerando a melhor eficiência da lâmpada, o melhor acoplamento magnético entre núcleos magnéticos e plasma e as regulamentações sobre interferências eletromagnéticas pertinentes (Lester e Alexandrovich, 1999).

As LFSE de bobinas externas tem um coeficiente de acoplamento próximo à unidade devido ao seu caminho magnético fechado. Assim, o acoplamento magnético é sempre o mesmo, o que difere são as características da descarga elétrica dentro da lâmpada (Statnic e Tanach, 2004). O mesmo não é válido para lâmpadas de bobinas internas reentrantes que apresentam variação do coeficiente de acoplamento juntamente com a variação de fluxo luminoso (Statnic e Tanach, 2006).

A Figura 2.10 mostra uma lâmpada fluorescente sem eletrodo alimentada em 60 Hz (Eckert, 1974). Nesse caso o tamanho dos núcleos de acoplamento faz com que esta montagem seja inviável devido ao sombreamento causado e ao seu volume e peso elevado.

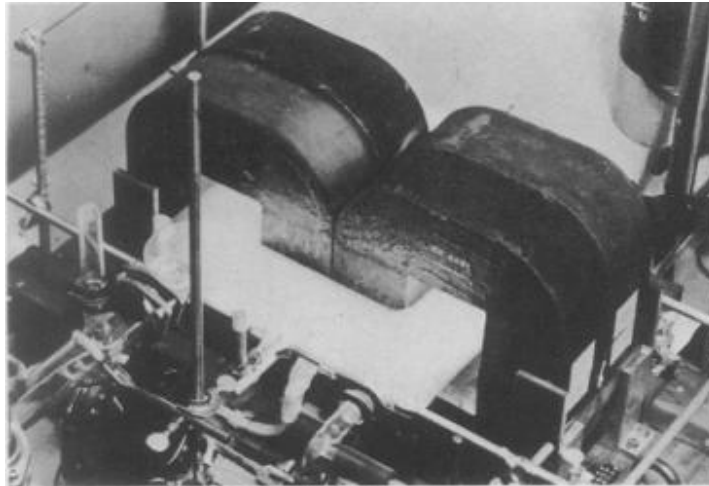


Figura 2.10 – LFSE acionada a 60 Hz (Eckert, 1974)

As altas frequências de trabalho das LFSE permitem que os núcleos de material ferromagnético utilizados para o acoplamento magnético da lâmpada sejam de menor tamanho. Este é um dos motivos pelos quais LFSE acionadas indutivamente operam em frequências elevadas.

2.3.5 Processo de Partida, Descargas e Operação em Regime

Existem diferentes modos de descarga sem eletrodos em gases, com a formação do plasma. Porém, todas são excitadas pelo mesmo agente, a aplicação de um campo eletromagnético. O campo eletromagnético pode ser dividido em seus dois componentes, o campo elétrico e o campo magnético. Ambos têm a capacidade de alimentar uma descarga em gases, com a geração do plasma.

O primeiro estudo sobre as descargas sem eletrodos em gases foi realizado por Babat (1946). Nesse trabalho, o autor classificou as descargas em duas categorias: a descarga E e a descarga H. A descarga E é caracterizada por ser excitada por um campo elétrico, e não possuir um caminho fechado no plasma. A descarga H é caracterizada por ser excitada por um campo magnético, e formar um caminho fechado no plasma. Dessa forma, as descargas são classificadas de acordo com seu modo de excitação, já as lâmpadas são classificadas de acordo com sua descarga em regime nominal, e seu mecanismo de excitação.

As descargas sem eletrodos em gases são empregadas em diferentes áreas, como mecânica, química, física, engenharia e outras. A iluminação geral é a aplicação das LFSE estudadas neste trabalho. Com o intuito de ter um melhor entendimento sobre as LFSE, um

estudo focado sobre as descargas em gases foi realizado. As descargas sem eletrodos presentes em lâmpadas são mostradas na Figura 2.11. Nessa figura as descargas são classificadas de acordo com seu método de excitação.

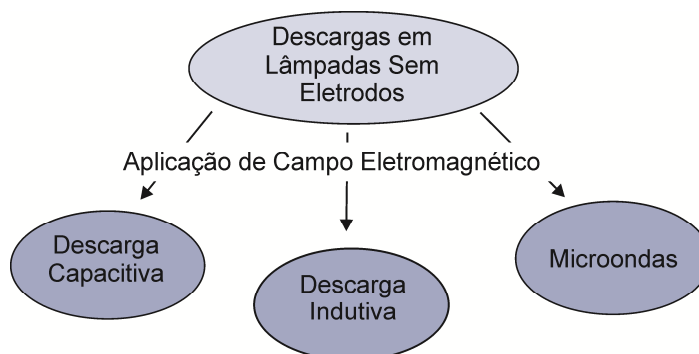


Figura 2.11 - Diagrama de classificação de descargas RF em lâmpadas (Kadetov, 2004)

Dentre as descargas, descritas na Figura 2.11, as presentes na LFSE Endura são a descarga E (capacitiva), na partida, e a descarga H (indutiva), na operação em regime.

A descarga E, capacitiva ou eletroestática, está presente quando um campo elétrico atua sobre um tubo de descarga, e consegue manter o gás dentro do tubo ionizado. Esta descarga apresenta uma baixa eficiência luminosa e um baixo IRC, comparado à descarga H (Wharmby, 1993).

A descarga H, indutiva ou eletromagnética, está presente quando um campo magnético atua sobre um tubo de descarga e consegue manter o gás dentro do tubo ionizado. Esta descarga apresenta uma maior eficiência luminosa. Nas LFSE Endura, essa eficiência atinge valores de até 80 lm/W, operando em regime nominal. Também apresenta um alto IRC, maior que 80 nas LFSE Endura (Catálogo Endura, 2012). Ao contrário da descarga E, a corrente de descarga H é menor quando a frequência de operação é aumentada. Ao diminuir a frequência de operação, a potência mínima de manutenção da descarga aumenta (Wharmby, 1993). Devido a isso, a descarga H sempre é precedida da descarga E na partida, como explicado a seguir.

O início de descarga em um gás eletricamente neutro é um processo que ocorre em avalanche. No gás sempre contém uma pequena quantidade de pares elétron-íon produzidos pela radiação cósmica (Kaiser, 1988). Estes elétrons primários são acelerados pelo campo elétrico aplicado a altas energias (tensões) e colidem com os átomos gasosos e as paredes da câmara de forma a produzir mais partículas carregadas. Isto dá origem a uma reação em

cadeia, resultando na ruptura do dielétrico do gás. Este fenômeno é seguido pela estabilização da descarga E resultante do campo elétrico.

As LFSE, em regime nominal, operam com a descarga H, entretanto as mesmas partem com descarga E. Para operação em regime, a descarga dentro da lâmpada deve passar por um processo conhecido como transição de modos. Análises detalhadas das transições entre descargas foram realizadas por (Long Qi et al, 2006), (Razzak et al, 2004), (Yoon et al, 1998), (Bowers et al, 1999), entre outros.

Para analisar o processo de transição dos modos de descarga E e H observa-se a Figura 2.12. O processo começa no estado 1, onde a corrente de entrada no indutor não é suficiente para iniciar uma descarga do tipo H. Não há descarga no tubo até o ponto A, onde a lâmpada parte com descarga E e uma luminosidade baixa é emitida. No estado 2, o modo E continua a dominar a descarga, e a iluminância cresce com o aumento da corrente de entrada. A transição da descarga de E para H ocorre no ponto B, onde um crescimento abrupto de iluminância caracteriza a transição. Enquanto isso, a corrente reduz drasticamente como mostrada no ponto C. Após o ponto C, o modo H no estado 3 mostra que a iluminância aumenta linearmente com o aumento da corrente de entrada até o ponto máximo de iluminância no ponto D, e depois decresce linearmente com a redução da corrente de entrada até chegar no ponto E, onde a transição reversa da descarga de H para E ocorre. Após essa transição, o traçado do estado 4 sobrepõe o traçado do estado 2, até extinguir-se no ponto F, onde o campo eletrostático não pode mais manter a descarga E. O processo observado é cíclico e altamente reproduzível. Com isso é mostrado que as eficiências luminosas das descargas E e H podem ser comparadas pela inclinação de suas respectivas retas, traçado 2 e 4 para a descarga E, traçado 3 para a descarga H. (Long Qi, et al 2006).

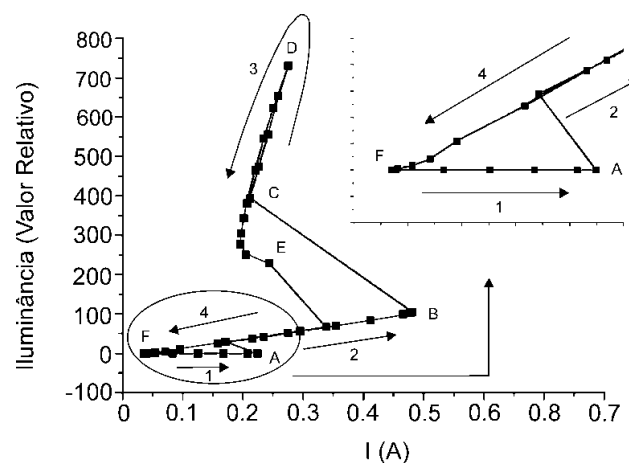


Figura 2.12 - Gráfico da quantidade de lumens (relativos) por corrente (Long Qi et al, 2006)

A máxima eficiência de acoplamento de energia em descargas H é alcançada em densidades de plasma que são uma ordem de grandeza maior do que as densidades de plasma típico de descargas E. Conseqüentemente, uma maior potência incidente é necessária. Alguns pesquisadores determinam o ponto de transição quando as descargas E e H possuem a mesma eficiência luminosa (Kadetov, 2004).

A causa da diferença entre as eficiências das descargas ainda não foi totalmente explicada, porém em Yuming e Dahua (2006) é mencionado que esta diferença pode ser causada pela mudança da função de distribuição da energia dos elétrons (*EEDF - Electron Energy Distribution Function*) na transição de modos.

Como apresentado em Kadetov (2004) a densidade do plasma é diretamente proporcional à potência dissipada pelo mesmo. Pode-se concluir então que o plasma na descarga E é menos denso que o plasma na descarga H. A maior densidade do plasma proporciona à descarga H uma quantidade maior de colisões entre os átomos de mercúrio, dessa forma contribuindo também para o aumento da iluminância das LFSE.

2.3.6 Características Ambientais das LFSE

Devido à ausência de eletrodos, as LFSE apresentam algumas características que as tornam mais interessantes do ponto de vista ambiental.

As LFSE causam menor poluição ao meio ambiente quando descartadas, pois ao invés de utilizarem vapor de mercúrio no seu interior, elas o utilizam em forma de amálgama. Por isso, a contaminação por mercúrio é de mais fácil contenção, uma vez que o amálgama pode ser recolhido e descartado corretamente. Quando as LF com eletrodos se partem e são descartadas sem os devidos cuidados, este material pode infiltrar-se no solo, contaminando-o e atingindo os lençóis freáticos ou ainda pode evaporar para a atmosfera. A gravidade da contaminação é diretamente proporcional à quantidade de vazamento de mercúrio das LF.

Se todo o mercúrio contido em uma lâmpada fluorescente tubular típica T12 de 40 W (aproximadamente 3 mg) (CATÁLOGO – Modelo XL-Type T12 tubular, Fa6 base, 2012) fosse misturado completamente em água, ele seria suficiente para contaminar aproximadamente 15000 litros de água além do limite permitido pela legislação Brasileira. Segundo a Resolução CONAMA N°357, este limite é de 0,0002 miligramas de mercúrio por litro de água (CONAMA, 2005).

O processo de reciclagem das LF inclui um estágio para a separação dos eletrodos e

suas hastes metálicas do bulbo da lâmpada, um segundo estágio para separar o revestimento fosfórico do bulbo e, uma última etapa, para separar o mercúrio contido no revestimento do bulbo. Pelos fatores mencionados anteriormente com a utilização de amálgama e a inexistência de eletrodos, a primeira etapa de reciclagem não é necessária para as LFSE. Portanto, as LFSE são mais fáceis de reciclar e utilizam menos energia neste processo.

O fato das LFSE utilizarem menos energia durante a sua fabricação e reciclagem, bem como a elevada vida útil destas, são fatores que fazem com que a emissão de gases poluentes relacionadas a estas lâmpadas seja menor que a lâmpadas fluorescentes com eletrodos. Isto diminui o índice de *carbon footprint*, que é a medida do impacto que nossas atividades têm sobre o ambiente e particularmente na mudança climática (Carbon Footprint, 2010).

Para definir-se o índice de *carbon footprint* de um produto, levam-se em consideração todos os processos relacionados a este produto nos quais pode haver emissão de gases poluentes. Portanto consideram-se os processos de obtenção de matéria prima (mineração), fabricação, transporte, distribuição, armazenagem, instalação, manutenção e reciclagem. Levando em comparação todos esses processos foi realizada uma comparação de índices de *carbon footprint* necessários ao longo de um ciclo de vida de 10 anos para algumas lâmpadas comerciais. Para cada um desses processos foi determinado uma pontuação com base no consumo energético. Levando-se em consideração a necessidade de trocas de lâmpadas e manutenção do reator nesse período de 10 anos foram calculados os custos totais de energia para diversas tecnologias. As LFSE tem um índice, de 12 pontos, baixo se comparado a outras tecnologias como as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão com 40 pontos, as lâmpadas de vapor metálico que apresentaram um índice de 82 pontos e finalmente as lâmpadas fluorescentes tubulares com eletrodos com o maior índice, 94 pontos (Lights of the Rockies, 2008). Esta comparação é estabelecida sem que as lâmpadas sejam desligadas até o momento em que falham. Leva-se em consideração que uma lâmpada fluorescente de indução normalmente substitui três lâmpadas fluorescentes tubulares. A determinação das trocas das lâmpadas é baseada na vida média das mesmas.

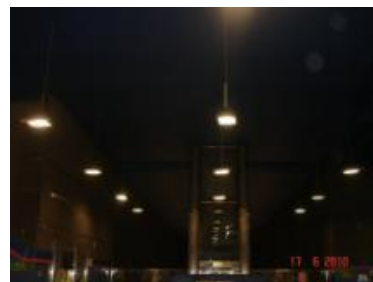
O índice de custos totais de energia das LFSE foi estabelecido em 12 pontos. Este índice é 3,33 vezes menor do que o apresentado pela lâmpada de sódio de alta pressão, 6,83 vezes menor do que o apresentado pela lâmpada de vapor metálico e 7,83 vezes menor do que o apresentado pela lâmpada fluorescente tubular. Isto demonstra que o *carbon footprint* das LFSE é muito menor quando relacionado a estas outras lâmpadas.

2.3.7 Exemplos de Aplicação das LFSE

Devido suas características as LFSE são indicadas para utilização em túneis, por exemplo, ou locais de difícil acesso e necessidade de iluminação constante. Algumas lâmpadas, como as *HPS*, devido a características técnicas apresentam um período de alguns minutos até que atinjam 100% de sua intensidade luminosa nominal (Kaiser, 1998). Para exemplificar, as lâmpadas *HPS* da Philips apresentam um tempo médio de 2 a 4 minutos para atingir 90% da sua potência nominal (Phillips, Pocket Guide to HID Lamp Ballasts, 2012). Em caso de falha momentânea no fornecimento de energia elétrica as lâmpadas *HPS* tomarão um tempo demasiadamente longo para voltar ao nível de luminosidade necessário, enquanto que o acendimento das LFSE é praticamente instantâneo. Há diversas aplicações das LFSE no mundo. A Figura 2.13 (a) e (b) apresentam a utilização de LFSE no metro de Madri, Espanha.



(a)



(b)

Figura 2.13 - Fotos do sistema de iluminação do Metro de Madri

Um exemplo de aplicação de LFSE no Brasil é encontrado na cidade de São Paulo, em um túnel, como apresentado na Figura 2.14 (Andrade, 2009).

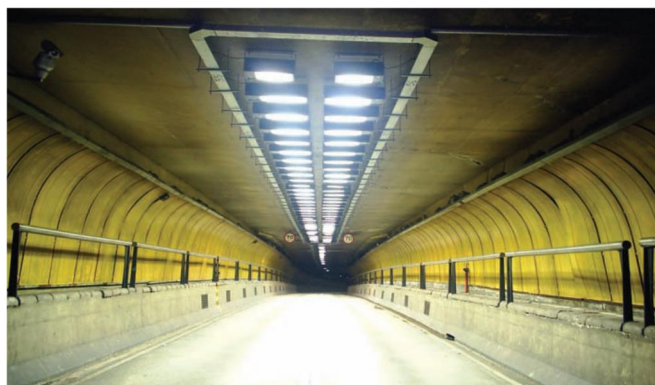


Figura 2.14 - Túnel na cidade de São Paulo (Andrade, 2009)

Ainda, estas lâmpadas podem ser utilizadas para funções que não a iluminação. As LFSE também são usadas para aplicações de desinfecção devido à energia ultravioleta (UV) liberada. Características como a baixa energia de ionização, ser quimicamente inerte, a alta volatilidade e pressão de vapor suficiente, na temperatura ambiente fazem com que estas sejam visadas neste tipo de aplicação. Estes fatores proporcionam ótimas condições para a produção de radiação ressonante em comprimentos de onda utilizados para desinfecção (200 a 300 nm) (Shinji e Akinori, 2005). A Figura 2.15 apresenta LFSE funcionando sem o revestimento que produz a luz branca/azulada.

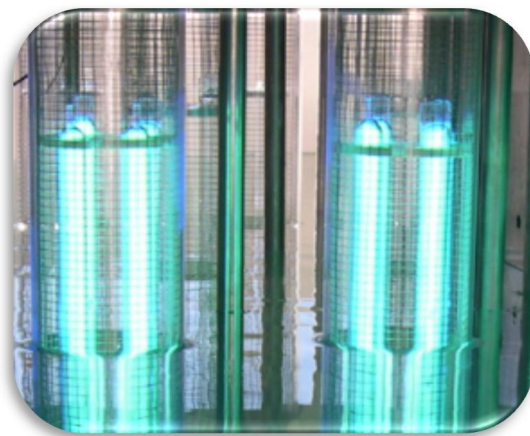


Figura 2.15 – LFSE sem revestimento (Shinji e Akinori, 2005)

2.3.8 Especificações Técnicas e Perdas do Núcleo Magnético

No início do processo de desenvolvimento das LFSE eram utilizados indutores com um grande volume, devido à baixa frequência de operação. Estes, além de inviabilizar a produção e uso das LFSE, eram responsáveis pela baixa eficiência do conjunto lâmpada – indutor. Esta baixa eficiência era causada pelas grandes perdas nos indutores e pelo sombreamento que os indutores causavam no fluxo luminoso emitido pela lâmpada. Com o desenvolvimento da eletrônica e dos materiais magnéticos, foi possível aumentar a frequência de operação, assim reduzindo o tamanho dos núcleos, e as perdas. Entretanto, como a descarga é mantida por um campo magnético, a relação entre o tamanho dos núcleos e a potência máxima entregue à descarga segue uma determinada proporcionalidade, ou seja, quanto maior a área efetiva dos núcleos, maior a potência máxima que pode ser entregue a carga.

A área efetiva dos núcleos deve ser limitada para não causar perdas por meio de sombreamento, ou seja, reduzir a área coberta pela camada fosforosa emissora de luz. Considerando isso, o fabricante OSRAM adota um conjunto de dois indutores. Este conjunto não apresenta grande sombreamento do fluxo luminoso, e facilita a fixação mecânica das LFSE. Nas LFSE Endura as bobinas estão conectadas em paralelo, formando o primário de um transformador equivalente, e o secundário, formado pelo bulbo da lâmpada, é considerada uma conexão série (Statnic e Tanach, 2004).

Em relação ao material do núcleo magnético, existem discrepâncias nas referências encontradas. No trabalho de Godyak e Shaffer (1999) os autores afirmam que o material N87 é utilizado nos núcleos das LFSE Endura, produzido pela Siemens. O catálogo do material N87 informa que este é feito de uma mistura de MnZn (EPCOS SIFERRIT N87 datasheet, 2006). No artigo de Lin e Chen (2009), os autores afirmam que os núcleos são produzidos com o material N87, entretanto os mesmos informam que este material é composto pela mistura de NiZn. O catálogo das LFSE Endura não apresenta nenhuma informação sobre as características técnicas do núcleo. A fabricante da mesma aponta que tais informações são de propriedade intelectual da empresa.

Uma lâmpada fluorescente sem eletrodos indutiva com bobinas externas é apresentada em Anderson (1970), conhecida como a lâmpada de Anderson é descrita em sua patente. Essa lâmpada tinha como principais características uma corrente de descarga de 0,5 A e uma pressão do gás "buffer" de 2,49 Torr (333 Pa). Aproximadamente 1240 g de ferrite foram utilizados para manter uma descarga de 32 W. Mesmo com essa quantidade de ferrite, as perdas magnéticas foram maiores que 30% da potência total da descarga. As perdas magnéticas dos núcleos, o tamanho da ferrite e o alto custo dos mesmos fizeram da lâmpada de Anderson impraticável comercialmente. Em contraste, as LFSE Endura modelo de 150 W requer somente 320 g de ferrite para manter uma descarga de 138 W e perdas magnéticas próximas a 3% da potência da descarga (Shaffer e Godyak, 1999).

Em descargas do tipo indutivo a escolha da corrente de descarga tem um grande efeito nas perdas magnéticas. Isto pode ser mais bem compreendido com a consideração que as descargas de baixa pressão possuem comumente uma característica de tensão/corrente negativa, então a tensão de descarga é relacionada à corrente de descarga. As perdas no material magnético (P_{core}) são proporcionais a n -potência da indução magnética (B) do núcleo que, em termos, é proporcional a tensão de descarga (Shaffer e Godyak, 1999). Assim, para um dado núcleo de material específico, o aumento da corrente de descarga fornece uma redução nas perdas magnéticas. Essa análise fornece o entendimento que a maior eficiência de

transferência de potência da descarga é obtida em maiores correntes de descarga. Dessa forma, quanto maior a potência entregue pelo núcleo à descarga, menor é a perda de potência no núcleo. Este aspecto incomum é uma consequência da característica negativa da relação tensão/corrente da descarga.

2.3.8.1 Perdas no Núcleo Magnético das LFSE

Com a finalidade de realizar o modelamento elétrico completo para as LFSE utilizada nesse trabalho, faz-se necessário à determinação das características magnéticas de seus núcleos toroidais. As perdas de energia relacionadas aos núcleos magnéticos são, comumente, chamadas de perdas no ferro. Tais perdas são caracterizadas pela dissipação de potência, na forma de calor, sobre o núcleo. Na literatura, as perdas no ferro dividem-se, basicamente, em dois grupos: perdas estáticas e perdas dinâmicas.

A energia dissipada durante a movimentação dos domínios magnéticos, devido à magnetização cíclica, é chamada de perda estática ou perda histerética. O termo “histerese” significa, em grego antigo, “retardo”, indicando a tendência de um material ou sistema em conservar suas propriedades na ausência do estímulo que o excitou (Righi, 2000).

Um material ferromagnético, quando submetido a um campo magnético externo, sofre o fenômeno de magnetização. Tal fenômeno caracteriza-se pela orientação dos domínios magnéticos do material. No instante em que todos estes domínios seguem uma orientação específica, diz-se que o material atingiu a saturação magnética. Este ponto de saturação corresponde a uma limitação física das linhas de fluxo que podem atravessar o circuito magnético, sendo uma característica intrínseca de cada material.

As perdas por histerese (P_H) resultam da energia utilizada para orientar os dipolos magnéticos do material, sendo proporcional a área do ciclo de histerese e a frequência do campo magnético aplicado (A.G.Torres, 2004). A potência perdida neste processo pode ser expressa através de uma equação empírica, descrita através de (2.1), a qual é conhecida como “Equação de Steinmetz” (Pronto, 2010), (Steinmetz, 1892). Tal equação é válida para materiais cujos valores máximos de indução encontram-se entre 0,2 e 1,8 T (Pires, 2008).

$$P_H = k_H \cdot f \cdot B_{SAT}^\alpha \quad (2.1)$$

Onde k_H representa o coeficiente de Steinmetz, o qual depende da natureza do material. O expoente α é um valor genérico, que depende do valor de indução atingido na saturação

(Falcone, 1979), podendo variar entre 1,5 e 2,5. A variável B_{SAT} corresponde à densidade de fluxo magnético no instante da saturação do material e f a frequência do campo magnético.

As perdas dinâmicas são compostas, em grande parte, pelas perdas relacionadas às correntes induzidas no núcleo, também conhecidas como correntes parasitas ou de Foucault. Tais correntes são oriundas da variação do fluxo magnético incidente sobre o núcleo. Em transformadores de baixa frequência, por exemplo, este tipo de perda é amenizado com o emprego de materiais laminados, e isolados entre si, na constituição do núcleo magnético, o que faz com que as correntes induzidas resultantes sejam menores. Contudo, em núcleos toroidais, como o presente nas LFSE, empregam-se materiais de maior resistividade como a ferrite. Existe um segundo tipo de perdas dinâmicas, chamada perdas anômalas, as quais são menos significativas que as perdas por Foucault. A compreensão e aceitação das perdas anômalas ainda são incipientes, visto que, supostamente tais perdas decorrem do excesso de corrente induzidas, além das calculadas de maneira clássica, devido ao fenômeno de deslocamento das paredes dos domínios magnéticos (Ribeiro, 2000).

Para ondas de indução senoidal, as perdas dinâmicas podem ser obtidas pela diferença entre as perdas totais medidas e as perdas por histerese. As perdas ditas anômalas representam uma parcela muito pequena em relação às perdas globais, sendo muitas vezes negligenciadas sem prejuízo do rendimento eletromagnético (Pires, 2008).

As perdas totais em núcleos magnéticos resultam do somatório das perdas estáticas e dinâmicas. Graficamente, estas perdas estão ligadas a área interna do laço formado entre a densidade de fluxo B e a intensidade de campo magnético H , comumente conhecido na literatura como ciclo de histerese ou laço $B-H$, apresentado na Figura 2.16.

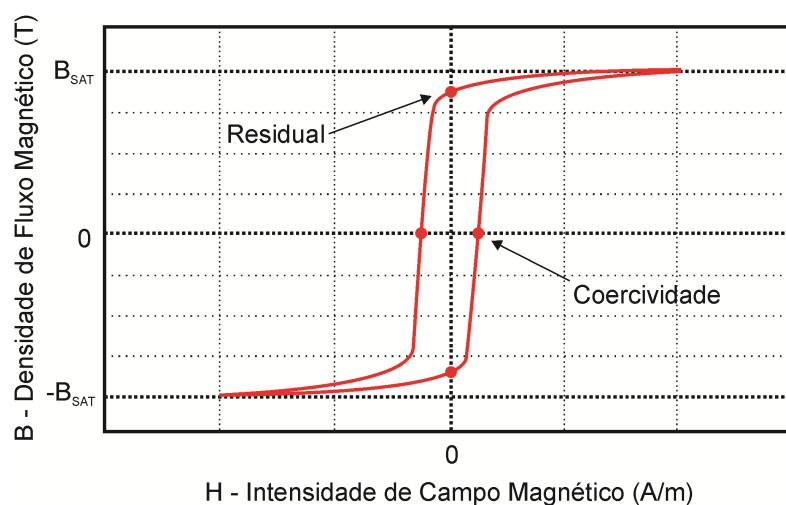


Figura 2.16 - Laço $B-H$ (sem escalas)

O laço $B-H$ é obtido a partir da variação cíclica da intensidade do campo H sobre o núcleo magnético. O ponto residual representa o instante em que o campo magnético aplicado é nulo, contudo os dipolos magnéticos ainda apresentam uma parcela de orientação, ou seja, $B \neq 0$. Ao aplicar um campo magnético em sentido contrário ao inicial, a densidade de fluxo do material vai a zero, para $H \neq 0$. Neste ponto, H leva o nome de coercividade, representando fisicamente, a força necessária para retroceder os domínios magnéticos à posição de origem.

É interessante ressaltar que a área interna ao laço $B-H$ representa a energia total, por unidade de volume (J/m^3), relacionada às perdas totais do núcleo magnético. Contudo, sabe-se que as perdas dinâmicas ocorrem exclusivamente para sinais variantes no tempo, devido à indução eletromagnética. Com isso, para sinais de baixa frequência é possível obter o laço $B-H$ na qual a energia interna representa apenas a perda histerética do material. O comportamento da energia do núcleo magnético, em função da frequência, é apresentado na Figura 2.17 (Batistela, 2001), onde se observa que a energia de histerese independe da variação de frequência.

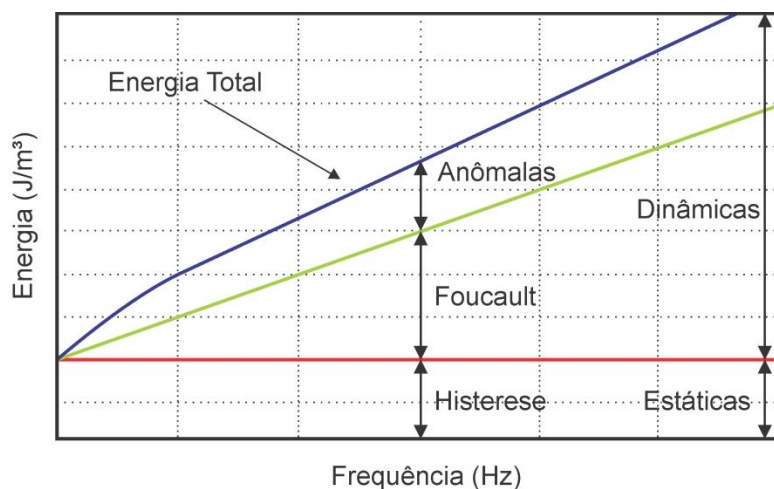


Figura 2.17 - Componentes das perdas no núcleo magnético (sem escalas)

2.3.8.2 Perdas Histeréticas do Núcleo Magnético

Para determinação das perdas estáticas do núcleo magnético da lâmpada realizou-se um ensaio que consiste no levantamento do laço $B-H$ do núcleo em baixa frequência. O

procedimento adotado foi realizado em 1 Hz, visando a obtenção da energia histerética perdida por ciclo de operação. A Figura 2.18 apresenta a configuração física do experimento.

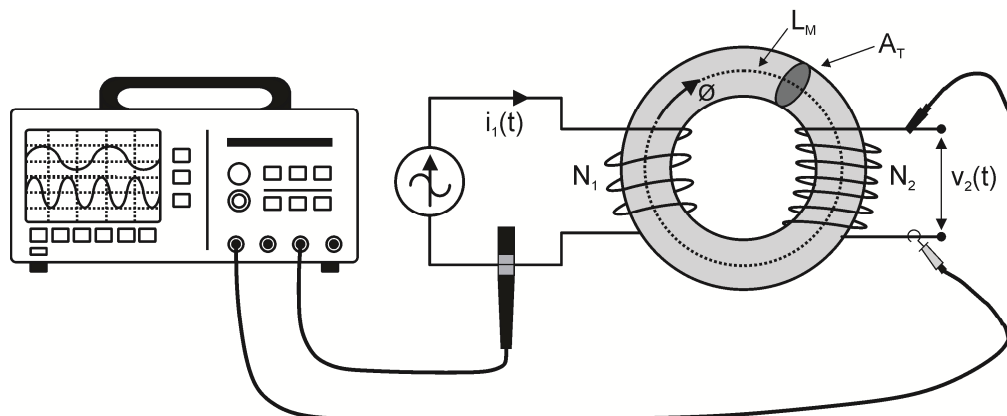


Figura 2.18 - Experimento para obtenção do laço $B-H$

O procedimento consiste em injetar uma corrente senoidal controlada através do enrolamento primário, adquirindo tal corrente no decorrer do tempo $i_1(t)$. Simultaneamente, mede-se a tensão induzida $v_2(t)$ em uma bobina exploratriz de N_2 espiras. Cabe frisar que o nível de corrente injetada ao enrolamento primário deve ter magnitude suficiente para atingir o nível de saturação do núcleo magnético. Este estado de saturação pode ser observado a partir da forma de onda da tensão $v_2(t)$, a qual deve apresentar comportamento semelhante a da Figura 2.19. No ponto de saturação do laço $B-H$ (B_{SAT}), a taxa de variação do fluxo magnético é menor. Isto representa uma redução da tensão induzida $v_2(t)$, a qual deixa de seguir o comportamento senoidal defasado da corrente do primário.

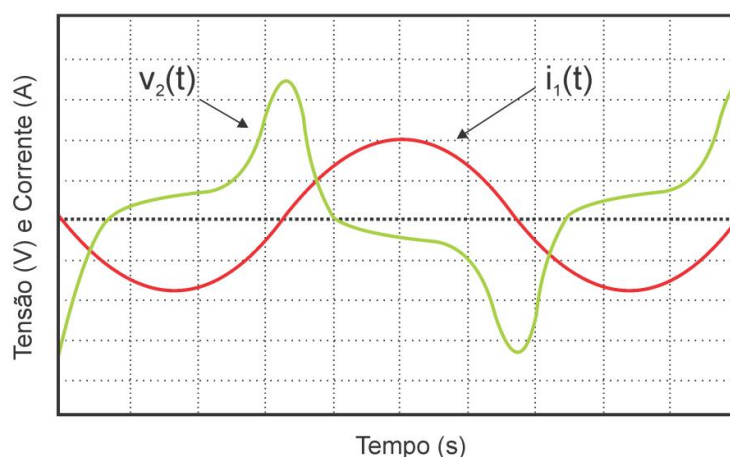


Figura 2.19 - Formas de onda teóricas de $i_1(t)$ e $v_2(t)$, atingindo o estado de saturação (sem escalas)

A corrente do primário pode ser convertida diretamente em campo magnético a partir da expressão (2.2), onde L_M representa o comprimento médio do núcleo toroidal, e N_1 corresponde ao número de espiras do enrolamento primário.

$$H(t) = \frac{N_1 \cdot i_1(t)}{L_M} \quad (2.2)$$

A tensão induzida $v_2(t)$, segundo a *Lei de Faraday*, pode ser expressa em função da variação do fluxo magnético (ϕ) através do núcleo, conforme (2.3).

$$v_2(t) = N_2 \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (2.3)$$

Logo, a partir dos dados de tensão induzida na bobina exploratriz, tem-se a expressão para o fluxo magnético no núcleo em (2.4).

$$\phi = \frac{1}{N_2} \cdot \int v_2(t) \cdot dt \quad (2.4)$$

A relação entre fluxo e densidade de fluxo é dada através da área transversal (A_T) do núcleo magnético, conforme a expressão (2.5).

$$B = \frac{\phi}{A_T} \quad (2.5)$$

Com isso, é possível realizar a plotagem do laço $B-H$, o qual, devido à aquisição em baixa frequência, representa a energia (W_H) relacionada ao ciclo de histerese do núcleo magnético. O valor desta energia pode ser calculado a partir da integral de linha no laço $B-H$, de acordo com a expressão (2.6), onde a componente ($A_T \cdot L_M$) representa o volume do núcleo.

$$W_H = A_T \cdot L_M \cdot \oint B \cdot dH \quad (2.6)$$

A partir da “Equação de Steinmetz”, vista em (2.1), é possível relacionar a potência P_H e a energia W_H . Assim, determina-se o coeficiente de Steinmetz ligado ao material, conforme a expressão (2.7).

$$k_H = \frac{W_H}{B_{SAT}^\alpha} \quad (2.7)$$

As expressões apresentadas anteriormente consideram os valores de fluxo e densidade de fluxo para o ponto de saturação do núcleo. Contudo, em funcionamento normal das LFSE, tal núcleo opera dentro da região linear do laço $B-H$, reduzindo assim as perdas ligadas ao núcleo.

Outro fator relevante relacionado à operação abaixo do ponto de saturação do núcleo magnético corresponde à tensão de ignição da lâmpada. Esta tensão é normalmente cerca de 8 a 10 vezes maior que a tensão nominal. Em virtude disto, o núcleo magnético deve ser projetado de tal forma a evitar a saturação durante a sobretensão de ignição (Lester e Alexandrovich, 1994).

Visando à obtenção da potência histerética, dissipada no núcleo magnético durante a operação em regime da lâmpada, determina-se o valor do fluxo nominal máximo (Φ_N) que percorre o núcleo em tal condição, conforme a expressão (2.8). As variáveis V_{LP} e f_{LP} são respectivamente, a tensão eficaz e a frequência aplicada sobre o núcleo/lâmpada.

$$\Phi_N = \frac{V_{LP}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_{LP} \cdot N_1} \quad (2.8)$$

Aplicando, em (2.5), o valor de Φ_N e da área transversal do núcleo magnético, tem-se a densidade de fluxo nominal máxima (B_N), durante a operação em regime da lâmpada. Com isso, é possível determinar a potência dissipada no ferro, considerando apenas as perdas estáticas, de acordo com (2.9).

$$P_H = k_H \cdot f_{LP} \cdot B_N^\alpha \quad (2.9)$$

2.3.8.3 Resultados Experimentais

Baseado na metodologia de cálculo apresentada determinou-se as perdas por histerese ligadas a um núcleo magnético de uma lâmpada OSRAM Endura, 100 W. No desenvolvimento experimental foram utilizados os seguintes equipamentos: Um amplificador de potência, marca KEPCO – BOP_20M, utilizado com fonte de corrente de baixa frequência; Um osciloscópio, TEKTRONIX - DPO3014 e um conjunto de ponteiros de tensão e corrente. A Tabela 2.2 apresenta os parâmetros experimentais utilizados, seguindo o circuito exposto na Figura 2.18.

A Figura 2.20 mostra a forma de onda da corrente $i_1(t)$ do primário e da tensão $v_2(t)$ no secundário. A partir desses dados, verifica-se que o núcleo foi submetido à condição de saturação.

Tabela 2.2 - Parâmetros experimentais

<i>Nomenclatura</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
N_1	Número de espiras do primário	18
N_2	Número de espiras do secundário	350
V_{LP}	Tensão eficaz nominal na lâmpada	202,28 V
f_{LP}	Frequência nominal da lâmpada	250 kHz
A_T	Área da seção transversal do núcleo	207 mm ²
L_M	Comprimento médio do toróide	165 mm

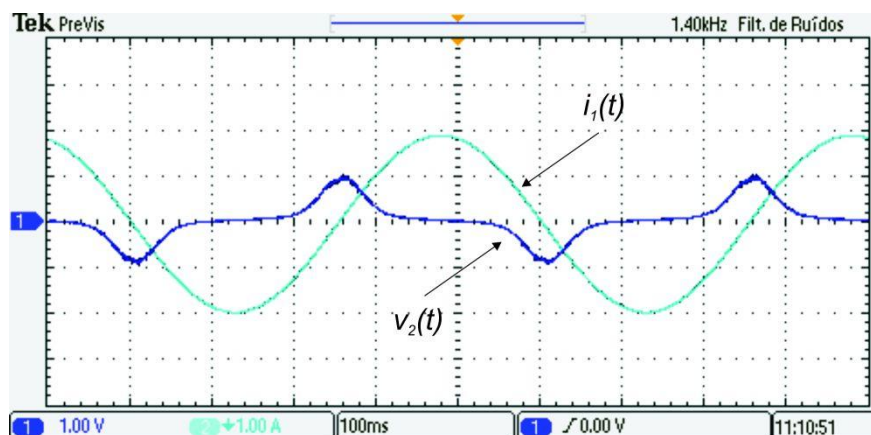


Figura 2.20 - Formas de ondas experimentais de $i_1(t)$ e $v_2(t)$
 Canal 1: Tensão (1 V/div.), Canal 2: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (100 ms/div)

A partir dos dados de tensão induzida no enrolamento secundário, obteve-se o fluxo magnético do núcleo. Baseado nos dados de $i_1(t)$ e $\phi(t)$, conforme (2.2) e (2.5), determinou-se o laço $B-H$ para o núcleo em questão, como apresentado na Figura 2.21.

O cálculo da área interna do laço $B-H$ é realizado a partir da discretização do mesmo através de duas equações polinomiais, $B_{SUP}(H)$ e $B_{INF}(H)$. Tais equações são capazes de descrever o comportamento da densidade de fluxo magnético em relação à variação do campo H , conforme (2.10) e (2.11), onde a área interna do laço $B-H$ pode ser obtida a partir da diferença entre as integrais de $B_{SUP}(H)$ e $B_{INF}(H)$. O erro percentual para as aproximações $B_{SUP}(H)$ e $B_{INF}(H)$ são, respectivamente, 0,6835 e 0,4859%.

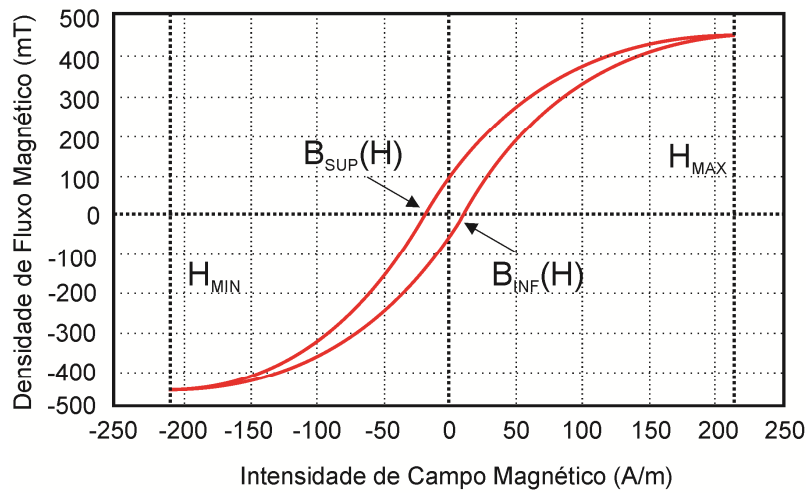


Figura 2.21 - Laço $B-H$ para o núcleo das LFSE Endura - 100 W

$$B_{SUP}(H) = A_1 \cdot H^6 + A_2 \cdot H^5 + A_3 \cdot H^4 + A_4 \cdot H^3 + A_5 \cdot H^2 + A_6 \cdot H + A_7 \quad (2.10)$$

$$B_{INF}(H) = B_1 \cdot H^6 + B_2 \cdot H^5 + B_3 \cdot H^4 + B_4 \cdot H^3 + B_5 \cdot H^2 + B_6 \cdot H + B_7 \quad (2.11)$$

Onde os coeficientes das equações (2.10) e (2.11) são apresentados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 - Coeficientes de $B_{SUP}(H)$ e $B_{INF}(H)$

<i>Coeficiente</i>	<i>Valor</i>	<i>Coeficiente</i>	<i>Valor</i>
A_1	$-1,86577e-15 \text{ T}/(\text{A/m})^6$	B_1	$-9,7910505e-17 \text{ T}/(\text{A/m})^6$
A_2	$9,56851e-13 \text{ T}/(\text{A/m})^5$	B_2	$1,0901107e-12 \text{ T}/(\text{A/m})^5$
A_3	$1,69305e-10 \text{ T}/(\text{A/m})^4$	B_3	$-6,063868e-11 \text{ T}/(\text{A/m})^4$
A_4	$-9,46403e-8 \text{ T}/(\text{A/m})^3$	B_4	$-9,918264e-8 \text{ T}/(\text{A/m})^3$
A_5	$-5,172134e-6 \text{ T}/(\text{A/m})^2$	B_5	$3,5707917e-6 \text{ T}/(\text{A/m})^2$
A_6	$0,004476001 \text{ T}/(\text{A/m})$	B_6	$0,00447077 \text{ T}/(\text{A/m})$
A_7	$0,048571662 \text{ T}$	B_7	$-0,054759914 \text{ T}$

Considerando a equação (2.6), calcula-se a energia interna ligada ao laço $B-H$, seguido os limites de integração dados por H_{MIN} e H_{MAX} , conforme apresentados na Figura 2.21.

$$W_H = 165 \cdot 10^{-3} \cdot 207 \cdot 10^{-6} \cdot \left[\int_{-215}^{215} B_{SUP}(H) \cdot dH - \int_{-215}^{215} B_{INF}(H) \cdot dH \right] = 617,11 \mu J$$

A perda por histerese associada ao núcleo, considerando seu ponto de saturação, pode ser determinada na frequência nominal de operação da mesma.

$$P_H = (617,11 \cdot 10^{-6}) \cdot (250 \cdot 10^3) = 154,264 \text{ W}$$

Este valor de potência representa a perda em histerese, para a condição de saturação do núcleo. Contudo, em condições nominais, o mesmo opera abaixo do ponto de saturação. Em virtude disto, o fluxo nominal Φ_N (2.8) de operação da lâmpada é determinado a partir da frequência e da tensão nominal sobre a mesma, considerando o número de espiras primárias:

$$\Phi_N = \frac{202,28}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot (250 \cdot 10^3) \cdot (18)} = 10,114 \mu Wb$$

Através de Φ_N e A_T , pode-se determinar a densidade máxima de fluxo magnético B_N durante a operação nominal da lâmpada:

$$B_N = \frac{10,114 \cdot 10^{-6}}{207 \cdot 10^{-6}} = 49 \text{ mT}$$

De acordo com o laço $B-H$, apresentado na Figura 2.21, tem-se $B_{SAT} = 450 \text{ mT}$. Considerando que o núcleo magnético da LFSE é constituído do material ferrite N87 (EPCOS, 2012), emprega-se $\alpha = 2,46$ (Muhlethaler, 2012). Com isso, é possível determinar o coeficiente de Steinmetz k_H (2.7):

$$k_H = \frac{617,11 \cdot 10^{-6}}{(450 \cdot 10^{-3})^{2,46}} = 4,4 \text{ mJ/T}$$

Por fim, baseado nos coeficientes k_H e B_N , calcula-se a potência histerética dissipada, considerando o ponto nominal de operação da lâmpada (2.9):

$$P_H = 4,4 \cdot 10^{-3} \cdot (250 \cdot 10^3) \cdot (49 \cdot 10^{-3})^{2,46} = 0,655 \text{ W}$$

A Figura 2.22 apresenta fotos do protótipo desenvolvido.

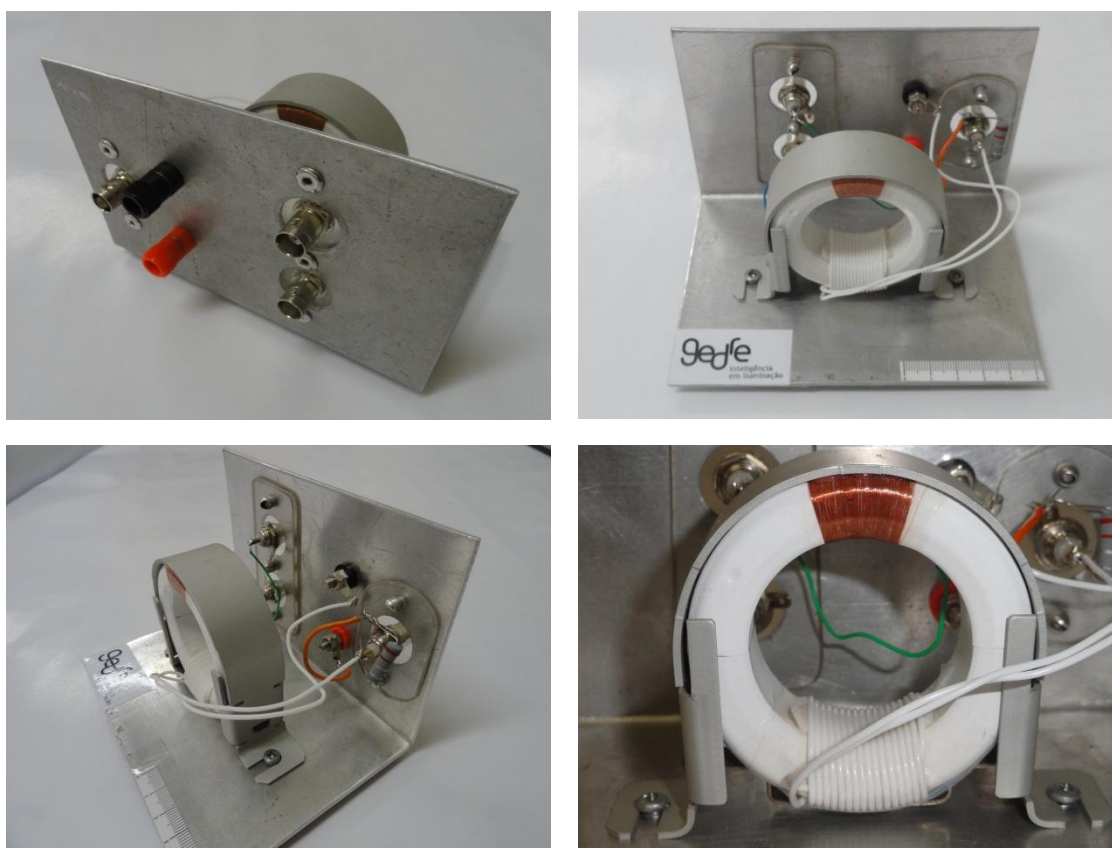


Figura 2.22 - Fotos do experimento desenvolvido

2.3.9 Perdas Totais do Núcleo Magnético

Os valores de potência ativa total consumida pelo núcleo magnético (P_{co}) podem ser obtidos experimentalmente. O procedimento adotado consiste na aplicação de uma tensão com forma de onda senoidal, com amplitude e frequência nominal, sobre o primário do núcleo magnético, sem a presença do tubo de descarga da lâmpada. Este procedimento experimental equivale ao ensaio a vazio, realizado em transformadores, para determinação das perdas no ferro. A Figura 2.23 apresenta a configuração do experimento.

Os valores de tensão e corrente no enrolamento primário são adquiridos, obtendo a potência ativa consumida. Esta potência é atribuída diretamente às perdas do núcleo, visto que nesse caso as perdas do cobre podem ser desprezadas.

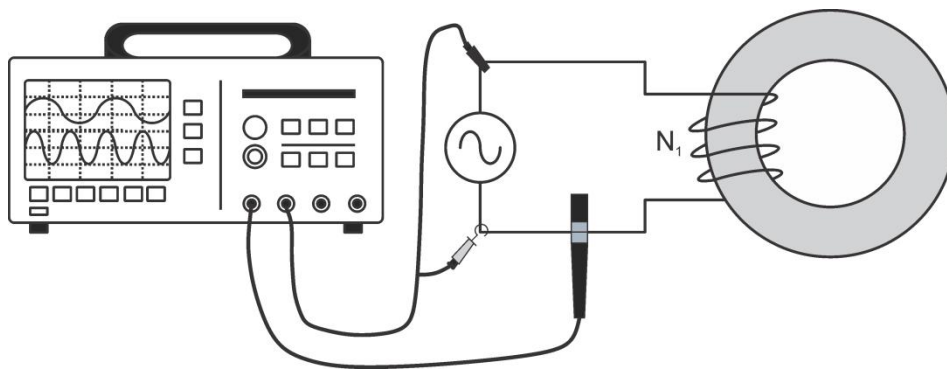


Figura 2.23 - Experimento para obtenção das perdas totais no núcleo magnético

2.3.10 Resultados Experimentais

Considerando o experimento apresentado na Figura 2.23, determinaram-se as perdas totais referentes a um núcleo magnético da lâmpada OSRAM Endura, 100 W.

A Tabela 2.4 mostra os resultados da potência total sobre o núcleo magnético analisado, considerando diferentes tensões eficazes sobre o mesmo. Observa-se que tais perdas são incrementadas proporcionalmente ao acréscimo de tensão eficaz sobre o enrolamento primário. Este resultado de acréscimo de potência com o acréscimo da tensão é esperado, visto que, as perdas estáticas e dinâmicas estão diretamente ligadas ao nível de tensão aplicada ao enrolamento do núcleo magnético.

A Figura 2.24 apresenta as formas de onda da tensão, corrente e potência no enrolamento primário do núcleo, para condição nominal de operação da lâmpada.

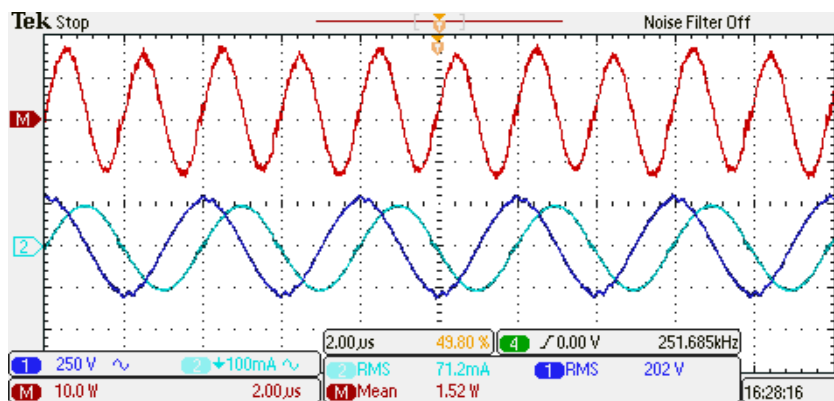


Figura 2.24 - Formas de ondas experimentais no enrolamento primário do núcleo. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (100 mA/div.), *Canal M*: Potência (10 W/div.). Escala Horizontal: (2 μs/div.)

Tabela 2.4 - Dados de tensão eficaz e potência ativa no núcleo magnético

<i>Tensão eficaz (V)</i>	<i>Potência ativa P_{co} (W)</i>
187,220	1,306
190,312	1,361
198,677	1,520
202,288 ¹	1,591
206,408	1,675
210,205	1,754
213,093	1,816
215,160	1,861
217,865	1,921
217,456	1,912
216,460	1,889
218,275	1,930
216,203	1,884
216,612	1,893
222,363	2,022
219,645	1,960
223,800	2,055

¹ Valor de tensão nominal para potência de 100 W

2.3.11 Análise das Perdas do Núcleo Magnético

Baseado nos dados obtidos, os quais determinam as perdas por histerese e as perdas totais no núcleo magnético, é possível demonstrar o comportamento de tal núcleo, quando submetido a diferentes níveis de tensão.

Sabendo que as perdas totais em núcleos magnéticos resultam do somatório das perdas estáticas e dinâmicas. A Figura 2.25 apresenta o comportamento das perdas ligadas a um dos núcleos magnético das LFSE Endura, 100 W, para diferentes tensões.

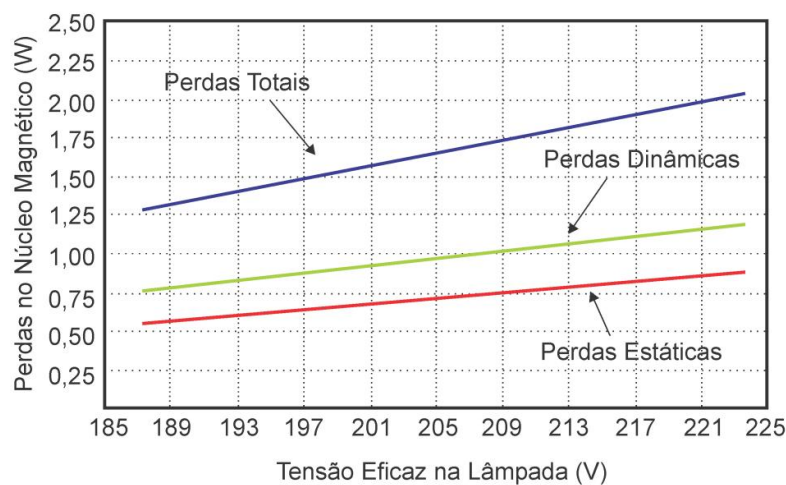


Figura 2.25 - Comportamento das perdas relacionadas ao núcleo magnético

De acordo com a Figura 2.25, verifica-se que as perdas relacionadas ao núcleo crescem linearmente com o aumento da tensão sobre a lâmpada. As perdas totais são incrementadas a uma taxa de aproximadamente 37 mW/V. Cabe salientar que todos os dados analisados foram obtidos para temperatura ambiente, de aproximadamente 25°C.

Assim é possível verificar que, no ponto de operação nominal da lâmpada Endura de 100 W, as perdas estáticas correspondem a cerca de 41% das perdas totais relacionadas ao núcleo magnético. Com isso, considerando os dois núcleos constituintes da lâmpada, em condição nominal, tem-se uma dissipação de potência de aproximadamente 1,31 W por perdas estáticas e cerca de 1,87 W por perdas dinâmicas.

2.4 Modelagem das Lâmpadas Fluorescentes

O estudo e modelagem para lâmpadas de descargas de mercúrio à baixa pressão são complexos pelo fato de não existir, nem por aproximação, um equilíbrio dinâmico no plasma entre os vários tipos de partículas do qual é composto (Kaiser, 1988). Apesar de esta aproximação ser válida para descargas em alta pressão, para descargas de baixa pressão a energia média dos elétrons é muito superior à energia dos átomos do gás. Um tratamento teórico envolveria a solução de um complexo sistema de equações no qual as concentrações de íons, elétrons e átomos nos seus vários estados excitados apareceriam como incógnitas.

As lâmpadas fluorescentes apresentam características estáticas e dinâmicas. Os modelos em regime permanente são representações das condições da lâmpada em regiões sem fenômenos transitórios. Se a impedância característica das LFSE puder ser simulada através de softwares, o desenvolvimento do dispositivo eletrônico a acioná-la vai ser mais conveniente, visto que as características elétricas de todo o sistema podem ser previstas como um único circuito.

A modelagem de lâmpada fluorescente em operação com controle de intensidade luminosa é tema abordado de diversos trabalhos. Por exemplo, os parâmetros físicos das LF são estudados e modelados em Holloway (2009) e Zissis (2003). A literatura apresenta também modelos para LF que representam a variação dos parâmetros elétricos em função da potência. O modelo de Mader-Horn (1992), que utiliza uma função cúbica, o qual pode apresentar problemas de convergência nas simulações. A modelagem através de um resistor fixo equivalente é rápida e normalmente não apresenta problemas de convergência, porém não é apropriada para simulações de circuitos com variação do fluxo luminoso. A aproximação empregando a função tangente (Cervi, 2002) acarreta menos problemas de convergência que o modelo de Mader-Horn, mas ainda exige elevado tempo de simulação. O último modelo destacado apresenta uma resistência variável equivalente da lâmpada em função da sua potência. Este modelo é menos complexo e rápido nas simulações, sendo aconselhado para circuitos com variação do fluxo luminoso (Seidel, 2004). É possível também a utilização de um modelo polinomial conforme apresentado em (Onishi, 1999).

Lâmpadas fluorescentes operando em altas frequências são representadas como cargas puramente resistivas em algumas publicações técnicas (Chen et. al., 2006), (Cho et. al., 2006), (Cao, 2005), (Han et. al., 2007), (Kim et. al., 2008), (Jang et. al., 2009), (Statnic et. al., 2006), (Kido et. al., 2001) e (Ben-Yaakov et. al., 2002). Porém as LFSE apresentam uma característica reativa além da resistiva. Na partida a resistência é considerada infinita e a

reatância apresenta um valor definido (Lester e Alexandrovich, 1999). Contudo, uma vez que a resistência dielétrica do gás é vencida e o plasma é criado, a impedância da lâmpada cai até atingir seu valor nominal. As LFSE indutivas apresentam uma bobina responsável pela geração do campo magnético aplicado na lâmpada e esta é a origem do indutor representado no modelo da lâmpada. Desta forma, para fins de simulação as LFSE podem ser substituídas por uma indutância de magnetização que representará suas bobinas e por uma resistência equivalente e uma reatância equivalente que modelará o comportamento da lâmpada. Além desses elementos, uma resistência equivalente às perdas dos núcleos também podem ser representados em conjunto com a indutância de magnetização. O modelo da LFSE pode ser obtido através do levantamento de dados experimentais de tensão e corrente sobre a mesma.

Outra questão que deve ser considerada é o coeficiente de acoplamento entre as bobinas das LFSE e a descarga que ocorre dentro da lâmpada o qual é tratada como secundário do transformador. Esta é uma das maiores diferenças de funcionamento entre as lâmpadas sem eletrodos com bobina interna ou externa. Enquanto o coeficiente de acoplamento das lâmpadas de bobina interna apresenta elevada variação com a modificação do nível de potência (Statnic e Tanach, 2006) o mesmo fenômeno não ocorre na lâmpada de bobina externa que apresenta um coeficiente de acoplamento com pouca variação e aproximadamente unitário (Statnic e Tanach, 2004) devido a aspectos construtivos e a presença de um circuito magnético de caminho fechado.

A defasagem da impedância nas LFSE é dependente da intensidade dos campos magnético e elétrico. Na potência nominal a impedância da LFSE apresenta um determinado ângulo, porém para a variação do fluxo luminoso na mesma, altera-se sua corrente e/ou tensão causando alterações no campo magnético e elétrico, alterando a defasagem entre os mesmos (Lister e Cox, 1992).

Uma das principais dificuldades para a modelagem das LFSE é a determinação dos parâmetros elétricos equivalentes que representam o comportamento da lâmpada e da descarga da mesma, como resistência e reatância, já que os parâmetros elétricos do plasma não podem ser obtidos diretamente. Contribuições sobre este tema foram feitas em Yuming (2006) e Ben-Yaakov (2002), porém estes representam a lâmpada como uma carga puramente resistiva e desconsideram as perdas nos núcleos.

As LFSE são alimentadas através de um sistema para limitar a sua corrente devido à característica de impedância negativa. A Figura 2.26 apresenta a curva de tensão (V_1) versus corrente da lâmpada (I_1) em estudo, para potência nominal (100 W) e para uma menor potência (30 W).

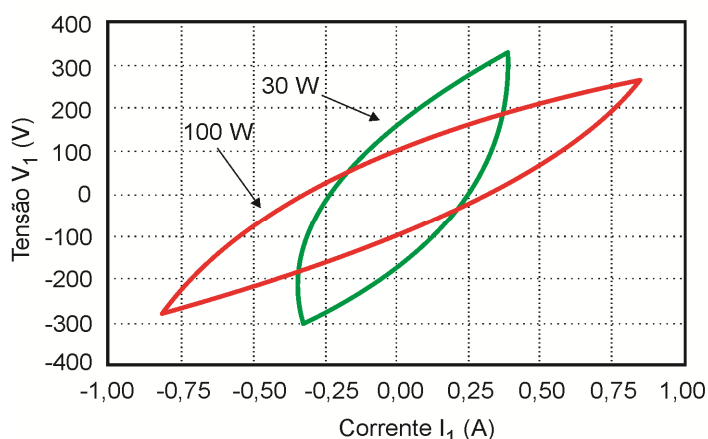


Figura 2.26 – Curva V-I de uma LSFSE Endura/OSRAM 100 W

Para a descarga nas LFSE Endura, assumindo que as tensões e correntes no sistema são senoidais, na frequência de operação o tempo de estabilização da descarga é 400 μ s, muito maior que o período do sinal de potência de 4 μ s. Assim, a descarga pode ser considerada uma carga *quasi-linear*, tendo uma impedância constante durante o período (Statnic e Tanach, 2004). Porém, quando é necessário realizar a variação do fluxo luminoso, necessita-se de um modelo que seja capaz de emular o comportamento das LFSE durante este processo, visto que a impedância desta varia com relação à potência da mesma.

As LFSE quando em regime permanente (condição de equilíbrio térmico), tende a operar com tensão eficaz constante. Alguns fatores influenciam especialmente as características elétricas equivalente das LFSE, tais como: a condutividade do plasma, as características elétricas do núcleo, a indutância mútua, a temperatura do amálgama de mercúrio da lâmpada e o coeficiente de acoplamento entre as bobinas e o plasma. Como alguns dessas características variam com a potência, é necessário que os parâmetros do modelo também sejam variáveis. Os modelos citados anteriormente representam apenas características resistivas, o que não é suficiente para a modelagem completa das LFSE.

No modelo desenvolvido nesse trabalho, consideram-se os parâmetros resistivos e reativos da lâmpada e as perdas nos núcleos. Esta modelagem utiliza regressões polinomiais para emular o comportamento dos parâmetros elétricos variáveis das LFSE. Se as LFSE forem simuladas por uma impedância equivalente, o projeto do sistema eletrônico de acionamento será mais conveniente e as características elétricas de todo o sistema podem ser determinadas. A simulação antes da implementação prática, fornece informações úteis para a otimização e, conseqüentemente, redução de custos do projeto do sistema eletrônico.

2.5 Modelo do Circuito Elétrico Equivalente da LFSE

O modelo foi desenvolvido utilizando dados experimentais e verificado através de simulações. O modelo detalhado com os parâmetros elétricos da LFSE é apresentado na Figura 2.27. Para determinar o circuito equivalente das LFSE com variação do fluxo luminoso, é necessário analisar o funcionamento da mesma. O conjunto lâmpada e bobinas externas podem ser analisados como um transformador. O sistema eletrônico fornece potência ao primário do transformador, com (N) espiras, e o secundário do transformador é formado pela lâmpada, podendo ser representado por apenas uma espira (Statnic e Tanach, 2004).

Na Figura 2.27.a o plasma é representado por uma resistência (R_{lamp2}) e a característica reativa da lâmpada por uma reatância em paralelo (X_{lamp2}). Na Figura 2.27.b os valores da impedância da lâmpada estão representados no primário, considerando-se um coeficiente de acoplamento unitário (Statnic e Tanach, 2006). A reatância das LFSE como um todo, considerando também a indutância de magnetização do primário, apresenta característica indutiva (L_{eq}) como mostrado na Figura 2.27.d. Entretanto a Figura 2.27.c mostra a reatância da lâmpada representada com uma característica capacitiva, devido a este comportamento ter sido observado experimentalmente.

Na partida das LFSE há uma descarga capacitiva, cuja tensão necessária depende de aspectos construtivos das LFSE (Popov, 2000). A ignição ocorre quando o campo elétrico azimuthal, induzido pela bobina no bulbo, é suficiente para dar início a descarga E e ao mesmo tempo iniciar e manter a descarga H. O estudo entre as transições de descarga dentro da LFSE pode ser analisada em Razzak (2004), Yoon (1998) e Qi, Yumming e Dahua (2006).

Conforme resultados obtidos, se observa um comportamento capacitivo da lâmpada. Comportamento semelhante também foi observado por Popov (2000) utilizando LFSE sem núcleo de ferrite, projetada para 80 W, operando em frequência mais elevada. Em Statnic e Tanach (2004), onde LFSE semelhantes são utilizadas, as lâmpadas também apresentaram características capacitivas na mesma faixa de potência. O efeito capacitivo é devido principalmente ao efeito criado entre o plasma e as paredes das LFSE (Statnic e Tanach, 2004), (Yoon, 1998), (Bowers, 1999), (Gonzalez e Shabalín, 2003).

O modelo apresentado aqui propõe a representação da lâmpada considerando sua característica capacitiva e resistiva, referida ao primário de um transformador equivalente. Uma resistência variável (R_{lamp}) representa o consumo de potência ativa do plasma, outra resistência variável representa as perdas totais nos núcleos magnéticos (R_{core}), uma capacitância variável (C_{lamp}) representa a reatância da lâmpada (X_{lamp}). A indutância de

magnetização (L_{core}) é considerada constante. Durante o processo de ignição, a impedância da lâmpada é considerada inicialmente infinita e decai até atingir seu valor nominal (Lester, 1999). A indutância de dispersão pode ser desprezada, visto que o coeficiente de acoplamento da LFSE utilizada ser considerado unitário. As perdas ôhmicas dos enrolamentos também podem ser desprezadas em relação ao valor das perdas nos núcleos (P_{core}) (Statnic e Tanach, 2004). A Figura 2.27.c representa o circuito equivalente para LFSE com todos os parâmetros referidos ao primário. Observa-se que devido ao coeficiente de acoplamento unitário, a tensão do secundário referida ao primário é igual à tensão do primário.

A Figura 2.28 apresenta o diagrama fasorial da tensão e das correntes sobre a LFSE, referidas ao primário. Na Figura 2.27 e na Figura 2.28, I_0 representa a corrente magnetizante, $I_{L_{core}}$ a corrente indutiva magnetizante, $I_{R_{core}}$ a corrente ativa magnetizante, I_2 a corrente da lâmpada, $I_{C_{lamp}}$ a corrente capacitiva da lâmpada, $I_{R_{lamp}}$ a corrente ativa do plasma. Estas siglas representam os valores eficazes (RMS), enquanto que as mesmas siglas, com a adição do apóstrofo ('), representam os valores de pico. O ângulo \varnothing_1 representa a defasagem entre a tensão e a corrente das LFSE.

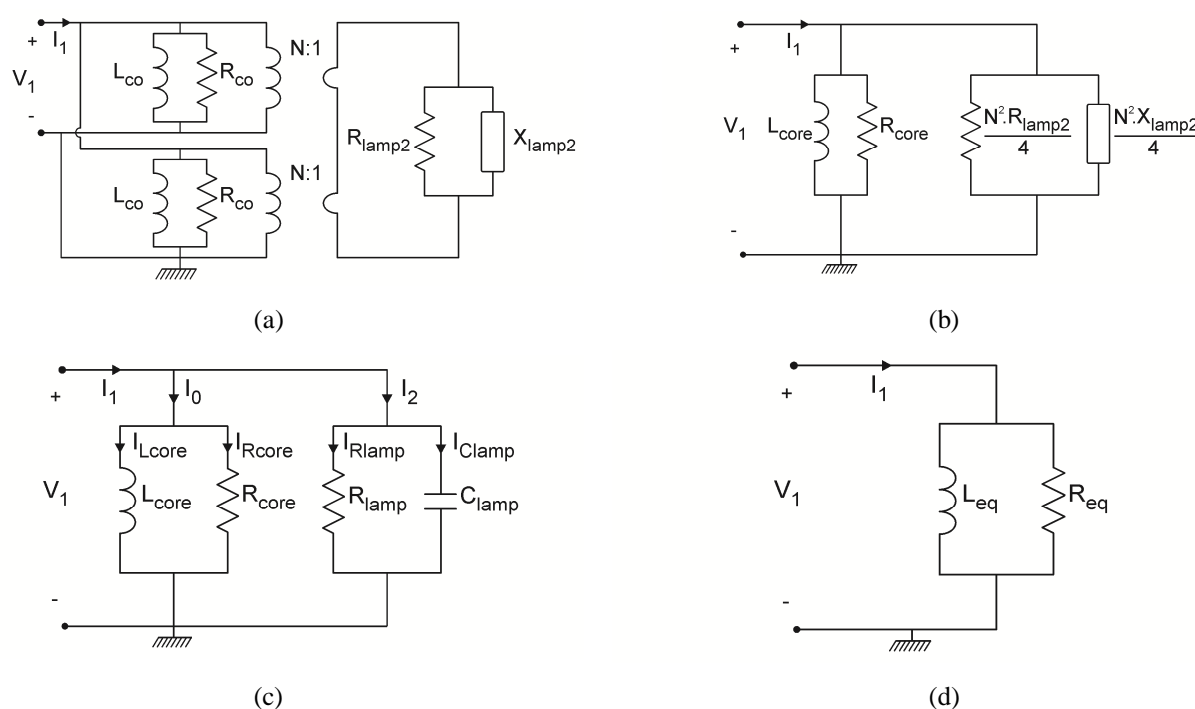


Figura 2.27 – (a) Modelo elétrico equivalente das LFSE. (b) Modelo com os parâmetros da lâmpada referidos ao primário. (c) Modelo simplificado das LFSE considerando a lâmpada e os parâmetros do núcleo. (d) Modelo simplificado das LFSE

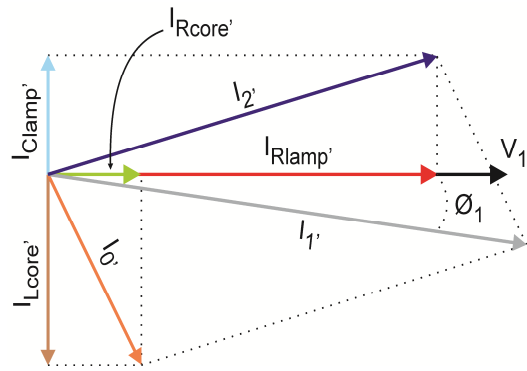


Figura 2.28 – Diagrama fasorial das LFSE. (sem escalas)

2.6 Medições e Equacionamento do Modelo

O objetivo principal deste modelo é considerar o circuito equivalente das LFSE (bobinas + lâmpada) e calcular seus valores baseados nos parâmetros elétricos de tensão e corrente fornecidos a LFSE. Dessa forma, torna-se necessária, para o desenvolvimento do modelo, a obtenção de dados experimentais.

Os dados experimentais, para a modelagem das LFSE, foram obtidos através do uso de um inversor meia ponte, juntamente com um filtro ressonante série paralelo (LCC), alimentados por uma fonte de tensão contínua (V_{BUS}). Os componentes do filtro LCC foram calculados com base em Prado (2000) e Bisogno (2001), sendo esses apresentados no capítulo 3 desse trabalho.

O modelo proposto é baseado em um conjunto de dados experimentais obtidos para diferentes potências ativas na LFSE. Antes da obtenção dos dados experimentais do modelo, é importante manter a LFSE em operação por um período, até que a descarga da mesma atinja o equilíbrio térmico, visto que as características do plasma são fortemente dependentes da estabilização da temperatura do amálgama de mercúrio (Statnic e Tanach, 2004). A LFSE foi mantida na potência nominal até que houvesse equilíbrio da descarga. Então, a tensão contínua, aplicada ao inversor meia ponte, foi reduzida em passos de 10 V. Um intervalo de 15 minutos foi respeitado entre cada aquisição de dados, permitindo assim que a descarga estabelecesse o seu equilíbrio. Este procedimento foi repetido até a LFSE não manter sua descarga e desligar.

A Figura 2.29 apresenta o esquemático do protótipo com o qual os dados experimentais foram adquiridos. A frequência de operação (f) foi mantida na nominal da

lâmpada Endura em 250 kHz. A tensão eficaz aplicada à LFSE (V_1) foi adquirida utilizando uma ponteira diferencial de tensão da TEKTRONIX modelo P5200. A corrente eficaz da LFSE (I_1) foi medida utilizando-se uma ponteira de corrente da TEKTRONIX modelo TCPA300. O osciloscópio utilizado foi da TEKTRONIX modelo DPO2014. A tensão V_{BUS} foi fornecida por uma fonte de tensão DC da SUPPLIER modelo FCC 400-50i.

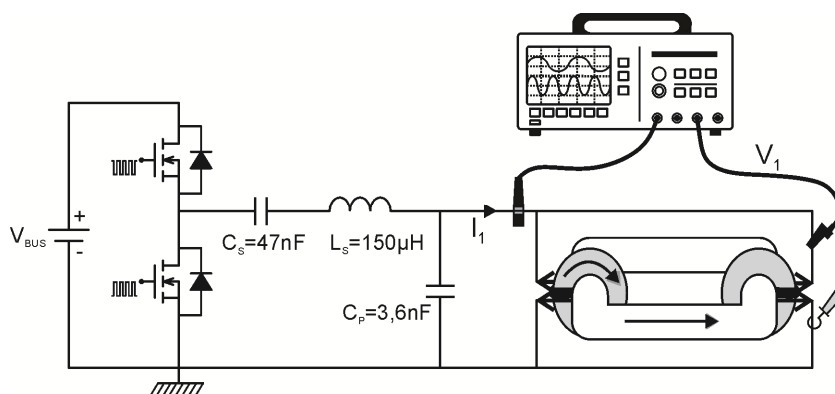


Figura 2.29 – Protótipo para a obtenção dos dados experimentais

Através desse experimento foram obtidos: tensão (V_1) e corrente (I_1) na LFSE; potência ativa (P), potência aparente (S), potência reativa (Q) e defasagem angular (ϕ_1).

1) *Equacionamento da Impedância Equivalente total da LFSE:* Com os dados obtidos é possível calcular os valores da impedância total da LFSE. A resistência equivalente da LFSE referida ao primário (R_{eq}) é calculada por (2.12).

$$R_{eq} = \frac{V_1^2}{P} \quad (2.12)$$

A reatância equivalente da LFSE (X_{Leq}) é dado por (2.13).

$$X_{Leq} = \frac{V_1^2}{Q} \quad (2.13)$$

A indutância equivalente da LFSE é calculada por (2.14).

$$L_{eq} = \frac{X_{Leq}}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (2.14)$$

2) *Equacionamento dos Parâmetros dos Núcleos da LFSE:* Os valores de potência ativa consumida pelos núcleos (P_{core}), também foram obtidos experimentalmente. Para a obtenção de R_{core} , foi efetuado um experimento adicional, onde foram obtidas as perdas em apenas um núcleo em função da tensão eficaz aplicada a este. O experimento consiste na montagem de um inversor meia ponte com filtro LCC, conforme apresentado na Figura 2.29, porém através do ensaio da bobina L_{co} , em paralelo com uma resistência externa como carga. A resistência externa utilizada foi de mesmo valor que a resistência da LFSE no ponto nominal de operação, aproximadamente 410Ω . Através da variação da tensão contínua V_{BUS} aplicada ao inversor, varia-se a tensão eficaz sobre a bobina, medindo-se a corrente e a tensão sobre a mesma para calcular a potência ativa consumida. Atribuiu-se esse consumo as perdas no ferro, visto que a resistência do fio pode ser desprezada.

Com isto pode-se determinar a resistência equivalente de ambos os núcleos para cada ponto através de (2.15).

$$R_{core} = \frac{V_1^2}{P_{core}} \quad (2.15)$$

A determinação da equivalência paralela das indutâncias magnetizantes (L_{core}) é realizada por medição, sendo a indutância medida para cada núcleo de $1000 \mu H$. O aparelho utilizado para a medição desta indutância foi um LCR Meter modelo MXB-821. Ressalta-se que valores similares também foram obtidos em Han et. Al (2007) e Statnic e Tanach (2004).

3) *Equacionamento dos Parâmetros da Lâmpada Referidos ao Primário da LFSE:* Com os valores obtidos em (2.12) e (2.15) se obtém a resistência equivalente do plasma (R_{lamp}) através de (2.16).

$$R_{\text{lamp}} = \frac{R_{\text{core}} \cdot R_{\text{eq}}}{R_{\text{core}} - R_{\text{eq}}} \quad (2.16)$$

Com o valor medido de L_{core} e da reatância equivalente da LFSE se obtém a reatância equivalente da lâmpada através de (2.17).

$$X_{\text{Clamp}} = \frac{X_{L_{\text{core}}} \cdot X_{L_{\text{eq}}}}{X_{L_{\text{core}}} - X_{L_{\text{eq}}}} \quad (2.17)$$

Resultados experimentais, apresentados a seguir, mostraram a característica capacitiva da lâmpada, sendo que, a mesma referida ao primário, pode ser calculada por (2.18).

$$C_{\text{lamp}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{\text{Clamp}}} \quad (2.18)$$

4) *Dados Experimentais:* Os resultados experimentais obtidos são apresentados na Tabela 2.5. A Figura 2.30 representa os valores experimentais de potência ativa e reativa obtidos como função da variação da tensão de barramento.

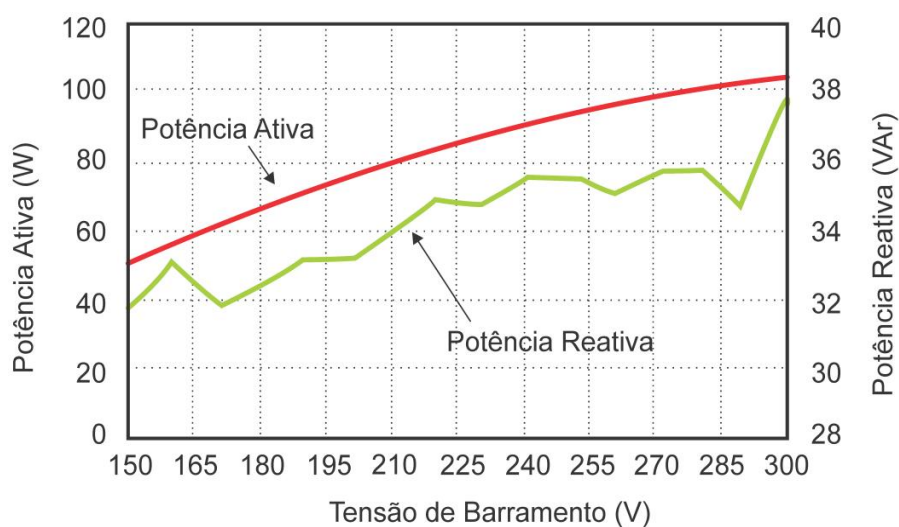


Figura 2.30 – Potência ativa e reativa da LFSE em função de V_{BUS}

Tabela 2.5 - Tabela de dados obtidos para o modelamento da LFSE.

Tensão Barramento (V)	Tensão Eficaz Lâmpada (V)	Corrente Eficaz Lâmpada (mA)	Potência Ativa Lâmpada (W)	Potência Total Lâmpada (VA)	Potência Reativa Lâmpada (VAr)
300	187,220	595,725	104,912	111,531	37,852
290	190,312	586,757	103,318	109,000	34,733
280	198,677	543,790	101,907	108,039	35,879
270	202,288	523,290	99,685	105,855	35,613
260	206,408	497,946	96,596	102,780	35,113
250	210,205	479,654	94,351	100,826	35,549
240	213,093	461,481	91,717	98,338	35,474
230	215,160	434,361	86,768	93,457	34,722
220	217,865	418,394	84,185	91,154	34,954
210	217,456	394,006	78,663	85,679	33,956
200	216,460	372,962	73,627	80,731	33,114
190	218,275	353,655	69,717	77,194	33,144
180	216,203	334,144	64,629	72,243	32,283
170	216,612	315,166	60,336	68,269	31,940
160	222,363	294,935	56,655	65,583	33,035
150	219,645	275,236	51,446	60,454	31,749
140	223,800	256,284	47,151	57,356	32,657
Tensão Barramento (V)	Defasagem tensão e corrente (Graus)	Potência Ativa dos Núcleos (W)	Indutância (μ H)	Resistência Total (Ω)	Impedância Total (Ω)
300	19,839	2,611	587,169	334,102	314,272
290	18,581	2,723	661,210	350,554	324,345
280	19,396	3,039	697,599	387,340	365,357
270	19,659	3,182	728,585	410,498	386,570
260	19,976	3,349	769,356	441,054	414,518
250	20,645	3,508	788,144	468,318	438,243
240	21,145	3,632	811,661	495,094	461,759
230	21,810	3,722	845,410	533,537	495,348
220	22,548	3,841	861,044	563,818	520,718
210	23,348	3,823	883,023	601,134	551,910
200	24,216	3,779	897,186	636,379	580,381
190	25,427	3,860	911,493	683,395	617,199
180	26,542	3,768	918,124	723,265	647,036
170	27,895	3,786	931,495	777,652	687,294
160	30,246	4,044	949,061	872,745	753,937
150	31,680	3,921	963,519	937,749	798,023
140	34,706	4,110	972,495	1062,247	873,251

A Figura 2.31 representa a tensão e corrente eficaz na LFSE como função da variação da tensão de barramento.

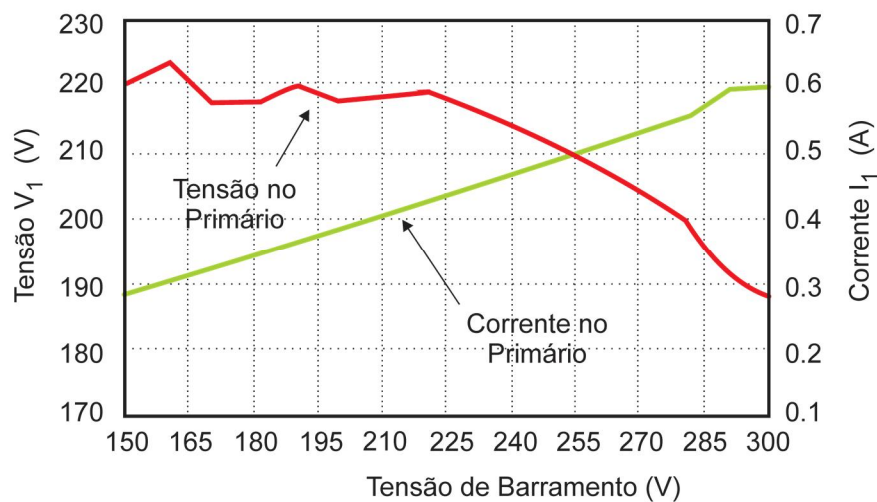


Figura 2.31 – Tensão e corrente eficaz da LFSE em função de V_{BUS}

A Figura 2.32 apresenta a impedância e a defasagem total (ϕ_1) da LFSE como função da variação da tensão de barramento.

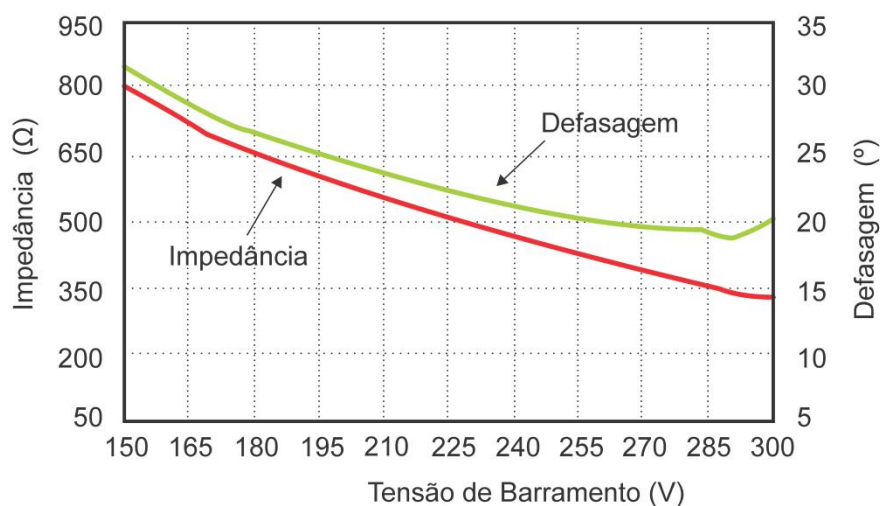


Figura 2.32 – Impedância da LFSE e ϕ_1 em função de V_{BUS}

A Figura 2.33 apresenta a resistência e a capacitância da lâmpada referidas ao primário em função da variação da tensão de barramento V_{BUS} .

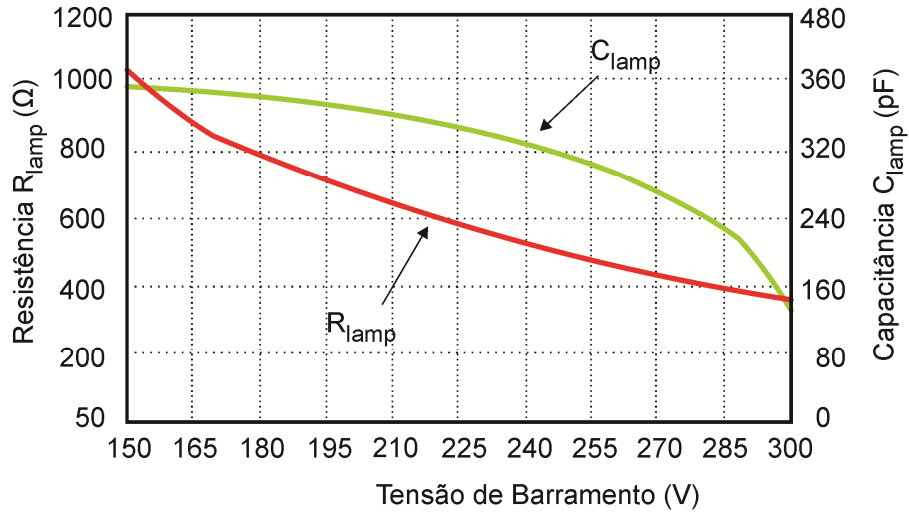


Figura 2.33 – R_{lamp} e C_{lamp} em função de V_{BUS}

A Figura 2.34 apresenta a potência ativa dos núcleos em função da tensão sobre os mesmos.

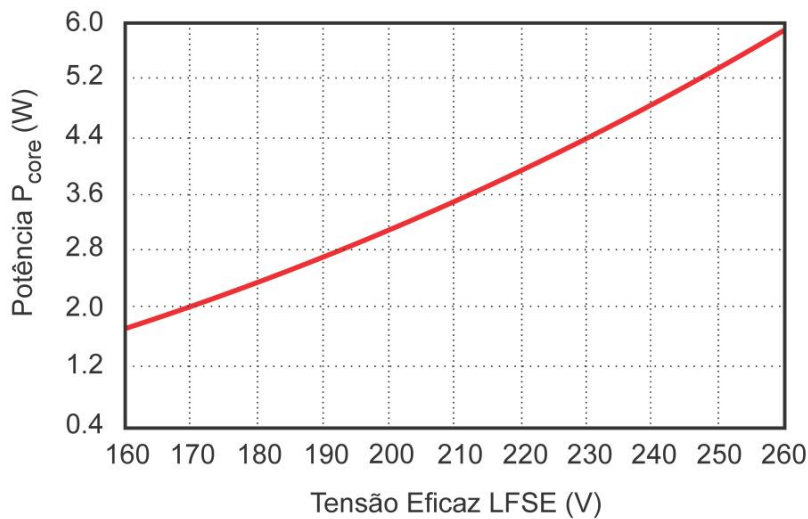


Figura 2.34 – P_{core} total em função da tensão eficaz da LFSE

Os valores de resistência equivalente dos núcleos foram calculados por (2.15), os de resistência equivalente da lâmpada por (2.16) e os da capacitância da lâmpada por (2.18). Com os dados experimentais obtidos e os valores calculados, utilizou-se uma ferramenta estatística de regressão polinomial, para determinar as equações que representam os coeficientes variáveis da LFSE em função da potência ativa da mesma, considerando-se as bobinas como parte integrante da LFSE.

A equação (2.19) expressa $R_{\text{lamp}}(P)$, sendo os valores de seus coeficientes apresentados na Tabela 2.6.

$$R_{\text{lamp}}(P) = A_4 \cdot P^4 + A_3 \cdot P^3 + A_2 \cdot P^2 + A_1 \cdot P + A_0 \quad (2.19)$$

Tabela 2.6 - Coeficientes da equação de R_{lamp}

Coeficientes	Valores
A_0	9009,94405148 Ω
A_1	-381,455112500 Ω/W^1
A_2	6,66953900000 Ω/W^2
A_3	-0,05219411300 Ω/W^3
A_4	0,00015038000 Ω/W^4

A Figura 2.35 apresenta a variação da resistência do plasma referida ao primário em função da potência ativa.

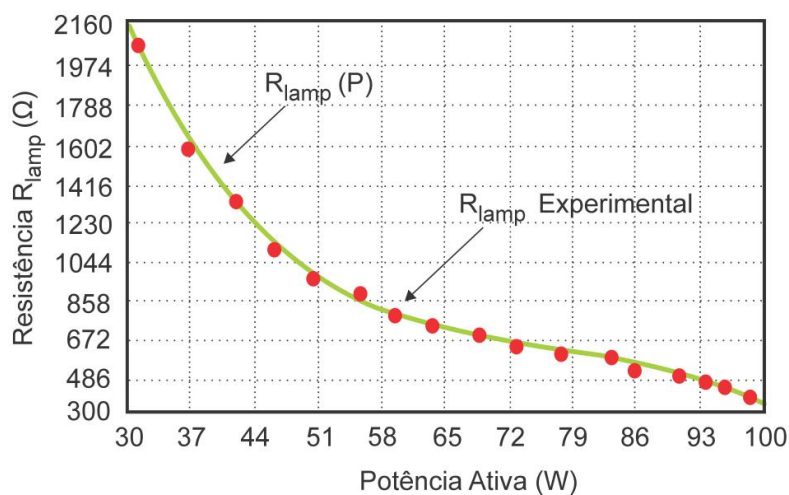


Figura 2.35 – R_{lamp} em função da potência ativa da LFSE

Observa-se na Figura 2.35, que ao diminuir a potência ativa na LFSE, ocorre um aumento não linear de $R_{\text{lamp}}(P)$. Neste caso, o comportamento de $R_{\text{lamp}}(P)$ pode ser aproximado por um polinômio de quarta ordem.

A equação (2.20) expressa $R_{core}(P)$, sendo os valores de seus coeficientes apresentados na Tabela 2.7.

$$R_{core}(P) = B_4 \cdot P^4 + B_3 \cdot P^3 + B_2 \cdot P^2 + B_1 \cdot P + B_0 \quad (2.20)$$

Tabela 2.7 - Coeficientes da equação de R_{core}

Coeficientes	Valores
B_0	12478,7887 Ω
B_1	-140,628270 Ω/W^1
B_2	5,74590450 Ω/W^2
B_3	-0,07860825 Ω/W^3
B_4	0,00000356596 Ω/W^4

A Figura 2.36 apresenta a variação da resistência equivalente dos núcleos em função da potência ativa.

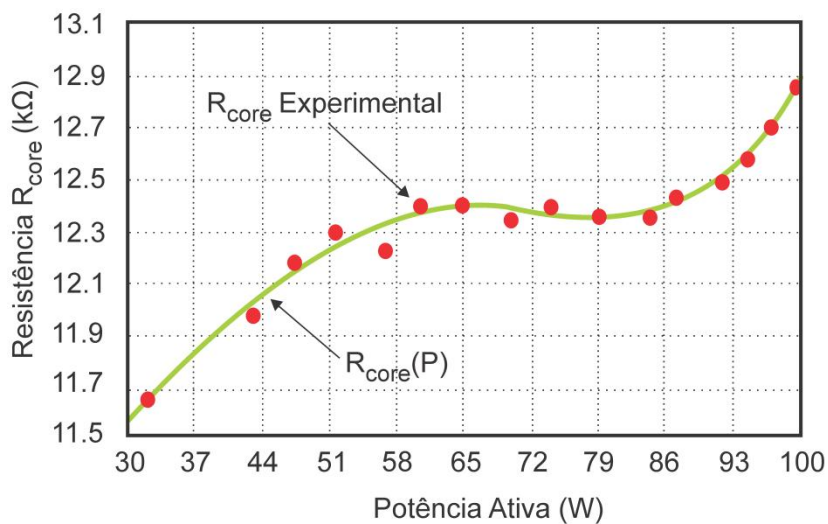


Figura 2.36 – R_{core} em função da potência ativa da LFSE

Com a diminuição da potência da LFSE há um aumento da tensão eficaz sobre a mesma, dessa forma as perdas das bobinas também aumentam o que é representado por uma diminuição de R_{core} , conforme mostrado na Figura 2.36.

A equação (2.21) expressa $C_{lamp}(P)$ tendo os valores de seus coeficientes apresentados na Tabela 2.8.

$$C_{lamp}(P) = C_4 \cdot P^4 + C_3 \cdot P^3 + C_2 \cdot P^2 + C_1 \cdot P + C_0 \quad (2.21)$$

Tabela 2.8 - Coeficientes da equação de C_{lamp}

Coeficientes	Valores
C_0	534,35682982 pF
C_1	-68,086997000 pF/W ¹
C_2	1,7658230000 pF/W ²
C_3	-0,0193691000 pF/W ³
C_4	0,00007745242 pF/W ⁴

A Figura 2.37 apresenta a variação da capacitância da lâmpada referida ao primário em função da potência ativa total.

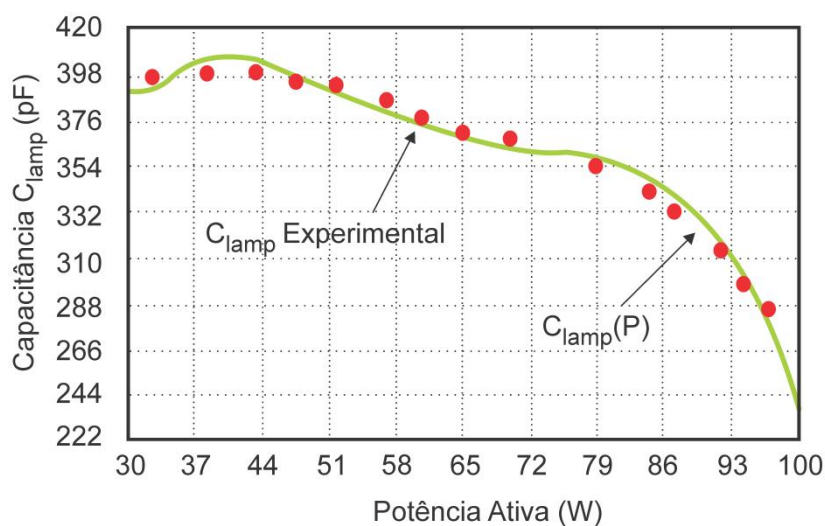


Figura 2.37 – C_{lamp} em função da potência ativa da LFSE

Na Figura 2.37 se observa um aumento de C_{lamp} com a diminuição da potência da LFSE. Este resultado era esperado, pois com a diminuição da potência na LFSE o plasma torna-se menos denso de forma a diminuir a distância entre o plasma e as paredes da lâmpada, dessa forma aumentando a capacitância (Gonzalez e Shabalin, 2003).

A variação dos parâmetros equivalente da LFSE em função da frequência também foi analisada através de ensaios nas frequências de 200 kHz e 300 kHz, portanto, 20% acima e abaixo da frequência nominal da LFSE, 250 kHz. Verificou-se que o comportamento dos parâmetros da LFSE não apresentou variações significativas.

A variação da resistência equivalente da LFSE como função da potência ativa é apresentada na Figura 2.38 para as frequências apresentadas. Observa-se, que seu valor permanece com pouca variação.

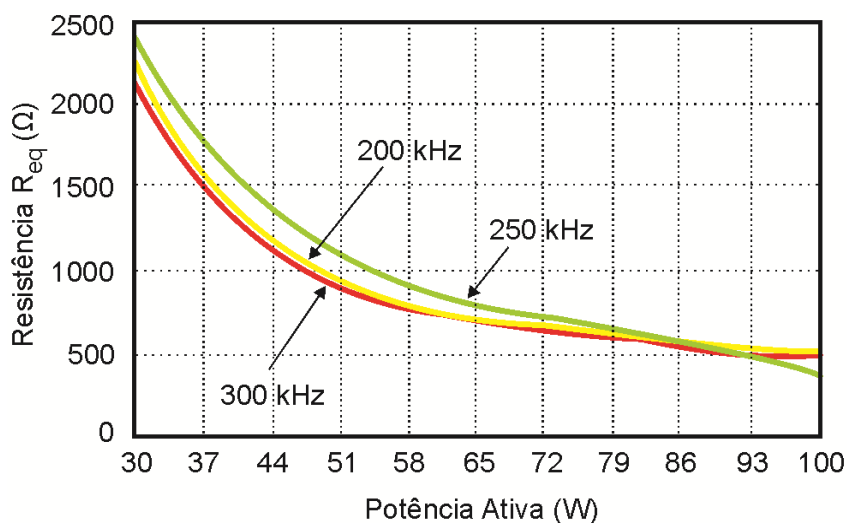


Figura 2.38 – R_{eq} versus P da LFSE para diferentes frequências

A variação da capacitância equivalente da lâmpada, referida ao primário, é apresentada na Figura 2.39, podendo-se concluir que o efeito capacitivo da lâmpada aumenta com o aumento da frequência.

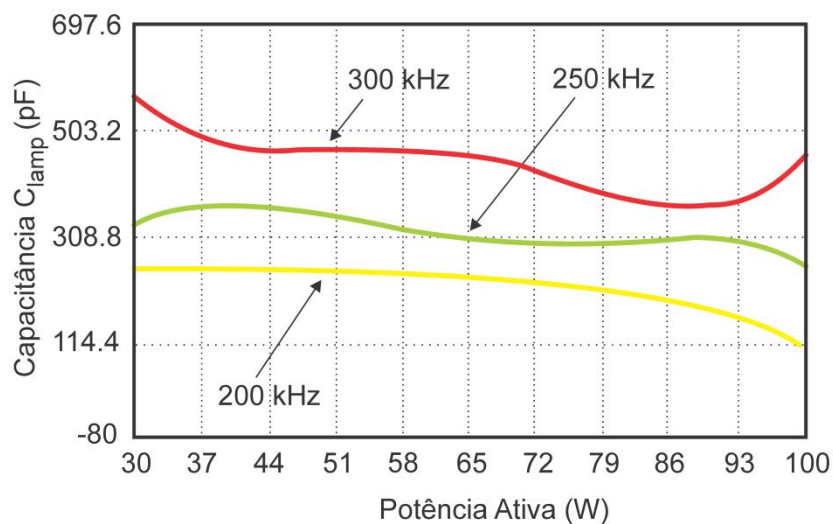


Figura 2.39 – C_{lamp} versus Potência da LFSE para diferentes frequências

A variação da indutância equivalente da LFSE é mostrada na Figura 2.40. Com base na conclusão acima apresentada do efeito da capacitância da lâmpada em relação à frequência, observa-se a mesma tendência em relação à indutância equivalente, visto que estas estão em paralelo.

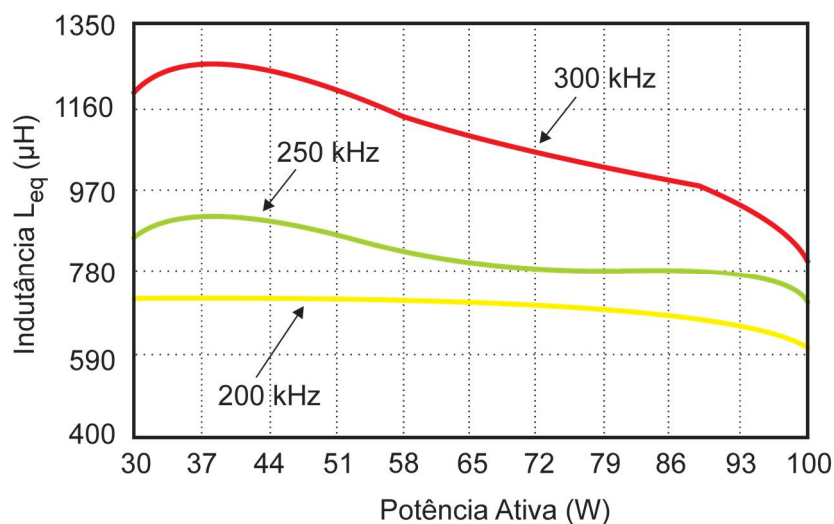


Figura 2.40 – L_{eq} versus potência ativa da LFSE para diferentes frequências

O estudo comparativo, entre o modelo proposto e os resultados experimentais, será realizado em 250 kHz, frequência nominal da LFSE utilizada.

2.7 Modelo Implementado no Programa OrCAD/PSpice

Esta seção apresenta uma implementação do modelo proposto no programa de simulação OrCAD/PSpice, usando as equações de $R_{lamp}(P)$ (2.19), $R_{core}(P)$ (2.20) e $C_{lamp}(P)$ (2.21), porém o modelo aqui proposto pode ser empregado em outros programas de simulação.

O circuito utilizado para a simulação do modelo e os blocos de simulação, que representam cada grandeza do modelo, é apresentado na Figura 2.41.

Para obtenção dos modelos utilizados no software de simulação, as resistências e a capacitância da lâmpada referida ao primário, apresentados na Figura 2.41.b, 2.41.c e 2.41.d, foram obtidas através dos seguintes procedimentos de cálculo.

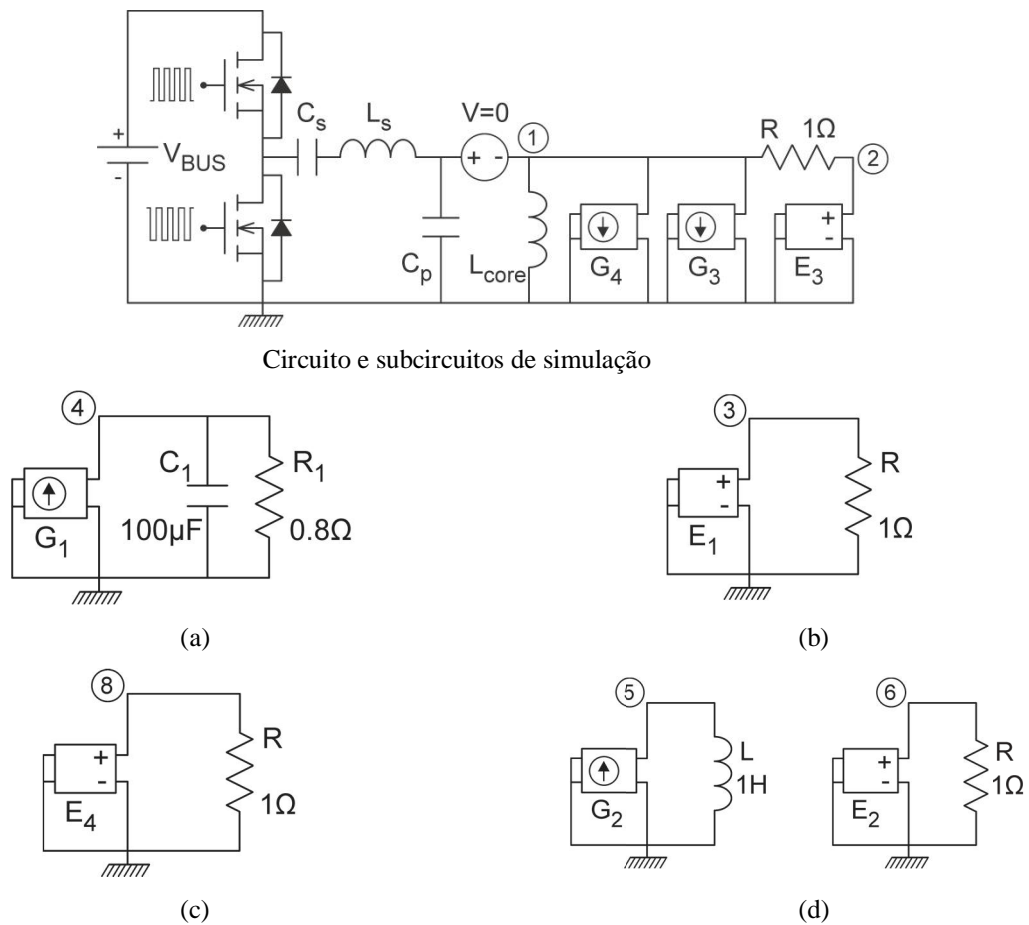


Figura 2.41 – Modelo de simulação da LFSE. (a) Potência Ativa (P). (b) Resistência do Plasma (R_{lamp}). (c) Resistência dos Núcleos (R_{core}). (d) Capacitância da lâmpada (C_{lamp})

2.7.1 Cálculo da Potência Ativa Entregue a LFSE (P)

O circuito utilizado para a simulação da potência ativa entregue a LFSE é apresentado na Figura 2.41.a. Onde:

V(1) - Representa a tensão aplicada a LFSE.

V(1,2) - Representa a parte real da corrente da lâmpada, referida ao primário.

V(4) - Representa a potência ativa na LFSE.

I(V) - Representa o sensor de corrente na LFSE.

Como as grandezas representadas são modeladas em função da potência ativa consumida pela LFSE, encontra-se essa potência com base no valor médio da potência instantânea através da análise do circuito da Figura 2.41.a.

Para tanto, utiliza-se a fonte de corrente (G_1) a qual é responsável por emular uma corrente igual à magnitude da potência instantânea da LFSE, conforme (2.22). A fonte de corrente (G_1) é então aplicada a um circuito RC paralelo (R_1 e C_1) que representará um filtro passa baixa, com constante de tempo definida por $R_1.C_1$, fazendo com que a tensão no ponto 4 (V(4)) represente a potência média (P) da LFSE.

$$G_1 = V(1) \cdot I(V) \quad (2.22)$$

Os valores do capacitor C_1 e do resistor R_1 são definidos de tal forma que a frequência de corte do filtro RC esteja localizada substancialmente abaixo da frequência de operação da LFSE. A frequência de corte adotada nesse trabalho foi de 2 kHz para o filtro passa baixa.

2.7.2 Modelo da Resistência da Lâmpada Referida ao Primário (R_{lamp})

O modelo da resistência da lâmpada referida ao primário, implementado como mostrado na Figura 2.41.b, é dado em função da potência ativa consumida pela LFSE. A tensão no ponto 3 representa R_{lamp} . Considera-se a fonte de tensão E_1 igual ao modelo da resistência da lâmpada, referida ao primário, que é matematicamente calculado através de (2.15). A fonte de tensão E_1 é responsável por emular o valor da resistência em função da potência representada pela tensão no ponto 4.

A tensão emulada pela fonte de tensão E_3 representa a resistência da lâmpada multiplicada pela corrente que circula por ela, conforme (2.23). A tensão sobre o resistor R deve ser diminuída da magnitude da tensão emulada pela fonte de tensão E_3 .

$$E_3 = V(3) \cdot V(1,2) - V(1,2) \quad (2.23)$$

2.7.3 Modelo da Resistência Equivalente do Núcleo (R_{core})

O modelo da resistência equivalente dos núcleos, implementado como mostrado na Figura 2.41.c, é dado em função da potência ativa consumida pela LFSE.

A tensão no ponto 8 ($V(8)$) representa R_{core} que é determinada através de uma fonte de tensão E_4 , a qual representa o modelo da resistência dos núcleos matematicamente calculado através de (2.20) e é responsável por emular o valor da resistência dos núcleos em função da potência representada pela tensão no ponto 4. Portanto, a tensão no ponto 8 apresenta uma magnitude igual à resistência dos núcleos.

A fonte de corrente G_4 é responsável por emular a corrente drenada por R_{core} , conforme (2.24).

$$G_4 = \frac{V(1)}{V(8)} \quad (2.24)$$

2.7.4 Modelo da Capacitância da Lâmpada Referida ao Primário (C_{lamp})

O modelo da capacitância da lâmpada referida ao primário (C_{lamp}), implementado como mostrado na Figura 2.41.d, é dado em função da potência ativa consumida pela LFSE.

A tensão no ponto 6 ($V(6)$) representa C_{lamp} , e a fonte de tensão E_2 é igual ao modelo da capacitância da lâmpada, matematicamente calculado através de (2.21). Essa fonte de tensão é responsável por emular o valor da capacitância para cada potência ativa. Portanto a tensão em 6 apresenta uma magnitude igual à capacitância equivalente da lâmpada.

A fonte de corrente G_2 é responsável por emular uma corrente de amplitude igual à tensão sobre a LFSE, conforme (2.25). Se a corrente da fonte G_2 circular por uma indutância L (1 H) a tensão sobre essa indutância será correspondente a derivada da tensão em C_{lamp} . Desta forma, a tensão $V(5)$ representará a derivada da tensão sobre a LFSE. A fonte de corrente G_3 é responsável por emular a corrente reativa da lâmpada, conforme (2.26).

$$G_2 = V(1) \quad (2.25)$$

$$G_3 = V(5) \cdot V(6) \quad (2.26)$$

Os valores da resistência R utilizados para os circuitos auxiliares com fontes de tensão dependentes, não influenciam no resultado do modelo.

2.8 Análise Comparativa entre Simulação e Resultados Experimentais

Para verificar a precisão do modelo apresentado foram efetuadas simulações para cada tensão de barramento utilizada na obtenção dos dados experimentais. Nas simulações foram adquiridos os seguintes valores: potência aparente, tensão e corrente no primário, potência ativa na LFSE e nos núcleos. A Tabela 2.9 apresenta os valores experimentais e simulados da potência ativa, aparente, tensão e corrente eficazes na LFSE. A Tabela 2.10 apresenta os valores experimentais e simulados das potências ativas da lâmpada (P_{plasma}), dos núcleos (P_{core}) e o ângulo da impedância total da LFSE (θ_1).

Tabela 2.9 - Comparação para potência, tensão e corrente na LFSE

V_{BUS}	Experimental				Simulado			
	P(W)	S(VA)	V_{eficaz}	I_{eficaz}	P(W)	S(VA)	V_{eficaz}	I_{eficaz}
300	104,91	111,53	187,22	0,596	104,16	110,43	184,09	0,600
290	103,31	109,00	190,31	0,587	102,31	108,45	187,93	0,577
280	101,90	108,04	198,68	0,544	100,41	106,39	191,97	0,554
270	99,685	105,86	202,29	0,523	98,111	104,03	196,31	0,530
260	96,596	102,78	206,41	0,498	95,704	101,56	200,60	0,506
250	94,351	100,83	210,21	0,480	93,041	98,941	204,78	0,483
240	91,717	98,338	213,09	0,461	90,014	96,013	208,72	0,460
230	86,768	93,457	215,16	0,434	86,572	92,697	212,05	0,437
220	84,185	91,154	217,86	0,418	82,939	89,273	214,75	0,416
210	78,663	85,679	217,46	0,394	78,515	84,983	215,73	0,394
200	73,627	80,731	216,46	0,373	73,881	80,714	215,56	0,374
190	69,717	77,194	218,28	0,354	68,803	75,735	214,048	0,354
180	64,629	72,243	216,20	0,334	63,882	71,024	212,68	0,334
170	60,336	68,269	216,61	0,315	59,197	66,678	212,83	0,313
160	56,655	65,583	222,36	0,295	54,613	62,570	213,71	0,292
150	51,446	60,454	219,64	0,275	49,594	58,217	217,35	0,268
140	47,151	57,356	223,80	0,256	44,534	54,467	222,39	0,245

Tabela 2.10 - Comparação entre as potências ativa do núcleo e lâmpada

V_{BUS}	Experimental			Simulado		
	P_{core}	P_{plasma}	\varnothing_1 (°)	P_{core}	P_{plasma}	\varnothing_1 (°)
300	2,611	102,3	19,83	2,745	101,7	19,39
290	2,723	100,5	18,58	2,859	99,84	19,37
280	3,039	98,86	19,39	2,984	97,75	19,31
270	3,182	96,50	19,65	3,100	95,44	19,42
260	3,349	93,24	19,97	3,234	92,91	19,55
250	3,508	90,84	20,64	3,338	90,20	19,88
240	3,632	88,08	21,14	3,455	87,03	20,36
230	3,722	83,04	21,81	3,528	83,57	20,94
220	3,841	80,34	22,54	3,595	80,08	21,71
210	3,823	74,84	23,34	3,642	75,57	22,49
200	3,779	69,84	24,21	3,632	71,07	23,74
190	3,860	65,85	25,42	3,599	65,80	24,70
180	3,768	60,86	26,54	3,559	60,75	25,91
170	3,786	56,55	27,89	3,565	56,33	27,40
160	4,044	52,61	30,24	3,577	51,56	29,21
150	3,921	47,52	31,68	3,676	46,57	31,58
140	4,110	43,04	34,70	3,789	41,13	35,15

As magnitudes dos erros de potência são apresentadas na Figura 2.42 e de tensão e corrente eficazes aplicadas a LFSE na Figura 2.43. As magnitudes dos erros de P_{plasma} e P_{core} são apresentadas na Figura 2.44 e os erros de \varnothing_1 na Figura 2.45.

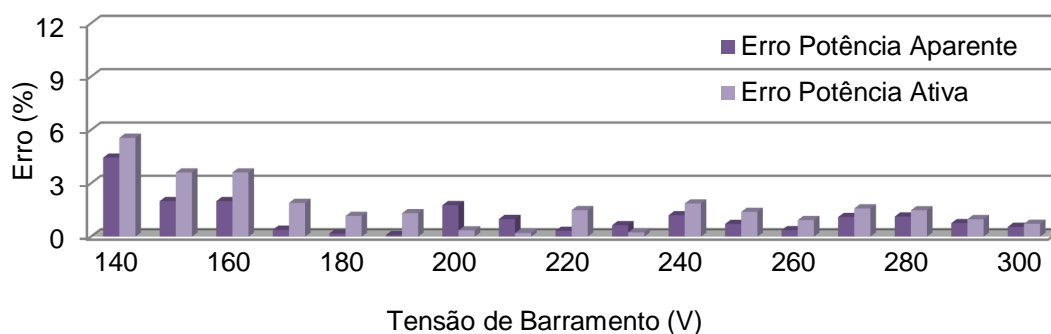


Figura 2.42 – Erros de potência ativa e aparente na LFSE

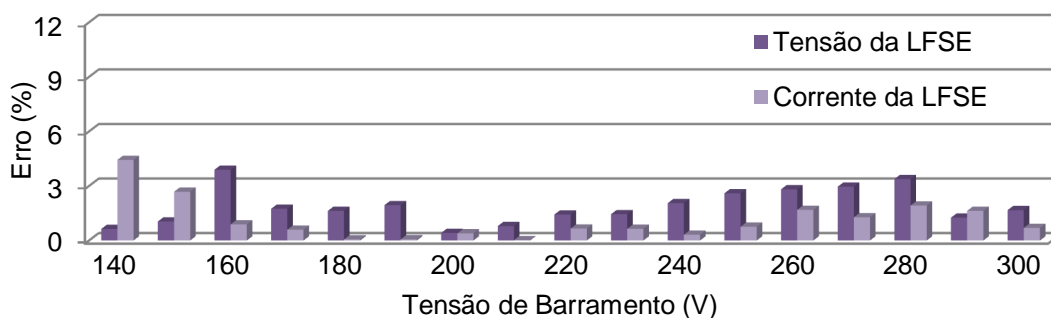


Figura 2.43 – Erros de tensão (V_1) e corrente (I_1) na LFSE

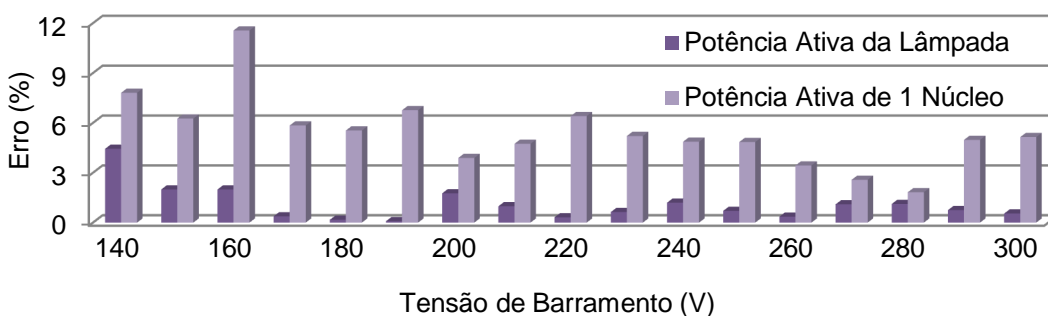


Figura 2.44 – Erros de potência ativa no núcleo e lâmpada

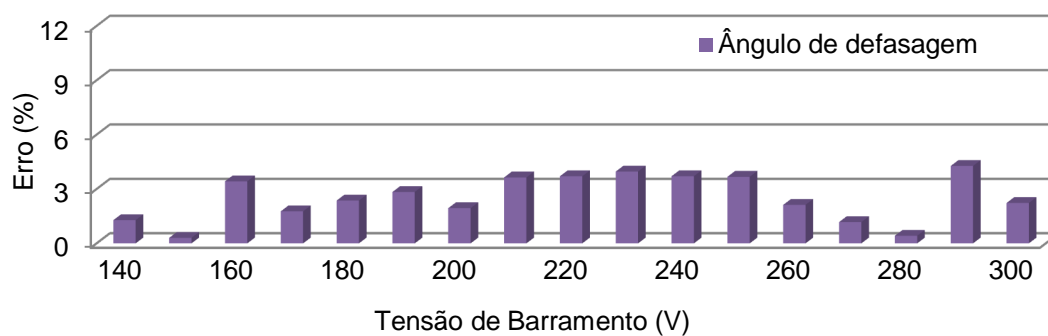


Figura 2.45 – Erros de ângulos de fase ϕ_1

As magnitudes médias dos erros são apresentadas por meio de um gráfico através da Figura 2.46. O maior erro médio é sobre a potência das bobinas, com um erro aproximado de 5%. Os menores erros médios são sobre a potência ativa total e sobre a corrente eficaz da LFSE.

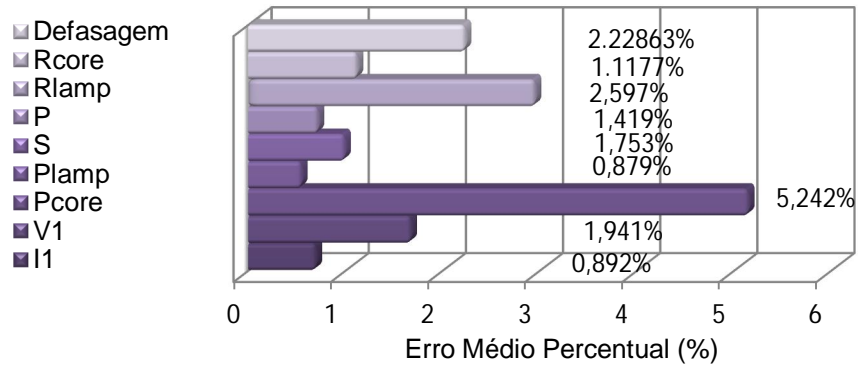


Figura 2.46 – Erro médio percentual dos dados simulados

A Figura 2.47 apresenta os resultados experimentais e de simulações para diferentes tensões de barramento, 300 V, 220 V e 140 V.

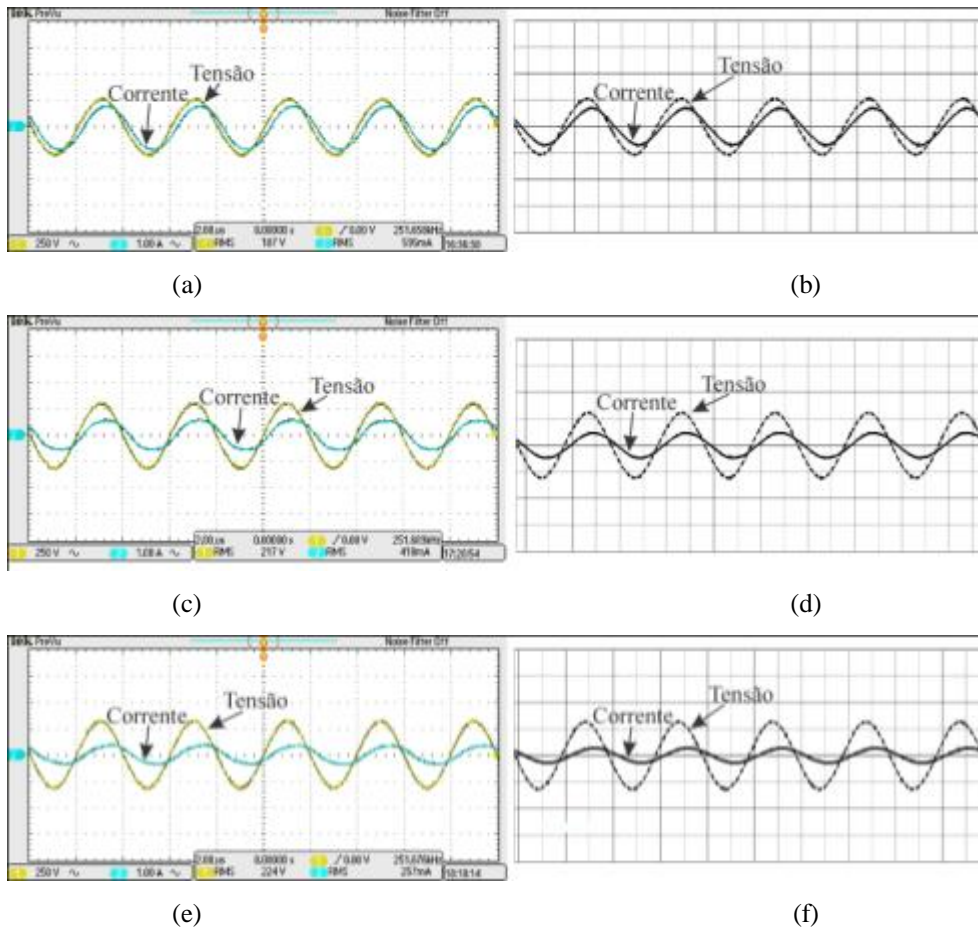


Figura 2.47 – Resultados experimentais e de simulações para tensão e corrente na LFSE para diferentes tensões de barramento. Escala Tensão: Vertical: 250 V/div. Escala de Corrente: Vertical: 1 A/div. Horizontal: 2 μ s/div. (a) Experimental para 300 V. (b) Simulado para 300 V. (c) Experimental para 220 V. (d) Simulado para 220 V. (e) Experimental para 140 V. (f) Simulado para 140 V

Os resultados das simulações demonstram concordância com a operação da LFSE em regime permanente. As curvas de simulação, mostradas na Figura 2.47, demonstram ângulos de fase e amplitudes bastante próximos aos obtidos nos resultados experimentais.

Objetivando demonstrar a importância da consideração da variação da reatância da lâmpada na análise dos modelos das LFSE são apresentados resultados obtidos através de simulações variando apenas resistência equivalente da lâmpada e análise variando resistência e reatância equivalente da LFSE proposta. Na Figura 2.48 são apresentadas as magnitudes dos erros de potência ativa desses distintos modelos.

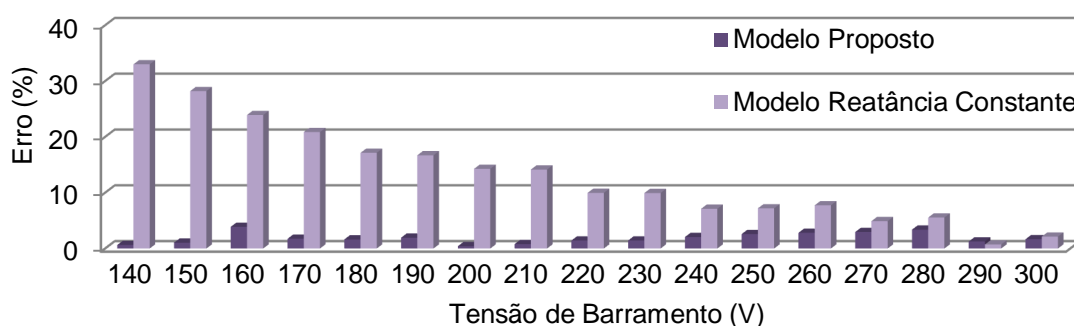


Figura 2.48 – Erros de potência ativa apresentados pelas simulações

Na Figura 2.48, pode-se observar que, considerando a variação da resistência da LFSE, os resultados das simulações cuja reatância da LFSE é caracterizada apenas pela indutância das bobinas (L_{core}), apresentam erros maiores. Esse fato pode ser atribuído, principalmente, ao erro de ganho do filtro ressonante. Esta comparação demonstra a maior precisão do modelo proposto em relação aos modelos que desconsideram a variação reativa da lâmpada.

2.9 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as características das LF convencionais, suas vantagens e desvantagens. Após, uma comparação entre as LF convencionais e as LFSE foi realizada, com maior ênfase na lâmpada utilizada neste trabalho. As características detalhadas da LFSE também foram descritas.

Na sequência foi apresentada uma metodologia para o desenvolvimento de um modelo elétrico equivalente para a LFSE. Para o desenvolvimento desse modelo, inicialmente importantes características sobre os núcleos e suas perdas são analisadas. O modelo leva em consideração, não apenas a variação da resistência da lâmpada, mas também a variação da reatância da mesma, bem como as perdas relacionadas aos núcleos. Dessa forma, obtêm-se informações mais detalhadas em relação aos parâmetros da LFSE. Os resultados obtidos são de extrema valia para a predição do comportamento em regime permanente da LFSE. As formas de ondas de tensão, corrente e ângulo de fase apresentaram características semelhantes em simulação e experimentalmente. É importante salientar que esta metodologia de modelo é aplicável para a LFSE com coeficiente de acoplamento próximo ao unitário, sendo também aplicado para diferentes frequências impostas a LFSE, levando-se em consideração os diferentes valores de impedância da lâmpada. Ao final apresenta-se um comparativo de erro do modelo proposto, em relação aos modelos encontrados na literatura, os quais desconsideram a característica reativa da lâmpada. Embora a implementação do modelo ser no programa de simulação OrCAD/PSpice, o mesmo pode ser estendido a outros programas de simulação. A representação do modelo proposto, através da Figura 2.41, não é única, podendo o mesmo ser obtido através de blocos de simulação utilizando-se circuitos duais equivalentes.

CAPÍTULO 3

CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA, INVERSOR E FILTRO RESSONANTE

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os principais métodos para realizar o controle da intensidade luminosa de lâmpadas fluorescentes. Além disto, são analisados os inversores e os filtros ressonantes de saída, os quais devem proporcionar a partida e as condições de funcionamento satisfatório da lâmpada. Com base nisto, é realizado o projeto do filtro ressonante aplicado à LFSE.

3.2 Controle de Intensidade Luminosa para Lâmpadas Fluorescentes

O controle de intensidade luminosa de lâmpadas fluorescentes é tema abordado em diversos trabalhos (Alling, 1989), (Moo, 2000), (Jang, 2009), (Silva, 2010). Contudo, este assunto ainda é aberto e de ampla discussão. Os sistemas eletrônicos com controle da intensidade luminosa para LFSE devem exercer as mesmas funções dos sistemas convencionais e ao mesmo tempo agregar, a função de variação do fluxo luminoso na lâmpada.

Um sistema de iluminação de bom desempenho, com controle de intensidade luminosa, deve atender tanto os requisitos da lâmpada (ANSI, 1993), quanto os requisitos da rede elétrica de alimentação (IEC61000-3-2, 2005), (INMETRO 267, 2009). Estes sistemas são geralmente mais caros que os tradicionais, sem controle de intensidade luminosa, e seu resultado final deve fornecer ao usuário conforto

luminotécnico e economia de energia. Sistemas projetados adequadamente podem proporcionar uma boa redução de energia, operando com controle de frequência (Rubinstein, 1993), ou maior ainda quando combinados com outros métodos de controle (Ribas, 1998), visto que o fluxo luminoso das lâmpadas fluorescentes é proporcional à potência fornecida à lâmpada. Além da economia de energia, um sistema de controle de intensidade luminosa proporciona iluminação adequada na execução de atividades e, ainda, quando comparados aos sistemas eletromagnéticos, podem evitar problemas de visualização em monitores, ruído audível, cintilamento e efeito estroboscópico (Wu, 2001).

A variação do fluxo luminoso é realizada em algumas topologias através da utilização de circuitos integrados dedicados. O emprego desse tipo de sistema diminui o custo em relação aos componentes, visto que as indústrias do setor são capazes de desenvolver produtos de fácil reprodutibilidade e de boa confiabilidade. Estes fatores viabilizam, economicamente, o desenvolvimento de novas técnicas de controle de intensidade luminosa para reatores eletrônicos.

As atuais técnicas de controle de intensidade luminosa, geralmente empregadas em sistemas eletrônicos de acionamento de lâmpadas fluorescentes, são as seguintes:

- Técnica de variação da frequência de comutação;
- Técnica de variação da razão cíclica;
- Técnica de variação da frequência natural do filtro ressonante;
- Técnica de variação da tensão de alimentação;
- Técnica de *Burst Mode*.

Um fator relevante na operação dos sistemas eletrônicos deve-se às perdas proporcionadas pelo mesmo. Uma das perdas significantes nesse tipo de sistema deve-se à comutação dos interruptores. Uma condição para redução de tais perdas pode ser obtida operando o sistema de forma que os interruptores sejam acionados em zero de tensão (*Zero Voltage Switching* - *ZVS*). Este modo de operação pode ser obtido através da determinação adequada do ângulo de impedância total do circuito ressonante (Tao, 2001).

Para a minimização do problema de perdas, pode-se determinar uma faixa de variação de fluxo luminoso, tal que o circuito ressonante continue proporcionando a condição de operação *ZVS* para essa faixa.

A seguir, será realizada uma análise dos métodos utilizados no controle de intensidade luminosa em lâmpadas fluorescentes.

3.2.1 Técnica de Variação da Frequência de Comutação dos Interruptores

Esta técnica tem sido adotada devido à menor complexidade do circuito eletrônico do reator. A máxima potência na lâmpada é alcançada quando a frequência de comutação do inversor coincide com a frequência de ressonância do filtro, como exemplificado na Figura 3.1. A partir desse ponto a variação da frequência faz com que a potência transmitida para a lâmpada diminua e, conseqüentemente, também o fluxo luminoso. A mudança da frequência de comutação acarreta na variação das impedâncias dos elementos integrantes do filtro, afetando a corrente do circuito e, portanto, a transferência de potência (Hui, 2001) (Chen, 2006).

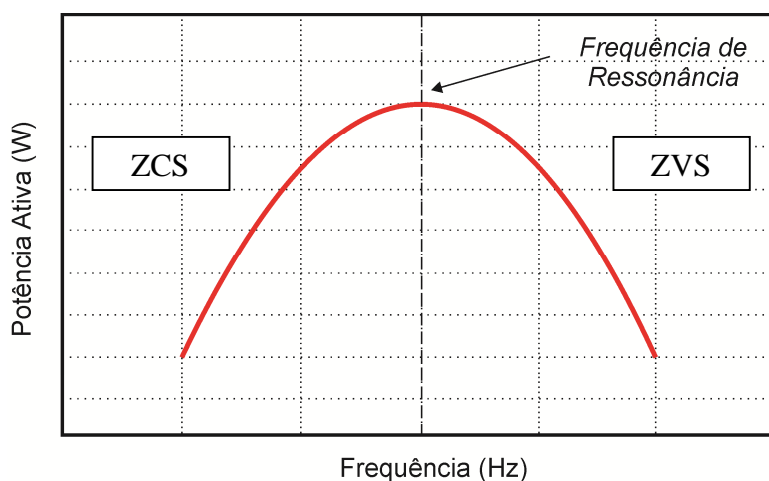


Figura 3.1 - Ganho de potência referente à frequência de operação (sem escalas)

Em regime de operação, a potência transferida para a lâmpada poder ser alterada, diminuindo ou aumentando a frequência de operação do estágio inversor. Desta forma devem-se analisar as características apresentadas pelo circuito nas duas situações. Sendo a frequência de operação denominada f_S e a frequência de ressonância f_R , têm-se os seguintes casos (Polonskii e Seidel, 2008):

- $f_S < f_R$: O circuito ressonante, juntamente com a lâmpada, representa uma carga capacitiva/resistiva para o inversor. Desta forma, a corrente de entrada do

circuito ressonante está adiantada com relação à tensão. Com isto, a comutação nos interruptores não é ZVS. Os interruptores estão continuamente alternando estágios de condução com estágios de bloqueio. Enquanto o bloqueio dos interruptores ocorre na condição ZVS, a entrada em condução ocorre com tensão e corrente não nulas (*Hard Switching*).

– $f_S > f_R$: Neste caso, o circuito ressonante, juntamente com a lâmpada, representa uma carga indutiva/resistiva para o inversor. A corrente de entrada do circuito ressonante está atrasada em relação à tensão. Nesta condição, a comutação dos interruptores continua sendo de forma não suave. A entrada em condução dos interruptores ocorre na condição ZVS e o bloqueio é feito com tensão e corrente não nulas. Embora o bloqueio não seja suave, estas perdas podem ser minimizadas através da utilização de capacitores entre o dreno e a fonte de cada um dos interruptores. Esta técnica é conhecida como *Lossless Snubbers*. No momento do bloqueio, a corrente do dreno é desviada para o capacitor intrínseco, e este é descarregado após o bloqueio do outro interruptor. Nesta configuração as capacitâncias parasitas fazem parte dos *Lossless Snubbers* e não aumentam as perdas na comutação (Polonskii e Seidel, 2008). É importante salientar que a lâmpada aumenta sua resistência com a redução da potência da mesma. O decréscimo da impedância do capacitor e o aumento da resistência da lâmpada demonstram que a corrente desta será desviada para o capacitor paralelo, quando a frequência de comutação é aumentada (Tam, 2006).

A partir destas considerações, justifica-se o funcionamento do inversor acima da frequência de ressonância do filtro de saída, ou seja, $f_S > f_R$.

A faixa de variação do fluxo luminoso é limitada pela faixa de variação da frequência de comutação. Em ordem de atingir o controle em pequenas potências de operação da lâmpada, a faixa de variação da frequência de comutação pode ser larga (Hui, 2001), porém tal variação dependerá do fator de qualidade do filtro. Contudo, os núcleos magnéticos, os drives de acionamento e o circuito de controle eletrônico apresentam frequências, onde possuem maior rendimento. Além disto, é necessário um filtro ressonante de saída projetado para a larga faixa de variação de frequências de operação. Desta forma, há um comprometimento entre a faixa de variação do fluxo luminoso e a eficiência do sistema.

Outro fator a ser considerado, consiste que uma larga faixa de variação de frequência pode vir a interferir no funcionamento de aparelhos próximos à lâmpada.

Lâmpadas fluorescentes irradiam um baixo nível de infravermelhos com uma frequência que pode ser semelhante à utilizada em controles remotos, por exemplo. Se a variação da frequência é larga, controles remotos por infravermelho, como o de uma televisão, podem apresentar efeitos adversos (Hui, 2001).

Apesar de este método ser popularizado na indústria, o mesmo apresenta algumas características não desejadas. No método de variação da frequência de comutação dos interruptores, o fluxo luminoso não varia linearmente com a variação da frequência do inversor, visto que a tensão na lâmpada não segue esta variação. Além disto, o circuito apresenta baixa eficiência quando o nível de intensidade luminosa é demasiadamente baixo, podendo ocorrer outros fenômenos como cintilamento, interferência eletromagnética ou até mesmo o desligamento da lâmpada (Tao, 2001).

3.2.2 Técnica de Variação da Razão Cíclica

Uma segunda técnica para variar a potência da carga em um inversor é controlar a razão cíclica dos interruptores (Yeon, 2006), de tal forma a variar a tensão fundamental aplicada ao filtro ressonante.

Este método de controle do fluxo luminoso apresenta a possibilidade de trabalhar em frequência fixa, o que beneficia o projeto dos elementos magnéticos (Wu, 1998). Contudo, nas condições de baixa intensidade luminosa, o valor da razão cíclica é pequeno e o modo de operação da corrente no filtro ressonante pode se tornar descontínua. Com isto, a condição ZVS pode ser perdida e os interruptores podem sofrer maior esforço durante as comutações (Hui, 2001). Esta operação descontínua ocasiona a redução do rendimento do sistema, acentuando a emissão de interferência eletromagnética e, conseqüentemente, diminuindo a confiabilidade do circuito (Bedin, 2008). Além disto, há um comprometimento no valor do fator de crista com relação à norma ANSI Standard C82.11 (ANSI, 1993).

Um fator relevante neste tipo de técnica consiste que, devido à variação da razão cíclica, pode ocorrer o fenômeno da eletroforese não linear na lâmpada, podendo diminuir a vida útil da mesma. Entretanto, existem alguns trabalhos científicos que apontam como utilizar a variação de razão cíclica, de forma a minimizar o efeito da eletroforese não linear para lâmpadas fluorescentes convencionais (Raiser, 2001). Franz Raiser sugere o método conhecido por *Toggled Duty Cycle*. Este consiste na modulação

de um sinal de baixa frequência sobre o sinal de alta frequência de comutação dos interruptores. Desta forma, mesmo com a mudança das razões cíclicas dos interruptores, a lâmpada fluorescente não sofreria os efeitos da eletroforese não linear. Este sinal de baixa frequência deve ser controlado, com uma faixa de frequência de no mínimo 1 Hz e no máximo a metade da frequência do sinal de alta frequência. Na faixa de menor frequência, deve-se tomar cuidado com a frequência *Toggled* devido à ocorrência de cintilamento. Nesta forma de operação, a corrente na lâmpada aumenta com a diminuição da razão cíclica devido à variação da frequência de ressonância, causada pela aparição de sub-harmônicas (Raiser, 2001).

Apesar de todas as lâmpadas fluorescentes poderem ter o efeito da eletroforese, a literatura não aponta nenhum trabalho que estude esse efeito em LFSE. Algumas propriedades das LFSE Endura dificultam o efeito da eletroforese. Primeiramente a lâmpada possui uma descarga contínua a qual não possui um início e/ou final. Segundo o gás da lâmpada apresenta uma pressão muito baixa o que possibilita que a recombinação dos elétrons e íons ocorra antes que os íons de mercúrio possam ser unidos. Terceiro, o diâmetro do tubo de descarga é maior, possibilitando que os íons de mercúrio se espalhem. Caso haja na alimentação das LFSE uma componente contínua, essa componente tenta empurrar os íons, porém a baixa pressão e o grande diâmetro do tubo permitirão que os íons se distribuam igualmente dentro da lâmpada, minimizando qualquer agrupamento de íons de mercúrio.

3.2.3 Técnica de Variação da Frequência Natural do Filtro Ressonante

Em um sistema eletrônico para lâmpadas fluorescentes, o circuito do filtro ressonante, aplicado ao estágio inversor, é um dos principais elementos de estudo. Esse circuito deve ser escolhido de acordo com as necessidades e as características da lâmpada que se deseja alimentar.

Modificando qualquer parâmetro do filtro ressonante de saída, a frequência natural desse filtro é modificada. Desta forma, ocorre a variação na transferência de potência entre a entrada do filtro e a lâmpada, alterando assim o fluxo luminoso da mesma. Nessa técnica é possível, por exemplo, variar a indutância do filtro ressonante para se controlar a potência na lâmpada (Perdigão, 2008). Pode-se também modificar as características capacitivas do filtro ressonante (Tseng, 2007).

Esta metodologia ainda é pouco usual, pois a técnica de variação das características do filtro ressonante, para controlar a variação de fluxo luminoso, normalmente requer o uso de mais interruptores controlados.

3.2.4 Técnica de Variação da Tensão do Barramento

Os reatores eletrônicos normalmente apresentam em seu estágio de entrada de energia, um retificador. O mesmo é composto por diodos e um capacitor de barramento, com o objetivo de transformar a tensão alternada da rede em tensão contínua, a ser aplicada aos elementos do circuito. Diferentemente dos reatores eletrônicos tradicionais, que utilizam uma tensão de barramento constante, neste método propõem-se o uso de um conversor com tensão contínua variável, com o intuito de proporcionar um controle de potência para o sistema de acionamento da lâmpada fluorescente.

A potência na lâmpada é controlada através da tensão de barramento que alimenta o estágio inversor. A variação da potência na saída é aproximadamente linear com relação à variação da tensão de barramento (Tae-Eun Jang, 2009), (Hui S. Y. Ron, 2001). Para tanto, utilizam-se diferentes conversores dependendo das especificações do projeto. Este sistema apresenta a característica de que as perdas do circuito diminuem juntamente com a potência. Porém, isso não significa necessariamente um aumento no rendimento da topologia.

Em algumas topologias, o estágio de entrada serve como pré-regulador para a correção do fator de potência do circuito, bem como para propiciar uma tensão de barramento (V_{BUS}) regulável, por meio do emprego de técnicas de controle. Assim, o sistema eletrônico pode executar a operação de variação do fluxo luminoso, mantendo uma frequência fixa no inversor. A operação com frequência fixa faz com que os projetos dos elementos magnéticos sejam mais eficientes. Além disso, neste método de controle do fluxo luminoso, o nível de interferência magnética e o filtro de saída podem ser otimizados (Bedin, 2008).

Dentre os métodos apresentados, este é o que possui a maior eficiência em toda a faixa de controle do fluxo luminoso, quando analisado para uma larga faixa de variação (Hui, 2001).

3.2.5 Técnica *Burst-Mode*

Este método de CIL consiste em desabilitar a atuação dos interruptores em determinados períodos de tempo, considerando uma frequência inferior a de operação nominal da lâmpada. Este processo caracteriza uma modulação PWM de baixa frequência. De maneira simplificada, o processo proposto de modulação em baixa frequência, consiste em “desligar” o conversor em um pequeno espaço de tempo, na ordem de microssegundos, e “religar” novamente. Devido à inércia da composição gasosa no interior da lâmpada, a mesma não chega ao ponto de ruptura do arco (desligamento), contudo a potência média sobre a mesma sofre redução.

3.3 Principais Inversores

Nesta seção são apresentados os principais inversores utilizados no acionamento de lâmpadas fluorescentes. O inversor é empregado para gerar a forma de onda quadrada aplicada ao filtro ressonante. Para esta finalidade, normalmente são empregados os seguintes circuitos: Meia Ponte (*Half-Bridge*) simétrico, *Half-Bridge* assimétrico, Ponte completa (*Full-Bridge*) e *Push-Pull*.

3.3.1 Inversor Meia Ponte (*Half-Bridge*) Simétrico

Os inversores meia ponte são muito conhecidos pelo seu nome em inglês *Half-Bridge*. Neste tipo de inversor simétrico são normalmente colocados dois capacitores, de igual valor, conectados, conforme a Figura 3.2. O valor das capacitâncias deve ser suficientemente grande, de modo que não ocorra uma variação significativa de tensão nestes capacitores (Dalla Costa, 2004).

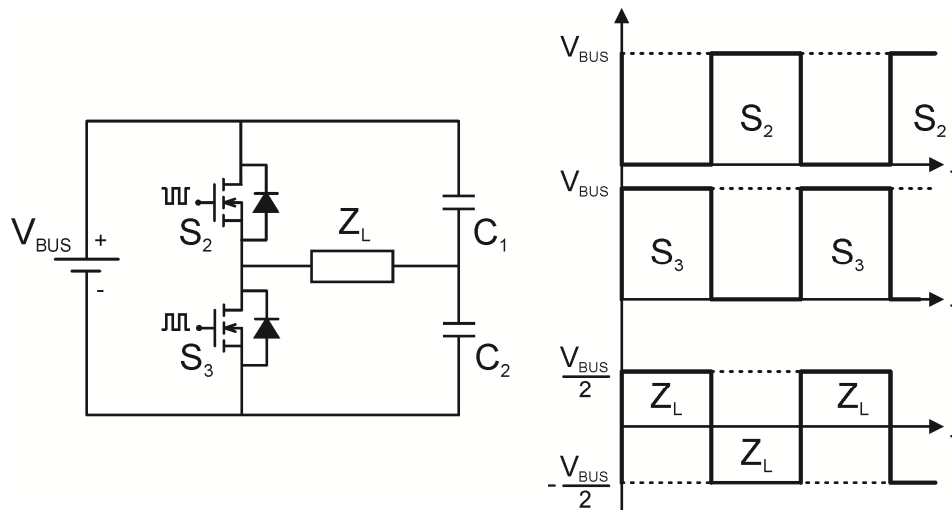


Figura 3.2 - Inversor *Half-Bridge* simétrico com as principais formas de onda

Na Figura 3.2, a tensão aplicada a carga Z_L é alternada e simétrica em relação ao eixo de orientação horizontal, devido a comutação de S_2 e S_3 , com um valor de pico igual (sendo $C_1 = C_2$ e razão cíclica = 0,5) a metade da tensão de barramento ($V_{BUS}/2$).

3.3.2 Inversor Meia Ponte (*Half-Bridge*) Assimétrico

No inversor *Half-Bridge* assimétrico é necessário apenas um capacitor de barramento, representado pela fonte contínua V_{BUS} , conforme a Figura 3.3.

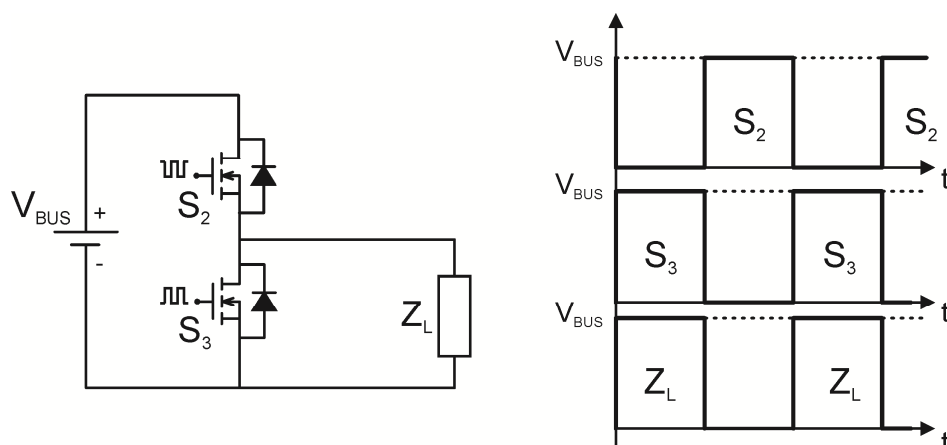


Figura 3.3 - Inversor *Half-Bridge* assimétrico com as principais formas de onda

Nesta topologia, a forma de onda da tensão de saída é assimétrica, ou seja, apresenta um valor de pico igual ao valor da tensão da fonte. Assim como no inversor simétrico, os interruptores S_2 e S_3 comutam alternadamente.

3.3.3 Inversor Ponte Completa (*Full-Bridge*)

No inversor *Full-Bridge*, a tensão de saída tem forma de onda quadrada e alternada, com valor de pico igual a tensão de entrada (V_{BUS}). Este tipo de circuito possui dois braços inversores, composto cada braço por um par de interruptores conectados em anti-paralelo com diodos (intrínsecos), conforme a Figura 3.4.

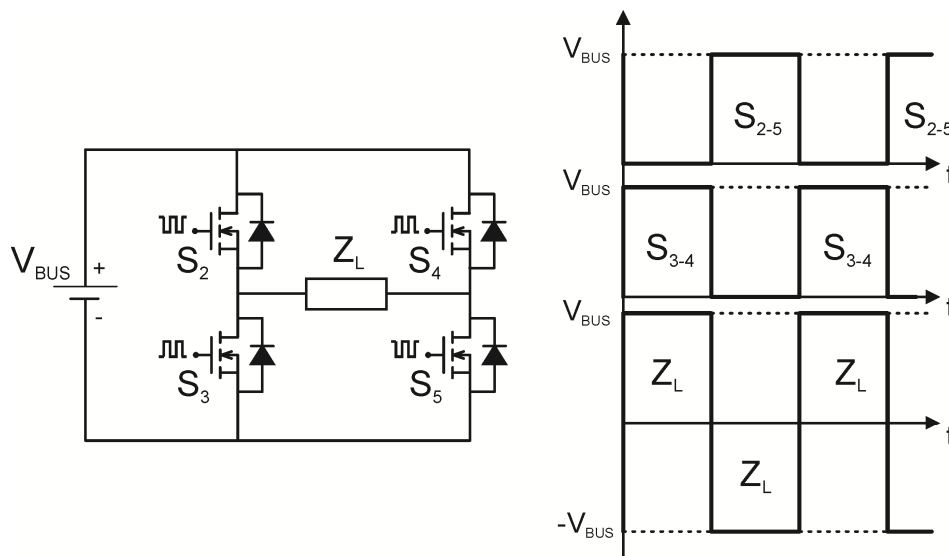


Figura 3.4 - Inversor *Full-Bridge* com as principais formas de onda

Os interruptores S_2 e S_5 , assim como S_3 e S_4 , devem operar de forma complementar. A tensão pico a pico obtida com esta configuração, corresponde ao dobro da tensão obtida com um inversor *Half-Bridge* simétrico.

3.3.4 Inversor *Push-Pull*

O inversor *Push-Pull* também funciona pelo comando alternado dos interruptores. Esse tipo de inversor difere dos demais por apresentar um transformador, com uma derivação central, o qual agrega a característica de isolamento, porém os

interruptores são submetidos ao dobro de tensão V_{BUS} . Quando o interruptor S_2 está em condução, a tensão de entrada referida para o lado secundário é aplicada a carga. Quando o interruptor S_3 está conduzindo uma polaridade invertida é aplicada ao primário, revertendo a tensão sobre a carga.

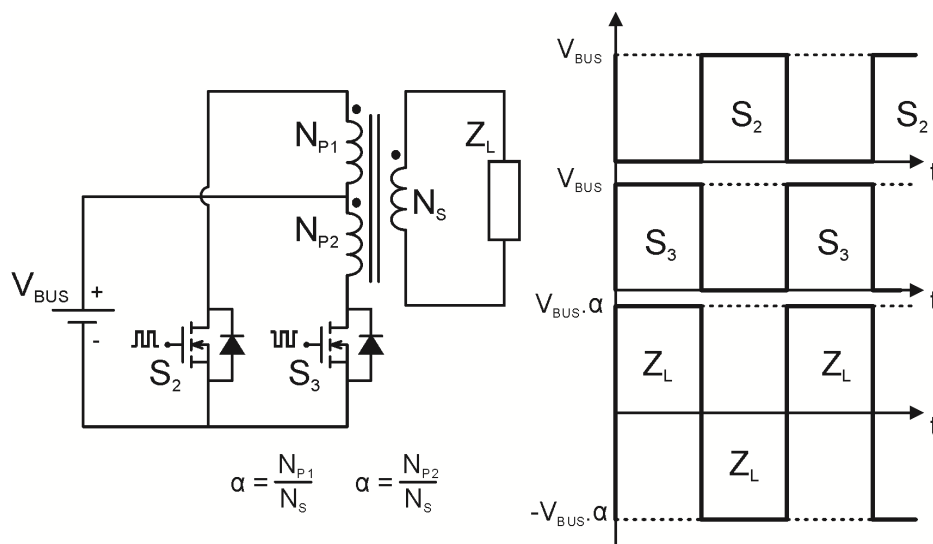


Figura 3.5 - Inversor *Push-Pull* com as principais formas de onda

O inversor *Push-Pull* é normalmente empregado quando a alimentação do sistema eletrônico é feita a partir de uma fonte de baixa tensão, por exemplo, como uma bateria (Sierra, 2000).

Quando o sistema eletrônico é alimentado por meio de uma tensão alternada da rede os inversores mais utilizados são basicamente o inversor *Half-Bridge* nas formas simétrica e assimétrica (Perin, 1996), (Chien, 2008), (De Lopes, 2012).

Nesse trabalho, optou-se pelo emprego da topologia *Half-Bridge* assimétrico, como inversor, devido ao fato deste circuito apresentar apenas um capacitor auxiliar, não utilizar mais de dois interruptores controlados e pela ausência de transformador. Quando analisado o estágio inversor em conjunto com o estágio de correção do fator de potência, o capacitor presente em cada um destes estágios será analisado por apenas um elemento. Esta análise será apresentada com mais detalhes no capítulo 5.

3.4 Filtros Ressonantes

No projeto de um sistema eletrônico, para lâmpadas fluorescentes com ou sem eletrodos, um dos principais fatores de estudo é o filtro ressonante adotado, o qual deve ser escolhido de acordo com o tipo de inversor e conforme as necessidades e características da lâmpada que se deseja alimentar. Tais filtros representam uma grande parcela no sucesso de funcionamento dos sistemas eletrônicos para iluminação fluorescente. Para um bom projeto desse filtro, deve-se escolher a configuração mais adequada para o tipo de lâmpada empregada, bem como, o tipo de operação adotado no sistema.

A concepção do filtro ressonante de saída deve considerar uma série de critérios para o funcionamento satisfatório da lâmpada, tais como: realizar sua ignição; limitar a corrente em regime permanente, além de proporcionar uma vida útil satisfatória da lâmpada (Hammer, 1983), (Hammer, 1985). Em alguns tipos de sistemas eletrônicos, esse filtro também pode ser responsável pelo pré-aquecimento dos filamentos (Bisogno, 2001). Outro ponto importante deve-se ao filtro ressonante poder ser utilizado em uma frequência de comutação acima da frequência audível (> 20 kHz). Este critério quanto à frequência, permite também que se diminua o peso e o volume dos elementos indutivos (Polonskii e Seidel, 2008).

A forma de onda da tensão aplicada ao filtro ressonante geralmente é quadrada simétrica ou assimétrica. Para adequar esta forma de onda à lâmpada fluorescente, os filtros ressonantes agem atenuando as componentes harmônicas de ordem superior a fundamental, o que proporciona sobre a lâmpada uma forma de onda próxima a senoidal.

Considerando que, normalmente, a alimentação do filtro ressonante é feita através de um inversor *Half-Bridge* assimétrico, outro fator relevante associado a este filtro ressonante corresponde a sua possibilidade de proporcionar a comutação do inversor com tensão nula. Esta característica pode ser obtida pela escolha da faixa de frequência de operação adequada, bem como, um ângulo da impedância total com característica indutiva.

A seguir é apresentada uma análise simplificada de alguns tipos de filtros ressonantes. Análises sobre este assunto podem ser verificadas em (Silva, 2000), (Bisogno, 2001) e (Santos, 2004).

3.4.1 Filtro LC Série

A Figura 3.6 apresenta a constituição de um filtro ressonante LC série. Este filtro é formado por um capacitor série (C_S), um indutor série (L_S) e uma resistência (R), a qual representa a lâmpada fluorescente convencional.

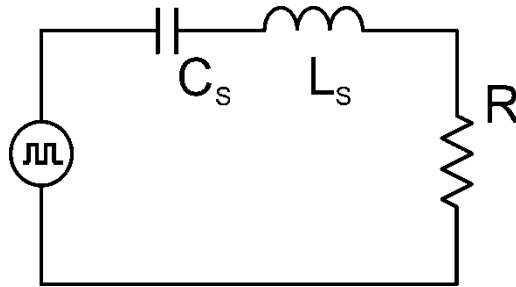


Figura 3.6 - Filtro LC série

O ganho de tensão $G(j\omega)$ do filtro LC série é expresso pela equação (3.1), onde ω corresponde a frequência angular do circuito.

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega \cdot L_S}{R} - \frac{1}{\omega \cdot C_S \cdot R}\right)} \quad (3.1)$$

A partir da expressão (3.1), observa-se que o ganho máximo do filtro LC série é unitário, valor este que corresponde à tensão de saída igual à tensão de entrada. Quando analisado este circuito para o acionamento de lâmpada fluorescente com ou sem eletrodos, conclui-se que este tipo de filtro não é adequado, visto que as lâmpadas fluorescentes necessitam de um ganho de tensão elevado para realizar a ignição.

3.4.2 Filtro L Série C Paralelo

A Figura 3.7 apresenta a constituição de um filtro ressonante L série C paralelo. Este circuito é composto por um indutor série (L_S), um capacitor paralelo (C_P) e uma resistência (R).

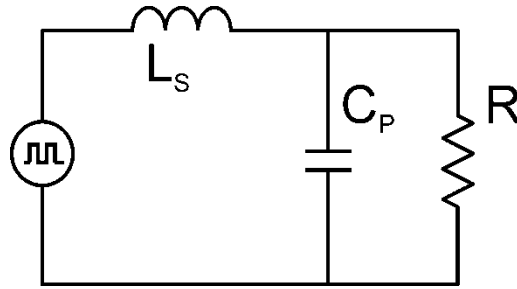


Figura 3.7 - Filtro L série C paralelo

O ganho deste tipo de filtro ressonante pode ser expresso pela equação (3.2).

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 \cdot L_S \cdot C_P + j \frac{\omega \cdot L_S}{R}} \quad (3.2)$$

No filtro L série C paralelo, diferentemente que no filtro LC série, o ganho de tensão pode ser superior ao valor unitário. Contudo, este tipo de filtro não apresenta um capacitor série ao fluxo de potência para remover o nível contínuo da tensão aplicada. Em virtude disto, o filtro L série C paralelo não é indicado para operação com inversores assimétricos.

3.4.3 Filtro LC Série LC Paralelo

O filtro LC série LC paralelo é mostrado na Figura 3.8. Este tipo de filtro é constituído por um indutor L_S e um capacitor C_S colocados em série ao fluxo de potência. Além disto, possui um capacitor (C_P) e um indutor (L_P) em paralelo com a carga (R).

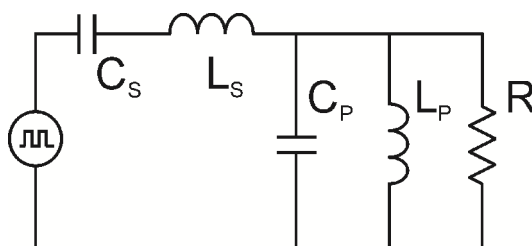


Figura 3.8 - Filtro LC série LC paralelo

De acordo com a análise da configuração deste filtro, verifica-se que o mesmo equivale ao modelo referente à LFSE (Yeon, 2006), onde o indutor L_P pode representar o comportamento indutivo (bobinas) e R representa a resistência equivalente da lâmpada, conforme o modelo elétrico equivalente apresentado no capítulo 2.

O ganho deste tipo de filtro ressonante pode ser expresso pela equação (3.3).

$$G(j\omega) = \frac{C_S(L_P \cdot \omega - R \cdot j + C_P \cdot L_P \cdot R \cdot \omega^2 \cdot j)}{C_S \cdot L_P \cdot \omega + j(C_P \cdot C_S \cdot L_P \cdot R \cdot \omega^2 - L_P \cdot R - R \cdot C_S + C_S \cdot L_P \cdot L_S \cdot R \cdot \omega^2)} \quad (3.3)$$

O filtro ressonante LC série LC paralelo pode ser aplicado ao acionamento das LFSE, a partir de um inversor assimétrico. Contudo, a análise matemática deste tipo de circuito torna-se não atraente devido ao número de elementos presentes no mesmo. Em virtude disto, é possível equacionar o filtro LC série LC paralelo baseado em um filtro LC série C paralelo, considerando que o equivalente paralelo entre C_P e L_P tenha características capacitivas (C_{EQ}). Com isto, há a simplificação no modelo matemático. A seguir, o filtro LC série C paralelo será analisado com mais detalhes.

3.4.4 Filtro LC série C paralelo

O filtro LC série C paralelo é mostrado na Figura 3.9(a). Este filtro é constituído de um indutor L_S e um capacitor C_S série, associado a um capacitor C_P em paralelo com a impedância equivalente das LFSE (R_{LP} e L_{LP}). O filtro ressonante LC série C paralelo é muito utilizado em lâmpadas fluorescentes convencionais, visto que tal filtro pode garantir as características de partida e pré-aquecimento da lâmpada, bem como proporcionar uma operação permanente satisfatória (Santos, 2004).

O capacitor C_{EQ} , como apresentado na Figura 3.9.b, não existe na prática. Este elemento é apenas uma variável auxiliar, com características capacitivas, o qual representa a associação paralela entre C_P e L_{LP} ,

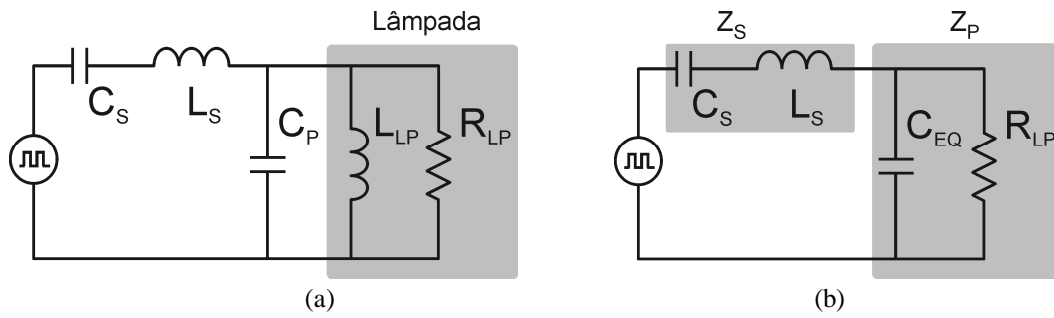


Figura 3.9 - Filtro LC série C paralelo

O ganho de tensão deste tipo de filtro pode ser expresso a partir da equação (3.4), considerando \varnothing o ângulo da impedância total da carga ressonante (filtro + lâmpada).

$$G(j\omega, \varnothing) = \frac{1}{\left(1 - \omega^2 \cdot L_S \cdot C_{EQ}(\varnothing) + \frac{C_{EQ}(\varnothing)}{C_S}\right) + j \left(\frac{\omega \cdot L_S}{R_{LP}} - \frac{1}{\omega \cdot C_S \cdot R_{LP}}\right)} \quad (3.4)$$

Onde:

$$C_{EQ}(\varnothing) = \frac{1}{R_{LP} \cdot \omega} \cdot \sqrt{-1 + \left(\frac{P_{LP} \cdot R_{LP} \cdot (1 + \tan(-\varnothing)^2)}{V_{AC}^2}\right)} \quad (3.5)$$

$$V_{AC} = \frac{2 \cdot V_{BUS} \cdot \text{sen}(\pi \cdot D_f)}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (3.6)$$

A tensão V_{AC} corresponde ao valor eficaz da componente fundamental de tensão aplicada ao filtro e D_f a razão cíclica da tensão imposta ao filtro (Seidel, 2004), (Bedin, 2008).

Com o objetivo de simplificar a análise, o filtro ressonante LC série C paralelo pode ser representado por uma combinação de duas impedâncias, uma série e outra paralela. A impedância série (Z_S) é constituída pelos elementos em série do circuito (C_S e L_S). A impedância paralela (Z_P) é representada pelos elementos dispostos paralelamente entre si (C_P , L_{LP} e R_{LP}).

A impedância série do circuito pode ser expressa através da equação (3.7),

$$Z_S(\emptyset) = j \cdot \left(\omega \cdot L_S(\emptyset) - \frac{1}{\omega \cdot C_S} \right) \quad (3.7)$$

A impedância paralela pode ser obtida a partir da equação (3.8).

$$Z_P(\emptyset) = \left\{ \frac{1}{R_{LP}} + j \cdot \left[\omega_S \cdot C_P(\emptyset) - \frac{1}{\omega_S \cdot L_{LP}} \right] \right\}^{-1} \quad (3.8)$$

Assim, tem-se que a impedância total do filtro ressonante é dada a partir do somatório entre as impedâncias $Z_S(\emptyset)$ e $Z_P(\emptyset)$, obtendo-se a equação (3.9).

$$Z_T(\emptyset) = \frac{R_{LP}}{1 + R_{LP}^2 \cdot \omega^2 \cdot C_{EQ}(\emptyset)^2} + j \frac{\frac{\omega \cdot L_S - 1}{\omega \cdot C_S} \cdot (1 + C_{EQ}(\emptyset)^2 \cdot R_{LP}^2 \cdot \omega^2) - R_{LP}^2 \cdot C_{EQ}(\emptyset) \cdot \omega}{(1 + C_{EQ}(\emptyset)^2 \cdot R_{LP}^2 \cdot \omega^2)} \quad (3.9)$$

O ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão aplicada ao filtro e a corrente no mesmo, pode ser determinado com base no argumento da impedância equivalente $Z_T(\emptyset)$, conforme a equação (3.10).

$$\emptyset = \tan^{-1} \left[\frac{(C_S \cdot L_S \cdot \omega^2 - 1) \cdot (1 - R_{LP}^2 \cdot C_{EQ}^2 \cdot \omega^2) - R_{LP}^2 \cdot C_S \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}{R_{LP} \cdot C_S \cdot \omega} \right] \quad (3.10)$$

A componente resistiva da lâmpada permite que a parte real da potência do circuito seja igualada a potência ativa consumida pelas LFSE. A partir desta consideração, tem-se que a potência média (P_{LP}) do circuito pode ser descrita com base na equação (3.11), onde V_{AC} corresponde ao valor eficaz da componente fundamental de tensão aplicada ao filtro.

$$\begin{aligned}
 & P_{LP}(\varnothing) \\
 = & V_{AC}^2 \cdot \left[\frac{R_{LP} \cdot C_S^2 \cdot \omega^2 \cdot (1 + R_{LP}^2 \cdot C_{EQ}(\varnothing)^2 \cdot \omega^2)}{R_{LP}^2 \cdot C_S^2 \cdot \omega^2 + \left[(C_S \cdot L_S(\varnothing) \cdot \omega^2 - 1) \cdot (1 + R_{LP}^2 \cdot C_{EQ}(\varnothing)^2 \omega^2) \right]_2 - R_{LP}^2 \cdot C_S \cdot C_{EQ}(\varnothing) \cdot \omega^2} \right] \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

A equação da potência e a do ângulo \varnothing possui uma parte em comum, substituindo uma na outra, encontra-se a equação (3.12), a qual define o valor do indutor L_S .

$$L_S(\varnothing) = \frac{R_{LP} \cdot C_S \cdot \omega \cdot \tan(-\varnothing) + R_{LP}^2 \cdot C_S \cdot C_{EQ}(\varnothing) \cdot \omega^2}{C_S \cdot \omega^2 \cdot (1 + R_{LP}^2 \cdot C_{EQ}(\varnothing) \cdot \omega^2)} + \frac{1}{C_S \cdot \omega^2} \quad (3.12)$$

O capacitor paralelo C_P pode ser determinado a partir da expressão de C_{EQ} , descontando a componente indutiva imposta por L_{LP} , conforme expresso por (3.13).

$$C_P(\varnothing) = C_{EQ}(\varnothing) + \frac{1}{L_{LP} \cdot \omega^2} \quad (3.13)$$

Com base nas equações anteriores, as quais definem os elementos do filtro LC série C paralelo, observa-se que tais elementos dependem dos valores de projeto, bem como do ângulo de defasagem \varnothing . Em virtude disso, este ângulo deve ser escolhido cuidadosamente, de forma a obter o melhor desempenho possível do conjunto filtro-lâmpada. Na seção seguinte, apresenta-se o projeto de um filtro LC série C paralelo destinado ao acionamento de uma LFSE.

3.5 Projeto do Filtro Ressonante LC Série C Paralelo

O projeto do filtro ressonante LC série C paralelo, também conhecido como filtro LCC, baseia-se nas equações apresentadas nas seções anteriores. Contudo, algumas considerações sobre a análise do filtro ainda devem ser adotadas, tais como:

- A LFSE é representada pela sua resistência e indutância equivalente, considerando a condição nominal de potência;
- Apenas a harmônica fundamental da tensão aplicada ao filtro ressonante é considerada para o projeto;
- Todos os componentes do filtro são avaliados como ideais, desprezando seus elementos parasitas e possíveis perdas envolvidas.

Considerando o modelo elétrico para a lâmpada fluorescente ICETRON/Endura – 100 W, desenvolvido no capítulo 2, associado ao conhecimento das características e necessidades de funcionamento da lâmpada, a Tabela 3.1 apresenta os parâmetros de projeto adotados para o dimensionamento do filtro ressonante LCC.

Tabela 3.1- Parâmetros de projeto do filtro LCC

Descrição	Valor
Tensão de alimentação (V_{BUS})	270 V
Frequência de comutação	250 kHz
Potência da lâmpada (P_{LP})	100 W
Resistência da lâmpada em regime (R_{LP})	410 Ω
Resistência da lâmpada na partida	410 k Ω
Indutância equivalente das bobinas (L_{LP})	730 μ H
Capacitor série (C_S)	47 nF

Observa-se que o capacitor série é definido previamente no projeto. A função do mesmo é retirar o nível contínuo da tensão aplicada ao filtro ressonante (Polonskii e Seidel, 2008). A Figura 3.10 apresenta o comportamento da potência da lâmpada para

diferentes valores de \varnothing (conforme a equação 3.11), considerando a resistência da lâmpada durante a partida e em regime permanente.

O valor do ângulo de defasagem do filtro \varnothing deve ser escolhido de tal forma a satisfazer as necessidades, tanto de partida, quanto de regime permanente da lâmpada. Analisando a Figura 3.10, observa-se que a potência em regime permanente pode ser constante para qualquer ângulo \varnothing . Entretanto, o ganho de tensão referente à partida instantânea da lâmpada é obtido escolhendo o ângulo de defasagem dentro da faixa de maior potência. Para a redução das perdas referentes a comutação do inversor, escolhe-se um ângulo positivo. Assim, baseado nos parâmetros de projeto, é escolhido um ângulo de defasagem de aproximadamente 38° .

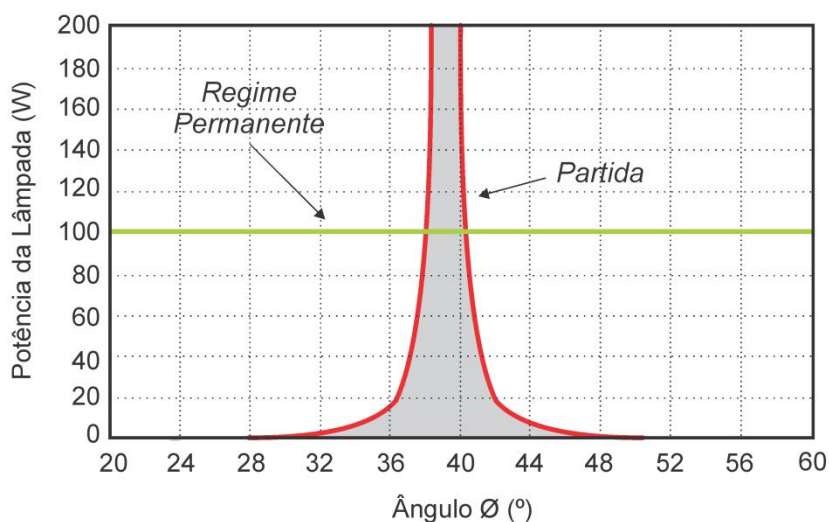


Figura 3.10 - Resposta da potência na lâmpada, na partida e em regime, com relação ao ângulo \varnothing

Posterior à definição do ângulo de defasagem da carga ressonante, pode-se determinar o valor do capacitor paralelo C_p . A Figura 3.11 apresenta a resposta dos valores de capacitância C_p em relação à variação do ângulo de defasagem \varnothing (conforme a equação 3.13). A análise dos valores de capacitância é realizada para a condição de partida e de regime da lâmpada. Com isso, para $\varnothing = 38^\circ$, tem-se um valor comercial de C_p igual a 3,6 nF.

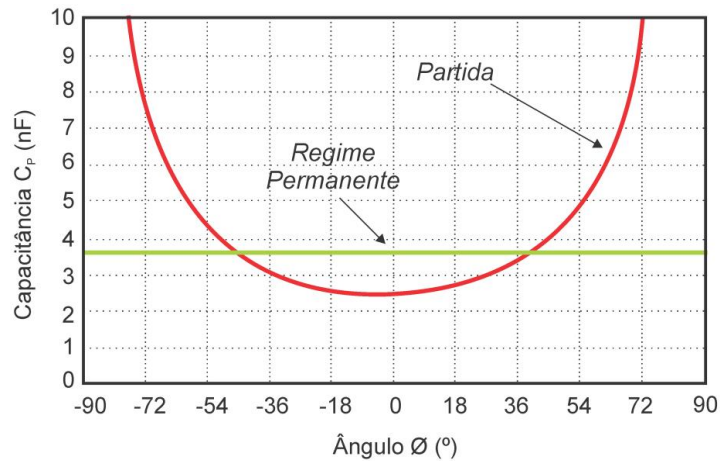


Figura 3.11 - Resposta da capacitância C_p , com relação ao ângulo de defasagem \varnothing

O passo seguinte consiste na determinação do indutor série L_s do circuito. A Figura 3.12 apresenta a resposta do indutor série em relação à variação do ângulo de defasagem \varnothing (conforme a equação 3.12). Para o ângulo de defasagem determinado em 38° , verifica-se graficamente que o valor do indutor série é de aproximadamente $150 \mu\text{H}$.

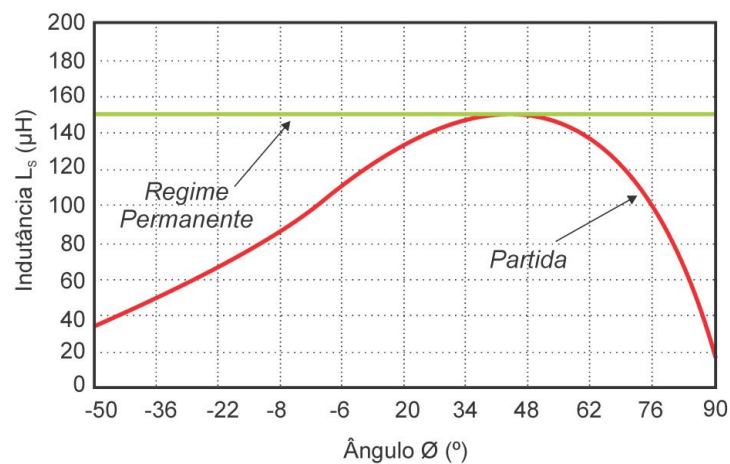


Figura 3.12 - Resposta de L_s em relação ao ângulo de defasagem \varnothing

3.6 Resultados Experimentais do Filtro Ressonante LC Série C Paralelo

Com o objetivo de validar o desenvolvimento matemático e o projeto realizado para o filtro ressonante LC série C paralelo, tal filtro foi confeccionado

experimentalmente e associado a um inversor *Half-Bridge* assimétrico, bem como a LFSE.

A Tabela 3.2 apresenta, de maneira geral, os elementos empregados no protótipo.

Tabela 3.2 - Parâmetros experimentais do filtro LCC

Descrição	Valor
Tensão de alimentação (V_{BUS})	270 V
Frequência de comutação ¹	250 kHz
Indutância série (L_S)	150 μ H
Capacitância série (C_S)	47 nF
Capacitância paralela (C_P)	3,6 nF

¹ Interruptores utilizados - Mosfet: IRF740

Conforme citado, o filtro ressonante deve ser projetado de tal forma a garantir o ganho de tensão responsável pela ignição da lâmpada. A Figura 3.13 traz as formas de onda de tensão e corrente durante a partida da LFSE ICETRON/ENDURA.

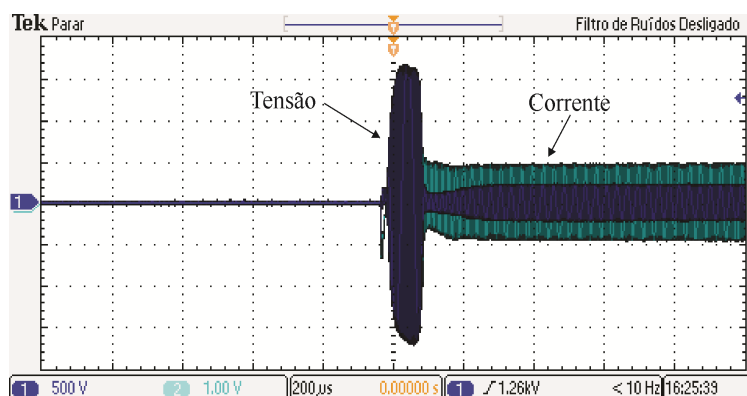


Figura 3.13 - Tensão e corrente durante a ignição da LFSE. Canal 1: Tensão (500 V/div). Canal 2: Corrente (1 A/div). Escala Horizontal: 200 μ s/div.

Experimentalmente, obteve-se um tempo total de ignição de aproximadamente 160 μ s, com valores de tensão e corrente máximos na ordem de 1,66 kV e 3,36 A, respectivamente. Com este ganho de tensão, a lâmpada analisada não demonstrou problemas de ignição.

Uma segunda característica desejada do filtro ressonante de saída consiste no mesmo ser capaz de proporcionar formas de onda próximas a senoidal, aplicadas à lâmpada. A Figura 3.14 apresenta as formas de onda de potência, tensão e corrente aplicadas à lâmpada em análise.

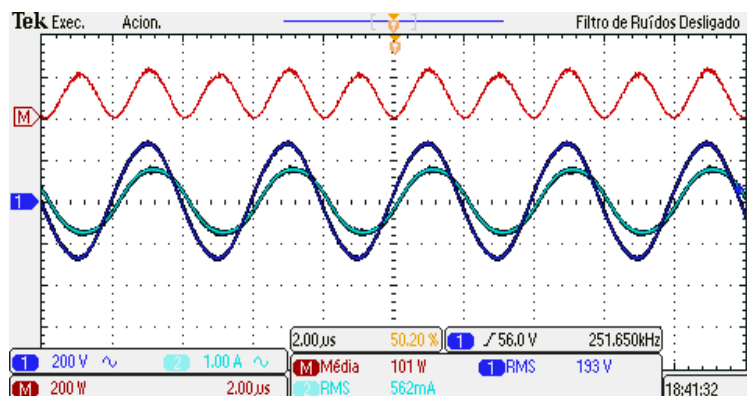


Figura 3.14 - Potência, tensão e corrente em regime da LFSE. *Canal 1*: Tensão (200 V/div). *Canal 2*: Corrente (1 A/div). *Canal M*: Potência (200 W/div). Escala Horizontal: 2 µs/div.

Como pode ser observado na Figura 3.14, o filtro ressonante projetado e desenvolvido foi capaz aplicar à lâmpada uma forma de onda próxima a senoidal, e com características indutivas. Assim, baseado nos resultados obtidos, conclui-se que o protótipo desenvolvido apresentou concordância com o projeto, validando a metodologia adotada.

3.7 Comportamento do Filtro Ressonante LC Série C Paralelo em Relação à Variação de Potência

A proposta de controle da intensidade luminosa das LFSE consiste na variação da potência fornecida à mesma. Entretanto, como analisado anteriormente, esta variação da potência acarreta na variação dos parâmetros elétricos da lâmpada e, por consequência, na mudança da impedância total da carga ressonante (equação 3.9).

Com isso, se faz necessário analisar o comportamento do ângulo de defasagem entre tensão e corrente fundamental do conjunto filtro-lâmpada, de tal forma a verificar se a característica indutiva permanece existindo para toda faixa de variação de potência da lâmpada. A Figura 3.15 apresenta o comportamento do ângulo ϕ em função de P_{LP} .

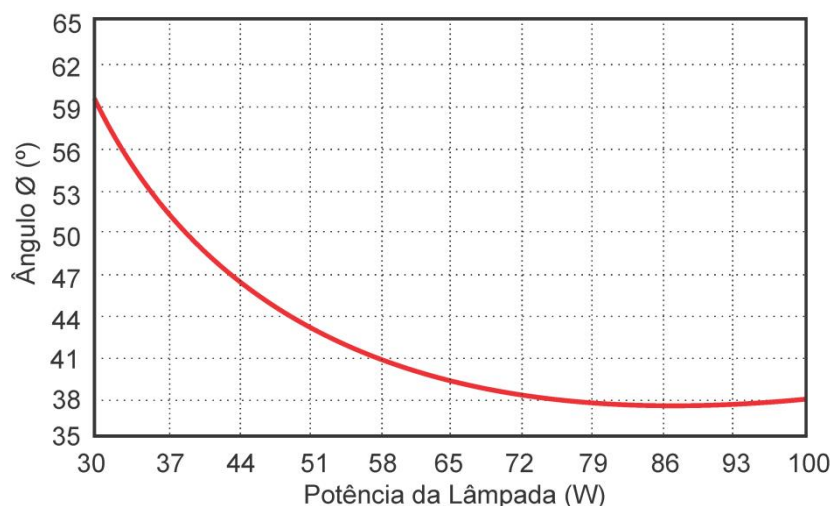


Figura 3.15 - Ângulo da impedância da carga ressonante em relação à variação de potência

De acordo com a Figura 3.15, com a redução da potência na lâmpada, o ângulo da impedância da carga ressonante tende a aumentar, tornando o circuito mais indutivo. Esta característica ajuda garantir que a entrada em condução dos interruptores do estágio inversor seja de forma suave.

Assim, conclui-se que a condição de ângulo do filtro ressonante não impõe um limite para faixa de variação do fluxo luminoso da lâmpada, manter a condição de comutação suave. No capítulo seguinte, analisa-se que este limite será imposto pelo conversor pré-regulador de fator de potência de entrada.

3.8 Conclusão

Neste capítulo, foi realizada uma análise dos métodos de controle de fluxo luminoso para lâmpadas fluorescentes. Com o intuito de se obter a variação do fluxo luminosos das LFSE, nesse trabalho, optou-se pela utilização do método por variação da tensão de barramento, visto que este apresenta uma aproximada linearidade em toda uma faixa de potência aplicada à lâmpada. Além disto, abordaram-se diferentes topologias de inversores e filtros ressonantes. Baseado nas configurações construtivas das LFSE, optou-se pelo emprego do inversor meia ponte assimétrico associado ao filtro ressonante LC série C paralelo.

Com o objetivo de validar o filtro escolhido, bem como a metodologia de projeto adotada, o mesmo foi desenvolvido experimentalmente, aplicado à LFSE

ICETRON/Endura. Os resultados obtidos atendem os critérios de partida e de regime permanente da lâmpada, viabilizando o projeto.

Por fim, após o projeto do filtro LC série C paralelo, realizou-se a análise de tal filtro a partir da variação de potência na lâmpada. Com isso, pode-se concluir que a característica indutiva da carga ressonante se manteve, para toda a faixa de variação de potência na LFSE.

PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA

4.1. Introdução

Neste capítulo são abordadas as principais topologias de conversores *DC-DC* empregados para atuar como pré-reguladores de fator de potência, os quais podem ser aplicados no acionamento das LFSE. Devido ao nível de potência da lâmpada a ser empregada, bem como o objetivo de simplificar os circuitos pré-reguladores, estes são projetados para condição descontínua de operação, onde tais circuitos podem ser representados a partir de um modelo elétrico equivalente.

4.2. Técnicas de Correção do Fator de Potência

Equipamentos eletrônicos normalmente são alimentados a partir de fonte alternada de tensão a qual é, posteriormente, retificada. Esta retificação basicamente é realizada por um conjunto de diodos associados a um capacitor de valor expressivo, responsável por prover uma tensão contínua com baixo nível de ondulação para a carga. Entretanto, este tipo de sistema é sujeito à presença de componentes harmônicas de corrente, as quais podem gerar interferência eletromagnética, distorção das formas de onda e redução do fator de potência do circuito (Shen, 2000). A Figura 4.1 exemplifica as formas de onda da tensão e da corrente de um circuito retificador com capacitor de barramento.

No Brasil, a portaria do INMETRO 267/2009 proíbe o uso de um ou mais sistemas eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares, com baixo fator de potência ($<0,92$) (INMETRO, 2009). O descumprimento deste valor de fator de potência em instalações consumidoras está sujeito à multa, a qual leva em consideração o fator de potência medido e a energia reativa consumida ao longo de um mês (ANEEL - 456, 2000). Por outro lado, ainda não existe legislação propriamente brasileira que regulamenta o

limite da taxa de distorção harmônica injetada na rede elétrica. Apenas são definidos os limites de cada componente harmônica, segundo a normativa internacional *IEC61000-3-2*, abrangendo até a harmônica de 39ª ordem, em sistemas de iluminação.

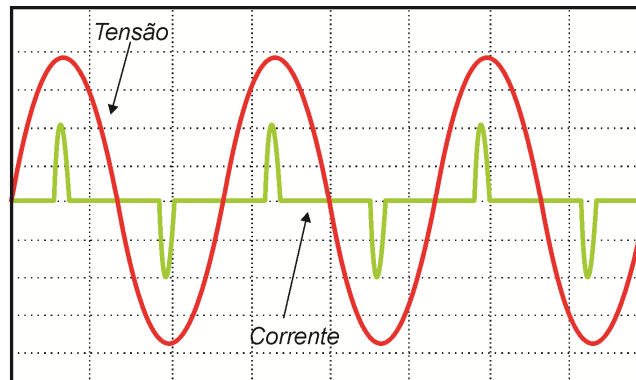


Figura 4.1 - Tensão e corrente de um circuito retificador com capacitor de barramento (sem escalas)

Diante disto, para evitar os problemas de distorção da onda de corrente, além de adequar o sistema eletrônico as normas vigentes, se faz necessário à correção do fator de potência. As soluções de correção de fator de potência existentes na literatura normalmente classificam-se em dois tipos: soluções passivas e soluções ativas (Erickson, 1997).

4.2.1. Soluções Passivas

Soluções passivas de correção do fator de potência reduzem o nível das componentes harmônicas no sistema, geralmente pelo emprego de um filtro passa-baixas com apenas elementos passivos.

Este tipo de sistema é constituído normalmente por elementos pesados e volumosos, devido à baixa frequência de corte do filtro envolvido. Além disso, o emprego deste tipo de solução pode afetar a forma de onda da tensão, na frequência fundamental (Dewan, 1981).

A colocação de um elemento indutivo na saída de um retificador produz uma melhoria no fator de potência, uma vez que é obtida uma corrente com menor distorção, elevando o fator de potência (Pomílio, 2004). Contudo, além do elevado volume, o modo passivo não oferece a possibilidade de controle de potência à carga.

Algumas técnicas são encontradas na literatura para evitar a utilização de componentes passivos com volumes e dimensões elevadas (Cervi, 2009), (Dalla Costa, 2004),

(Kheraluwala, 1995), (Jinrong Qian, 1999). Dentre as técnicas utilizadas, destaca-se o emprego do filtro *Valley-Fill* ou variações deste.

4.2.1.1. Filtro *Valley-Fill*

Uma forma de circuito passivo para corrigir o baixo fator de potência, consiste no emprego do filtro passivo *Valley-Fill*. Este filtro diminui a taxa de distorção harmônica de corrente e dessa forma pode fornecer um fator de potência acima do estipulado por norma. A Figura 4.2 apresenta a configuração básica de um filtro *Valley-Fill*.

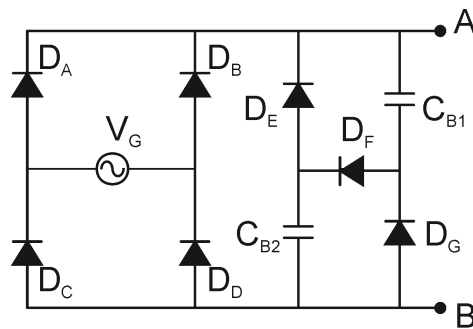


Figura 4.2 - Filtro *Valley-Fill* clássico

A Figura 4.3 representa a forma de onda da tensão de barramento para um filtro *Valley-Fill* clássico. Onde V_{PK} representa a tensão de pico da rede.

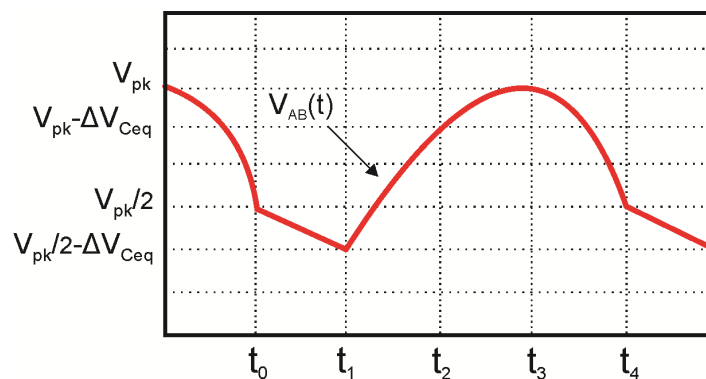


Figura 4.3 - Forma de onda da tensão do barramento (sem escala)

Os estágios de operação do filtro *Valley-Fill*, são apresentados na Figura 4.4.

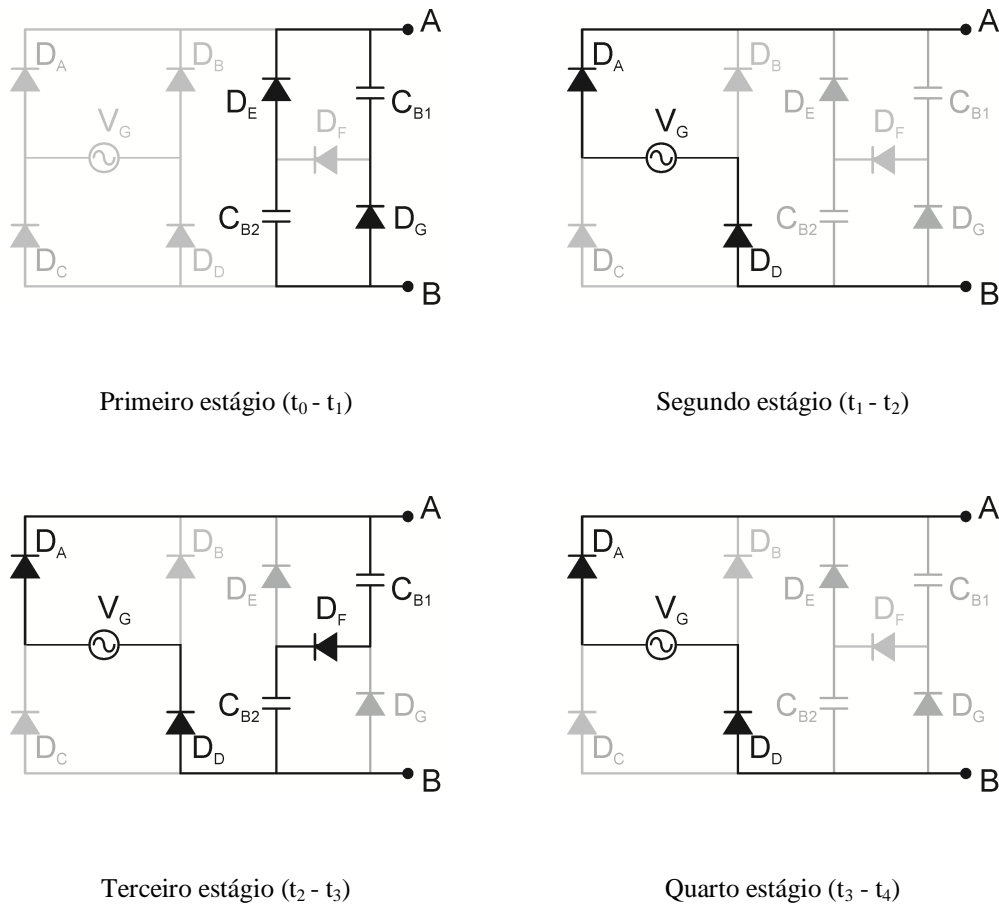


Figura 4.4 - Estágios de operação do filtro *Valley-Fill*

Primeiro estágio ($t_0 - t_1$): Neste estágio a tensão da rede é menor que $V_{PK}/2$, a qual corresponde à tensão de carga final dos capacitores C_{B1} e C_{B2} (sendo $C_{B1} = C_{B2}$), mantendo em condução os diodos D_E e D_G . Com D_E e D_G conduzindo, os capacitores C_{B1} e C_{B2} ficam em paralelo, somando-se suas capacitâncias. Neste momento, a tensão do barramento será igual à tensão dos capacitores C_{B1} e C_{B2} .

Segundo estágio ($t_1 - t_2$): No instante em que a tensão da rede alcança um valor igual a $V_{PK}/2 - \Delta V_{C_{eq}}$, a qual corresponde a tensão mínima devida à descarga do capacitor equivalente $C_{B1} + C_{B2}$, os diodos D_A e D_D (ou D_B e D_C) entram em condução, bloqueando, por sua vez, D_E e D_G . O diodo D_F ainda fica bloqueado. Neste estágio, a tensão do barramento retificado será igual à tensão da rede.

Terceiro estágio ($t_2 - t_3$): O diodo D_F começa a conduzir, devido ao fato da tensão da rede alcançar o valor $V_{PK} - 2\Delta V_{C_{eq}}$, polarizando-o diretamente. Neste período, a tensão do barramento retificado continua sendo igual à tensão da rede e os capacitores C_{B1} e C_{B2} são novamente carregados. Os diodos D_E e D_G seguem bloqueados.

Quarto estágio ($t_3 - t_4$): No instante t_3 , a tensão da rede alcança o valor de pico, carregando C_{B1} e C_{B2} (sendo $C_{B1} = C_{B2}$) com uma tensão igual a $V_{PK}/2$. A partir do momento em que a tensão da rede for menor que V_{PK} , o diodo D_F é bloqueado. Como a tensão da rede continua sendo maior que a tensão dos capacitores, D_E e D_G continuam bloqueados. Neste intervalo de tempo, a tensão do barramento retificado será igual à tensão da rede. A partir de t_4 , retorna-se ao primeiro estágio.

Este tipo de filtro apresenta a desvantagem de não possuir um controle da tensão de barramento. Além disso, a forma de onda da tensão de saída apresenta uma ondulação elevada, o que propicia o surgimento de cintilamento na lâmpada, bem como o aumento do fator de crista da corrente sobre a mesma (Silva, 2000) (Dalla Costa, 2004). Em virtude destas características, este tipo de método passivo não será empregado para a correção do fator de potência neste trabalho.

4.2.1.2. Filtro *Charge-Pump*

Outra estrutura passiva para correção de fator de potência em reatores eletrônico é a estruturas *Charge-Pump*. Esta técnica foi muito difundida no final dos anos 90. A correção do fator de potência ocorre devido à adição de um capacitor em um ponto estratégico do circuito, de forma que a rede elétrica passe a fornecer energia em alta frequência e proporcionando a correção do fator de potência (Postiglione, 2011). Devido à especificação de projeto deste trabalho, o qual visa também o controle de intensidade luminosa da lâmpada, esta técnica de correção passiva não será utilizada.

4.2.2. Soluções Ativas

Soluções ativas de correção do fator de potência utilizam interruptores controlados, associados a elementos passivos. Os circuitos ativos utilizados para este fim são conversores estáticos, atuando como pré-reguladores de fator de potência.

Este tipo de solução permite um fator de potência próximo ao unitário, com a componente fundamental de corrente e de tensão praticamente em fase, associado a um baixo conteúdo harmônico.

Como as técnicas ativas de correção de fator de potência apresentam maior eficiência (Garcia, 2003), nas seções seguintes apresenta-se uma análise dos principais conversores que podem atuar como pré-reguladores, aplicados na alimentação de LFSE.

4.3. Pré-Reguladores de Fator de Potência (*PFC – Power Factor Correction*)

Em determinadas aplicações como, por exemplo, em equipamentos eletrônicos, se faz necessário transformar uma tensão alternada inicial em uma tensão secundária contínua, porém com amplitude diferente. Para essa finalidade são, normalmente, empregados conversores eletrônicos. Entretanto, para manter uma alta eficiência e qualidade de energia, tais conversores são também utilizados como pré-reguladores de fator de potência (*PFC*).

Um *PFC* pode ser conceituado como um sistema formado por semicondutores, operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores, os quais têm por função controlar o fluxo de energia elétrica da fonte de entrada para a carga, mantendo um fator de potência elevado (Barbi, 2006).

Existe uma série de conversores estáticos que podem ser aplicados como *PFC*, os principais são: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*, *Zeta*, *SEPIC* e *Flyback* (Rivera, 2006). Cada um destes apresenta características particulares. O conversor *Buck* atua como abaixador de tensão (*Step-down*), o conversor *Boost* atua como elevador de tensão (*Step-up*) e os demais podem desempenhar as duas funções. Comparações entre diferentes topologias utilizadas como *PFC* são encontradas na literatura (Jinrong, 1999), (Lin, 2005), (Dranga, 2006).

Os *PFC* mencionados podem operar em três modos de operação distintos: Modo de Condução Descontínua (*DCM - Discontinuous Conduction Mode*); Modo de Condução Contínua (*CCM - Continuous Conduction Mode*) e por fim, Modo de Condução Crítica (*CrCM - Critical Conduction Mode*). De maneira geral, os conversores que operam em *DCM*

são mais empregados para baixas potências (Sharifipour, 1998), (Roggia, 2009), onde os picos de corrente são reduzidos, implicando em menores perdas em condução. Entretanto, nesta condição de operação, a ondulação da corrente de entrada pode ser inerentemente elevada, de tal modo a apresentar maiores níveis *EMI*.

Para potências mais elevadas, normalmente utiliza-se o modo *CCM*, onde a ondulação de corrente e, por consequência, o nível de *EMI* são inferiores. Entretanto, para os conversores operando neste modo de condução, o sistema apresenta a necessidade de uma malha de controle dedicado (Roggia, 2009). Algumas publicações determinam um valor de potência como sendo a fronteira entre a condução contínua e a descontínua. Em (Xiaujun Xu, 2008) a análise indica o valor de 300 W como tal limite. De maneira geral, o modo de operação de um sistema eletrônico é escolhido de maneira a se obter as menores perdas da topologia (Roggia, 2009).

A condição de operação *CrCM* é empregada em alguns sistemas eletrônicos (Fengfeng, 2000), (Jongbok, 2011). Contudo, neste tipo de operação a corrente vai à zero no limiar do período de comutação. Com isso, ocorre a variação da frequência de operação, acarretando em um projeto não otimizado dos elementos magnéticos da topologia.

O modo de operação das topologias *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* é avaliado a partir da corrente no indutor. Caso a corrente neste elemento atinja um valor nulo, antes do próximo período de comutação, tem-se caracterizado a condição *DCM*. Para conversores naturalmente isolados como, por exemplo, o *Flyback*, a determinação do modo de condução corresponde ao valor da corrente na indutância de magnetização do mesmo. Nos conversores *SEPIC*, *Zeta* e *Ćuk*, a determinação do modo de condução pode ser analisada a partir da corrente no diodo de saída da topologia (Sabzali, 2009) (Simoneti, 1997).

4.3.1. Conversor *Buck*

O conversor *Buck*, ou abaixador de tensão, produz um valor médio de tensão na saída, inferior ao valor médio da tensão de entrada, enquanto que a corrente média de saída é maior que a corrente média de entrada. A Figura 4.5 apresenta a configuração básica de um conversor *Buck*.

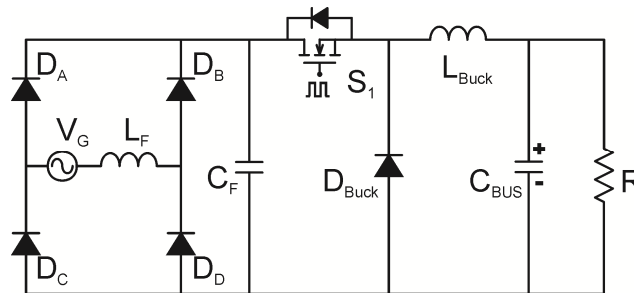


Figura 4.5 - Conversor *Buck*

Considerando inicialmente o interruptor S_1 em condução, a tensão $(|V_G| - V_{BUS})$ carrega o indutor L_{Buck} . Nesta etapa, o diodo D_{Buck} está polarizado reversamente. No instante em que o interruptor é aberto, o indutor L_{Buck} força a entrada em condução de D_{Buck} . Com isso, a energia armazenada em L_{Buck} é transferida ao capacitor C_{BUS} e/ou à carga R . Quando a corrente fornecida pelo indutor for inferior a corrente do capacitor, este se descarrega suprindo a diferença de corrente para a carga. Neste circuito, a tensão máxima a ser suportada, tanto pelo interruptor S_1 quanto pelo diodo D_{Buck} é igual a tensão de entrada $|V_G|$. Caso a corrente em D_{Buck} for à zero antes do próximo período de comutação, tem-se caracterizado a operação *DCM* da topologia. Devido aos parâmetros de projeto que são adotados nesse trabalho a topologia *Buck PFC* não será utilizada.

4.3.2. Conversor *Boost*

No conversor *Boost*, ou elevador de tensão, a tensão média fornecida à carga é maior que a tensão média de entrada. Nesta topologia existe uma indutância em série com a fonte de alimentação. Com isso, em alta frequência, pode-se analisar o conjunto fonte indutância como sendo uma fonte de corrente. Além disso, considerando o capacitor de saída suficientemente grande, pode-se considerar o conjunto capacitor carga como sendo uma fonte de tensão. A Figura 4.6 apresenta a configuração básica de um conversor *Boost*.

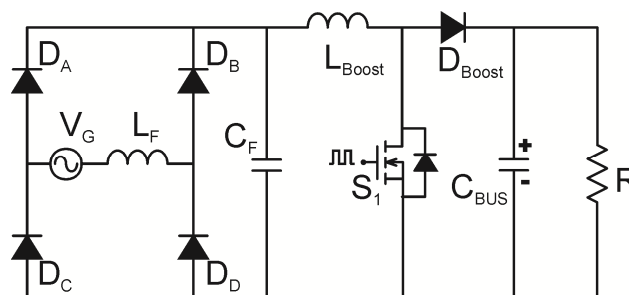


Figura 4.6 - Conversor *Boost*

No momento em que o interruptor S_1 entra em condução, ocorre a transferência de energia da fonte $|V_G|$ para o indutor L_{Boost} , polarizando reversamente o diodo D_{Boost} e isolando o estágio de entrada, do estágio de saída. Assim, a tensão aplicada à carga R é mantida através do capacitor C_{BUS} .

Com a abertura do interruptor S_1 , o diodo D_{Boost} entra em condução. Logo, o indutor e a fonte fornecem energia para a saída. Nesta etapa, o capacitor C_{BUS} é carregado. O início de um novo ciclo se dá com o fechamento do interruptor S_1 .

O conversor *Boost* pode ser projetado para operar tanto no modo de condução contínuo como descontínuo, considerando a corrente pelo indutor L_{Boost} . Entretanto, quando operando em modo de condução descontínuo, o mesmo apresenta componentes harmônicas de 3ª ordem, em baixa frequência, na corrente de entrada (Kirsten, 2011). As principais aplicações deste tipo de conversor são em fontes de alimentação, retificadores com elevado fator de potência e no acionamento de motores de corrente contínua. O conversor *Boost* tem sido frequentemente utilizado como *PFC*. Nesta topologia, o indutor de entrada é capaz de absorver parte das variações bruscas da tensão de rede, de modo a pouco afetar o restante do circuito, facilitando a obtenção da forma de onda desejada da corrente de entrada (Barbi, 2006).

4.3.3. Conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost*, ou abaixador/elevador de tensão, é utilizado para controlar o fluxo de energia entre duas fontes de tensão, ou seja, entre uma fonte de tensão e uma carga com características de fonte de tensão (Barbi, 2006). A Figura 4.7 apresenta a configuração básica de um conversor *Buck-Boost*.

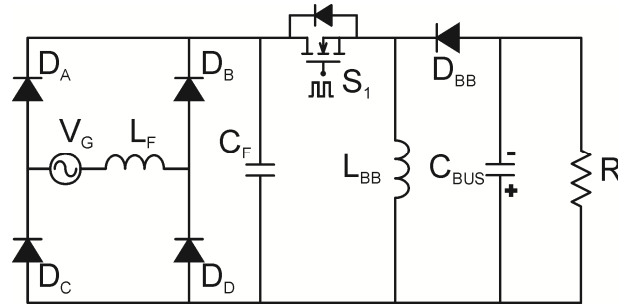


Figura 4.7 - Conversor *Buck-Boost*

No momento em que o interruptor S_1 entra em condução, a energia proveniente da fonte é acumulada no indutor L_{BB} . O diodo D_{BB} é mantido bloqueado nesta primeira etapa. No instante em que o interruptor é bloqueado, o diodo D_{BB} entra em condução. Com isso, se dá a transferência de energia de L_{BB} para a saída do circuito. Nesta topologia, a polaridade da tensão de saída é invertida em relação à entrada.

A característica de abaixador ou elevador de tensão do conversor *Buck-Boost* é controlada a partir do valor da razão cíclica de comutação do interruptor S_1 e dos parâmetros de projeto tais como: frequência, indutância e resistência de carga. Este tipo de conversor é empregado em fontes comutadas, onde a polaridade invertida na saída com relação ao terminal comum da tensão de entrada pode ser desejada (Taniguchi, 2007).

4.3.4. Conversor *SEPIC*

O conversor *SEPIC* (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) possui uma característica de transferência de energia do tipo elevador/abaixador de tensão. A Figura 4.8 apresenta a configuração básica de um conversor *SEPIC*.

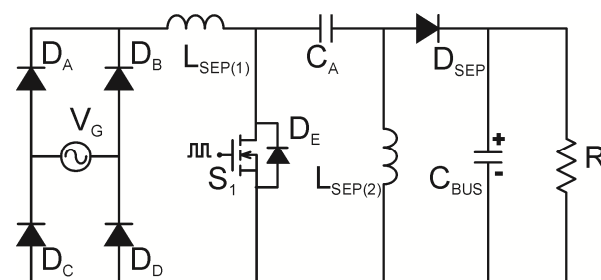


Figura 4.8 - Conversor *SEPIC*

No instante em que o interruptor S_I está em condução, o indutor $L_{SEP(1)}$ armazena energia proveniente da fonte $|V_G|$. O indutor $L_{SEP(2)}$ recebe energia do capacitor intermediário C_A . O diodo D_{SEP} está bloqueado, sendo a carga R alimentada a partir do capacitor C_{BUS} .

Quando o interruptor é bloqueado, o diodo D_{SEP} entra em condução. Com isso, há a transferência de energia de $L_{SEP(1)}$ para C_A , e de $L_{SEP(2)}$ para C_{BUS} e carga. Em uma terceira etapa, a corrente pelo diodo D_{SEP} vai naturalmente à zero, caracterizando a operação *DCM* do circuito. Com isso, a carga R é alimentada através do capacitor C_{BUS} . Um novo ciclo de operação se inicia quando o interruptor S_I entra novamente em condução.

Este tipo de conversor apresenta um estágio intermediário de transferência de energia, no qual o capacitor C_A faz parte. O dimensionamento deste elemento deve ser realizado, de tal forma que a tensão sobre C_A acompanhe a envoltória da tensão retificada $|V_G|$ e ao mesmo tempo apresente característica de fonte de tensão, quando considerado um período de comutação.

4.3.5. Conversor $\acute{C}uk$

O conversor $\acute{C}uk$ pode ser analisado como sendo a integração entre um conversor *Boost* e um conversor *Buck*. A Figura 4.9 apresenta a configuração básica de um conversor $\acute{C}uk$.

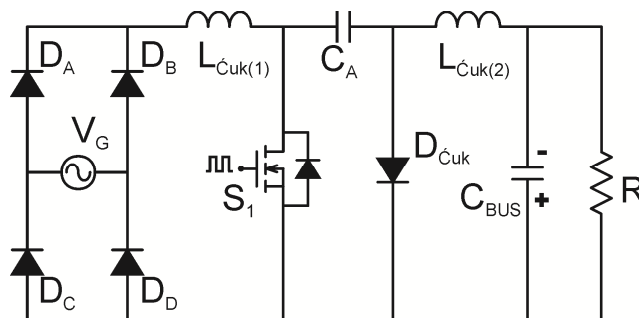


Figura 4.9 - Conversor $\acute{C}uk$

Na primeira etapa, o interruptor S_I entra em condução. Com isso, o indutor $L_{\acute{C}uk(1)}$ é carregado a partir da tensão $|V_G|$. Considerando que a tensão sobre o capacitor C_A acompanhe a tensão ($|V_G| + V_{BUS}$), é válida a consideração que o indutor $L_{\acute{C}uk(2)}$ também é submetido a tensão retificada $|V_G|$. Em um segundo momento o interruptor S_I é bloqueado, iniciando a

condução de $D_{\acute{C}uk}$. Com isso, ocorre a transferência de energia da entrada para a saída do sistema. Quando a corrente em $D_{\acute{C}uk}$ chega à zero, antes do próximo período de comutação de S_1 , tem-se caracterizado a condição *DCM* de operação da topologia.

A topologia $\acute{C}uk$ apresenta uma grande similaridade com a topologia *SEPIC*. Em virtude disso, o equacionamento dos elementos realizados para o conversor *SEPIC* se aplica à topologia $\acute{C}uk$ (Simonetti, 1997). Além disso, assim como no *Buck-Boost*, o conversor $\acute{C}uk$ apresenta a inversão da polaridade da tensão de saída, em relação à tensão de entrada.

4.3.6. Conversor Zeta

A Figura 4.10 apresenta a configuração básica de um conversor *Zeta*. O conversor *Zeta* possui também uma característica abaixador/elevador de tensão. Nesta topologia, a transferência de energia se faz por meio do capacitor C_Z intermediário do circuito (Martins, 1996).

No instante em que o interruptor S_1 entra em condução, o diodo D_{Zet} encontra-se bloqueado. A tensão nos indutores $L_{Zet(1)}$ e $L_{Zet(2)}$ é igual à tensão da fonte $|V_G|$, considerando-se que a tensão sobre o capacitor intermediário C_Z siga V_{BUS} . No momento em que ocorre a interrupção de S_1 , o diodo D_{Zet} entra em condução, realizando a transferência de energia entre entrada e saída. Quanto a corrente D_{Zet} iguala-se a zero, antes de uma nova comutação de S_1 , tem-se garantida a condição de operação *DCM*.

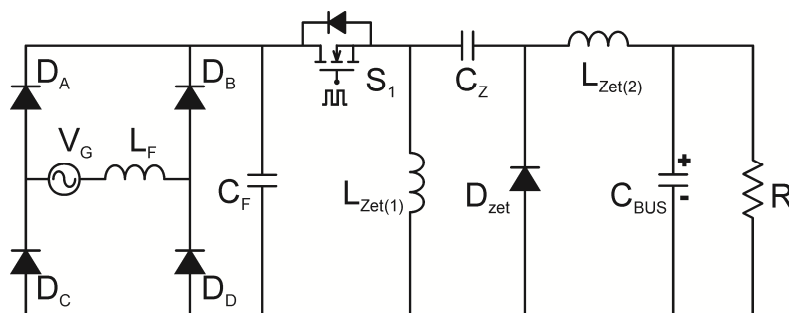


Figura 4.10 - Conversor Zeta

4.3.7. Conversor Flyback

Neste conversor, com característica elevador/abaixador de tensão, o elemento magnético isola a saída da entrada do circuito, comportando-se como um indutor acoplado.

Indutores acoplados magneticamente são aqueles em que a continuidade do fluxo é feita pela passagem de corrente elétrica ora por um dos enrolamentos, ora por outro. Com isso, em um tempo inicial ocorre o armazenamento de energia em um enrolamento e, em um tempo infinitesimal posterior, há transferência da energia para o segundo enrolamento. Este tempo de armazenamento e transferência de energia, é determinado a partir do tempo de condução e bloqueio do interruptor S_1 . A Figura 4.11 apresenta um conversor *Flyback*.

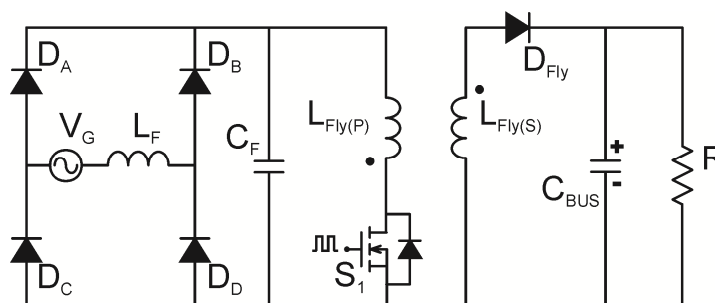


Figura 4.11 - Conversor *Flyback*

No instante em que o interruptor S_1 entra em condução, o indutor $L_{Fly(1)}$ armazena energia proveniente da fonte $|V_G|$. O diodo D_{Fly} é mantido bloqueado. Em um segundo momento, quando o interruptor é bloqueado, há a transferência de energia de $L_{Fly(1)}$ para $L_{Fly(2)}$, iniciando a condução do diodo D_{Fly} . Com isso, ocorre a alimentação de C_{BUS} e da carga R .

O conversor *Flyback* pode operar tanto no modo *DCM* quanto em *CCM*, de acordo com a corrente na indutância de magnetização do indutor acoplado. Normalmente, este tipo de conversor opera no modo descontínuo, onde o fluxo magnético é anulado em cada período de comutação, evitando a saturação do núcleo magnético (Moreira, 2009). Além disso, a topologia *Flyback* operando em modo *DCM* apresenta a característica de recuperação reversa sobre o diodo D_{Fly} não ser crítica, visto que a corrente sobre o mesmo é nula antes do próximo período de comutação. Além disso, o início de condução do interruptor S_1 com corrente nula resulta em uma menor geração de *EMI*.

4.4. Modelo Elétrico Equivalente *DCM*

A análise de conversores *PFC*, operando em *DCM*, pode ser representada a partir de um modelo resistivo equivalente, conforme mostrado na Figura 4.12 (Alonso, 1998),

(Marchesan, 2007). Essa forma de representação consiste na emulação de uma carga resistiva a partir da fonte V_G . Tal representação é válida para todos os *PFC* a serem analisados neste trabalho.

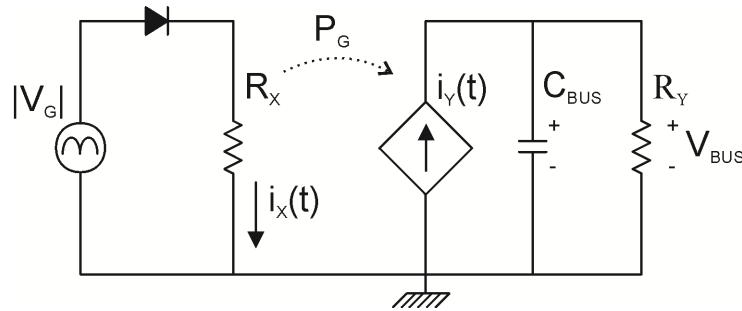


Figura 4.12 - Representação equivalente para conversores *PFC* operando em *DCM*

Em conversores utilizados para *PFC*, operando em *DCM*, a corrente de entrada segue a envoltória da tensão da rede. Com base nisto, pode-se considerar que o deslocamento de fase, entre tensão e corrente fundamental de entrada, seja nulo. Esta afirmação equivale a representar a tensão retificada da rede aplicada diretamente a uma carga equivalente resistiva (R_X).

A resistência R_X pode ser obtida a partir da razão entre a tensão retificada de entrada $|V_G(t)|$ e a corrente média, por período de comutação, de entrada $\langle i_X(t) \rangle$, de acordo com a equação (4.1).

$$R_X = \frac{|V_G(t)|}{\langle i_X(t) \rangle} \quad (4.1)$$

A corrente média $\langle i_X(t) \rangle$ esta relacionada à rampa de carga dos conversores durante o tempo de condução $\{DT_S\}$. Esta relação é expressa pela equação (4.2), onde L_{eq} corresponde à indutância equivalente da topologia, D a razão cíclica de operação e T_S ao período de comutação.

$$\langle i_X(t) \rangle = \frac{|V_G(t)| \cdot D^2 \cdot T_S}{2 \cdot L_{eq}} \quad (4.2)$$

Com isso, a resistência emulada na entrada pode ser representada em relação à indutância equivalente L_{eq} , de acordo com (4.3).

$$R_X = \frac{2 \cdot L_{eq}}{D^2 \cdot T_S} \quad (4.3)$$

A potência do modelo equivalente ($P_G(t)$) é expressa em relação à tensão de entrada e a resistência de entrada emulada, conforme a equação (4.4).

$$P_G(t) = \frac{|V_G(t)|^2}{R_X} \quad (4.4)$$

Substituindo (4.3) em (4.4) e considerando $V_G(t) = V_{PK} \cdot \sin(\omega t)$, tem-se a expressão (4.5) para potência instantânea fornecida ao circuito, onde ω corresponde a frequência angular da rede de alimentação.

$$P_G(t) = \frac{V_{PK}^2 \cdot |\sin^2(\omega t)| \cdot D^2 \cdot T_S}{2 \cdot L_{eq}} \quad (4.5)$$

Com isso, a potência média consiste na integral da potência instantânea definida em um período da rede (T_R), conforme expresso por (4.6) e (4.7).

$$\langle P_G \rangle = \frac{1}{T_R} \cdot \int_0^{T_R} P_G(t) \cdot dt \quad (4.6)$$

$$\langle P_G \rangle = \frac{V_{PK}^2 \cdot D^2 \cdot T_S}{4 \cdot L_{eq}} \quad (4.7)$$

A fonte de corrente $i_Y(t)$, conforme Figura 4.12, representa a corrente de saída do estágio *PFC*. Esta fonte é constituída por uma componente contínua e outra alternada, com o dobro da frequência da rede. A componente alternada circula através do capacitor C_{BUS} ,

mantendo um valor médio nulo de corrente sobre o elemento. A corrente $i_Y(t)$ é dada pela expressão (4.8).

$$i_Y(t) = \frac{P_G(t)}{V_{BUS}} \quad (4.8)$$

Assim, considerando que toda potência fornecida à entrada é transferida para a saída do circuito, é possível substituir a expressão (4.5) em (4.8). Com isso, obtém-se a relação expressa por (4.9).

$$i_Y(t) = \frac{V_{PK}^2 \cdot |\sin^2(\omega t)| \cdot D^2 \cdot T_S}{2 \cdot L_{eq} \cdot V_{BUS}} \quad (4.9)$$

A corrente média de saída $\langle i_Y \rangle$ pode ser obtida através das expressões (4.10) e (4.11).

$$\langle i_Y \rangle = \frac{1}{T_R} \cdot \int_0^{T_R} i_Y(t) \cdot dt \quad (4.10)$$

$$\langle i_Y \rangle = \frac{V_{PK}^2 \cdot D^2 \cdot T_S}{4 \cdot L_{eq} \cdot V_{BUS}} \quad (4.11)$$

A componente com a característica contínua de $i_Y(t)$ circula através da carga R_Y , a qual corresponde à resistência equivalente a saída das topologias. O valor deste elemento pode ser determinado com base na potência e na tensão de saída do circuito equivalente *DCM*, como expresso pela equação (4.12).

$$R_Y = \frac{V_{BUS}^2}{\langle P_G \rangle} \quad (4.12)$$

Considerando um circuito ideal, sem perdas envolvidas, pode-se substituir a expressão (4.7) em (4.12). Com isso, obtém-se a expressão (4.13).

$$R_Y = \frac{4 \cdot L_{eq} \cdot V_{BUS}^2}{D^2 \cdot T_s \cdot V_{PK}^2} \quad (4.13)$$

Baseado em (4.12) e (4.13), é possível determinar o valor do indutor L_{eq} em função da potência da topologia, de acordo com (4.14). Esta relação é válida para todas as topologias propostas de conversores *PFC* operando em condições *DCM*.

$$L_{eq} = \frac{V_{PK}^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot \langle P_G \rangle} \quad (4.14)$$

Todavia, deve-se frisar que L_{eq} corresponde ao valor do indutor equivalente de cada sistema analisado. Para os circuitos *Buck-Boost* e *Flyback*, por exemplo, o indutor L_{eq} corresponde ao próprio indutor L_{BB} e $L_{Fly(P)}$, respectivamente. Entretanto, para os circuitos como *SEPIC*, *Zeta* e *Ćuk*, o indutor equivalente corresponde à associação paralela entre os indutores presentes em cada circuito. Esta questão será apresentada com mais detalhes quando for realizada a análise individual de cada topologia. Para o equacionamento da topologia *Boost*, o cálculo do indutor equivalente será apresentado no item (5.5.6.2).

4.4.1. Limites de Razão Cíclica para Operação em *DCM*

O desenvolvimento teórico e matemático, onde se representa o conversor *PFC* por meio de um circuito equivalente, é válido desde que se garanta que o mesmo opere em condições *DCM*. Em virtude disto, com o objetivo de realizar a variação de luminosidade da lâmpada, torna-se necessária uma análise dos limites de razão cíclica que podem ser impostos ao estágio *PFC*, de tal forma que a condição *DCM* seja atendida. Esta análise de limites influenciará diretamente no tamanho da faixa de variação de luminosidade imposta à LFSE.

A partir da relação entre a máxima tensão de entrada (V_{PK}) e a tensão de barramento (V_{BUS}) em potência nominal da LFSE, determina-se o limite superior de razão cíclica (D_{MAX}) que pode ser imposto ao estágio *PFC*, garantindo a condição *DCM* estipulada em projeto. Este limite superior pode ser obtido a partir da equação (4.15).

$$D_{MAX} = \frac{V_{BUS}}{V_{BUS} + V_{PK}} \quad (4.15)$$

Entretanto, este valor de razão cíclica máxima caracteriza um estado crítico entre *DCM* e *CCM*. Em virtude disto, devesse definir uma razão cíclica de operação menor que D_{MAX} , para evitar possíveis pontos de mudança no modo de operação nas topologias.

A determinação do limite inferior de razão cíclica é consequência direta do nível da tensão de barramento. A condição *DCM* é mantida enquanto a inequação (4.16) for dita verdadeira.

$$V_{BUS_MIN} > \frac{V_{PK} \cdot D}{1 + D} \quad (4.16)$$

No capítulo 3, apresentou-se a metodologia de projeto do filtro ressonante de saída. A partir disso, considerando que os parâmetros da LFSE variam de acordo com a potência fornecida à mesma (capítulo 2), é possível estabelecer uma relação entre a tensão eficaz aplicada ao filtro ressonante ($V_{AB}(P_{LP})$) e a potência de operação da LFSE (P_{LP}), segundo a expressão (4.17).

$$V_{AB}(P_{LP}) = \sqrt{P_{LP} \cdot R_{LP}(P_{LP})} \left| \frac{Z_T(P_{LP})}{Z_P(P_{LP})} \right| \quad (4.17)$$

Considerando que a forma de onda da tensão aplicada ao filtro ressonante é quadrada com uma razão cíclica de 0,5, tem-se que a tensão de barramento ($V_{BUS}(P_{LP})$) em função da potência aplicada à lâmpada, é dada por (4.18).

$$V_{BUS}(P_{LP}) = \frac{V_{AB}(P_{LP})\pi}{\sqrt{2}} = \frac{\pi\sqrt{P_{LP} \cdot R_{LP}(P_{LP})}}{\sqrt{2}} \left| \frac{Z_T(P_{LP})}{Z_P(P_{LP})} \right| \quad (4.18)$$

A partir das expressões (4.16) e (4.18), pode-se estabelecer um ábaco entre a tensão de barramento e a razão cíclica imposta ao estágio *PFC*. A Figura 4.13 exemplifica esse ábaco baseado nos parâmetros de projeto, valores de filtro ressonante e lâmpada adotados nesse

trabalho. Assim, pode-se determinar a faixa de variação de potência da LFSE, pela qual a condição *DCM* do estágio *PFC* seja atendida.

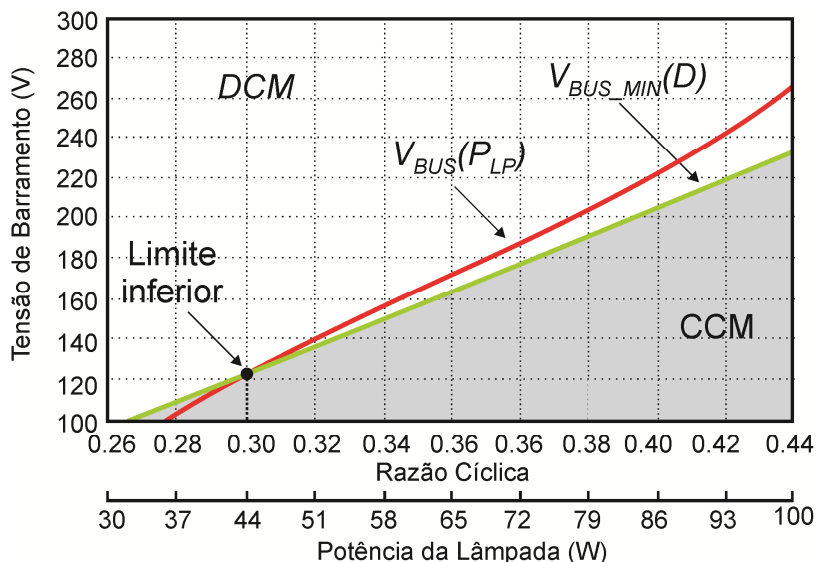


Figura 4.13 - Faixa de variação de potência na LFSE para condição *DCM*

De acordo com a Figura 4.13, a faixa de operação em *DCM* teórica imposta à LFSE compreende uma potência na mesma entre 100 e 44 W. Isto representa uma variação de 56% da potência nominal da mesma. Esta faixa de potência é considerada satisfatória, visto que pode vir a proporcionar economias de energia em mais de 50% aplicando apenas um método de controle do fluxo luminoso.

4.5. Comparativo Geral entre os Conversores Analisados

A escolha de um conversor a ser aplicado como pré-regulador de fator de potência deve ser orientada conforme suas características físicas e elétricas, bem como de acordo com a aplicação desejada.

A Tabela 4.1 apresenta um comparativo geral entre os conversores analisados, considerando também a necessidade do filtro de entrada. Na análise em questão é levado em consideração a não utilização de filtro de *EMI* nos conversores *SEPIC* e *Ćuk*, conforme será explanado no capítulo 5.

Com o objetivo de obter um alto fator de potência do sistema, bem como a possibilidade de controle da potência entregue a lâmpada baseado na variação da tensão de

barramento, conforme analisado no capítulo 3, podem-se empregar para estas finalidades todas as topologias *PFC* apresentadas anteriormente. Contudo, em relação à topologia *Boost*, a qual apresenta apenas a característica elevadora de tensão, a mesma deverá ser projetada para uma tensão de entrada inferior ($127 V_{rms}$) as demais topologias ($220 V_{rms}$).

Tabela 4.1 - Comparativo entre os conversores *PFC* analisados

Conversor	Característica de Tensão	Isolamento Natural	Nº de Componentes		Filtro de Entrada
			Ativos	Passivos	
<i>Boost</i>	Elevador	Não	1	4	Sim
<i>Buck-Boost</i>	Elevador/Abaixador	Não	1	4	Sim
<i>Ćuk</i>	Elevador/Abaixador	Não	1	4	Não
<i>Zeta</i>	Elevador/Abaixador	Não	1	6	Sim
<i>SEPIC</i>	Elevador/Abaixador	Não	1	4	Não
<i>Flyback</i>	Elevador/Abaixador	Sim	1	4	Sim

4.6. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma análise dos principais métodos para correção do fator de potência em sistemas eletrônicos, com ênfase nos circuitos ativos baseados em conversores estáticos.

Tais conversores podem ser representados a partir de um modelo elétrico equivalente, onde o mesmo emula uma carga resistiva equivalente. Contudo, este modelo equivalente é válido desde que o circuito *PFC* opere em condições *DCM*.

Em virtude da proposta de controle de intensidade luminosa das LFSE a partir do controle do fluxo de potência, estabeleceram-se os limites de tensão de barramento para qual o circuito *PFC* mantém o modo de operação descontínua.

A partir do modelo proposto e do filtro ressonante adotado, obteve-se um limite de faixa de tensão de barramento entre 270 e 120 V. Analisando esta faixa de variação em relação à potência aplicada à LFSE, têm-se os limites teóricos de controle de intensidade luminosa compreendidos entre 100 e 44 W. Esta faixa de variação de potência, equivalente até 56% da potência nominal da lâmpada, é considerada satisfatória, visto que proporciona uma economia de energia de mais de 50%, aplicando apenas um método de controle do fluxo luminoso.

ANÁLISE DA INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES

5.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada uma análise da integração de conversores estáticos destinados ao acionamento de LFSEs. A técnica de integração será aplicada de tal forma a atender os requisitos para o funcionamento da LFSE, bem como as normas referentes à qualidade de energia drenada da rede elétrica.

5.2 Estágios para o Acionamento das LFSE

O acionamento das LFSE em alta frequência baseia-se em um conjunto de estágios os quais, quando projetados corretamente, garantem a ignição e o funcionamento em regime permanente da lâmpada. Para obter este tipo de acionamento, normalmente são necessários os seguintes estágios:

- *Estágio 1*: Filtro de interferência eletromagnética;
- *Estágio 2*: Retificação;
- *Estágio 3*: Correção do fator de potência (*PFC*);
- *Estágio 4*: Inversor;
- *Estágio 5*: Filtro ressonante.

O emprego destes estágios, conforme representados na Figura 5.1, acarreta em maior complexidade, grande número de componentes, elevação dos custos e possível diminuição do rendimento do conjunto. Em virtude disto, a possibilidade de acionar as LFSE com a diminuição do número total de estágios e/ou integração desses será estudada neste trabalho. Para isto, propõe-se o emprego da técnica de integração de conversores.

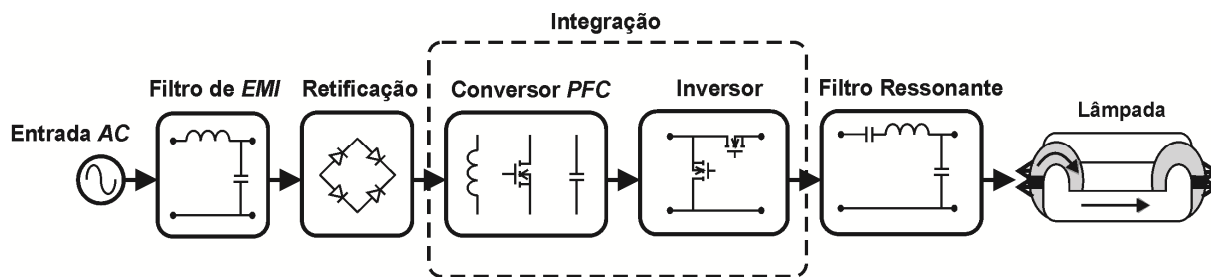


Figura 5.1 - Estágios para o acionamento de lâmpadas fluorescentes

Esta técnica visa à diminuição do número de componentes ativos e o aumento da confiabilidade da topologia final. Entretanto, com a aplicação da mesma, os esforços extras de tensão e/ou corrente sobre o interruptor compartilhado devem ser analisados. Nesse trabalho a junção do estágio inversor mais o filtro ressonante será denominada como estágio de controle de potência (*PC – Power Control*).

5.2.1 Filtro de Interferência Eletromagnética

Conforme a forma de onda da corrente drenada da rede pelo sistema eletrônico, pode ser necessário o emprego de um filtro de *EMI*. Esse filtro tem o objetivo de remover as componentes de alta frequência de corrente geradas pelo estágio *PFC*. O projeto dos componentes utilizados para o filtro é realizado para uma determinada frequência de corte, abaixo da frequência de operação do conversor e acima da frequência da rede (Rashid, 2003), (Bisogno, 2001). A necessidade desse estágio dependerá do tipo de conversor utilizado e dos parâmetros de projeto adotada.

5.2.2 Retificação

A função do estágio de retificação é transformar a tensão alternada da rede em tensão contínua. O estágio retificador convencional apresenta quatro diodos em ponte, constituindo uma retificação de onda completa. O emprego de diodos rápidos ou lentos neste estágio dependerá da análise do conversor utilizado como *PFC*, bem como do modo de operação do mesmo. Outro fator refere-se ao posicionamento do capacitor do filtro de *EMI*, disposto antes ou após o estágio de retificação.

5.2.3 Correção do Fator de Potência

A correção do fator de potência por meio de conversores estáticos operando em *DCM* e em alta frequência é amplamente empregado em sistemas eletrônicos (Braga, 1996), (Ranganathan, 1999), (Shih-Jen Cheng, 2010). Estes conversores apresentam uma forma de onda triangular da corrente de entrada, com uma envoltória que tende a seguir a tensão da rede (Pereira, 2004). Com isso, pode-se obter um elevado fator de potência para as topologias finais.

No Brasil, a portaria do INMETRO 267/2009 proíbe o uso de um ou mais sistemas eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares, com baixo fator de potência. Esta portaria é válida para sistemas eletrônicos com potência total consumida (reator e lâmpada) igual ou superior a 25 W, estipulando um fator de potência mínimo de 0,92 (INMETRO-267, 2009). Em virtude disto, um estágio *PFC* se faz necessário. Cabe salientar que esta norma não se refere diretamente as LFSE, porém também não as exclui.

5.2.4 Inversor

O estágio inversor é empregado para se obter uma tensão alternada aplica à lâmpada, partindo de uma tensão contínua fornecida pelo estágio *PFC*. A partir da comutação de interruptores controlados desse estágio, é possível definir a frequência de operação aplicada a lâmpada.

Em sistemas eletrônicos para alimentação de LF, normalmente emprega-se o inversor *Half-Bridge* assimétrico devido as suas características, já discutidas no capítulo 3.

5.2.5 Filtro Ressonante para Controle de Potência

A maioria das lâmpadas fluorescentes apresentam uma característica de impedância incremental negativa (Erenturk, 2008). Devido a isto, se faz necessário a realização do controle de potência e/ou corrente da lâmpada, de modo a garantir uma operação estável da mesma. O estágio de controle de potência pode ser obtido através do uso de um filtro ressonante associado ao estágio inversor (Wakabayashi, 2005). Para este trabalho, emprega-se o filtro ressonante LCC, conforme apresentado no capítulo 3.

5.3 Integração de Estágios de Alimentação

O emprego da técnica de integração entre os estágios de alimentação das LFSE visa diminuir o número de semicondutores ativos das topologias finais, bem como diminuir os circuitos de comando relacionados aos mesmos. Atualmente, os interruptores ativos representam uma grande parcela do custo total de um circuito eletrônico, sendo este um dos responsáveis por falhas no funcionamento dos sistemas.

O compartilhamento de um único interruptor ativo para diferentes estágios acarreta na adição de semicondutores não controlados (diodos) à topologia. A adição destes elementos pode tornar o processo de integração não tão vantajoso. Entretanto, deve-se levar em consideração que a redução do número de interruptores e seus respectivos circuitos de comando, devido à integração, diminuem também a probabilidade de erros de comutação no sistema (Marchesan, 2007).

Neste trabalho, opta-se pelo desenvolvimento de topologias integradas, realizando uma análise do comportamento entre diferentes tipos de sistemas. Assim, é possível estabelecer algumas características relevantes entre as mesmas, quando submetidas ao acionamento em alta frequência.

5.4 Metodologia de Integração

Os estágios *PFC* e *PC*, de alimentação das LFSE, são constituídos por elementos passivos associados a elementos semicondutores controlados e não controlados. Em virtude disto, torna-se interessante analisar o emprego da integração entre os interruptores de ambos os estágios, visando alcançar uma redução de componentes, custos e aumento da confiabilidade das topologias.

Existe atualmente uma ampla gama de trabalhos técnicos que fazem uso da integração de conversores (do Prado, 1996), (Miaosen Shen, 2001), (Marchesan, 2007), (Alonso, 2008), (Zhang Bo, 2009), (Almeida, 2012). Uma técnica genérica de integração de interruptores controlados é apresentada por Wu *et. All* em “*A Systematic and Unified Approach to Modeling PWM DC/DC Converters Based on the Graft Scheme*” (1996) e “*Off-Line Applications with Single-Stage Converters*” (1997). Segundo os autores, esta técnica, conhecida como *Graft-Scheme*, pode ser utilizada caso os semicondutores controlados que serão integrados, apresentarem ao menos uma conexão em comum. Com isto, no momento da

integração, cada estágio manterá suas características operacionais de forma independente, como se não houvesse o compartilhamento de nenhum componente do circuito.

Entretanto, uma consequência do processo de integração consiste que ambos os estágios, após a aplicação da técnica, irão obrigatoriamente apresentar a mesma frequência de comutação e a mesma razão cíclica no interruptor compartilhado. Assim, deve-se previamente realizar uma análise do tipo de aplicação do circuito a ser integrado, verificando se o mesmo atende as necessidades de acionamento da carga após a integração.

A seguir, apresentam-se as possibilidades de integração entre os interruptores controlados de dois estágios distintos, dependendo do tipo de conexão comum entre os mesmos.

5.4.1 Tipos de Integração de Estágios

A metodologia de integração de estágios é constituída, basicamente, por duas etapas principais: verificação do tipo de conexão entre os interruptores de cada estágio; e adaptação da topologia para o circuito equivalente. Com isto, há quatro diferentes tipos de conexão entre os interruptores, neste caso exemplificado por *MOSFETs*:

- Tipo *T* - Quando o ponto em comum entre os interruptores é o *source*;
- Tipo *I-T* - Quando o ponto em comum entre os interruptores é o *dreno*;
- Tipo *II* - Quando o ponto em comum é o *source* do interruptor do primeiro estágio e o *dreno* do segundo;
- Tipo *I-II* - Quando o ponto em comum é o *dreno* do interruptor do primeiro estágio e o *source* do segundo.

Na técnica de integração há o compartilhamento de um interruptor controlado entre dois estágios, sendo que este interruptor deve ser capaz de suportar os esforços de tensão e/ou corrente de ambos os estágios. Estes esforços são determinados de acordo com o tipo de conexão entre os interruptores antes da integração.

As topologias com conexão do tipo *T* e *I-T* são integrados através de uma célula dita de sobrecorrente (SC), onde o interruptor compartilhado é submetido ao somatório das correntes que circulavam pelos interruptores de ambos os estágios antes da integração. A tensão sobre esse interruptor compartilhado será a maior dentre os estágios (Wu *et al*, 1996).

Enquanto isso, nas topologias com conexão do tipo *II* e tipo *I-II* são integrados a partir de uma célula dita de sobretensão (ST), onde o interruptor compartilhado é submetido ao somatório das tensões que eram aplicadas aos interruptores de ambos os estágios antes da integração. Nesse caso, a corrente sobre esse interruptor compartilhado será a maior dentre os estágios (Wu *et al*, 1996).

Em alguns casos, a característica de SC ou ST da metodologia de integração pode vir a tornar o sistema não atrativo, sendo responsável por introduzir maiores perdas ao circuito final. Este tipo de problema pode ser amenizado com a escolha de semicondutores com melhores características técnicas, tais como baixas resistências de condução e baixas capacitâncias intrínsecas.

A Figura 5.2 apresenta as diferentes possibilidades de conexão para a técnica de integração dos interruptores controlados. Na representação são utilizados *MOSFETs*, onde os diodos intrínsecos dos mesmos são apresentados separadamente em cada estágio.

Para que não haja uma operação inadequada nestas formas de integração, outros diodos podem ser requeridos pelo circuito. A necessidade destes diodos, assim como os diodos intrínsecos dos *MOSFETs*, deve ser analisada para cada tipo de integração e/ou ponto de operação, sendo que em alguns casos pode não ser necessário à utilização dos mesmos.

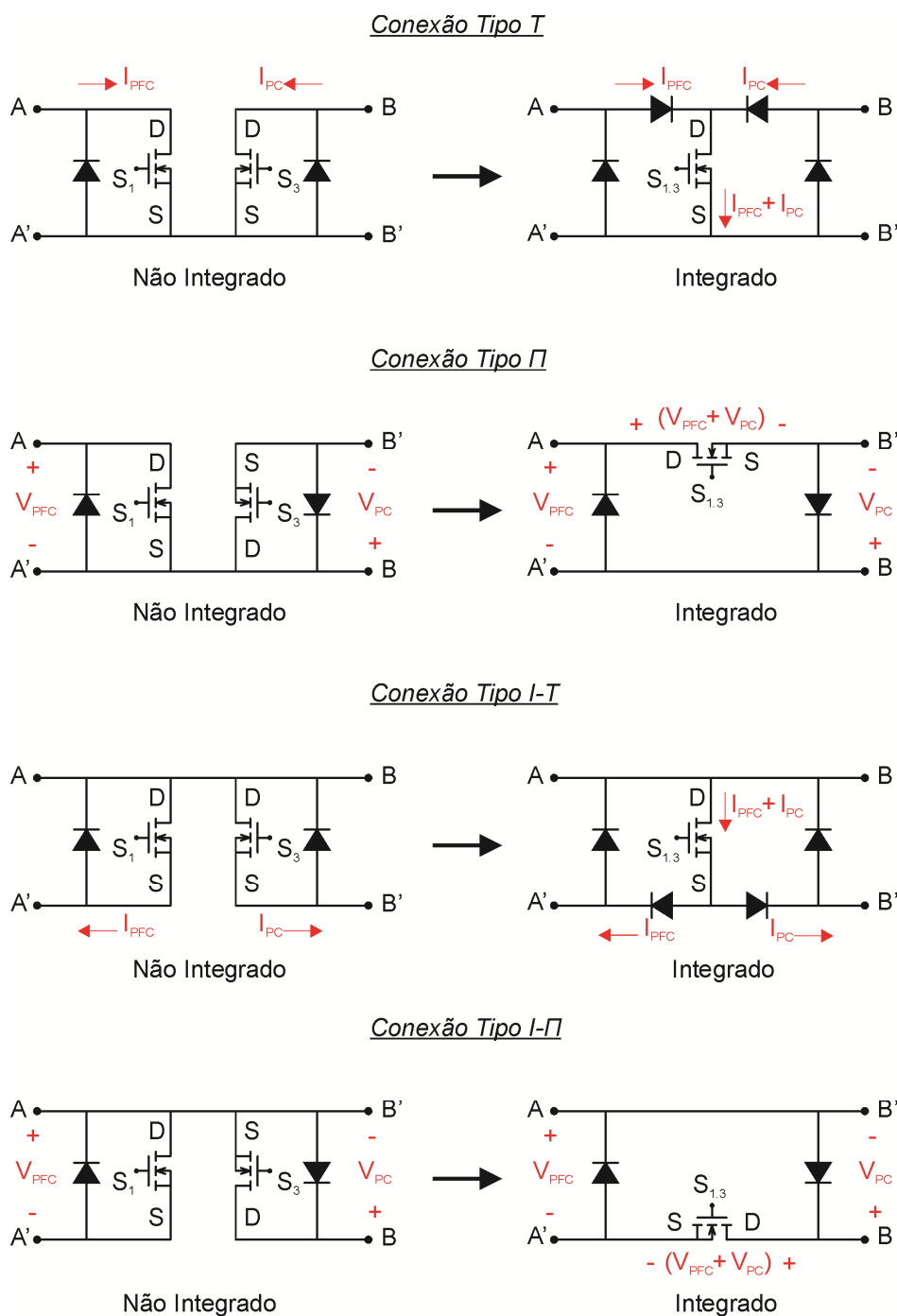


Figura 5.2 - Tipos de conexões entre os interruptores controlados

5.5 Sistemas Eletrônicos Integrados para LFSE

A possibilidade de integração e/ou eliminação de algum estágio de potência é capaz de proporcionar topologias mais compactas. Baseado nisto, nesta seção é proposto um conjunto de sistemas eletrônicos para o acionamento de LFSE, aplicando a técnica de integração de

conversores. Para o estágio *PFC* serão analisados os seguintes conversores estáticos, os quais foram previamente apresentados no capítulo 4:

- *Buck-Boost*;
- *SEPIC*;
- *Ćuk*;
- *Zeta*;
- *Flyback*;
- *Boost*.

Para o estágio *PC*, emprega-se o inversor de tensão *Half-Bridge* assimétrico associado a um filtro ressonante LCC. A seguir, é apresentada uma análise das topologias integradas e o projeto dos elementos referentes ao estágio *PFC* de cada sistema eletrônico proposto. O desenvolvimento matemático foi baseado nos seguintes critérios pré-determinados:

- Todas as topologias *PFC* analisadas operam em condição *DCM*;
- Não há perdas envolvidas aos elementos do circuito, ditos ideais;
- A corrente ressonante i_F do filtro LCC é considerada senoidal.

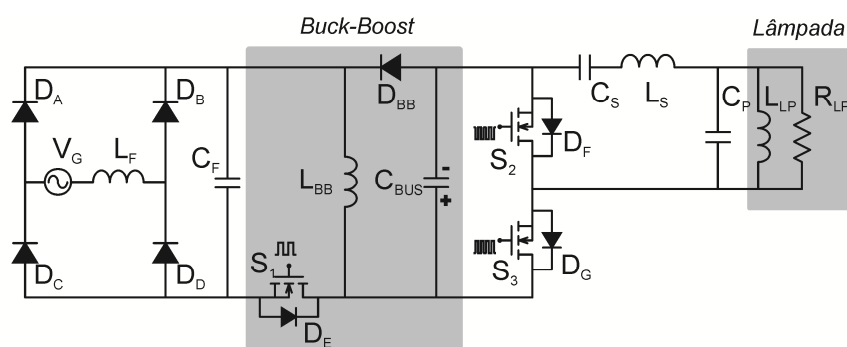
A condição *DCM* se deve as características favoráveis deste modo de operação, sendo a mais empregada para baixas potências (Xiaojun Xu, 2008), (Roggia, 2009). Além disto, esta condição imposta ao estágio *PFC* introduz ao sistema uma simplificação, onde o mesmo pode ser representado a partir de um circuito elétrico equivalente (Alonso, 1998), o qual foi previamente apresentado no capítulo 4.

5.5.1 Sistema Eletrônico *Buck-Boost Half-Bridge* Integrado

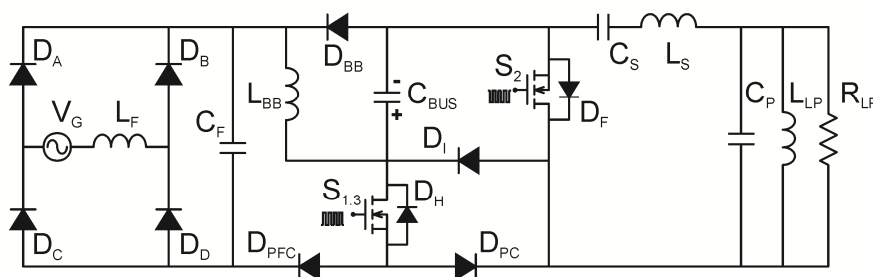
A topologia *Buck-Boost Half-Bridge* integrado, caracteriza-se pela utilização de um conversor *Buck-Boost* para o estágio *PFC*. Neste tipo de integração, faz-se a substituição dos interruptores S_1 e S_3 por um interruptor compartilhado $S_{1,3}$, conforme apresentado na Figura 5.3, onde a LFSE é apresentada pelo seu modelo elétrico equivalente.

Na Figura 5.3.a, observa-se que os pontos em comum entre os interruptores dos estágios *PFC* e *PC* são, respectivamente, *dreno* e *dreno* caracterizando uma conexão do tipo

I-T. De acordo com a técnica de integração, este tipo de conexão resulta a criação de uma célula de SC no interruptor compartilhado. Nas integrações de SC a colocação do diodo intrínseco do interruptor do estágio *PFC* não é necessária, visto que o mesmo não é utilizado.



(a) Topologia não integrada



(b) Topologia integrada

Figura 5.3 – Sistema eletrônico *Buck-Boost* com o inversor *Half-Bridge* antes e após a integração

A seguir, apresentam-se as etapas de operação da topologia *Buck-Boost Half-Bridge*.

5.5.1.1 Etapas de Operação

A topologia integrada *Buck-Boost Half-Bridge* pode ser subdividida em seis etapas principais, conforme apresentadas a seguir. Visando elucidar o funcionamento do circuito, a Figura 5.4 exemplifica as principais formas de onda da topologia em análise, considerando a tensão de pico na entrada (V_{PK}). A tensão *gate-source* (V_{GS}) equivale aos sinais de comando dos interruptores, onde t_d representa o tempo morto entre a comutação dos mesmos.

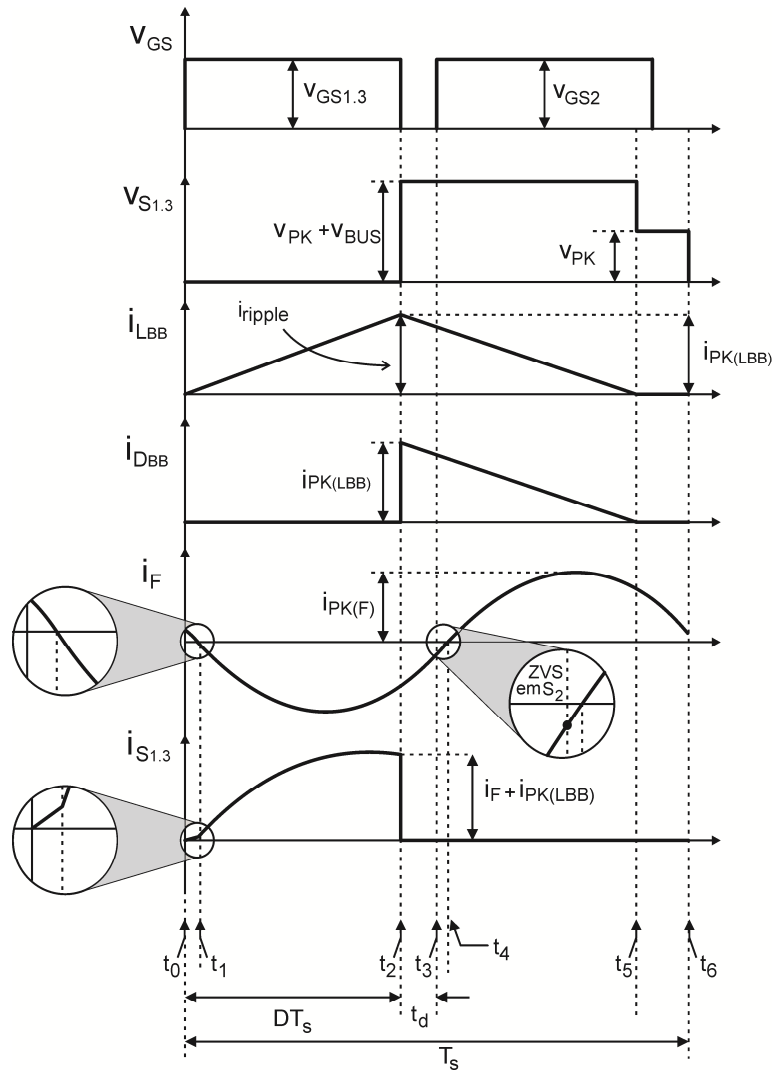


Figura 5.4 - Principais formas de onda da topologia *Buck-Boost Half-Bridge*

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): Nesta etapa de operação, o interruptor compartilhado $S_{1.3}$ entra em condução. O indutor L_{BB} é alimentado com a tensão retificada $|V_G|$. Conforme a Figura 5.5, o capacitor C_{BUS} é carregado com a corrente i_F , através da condução do diodo D_I . Devido a isso a corrente no interruptor $S_{1.3}$ é apenas a do estágio *PFC*.

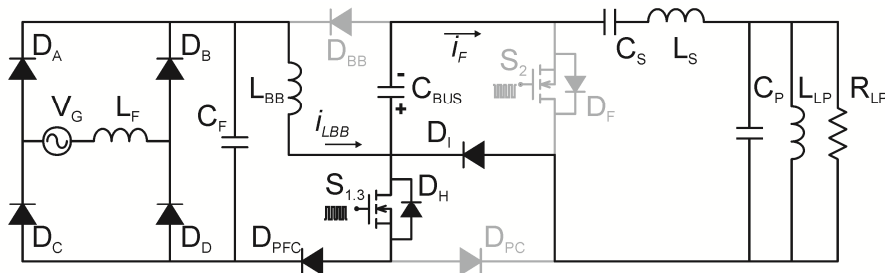


Figura 5.5 - Etapa 1 - Topologia *Buck-Boost Half-Bridge*

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): Esta etapa tem início quando a corrente i_F inverte de sentido, bloqueando o diodo D_I e iniciando a condução de D_{PC} . Nesta etapa, devido ao tipo de integração da topologia, o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ recebe as correntes $i_{L_{BB}}$ e i_F , característica da célula de SC, como pode ser observada na Figura 5.6.

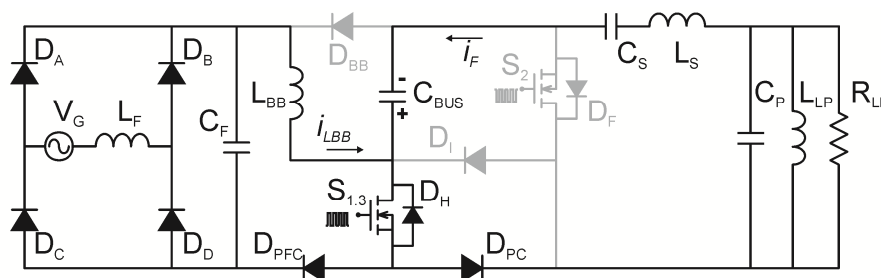


Figura 5.6 - Etapa 2 - Topologia *Buck-Boost Half-Bridge*

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): O interruptor compartilhado $S_{1,3}$ é bloqueado, iniciando a condução de corrente pelo diodo D_{BB} ($i_{D_{BB}}$). Com isso, o capacitor C_{BUS} é carregado a partir de L_{BB} . Nesta etapa, conforme a Figura 5.7, a corrente i_F circula através do diodo intrínseco D_F do interruptor S_2 .

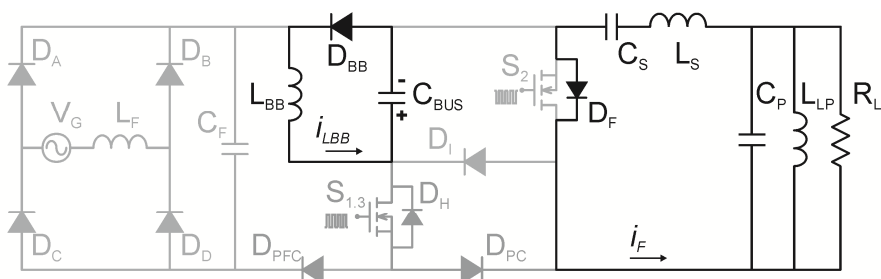


Figura 5.7 - Etapa 3 - Topologia *Buck-Boost Half-Bridge*

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): A etapa 4 tem início quando o interruptor S_2 entra em condução com tensão nula, visto que a corrente i_F ainda circula através do diodo intrínseco D_F . Com isso, observa-se a operação *ZVS* de S_2 . Após a entrada em condução de S_2 , a corrente i_F inverte de sentido, como representado na Figura 5.8.

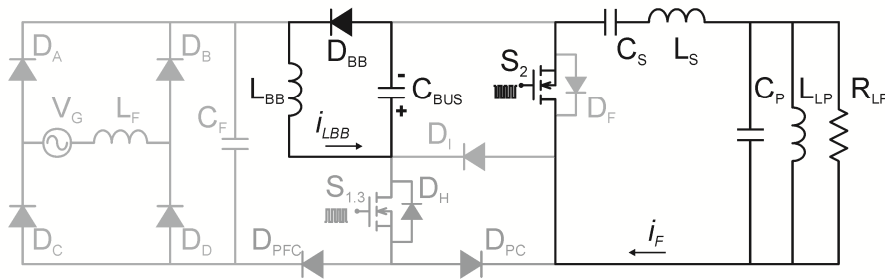


Figura 5.8 - Etapa 4 - Topologia *Buck-Boost Half-Bridge*

Etapa 5 ($t_4 - t_5$): Nesta etapa de operação, apresentada na Figura 5.9, a corrente $i_{L_{BB}}$ vai à zero antes da entrada de condução de $S_{1,3}$, caracterizando a operação do sistema em condição *DCM*.

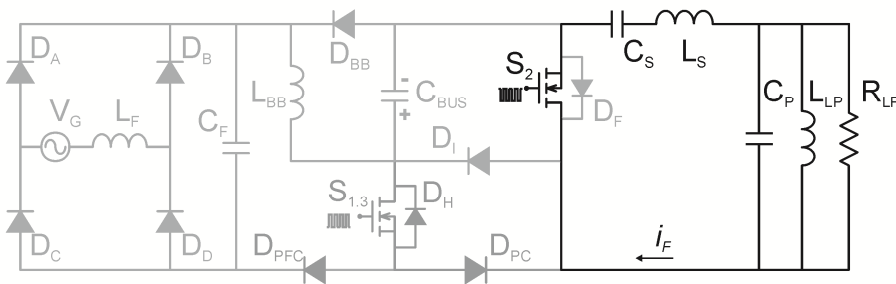


Figura 5.9 - Etapa 5 - Topologia *Buck-Boost Half-Bridge*

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): Na sexta etapa, o interruptor S_2 é bloqueado. A corrente i_F percorre o diodo D_I , transferindo energia para o capacitor C_{BUS} , de acordo com a Figura 5.10. A próxima etapa tem início quando $S_{1,3}$ entrar em condução novamente, retornando a primeira etapa.

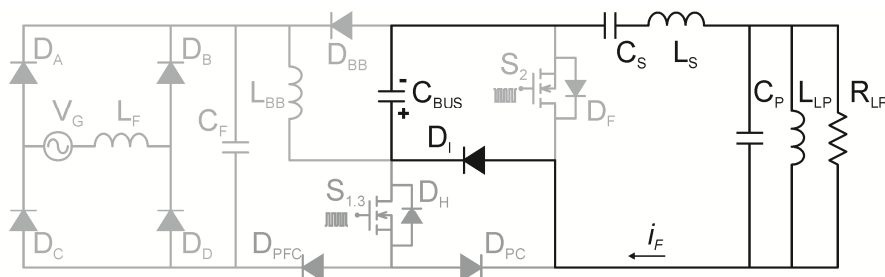


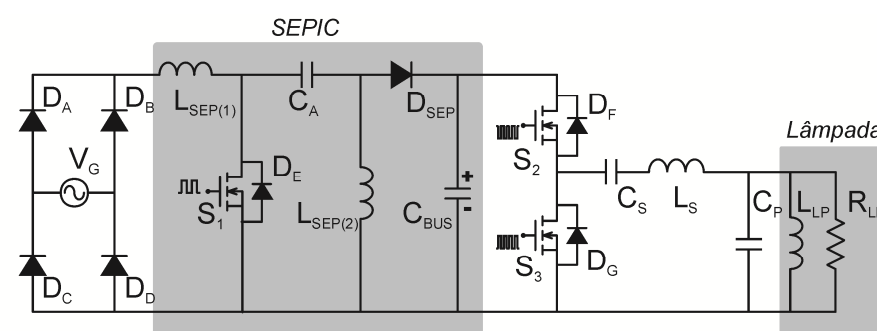
Figura 5.10 - Etapa 6 - Topologia *Buck-Boost Half-Bridge*

5.5.1.2 Determinação dos Elementos do *Buck-Boost*

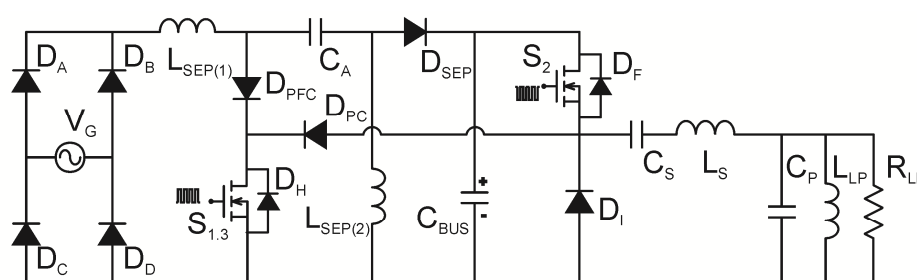
O conversor *Buck-Boost* é composto apenas por um elemento indutivo armazenador de energia. O indutor L_{BB} pode ser obtido a partir da equação (4.14). Esta metodologia de cálculo baseia-se no modelo de resistência emulada.

5.5.2 Sistema Eletrônico *SEPIC Half-Bridge* Integrado

A topologia *SEPIC Half-Bridge* integrada caracteriza-se pela utilização de um conversor *SEPIC* para o estágio *PFC*. A Figura 5.11 apresenta a topologia em questão, antes e após a integração.



(a) Topologia não integrada



(b) Topologia integrada

Figura 5.11 - Sistema eletrônico *SEPIC* com o inversor *Half-Bridge* antes e após a integração

Nesta topologia a conexão em comum entre os interruptores dos estágios *PFC* e *PC*, antes da aplicação da técnica de integração, é do tipo *T* (*source-source*), caracterizando a formação de uma célula de SC.

5.5.2.1 Etapas de Operação

Neste item, apresentam-se as etapas de operação da topologia *SEPIC Half-Bridge*, segundo os critérios pré-estabelecidos. A Figura 5.12 mostra as principais formas de onda do circuito em análise, considerando a tensão de pico na entrada e $L_{SEP(1)} > L_{SEP(2)}$.

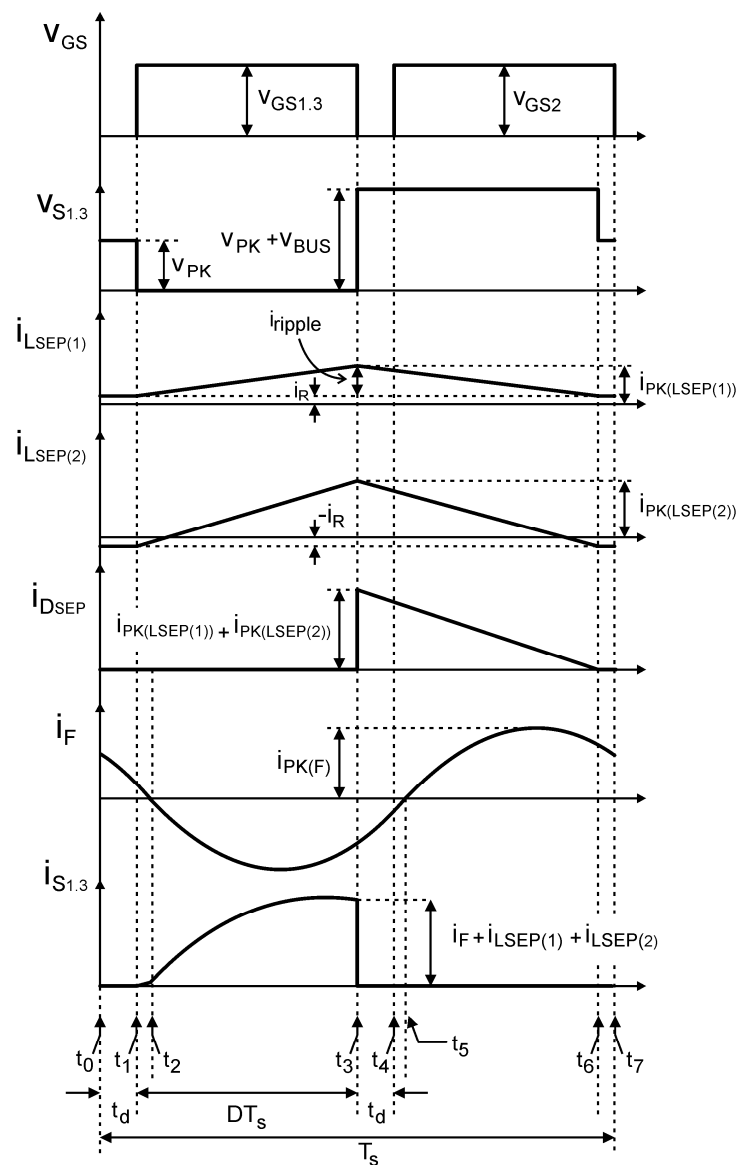


Figura 5.12 - Principais formas de onda da topologia *SEPIC Half-Bridge*

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): Nesta etapa de operação, os interruptores $S_{1,3}$ e S_2 estão bloqueados. O conversor *PFC* opera em “roda livre”, onde a corrente $i_{L_{SEP(1)}}$ é igual a $-i_{L_{SEP(2)}}$. A corrente i_F percorre o diodo D_I , conforme a Figura 5.13.

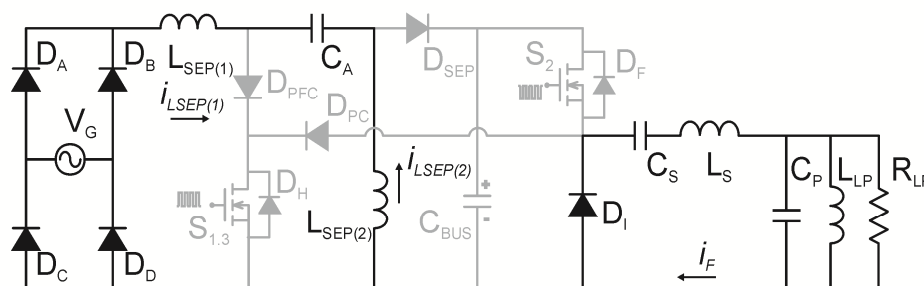


Figura 5.13 - Etapa 1 - Topologia *SEPIC Half-Bridge*

Etapa 2 ($t_2 - t_3$): Nesta etapa o interruptor $S_{1,3}$ entra em condução e o interruptor S_2 permanece no estado de bloqueio. Com isso, a tensão retificada $|V_G|$ é aplicada ao indutor $L_{SEP(1)}$, enquanto que a tensão sobre o capacitor C_A é aplicada ao indutor $L_{SEP(2)}$. Neste mesmo instante, a corrente i_F mantém-se circulando através de D_I , de acordo com a Figura 5.14. Esta etapa tem fim no momento em que a corrente pelo diodo D_I passar por zero, devido à inversão da corrente i_F .

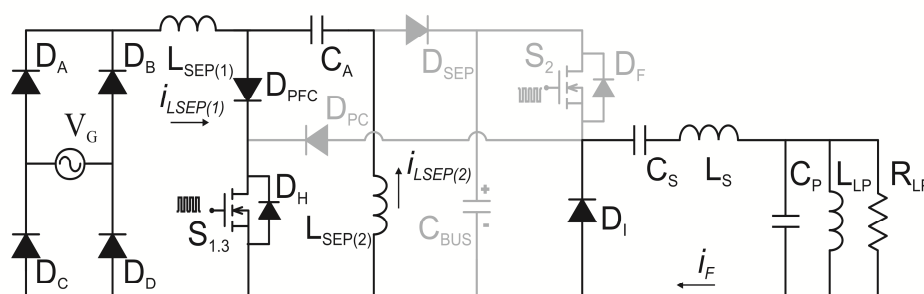


Figura 5.14 - Etapa 2 - Topologia *SEPIC Half-Bridge*

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): Na terceira etapa, interruptor $S_{1,3}$ está em condução. A corrente i_F se inverte e passa a circular pelo diodo D_{PC} e pelo interruptor $S_{1,3}$. Os indutores $L_{SEP(1)}$ e $L_{SEP(2)}$ continuam sendo energizados, respectivamente, pela tensão retificada de entrada e pela tensão do capacitor C_A , conforme a Figura 5.15.

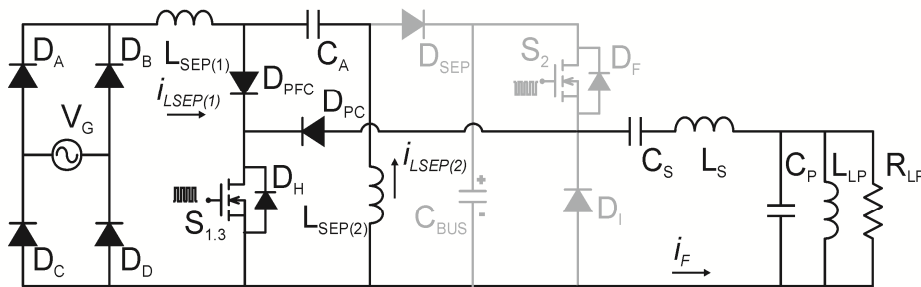


Figura 5.15 - Etapa 3 - Topologia SEPIC Half-Bridge

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): Essa etapa inicia-se quando $S_{1,3}$ é bloqueado. No inversor, a corrente ressonante i_F passa a circular através do diodo intrínseco do interruptor S_2 (D_F). Os indutores $L_{SEP(1)}$ e $L_{SEP(2)}$ são submetidos a tensão V_{BUS} , visto que a tensão sobre o capacitor C_A segue a envoltória da tensão retificada $|V_G|$, conforme a Figura 5.16.

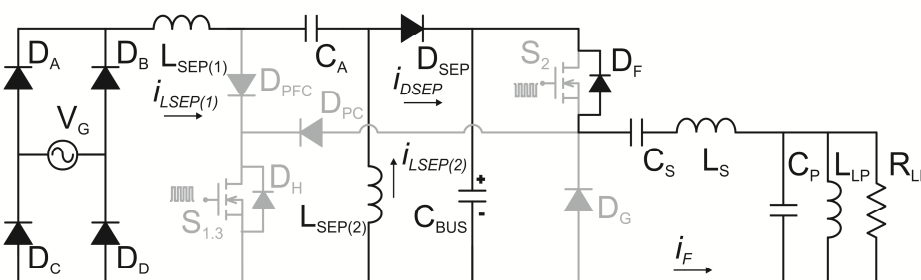


Figura 5.16 - Etapa 4 - Topologia SEPIC Half-Bridge

Etapa 5 ($t_4 - t_5$): Nesta etapa, o interruptor S_2 entra em condução com a corrente i_F ainda circulando pelo seu próprio diodo intrínseco, garantindo assim a operação ZVS do interruptor. Após, a corrente i_F inverte de sentido, circulando pelo próprio interruptor S_2 , como a Figura 5.17.

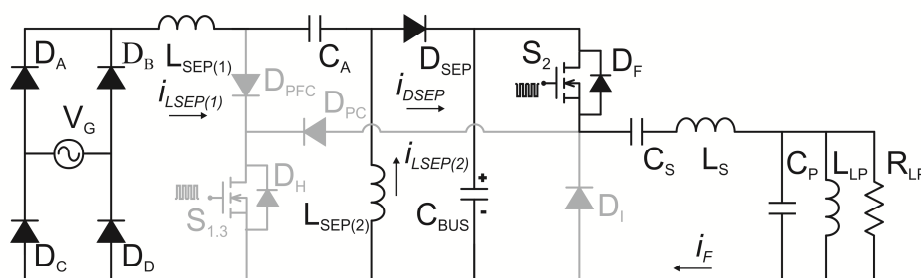


Figura 5.17 - Etapa 5 - Topologia *SEPIC Half-Bridge*

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): Na sexta etapa, a corrente no diodo D_{SEP} vai à zero antes da próxima comutação de $S_{1,3}$, caracterizando a operação *DCM* da topologia. A corrente ressonante i_F se mantém circulando pelo interruptor S_2 . O conversor *SEPIC* entra em “roda livre”, onde a corrente através dos indutores $L_{SEP(1)}$ e $L_{SEP(2)}$ é igual a corrente i_R , como apresentado na Figura 5.18. O fim desta etapa se dá quando o interruptor S_2 entra em bloqueio, reiniciando as etapas de operação.

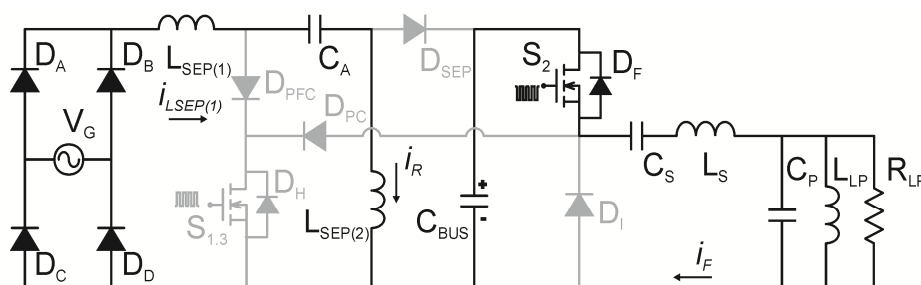


Figura 5.18 - Etapa 6 - Topologia *SEPIC Half-Bridge*

5.5.2.2 Determinação dos Elementos do *SEPIC*

Na topologia *SEPIC*, devido à localização dos elementos indutivos $L_{SEP(1)}$ e $L_{SEP(2)}$, a transferência de potência deste circuito pode ser analisada considerando uma indutância equivalente (L_{eq}), a qual corresponde à associação paralela entre $L_{SEP(1)}$ e $L_{SEP(2)}$. Esta relação é válida desde que se garanta que o capacitor intermediário C_A siga a envoltória da tensão de entrada $|V_G|$. O indutor L_{eq} pode ser obtido a partir da equação (4.14), referente ao modelo equivalente *DCM*.

Os valores das indutâncias $L_{SEP(1)}$ e $L_{SEP(2)}$ podem, respectivamente, serem determinados com base nas equações (5.1) e (5.2), onde a corrente i_{ripple} corresponde à máxima variação da corrente de entrada dentro do período de comutação, valor este atribuído em projeto.

$$L_{SEP(1)} = \frac{V_{PK} \cdot D \cdot T_s}{i_{ripple}} \quad (5.1)$$

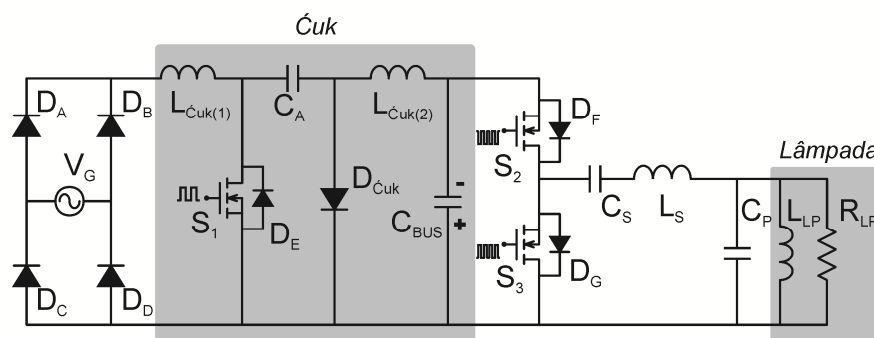
$$L_{SEP(2)} = \frac{L_{SEP(1)} \cdot L_{eq}}{L_{SEP(1)} - L_{eq}} \quad (5.2)$$

Para o dimensionamento do capacitor intermediário C_A , a tensão sobre o mesmo deve ser assumida como constante durante um período de comutação e, ao mesmo tempo, deve acompanhar a tensão de entrada. Quando operando como *PFC*, a frequência de ressonância (f_R) entre C_A , $L_{SEP(1)}$ e $L_{SEP(2)}$, durante a etapa 1, deve ser maior do que a frequência da rede, a fim de se evitar oscilações de corrente na entrada em cada meio ciclo da rede. Além disso, a frequência de ressonância entre C_A e $L_{SEP(2)}$ deve ser menor do que a frequência de comutação, a fim de garantir a tensão praticamente constante no período de comutação (Simonetti, 1997). Com isto, o capacitor C_A pode ser determinado a partir da equação (5.3).

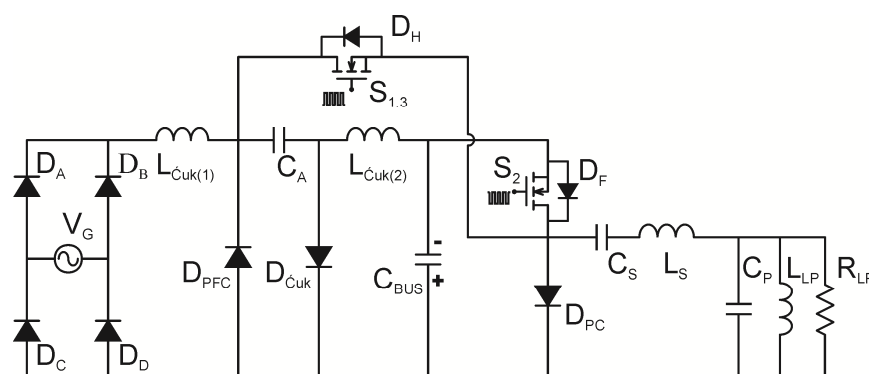
$$C_A = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_R)^2 \cdot (L_{SEP(1)} + L_{SEP(2)})} \quad (5.3)$$

5.5.3 Sistema Eletrônico *Ćuk Half-Bridge* Integrado

A topologia *Ćuk Half-Bridge*, caracteriza-se pela utilização de um conversor *Ćuk* para o estágio *PFC*. A Figura 5.19 traz a topologia antes e após a integração. Nessa topologia a conexão em comum entre os interruptores dos estágios *PFC* e *PC*, antes da aplicação da técnica de integração, é definida como do tipo *II (source-dreno)*, caracteriza a formação de uma célula de ST.



(a) Topologia não integrada



(b) Topologia integrada

Figura 5.19 - Sistema eletrônico $\acute{C}uk$ com o inversor $Half-Bridge$ antes e após a integração

5.5.3.1 Etapas de Operação

Neste item, apresentam-se as etapas de operação da topologia $\acute{C}uk$ $Half-Bridge$. A Figura 5.20 mostra as principais formas de onda desta topologia, considerando a tensão de pico na entrada e $L_{\acute{C}uk(1)} > L_{\acute{C}uk(2)}$.

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): A primeira etapa tem início no instante em que o interruptor $S_{1,3}$ entra em condução, aplicando a tensão $|V_G|$ sobre os indutores $L_{\acute{C}uk(1)}$ e $L_{\acute{C}uk(2)}$. Neste intervalo de tempo, a corrente i_F circula pelo diodo D_{PC} , como pode ser observado na Figura 5.21. O diodo D_{PC} da topologia integrada equivale ao diodo D_G do sistema não integrado. Nesta etapa, pelo interruptor compartilhado há circulação apenas da corrente do estágio PFC ($i_{L_{\acute{C}uk(1)}} + i_{L_{\acute{C}uk(2)}}$).

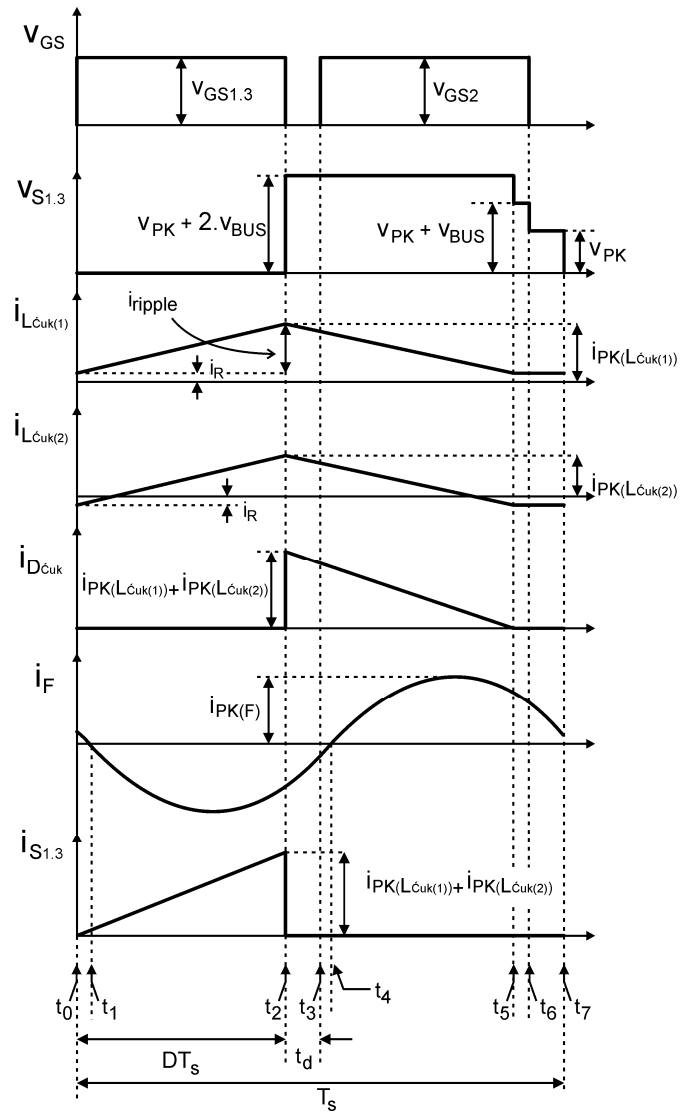


Figura 5.20 - Principais formas de onda da topologia Ćuk Half-Bridge

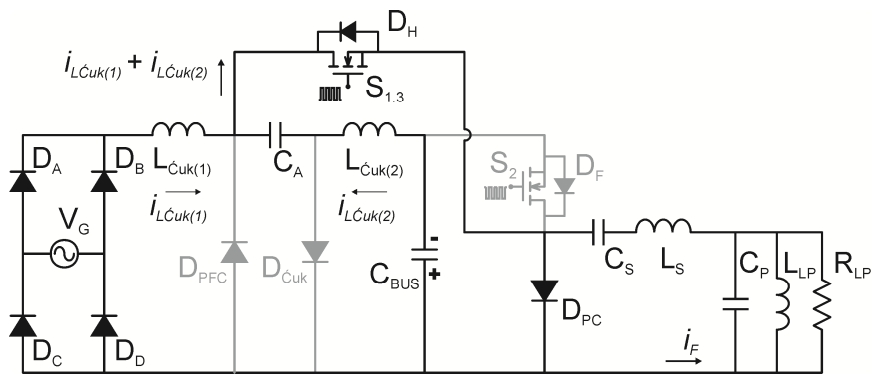


Figura 5.21 - Etapa 1 - Topologia Ćuk Half-Bridge

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): Nesta etapa, o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ continua em condução e a corrente ressonante i_F inverte de sentido. O caminho desta corrente dependerá da relação entre as correntes dos estágios *PFC* e i_F . Nas integrações de ST, a corrente circulante pelo interruptor compartilhado corresponde a maior corrente dos estágios antes da integração. Sabendo que estas correntes variam de acordo com o tempo, a etapa 2 de operação deve ser analisada para duas condições distintas:

- $(i_{L\hat{C}uk(1)} + i_{L\hat{C}uk(2)}) > i_F$

Nesta condição, quando a corrente ressonante i_F inverte de sentido a mesma se mantém circulando através do diodo D_{PC} , como pode ser observado na Figura 5.22. Com isto, o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ é submetido apenas a corrente do estágio *PFC*.

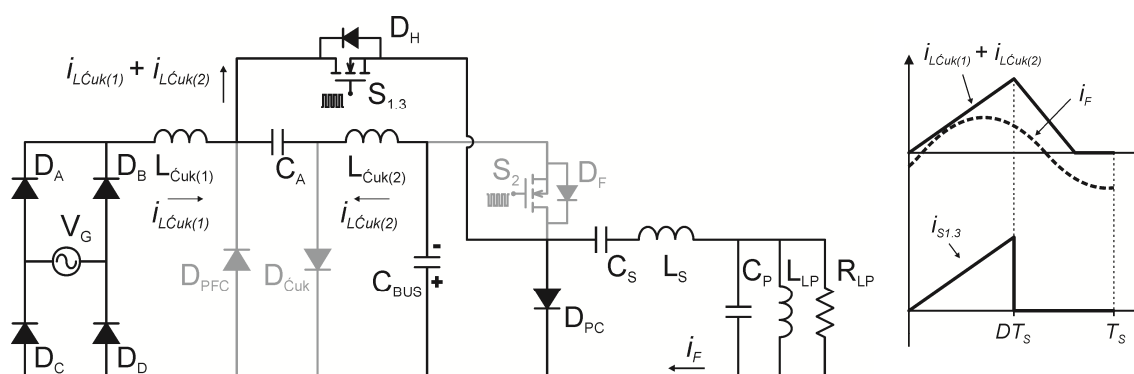


Figura 5.22 - Etapa 2 - Topologia *Ćuk Half-Bridge* para $(i_{L\hat{C}uk(1)} + i_{L\hat{C}uk(2)}) > i_F$

- $(i_{L\hat{C}uk(1)} + i_{L\hat{C}uk(2)}) < i_F$

Nesta condição, quando há à inversão da corrente ressonante i_F , se inicia a condução do diodo D_{PFC} . Desta forma, de acordo com a Figura 5.23, o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ é submetido apenas a corrente i_F .

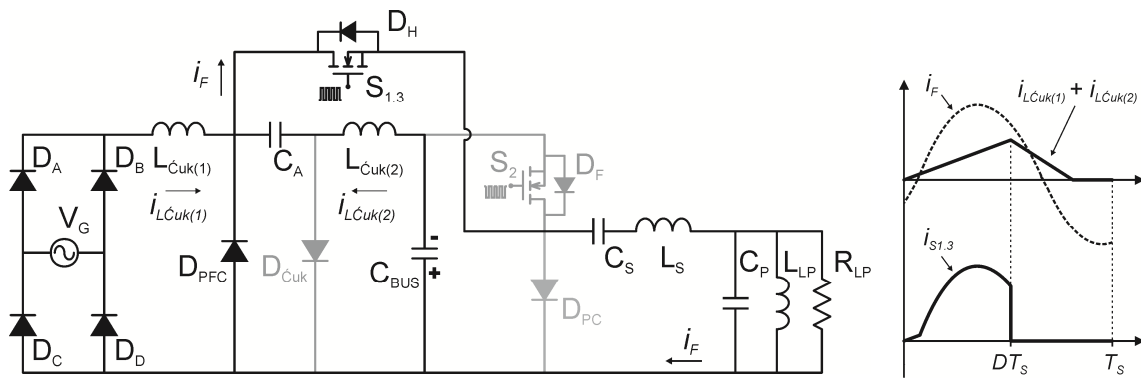


Figura 5.23 - Etapa 2 - Topologia $\acute{C}uk$ Half-Bridge para $(i_{L\acute{C}uk(1)} + i_{L\acute{C}uk(2)}) < i_F$

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): Esta terceira etapa de operação tem início no instante em que o interruptor $S_{1,3}$ é bloqueado. A corrente i_F passa a circular através do diodo intrínseco do interruptor S_2 . Além disso, ocorre a transferência da energia armazenada em $L_{\acute{C}uk(1)}$ e de $L_{\acute{C}uk(2)}$ para C_A e C_{BUS} , conforme a Figura 5.24.

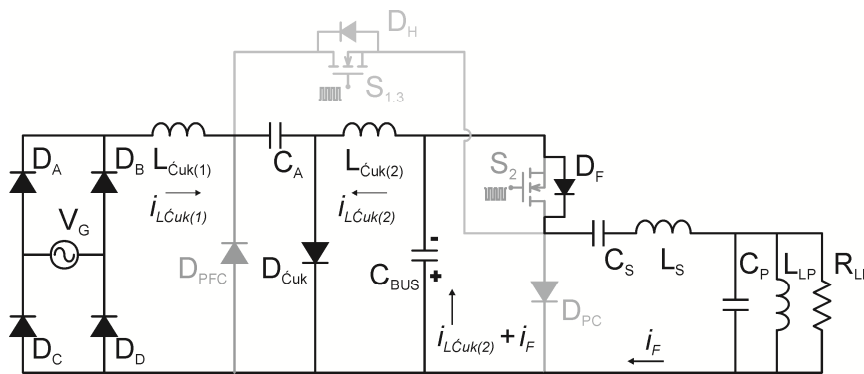


Figura 5.24 - Etapa 3 - Topologia $\acute{C}uk$ Half-Bridge

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): Nesta etapa, o interruptor S_2 entra em condução com tensão zero, visto que i_F circula através do diodo intrínseco do interruptor S_2 , de acordo com a Figura 5.25.

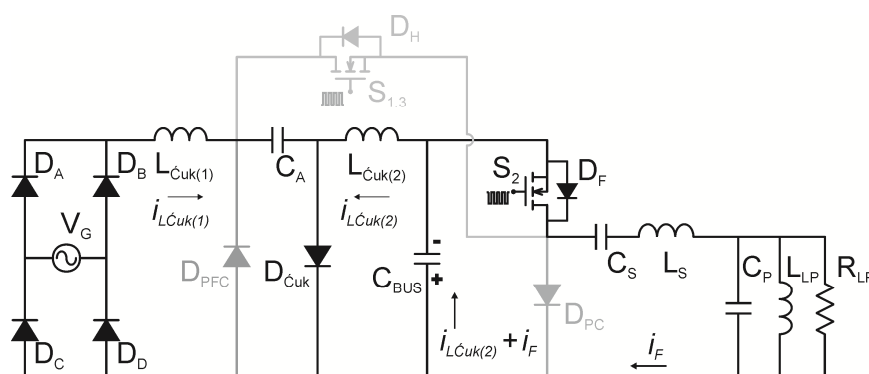


Figura 5.25 - Etapa 4 - Topologia *Cuk Half-Bridge*

Etapa 5 ($t_4 - t_5$): Na quinta etapa de operação, a corrente ressonante i_F inverte de sentido, como apresentado na Figura 5.26. Com isso, o diodo D_F é bloqueado.

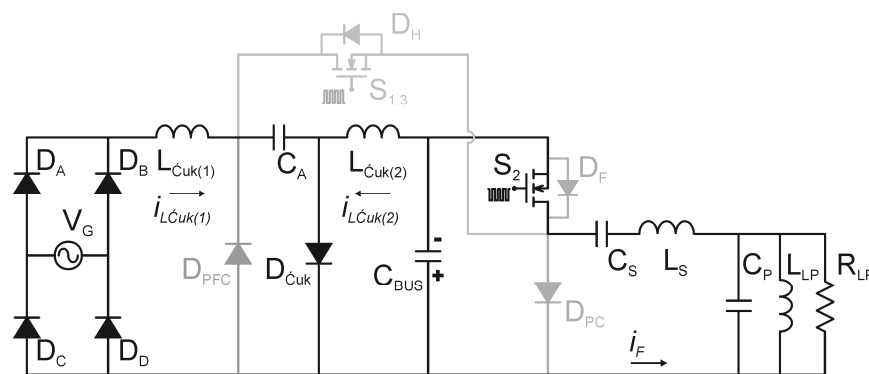


Figura 5.26 - Etapa 5 - Topologia *Cuk Half-Bridge*

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): Esta etapa tem início quando a corrente no diodo D_{Cuk} ($i_{D_{Cuk}}$) vai à zero antes do próximo período de comutação de $S_{1,3}$. Com isso, entre os indutores $L_{Cuk(1)}$ e $L_{Cuk(2)}$ há circulação de uma corrente residual i_R . Nesta etapa, o filtro LCC e a LFSE são alimentados através do capacitor C_{BUS} , como pode ser visualizado na Figura 5.27.

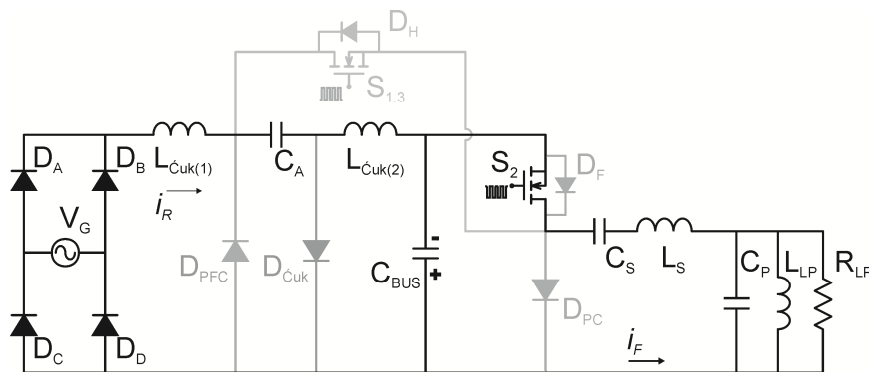


Figura 5.27 - Etapa 6 - Topologia $\acute{C}uk$ Half-Bridge

Etapa 7 ($t_6 - t_7$): A sétima etapa é caracterizada pelo bloqueio do interruptor S_2 , conforme a Figura 5.28. Com isso, a corrente i_F passa a circular através do diodo D_{PC} . A corrente residual i_R mantém-se circulando entre os indutores $L_{\acute{C}uk(1)}$ e $L_{\acute{C}uk(2)}$ do estágio PFC . A etapa 1 tem início novamente quando o interruptor $S_{1,3}$ entrar em condução.

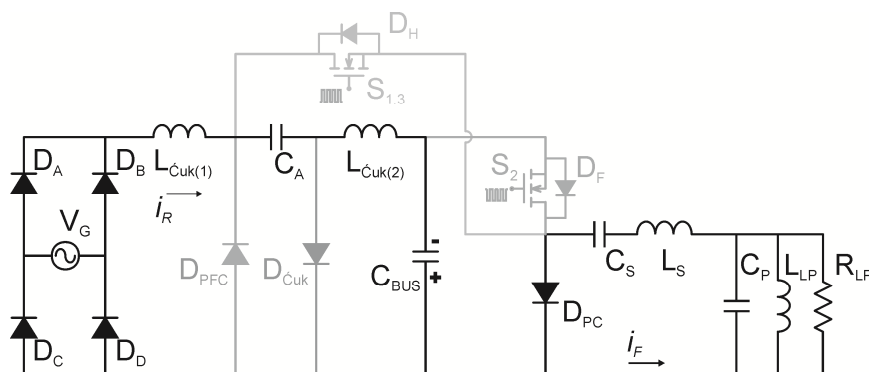


Figura 5.28 - Etapa 7 - Topologia $\acute{C}uk$ Half-Bridge

5.5.3.2 Determinação dos Elementos do $\acute{C}uk$

A determinação dos indutores da topologia $\acute{C}uk$, baseia-se também no modelo resistivo de conversores operando em DCM . Contudo, na topologia $\acute{C}uk$ assim como nas topologias $SEPIC$ e $Zeta$, a transferência de potência pode ser analisada considerando uma indutância equivalente (L_{eq}), a qual corresponde à associação paralela entre $L_{\acute{C}uk(1)}$ e $L_{\acute{C}uk(2)}$ e pode ser calculada por (4.14). Esta relação é válida desde que se garanta que o capacitor intermediário C_A siga a envoltória da tensão $|V_G| + V_{BUS}$. Para o circuito $\acute{C}uk$, a determinação dos valores

dos indutores, bem como do capacitor intermediário C_A , seguem o mesmo princípio da topologia *SEPIC*, podendo ser obtidos a partir das equações (5.1), (5.2) e (5.3), respectivamente.

5.5.4 Sistema Eletrônico Zeta Half-Bridge Integrado

A topologia *Zeta Half-Bridge* integrada, caracteriza-se pela utilização de um conversor *Zeta* para o estágio *PFC*. A Figura 5.29 apresenta esta topologia antes e após a integração. Contudo, no circuito *Zeta* para a aplicação da metodologia de integração, deve-se realizar a troca da posição típica do interruptor S_1 do estágio *PFC*, de tal forma que haja uma conexão direta com o interruptor S_3 , do estágio *PC*.

Nesta topologia, a tensão sobre o capacitor intermediário deve acompanhar a tensão de barramento V_{BUS} . Em virtude disto, diferentemente dos circuitos *SEPIC* e *Ćuk*, tal capacitor intermediário será representado pela nomenclatura C_Z .

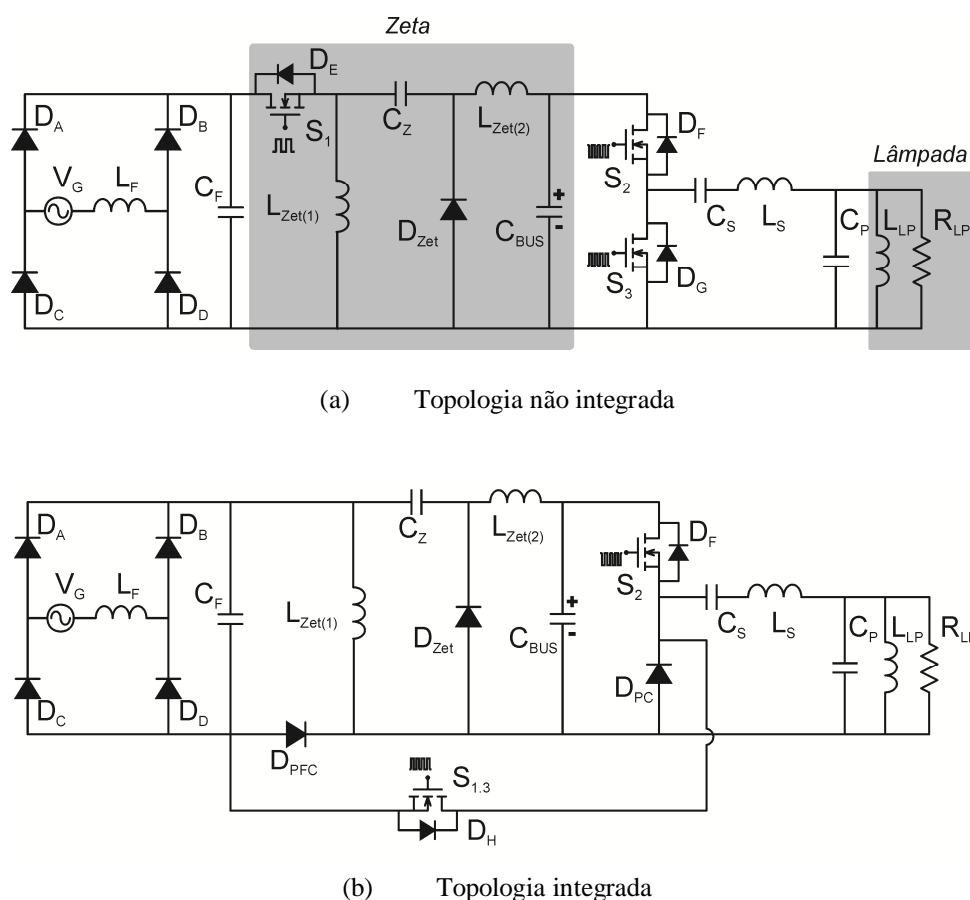


Figura 5.29 - Sistema eletrônico *Zeta* com o inversor *Half-Bridge* antes e após a integração

Para o circuito *Zeta Half-Bridge*, a conexão em comum entre os interruptores dos estágios *PFC* e *PC* é feita entre *dreno* de S_1 e *source* de S_3 , antes da aplicação da técnica de integração. Dessa forma, a integração é definida como do tipo *I-II*, caracterizando a formação de uma integração de ST.

5.5.4.1 Etapas de Operação

Neste item, apresentam-se as etapas de operação da topologia *Zeta Half-Bridge* operando em *DCM*. A Figura 5.30 mostra as principais formas de onda da topologia em análise, considerando a tensão de pico na entrada.

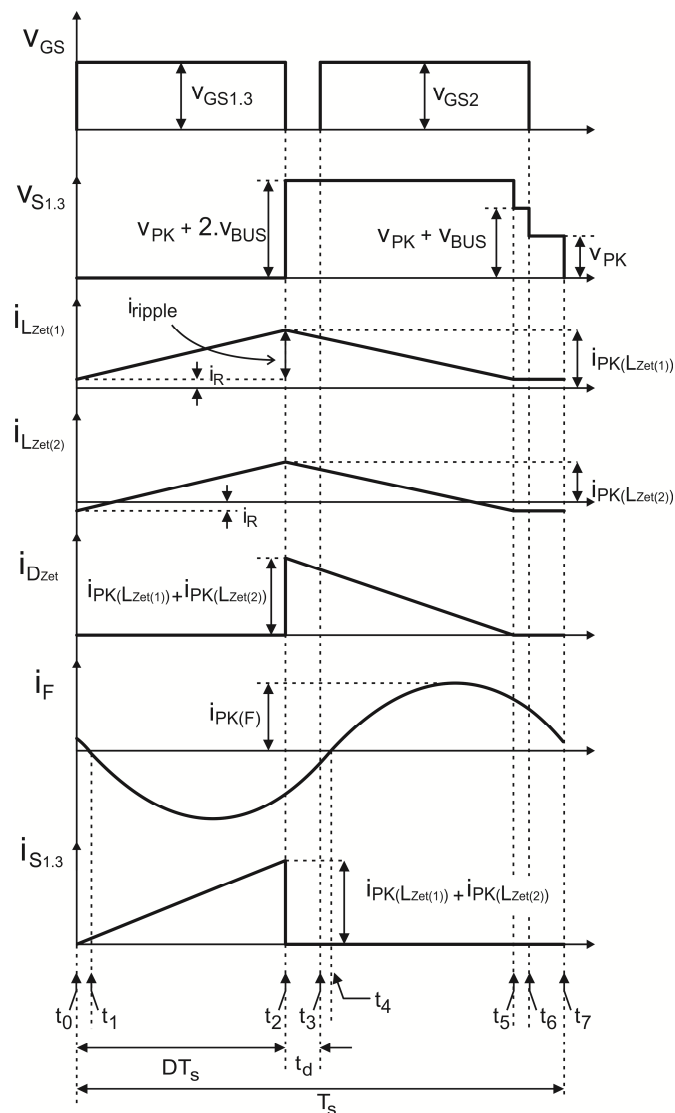


Figura 5.30 - Principais formas de onda da topologia *Zeta Half-Bridge*

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): Nesta primeira etapa, o interruptor $S_{1,3}$ entra em condução, submetendo os indutores $L_{Zet(1)}$ e $L_{Zet(2)}$ à tensão retificada $|V_G|$, considerando que o capacitor intermediário acompanhe a tensão V_{BUS} . O interruptor compartilhado é submetido a corrente do estágio *PFC* ($i_{LZet(1)} + i_{LZet(2)}$), como apresentado na Figura 5.31.

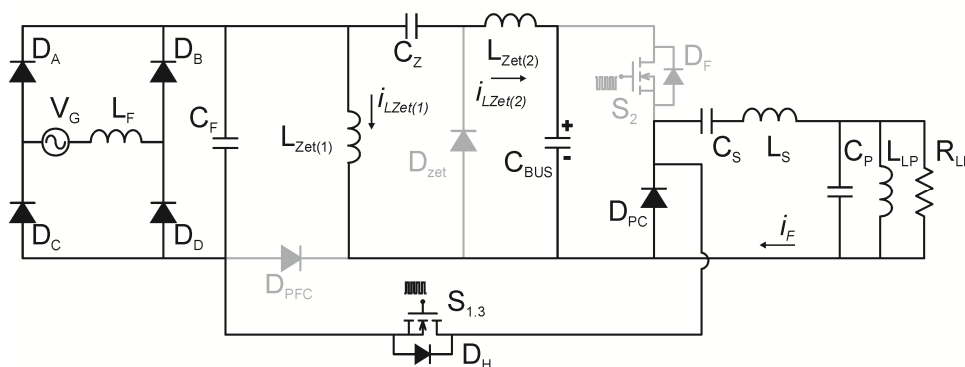


Figura 5.31 - Etapa 1 - Topologia *Zeta Half-Bridge*

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): Nesta etapa, o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ continua em condução e a corrente i_F inverte de sentido. O caminho desta corrente dependerá da relação entre as correntes dos estágios *PFC* e *PC*. Devido à integração por ST da topologia *Zeta Half-Bridge*, esta etapa pode ser subdividida em duas condições distintas:

- $(i_{LZet(1)} + i_{LZet(2)}) > i_F$

Nesta condição, quando a corrente ressonante i_F inverter de sentido, a mesma se mantém circulando através do diodo D_{PC} , como pode ser observado na Figura 5.32. Desta forma, o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ é submetido apenas a corrente do estágio *PFC*.

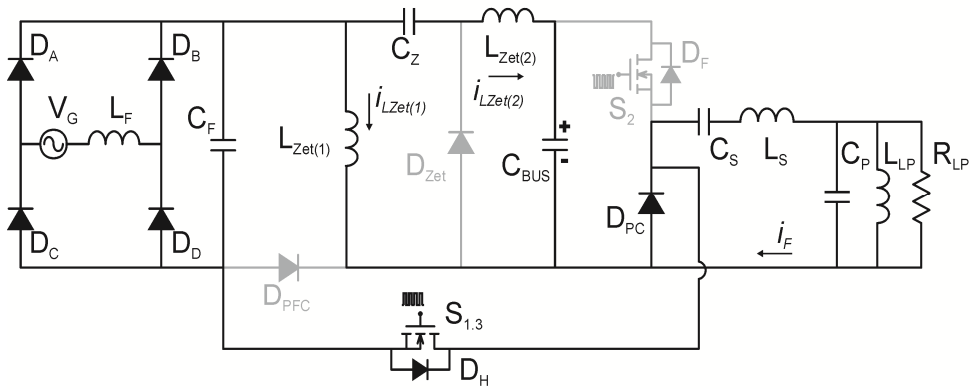


Figura 5.32 - Etapa 2 - Topologia Zeta *Half-Bridge* para $(i_{LZet(1)} + i_{LZet(2)}) > i_F$

- $(i_{LZet(1)} + i_{LZet(2)}) < i_F$

Nesta condição, quando ocorrer à inversão da corrente ressonante i_F , a mesma começa a circular através do diodo D_{PFC} , bloqueando D_{PC} . Com isto, o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ é submetido apenas a corrente i_F . As correntes $i_{LZet(1)}$ e $i_{LZet(2)}$ circulam também pelo diodo D_{PFC} . Esta condição é apresentada na Figura 5.33.

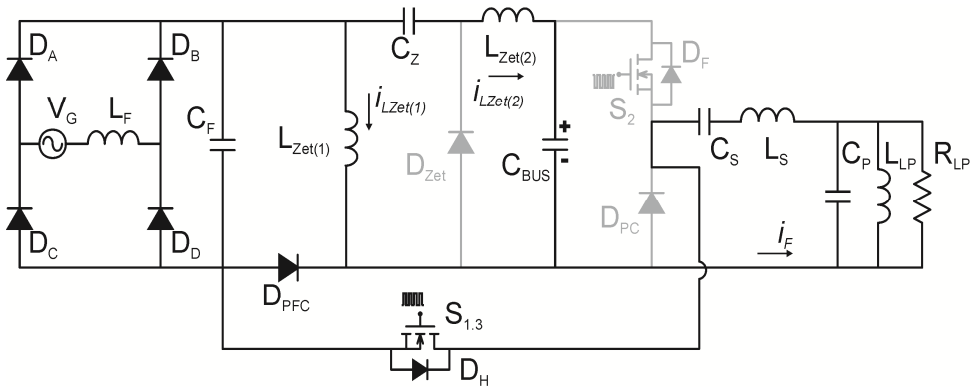


Figura 5.33 - Etapa 2 - Topologia Zeta *Half-Bridge* para $(i_{LZet(1)} + i_{LZet(2)}) < i_F$

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): Esta etapa de operação se inicia quando o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ é bloqueado. Com isto, dá-se à condução do diodo D_{Zet} , conforme a Figura 5.34. Os indutores $L_{Zet(1)}$ e $L_{Zet(2)}$ transferem energia para C_Z e C_{BUS} . A corrente i_F circula através do diodo intrínseco D_F .

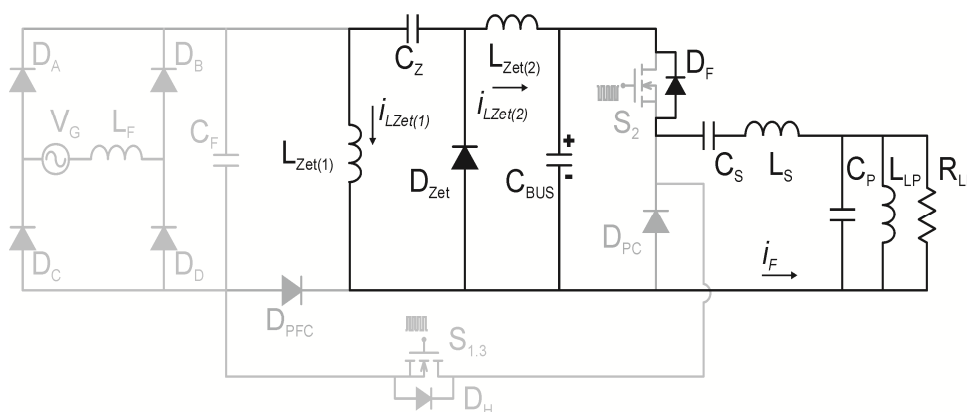


Figura 5.34 - Etapa 3 - Topologia Zeta Half-Bridge.

Nesta etapa, o interruptor $S_{1,3}$ é submetido a uma sobretensão, característica deste tipo de integração. Admitindo que o capacitor C_Z acompanha a tensão de saída do estágio *PFC*, a tensão máxima sobre o interruptor compartilhado é dada por $(|V_G| + 2 \cdot V_{BUS})$.

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): No instante t_3 , o interruptor S_2 é acionado. Devido à condução do diodo D_F , na etapa anterior, a entrada em condução de S_2 é com zero de tensão, caracterizando uma condição *ZVS*. A etapa 4 é apresentada na Figura 5.35.

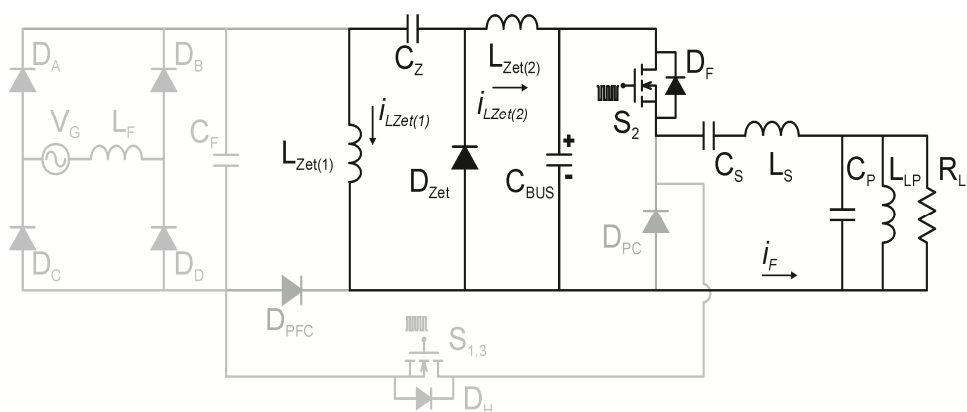


Figura 5.35 - Etapa 4 - Topologia Zeta Half-Bridge

Etapa 5 ($t_4 - t_5$): Nesta etapa a corrente i_F inverte de sentido, circulando através do interruptor S_2 , conforme a Figura 5.36.

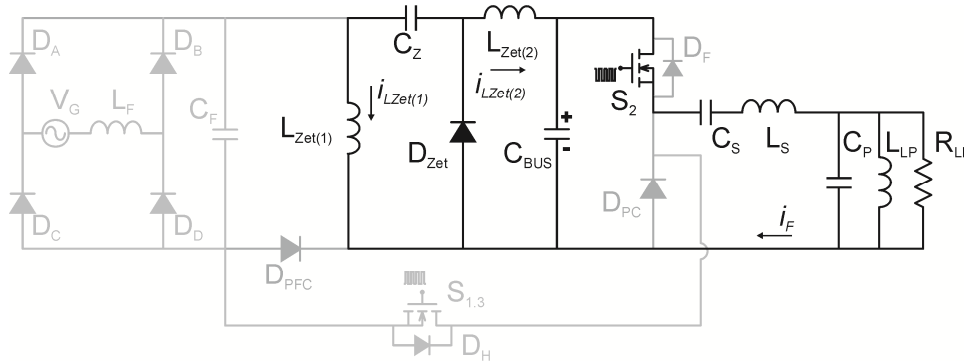


Figura 5.36 - Etapa 5 - Topologia Zeta Half-Bridge

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): Na sexta etapa de operação, a corrente do diodo D_{Zet} se iguala à zero antes da próxima comutação do interruptor compartilhado $S_{1,3}$, caracterizando a condição de operação *DCM* da topologia. Com isso, permanece circulando entre os indutores $L_{Zet(1)}$ e $L_{Zet(2)}$ uma corrente residual i_R . A tensão sobre o interruptor compartilhado é igual à $|V_G| + V_{BUS}$. Esta etapa é representada na Figura 5.37.

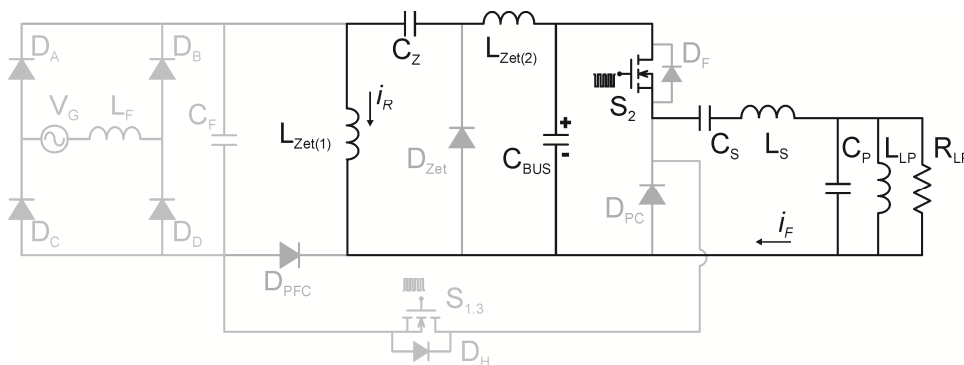


Figura 5.37 - Etapa 6 - Topologia Zeta Half-Bridge

Etapa 7 ($t_6 - t_7$): Esta etapa caracteriza-se pelo bloqueio do interruptor S_2 . Com isto, a corrente ressonante i_F passa a circular através do diodo D_{PC} , como apresentado na Figura 5.38. Nessa etapa a tensão sobre o interruptor compartilhado é igual à tensão de entrada $|V_G|$. A etapa inicial recomeça quando o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ entrar novamente em condução.

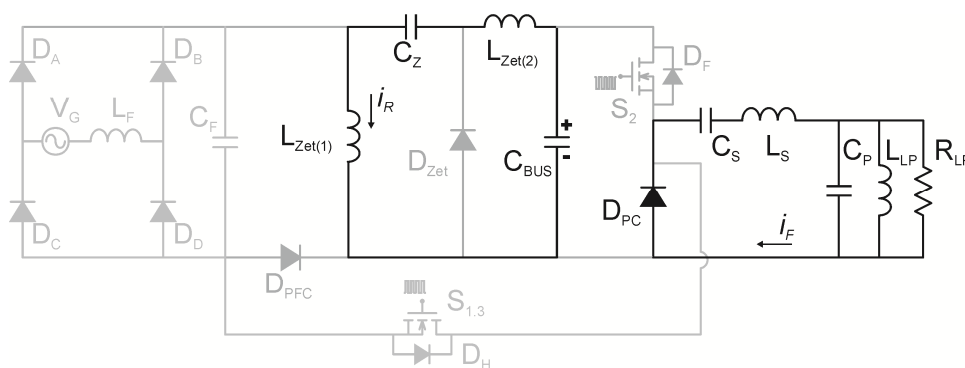


Figura 5.38 - Etapa 7 - Topologia *Zeta Half-Bridge*

5.5.4.2 Determinação dos Elementos do *Zeta*

A determinação dos indutores da topologia *Zeta*, baseia-se também no modelo resistivo de conversores operando em *DCM*. Nesta topologia, devido à localização dos elementos indutivos do circuito $L_{Zet(1)}$ e $L_{Zet(2)}$, os mesmos seguem a mesma relação entre carga e descarga de energia. Em virtude disto, assim como no conversor *SEPIC*, por exemplo, a transferência de potência deste circuito pode ser analisada considerando uma indutância equivalente (L_{eq}), a qual corresponde à associação paralela entre $L_{Zet(1)}$ e $L_{Zet(2)}$. Esta relação é válida desde que se garanta que o capacitor intermediário C_Z siga a envoltória da tensão V_{BUS} . Como na topologia *Zeta* há uma descontinuidade intrínseca da corrente de entrada do conversor, visto que o interruptor dessa topologia é colocado em série a corrente de entrada, o dimensionamento de $L_{Zet(1)}$ maior que $L_{Zet(2)}$ não se faz eficaz na minimização do filtro de *EMI*, como pode ser adotado nas topologias *SEPIC* e *Ćuk*. Nesse caso adotou-se o dimensionamento dos indutores de tal forma que os mesmos apresentem o mesmo valor de indutância. Logo, $L_{Zet(1)}$ e $L_{Zet(2)}$ podem ser determinados a partir da equação (5.4).

$$L_{Zet(1)} = L_{Zet(2)} = \frac{L_{eq}}{\left(\frac{1}{2}\right)} \quad (5.4)$$

Para o dimensionamento do capacitor intermediário C_Z da topologia *Zeta*, considera-se que o mesmo apresente baixa ondulação de tensão, na frequência de comutação do conversor. Dessa forma escolheu-se uma frequência de ressonância entre C_Z e $L_{Zet(2)}$ próximo de 40

vezes menor que a frequência de comutação (f_s). Com isso projeta-se C_Z através da equação (5.5).

$$C_Z = \frac{1}{L_{Zet(2)} \left(2 \cdot \pi \cdot f_s / 40 \right)^2} \quad (5.5)$$

5.5.5 Sistema Eletrônico *Flyback Half-Bridge* Integrado

A topologia *Flyback Half-Bridge* integrado, caracteriza-se pela utilização de um conversor *Flyback* para o estágio de correção de fator de potência.

O uso do conversor *Flyback* como *PFC*, devido a sua característica isolada, traz a possibilidade de dois tipos de integração com o estágio inversor ou de SC ou de ST, por exemplo, do tipo *T* e do tipo *I-III*. Em ambas as possibilidades, a integração acarreta na perda da característica de isolamento do conversor (Marchesan, 2007). Uma representação geral da topologia *Flyback*, com as duas possibilidades de conexão, é apresentada na Figura 5.39.

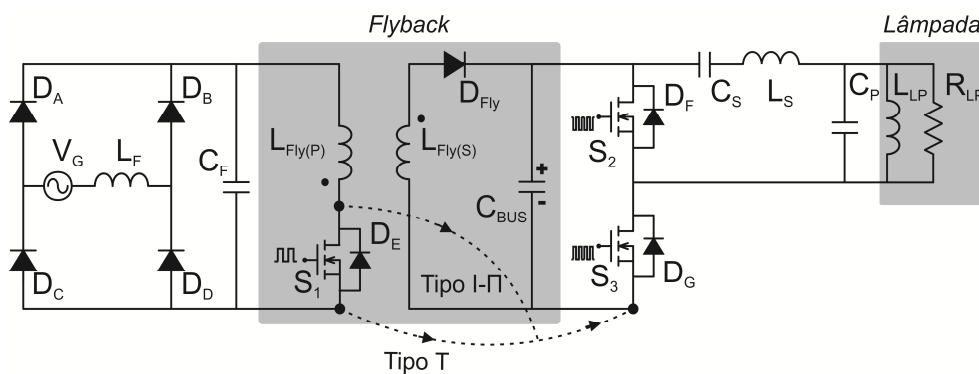


Figura 5.39 - Sistema eletrônico *Flyback* com o inversor *Half-Bridge* não integrado

A Figura 5.40 e Figura 5.41 apresentam, respectivamente, a topologia *Flyback Half-Bridge* integrada por SC e por ST.

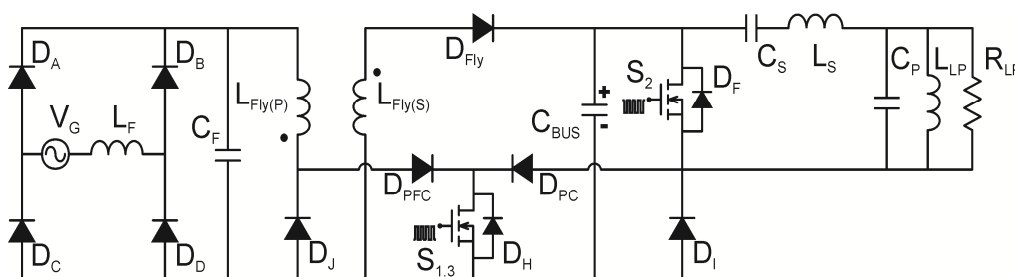


Figura 5.40 - Sistema eletrônico *Flyback Half-Bridge* integrado por SC

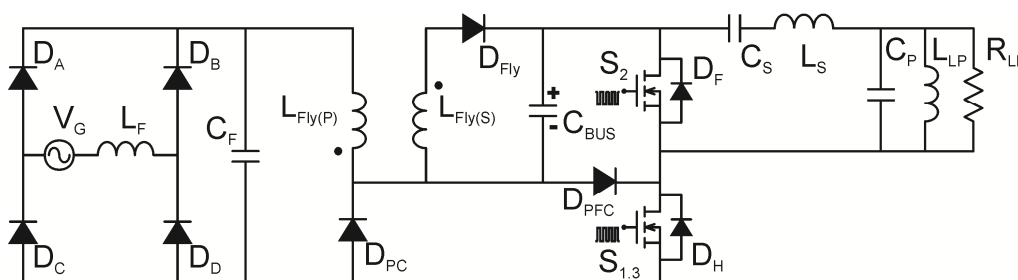


Figura 5.41 - Sistema eletrônico *Flyback Half-Bridge* integrado por ST.

A integração por ST caracteriza uma conexão entre o *dreno* de S_1 e o *source* de S_3 . Com isto, tem-se uma conexão do tipo *I-II*. Na integração por SC, o ponto comum entre S_1 e S_3 é o *source* de ambos os interruptores. De acordo com a técnica de integração, este ponto comum representa uma conexão do tipo *T*.

A topologia *Flyback* é derivada do conversor *Buck-Boost*, pela substituição do indutor de acumulação de energia por um indutor acoplado de isolamento (Barbi, 2002). Entretanto, após o processo de integração, a topologia *Flyback* perde suas características de isolamento. Em virtude disso, a topologia *Flyback* SC não será analisada, visto que as etapas de operação da mesma se equivalem à topologia *Buck-Boost*, já apresentada anteriormente.

5.5.5.1 Etapas de Operação *Flyback* ST

Neste item, apresentam-se as etapas de operação da topologia *Flyback Half-Bridge* integrado por ST. A Figura 5.42 mostra as principais etapas de operação da topologia em análise, considerando a tensão de pico na entrada.

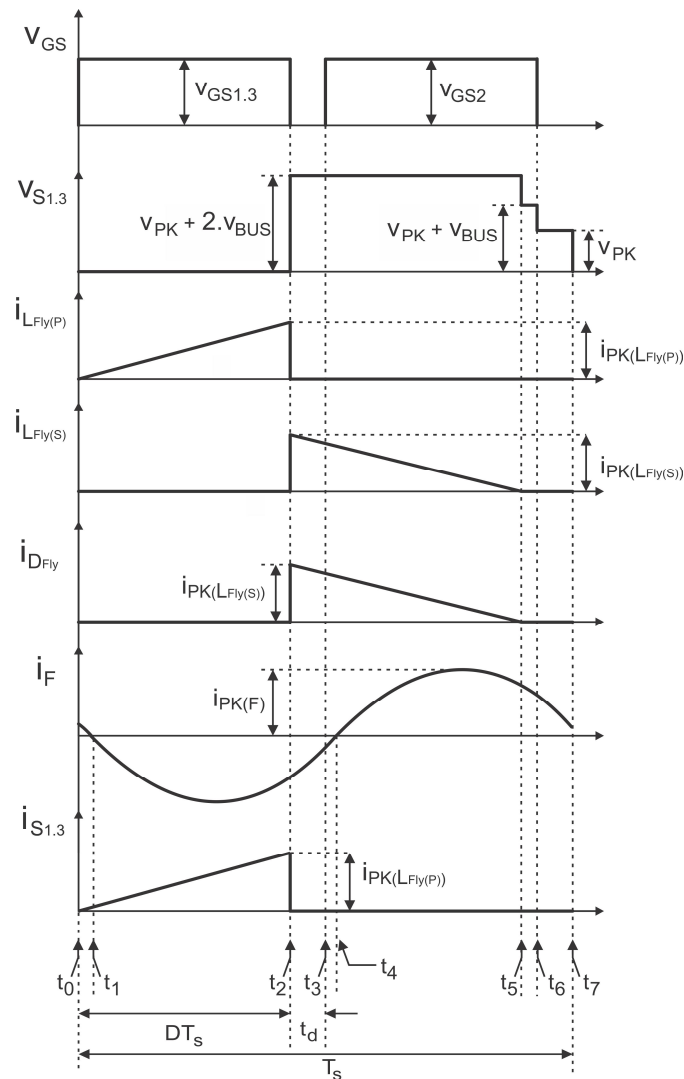


Figura 5.42 - Principais formas de onda da topologia *Flyback Half-Bridge* integrado por ST

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): Esta etapa caracteriza-se pela condução do interruptor compartilhado $S_{1,3}$, aplicando a tensão retificada $|V_G|$ ao indutor primário $L_{Fly(P)}$. A corrente no interruptor $S_{1,3}$ é igual a $i_{Fly(P)}$. A corrente i_F alimenta o capacitor C_{BUS} , a partir da condução de D_{PFC} , conforme a Figura 5.43.

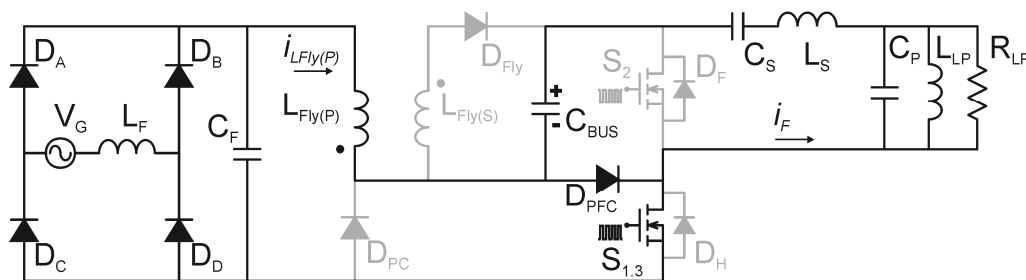


Figura 5.43 - Etapa 1 - Topologia *Flyback Half-Bridge* ST

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): Nesta etapa, a corrente ressonante i_F inverte de sentido. Conforme já apresentado para as demais topologias de ST, a forma da etapa 2 irá depender da relação entre a corrente do estágio *PFC* ($i_{LFly(P)}$) e a corrente i_F . Com isto, esta etapa deve ser analisada considerando duas condições distintas:

- $i_{LFly(P)} > i_F$

Nesta condição, i_F mantém-se circulando através do diodo D_{PFC} , como pode ser observado na Figura 5.44. Assim, o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ é submetido apenas a corrente do estágio *PFC*.

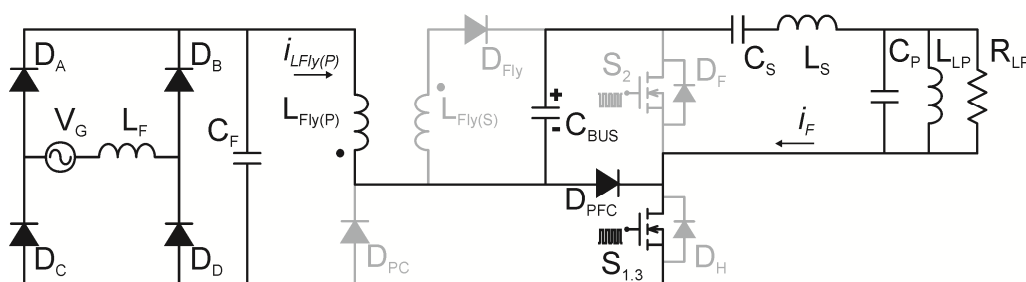


Figura 5.44 - Etapa 2 - Topologia *Flyback Half-Bridge* ST para $i_{LFly(P)} > i_F$

- $i_{LFly(P)} < i_F$

Nesta condição, a corrente ressonante i_F começa a circular pelo interruptor $S_{1,3}$ e através do diodo D_{PC} , bloqueando D_{PFC} . Logo, no interruptor compartilhado $S_{1,3}$ há apenas a circulação da corrente i_F , visto que a corrente $i_{LFly(P)}$ também irá circular pelo diodo D_{PC} , conforme a Figura 5.45.

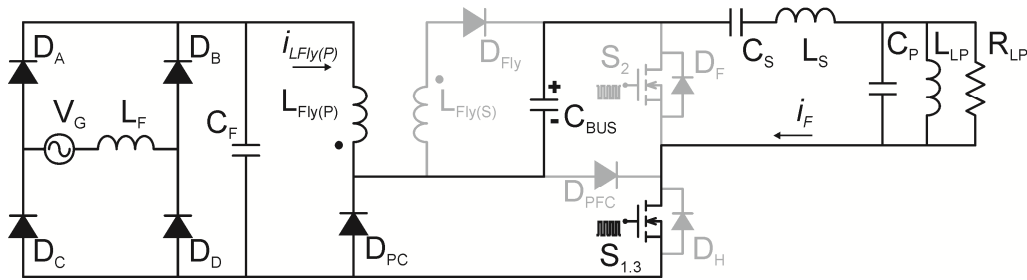


Figura 5.45 - Etapa 2 - Topologia *Flyback Half-Bridge ST* para $i_{LFly(P)} < i_F$

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): Neste instante de tempo, o interruptor compartilhado $S_{1.3}$ está em bloqueio. Com isso, inicia-se a condução do diodo D_{Fly} , transferindo energia de $L_{Fly(S)}$ para C_{BUS} . A corrente i_F passa a circular através do diodo intrínseco D_F , de acordo com a Figura 5.46. Devido à integração do tipo *I-III*, nesta terceira etapa o interruptor compartilhado $S_{1.3}$ deve suportar a tensão de $(|V_G| + 2 \cdot V_{BUS})$, característica da integração de sobretensão.

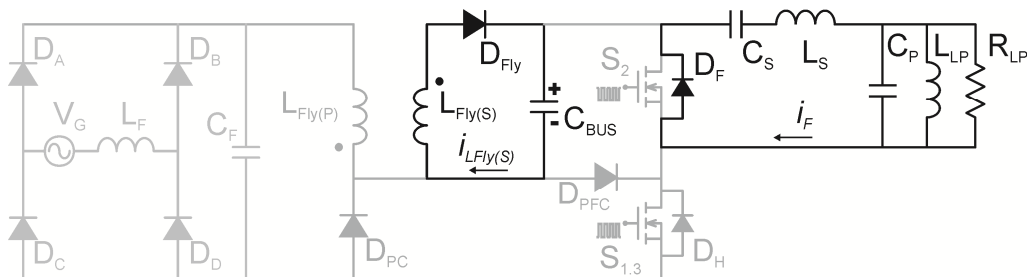


Figura 5.46 - Etapa 3 - Topologia *Flyback Half-Bridge ST*

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): A quarta etapa tem início quando o interruptor S_2 entra em condução, conforme apresentada na Figura 5.47. Devido à circulação da corrente ressonante i_F através de D_F na etapa anterior, S_2 possui entrada em condução com característica *ZVS*.

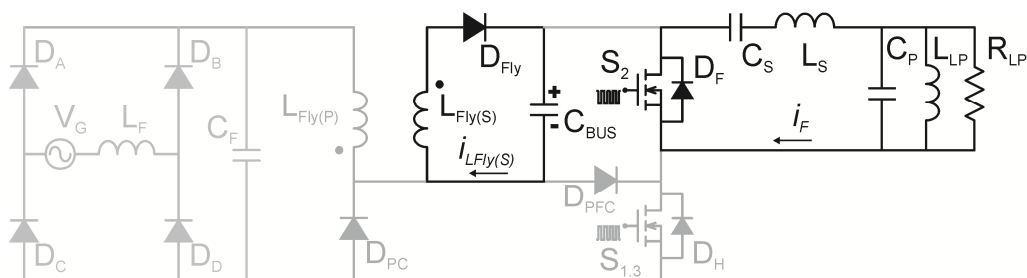


Figura 5.47 - Etapa 4 - Topologia *Flyback Half-Bridge ST*

Etapa 5 ($t_4 - t_5$): Nesta etapa de operação a corrente i_F inverte de sentido, conforme representado na Figura 5.48.

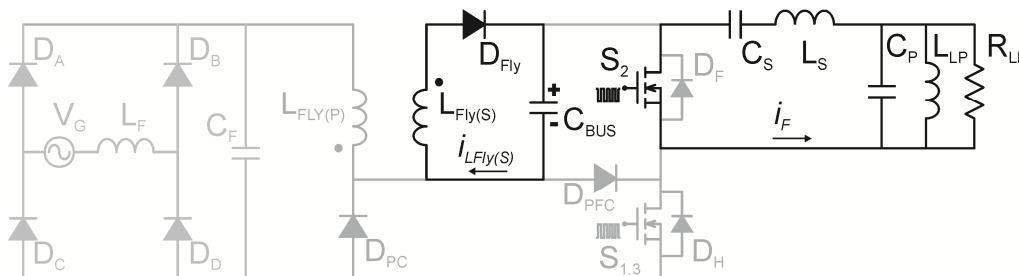


Figura 5.48 - Etapa 5 - Topologia *Flyback Half-Bridge ST*

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): A sexta etapa é caracterizada pela corrente $i_{L_{Fly(S)}}$ chegar à zero antes do próximo período de comutação do interruptor compartilhado. Com isto, tem-se caracterizado a condição *DCM* de operação, conforme apresentado na Figura 5.49.

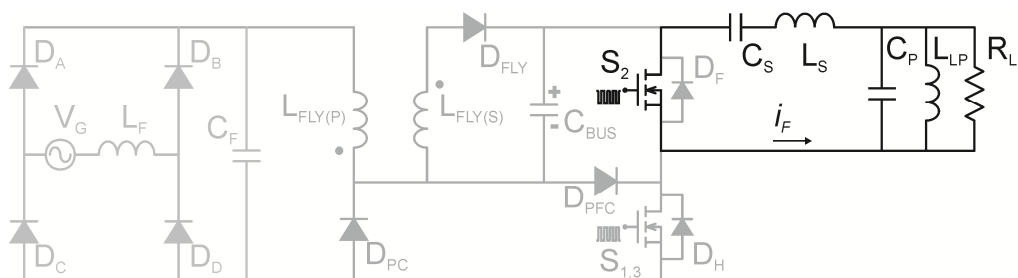


Figura 5.49 - Etapa 6 - Topologia *Flyback Half-Bridge ST*

Etapa 7 ($t_6 - t_7$): Nesta etapa, o interruptor S_2 entra em bloqueio. Com isso, inicia-se a condução da corrente i_F através do diodo D_{PFC} , conforme a Figura 5.50. A primeira etapa reinicia no instante em que o interruptor $S_{1,3}$ entrar novamente em condução.

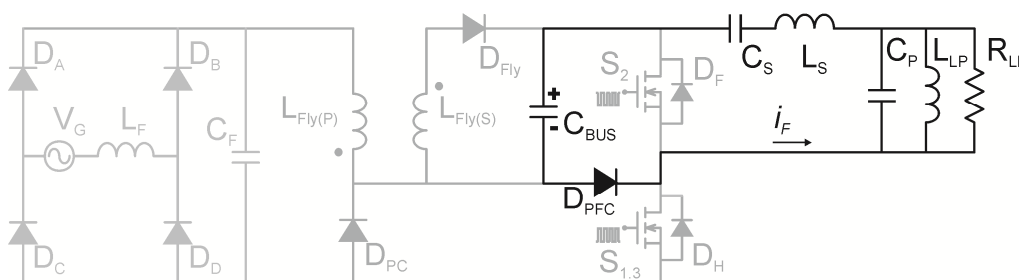


Figura 5.50 - Etapa 7 - Topologia *Flyback Half-Bridge ST*

5.5.5.2 Determinação dos Elementos do *Flyback*

Na topologia *Flyback*, um indutor acoplado é empregado para realizar a transferência de energia entre a entrada e a saída do circuito. O valor deste indutor ($L_{Fly(P)}$) pode ser determinado com base na equação genérica do modelo resistivo *DCM*, apresentado anteriormente por (4.14).

5.5.6 Sistema Eletrônico *Boost Half-Bridge* Integrado

A topologia *Boost Half-Bridge* integrado, caracteriza-se pela utilização de um conversor *Boost* para o estágio *PFC*. A Figura 5.51 apresenta a topologia antes e após a integração.

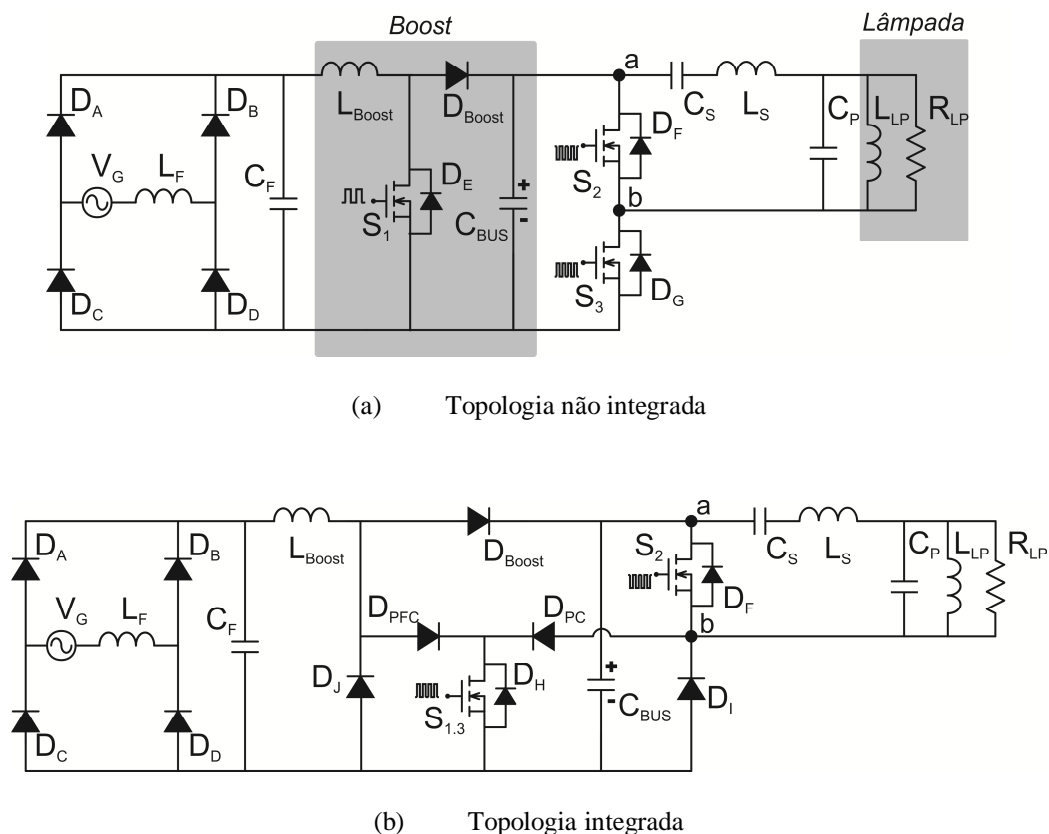


Figura 5.51 - Sistema eletrônico *Boost* com o inversor *Half-Bridge* antes e após a integração

Este sistema eletrônico caracteriza-se por apresentar uma conexão comum entre *source-source*. A topologia *Boost Half-Bridge* possui uma conexão do tipo *T*, representando uma integração de SC.

5.5.6.1 Etapas de Operação

Neste item, apresentam-se as etapas de operação da topologia *Boost Half-Bridge* integrado, operando em condições *DCM*. Cabe salientar que devido aos valores de projeto adotados para alimentar a LFSE desse trabalho, será necessário que a razão cíclica do interruptor integrado na topologia *Boost PFC* seja menor. Com essa característica, a Figura 5.52 mostra as principais formas de onda da topologia em análise, considerando a tensão de pico na entrada.

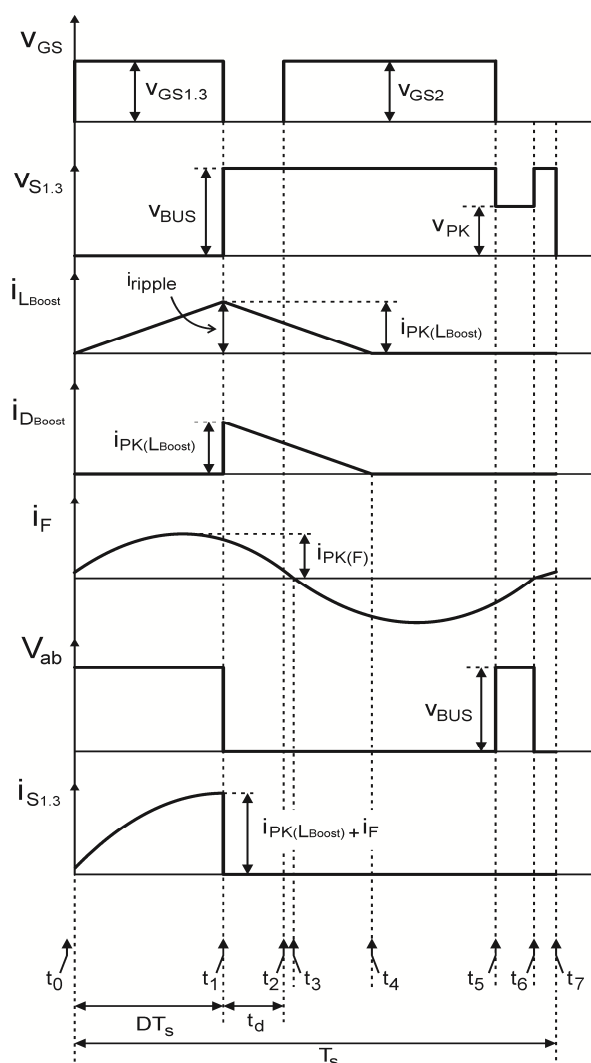


Figura 5.52 - Principais formas de onda da topologia *Boost Half-Bridge*

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): Esta etapa caracteriza-se pela condução do interruptor compartilhado $S_{1.3}$. A corrente $i_{L_{Boost}}$ aumenta através do diodo D_{PFC} . A corrente i_F circula pelo diodo D_{PC} . Nesta etapa há o maior esforço de corrente sobre o interruptor compartilhado, conforme apresentado na Figura 5.53.

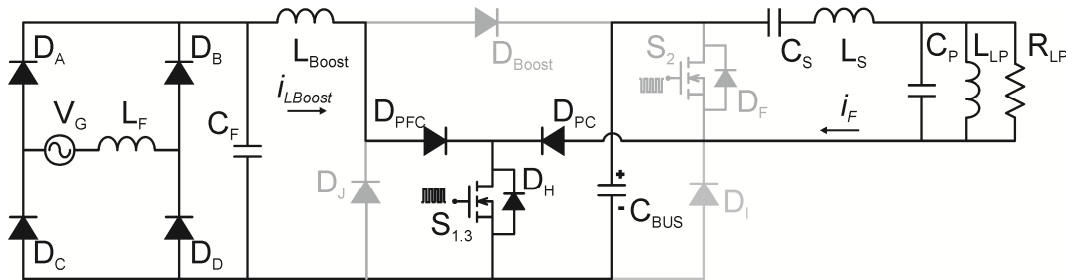


Figura 5.53 Etapa 1 - Topologia *Boost Half-Bridge*

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): Nesta etapa de operação, o interruptor compartilhado é bloqueado. Com isso, inicia-se a circulação da corrente $i_{L_{Boost}}$ através do diodo D_{Boost} . A energia armazenada no indutor L_{Boost} é transferida para o capacitor de barramento C_{BUS} . Neste instante de tempo, a corrente i_F circula através do diodo intrínseco do interruptor S_2 , de acordo com a Figura 5.54.

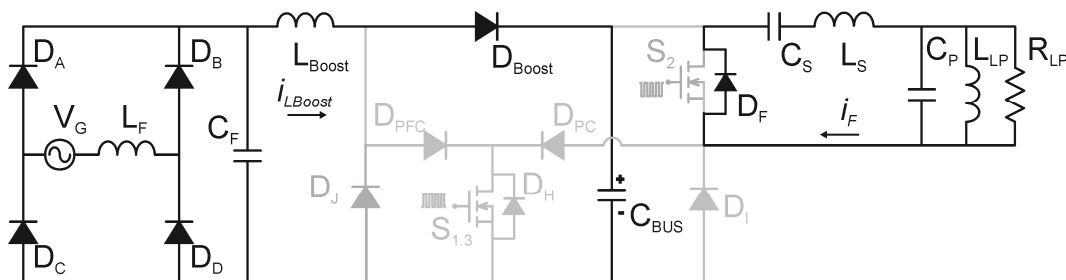


Figura 5.54 Etapa 3 - Topologia *Boost Half-Bridge*

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): Esta etapa de operação é caracterizada pela entrada em condução do interruptor S_2 , criando um caminho para circulação da corrente i_F , de acordo com a Figura 5.55. A entrada em condução de S_2 é com tensão nula.

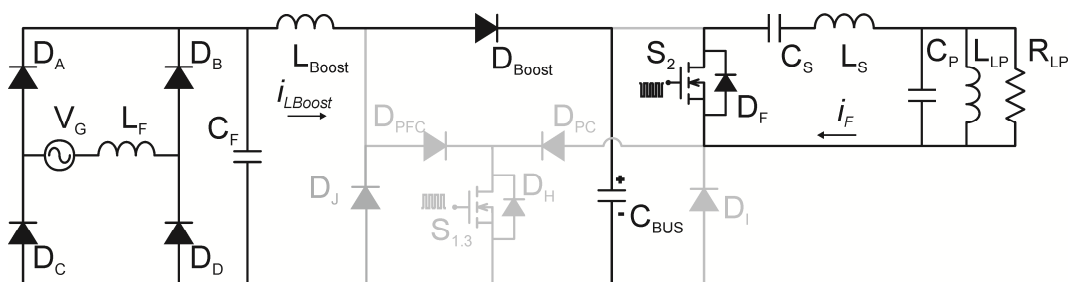


Figura 5.55 Etapa 3 - Topologia *Boost Half-Bridge*

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): Na quarta etapa de operação, a corrente ressonante i_F inverte de sentido, conforme apresentado na Figura 5.56.

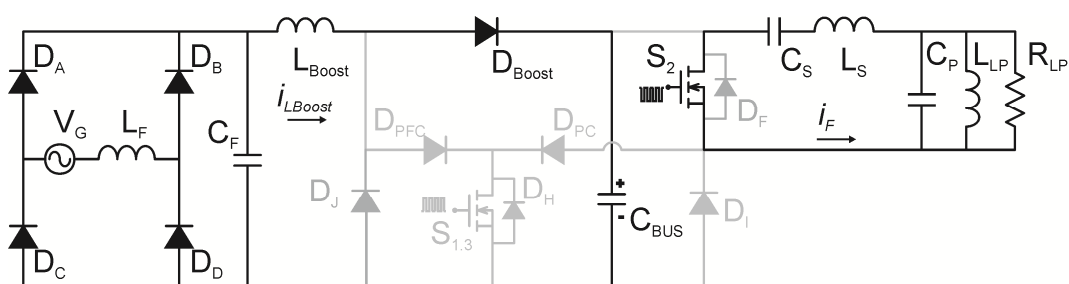


Figura 5.56 Etapa 4 - Topologia *Boost Half-Bridge*

Etapa 5 ($t_4 - t_5$): Nesta etapa, a corrente $i_{L_{Boost}}$ vai à zero antes da próxima comutação do interruptor $S_{1,3}$, conforme a Figura 5.57. Com isto, caracteriza-se a condição de operação *DCM* da topologia analisada.

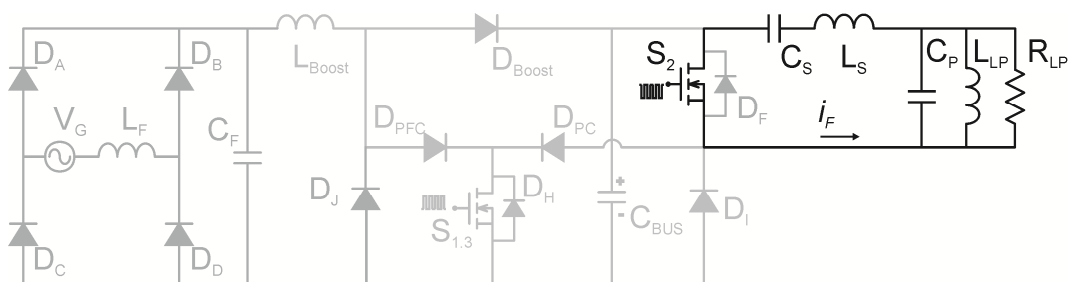


Figura 5.57 Etapa 5 - Topologia *Boost Half-Bridge*

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): Na sexta etapa de operação, o interruptor S_2 entra em bloqueio. Com isto, a corrente i_F passa a circular pelo diodo D_I , de acordo com a Figura 5.58. A tensão aplicada sobre o interruptor compartilhado é igual a $|V_G|$.

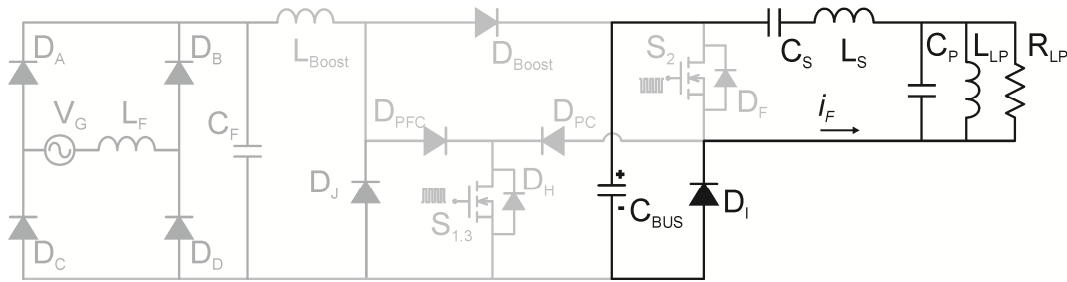


Figura 5.58 Etapa 6 - Topologia *Boost Half-Bridge*

Etapa 7 ($t_6 - t_7$): Na etapa, a corrente i_F chega a zero, invertendo de sentido. Com isso, esta corrente passará a circular através do diodo intrínseco do interruptor S_2 até o próximo período de comutação do interruptor $S_{1,3}$. Essa etapa é representada na Figura 5.59.

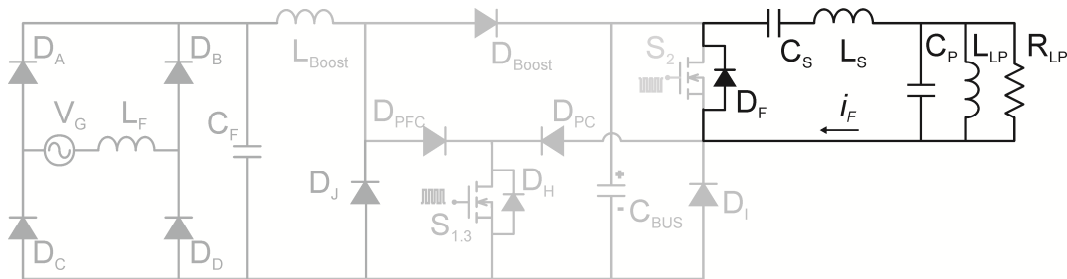


Figura 5.59 Etapa 7 - Topologia *Boost Half-Bridge*

Com a análise das etapas de operação, apresentadas anteriormente, observa-se que o diodo D_J , proveniente da técnica de integração, não exerce função no sistema analisado. Em virtude disto, este diodo pode ser removido da topologia final. Esta característica está presente em todas as topologias de sobrecorrente analisadas anteriormente, onde um dos diodos provenientes da integração corresponde ao diodo intrínseco do interruptor S_I , antes da integração. Devido ao fato deste diodo não exercer função no circuito *PFC* não integrado, para as topologias integradas tal diodo também poderá ser dispensado. Contudo, cabe salientar que esta análise é válida para a configuração analisada desse trabalho (*PFC + PC* ressonante). Para outras integrações topológicas, deve-se realizar um estudo da necessidade ou não dos diodos oriundos da metodologia de integração.

5.5.6.2 Determinação do Elemento do Conversor *Boost*

Na determinação da indutância equivalente dos conversores *PFC* apresentados anteriormente é possível empregar (4.14), visto que os indutores das topologias carregam-se com a tensão de entrada $|V_G|$ e se descarregam com V_{BUS} . No caso particular do conversor *Boost PFC* isso não acontece, pois L_{Boost} carrega-se com a tensão de entrada $|V_G|$, porém se descarrega com $V_{BUS} - |V_G|$. Dessa forma, devido à operação *DCM* da topologia *Boost*, o indutor L_{Boost} pode ser determinado a partir da relação dada por (5.6).

$$L_{Boost} = \frac{2}{T_R} \int_0^{T_R/2} \left[\frac{V_G(t)^2 \cdot D^2}{2 \cdot P_G \cdot f_S} \right] \cdot \left[1 + \frac{V_G(t)}{V_{BUS} - V_G(t)} \right] \cdot dt \quad (5.6)$$

5.6 Análise do Capacitor de Barramento C_{BUS}

Nos conversores *PFC* analisados, o dimensionamento do capacitor de barramento C_{BUS} é de ampla importância. Este capacitor é responsável pelo nível de ondulação de tensão aplicada ao estágio *PC*.

A metodologia de cálculo para este elemento é baseada no nível de ondulação da tensão de barramento, definido pelo projetista. Com isto, analisam-se os tempos de carga e descarga do capacitor em relação ao nível médio da corrente de saída do estágio *PFC*, conforme a Figura 5.59.

A corrente I_0 representa o valor médio de corrente que o estágio *PFC* fornece ao estágio *PC*. A corrente $\langle i_Y(t) \rangle$ representa a corrente média de saída do estágio *PFC* por período de comutação, já definida anteriormente por (4.9). A partir desta corrente, definem-se os tempos de carga e descarga do capacitor de barramento.

Analisando a Figura 5.59, durante os intervalos $t_1 - t_3$ e $t_5 - t_7$ ocorre a carga de C_{BUS} . Entretanto, nos intervalos $t_0 - t_1$, $t_3 - t_5$ e $t_7 - t_8$ ocorre a descarga do elemento, de tal forma que o nível médio de corrente sobre o mesmo seja nulo. Estes intervalos de tempo são determinados a partir da relação entre a corrente $\langle i_Y(t) \rangle$ e a corrente I_0 , definida por (5.7).

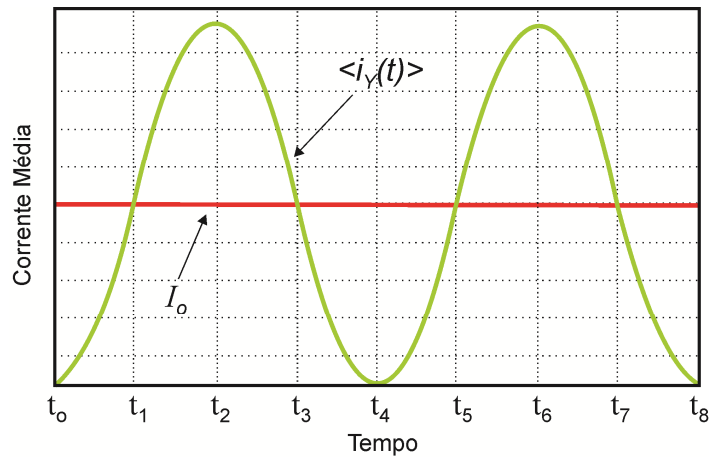


Figura 5.59 - Formas de onda da corrente média de saída do estágio *PFC* (sem escalas)

$$I_o = \frac{\langle P_G \rangle}{V_{BUS}} \quad (5.7)$$

A carga e descarga do capacitor de barramento ocorrem nos tempos apresentados abaixo, onde T_R equivale ao período da rede de alimentação. A partir destes tempos, é possível estabelecer o valor de capacitância para C_{BUS} de tal forma a atender o nível de ondulação desejado.

$$\begin{array}{l}
 \text{Carga} \left\{ \begin{array}{l} \frac{T_R}{8} \text{ seg.} \\ \text{até} \\ \frac{3T_R}{8} \text{ seg.} \end{array} \right. \qquad \qquad \qquad \text{Descarga} \left\{ \begin{array}{l} \frac{3T_R}{8} \text{ seg.} \\ \text{até} \\ \frac{5T_R}{8} \text{ seg.} \end{array} \right.
 \end{array}$$

A corrente média de carga do capacitor C_{BUS} pode ser obtida pela equação (5.8).

$$\langle i_{CBUS} \rangle = \frac{T_R}{2} \cdot \int_{\frac{T_R}{8}}^{\frac{3T_R}{8}} [\langle i_Y(t) \rangle - I_o] \cdot dt \quad (5.8)$$

Considerando a corrente média de carga, o valor da capacitância de C_{BUS} pode ser encontrado a partir da equação (5.9), onde ΔV_{BUS} corresponde a ondulação (*ripple*) da tensão de saída do estágio *PFC*, estipulado em projeto.

$$C_{BUS} = \langle i_{CBUS} \rangle \cdot \frac{T_R}{2 \cdot \Delta V_{BUS}} \quad (5.9)$$

A relação para C_{BUS} obtida em (5.9) é válida para quase todos os conversores analisados, menos para topologia *Boost*. Neste conversor, a corrente média de saída é função da tensão de barramento e também da tensão de entrada. Com isso, alteram-se os tempos de carga e descarga do capacitor de barramento. Entretanto, esta variação não é relevante na determinação de C_{BUS} podendo, para topologia *Boost*, ser aplicada a mesma metodologia desenvolvida anteriormente (Kirsten, 2011).

5.7 Análise do Filtro de Entrada

O estágio de entrada, referente ao filtro de *EMI*, corresponde ao emprego de elementos passivos para amenizar as harmônicas de alta frequência geradas pelo estágio *PFC*. Tais componentes harmônicas acarretam na distorção das formas de onda da corrente de entrada, proporcionando a diminuição do fator de potência do sistema eletrônico. Além disso, estas harmônicas podem ser irradiadas através do ambiente, podendo interferir em demais equipamentos eletrônicos.

Na literatura existe uma série de configurações para filtros de *EMI* (Kejík, 2010), (Zhang, 1995). Devido à baixa complexidade e a elevada eficiência, neste trabalho será empregado o filtro passivo do tipo LC. Este tipo de filtro é constituído apenas por dois elementos reativos, sem a necessidade de circuitos acoplados magneticamente. O filtro LC é apresentado na Figura 5.60.

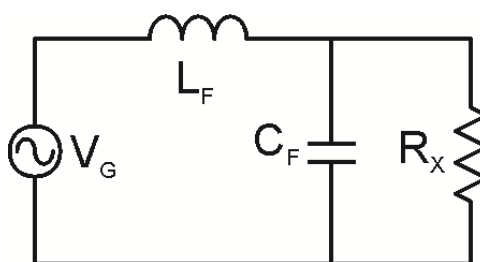


Figura 5.60 - Filtro LC

O ganho de tensão deste tipo de filtro é representado a partir de (5.10).

$$G(\omega) = \frac{\omega_c^2}{s(\omega)[s(\omega) + 2 \cdot \xi \cdot \omega_c] + \omega_c^2} \quad (5.10)$$

Onde ξ representa o coeficiente de amortecimento do circuito e ω_c a frequência de corte. Para o projeto do filtro, estes valores devem ser atribuídos pelo projetista. De maneira geral, adota-se o valor da frequência ω_c de no mínimo 50 vezes maior que a frequência da rede de entrada (Silva, 2000), (Bisogno, 2001), (Bedin, 2008). Com isso, garante-se que o filtro atenua as componentes harmônicas de alta frequência, sem interferir na componente fundamental da rede. Para a determinação do coeficiente ξ , analisa-se a Figura 5.61, a qual traz a relação de ganho do filtro LC para diferentes coeficientes de amortecimento.

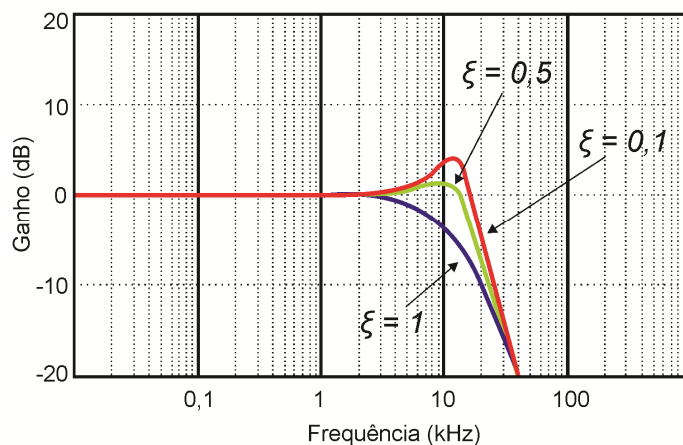


Figura 5.61 - Ganho de tensão para o filtro LC, para diferentes ξ

Com o objetivo de atenuar as componentes harmônicas geradas pelo estágio *PFC*, o filtro LC deve ser dimensionado para não apresentar ganho no decorrer da faixa de frequência. Em virtude disto, o coeficiente de amortecimento ξ deste tipo de circuito deve ser maior que 0,7. Além disso, deve-se escolher uma frequência de corte abaixo da frequência de comutação do estágio *PFC*.

O indutor de filtro L_F pode ser determinado a partir de (5.11).

$$L_F = \sqrt{\frac{1}{\omega_C^2} \cdot 2 \cdot \xi \cdot R_X} \quad (5.11)$$

A resistência R_X corresponde à resistência emulada através do modelo elétrico *DCM*, apresentado no capítulo 4, a qual representa todo o sistema eletrônico por meio de uma resistência equivalente. O capacitor de filtro C_F pode ser determinado de acordo com (5.12).

$$C_F = \frac{1}{L_F \cdot \omega_C^2} \quad (5.12)$$

5.8 Análise dos Esforços Sobre o Interruptor Compartilhado $S_{I,3}$

A técnica de integração propõe um único interruptor compartilhado, atuando nos dois estágios (*PFC* e *PC*). Contudo, esta situação representa maiores esforços de tensão ou corrente sobre tal interruptor.

Como analisado anteriormente, a metodologia de integração divide-se em dois tipos: sobrecorrente e sobretensão. Estas integrações determinam o tipo de esforço sobre o interruptor compartilhado.

5.8.1 Célula de Sobrecorrente

Dentre as topologias integradas apresentadas, os circuitos *Buck-Boost*, *SEPIC* e *Boost* caracterizam-se por uma integração de sobrecorrente com o inversor *Half-Bridge*. Nesta condição, o interruptor compartilhado é submetido a uma corrente máxima igual ao somatório das correntes de ambos os estágios, antes da integração. A Figura 5.62 apresenta as formas de onda da corrente dos estágios *PFC* e *PC* (representada pela corrente do filtro LCC).

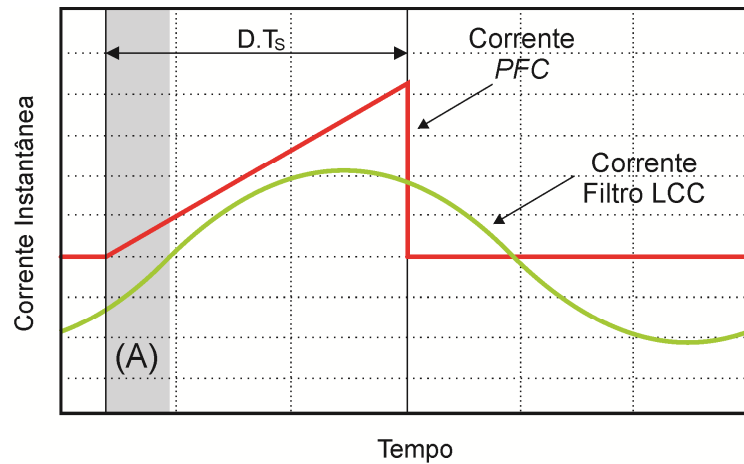


Figura 5.62 - Formas de onda da corrente do estágio *PFC* e do estágio *PC* (sem escalas)

A região hachurada (A) equivale ao tempo onde o interruptor $S_{1,3}$ está em condução e a corrente do filtro LCC está invertida. Isto representa que, no interruptor compartilhado, há somente a circulação da corrente do estágio *PFC*. Após a inversão da corrente do filtro LCC, esta passa também a circular pelo interruptor compartilhado, resultando na Figura 5.63.

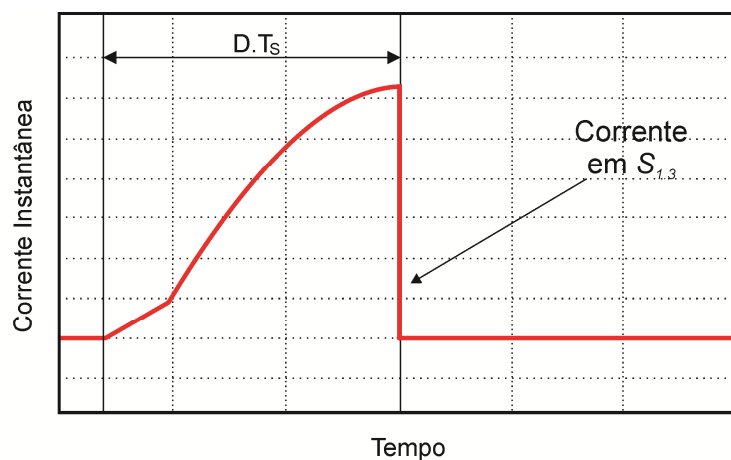


Figura 5.63 - Corrente no interruptor compartilhado para integração de sobrecorrente (sem escalas)

Com isso, a forma de onda da corrente no interruptor compartilhado pode ser discretizada no tempo, conforme a expressão (5.13), onde k corresponde a um contador inteiro, iniciando em zero e incrementado a cada período de comutação. A variável \varnothing equivale ao ângulo entre a componente fundamental da tensão e da corrente do filtro ressonante, determinada anteriormente no capítulo 3.

$$i_{S1.3}(t) = \begin{cases} G(t) & \text{se } kT_S \leq (t - t_d) < \left[kT_S + \frac{\phi}{\omega_S} \right] \\ H(t) & \text{se } \left[kT_S + \frac{\phi}{\omega_S} \right] \leq (t - t_d) < [kT_S + DT_S] \\ 0 & \text{outra situação} \end{cases} \quad (5.13)$$

Onde:

$$G(t) = \left[\frac{V_G(t - t_d)}{L_{eq}} \right] \cdot [t - t_d - kT_S]$$

$$V_G(t) = V_{PK} \cdot \sin(\omega t)$$

$$H(t) = G(t) + i_F(t)$$

$$i_F(t) = \left| \frac{\sqrt{2P_{LP}R_{LP}}}{Z_P} \right| \cdot \sin(\omega_S t - \phi)$$

A corrente eficaz no interruptor compartilhado ($i_{S1.3_{rms}}$) pode ser determinado a partir do somatório quadrático das correntes eficazes em cada período de comutação, de acordo com (5.14), onde ρ corresponde ao número de comutações dentro de um período de rede.

$$i_{S1.3_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_R} \cdot \sum_{n=0}^{\rho} \left(\int_{n.T_S}^{(n+1).T_S} [i_{S1.3}(t)]^2 \cdot dt \right)} \quad (5.14)$$

Os esforços de tensão sobre o interruptor compartilhado, nas integrações de sobrecorrente, variam de acordo com cada topologia *PFC* analisada, sendo uma característica intrínseca das mesmas, conforme apresentado na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 Tensão máxima sobre o interruptor compartilhado

Topologia	Valor Máximo
<i>Buck-Boost</i>	$V_{PK} + V_{BUS}$
<i>SEPIC</i>	$V_{PK} + V_{BUS}$
<i>Boost</i>	V_{BUS}

5.8.2 Célula de Sobretensão

As topologias integradas apresentadas que possuem a característica de sobretensão são: *Cuk*, *Zeta* e *Flyback* com o inversor *Half-Bridge*. Nestas topologias, o interruptor compartilhado é submetido ao somatório das tensões de ambos os estágios, antes da integração. A expressão (5.6) descreve o comportamento discretizado da tensão sobre o interruptor compartilhado, onde t_{off} corresponde ao tempo após a corrente no diodo de saída ir à zero até a próxima comutação de $S_{1.3}$.

$$V_{S_{1.3}}(t) = \begin{cases} V_G(t) + 2(V_{BUS}) & \text{se } (k + D)T_S \leq t < \left[\frac{V_G(t) \cdot DT_S}{V_{BUS}} + (k + D)T_S \right] \\ V_G(t) + (V_{BUS}) & \text{se } \left[\frac{V_G(t) \cdot DT_S}{V_{BUS}} + (k + D)T_S \right] \leq t < [(k + 1)T_S - T_{off}] \\ V_G(t) & \text{se } [(k + 1)T_S - T_{off}] \leq t < (k + 1)T_S \\ 0 & \text{outra situação} \end{cases} \quad (5.6)$$

Conforme a expressão 5.15, o valor máximo de tensão aplicada sobre o interruptor compartilhado é igual a $[V_{PK} + 2(V_{BUS})]$. Em relação aos esforços de corrente sobre o interruptor compartilhado para integração de sobretensão, estes variam de acordo com as correntes do estágio *PFC* e do estágio *PC*.

A expressão (5.7) apresenta a corrente de $S_{1.3}$ discretizada no tempo, onde $i_{L1}(t) + i_{L2}(t)$ representam os indutores presentes nas topologias. No caso do circuito *Flyback*, $i_{L2}(t) = 0$.

$$i_{S1.3}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t) + i_{L2}(t) & \text{se } [i_{L1}(t) + i_{L2}(t)] > i_F(t) \\ i_F(t) & \text{se } [i_{L1}(t) + i_{L2}(t)] < i_F(t) \\ 0 & \text{se } (k + D)T_S < t < (k + 1)T_S \end{cases} \quad (5.7)$$

Onde:

$$i_{L1}(t) = \left[\frac{V_G(t)}{L_1} \right] \cdot [t - kT_S]$$

$$i_{L2}(t) = \left[\frac{V_G(t)}{L_2} \right] \cdot [t - kT_S]$$

Com isso, é possível determinar o valor eficaz da corrente através do interruptor compartilhado, para célula de sobretensão, considerando o somatório quadrático das correntes eficazes em cada período de comutação, de acordo com a equação (5.8).

$$i_{S1.3_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_R} \cdot \sum_{n=0}^{\rho} \left(\int_{n.T_S}^{(n+1).T_S} [i_{S1.3}(t)]^2 \cdot dt \right)} \quad (5.8)$$

5.9 Comparativo Geral entre os Sistemas Eletrônicos Integrados Propostos

Os sistemas eletrônicos integrados, apresentados nas seções anteriores, embora serem destinados ao acionamento de LFSE, possuem entre si um conjunto de diferenças e individualidades. Nesta seção, tem-se o objetivo de realizar um comparativo geral entre as topologias apresentadas, de tal forma a explicitar suas características quanto ao número de elementos e os esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado.

A Figura 5.64 apresenta um comparativo entre os sistemas eletrônicos integrados com relação ao número de elementos constituintes dos mesmos. Cabe salientar que nestas

comparações não se consideram o filtro ressonante de saída e o estágio de retificação, os quais são comuns a todas as topologias. Além disso, para os sistemas eletrônicos baseado nos circuitos *SEPIC* e *Ćuk*, considera-se que os mesmos são dimensionados de tal forma a apresentarem uma baixa ondulação da corrente de entrada, dessa forma não foi empregado o uso do filtro de *EMI*. Em relação à análise de elementos magnéticos, considera-se a quantidade de núcleos empregados para cada topologia.

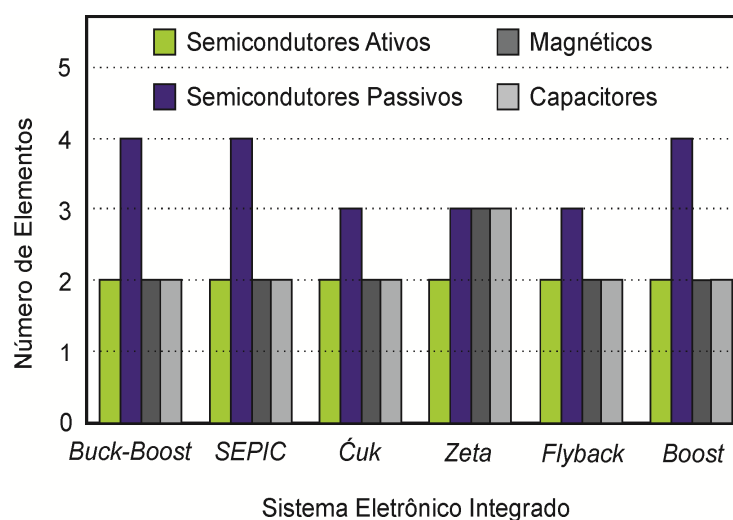


Figura 5.64 - Número de elementos para cada sistema proposto

Observa-se que as topologias caracterizadas por sobrecorrente no interruptor compartilhado (*Buck-Boost*, *SEPIC* e *Boost*), possuem um diodo a mais que as topologias com característica de sobretensão.

Os esforços, normalizados, de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado para as diferentes topologias analisadas, são apresentados na Figura 5.65.

Dentre as topologias de sobrecorrente, o circuito *Boost* apresenta o maior esforço de corrente sobre o interruptor compartilhado, visto que a topologia *Boost PFC* será projetada para uma tensão de entrada inferior aos demais circuitos. Este fato será apresentado no capítulo 6. As topologias integradas por sobretensão (*Ćuk*, *Zeta* e *Flyback*) apresentam, entre si, os mesmos esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado.

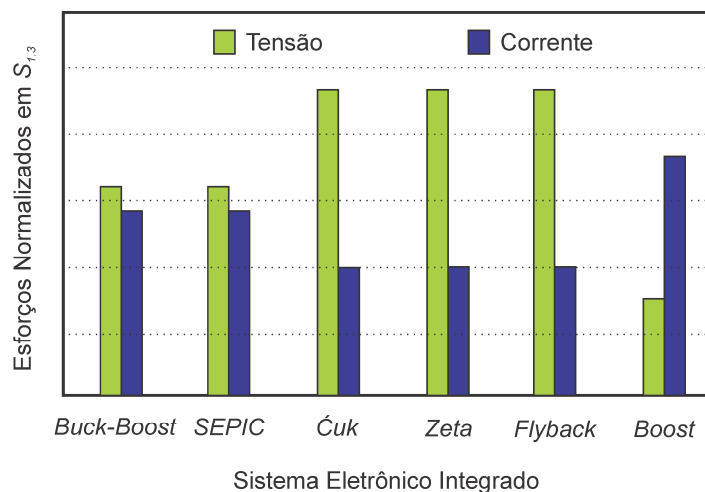


Figura 5.65 - Esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado

Cabe salientar que tais esforços sobre os semicondutores são importantes na estimativa do rendimento das topologias finais. Contudo, os demais elementos dos circuitos devem ser também considerados quando realizada este tipo de estimativa.

5.10 Conclusão

Neste capítulo, apresentou-se uma análise dos estágios necessários para o acionamento das LFSEs, de modo a atender os requisitos para o funcionamento das mesmas. Para os estágios *PFC* e *PC*, foi proposta a técnica de integração de interruptores, a qual foi analisada para um conjunto de conversores. A aplicação desta técnica possibilitou a redução do número total de componentes ativos do circuito. Em relação a isto, conclui-se que as topologias que constituem integração por sobretensão, dispensam o emprego de um diodo, quando comparado com as topologias de sobrecorrente. Este fato se deve a circulação de uma corrente unidirecional sobre o interruptor compartilhado por sobretensão.

O processo de integração acarreta maior esforço de corrente ou tensão sobre o interruptor compartilhado, dependendo do tipo de conexão existente entre os interruptores antes da integração. Nas análises teóricas, em relação às topologias de sobrecorrente, o circuito *Boost* possui o maior esforço de corrente sobre $S_{1,3}$. Contudo, tais esforços de tensão ou corrente contribuíram na determinação do rendimento final das topologias. Para isto, devem-se analisar ainda os circuitos de maneira geral, considerando todos os componentes dos mesmos.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os parâmetros de projeto das topologias integradas, seguindo a metodologia desenvolvida no capítulo 5. Com base nestes parâmetros, as topologias foram confeccionadas experimentalmente, buscando validar as análises teóricas realizadas. Os resultados experimentais de cada sistema são apresentados, de tal forma a estabelecer uma comparação entre o comportamento dos mesmos.

6.2 Parâmetros Iniciais de Projeto e Componentes Padrões

As topologias de conversores integrados são dimensionadas seguindo parâmetros definidos previamente pelo projetista. Para este trabalho, os sistemas eletrônicos são dimensionados de acordo com os parâmetros da Tabela 6.1.

Com o objetivo de manter um grau de comparação entre as diferentes topologias a serem desenvolvidas experimentalmente, definiu-se o padrão de elementos semicondutores empregados nas mesmas.

Devido aos níveis de tensão, bem como o baixo tempo de atuação, associada a uma baixa capacitância intrínseca, os diodos adotados ao estágio *PFC* são da *Fairchild Semiconductor*, modelo HFA08TB120 (1200 V/ 8 A). Para o estágio retificador, empregam-se os diodos 1N4007 (1000 V/ 1 A), da *Fairchild Semiconductor*.

Os interruptores aplicados devem apresentar baixos tempos de atuação ($t_d(on)$, t_r , $t_d(off)$ e t_f), bem como capacitâncias de entrada e saída (C_{oss} e C_{iss}) de baixo valor, de tal forma a minimizar suas influências no funcionamento do circuito, visto que o mesmo opera em alta frequência. Após estudos comparativos e a análise da viabilidade dos elementos, para o interruptor do estágio *PC* (S_2) definiu-se o *MOSFET* IRF740 (400 V/ 10 A), produzido pela

ST Microelectronics.

O interruptor compartilhado (S_{L3}) utilizado dependerá do tipo de topologia implementada. Para os circuitos com características de sobrecorrente, empregam-se o *Cool MOS SPP08N80C3* (800 V / 8 A), fabricado pela *Infineon Technologies*. Nas topologias de sobretensão, o *MOSFET* utilizado é o *FQA8N100C* (1000 V / 8 A), da *Fairchild Semiconductor*.

Tabela 6.1 - Parâmetros iniciais de projeto

Parâmetros da Rede de Alimentação:	
Tensão Eficaz	220 V (<i>Boost</i> = 127 V)
Frequência	60 Hz
Parâmetros dos Conversores:	
Frequência de Comutação	250 kHz
Tensão de Barramento	270 V
Ondulação da Tensão de Saída	1,5%
Ondulação da Corrente de Entrada por comutação	15%
Potência de Saída	100 W
Parâmetros do Filtro LCC (Capítulo 3):	
Capacitor Série (C_S)	47 nF
Indutor Série (L_S)	150 μ H
Capacitor Paralelo (C_P)	3,6 nF

6.3 Circuito para o Acionamento dos Interruptores

O emprego de topologias baseadas em interruptores ativos acarreta na necessidade de circuitos dedicados a realizar o acionamento de tais interruptores.

Para as topologias propostas neste trabalho, devido ao posicionamento dos interruptores, utilizam-se circuitos de acionamento (*drivers*) isolados entre si. Basicamente, este tipo de isolamento pode ser realizado através de dois modos: óptico ou magnético. O isolamento óptico é realizado por meio de um circuito optoacoplador. O isolamento magnético baseia-se no emprego de um pequeno transformador de pulso. Entretanto, ao se operar com largura de pulso variável, conforme a proposta deste trabalho, o uso de um transformador de pulso não é o mais indicado (Rech, 2001), visto que pode acarretar ao circuito problemas relacionados a saturação do núcleo magnético.

Com isso, os *drivers* de comando dos interruptores foram baseados no optoacoplador 6N137 (*Fairchild Semiconductor*). A Figura 6.1 apresenta a configuração completa do circuito utilizado, com os valores dos componentes apresentados na Tabela 6.2.

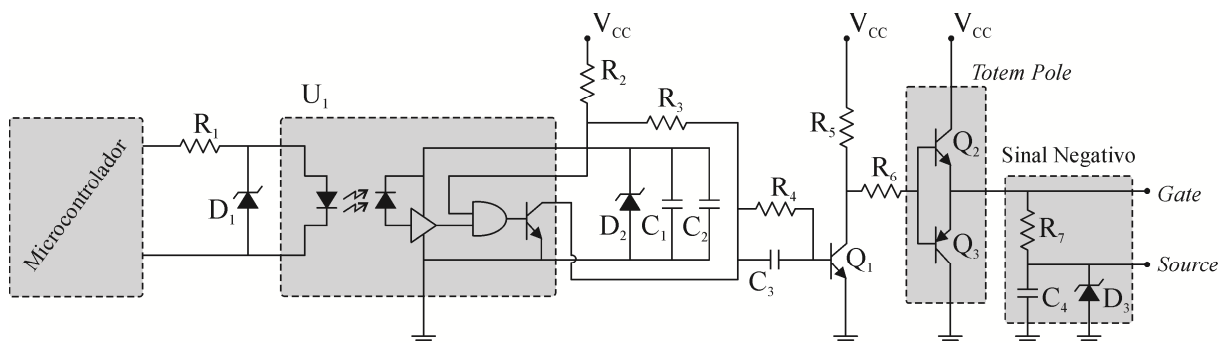


Figura 6.1 - *Driver* de acionamento dos interruptores

Tabela 6.2 - Componentes do circuito de acionamento dos interruptores

$R_1 = 82 \Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_3 = 1 \text{ nF}$
$R_2 = 400 \Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_4 = 10 \mu\text{F}$
$R_3 = 1 \text{ k}\Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$	$Q_1 = 2\text{N}2222\text{A}$
$R_4 = 1 \text{ k}\Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$	$Q_2 = \text{BD}135$
$R_5 = 390 \Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$	$Q_3 = \text{BD}136$
$R_6 = 100 \Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$	$D_1 = 1\text{N}4148$
$R_7 = 220 \Omega - 1 \text{ W}$	$D_2 = 1\text{N}4733$
$C_1 = 100 \text{ nF}$	$D_3 = 1\text{N}4733$
$C_2 = 100 \mu\text{F}$	$U_1 = 6\text{N}137$

O sinal de comando dos interruptores é obtido a partir de um microcontrolador (*NXP-LPC1114*), capaz de gerar sinais em alta frequência (250 kHz), com largura de pulso controlada. A isolamento destes sinais é obtida através do uso de um optoacoplador e posteriormente amplificada por meio de um circuito transistorizado (*Totem-Pole*), capaz de proporcionar a potência necessária para o acionamento dos interruptores.

O circuito auxiliar de saída, denominado “Sinal Negativo”, tem a finalidade de reduzir o tempo de abertura dos interruptores. Isto é realizado com a aplicação de um pulso assimétrico aos mesmos, com amplitudes relativas entre -5,1 e 15 V ($V_{CC} = 20,1 \text{ V}$). Este circuito auxiliar torna-se interessante devido ao baixo tempo morto presente entre a atuação dos interruptores.

O controle da intensidade luminosa, conforme analisado no capítulo 3, é realizado a partir da variação da razão cíclica imposta ao estágio *PFC* ($S_{1,3}$), atuando dessa forma na tensão de barramento das topologias. O interruptor S_2 se manterá com largura de pulso fixa. A Figura 6.2 apresenta o comportamento dos sinais de *gate-source* aplicados aos interruptores $S_{1,3}$ e S_2 , considerando diferentes pontos de potência da LFSE.

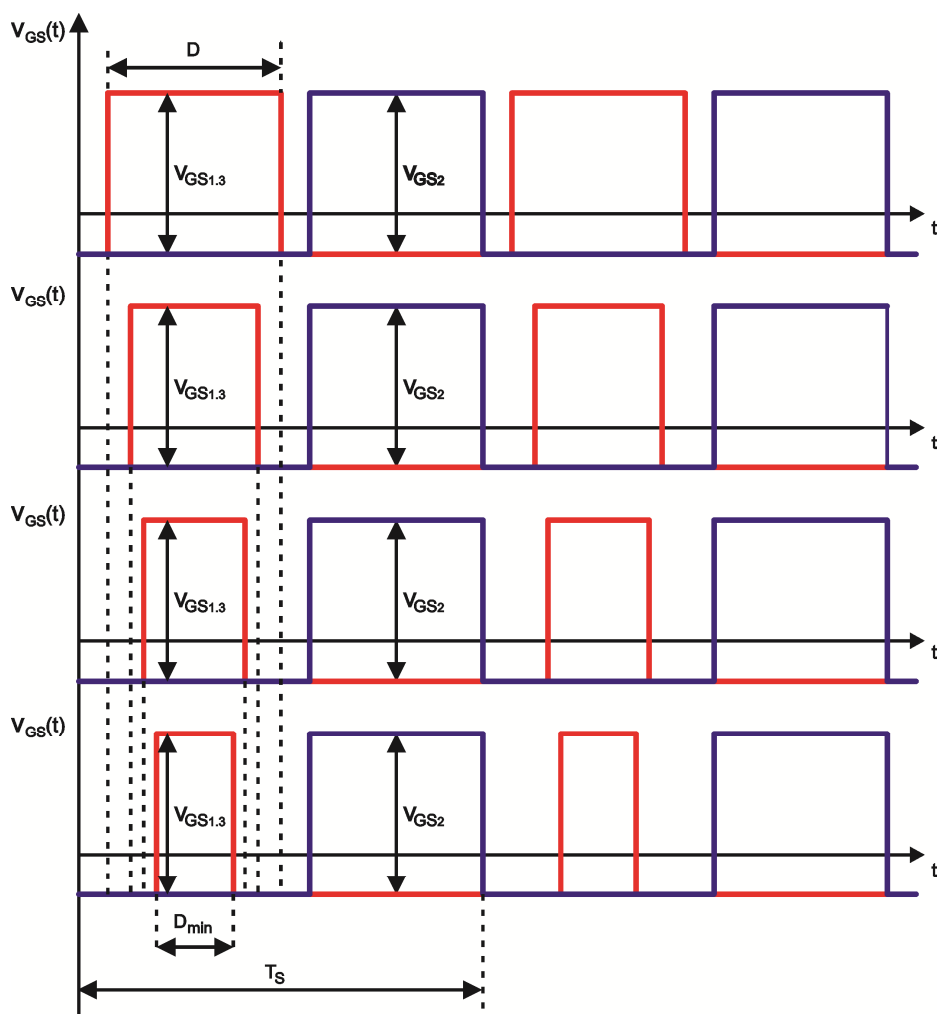


Figura 6.2 - Sinais de acionamento dos interruptores $S_{1,3}$ e S_2 (sem escalas)

6.4 Considerações Sobre os Elementos Magnéticos

O projeto de indutores constitui uma etapa importante na elaboração de conversores eletrônicos. A correta concepção dos mesmos garante a operação do conversor dentro do projeto estipulado.

A elevada frequência de comutação utilizada neste trabalho (250 kHz) acarreta em uma série de considerações, principalmente relacionadas ao material magnético utilizado, bem como ao efeito *Skin* nos condutores. Entretanto, a alta frequência possui uma vantagem relativa ao volume dos elementos magnéticos, visto que, à medida que a frequência aumenta o elemento no qual a energia é armazenada pode ser reduzido. O resultado final, portanto, tendem a ser componentes de menor volume para frequências de comutação maiores (Mehl, 2012), (McLyman, 2004).

O material utilizado para confecção dos indutores nesse trabalho é a ferrite, por esse apresenta baixas perdas magnéticas quando operados em alta frequência (Yoshimura, 2009). A ferrite é uma cerâmica homogênea composta de óxidos, sendo o óxido de ferro o seu principal constituinte (McLyman, 2004). A ferrite utilizada na confecção dos indutores é a IP12R, fabricado pela *Thornton Eletrônica Ltda* (Thornton, 2012). O núcleo empregado na confecção dos indutores é o tipo E, projetado com base no método do produto de áreas (Yoshimura, 2009), (Barbi, 2002).

O efeito *Skin* reduz a área útil do condutor e aumenta sua resistência aparente. Esse comportamento é proporcional à intensidade de corrente e à frequência. Tal efeito caracteriza-se pela concentração da corrente na periferia do condutor devido à repulsão entre linhas de corrente eletromagnética. Dessa forma, quanto maior a frequência menor será raio máximo utilizável do condutor. A equação 6.1 apresenta a relação entre o raio máximo ($R_{m\acute{a}x}$) do condutor e a frequência de comutação (f_s) (Yoshimura, 2009), (McLyman, 2004).

$$R_{m\acute{a}x} = \frac{6,6}{\sqrt{f_s}} \quad [cm] \quad (6.1)$$

A partir da determinação do raio máximo, calcula-se a quantidade de condutores em paralelo necessários para compensar o condutor simples, que deve ser previamente calculado. A ocupação da janela do núcleo para essa nova configuração é obtida a partir da área total do condutor, sendo assim, outro fator para determinação do tamanho de núcleo a ser utilizado. Nesse trabalho, tendo como base (6.1), utilizou-se o fio esmaltado 29 AWG, sendo que o número de condutores difere conforme a corrente de cada elemento indutivo.

A densidade de fluxo magnético considerada no projeto foi inferior ao limite indicado pelo fabricante. Tal fato justifica-se para garantir a operação do mesmo dentro de sua região linear. O valor máximo utilizado em projeto foi de 200 mT.

6.5 Projeto e Resultados Experimentais das Topologias Propostas

Nesta seção, apresentam-se os dados de projeto e os resultados experimentais obtidos para cada sistema eletrônico proposto. De acordo com os parâmetros previamente estabelecidos, as topologias devem operar em condição *DCM* e enquadrar-se a norma relacionada ao conteúdo harmônico de corrente injetada na rede e de limites de fator de potência. Os resultados experimentais, apresentados nas seções seguintes, foram obtidos empregando os seguintes equipamentos:

- *Osciloscópio*: TEKTRONIX – DPO 2014
- *Analisador de Potência*: YOKOGAWA – WT 1800
- *Ponteira Diferencial de Tensão*: TEKTRONIX – P5200
- *Ponteira de Corrente*: TEKTRONIX – TCPA300 AC/DC
- *Fonte de Alimentação AC*: AGILENT – Power AC 6812B

Devido à utilização de uma fonte de alimentação *AC* controlada, a *THD* da tensão de entrada foi desprezada nas análises realizadas.

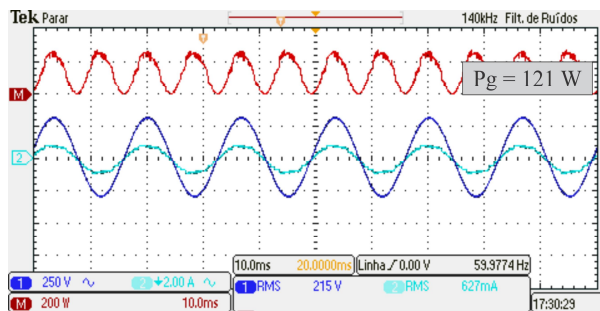
6.5.1 Sistema *Buck-Boost Half-Bridge*

O sistema *Buck-Boost Half-Bridge* para o acionamento da LFSE foi projetado seguindo a metodologia apresentada no capítulo 5. Esta metodologia baseia-se no modelo equivalente resistivo do conversor *PFC*, operando em condição *DCM*. A Tabela 6.3 apresenta os parâmetros utilizados experimentalmente. Por esta integração topológica caracterizar uma integração por sobrecorrente, perante análise das características técnicas dos componentes utilizados, estima-se um rendimento de aproximadamente 85%. O filtro de entrada foi dimensionado considerando uma frequência de corte aproximadamente 20 vezes menor que a frequência de comutação. Esta mesma frequência será adotada para todas as demais topologias analisadas.

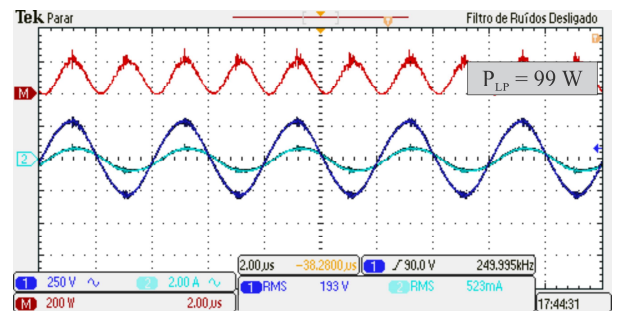
A Figura 6.3 apresenta as formas de onda de tensão, corrente e potência de entrada e as aplicadas à lâmpada, considerando diferentes condições de potência na LFSE.

Tabela 6.3 - Parâmetros experimentais da topologia *Buck-Boost Half-Bridge*

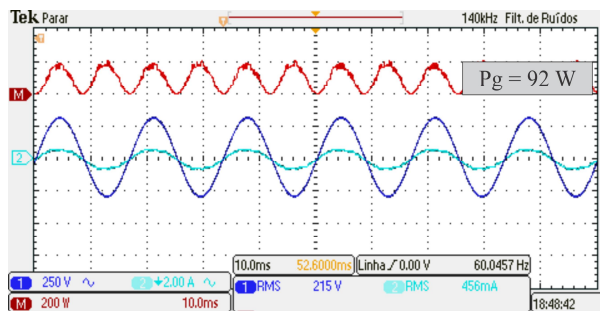
Razão Cíclica Máxima	0,46
Razão Cíclica de Operação Nominal	0,44
Rendimento Estimado	85%
Indutor <i>Buck-Boost</i> L_{BB}	170 μH
Indutor de Filtro L_F	3,4 mH
Capacitor de Filtro C_F	47 nF
Capacitor de Barramento C_{BUS}	220 μF



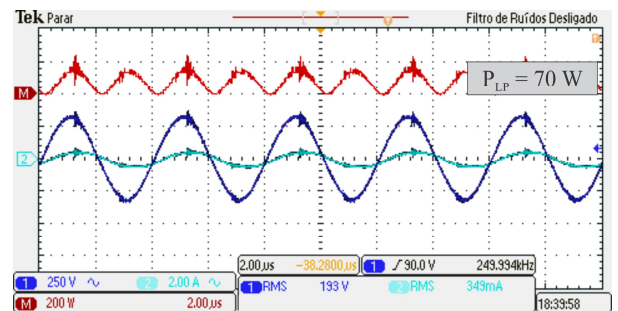
(a)



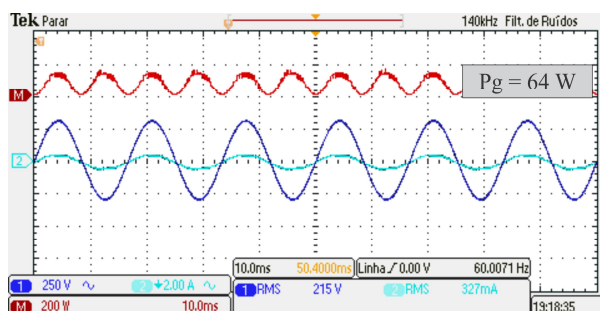
(b)



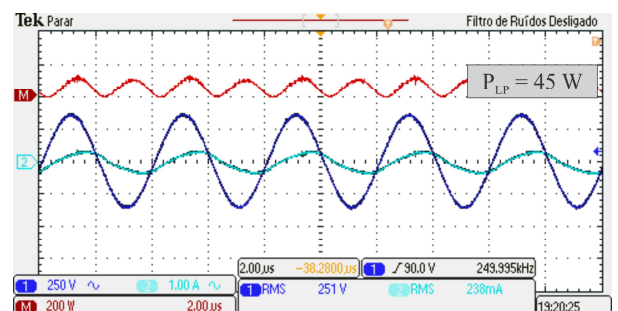
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 6.3 - Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (2 A/div.), *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: (b) e (d) Corrente (2 A/div.), (f) Corrente (1 A/div.). *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μs /div.)

Conforme análise teórica da seção 4.4.1, a mínima potência na qual a lâmpada pode operar de tal forma a manter a condição *DCM* do estágio *PFC*, é de 44 W. Este valor de potência corresponde a uma razão cíclica próxima de 0,30. Como pode ser observada, a potência mínima aplicada à LFSE alcançou aproximadamente o parâmetro teórico determinado.

Para potência nominal da LFSE, a topologia ensaiada obteve um fator de potência de 0,993, com uma *THD* de corrente de aproximadamente 7,75%. A Figura 6.4 apresenta o comportamento destes parâmetros para as diferentes condições de potência na LFSE.

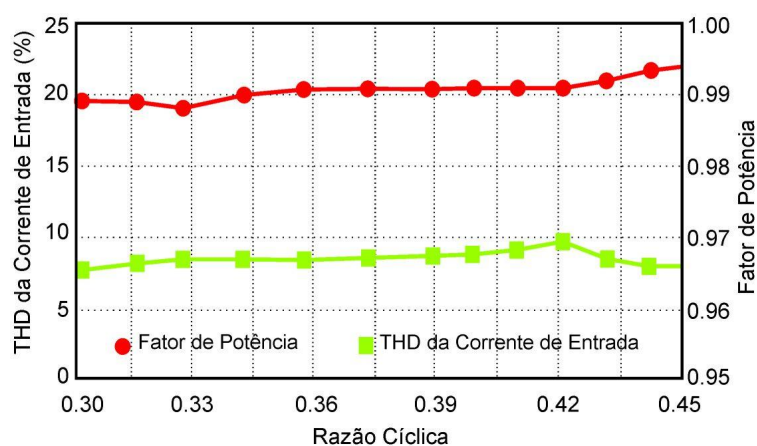


Figura 6.4 - Fator de potência e *THD* de corrente para diferentes razões cíclicas

O protótipo *Buck-Boost Half-Bridge* alcançou um rendimento, para potência nominal, de 82%. Este valor fica próximo à estimativa de rendimento utilizada, definido no início do projeto. A Figura 6.5 traz a variação do rendimento em função da potência na LFSE.

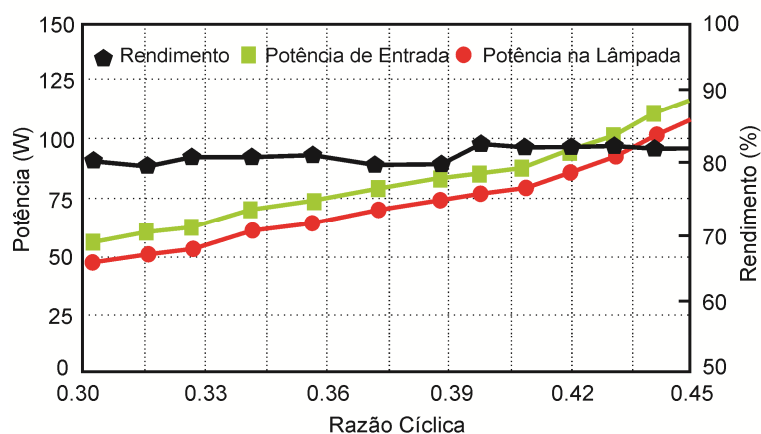


Figura 6.5 - Rendimento e potências da topologia *Buck-Boost Half-Bridge* para diferentes razões cíclicas

A corrente no indutor L_{BB} é apresentada na Figura 6.6, onde tal corrente vai à zero antes da próxima comutação do interruptor $S_{1,3}$, caracterizando a operação *DCM* da topologia.

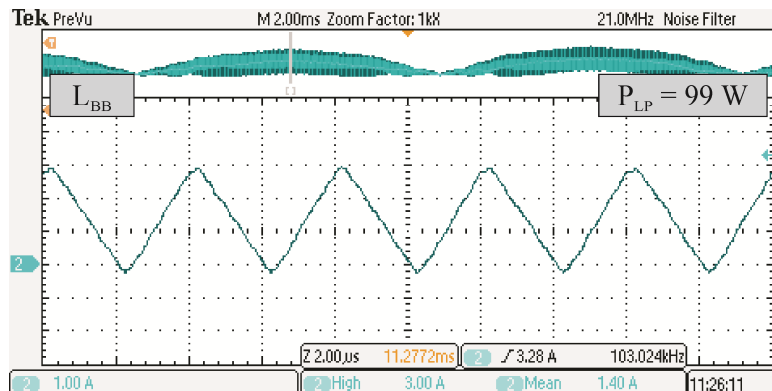


Figura 6.6 - Corrente do indutor L_{BB} . Canal 2: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μs/div.)

Os esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ são apresentados na Figura 6.7, onde observa-se a sobrecorrente característica da conexão do tipo *I-T*, apresentada no capítulo 5. Para a topologia *Buck-Boost Half-Bridge*, a máxima corrente sobre o interruptor do estágio *PFC* foi de aproximadamente 4,2 A. O esforço de tensão no interruptor compartilhado foi de aproximadamente 585 V. Estes valores de corrente e tensão foram obtidos através da análise de dados adquiridos do osciloscópio utilizado.

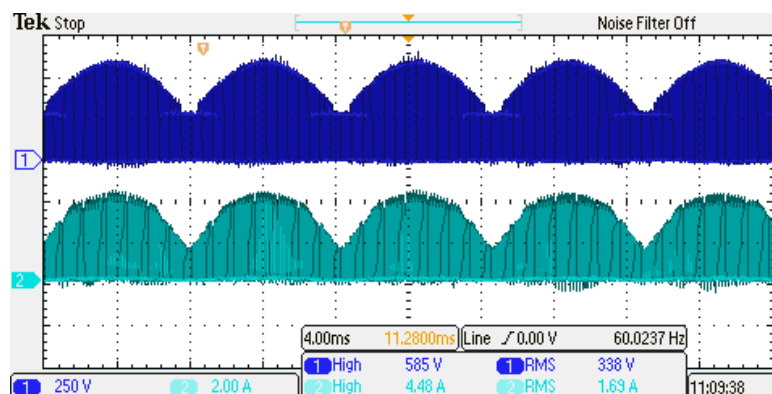


Figura 6.7 - Tensão e corrente no interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (250 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.). Escala Horizontal: (4 ms/div.)

A Figura 6.8 apresenta a amplitude das harmônicas de corrente do sistema *Buck-Boost Half-Bridge*, comparadas até a 39ª ordem contempladas pela norma *IEC 61000-3-2*. Verifica-se que a topologia em questão está dentro das faixas delimitadas pela norma.

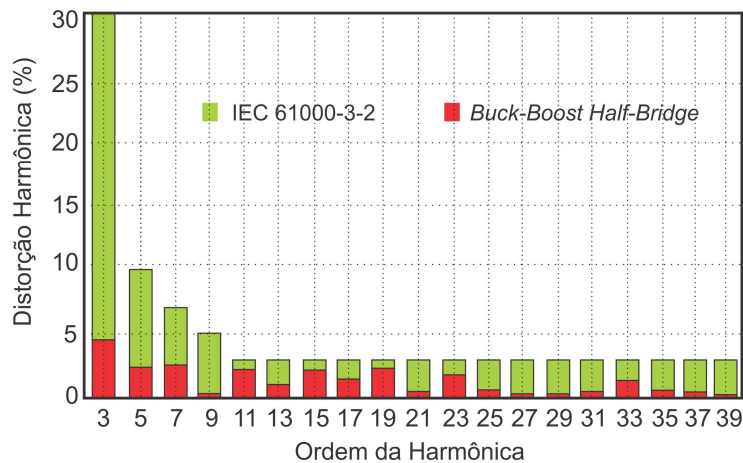


Figura 6.8 - Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia *Buck-Boost Half-Bridge* e a norma *IEC 61000-3-2*

6.5.2 Sistema *SEPIC Half-Bridge*

O sistema eletrônico *SEPIC Half-Bridge* para o acionamento de LFSE foi projetado seguindo os parâmetros apresentados na Tabela 6.4, os quais foram previamente obtidos com base na metodologia de projeto do capítulo 5. Da mesma forma que no sistema eletrônico de SC apresentado na seção 6.5.1, estima-se nesse um rendimento de aproximadamente 85%.

Tabela 6.4 - Parâmetros experimentais da topologia *SEPIC Half-Bridge*

Razão Cíclica Máxima	0,46
Razão Cíclica de Operação Nominal	0,44
Rendimento Estimado	85%
Indutor $L_{SEP(1)}$	3,2 mH
Indutor $L_{SEP(2)}$	194 μ H
Capacitor Intermediário C_A	12 nF
Capacitor de Barramento C_{BUS}	220 μ F

As formas de onda experimentais da entrada e as aplicadas à LFSE são apresentadas na Figura 6.9, considerando diferentes pontos de operação.

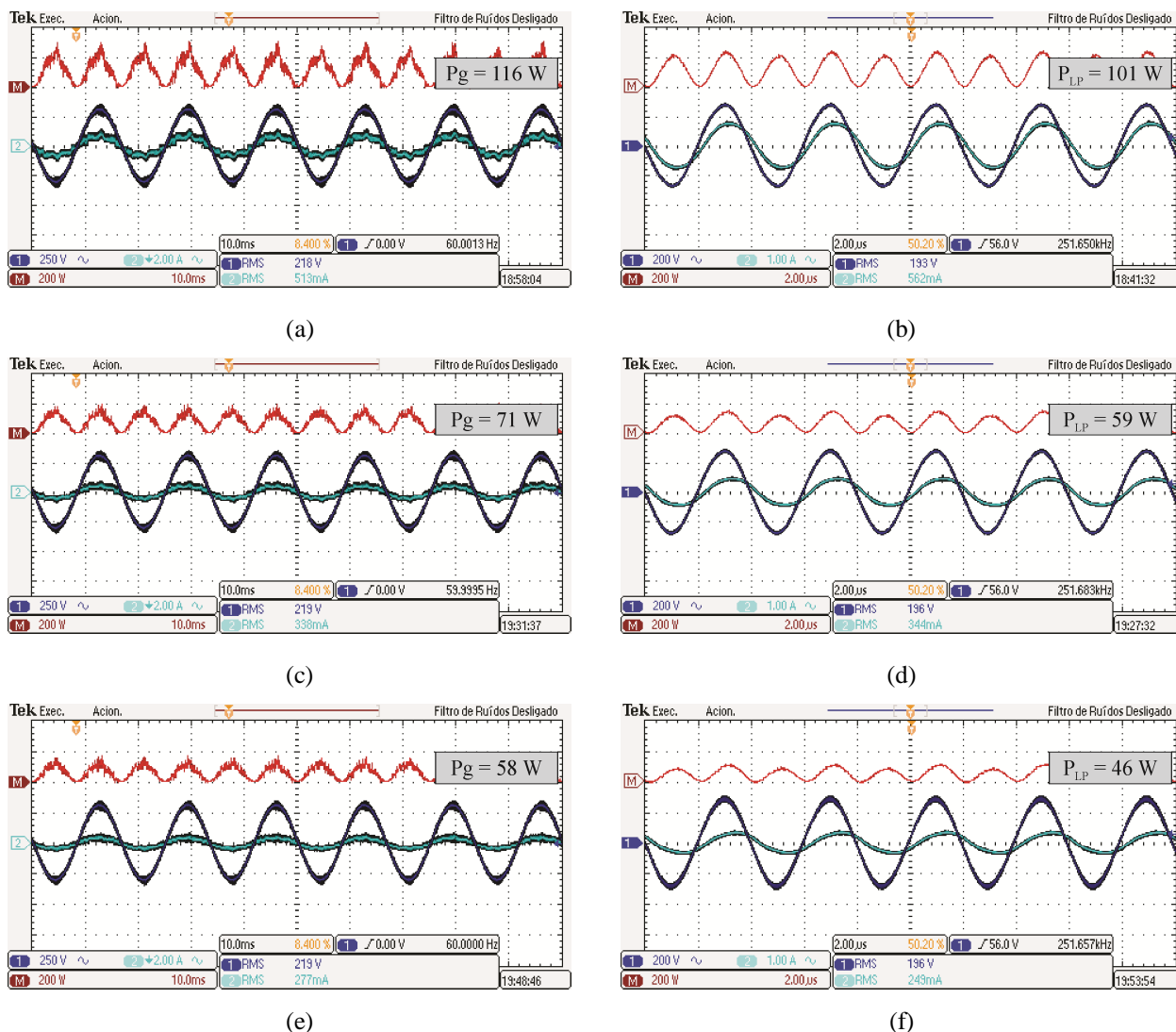


Figura 6.9 - Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (2 A/div.), *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. *Canal 1*: Tensão (200 V/div.), *Canal 2*: Corrente (1 A/div.). *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.).

A corrente através do diodo D_{SEP} é apresentada na Figura 6.10, onde se verifica que esta corrente vai à zero antes do próximo período de comutação. Com isto, caracteriza-se a operação em *DCM* da topologia.

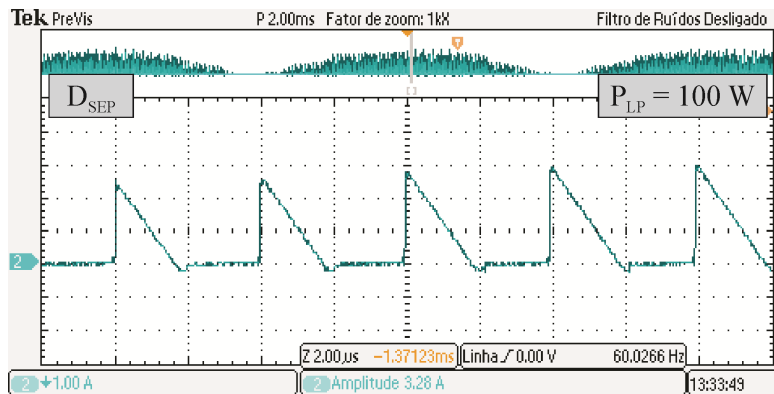


Figura 6.10 - Corrente no diodo D_{SEP} . Canal 2: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.)

O fator de potência obtido para este sistema, considerando a potência nominal da lâmpada, foi de 0,989, com uma THD de corrente em aproximadamente 14,9%. Para a menor potência do sistema, obteve-se um fator de potência de 0,992, associado a uma THD de 12,3%. A Figura 6.11 mostra graficamente o comportamento do fator de potência e da THD da corrente de entrada do sistema, para toda faixa de potência imposta à LFSE.

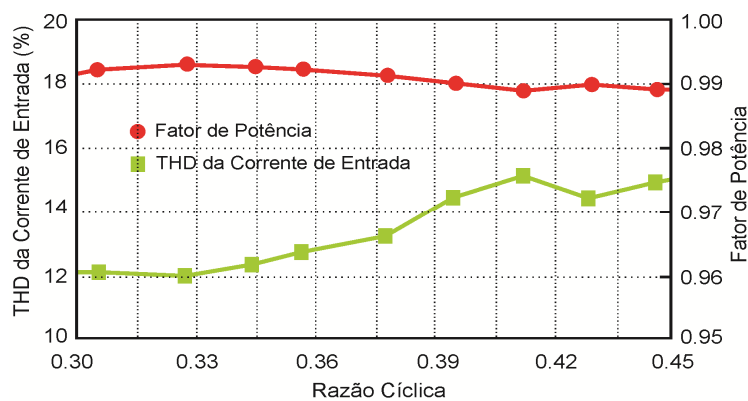


Figura 6.11 - Fator de potência e THD da corrente de entrada para diferentes razões cíclicas

O rendimento da topologia, para potência nominal da LFSE, foi de aproximadamente 87%. A Figura 6.12 apresenta a variação do rendimento da topologia *SEPIC Half-Bridge*, observa-se que o mesmo sofreu variações de até 6% do seu valor máximo.

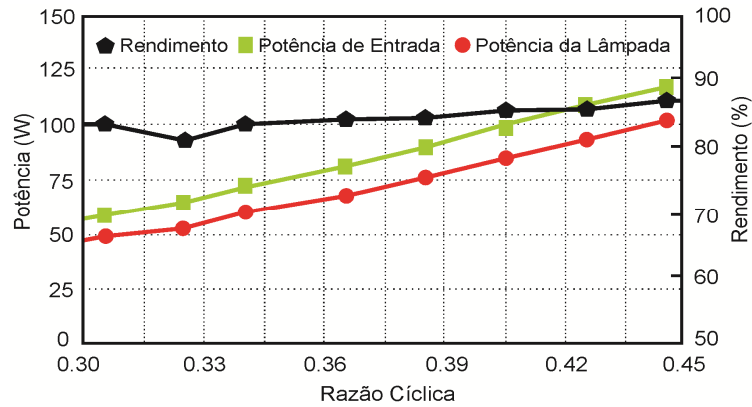


Figura 6.12 - Análise de rendimento e potências da topologia *SEPIC Half-Bridge* para diferentes razões cíclicas

Os esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ são apresentados na Figura 6.13. Para a topologia *SEPIC Half-Bridge*, caracterizada por uma integração por sobrecorrente, o máximo esforço de corrente sobre $S_{1,3}$ foi em torno de 3,8 A.

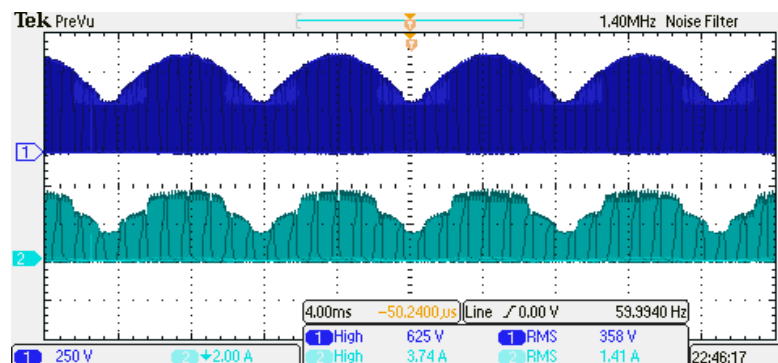


Figura 6.13 - Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (250 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.). Escala Horizontal: (4 ms/div.)

A Figura 6.14 apresenta a amplitude das harmônicas de corrente do sistema *SEPIC Half-Bridge*, para potência nominal, comparadas até a 39ª ordem contempladas pela norma IEC 61000-3-2. Conforme a análise dos resultados obtidos verifica-se que a topologia em questão está dentro das faixas delimitadas pela norma.

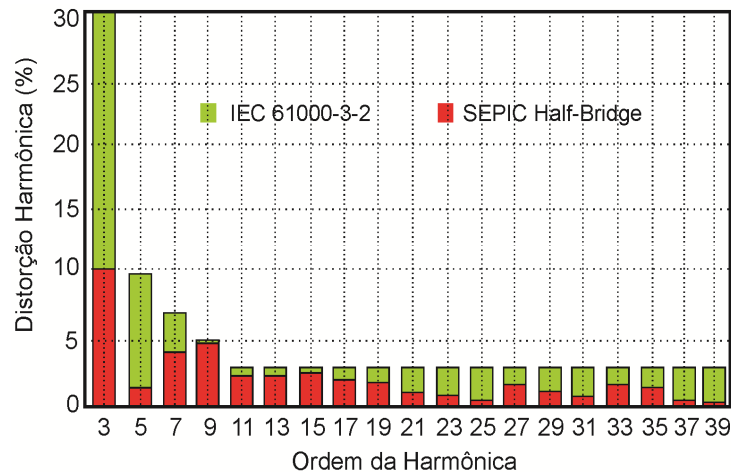


Figura 6.14 - Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia *SEPIC Half-Bridge* e a norma *IEC 61000-3-2*

6.5.3 Sistema *Ćuk Half-Bridge*

Os parâmetros experimentais empregados para o sistema *Ćuk Half-Bridge* são apresentados na Tabela 6.5. Conforme as demais topologias, o dimensionamento do sistema *Ćuk Half-Bridge* é baseado na metodologia de projeto do capítulo 5.

Tabela 6.5 - Parâmetros experimentais da topologia *Ćuk Half-Bridge*

Razão Cíclica Máxima	0,46
Razão Cíclica de Operação	0,44
Rendimento Estimado	75%
Indutor $L_{\acute{C}uk(1)}$	3,2 mH
Indutor $L_{\acute{C}uk(2)}$	185 μ H
Capacitor Intermediário C_A	12 nF
Capacitor de Barramento C_{BUS}	220 μ F

Por esta integração topológica caracterizar uma integração por sobretensão, perante análise dos dados técnicos dos componentes utilizados, estimou-se um rendimento na ordem de 75%.

As formas de onda experimentais da entrada e as aplicadas à LFSE são apresentadas na Figura 6.15, considerando diferentes pontos de operação.

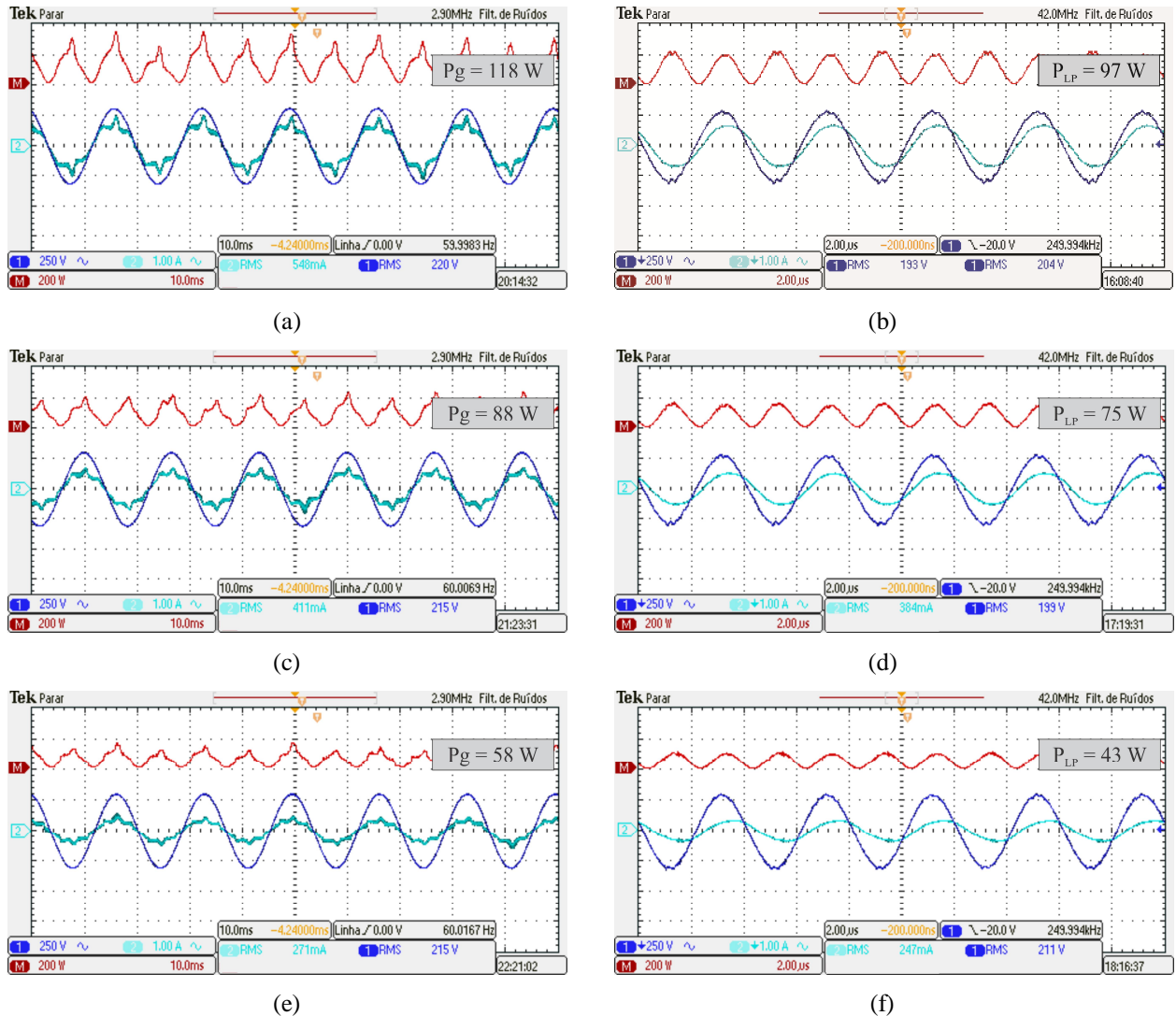


Figura 6.15 Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. Escala Horizontal: (2 μ s/div.). Todos: Canal 1: Tensão (250 V/div.), Canal 2: Corrente (1 A/div.). Canal M: Potência (200 W/div.)

A corrente do diodo D_{Cuk} é apresentada na Figura 6.16, onde se verifica que esta corrente vai à zero de forma a caracterizar a operação em *DCM* da topologia.

Considerando a potência nominal da LFSE, o fator de potência obtido para este sistema, foi de 0,983, com uma *THD* total de corrente em aproximadamente 15,3%. Para a menor potência do sistema, obteve-se um fator de potência de 0,979. A Figura 6.17 mostra graficamente o comportamento do fator de potência e da *THD* da corrente de entrada do sistema, para toda faixa de variação de potência imposta à lâmpada.

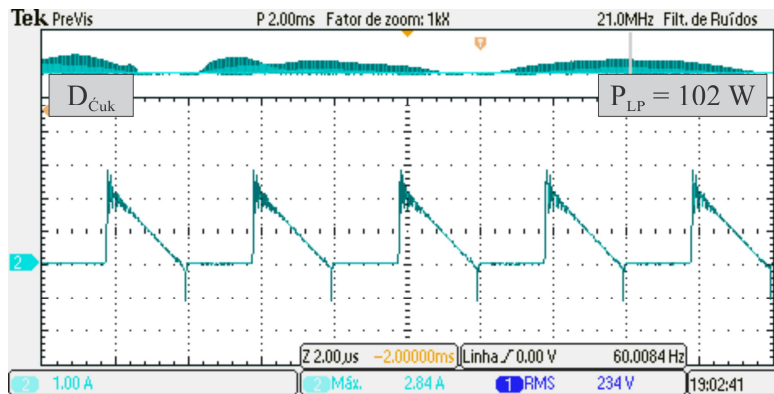


Figura 6.16 - Corrente do diodo D_{Cuk} . Canal 2: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 μs/div.)

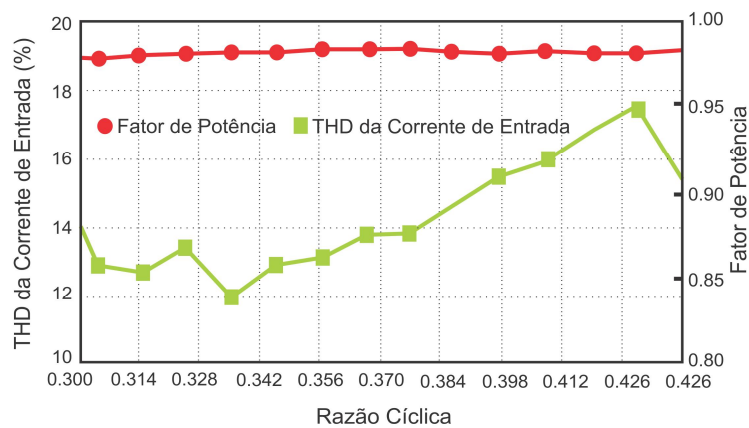


Figura 6.17 - Fator de potência e THD da corrente de entrada para diferentes razões cíclicas

O rendimento da topologia, para potência nominal da lâmpada, foi de aproximadamente 79%. A Figura 6.18 apresenta a variação do rendimento da topologia Cuk *Half-Bridge* para toda faixa de potência da LFSE.

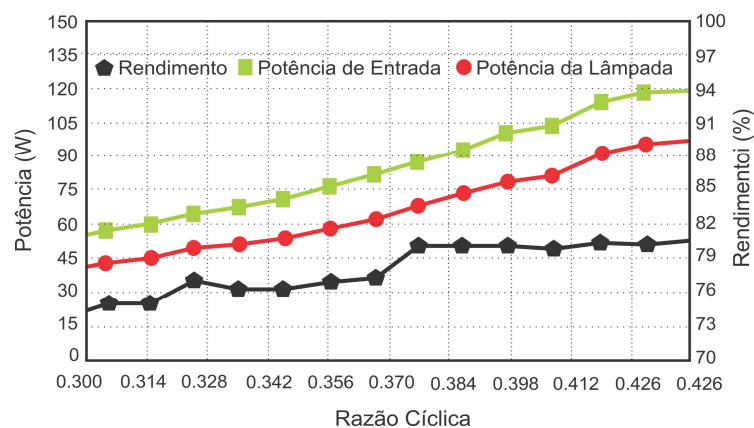


Figura 6.18 - Análise de potências e de rendimento da topologia Cuk *Half-Bridge* para diferentes razões cíclicas

Os esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ são apresentados na Figura 6.19. Para a topologia *Ćuk Half-Bridge*, caracterizada por uma célula de sobretensão, o máximo esforço de tensão sobre $S_{1,3}$ foi de aproximadamente 855 V.

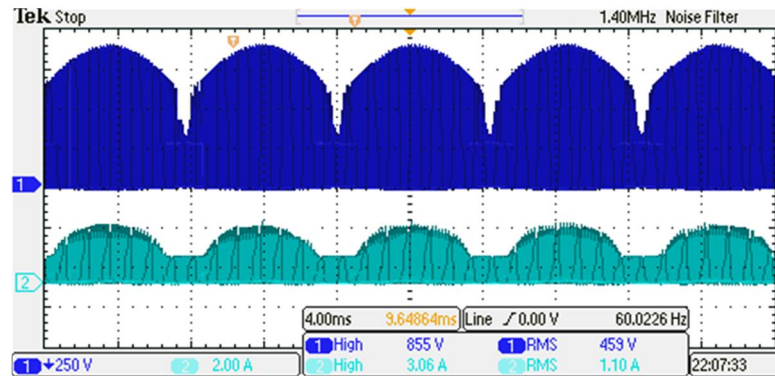


Figura 6.19 - Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (250 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.) Escala Horizontal: (4 ms/div.)

A Figura 6.20 apresenta a amplitude das harmônicas de corrente do sistema *Ćuk Half-Bridge*, comparadas até a 39ª ordem contempladas pela norma IEC 61000-3-2. Conforme a análise da Figura 6.20, verifica-se que a topologia em questão atende a norma.

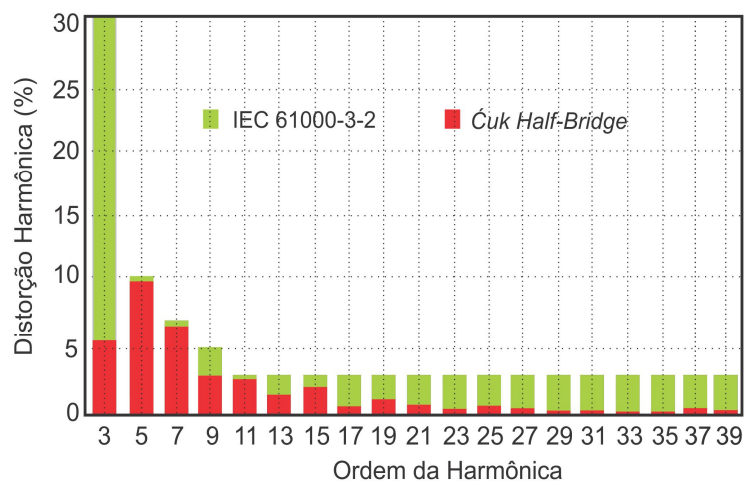


Figura 6.20 - Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia *Ćuk Half-Bridge* e a norma IEC 61000-3-2

6.5.4 Sistema Zeta Half-Bridge

O sistema *Zeta Half-Bridge* para o acionamento de LFSE foi projetado seguindo a metodologia apresentada no capítulo 5, baseada no modelo equivalente resistivo do conversor *PFC*, operando em condição *DCM*.

A Tabela 6.6 apresenta os parâmetros utilizados experimentalmente. Para esta topologia, por apresentar uma integração com características de sobretensão, estima-se um rendimento na ordem de 75%.

Tabela 6.6 - Parâmetros experimentais da topologia *Zeta Half-Bridge*

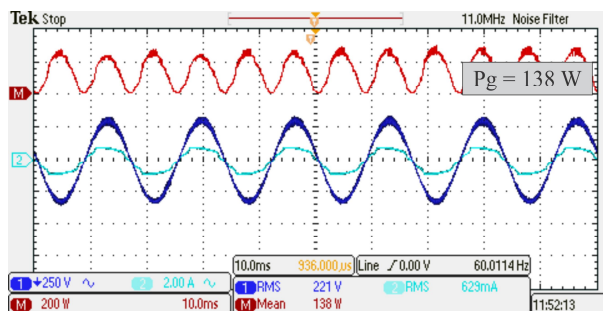
Razão Cíclica Máxima	0,46
Razão Cíclica de Operação Nominal	0,44
Rendimento Estimado	75%
Indutor $L_{Zet(1)}$	264 μ H
Indutor $L_{Zet(2)}$	264 μ H
Indutor de Filtro L_F	3,4 mH
Capacitor Intermediário C_Z	2,2 μ F
Capacitor de Filtro C_F	47 nF
Capacitor de Barramento C_{BUS}	220 μ F

A Figura 6.21 apresenta as formas de onda de tensão, corrente e potência de entrada e as aplicadas à lâmpada, considerando diferentes condições de potência na LFSE.

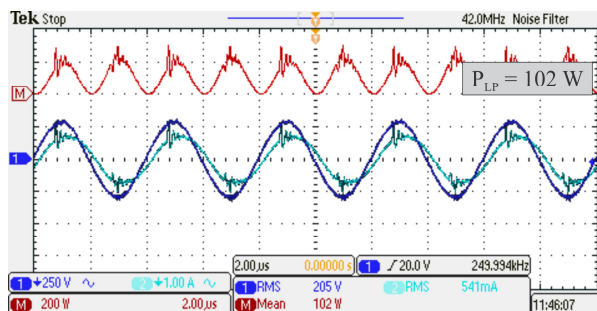
A corrente do diodo D_{Zet} é apresentada na Figura 6.22, onde se verifica que esta corrente vai à zero antes do próximo período de comutação do interruptor compartilhado $S_{1,3}$, caracterizando a operação em *DCM* da topologia.

O fator de potência obtido experimentalmente para este sistema foi de 0,989, com uma *THD* total de corrente em aproximadamente 10%, para potência nominal da LFSE. A Figura 6.23 mostra graficamente o comportamento do fator de potência e da *THD* da corrente de entrada do sistema, para toda faixa de variação de potência imposta à LFSE.

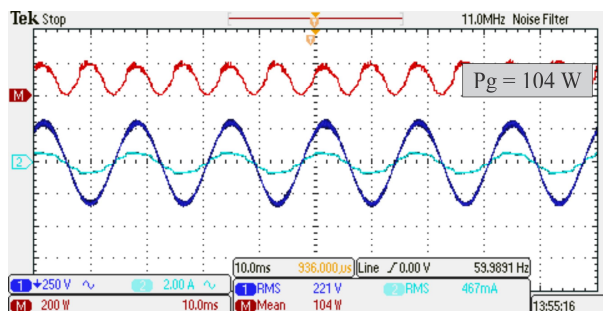
O rendimento da topologia, para potência nominal da LFSE, foi de aproximadamente 75%. A Figura 6.24 apresenta a variação do rendimento da topologia *Zeta-Bridge* para toda faixa de potência da LFSE.



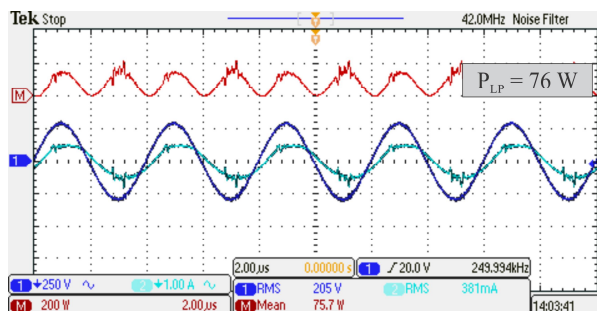
(a)



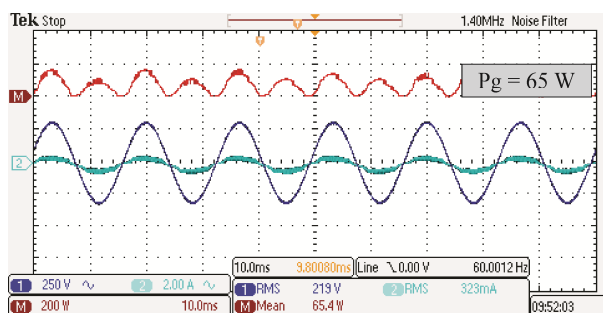
(b)



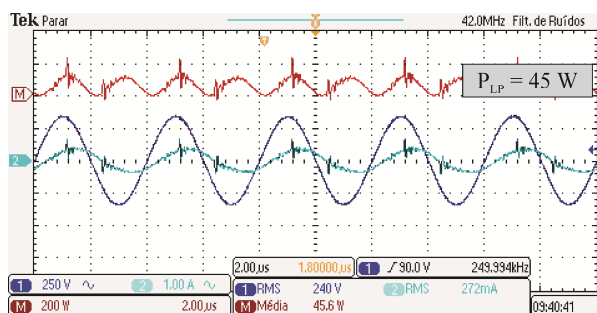
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 6.21 Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (2 A/div.), *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (1 A/div.), *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 µs/div.)

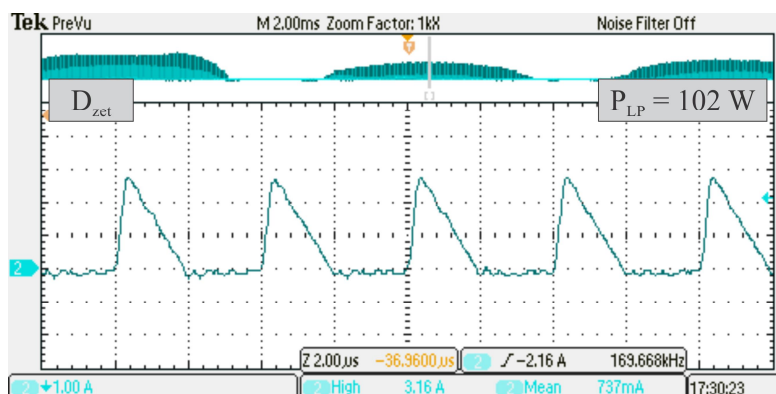


Figura 6.22 - Corrente do diodo D_{zet} . *Canal 2*: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 µs/div.)

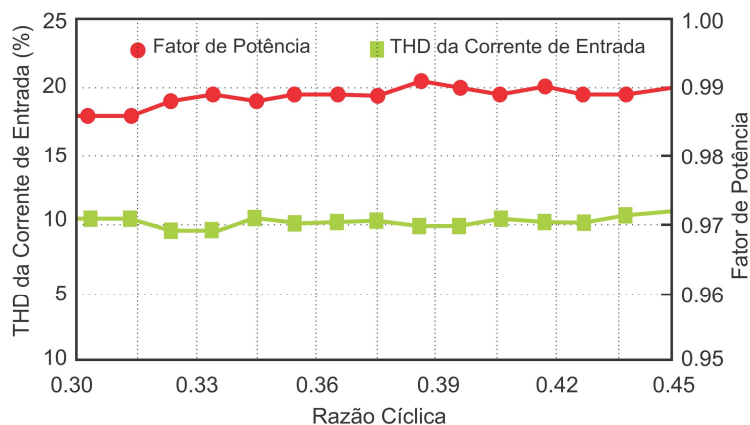


Figura 6.23 - Fator de potência e THD da corrente de entrada para diferentes razões cíclicas

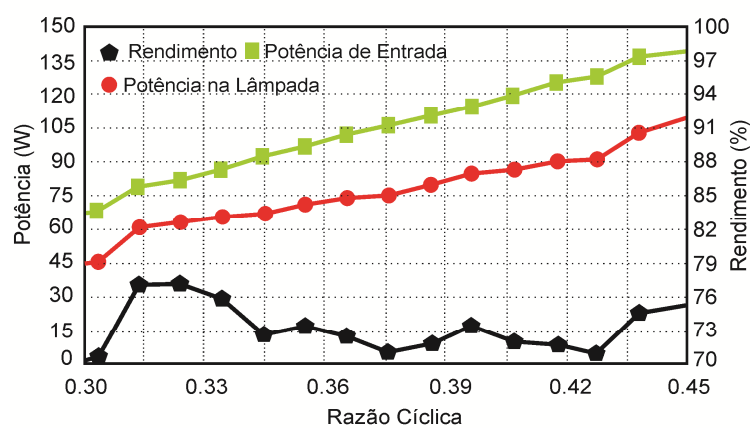


Figura 6.24 - Análise de potências e de rendimento da topologia *Zeta Half-Bridge* para diferentes razões cíclicas

Os esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ são apresentados na Figura 6.25. Para a topologia *Zeta Half-Bridge*, caracterizada por uma integração de sobretensão, o máximo esforço de tensão sobre $S_{1,3}$ foi de aproximadamente 860 V.

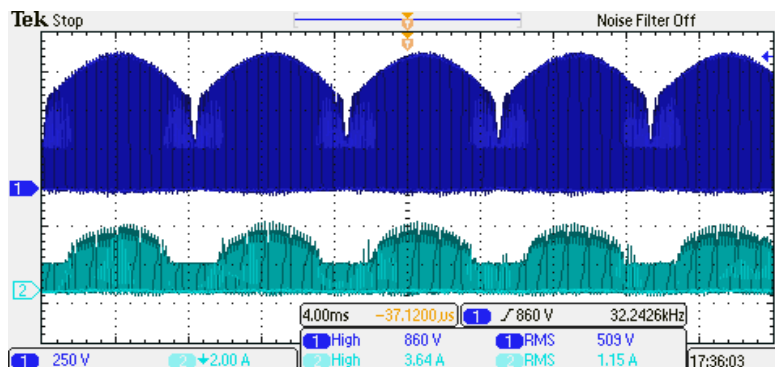


Figura 6.25 - Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (250 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.) Escala Horizontal: (4 ms/div.)

A Figura 6.26 apresenta a amplitude das harmônicas de corrente do sistema *Zeta Half-Bridge*, comparadas até a 39ª ordem contempladas pela norma *IEC 61000-3-2*. Conforme a análise da Figura 6.26, verifica-se que a topologia em questão está dentro das faixas delimitadas pela norma.

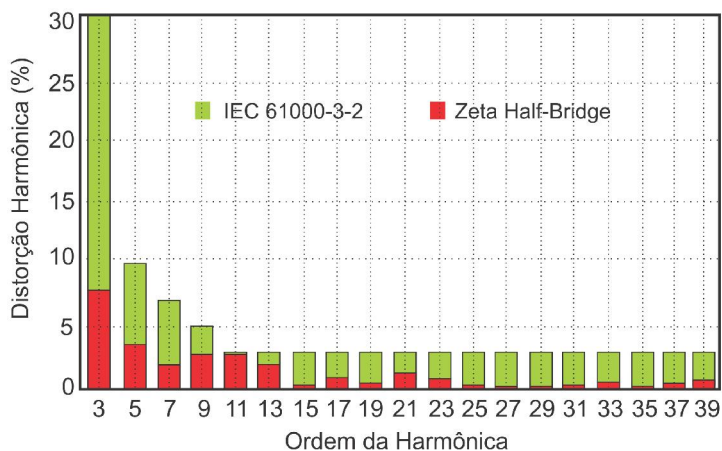


Figura 6.26 - Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia *Zeta Half-Bridge* e a norma *IEC 61000-3-2*

6.5.5 Sistema *Flyback Half-Bridge* (Sobretensão)

O sistema *Flyback Half-Bridge* (sobretensão) para o acionamento de LFSE foi projetado baseado no modelo equivalente resistivo do conversor *PFC*, operando em condição *DCM*.

A Tabela 6.7 apresenta os parâmetros utilizados experimentalmente. Para esta topologia, por apresentar uma integração com características de sobretensão, estima-se um rendimento na ordem de 75%.

Tabela 6.7 - Parâmetros experimentais da topologia *Flyback Half-Bridge*

Razão Cíclica Máxima	0,46
Razão Cíclica de Operação Nominal	0,44
Rendimento Estimado	75%
Indutor $L_{Fly(P)}$	126 μ H
Indutor $L_{Fly(S)}$	115 μ H
Indutor de Filtro L_F	3,4 mH
Capacitor de Filtro C_F	47 nF
Capacitor de Barramento C_{BUS}	220 μ F

A Figura 6.27 apresenta as formas de onda de tensão, corrente e potência de entrada e as aplicadas à lâmpada, considerando diferentes condições de potência na mesma.

A corrente do diodo D_{Fly} é apresentada na Figura 6.28, onde se verifica que esta corrente vai à zero antes do próximo período de comutação do interruptor compartilhado $S_{1,3}$, caracterizando a operação em *DCM* da topologia.

O fator de potência obtido experimentalmente para este sistema foi de 0,988, com uma *THD* de corrente de entrada em aproximadamente 13%, para potência nominal da lâmpada. A Figura 6.29 mostra graficamente o comportamento do fator de potência e da *THD* da corrente de entrada do sistema, para toda faixa de variação de potência imposta à LFSE.

O rendimento da topologia, para potência nominal da lâmpada, foi de aproximadamente 76%. A Figura 6.30 apresenta a variação do rendimento da topologia *Flyback Half-Bridge* para toda faixa de potência da LFSE.

Os esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado $S_{1,3}$ são apresentados na Figura 6.31. Para a topologia *Flyback Half-Bridge*, caracterizada por uma integração por sobretensão, o máximo esforço de tensão sobre $S_{1,3}$ foi de aproximadamente 865 V.

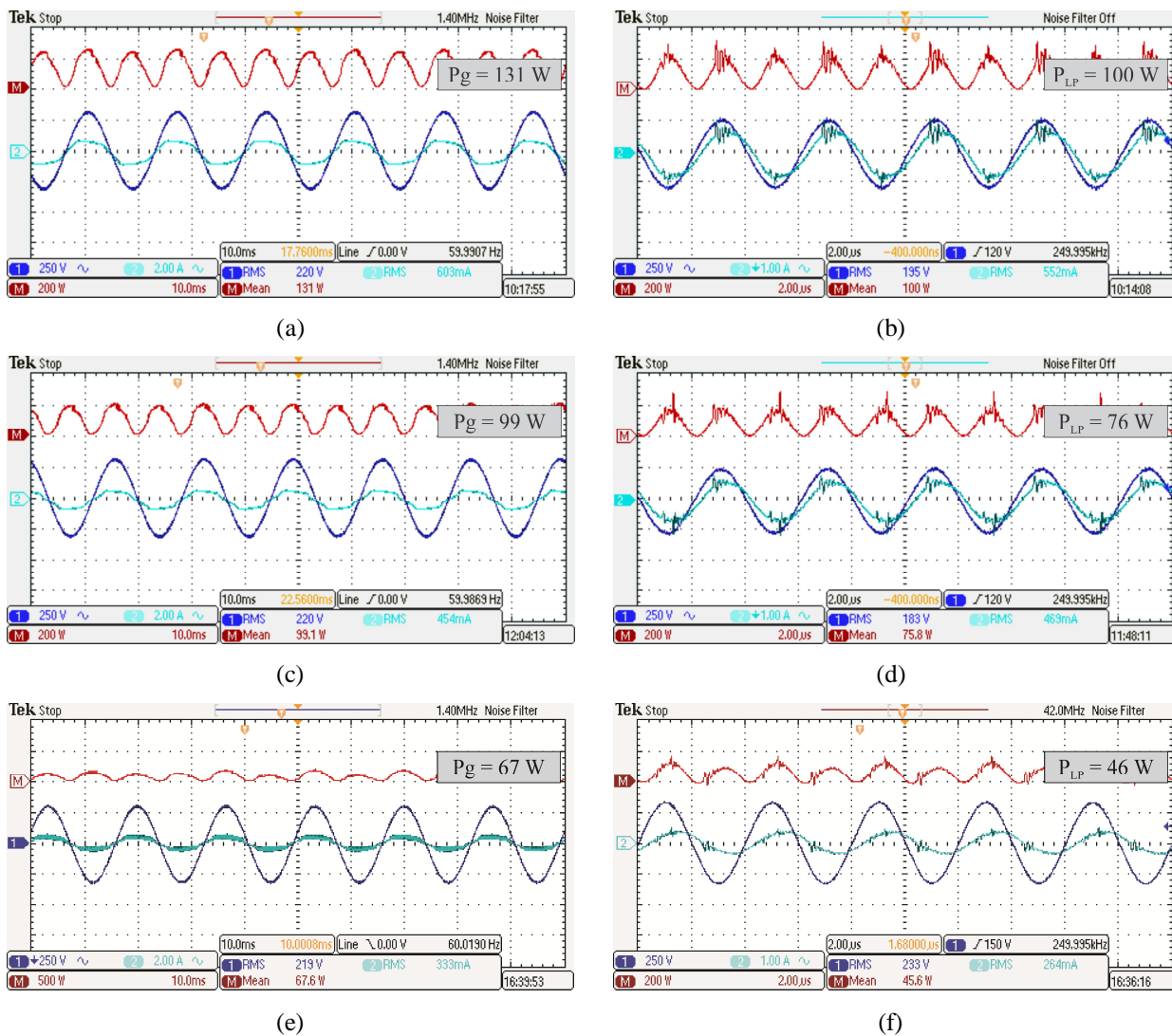


Figura 6.27 - Formas de onda experimentais. (a), (c) e (e) - Tensão, corrente e potência de entrada. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (2 A/div.), *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b), (d) e (f) – Tensão, corrente e potência na LFSE. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (1 A/div.), *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 µs/div.)

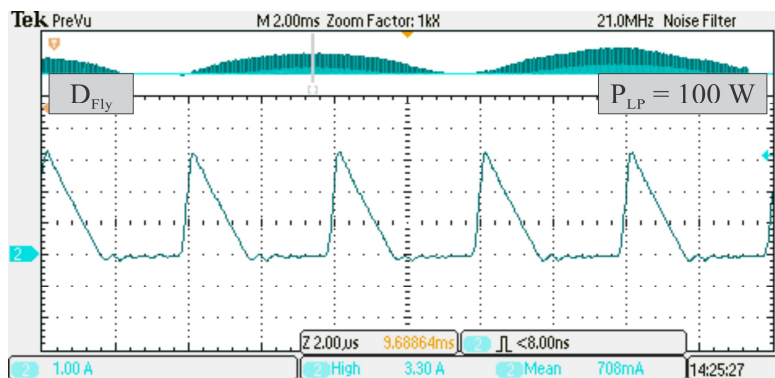


Figura 6.28 - Corrente do diodo D_{Fly} . *Canal 2*: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 µs/div.)

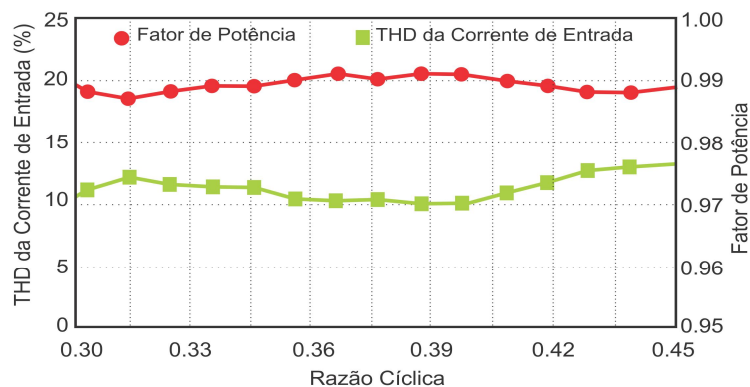


Figura 6.29 - Fator de potência e *THD* da corrente de entrada para diferentes razões cíclicas

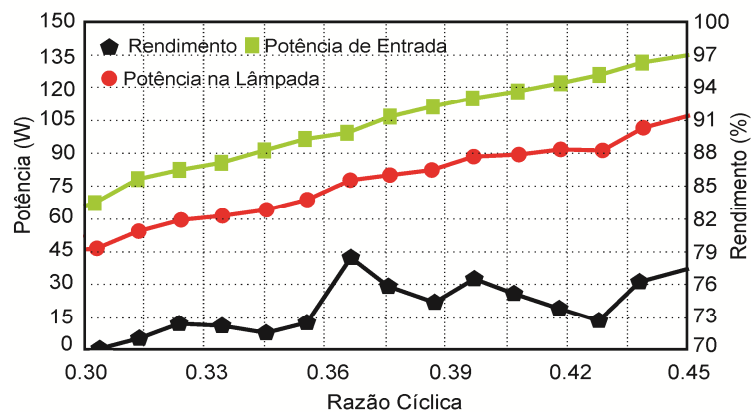


Figura 6.30 - Análise de potências e de rendimento da topologia *Flyback Half-Bridge ST* para diferentes razões cíclicas

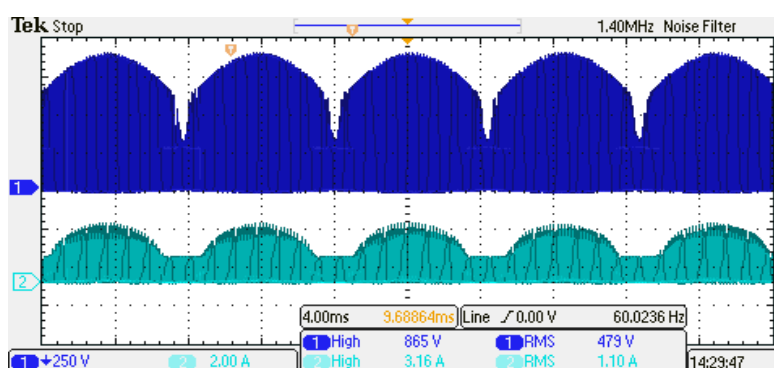


Figura 6.31 - Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (250 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.) Escala Horizontal: (4 ms/div.)

A Figura 6.32 apresenta a amplitude das harmônicas de corrente do sistema *Flyback Half-Bridge ST*, comparadas até a 39ª ordem contempladas pela norma IEC 61000-3-2. Conforme a análise da Figura 6.32, verifica-se que a topologia em questão atende a norma.

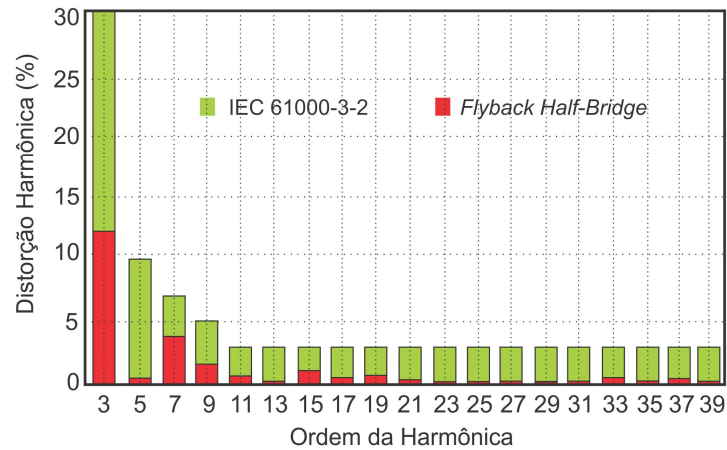


Figura 6.32 - Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia *Flyback Half-Bridge* e a norma IEC 61000-3-2

6.5.6 Sistema *Boost Half-Bridge*

Os parâmetros experimentais empregados para o sistema *Boost Half-Bridge* são apresentados na Tabela 6.8. Os elementos desta topologia, diferentemente das demais, foram projetados considerando uma tensão eficaz de entrada em 127 V, devido a característica elevadora de tensão do conversor *Boost*. Sendo a tensão de alimentação inferior, quando comparada com as demais topologias analisadas neste trabalho, o filtro de entrada é redimensionado seguindo a metodologia apresentado no capítulo 5.

A topologia *Boost Half-Bridge* caracteriza-se por uma integração por sobrecorrente. Com isso, perante a análise das características técnicas dos componentes utilizados, estimou-se um rendimento de aproximadamente 85%.

Tabela 6.8 - Parâmetros experimentais da topologia *Boost Half-Bridge*

Razão Cíclica Máxima	0,32
Razão Cíclica de Operação	0,30
Rendimento Estimado	85%
Indutor L_{Boost}	61 μ H
Indutor de Filtro L_F	2,2 mH
Capacitor de Filtro C_F	68 nF
Capacitor de Barramento C_{BUS}	220 μ F

Considerando o valor de 270 V para tensão de barramento e ao mesmo tempo considerando uma tensão eficaz de entrada de 127 V, a utilização de uma razão cíclica de 0,44 torna-se impraticável. Devido a isso, a razão cíclica de operação nominal do interruptor compartilhado foi definida em 0,30. Para a topologia *Boost Half-Bridge*, não foi aplicada nenhuma técnica de controle de potência na LFSE, visto que este valor de razão cíclica já fica próximo ao limite de descontinuidade da corrente do filtro ressonante. O interruptor S_2 se manterá com razão cíclica fixa (0,44).

As formas de onda experimentais de tensão, corrente e potência da entrada e as aplicadas à LFSE, são apresentadas na Figura 6.33.

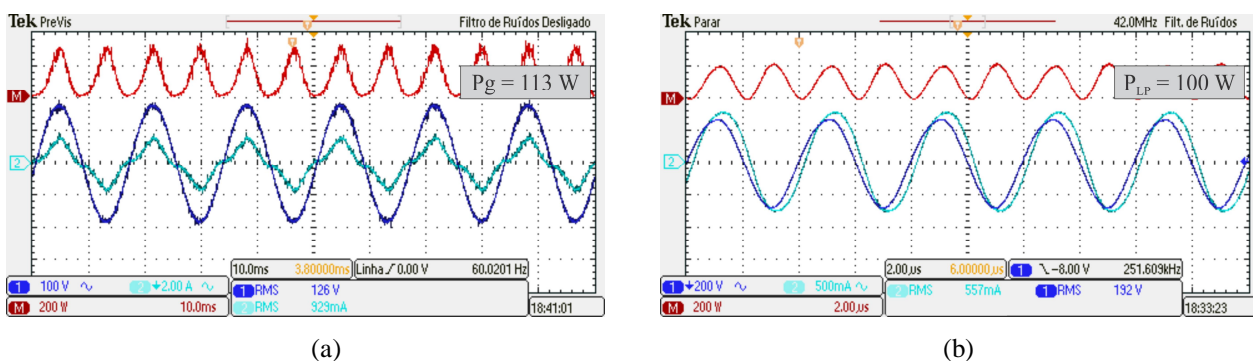


Figura 6.33 - Formas de onda experimentais. (a) - Tensão, corrente e potência de entrada. *Canal 1*: Tensão (100 V/div.), *Canal 2*: Corrente (2 A/div.), *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b) - Tensão, corrente e potência na LFSE. *Canal 1*: Tensão (200 V/div.), *Canal 2*: Corrente (500 mA/div.). *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 µs/div.)

A corrente do diodo D_{Boost} é apresentada na Figura 6.34, onde se verifica que esta corrente vai naturalmente à zero, com isso caracteriza-se a operação em *DCM* da topologia.

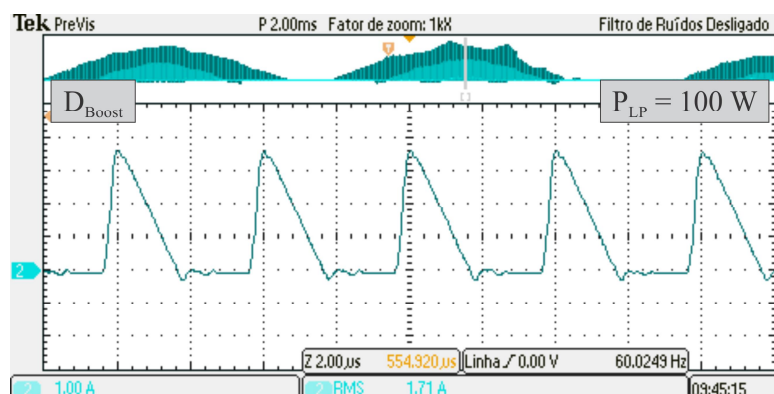


Figura 6.34 - Corrente do diodo D_{Boost} . *Canal 2*: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (2 µs/div.)

O fator de potência obtido experimentalmente para este sistema foi de 0,963, com uma *THD* de corrente de entrada em aproximadamente 25%. O rendimento alcançado com a topologia *Boost Half-Bridge* foi de 88%.

A Figura 6.35 apresenta os esforços de tensão e corrente sobre o interruptor compartilhado $S_{1,3}$. Para a topologia *Boost Half-Bridge*, caracterizada por uma integração de sobrecorrente, o máximo esforço de corrente sobre $S_{1,3}$ foi de aproximadamente 5,1 A.

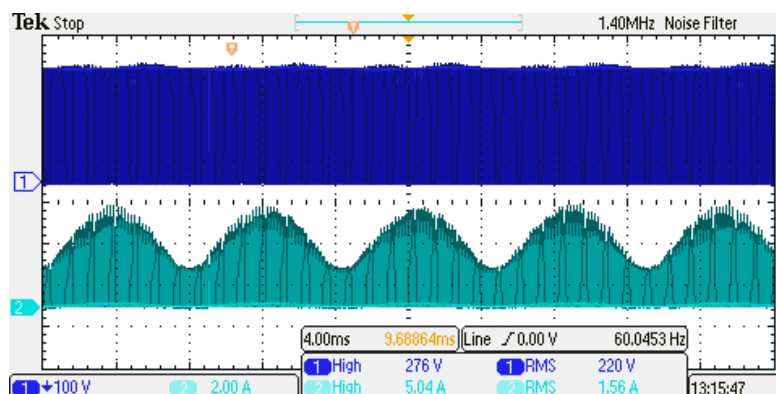


Figura 6.35 - Tensão e corrente sobre o interruptor $S_{1,3}$. Canal 1: Tensão (100 V/div.). Canal 2: Corrente (2 A/div.). Escala Horizontal: (4 ms/div.)

A Figura 6.36 apresenta a amplitude das harmônicas de corrente do sistema *Boost Half-Bridge*, comparadas até a 39ª ordem contempladas pela norma *IEC 61000-3-2*. Verifica-se que a topologia em questão está dentro das faixas delimitadas pela norma.

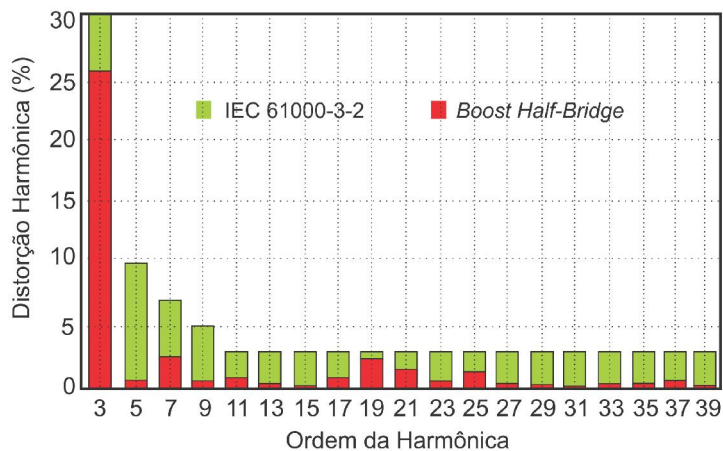


Figura 6.36 - Amplitude das harmônicas da corrente de entrada da topologia *Boost Half-Bridge* e a norma *IEC 61000-3-2*

6.6 Formas de Onda Durante a Ignição da LFSE

O processo de partida (ignição) das LFSEs baseia-se na aplicação de uma elevada tensão à mesma, de tal forma a dar início à descarga elétrica. Conforme analisado no capítulo 3, o filtro ressonante do estágio *PC* é o circuito responsável por garantir essa elevada tensão.

As Figuras 6.37 e 6.38 apresentam, respectivamente, as formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada durante o instante de partida, onde se observa um valor máximo de tensão na ordem de aproximadamente 1,66 kV, com uma corrente de pico entorno de 3,36 A.

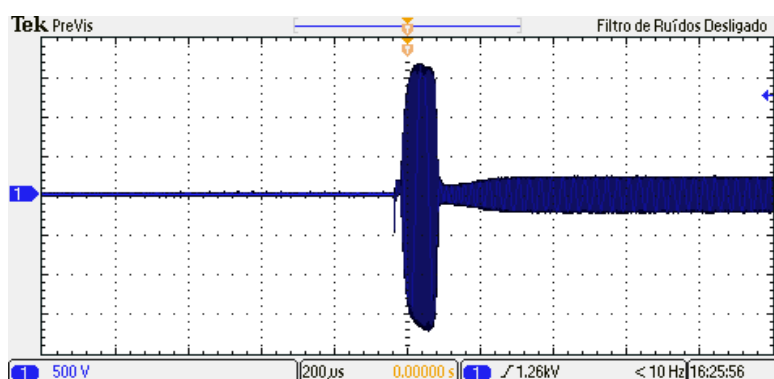


Figura 6.37 - Tensão na LFSE durante a partida. *Canal 1*: Tensão (500 V/div.). Escala Horizontal: (200 μ s/div.)

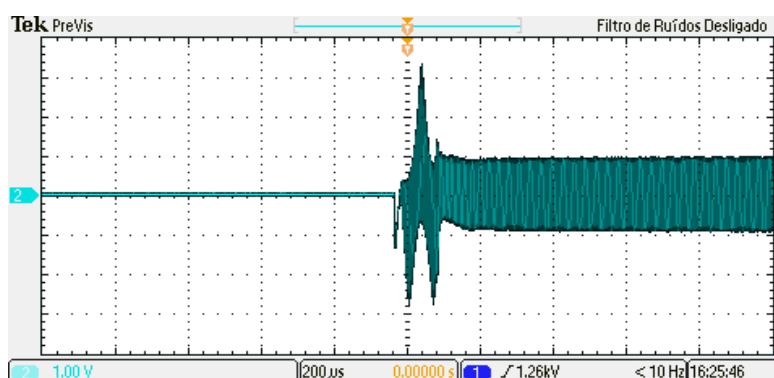


Figura 6.38 - Corrente na LFSE durante a partida. *Canal 2*: Corrente (1 A/div.). Escala Horizontal: (200 μ s/div.)

Apesar da elevada potência instantânea durante a partida, a mesma dificilmente danificará o sistema eletrônico devido ao pequeno tempo de ignição. Na LFSE analisada o tempo de ignição foi entorno de 160 μ s, o que representa cerca de 40 períodos de comutação, para entrar praticamente em regime permanente de operação. Cabe salientar que, caso haja instantes de re-ignição da LFSE, os valores de tensão e corrente aplicadas à mesma sofrem

alterações, mudando também o tempo da resposta transitória. Um dos fatores limitantes da tensão de partida são as características de saturação dos núcleos magnéticos da lâmpada.

6.7 Comparativo Final

Esta seção tem o objetivo de reunir os resultados experimentais dos sistemas eletrônicos desenvolvidos, com o intuito de analisar o comportamento dos mesmos. Os pontos de comparação estão relacionados ao índice de rendimento, *THD* da corrente de entrada e fator de potência.

O rendimento de um sistema eletrônico é um dos principais fatores determinantes na viabilidade ou não do mesmo. A Figura 6.39 apresenta o comportamento do rendimento, para potência nominal da lâmpada, dos sistemas analisados neste trabalho. Nos resultados de rendimento de todas as topologias não foi considerado o consumo dos circuitos de acionamento dos interruptores controlados (*drivers*).

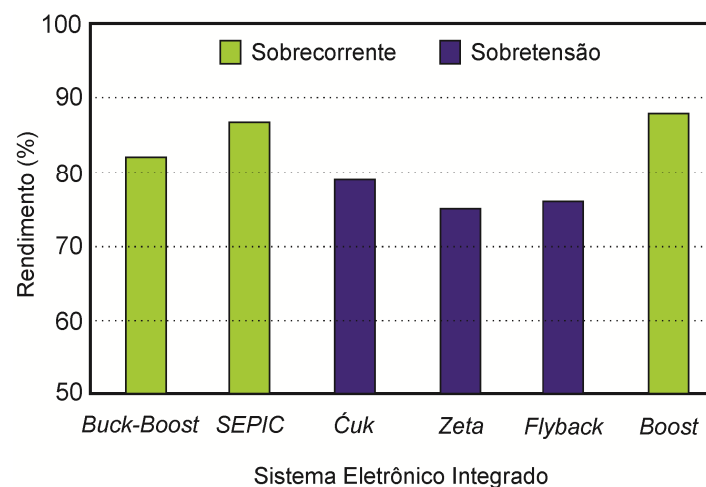


Figura 6.39 - Rendimento obtido para os diferentes sistemas eletrônicos analisados

De acordo com a Figura 6.39, as topologias de integrações por sobretensão apresentaram os menores índices de rendimento. Este fato é justificável devido ao elevado nível de tensão aplicado ao interruptor compartilhado. Essa sobretensão, associada à alta frequência, torna as perdas de comutação extremamente significativas, sendo que nos sistemas analisados representa matematicamente próximo de 93% das perdas totais do interruptor compartilhado.

Outro ponto da análise refere-se à *THD* da corrente de entrada. Este valor representa a medida do grau de distorção da corrente em relação a sua fundamental senoidal. A Figura 6.40 apresenta a *THD* da corrente de entrada obtida para dos diferentes sistemas eletrônicos desenvolvidos em potência nominal da LFSE.

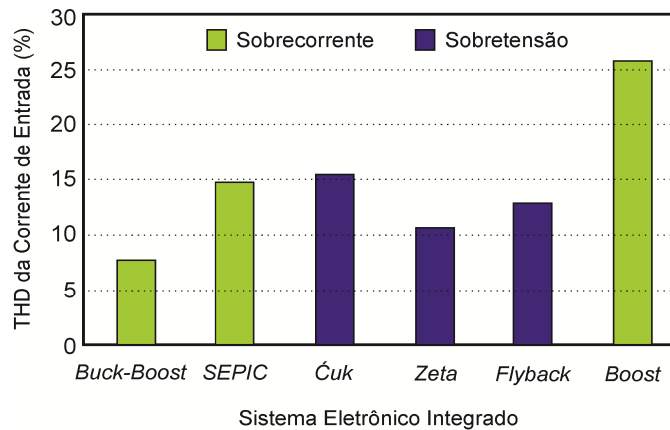


Figura 6.40 - *THD* da corrente de entrada obtido para os diferentes sistemas eletrônicos analisados

A topologia *Boost Half-Bridge* apresentou a maior *THD* da corrente de entrada. Este resultado já era esperado, visto que a topologia *Boost* possui intrinsecamente, harmônicas de baixa frequência na corrente de entrada, por ter sido dimensionado para uma razão cíclica fixa e de menor valor. Apesar disso, a topologia atendeu a norma *IEC 61000-3-2* quanto à amplitude do conteúdo harmônico, assim como todas as demais topologias estudadas. Observa-se também que as topologias *SEPIC* e *Ćuk*, mesmo sem filtro de *EMI*, os valores de *THD* ficam próximos as topologias *Zeta* e *Flyback*.

A Figura 6.41 apresenta o comportamento do fator de potência para as topologias analisadas. O circuito *Boost*, devido à elevada taxa de distorção da corrente de entrada, apresentou o menor fator de potência, contudo, mantendo-se dentro da norma, assim como todas as demais topologias estudadas.

Baseado nas análises de rendimento, *THD* e fator de potência apresentadas anteriormente, observa-se que as topologias fundamentadas em integração por sobrecorrente exibem as menores perdas de energia, associado a valores satisfatórios de *THD* e fator de potência.

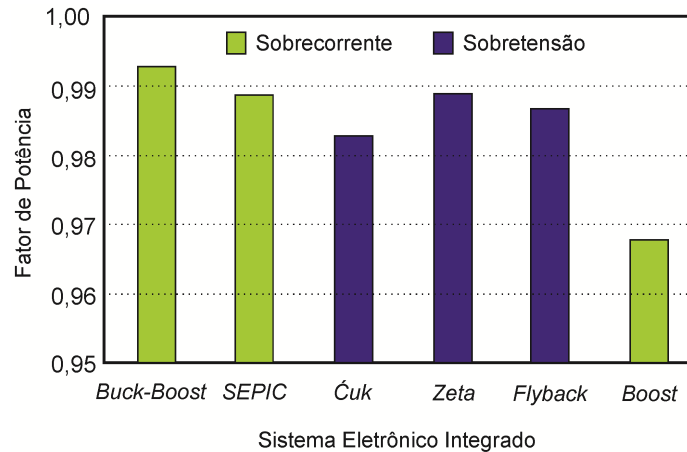


Figura 6.41 - Fator de potência obtido para os diferentes sistemas eletrônicos analisados

Entre as topologias com CIL analisadas, conclui-se que os sistemas eletrônicos com característica de sobrecorrente, são mais viáveis para o acionamento das LFSE. Em relação a estas topologias, o sistema *SEPIC Half-Bridge* apresentou os melhores resultados.

Assim, visando ampliar a análise comparativa, foi desenvolvida experimentalmente a topologia *SEPIC* não integrada, onde o estágio *PFC* foi projetado para uma frequência de operação de 40 kHz. Porém, o estágio inversor *Half-Bridge* continua sendo comutado a 250 kHz, frequência de operação da LFSE. Tanto a tensão de barramento quanto os elementos do filtro LCC foram considerados os mesmo para efeitos de comparação. Por tratar-se de um sistema não integrado, onde não há esforços extras de corrente ou tensão sobre os interruptores, estimou-se um rendimento de 90%.

A Tabela 6.9 mostra os parâmetros experimentais da topologia *SEPIC* com inversor *Half-Bridge* não integrado. As formas de onda experimentais de tensão, corrente e potência da entrada e as aplicadas à LFSE, são apresentadas na Figura 6.42.

Tabela 6.9 - Parâmetros experimentais da topologia *SEPIC* não integrado

Razão Cíclica Máxima	0,46
Razão Cíclica de Operação Nominal	0,44
Rendimento Estimado	90%
Indutor $L_{SEP(1)}$	9,3 mH
Indutor $L_{SEP(2)}$	1,2 mH
Capacitor Intermediário C_A	68 nF
Capacitor de Barramento C_{BUS}	220 μ F

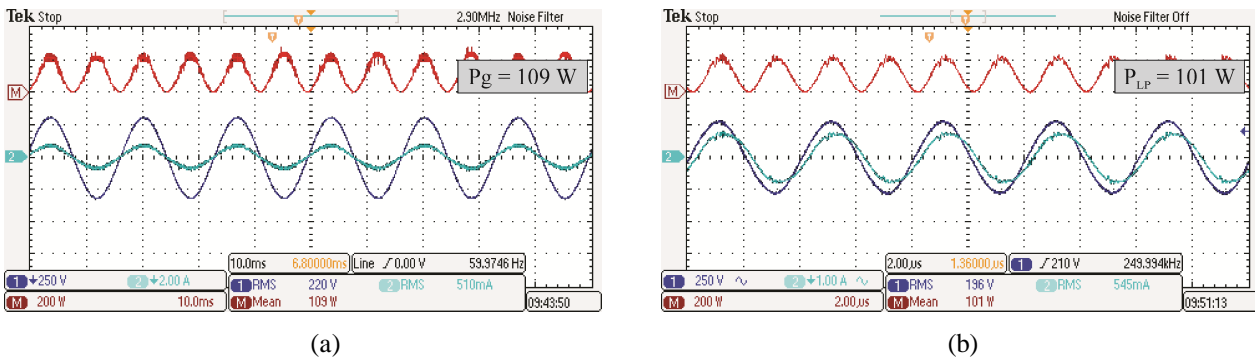


Figura 6.42 - Formas de onda experimentais. (a) - Tensão, corrente e potência de entrada. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (2 A/div.), *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (10 ms/div.). (b) - Tensão, corrente e potência na LFSE. *Canal 1*: Tensão (250 V/div.), *Canal 2*: Corrente (1 A/div.). *Canal M*: Potência (200 W/div.). Escala Horizontal: (2 μ s/div.)

A Figura 6.43 apresenta o comparativo de rendimento, *THD* da corrente de entrada e fator de potência entre as topologias *SEPIC Half-Bridge* integrado e *SEPIC* com inversor *Half-Bridge* não integrado.

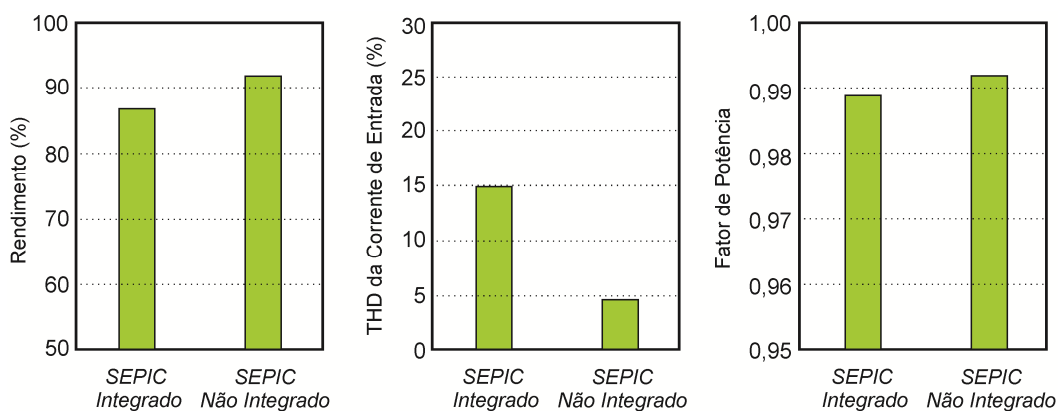


Figura 6.43 - Comparativo entre as topologias *SEPIC* integrado e não integrado ao inversor *Half-Bridge*

O rendimento obtido para a topologia não integrada foi 4% maior que da topologia integrada. Isto representa que o compartilhamento de um interruptor entre dois estágios acarreta em maiores perdas de energia. Além disso, devido a frequência de operação do estágio *PFC* não integrado, a *THD* da corrente de entrada foi menor, resultado em um aumento do fator de potência do sistema. Em valores absolutos o rendimento, a *THD* e o fator de potência obtido foram, respectivamente, 92%, 4,7% e 0,998.

Com isso, é possível afirmar que a técnica de integração representa uma efetiva diminuição dos componentes ativos dos circuitos. Contudo, tal técnica trouxe como desvantagens um acréscimo de perdas, devido a maior frequência de operação dos indutores do *PFC* e devido as maiores perdas de comutação e/ou condução do interruptor compartilhado. Dessa forma o rendimento das topologias não integradas tende a ser maior, porém com um acréscimo no número de componentes do conversor e circuito de acionamento dos mesmos. Cabe ao projetista definir a viabilidade técnica de usar ou não a metodologia de integração. Para isso, o mesmo terá que ponderar quais fatores deverão ser tomados como relevante em sua escolha. Caso a prioridade seja diminuir os circuitos de acionamento bem como o número de interruptores controlados o projetista deve optar pela integração. Caso, por exemplo, o rendimento seja o principal foco do projetista, o mesmo deve optar pela não integração.

A Figura 6.44 apresenta a LFSE ICETRON/ENDURA – 100 W, operando em regiões aproximadas a máxima e a mínima potência.



$P_{LP} \approx 100 \text{ W}$



$P_{LP} \approx 44 \text{ W}$

Figura 6.44 - Fotos da operação da lâmpada em pontos, aproximados, de máxima e mínima potência

6.8 Dificuldades Encontradas Durante o Desenvolvimento Experimental

O projeto e o desenvolvimento experimental das topologias analisadas neste trabalho, sempre tiveram como objetivo alcançar o bom desempenho dos protótipos. Inicialmente a dificuldade foi na falta de informações dos parâmetros elétricos específicos da LFSE ENDURA. Os raros artigos que trabalhavam com esse tipo de lâmpada apresentavam poucos parâmetros elétricos. Após, ao longo desse desenvolvimento experimental, deparou-se com dificuldades relacionadas, principalmente, com a frequência de operação do sistema. Em alta frequência há, inerentemente, uma influência maior das capacitâncias parasitas dos elementos

do circuito.

Tais capacitâncias parasitas, presentes nos componentes semicondutores, provocam uma série de problemas em circuito que operam em *DCM*. Por exemplo, tais problemas ocorrem quando a corrente no diodo de saída, do estágio *PFC*, vai à zero (Koen de Gusseme, 2007). Neste instante, criam-se malhas de ressonância entre os capacitores intrínsecos dos semicondutores e os elementos indutivos das topologias. Estes circuitos ressonantes podem ocasionar sobretensão nos diodos de retificação, bem como distorcer a corrente de entrada.

Uma forma para amenizar este efeito, consiste na mudança da frequência do circuito ressonante. Esta frequência deve ser ajustada para valores inferiores a de operação do estágio *PFC*, de tal forma que, em um período de comutação, não represente influências significativas no circuito.

Durante as montagens práticas, observou-se que a adição de um diodo série ao circuito representou a redução dos picos de tensão sobre os diodos da retificação, visto que se insere um componente ao divisor de tensão. Entretanto, com a adição de um capacitor de filtro, em paralelo com a tensão retificada, os picos de tensão tornaram-se desprezíveis. Isto se deve ao fato que, com a adição do capacitor paralelo a retificação, ocorreu a redução da frequência de ressonância do circuito, diminuindo oscilações significativas durante um período de comutação. Esta mudança de frequência representou também a diminuição das distorções da corrente de entrada.

Outra análise constatada experimentalmente refere-se à influência do capacitor intermediário nos circuitos *SEPIC*, *Ćuk* e *Zeta*. A metodologia de operação *DCM*, onde o estágio *PFC* pode ser representado através de um circuito equivalente, tem como princípio que a transferência de energia para o elemento indutivo seja dada pela tensão de entrada $|V_G|$. Entretanto, para os sistemas eletrônicos com a presença de dois elementos indutivos a transferência de energia para um deles se dá por meio do capacitor intermediário. Assim, pequenas variações de tensão neste elemento, no período de comutação, podem representar acréscimos de potência ao circuito. Caso isso ocorra, há a necessidade de se realizar pequenos ajustes nos valores de indutância dos elementos, visando compensar o acréscimo de potência proporcionado pela variação de tensão de tal capacitor intermediário.

6.9 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais das topologias propostas para o acionamento da LFSE. Tais topologias demonstraram comportamento satisfatório, atendendo os parâmetros estipulados em projeto. O controle de intensidade luminosa demonstrou-se eficiente, obtendo variações médias da potência da LFSE entre 100 W e 44 W. Tais valores equivalem aos limites teóricos, analisados no capítulo 4.

As exigências quanto ao limite das componentes harmônicas da corrente de entrada foram atingidas para todos os circuitos, além do fator de potência acima da normativa que regulamenta o mesmo.

Em relação à análise dos rendimentos médios das topologias integradas, conclui-se que o sistema eletrônico *SEPIC Half-Bridge* obteve as menores perdas de energia, associado a valores satisfatórios de *THD* e fator de potência. Com isso, visando ampliar a gama de comparações, desenvolveu-se experimentalmente a topologia *SEPIC Half-Bridge* não integrada. Nesta configuração, obteve-se um rendimento 4% superior a topologia integrada, atendendo também as normas vigentes.

Portanto, a escolha da melhor topologia a ser empregada deve estar aliada a uma análise criteriosa de todos os parâmetros, dependendo, fundamentalmente, das especificações do projeto. Logo, cabe ao projetista determinar a melhor opção para o desenvolvimento experimental, priorizando o rendimento ou o número de componentes das topologias finais. Para um rendimento elevado, opta-se pelo emprego de topologias não integradas. Contudo, para topologias onde o número de interruptores controlados seja relevante, o projetista deve optar pelo emprego de sistemas integrados.

CONCLUSÃO GERAL

A preocupação com o desenvolvimento de uma sociedade sustentável ainda tem sido uma das principais metas para a comunidade científica. Neste contexto, enquadra-se o emprego de sistemas de iluminação eficientes e de longa vida útil. Viu-se nesse estudo que, dentre os sistemas de iluminação, as lâmpadas fluorescentes sem eletrodos apresentam a maior vida útil, associada a uma baixa depreciação do fluxo luminoso. Contudo, ainda são pouco difundidas técnica e comercialmente. Este trabalho visou desenvolver uma família de reatores eletrônicos, operando em alta frequência, para o acionamento de LFSE, empregando as técnicas de integração de conversores e de controle de potência.

Com o objetivo de oferecer todas as condições necessárias para o funcionamento da lâmpada, analisaram-se as características construtivas, elétricas e luminotécnicas da mesma. Baseado em tais características, desenvolveu-se também uma metodologia para alcançar o modelo elétrico equivalente, capaz de descrever o comportamento estático das LFSE. Tal metodologia do modelo leva em consideração, não apenas a variação da resistência equivalente da lâmpada, mas também as variações das características reativas da mesma. Além disso, foi possível determinar não somente o comportamento da LFSE, como também definir as perdas de energia relacionadas aos núcleos magnéticos. O modelo desenvolvido obteve resultados amplamente satisfatórios, com erros médios na ordem de 2%.

A partir da definição do comportamento da LFSE analisada, iniciou-se o estudo dos circuitos eletrônicos para o acionamento da mesma. Tais circuitos foram constituídos, basicamente, por dois estágios distintos: *PFC* e *PC*. Visando a diminuição do número de componentes ativos dos circuitos, foi proposta a integração entre tais estágios. As topologias finais, desenvolvidas experimentalmente, foram capazes de proporcionar todas as condições para o funcionamento da lâmpada, bem como atender as normas quanto ao fator de potência e ao nível de componentes harmônicas injetadas na rede. Os circuitos *SEPIC* e *Ćuk* atenderam as referidas normas sem o uso de filtro de entrada. Porém cabe salientar que reduzir o espectro harmônico da corrente drenada da rede, em alta frequência, não garante que o conversor atenda as normas de *EMI*. Em relação ao rendimento das topologias, os circuitos com características de sobretensão no interruptor compartilhado (*Zeta*, *Ćuk* e *Flyback*), apresentaram os menores rendimentos médios, cerca de 76%. Este fato é justificável devido a

elevadas perdas de comutação. As topologias com características de sobrecorrente no interruptor compartilhado (*Boost*, *Buck-Boost* e *SEPIC*) obtiveram um rendimento médio de aproximadamente 85%.

O controle de intensidade luminosa da lâmpada foi realizado a partir da variação da tensão de saída do estágio *PFC*. Com isso, em âmbito experimental, obteve-se uma faixa de variação de potência da LFSE entre 100 e 44 W, aproximadamente. Esta gama de variação pode representar uma economia de energia de até 56%, quando comparada com um sistema eletrônico sem controle de intensidade luminosa. Os resultados experimentais, apresentados neste trabalho, comprovam e validam o projeto desenvolvido. Salienta-se que essa variação de potência na lâmpada será dada conforme os parâmetros de projeto adotado.

Com isso, a escolha da melhor topologia a ser empregada deve estar aliada a uma análise das especificações do projeto. Ao projetista caberá determinar a melhor opção para o desenvolvimento experimental, priorizando o rendimento ou o número de componentes das topologias finais, dessa forma definirá a escolha entre o uso de topologias integradas ou não.

Por fim, conclui-se que o trabalho representou uma significativa contribuição tanto no modelamento das LFSE quanto nas topologias eletrônicas integradas para o acionamento das mesmas. Além disso, este estudo propiciou a difusão desse tipo de sistema de iluminação, alcançando assim os objetivos inicialmente pretendidos.

REFERÊNCIAS

BIBLIOGRÁFICAS

ALLING, W. R. **Important Design Parameters for Solid-State Ballasts**. IEEE Transaction on Industry Applications, v. 25, n. 2, p. 203-207, Março/Abril de 1989.

ALMEIDA, PEDRO SANTOS. **Conversor Integrado SEPIC-BOOST Aplicados ao Acionamento de LEDs de Potência em Iluminação Pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012.

ALONSO J. M., CALLEJA J., FERRERO F. J., LOPEZ E., RIBAS J., RICO SECADES M., **Single-stage constant-wattage high-power-factor electronic ballast with dimming capability** in Proc. IEEE Power Electron. Specialist Conference, v. 2, p. 1330–1336, Maio de 1998.

ALONSO, J.M.; DALLA COSTA, M.A.; ORDIZ, C.; **Integrated Buck-Flyback Converter as a High-Power-Factor Off-Line Power Supply**, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v.55, n.3, p.1090-1100, Março de 2008.

AMERICAN ACADEMY OF OPHTHALMOLOGY. **The eyes M.D. association**. Disponível em: <<http://www.aao.org/>>. Acesso em: 16 outubro 2009.

ANDERSON, JOHN M., **Electrodeless Fluorescent Lamps Excited by Solenoidal Electric Fields**. IES Transaction, Illuminating Engineering, pp 236 – 244, 1970.

ANDRADE, R. **Nova iluminação de túneis diminui custos e inibe furto de cabos**. São Paulo. Diário Oficial. 24 de Janeiro de 2009.

ANDRÉ, A. S.; ARAUJO, M. V. A.; PERIN, A. J.; BARBI, I. **Reator Eletrônico Auto-Oscilante para Lâmpadas Fluorescentes com Alto-Fator de Potência Utilizando o Conversor Buck-Boost Integrado**. Instituto de Eletrônica de Potência – INEP. Departamento de Energia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina. Novembro de 2008.

ANSI - AMERICAN NATIONAL STANDARD. **High-Frequency Fluorescent Lamp Ballast**. NEMA ANSI C82, 11, 1993.

ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. **RESOLUÇÃO N.º456**. 2000, p. 52. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/res2000456.pdf>>. Acesso em: 03 maio. 2012.

A.G.TORRES, **Estudo e caracterização de perdas magnéticas em motores de indução**. Tese de doutorado, UFMG, Belo Horizonte, 2004.

ARAÚJO, I. Á. L. **Influência da luz natural refletida pelo entorno da iluminação de edifícios no trópico úmido**. Universidade Federal de Alagoas – Programa de Pós-Graduação em Arquitetura e Urbanismo – Mestrado em Dinâmicas dos Espaços habitados. Maceió. 2006.

ARCHITECTURAL LIGHTING MAGAZINE. Janeiro/Fevereiro 2002. Disponível em: <<http://www.archlighting.com/industry-news.asp?articleID=452969§ionID=0>>. Acesso em: 29 agosto. 2010.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 14418: Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada de lâmpadas fluorescentes tubulares – Prescrições de desempenho.** Rio de Janeiro. Dezembro de 1999.

BABAT, G. **Electrodeless discharges and some allied problems, Electrical Engineers - Part III: Radio and Communication Engineering,** Journal of the Institution of, v.94, n.27, p. 27-37, 16 de Fevereiro de 1946.

BARBI, I. **Projeto de fontes chaveadas.** PPGEE-UFSC. Florianópolis, Santa Catarina. 2002.

BARBI, I.; FONT, C. H. I; ALVES, R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores.** Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC básicos não-isolados.** 2ª edição revisada, Florianópolis: Ed. dos autores, 2006.

BATISTELA, N. J. **Caracterização e modelagem eletromagnética de lâminas de aço ao silício.** Tese de doutorado UFSC. Florianópolis, 2001.

BEDIN, J. **Reatores eletrônicos dimerizáveis para lâmpadas fluorescentes com elevado fator de potência.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

BEN-YAAKOV, S.; SHVARTSAS, M.; LESTER, J. **A behavioral SPICE compatible model of an electrodeless fluorescent lamp.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, v. 2, p.948-954, 2002.

BISOGNO, F. E. **Topologia para Iluminação Fluorescente Utilizando Conversor Boost-Push-Pull Integrado com um Único Interruptor.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.

BORTON, J. A. **A comparison of light sources for the petrochemical industry.** IEEE Industry Applications Magazine, v.3, n.4, p. 54 - 62. Julho/Agosto de 1997.

BOSWINKEL, H. J; DUARTE, J. L.; J. ROZENBOOM. **A Buck-Type Converter for DC-Supply of Fluorescent Lamps.** Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, v.3, p. 2089 - 2093, Outubro de 1998

BOWERS, K.J.; QIU, D.W.; BIRDSALL, C.K.; **Resonant discharges: initiation and steady state; comparisons with theory, simulation and experiment,** Plasma Science, 1999. ICOPS '99. IEEE Conference Record - Abstracts. 1999 IEEE International Conference, p.138, 1999.

BRAGA, H.A.C.; BARBI, I.; **A unity power factor rectifier based on a two-cell boost converter using a new parallel-connection technique,** Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE, v.2, , p.1620-1626, Junho de 1996.

BRAGA, H.A.C.; RODRIGUES, M.C.B.; PINTO, D. P.; ABREU, R.A.; ROSEMBACK, R.H.; FRACETTI, P.; VICENTE, F.T.; **Degradação da Qualidade de Reatores Eletromagnéticos de Lâmpadas de Descarga**, 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, São Paulo. IEEE Induscon Proceedings. São Paulo: IEEE - Seção Sul Brasil/USP, 2010

BULBS: GLUEHBIRNE. **Philips Standard Lamps**. Disponível em: <http://www.bulbs.ch/index.php?cPath=49_41_55_61_94>. Acesso em: 09 outubro 2009.

BUSSE, O.; MAYER, S.; SCHEMMEL, B.; STORM, A. **SEPIC converter to perform power factor correction in a ballast for fluorescent lamps**. Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, v.4, p. 2770 – 2774, Outubro de 2005.

CABALLERO, D. A. R. **Novo Conversor CC-CC Flyback-Push-Pull Alimentado em Corrente: Desenvolvimento Teórico e Experimental**. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, Santa Catarina, Novembro de 1999.

CAO, X. H. **Design orientated model and application of electronic ballasts for two toroidal ferrite coupled electrodeless lamps**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, v.3, p.1764-1769, Março de 2005.

CARBON FOOTPRINT. Disponível em: <<http://www.carbonfootprint.com/carbonfootprint.html>>. Acesso em: 22 de Julho de 2010.

CASSIOLATO, C. **EMI - Interferência Eletromagnética**. Disponível em: <http://www.profibus.org.br/artigos/EMI_Interferencia_Eletromagnetica.pdf>. Acesso em: 03 de Novembro de 2010.

CATÁLOGO ENDURA, Osram, **Endura 100W/840 datasheet**, 2012. <http://www.osram.com.br/_global/pdf/Professional/General_Lighting/Compact_fluorescent_lamps/102W003GB.pdf> Acesso em: 26 julho de 2012.

CATÁLOGO – Modelo XL-Type T12 tubular, Fa6 base – Datasheet OSRAM 2012.

CERVI, M. **Desenvolvimento de uma família de reatores eletrônicos para lâmpadas de multivapor metálico empregando a técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

CERVI, M.; FORTES, E. C.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N. **Fluorescent Lamp Model Employing Tangent Approximation**. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE , v.2, p.1249-1253, Outubro de 2001.

CERVI, M.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; DO PRADO, R. N. **Fluorescent lamp model based on the equivalent resistance variation**. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting, v.1, p. 680- 684, Outubro de 2002.

CHEN R. T.; CHEN Y. Y. **Single-Stage Push-Pull Boost Converter With Integrated Magnetics and Input Current Shaping Technique.** Power Electronics, IEEE Transactions on , v.21, n.5, p.1193-1203, Setembro de 2006

CHEN, Y.; CHEN, D. **Simulation the Impedance of Electrodeless Fluorescent Lamp.** Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, v.1, p.242-245, Outubro de 2006.

CHEN, Y.; LONG, Q.; CHEN, D.; LI, W.; WANG, A. **A Dimmable Electrodeless Fluorescent Lamp.** Institute for Electric Light Sources. J. Light e Vis. Env., v. 30, n.2, 2006.

CHEN, Y.-T.; LIN, W.-M.; LIU, Y.-H. **Analysis and Design of a Dimmable Electronic Ballast Controlled by a Switch-Controlled Capacitor.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on , v.52, n.6, p. 1564- 1572, Dezembro de 2005.

CHIEN-MING WANG. **A Novel Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast With Symmetrical Half-Bridge Topology** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v.55, n.2, p. 969 – 972, Fevereiro de 2008.

CHIU, H.-J.; LIN, L.-W.; WANG, C.-M. **Single stage dimmable electronic ballast with high power factor and low EMI.** Electric Power Applications, IEE Proceedings – v.152,n. 1, p. 89 – 95, 7 de Janeiro de 2005.

CHO, K. M.; OH, W. S.; YEON, J. E.; KIM, H. J. **A novel average burst-duty control method for the dimming of induction lamps.** Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on , p.897-902, Maio de 2006.

CONAMA. **Resolução Nº 357.** Ministério do Meio Ambiente. Março de 2005. Disponível em: <www.mma.gov.br/port/conama/res/res05/res35705.pdf>. Acesso em: 25 Julho 2012.

DALLA COSTA, M. A. **Reator Eletrônico Auto-Oscilante com Alto Fator de Potência para Alimentação de Quatro Lâmpadas Fluorescentes Independentes.** Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria-RS, 2004.

DALLA COSTA, M. A. **Compensación de Resonancias Acústicas em Lámparas de Descarga en Halogenuros Metálicos por Medio de Onda Cuadrada de Baja Frecuencia: Caracterización de Lámparas y Propuesta de Nuevas Topologías de Alimentación.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidad de Oviedo. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica de Computadores y de Sistemas. Gijón, 2008.

DANGELO; FATTINI. **Anatomia Humana Básica.** 2ª edição. Atheneu. p. 146 – 158, 2002.

DAVIS, R. G.; JI, Y. **Fluorescent lamp-ballast systems.** New York. ESEERCO Final Report p. 94-40, part 1. Lighting Research Center, 1998.

DE LOPES, J.P.; DA SILVA, M.F.; DALLA COSTA, M.A.; BISOGNO, F.E.; DO PRADO, R.N.; SEIDEL, A.R.; **Feedforward Regulation Method for Self-Oscillating Electronic**

Ballast for Fluorescent Lamps, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v.59, n.4, p.1869-1878, Abril de 2012.

DEPARTMENT OF THE ENVIRONMENT. **Energy Labelling—Lamps**. Disponível em <<http://www.energyrating.gov.au/appsearch/download.asp>>. Acessado em 10/08/2008.

DEWAN, SHASHI B.; **Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply**, Industry Applications, IEEE Transactions on, v.IA-17, n.3, p. 282-288, Maio de 1981.

DO PRADO, R.N.; BONALDO, S.A.; MOREIRA, M.C.; VIDOR, D.L.R.; **Electronic ballast with a high power factor for fluorescent lamps**, Power Electronics Specialists Conference, PESC '96 Record, 27th Annual IEEE, v.2, p.1215-1220, Junho de 1996.

DRANGA, O.; CHU, G.; TSE, C.K.; SIU-CHUNG WONG; **Stability Analysis of Two-Stage PFC Power Supplies**, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, p.1-5, Junho 2006.

ECKERT, H. U. **An Electrodeless Discharge at 60 Hz. Plasma Science**. IEEE Transactions on, v. 2, n. 4, p.308-309, Dezembro de 1974.

ELCF - EUROPEAN LAMP COMPANIES FEDERATION. Disponível em: <<http://www.elcfed.org>>. Acesso em: 22 Julho 2010.

ENERGY FEDERATION INCORPORATED. **Low Mercury CFLs**. Disponível em: <<http://www.energyfederation.org/consumer/default.php/cPath/>>. Acesso em: 23 Dezembro 2008.

EPCOS, **SIFERRIT N87 material** - Datasheet, 2006. Disponível em: <http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/PDF/PDF_N87,property=Data_en.pdf;/PDF_N87.pdf> Acesso em: 25 de julho 2012.

ERENTURK, K., **Dynamic Characterization of a UV Fluorescent Lamp**, Plasma Science, IEEE Transaction on, Vol. 36, pg 519 – 523, 2008.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. New York: Chapman and Hall, 1997.

FALCONE, A. G. Eletromecânica – vol. 1: Transformadores e transdutores, conversão eletromecânica de energia. Editora Edgar Blücher Ltda. São Paulo, 1979.

FENGFENG TAO; LEE, F.C.; **A critical - conduction - mode single-stage power-factor-correction electronic ballast** .Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, v.1, p.603-609, 2000.

FRAYTAG, J.; DA SILVA, M. F.; CHAGAS, N. B.; SEIDEL, A. R.; DO PRADO, R. N.; DALLA COSTA, M. A. **Efficient Lighting Systems Based on Photopic and Scotopic Visual Conditions**. Congresso Brasileiro de Automática, 2010.

FITZGERALD A. E., C. KINGSLEY JR. E A. KUSKO. **Máquinas Elétricas - Conversão Eletromecânica da Energia - Processos, Dispositivos e Sistemas.** McGraw-Hill, 1975.

GARCIA, O.; COBOS, J. A.; PRIETO, R.; ALOU, P.; UCEDA, J. **Single phase power factor correction: a survey.** Power Electronics, IEEE Transactions on , v. 18, n. 3, p. 749-755, Maio de 2003.

GE, **GENURA R80.** Disponível em: http://www.gelighting.com/eu/resources/literature_library/prod_tech_pub/downloads/eCFL_Genura_R80_Reflector_Datasheet.pdf>Acesso em: 26 de julho de 2012.

GODYAK, V., & SHAFFER, J. W. **Endura: A new high output electrodeless fluorescent light source.** Institute for Low-Temperature Plasma Physics Greifswald (INP). p. 14, 1998.

GODYAK, V.A. **Bright idea, radio-frequency light sources.** Industry Applications Magazine, IEEE , v. 8, n. 3, p.42-49, Maio/Junho de 2002.

GONZALEZ, JJ.; SHABALIN, A.; **Electrical characteristics of plasma sheaths in transformer-coupled toroidal discharges,** Plasma Sources Science and Technology, v. 12, n. 3, p. 317-323, 2003.

GREGORY, R. L. **Eye and Brain: The Psychology of Seeing.** Princeton University Press, 1997.

GROOT, J.; VAN VLIET, J. **The High-Pressure Sodium Lamp.** 1. ed. Londres: Macmillan Educational, 1986.

GULES, R.; BARBI, I.; SIMÕES, E. M. **A 1.2 kW Electronic Ballast for Multiple Lamps, with Dimming Capability and High-Power-Factor.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual. v. 2, p. 720 – 726, Março de 1999.

HAMMER, E. E. **Fluorescent Lamp Starting Voltage Relationship at 60 Hz and High Frequency.** Journal of Illuminating Engineering Society – IES, p. 36-46, Outubro de 1983.

HAMMER, E. E. **High frequency characteristics of fluorescent lamps up to 500 kHz.** Journal of the Illuminating Engineering Society, Winter 1987, p. 56 – 61. 1987.

HAMMER, E. E.; MCGOWAN, T. K. **Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency.** Industry Applications, IEEE Transactions on, v. IA-21, n. 1, p. 11 - 16, Janeiro de 1985.

HAN, S. B.; PARK, S.; SONG, E.; JEONG, H. G.; JUNG, B. M. **Analysis of effects of inductance component in electrodeless lamp on ballast performances.** Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on, p.330-333, Outubro de 2007.

HAYNER, L. J. **The persistence of the radiation excited in mercury vapor.** Phoenix Physical Laboratories, Columbia University. Phys. Rev. 26, p. 364–375, 1925.

HERNANDEZ, M.; AGUILAR, C.; ARAU, J.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. **Compesidelarative analysis of boost and buck-boost derived topologies used as power factor correctors.** Power Electronics Congress, 1995. Technical Proceedings. CIEP 95., IV IEEE International , p.14-19, Outubro de 1995.

HOLLOWAY, A.J.; TOZER, R.C.; STONE, D.A.; **A Physically Based Fluorescent Lamp Model for a SPICE or a Simulink Environment.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.24, no.9, pp.2101-2110, Setembro 2009.

HUBER, L.; GANG, L.; JOVANOVIC, M. M. **Design- Oriented Analysis and Performance Evaluation of Buck PFC Front End.** Power Electronics, IEEE Transactions on , v. 25, n. 1, p. 85-94, Janeiro de 2010.

HUI, S. Y. R.; LEE M. L.; CHUNG H. S.-H; HO, Y. K. **An Electronic Ballast with Wide Dimming Range, High PF, and Low EMI.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 16, n. 4, p. 465-472, Julho de 2001.

IEC 61000-3-2. **International Standard:** Limits for harmonic current emissions. International Electrotechnical Commission. Edição 3, 2005.

INMETRO 267 – **Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial: Requisitos de Avaliação da Conformidade para Reatores Eletronicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares Retilneas, Circulares e Compactas.** Setembro de 2009.

INDO. Disponível em: <<http://www.indolamp.com/technology.html>>. Acesso em: 22 julho. 2010.

JANG, Y.; DILMANN, D. L.; JOVANOVIC, M. M. **A New Soft-Switched PFC Boost Rectifier With Integrated Flyback Converter for Stand-by Power.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE , v. 1, p. 413- 419, 2004.

JANG, T. E.; KIM, H. J.; KIM, H. **Dimming Control Characteristics of Electrodeless Fluorescent Lamps.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on , v. 56, n. 1, p. 93-100, Janeiro de 2009.

JONGBOK BAEK; JONGWON SHIN; JANG, P.; BOHYUNG CHO. **A critical conduction mode bridgeless flyback converter,** Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on, p.487-492, 30 de Maio a 3 de Junho de 2011.

JONES, B. F. AND P.E., F.I.E.S, **The influence of spectral energy distribution of light sources on visual performance.** IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 2, 2394 – 2399, 1989.

JOSEFOWICZ, J. AND D. HA, **Vision and Exterior Lighting: Shining Some Light on Scotopic and Photopic Lumens in Roadway Conditions.** Led Roadway Lighting, 1 – 10, 2008.

JINRONG QIAN; LEE, F.C.; YAMAUCHI, T.; **Charge pump power-factor-correction**

dimming electronic ballast, Power Electronics, IEEE Transactions on, v.14, n.3, p.461-468, Maio de 1999.

KADETOV, VICTOR A., **Diagnostics and modeling of an inductively discharge in hydrogen**. Fakultät für Physik und Astronomie der Ruhr-Universität Bochum, Bochum, 2004.

KAI, Y.; XINBO, R.; XIAOJING, M.; ZHIHNG, Y. **DCM Boost PFC Converter with High Input PF**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE , p. 1405-1412, Fevereiro de 2010.

KAISER, W et al. **Impact of current crest factor at high and low frequency operation on fluorescent lamp electrodes**. Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE , v. 1, p. 236-241, Outubro de 2006.

KAISER, W. **Hybrid electronic ballast operating the HPS lamp at constant power Industry Applications**, Industry Applications, IEEE Transactions on ,v. 34, n. 2, p. 319 – 324, Março/Abril de 1998.

KAISER, W. **Conversor eletrônico de elevada eficiência para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares - uma metodologia de projeto**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Escola Politécnica da USP - Universidade de São Paulo, São Paulo, 1988.

KATAOKA, S.; ATAGI, K. **Preventing IR Interference Between Infrared Waves Emited by High-Frequency Fluorescent Lighting Systems and Infrared Remote Controls**. Industry Applications, IEEE Transactions on , v. 33, n. 1, p. 239-245, Janeiro/Fevereiro de 1997.

KEJÍK, Z.; DŘÍNOVSKÝ, J.; RŮŽEK, V.; **Application optimization to search values of spurious elements of EMI filters**, Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), 2010 Proceedings of the 17th International Conference, p.505-509, 24 a 26 de Junho 2010.

KHERALUWALA, M.H.; EL-HAMAMSY, S.A.; **Modified valley fill high power factor electronic ballast for compact fluorescent lamps**, Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record, 26th Annual IEEE, v.1, p.10-14 v.1, Junho de 1995.

KIDO, H.; MAKIMURA, S.; MASUMOTO, S.; **A study of electronic ballast for electrodeless fluorescent lamps with dimming capabilities**. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE , v. 2, p. 889-894,30 de Setembro a 4 de Outubro de 2001.

KIM, H.; MA, X. C.; XU, H.; KIM, H. J. **A dimmable electronic ballast for wired or wireless remote control of electrodeless fluorescent lamp group lighting systems**. Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, p. 2108-2112, Outubro de 2008.

KIRSTEN, A. L. **Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseados no Conversor Biflyback Inversor**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011.

KOEN DE GUSSEME; VAN DE SYPE, D.M.; VAN DEN BOSSCHE, A.P.M.; MELKEBEEK, J.A. "**Input-Current Distortion of CCM Boost PFC Converters Operated in DCM**". Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.54, no.2, pp.858-865, April 2007.

KOPRNICKÝ, J. **Electric Conductivity Model of Discharge Lamps**. Liberec, Tese (Technical Cybernetic) - Technical University of Liberec, Liberec, 2007.

LESTER, JAMES. N., BENJAMIN M. ALEXANDROVICH. **Ballasting Electrodeless Fluorescent Lamps**. Illuminating Engineering Society of North America, Vol: 2, Issue: 4, Pg: 51, 1994.

LESTER, JAMES. N.; ALEXANDROVICH, B. M. **Ballasting electrodeless fluorescent lamps**. Beverly, Massachusetts. 06 de Janeiro de 1999.

LEWIN, I. **Lamp color and visibility in outdoor lighting design**. Conference of the Institution of Lighting Engineers Portsmouth, Inglaterra. 1999.

LIN, C.; CHEN. W.; **60 kHz electronic ballast for electrodeless fluorescent lamp**, Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on , p.1-6, 10 a 13 de Fevereiro de 2009.

LIGHTS OF THE ROCKIES. **Your High Tech Lighting Source**. 25 de setembro de 2008.

LIM, M. H. F.; VAN WYK, J. D. **Applying the Steinmetz Model to Small Cores in LTCC Ferrite for Integration Applications**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009, Twenty-Fourth Annual IEEE, pp.1027-1033, Fev. 2009.

LISTER, G. G., COX, M. **Modeling of inductively coupled discharges with internal and external coils**. Plasma Sources Science Technol. p. 67-73. 1992.

LONG QI. ET AL, **Hysteresis and mode transitions in inductively coupled Ar-Hg plasma in the electrodeless induction lamp**, Institute for Electric Light Sources, Fudan University, Shanghai. 21 de Julho de 2006.

LRC - LIGHTING RESEARCH CENTER. **Reducing barriers to use of high efficiency lighting systems**. Troy, New York. Rensselaer Polytechnic Institute. 22 de Janeiro de 2003.

LUME ARQUITETURA, CANDURA, P. **Iluminação pública e a visão humana**. 12ª edição. p. 48 – 52, 2007.

MADER, U.; HORN, P.; **A dynamic model for the electrical characteristics of fluorescent lamps**. Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE, p.1928-1934, 4 a 9 de Outubro de 1992.

MARCHESAN, T. B. **Integração de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas de Iluminação Pública**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

MARTIN, F. J. F. et al. **Analysis and Design of a High Efficiency Electronic Ballast for High-Intensity Discharge Lamps**. IEEE Transactions on Power Electronics. v.18, p. 558-569, 2003.

MARTINS, D. C; ABREU, G. N; BARBI, I. **Aplicação do Conversor Zeta em Fontes Chaveadas**. SBA Controle & Automação, v. 6, n. 3, Setembro/Outubro, 1995.

MARTINS, D.C.; **Zeta converter operating in continuous conduction mode using the unity power factor technique**, Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429), p. 7- 11, 23 a 25 de Setembro de 1996.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3ª edição, New York: Ed. Marcel Dekker, 2004.

MEHL, E. L. M. **Fontes Chaveadas**. Universidade Federal do Paraná, Curitiba. 2012.

MIAOSEN SHEN; ZHAOMING QIAN; **A novel high efficiency single stage PFC converter with reduced voltage stress**, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, v.1, p.363-367, 2001.

MIYAZAKI, H.; SHOJI, H.; NAMURA, Y. **High-frequency class-D converter driving with feedback capacitors for electrodeless fluorescent lamps**. Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, v. 3, p. 2032-2037, 12 a 15 de Outubro de 1998.

MOLLOV, S.V.; FORSYTH, A.J.; NUTTALL, D.R. **Performance/cost comparison between single-stage and conventional high power factor correction rectifiers**. Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on , v. 2, p. 876-881, Novembro, 2005.

MOO, C. S.; H. CIEN, Y. C. HSIEH AND C. R., LEE. **A Fluorescent Lamp Model for High-Frequency Electronic Ballasts**, Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , v. 5, p. 3361-3366, 2000.

MORCHOPOULOS, G.; JAIN P. **Single-Phase Single-Stage Power Factor Corrected Converter Topology**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on , v. 52, n. 1, p. 23- 35, Fevereiro de 2005.

MOREIRA, M. C. **Utilização de Conversores Eletrônicos que Alimentam LEDs de Alto Brilho na Aplicação em Tecido Humano e sua Interação Terapêutica**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

MUHLETHALER, J.; BIELA, J.; KOLAR, J.W.; ECKLEBE, A. **Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters**. Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.27, no.2, pp.953-963, Fev. 2012.

NICHIA CORPORATION. **Specifications for Nichia White LED**. Catálogo eletrônico, n. 0900428, 2006.

OLIVEIRA, J. M. L. **Tópicos de Ensino de Física I** – Trabalho de conclusão. 1999.

ONISHI, N.; SHIOMI, T.; OKUDE, A.; YAMAUCHI, T.; **A fluorescent lamp model for high frequency wide range dimming electronic ballast simulation**, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC. Fourteenth Annual, v.2, p. 1001-1005, 14 a 18 de Março de 1999.

ONU. Disponível em: <http://www.onu-brasil.org.br/doc_quioto.php>. Acesso em: 22 julho de 2010.

OSRAM GmbH, Munich. **Problems with lamp current control using a PWM signal**. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, v. 1, 499 - 503, 4 de Outubro de 2001.

OSRAM. **Conceitos e projetos**. Catálogo eletrônico, Fevereiro, 2009.

PERDIGAO, M.S.; ALONSO, J.M.; DALLA COSTA, M.A.; SARAIVA, E.S. **Optimization of universal ballasts through magnetic regulators**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE , vol., no., pp.1214-1220, 24-28 Fev. 2008.

PEREIRA, E. J. N. **Transporte radiativo de energia de excitação electrónica**. Tese (Doutorado em Física) - Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico. Lisboa, 2000.

PEREIRA, E.I.; NASCIMENTO, C.B.; PERIN, A.J.; **Electronic ballast for fluorescent lamps with the PFC stage integrated with the resonant inverter**, Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, v.5,p. 4050- 4056, 20 a 25 de Junho de 2004.

PERES, A.; MARTINS, D.C.; BARBI, I. **Zeta converter Applied in Power Factor Correction**. Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE , v. 2, p. 1152-1157, 20 a 25 de Junho de 1994.

PERIN, A. J, ALVES, J. A.; BARBI, I. **An electronic ballast with high power factor for compact fluorescent lamps**. Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE , vol.4, no., pp.2129-2135 vol.4, 6-10 Out 1996.

PHILIPS, **Sense and simplicity**. Bildpreisliste Unverbindliche. Catálogo eletrônico. 2008/2009.

PHILIPS (B), **Sense and simplicity**. MASTER SON-T PIA Eco E E40 1SL. <http://www.ecat.lighting.philips.com/l/lamps/high-intensity-discharge-lamps/son-high-pressure-sodium/master-son-t-pia-eco/928485200192_eu/>. Acesso em: 11 de Setembro de 2012.

PHILLIPS POCKET GUIDE TO HID LAMP BALLASTS, <http://www.advance.philips.com/documents/uploads/literature/RT-8100-R02_1209_HIDPcktGde.pdf>. Acesso em: 25 julho 2012.

PHILLIPS, R. **Sources and Applications of Ultraviolet Radiation**. London, Academic Press, 1983.

PIRES, W. L. **Estudo do Comportamento das Perdas no Ferro em Motores de Indução Alimentados por Conversores de Frequência**. Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, 2008.

POLONSKII E SEIDEL. **Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescente**. Editora UNIJUÍ, 2008

POMÍLIO, J. A. **Fontes Chaveadas**. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. Universidade Estadual de Campinas. Publicação FEEC 13/95, Revisada em Janeiro de 2008.

POMÍLIO, J. A. **Pré-Reguladores de Fator de Potência**. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. Universidade Estadual de Campinas, 2004.

PONCE, M.; MARTINEZ, A.J.; CORREA, J.; COTOROGEA, M.; ARAU, J. **High-efficient integrated electronic ballast for compact fluorescent lamps**. Power Electronics, IEEE Transactions on , v. 21, n. 2, p. 532 - 542, Março de 2006.

POSTIGLIONE, C. DA S. **Estudo de Estruturas para Fontes de Alimentação de Estágio Único com Correção do Fator de Potência**. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2011.

PRONTO, A. M. G. **Análise de Perdas em Sistemas de Energia que Empregam Materiais Supercondutores de Alta Temperatura**. Tese de Doutorado, Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, 2010.

POPOV, O.; MAYA, J.; **Characteristics of electrodeless ferrite-free fluorescent lamp operated at frequencies of 1-15 MHz**, Plasma Sources Science and Technology, v. 9, n. 2, p. 227-237, 2000.

PRADO, R. N.; BONALDO, S. A.; GREFF, S. **A High Power Factor FlyBack-Half-Bridge Converter for Fluorescent Lighting**. Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE. Agosto/Setembro de 1998.

PRADO, R.N.; SEIDEL, A.R.; BISOGNO, F.E.; COSTA, M.A.D.; **A design method for electronic ballast for fluorescent lamps**, Industrial Electronics Society, 2000. IECON Go. 26th Annual Conference of the IEEE, v.4, p.2279-2284, 2000.

RANGANATHAN, G.; UMANAND, L.; **Power factor improvement using DCM Cuk converter with coupled inductor**, Electric Power Applications, IEE Proceedings, v.146, n.2, p.231-236, Março de 1999.

RAISER, F. **Problems with lamp current control using a PWM signal**. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE , vol.1, no., pp.499-503 vol.1, Set. 30 2001-Out. 4 2001.

RAPOSO, C. **Contaminação ambiental provocada pelo descarte não controlado de lâmpadas de mercúrio no Brasil**. Tese (Doutorado em Geologia) – Universidade Federal de Ouro Preto, Ouro Preto, 2001.

RASHID, MUHAMMAD. H. **Power Electronics Circuits, Devices, and Applications** Prentice Hall Publication. 3 edição 2003.

RAZZAK, M. A.; KONDO, K.; UESUGI, Y.; OHNO, N.; TAKAMURA, S.; **Transition from electrostatic-to-electromagnetic mode in a radio-frequency Ar inductively coupled plasma in atmospheric pressure**. Journal of Applied Physics, v.95, n.2, p.427-433, Janeiro de 2004

RECK, C. **Análise e Implementação de Técnicas de Controle Digital Aplicadas a Fontes Ininterruptas de Energia**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) – Santa Maria – RS, 2001.

RIBAS, J.; ALONSO, J.M.; COROMINAS, E.L.; CALLEJA, A.J.; RICO-SECADES, M. **Design considerations for optimum ignition and dimming of fluorescent lamps using a resonant inverter operating open loop**. Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE , v. 3, p. 2068-2075, 12 a 15 de Outubro de 1998.

RIBEIRO, G. A. P. **As propriedades magnéticas da matéria: um primeiro contato**. Revista Brasileira de Ensino de Física, vol. 22, no. 3, Setembro, 2000.

RICO-SECADES, M.; COROMINAS, E. L.; GARCIA, J.; RIBAS, J.; CALLEJA, A. J.; ALONSO, J. M.; CARDESIN, J. **Low cost electronic ballast for a 36-W fluorescent lamp based on a current-mode-controlled boost inverter for a 120-V DC bus power distribution**. Power Electronics, IEEE Transactions on , v. 21, n. 4, p. 1099 - 1106, Julho de 2006.

RIGHI, L. A. **Modelagem das Perdas em Dispositivos Eletromagnéticos**. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, UFSC, Florianópolis, 2000.

RIVERA-RICARDEZ, A.; FERNANDEZ-NAVA, M.; BANUELOS-SANCHEZ, P.; **Analysis and Simulation of Single-Stage Power Factor Correction Structures Based on DC-DC Converters**. Electronics, Communications and Computers, 2006. CONIELECOMP 2006. 16th International Conference on, p. 22, 27-01 Fevereiro. 2006.

ROBERTS, L. M. **Environmental Aspects of Magnetic Induction Lamps**. Disponível em: <[http://www.induluxtech.com/Environmental Aspects Of Induction Lamps - InduLux.pdf](http://www.induluxtech.com/Environmental%20Aspects%20Of%20Induction%20Lamps%20-%20InduLux.pdf)>. Acesso em: 26 julho 2012.

ROGGIA, L. **Estudo, Controle e Implementação do Conversor Boost PFC Operando no Modo de Condução Mista**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

ROSSI, C. **Tecnologias – História da Iluminação Elétrica**. Disponível em: <<http://pt.shvoong.com/exact-sciences/engineering/1893746-tecnologias-hist>>. Acesso em: 25 julho 2012.

ROYAL PHILIPS ELECTRONICS. **Edited Transcript**. PHIA.AS - Q2 2012 Koninklijke Philips Electronics NV Earnings, Conference Call. Disponível em: <http://www.philips.com/shared/assets/Downloadablefile/Investor/transcript_2Q12.pdf> Acessado em: 21 de Setembro de 2012.

RUBINSTEIN, F.; SIMINOVITCH, M.; VERDERBER, R.; **Fifty percent energy savings with automatic lighting controls**. Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 29, n. 4, p. 768 - 773, Julho a Agosto de 1993.

SÁ JR.; E. M. **Estudo de Novas Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2007.

SABZALI, A.J.; ISMAIL, E.H.; AL-SAFFAR, M.A.; FARDOUN, A.A. **A new bridgeless PFC Sepic and Cuk rectifiers with low conduction and switching losses**. Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on, p. 550-556, 2 a 5 de Novembro de 2009.

SANTOS, A. S. dos. **Reator Eletrônico multifrequencia para lâmpada fluorescente T5 com pré-aquecimento por tensão**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul – Porto Alegre – RS, 2004.

SEBASTIAN, J.; COBOS, J.A.; GIL, P.; UCEDA, J. **The determination of the boundaries between continuous and discontinuous conduction modes in PWM DC-to-DC converters used as power factor preregulators**. Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE , v. 2, p.1061-1070,29 de Junho a 3 de Julho de 1992.

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

SEN, S. N., GHOSH, A. K. **Breakdown of an electrodeless discharge in crossed electric field and magnetic fields**, Physical Society, v. 80,n. 4, p. 909-917, 1962

SHAFFER, J. W., GODYAK, V. A. **The Development of Low Frequency, High Output Electrodeless Fluorescent Lamps**. Journal of the Illuminating Engineering Society. Winter 1999

SHARIFIPOUR, B.; J. S. HUANG, P. LIAO, L. HUBER, AND M. M. JOVANOVIĆ. **Manufacturing and cost analysis of power-factor-correction circuits**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual , v. 1, p. 490 - 494, 15 a 19 de Fevereiro de 1998.

SHEN MIAOSEN; KANG WANYING; QIAN ZHAOMING; **A novel average model for a single stage PFC converter**, Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000. The 7th Workshop on, p.151-156, 2000.

SHIH-JEN CHENG; CHUNG-YI LIN; JING-YUAN LIN; HUANG-JEN CHIU; YU-KANG LO; **Analysis and design of a push-pull DCM boost power factor corrector**, Power

Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on , p.821-826, 14 a 16 de Junho de 2010.

SHINJI KOBAYASHI, AKINORI HATANO, A. **High-intensity Low-pressure Electrodeless Mercury-Argon Lamp for UV Disinfection of Wastewater.** Journal of Water and Environment Technology, v. 3, n. 1, p. 71-76, 2005.

SIERRA, J. A.; KAISER, W. **Comparison of Fluorescent Lamp Stabilization Methods in the Current-fed Push-pull Inverter.** IEEE Transactions on Industry Applications, v. 36, n.1, p. 105-110, Janeiro a Fevereiro de 2000.

SILVA, M. F. **Contribuição ao Estudo de Sistemas Eletrônicos de Baixo Custo com Alto Fator de Potência para Acionamento de Lâmpada Fluorescente Compacta.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2000.

SILVA, M. F.; DE P LOPES, J.; CHAGAS, N. B.; SEIDEL, A. R.; DALLA COSTA, M. A.; DO PRADO, R. N.; **High Power Factor Dimmable Lighting System for Electrodeless Fluorescent Lamp,** International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. SPEEDAM, 2010.

SIMONETTI, D.S.L.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. **The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 44, n. 5, p. 630 - 637, Outubro de 1997.

SOLARA Disponível em: < <http://www.amkosolara.com/index.php>>. Acesso em: 26 julho 2012.

STANIC, E.; TANACH, V. **A new approach to the evaluation of the discharge parameters of the electrodeless fluorescent lamps.** Plasma Sources Science Technology, v. 13, n. 3, p. 515-521, Julho de 2004.

STATNIC, E.; TANACH, V. **Investigation of the electrical discharge parameters in electrodeless inductive lamps with a re-entrant coupler and magnetic core.** Plasma Sources Sci. Technol, v. 15,p. 465–473, 2006.

STEINMETZ, C. P. **On the law of hysteresis.** Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Vol.IX, pp 1 - 64. Janeiro, 1892.

SYLVANIA. **Lumens and mesopic vision. Frequenty Asked Questions.** Catálogo técnico, 2000.Disponivel em:<<http://assets.sylvania.com/assets/documents/faq0016-0297.b45fd535-a55f-4676-b045-0ae709197d11.pdf>>Acesso em: 26 de julho de 2012.

TAE-EUN JANG; HEE-JUN KIM; HOON KIM; **Dimming Control Characteristics of Electrodeless Fluorescent Lamps.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v.56, n.1, p.93-100, Janeiro de 2009.

TAM, P. W.; LEE, S. T. S.; HUI, S. Y. R.; CHUNG, H. S. H. **Practical Evaluation of Dimming Control Methods for Electronic Ballasts.** Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 21, n. 6, p. 1769 - 1775, Novembro de 2006.

TANIGUCHI, K.; SAEGUSA, S.; MORIZANE, T.; KIMURA, N.; **Single-phase Buck-boost PFC Converter for V-connected Three-phase Inverter**. Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, p.1540-1546, 2 a 5 Abril de 2007.

TAO, F. **Advanced high-frequency electronic ballasting techniques for gas discharge lamps**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Estados Unidos: Instituto de tecnologia da Virgínia, 2001.

THAYER, R. N. **The Fluorescent Lamp: Early U. S. Development**. The Report courtesy of General Electric Company, 1991.

THOMAS C. M. **The Inventions, Researches and Writings of Nikola Tesla**, 1981.

THORNTON. **Thornton Eletrônica Ltda**. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/materiais.htm>>. Acesso em: 28 ago. 2012.

TODD, P. C. **UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design (U-134)**. Unitrode, Application Note, 1998.

TSAI-FU WU; TE-HUNG YU. **Off-Line Applications with Single-Stage Converters**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 44, n. 5, p. 638 - 647, Outubro de 1997.

TSENG, M. H.; YANG, H. T.; CHIU, H. J.; MOU, S. C. **Single-Stage Voltage Source Charge Pump Electronic Ballast with Switched-Capacitor Dimmer for Multiple Fluorescent Lamps**. Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07 , p. 727 - 730, Abril de 2007.

TURNER, B. P.; URY, M. G.; LENG, Y.; LOVE, W. G. **Paper 87**. Illuminating Engineering Society Annual Conference (Illum. Eng. Soc., New York), 1995.

VENTURE LIGHTING. **The Metal Halide Advantage**. Disponível em <<http://www.venturelighting.com/TechCenter/Metal-Halide-TechIntro.html>>. Acessado em 30/07/2012.

VERDERBER, R. R.; MORSE, O. C.; RUBINSTEIN, F. M. **Performance of electronic ballast and controls with 34 and 40 Watt F40 fluorescent lamps**. Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 25, n. 6, p. 1049 - 1059, Novembro a Dezembro de 1989.

VIKARI, M.; ELOHOLMA, M.; HALONEN, L. **80 years of $V(\lambda)$ use: a review**. Light & Engineering, 13 (4): p. 24-36. 2005.

WAKABAYASHI, F.T.; CANESIN, C.A.; **An improved design procedure for LCC resonant filter of dimmable electronic ballasts for fluorescent lamps, based on lamp model**, Power Electronics, IEEE Transactions on , v.20, n.5, p. 1186- 1196, Setembro de 2005.

WANG, C. M. **A Novel Single-Switch Single-Stage Electronic Ballast with High Input Power Factor.** Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 22, n. 3, p. 797 - 803, Maio de 2007.

WANG, J.; DUNFORD, W. G.; MAUCH, E. K. **A comparison between two proposed boost topologies and conventional topologies for power factor correction.** Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE , v.2, p.1210-1217, Outubro de 1996.

WENCHENG, C.; et. al. **Performance of induction lamps and HPS lamps in road tunnel lighting.** Science Direct Tunnelling and Underground Space Technology, v. 23, p. 139 - 144, Março de 2008.

WHARMBY, D. O. **Electrodeless lamps for lighting: a review.** Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings A, v. 140, n. 6, p. 465 - 473, Novembro de 1993.

WU, T.-F.; WU, Y.-C.; SU, Z.-Y. **Design Consideration for Single-Stage electronic Ballast with Dimming Feature.** Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 37, n. 5, p. 1537 - 1543, Setembro/Outubro de 2001.

WU, T.-F.; CHEN, Y.-K. **A systematic and unified approach to modeling PWM DC/DC converters based on the graft scheme.** Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on, v. 2, p. 1041 - 1046, Agosto de 1996.

WU, T.-F.; CHEN, Y.-K. **Analysis and Design of an Isolated Single-Stage Converter Achieving Power-Factor Correction and Fast Regulation.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 46, n. 4, p. 759 - 767, Agosto de 1999.

WU; YU; CHIANG. **Single-stage electronic ballast with dimming feature and unity power factor.** Power Electronics, IEEE Transactions on, v.13, 3 ed., p. 586 - 597 , Maio de 1998

XIAOJUN XU; HUANG, A.Q. **A novel closed loop interleaving strategy of multiphase critical mode boost PFC converters.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE , p. 1033 -1038, Fevereiro de 2008.

YEON, J. E.; CHO, K. M.; KIM, H. J.; CHUNG, W. S. **A New Dimming Algorithm for the Electrodeless Fluorescent Lamps.** IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, v. E89-A, n. 6, Junho de 2006.

YUMING CHEN; DAHUA CHEN. **Simulation the Impedance of Electrodeless Fluorescent Lamp.** Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, vol. 1, pp. 242-245, 8-12 Outubro 2006.

YOON, N.S.; KIM, B.C.; YANG, J.G.; HWANG, S.M.; **A theoretical formula of E-H discharge transition power in a transformer-coupled discharge,** Plasma Science, IEEE Transactions, v.26, n.2, p.190-197, Abril de 1998.

YOSHIMURA, V. L. **Projeto de Fontes Chaveadas 1ª Parte: Introdução e Elementos Magnéticos**. São Paulo. Diário Oficial. 24 jan. 2009.

ZHANG, Y.F.; YANG, L.; LEE, C.Q.; **Optimal design of integrated EMI filter**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995, Tenth Annual, v.1, n.0, p.274-280 v.1, 5-9 Março de 1995.

ZHANG BO; YANG XU; XU MING; CHEN QIAOLIANG; WANG ZHAOAN; **Design of Boost-Flyback Single-Stage PFC converter for LED power supply without electrolytic capacitor for energy-storage**, Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, p.1668-1671, 17 a 20 de Maio de 2009.

ZIENTARSKI, J. R. R. **Análise, Modelagem e Validação Experimental de uma Metodologia para o Projeto do Indutor em Conversores Boost PFC**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS, 2009.

ZISSIS. G., BUSO. D., **Using full Physical Model for Fluorescent Lamps in Ballast Engineering**, 38th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2, p. 537-541, 13-16 outubro 2003, Salt Lake City UT (USA).

ZWIKKER, C. **Fluorescent Lighting - A review of the scientific and technical fundamentals and of the applications of the fluorescent lamp and its accessories**. 1952.

CONCEITOS LUMINOTÉCNICOS E PERCEPÇÃO VISUAL

A1.1 Introdução

Neste apêndice são apresentados conceitos luminotécnicos básicos, bem como uma breve análise da estrutura visual humana, enfatizando sua importância na determinação da eficiência de um sistema de iluminação.

A1.2 Conceitos Luminotécnicos

Para se realizar uma análise dos diferentes tipos de fontes de iluminação artificial, bem como sua melhor aplicação, faz-se necessário a utilização de algumas grandezas elétricas e luminotécnicas. Desta forma, devem-se estabelecer parâmetros de comparação entre diferentes tipos de lâmpadas. Alguns desses conceitos, necessários para o desenvolvimento deste trabalho, são apresentados a seguir.

Fluxo Luminoso (lm): É a grandeza característica de um fluxo energético capaz de produzir uma sensação luminosa, através de um estímulo das células fotorreceptoras da retina ocular.

Essa grandeza é definida como o fluxo emitido por uma fonte luminosa puntiforme, com intensidade invariável e igual a uma candela, de mesmo valor em todas as direções, no interior de um ângulo sólido igual a um estereorradiano, como demonstrado na Figura A1.1.

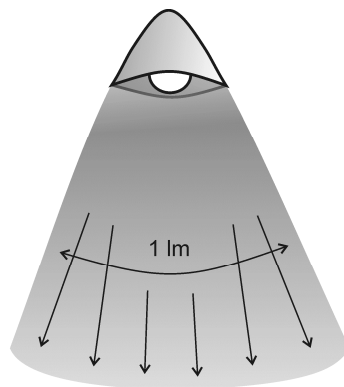


Figura A1.1 - Definição de Fluxo Luminoso

Na prática, não existe fonte de luz puntiforme, contudo, quando o diâmetro da fonte for menor que 20% da distância que a separa do ponto onde se considera o seu efeito, esta pode ser considerada puntiforme. A unidade de fluxo luminoso é o lúmen (lm), o que em latim, significa “fogo”.

Intensidade Luminosa (cd): A intensidade luminosa é o limite da relação entre o fluxo luminoso em um ângulo sólido em torno de uma direção dada e o valor desse ângulo sólido, quando o mesmo tende para zero. A unidade de intensidade luminosa, segundo o Sistema Internacional de Unidades (SI), é o lúmen/esterradiano ou candela (cd).

Eficácia Luminosa (lm/W): Eficácia luminosa é uma grandeza medida em lúmens por Watt (lm/W). Esta grandeza representa o fluxo luminoso, em lúmens, gerado por uma lâmpada a partir do consumo de 1 W de potência na própria lâmpada. Entretanto, a eficácia luminosa de uma fonte de luz está relacionada com o espectro de radiação visível emitido por esta mesma fonte.

O número de lúmens emitidos por uma lâmpada depende do espectro de radiação da mesma, bem como do nível de excitação causada pela radiação visível às células fotorreceptoras do olho humano.

Iluminância (lx): Indica o fluxo luminoso de uma fonte de luz que incide sobre uma superfície, como demonstrado na Figura A1.2. Tem como unidade o lux (lx).

O fluxo luminoso não é distribuído uniformemente de forma que a iluminância não é constante. O aparelho utilizado para medir iluminância é o luxímetro. A iluminância é medida

na altura de trabalho a ser executada a tarefa ou no ponto desejado. Existem normas especificando o valor mínimo de iluminância (NBR 5413, 1992) para ambientes diferenciados pela atividade exercida, relacionados ao conforto visual.

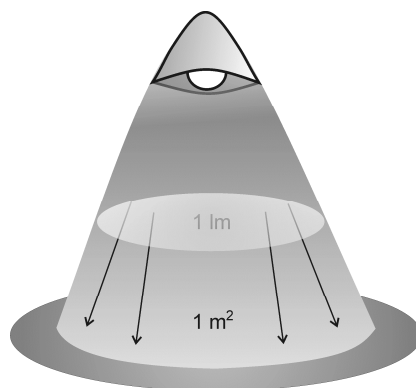


Figura A1.2 - Definição de Iluminância

Luminância (cd/m^2): Luminância pode ser definida como a medida física do brilho de uma superfície iluminada por uma fonte de luz. A luminância é uma excitação visual e a sensação de brilho é a resposta visual desse estímulo.

Essa luminância é definida como a intensidade luminosa por unidade de área aparente de uma superfície em uma dada direção como demonstrado na Figura A1.3. No SI a unidade de luminância é o candela por metro quadrado (cd/m^2).

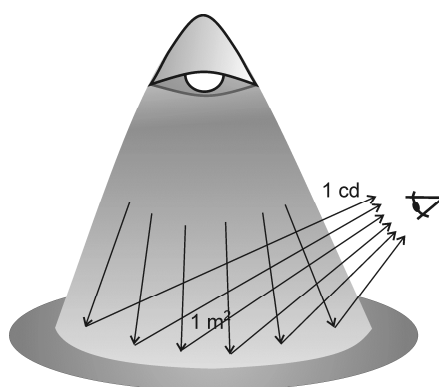


Figura A1.3 - Definição de Luminância

Índice de Reprodução de Cores: O índice de reprodução de cores (IRC) é o valor percentual médio relativo à sensação de reprodução de cores, baseado em uma série de cores padrões. Este índice quantifica a fidelidade com que as cores são reproduzidas sob uma determinada fonte de luz.

O IRC é medido em uma escala que vai de 0 a 100, onde 100 é o valor que representa algo semelhante a um dia claro de sol no verão por volta do meio-dia.

A reprodução de cores está relacionada com a forma de geração da radiação luminosa. Se o espectro da energia radiada pela lâmpada realçar apenas comprimentos de onda de cores muito específicas, a lâmpada não apresentará um bom IRC. Entretanto, se o espectro estiver bem distribuído em diversos comprimentos de onda contidos na curva de sensibilidade do olho humano, a fonte luminosa apresentará um excelente IRC (Kataoka, 1977), como é o caso das lâmpadas incandescentes, que apresentam uma reprodução de cores próximo de 100.

Cintilamento: O cintilamento percentual é a medida da modulação da luz emitida. Em sistemas convencionais, o cintilamento é causado pela modulação da tensão de alimentação. Devido à alta frequência utilizada nos reatores eletrônicos o efeito do cintilamento pode não ser visível a olho nu. Há casos de sistemas eletrônicos em alta frequência que modulam a tensão da lâmpada em baixa frequência, podendo causar assim, também, o cintilamento (Verderber, 1989). A redução do cintilamento alcançada em sistemas eletrônico de alta frequência com tensão não modulada (modulação pequena) se faz necessário, pois este afeta a visualização de monitores e máquinas rotativas, podendo causar o efeito estroboscópico (Seidel, 2004).

Fator de Crista (FC): O fator de crista é a razão entre o valor de pico e o valor eficaz da corrente na lâmpada. Um fator de crista elevado indica uma forma de onda distorcida de uma senoidal e com elevada corrente de pico, em relação ao seu valor eficaz, o que pode danificar os filamentos da lâmpada fluorescente (LF) e diminuir sua vida útil. O máximo fator de crista permitido pela norma ANSI C82.11 é 1,7 (*Standards Institute*, 2003). Uma senóide apresenta um fator de crista de 1,41. O limite dado pela norma é baseado na operação em 60 Hz, por isso, em alta frequência esse valor é questionável (Kaiser, 2006). Fatores de crista acima de 1,7 poderiam ser aceitáveis na operação em alta frequência, devido à maior eficiência no aquecimento dos filamentos (Kaiser, 1989).

Luminosidade Gerada (*Ballast Factor*): Para a análise da luminosidade gerada é realizado a medição do *ballast factor* (*BF*). O *BF* é um termo industrial definido pela norma ANSI C82.2 (2002) e é utilizado como medida de desempenho para se determinar a luminosidade gerada por um sistema comercial comparado com um sistema de referência. O *BF* é a razão da luz medida com o sistema testado, dividida pela luz medida com o sistema de referência. Um bom sistema eletromagnético tem um *BF* de 0,94 em tensão nominal. A norma brasileira NBR 14417 (2011), traz o fator de fluxo luminoso do reator como o quociente entre o fluxo luminoso de uma lâmpada de ensaio alimentada pelo reator sob ensaio funcionando na sua tensão nominal, pelo fluxo luminoso da mesma lâmpada, alimentada pelo reator de referência correspondente, funcionando com tensão e frequência nominais (Associação Brasileira de Normas Técnicas, 1999).

Vida Útil: No Brasil, para a obtenção da vida útil indicada pelo fabricante para lâmpadas fluorescentes (100% da vida útil), realizam-se ciclos de funcionamento como determinado na norma IEC 60901 (2004). A lâmpada é mantida 2 horas e 45 minutos ligada para cada período de 15 minutos desligada. O tempo que a lâmpada levar para parar de funcionar neste regime será a vida útil da mesma.

Vida Média: É a média aritmética do tempo de duração das lâmpadas ensaiadas no sistema (Osram, 2009).

Vida Mediana: É o número de horas resultando em que 50% das lâmpadas ensaiadas permanecem acessas (Osram, 2009).

Temperatura de Cor: Caracteriza uma cor que tenha as mesmas coordenadas de cromaticidade da radiação emitida por um corpo negro a essa temperatura. Corpo negro é a idealização de um corpo cuja distribuição espectral da radiação emitida segue as leis de *Planck*.

Interferência Eletromagnética (*EMI*): É um campo ou onda elétrica e/ou magnética que pode ou não alterar o funcionamento ou danificar um equipamento. Pode ser de origem natural ou artificial e pode ser radiada (via ar), conduzida (via condutores), induzida (normalmente acima de 30 MHz) ou combinação das mesmas. O campo magnético terrestre, descargas atmosféricas e até mesmo ventos são causas naturais deste fenômeno. Os reatores

eletrônicos são equipamentos que originam interferência eletromagnética artificial, por isso, existem normas que regulamentam a emissão de *EMI* por esses equipamentos (Cassiolato, 2005).

Cataforese não linear: Este fenômeno também é conhecido como eletroforese não linear. Cataforese é a segregação de partículas carregadas nas extremidades da lâmpada. O mesmo ocorre quando um eletrodo trabalha mais como cátodo do que o outro. Quando o eletrodo atua como cátodo ocorre neste a emissão termiônica de elétrons, portanto o eletrodo que atua como cátodo sofre maiores danos que aquele que atua como ânodo.

A1.3 Percepção Visual Humana

Uma iluminação adequada pode melhorar a eficiência visual, que está ligada a percepção de contraste e de cores, acuidade visual, e a velocidade e precisão exigida para o desempenho das respectivas tarefas visuais. Pesquisas sugerem que alterando o espectro da luz, os níveis de iluminação podem ser reduzidos sem que haja o comprometimento do desempenho da visão (Jones, 1989), (Josefowicz, 2008). De acordo com esta relação, podem-se diminuir consideravelmente os índices de potência das lâmpadas para um mesmo efeito luminoso. A seguir é apresentada uma análise da estrutura visual humana, bem como uma relação de desempenho visual do mesmo.

A1.3.1 Estrutura Ocular

As fontes artificiais de luz têm a função de criar condições necessárias para uma boa visão do ser humano. As lâmpadas, por exemplo, têm sido desenvolvidas no sentido de valorizar o patrimônio histórico e criar ambientes voltados para o bem estar dos cidadãos. Contudo, projetos de iluminação, assim como os planos de eficiência em iluminação, vêm sendo elaborados apenas sob a ótica dos índices luminotécnicos, da eficiência energética e da eficácia luminosa.

Uma iluminação adequada pode melhorar a eficiência visual, que está ligada a percepção de contraste e de cores, além de acuidade visual, velocidade e precisão exigida para o desempenho das respectivas tarefas visuais. Com base nisso, para o desenvolvimento de um projeto luminotécnico eficiente, faz-se necessária uma análise sobre a forma com que o olho

responde a radiação luminosa emitida por diferentes lâmpadas em diferentes condições visuais.

O olho, ou globo ocular, é um dos órgãos de sentidos mais sofisticado e desenvolvido nos seres humanos. Com cerca de 2,5 cm de diâmetro e 7 g de peso, o olho apresenta uma alta sensibilidade e precisão em relação a percepção de luz refletida ou emitida pelos objetos à nossa volta.

Utilizam-se os olhos para trazer a maior parte das informações do mundo externo, mas eles não são capazes de revelar tudo. Podem-se ver apenas objetos que emitam luz, ou seja, iluminados por ondas de luz que fiquem no alcance da percepção humana, que oscila entre 380 e 780 nm, aproximadamente. Estes valores representam apenas uma pequena parte de todo o espectro eletromagnético, como pôde ser observado na Figura 1.1, do capítulo 1.

Quando se olha na direção de algum objeto, a imagem atravessa primeiramente à córnea, uma película transparente que protege o olho. Posteriormente à íris, onde se regula a quantidade de luz recebida por meio de uma abertura chamada pupila. Quanto mais dilatada a pupila, mais radiação luminosa entra no olho.

Passada a pupila, a imagem chega a uma lente, o cristalino, onde a imagem é focada sobre a retina. A lente do olho produz uma imagem invertida que ao ser enviado para o cérebro é convertida para a posição correta. Na retina, mais de cem milhões de células fotorreceptoras, divididas entre cones e bastonetes, transformam as ondas luminosas em impulsos eletroquímicos, os quais são transmitidos pelo nervo óptico até o cérebro, onde são decodificados (Dangelo, 2002).

A Figura A1.4 apresenta uma imagem em corte longitudinal do globo ocular humano. Nessa figura pode ser observada a constituição básica do sistema ocular (*American Academy of Ophthalmology*, 2009).

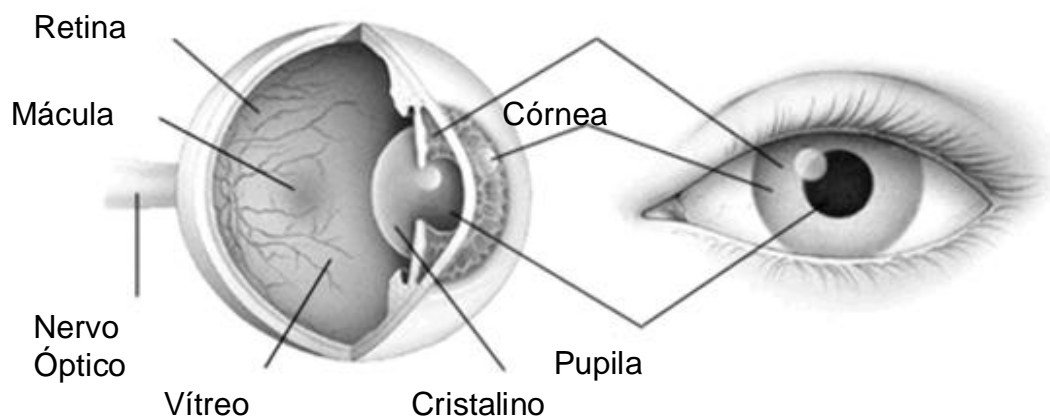


Figura A1.4 - Constituição básica do sistema ocular humano

Cada olho recebe e envia ao cérebro uma imagem, no entanto, veem-se os objetos como um só, devido à capacidade de fusão das imagens. A visão binocular (com os dois olhos) nos dá um maior campo visual e noção de profundidade.

Os músculos oculares se situam ao redor do globo ocular. Sua contração, que pode ser controlada voluntariamente, permite ao olho rodar em qualquer direção e aumentar, assim, o campo visual em torno de 180 graus. Os dois olhos humanos são protegidos pelas proeminências ósseas do crânio e pelas pálpebras.

A1.3.2 Fotorreceptores e as Visões Fotópica e Escotópica

Os cones e bastonetes são células fotorreceptoras que constituem a camada da retina sensorial mais próxima da retina pigmentar e são sensíveis ao estímulo da luz visível.

Os cones são células responsáveis pela visão cromática e acuidade visual, reagindo com rapidez na detecção de detalhes e cores. Este tipo de fotorreceptor atua durante a visão diurna, a qual é chamada de visão fotópica. Com cerca de sete milhões em cada olho humano, os cones se concentram no centro da retina, em uma área conhecida como fóvea, onde ocorre a maior percepção de luz.

Existem três tipos de cones no olho humano, cada um é especializado em determinado comprimento de luz. O conjunto de sinais possíveis dos três tipos de cones define a gama de cores visíveis.

Os bastonetes são células fotorreceptoras responsáveis pela visão em condições de luz reduzida, ou visão escotópica, estando ainda envolvidas na visão não cromática. Há cerca de

75 a 150 milhões de bastonetes na retina, entretanto, são praticamente inexistentes na fóvea (região central da retina). Por serem ligados em grupos às terminações nervosas, formam conjuntos mais sensíveis à luz do que os cones, porém com menor capacidade de resolução de detalhes, não proporcionando a sensação de cor (Gregory, 1997).

A Figura A1.5 representa um segmento da retina humana e sua composição celular (American Academy of Ophthalmology, 2009).

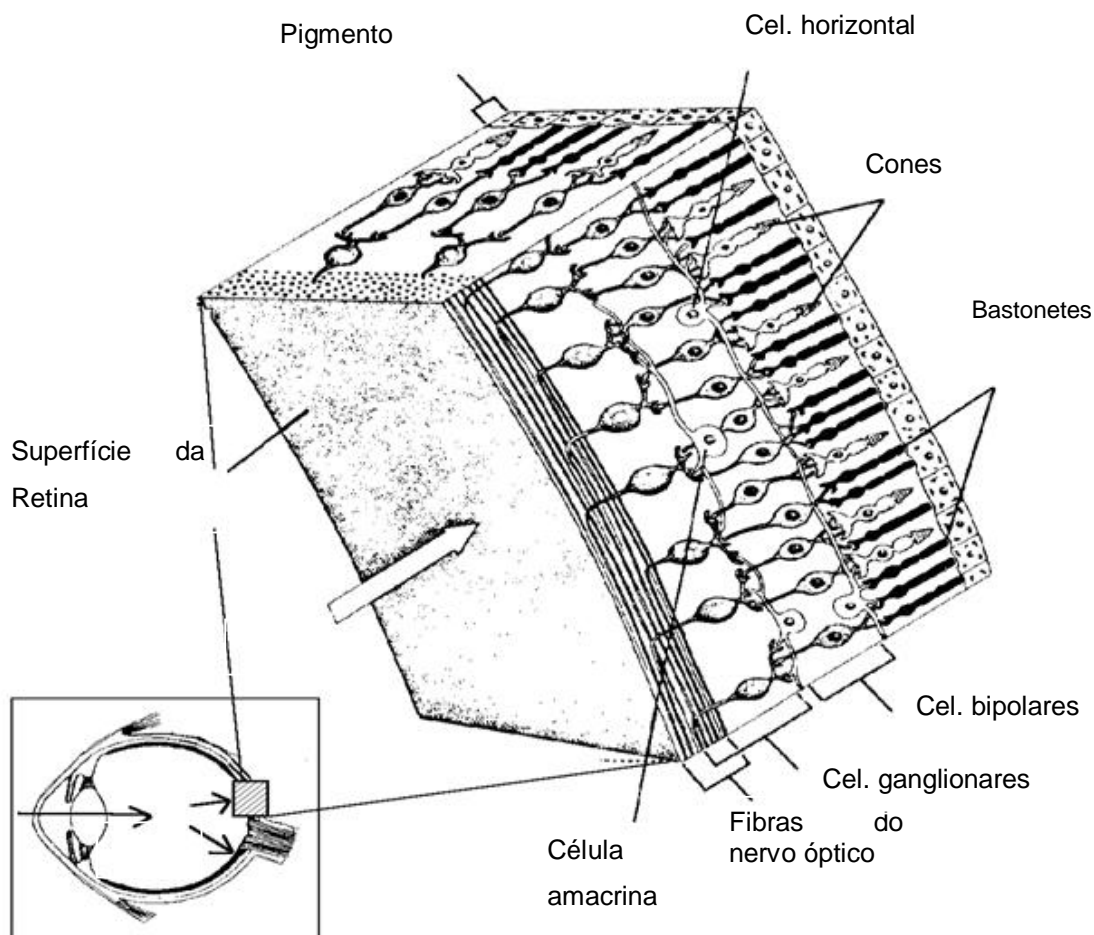


Figura A1.5 - Segmento da retina humana

De acordo com isto, as células fotorreceptoras do globo ocular situam-se na região inferior da retina. Entretanto, a distribuição de cones e bastonetes nesta região da retina não ocorre de forma uniforme. A Figura A1.6 apresenta a distribuição dos fotorreceptores no globo ocular humano em relação ao ângulo formado entre a fóvea e o restante da retina.

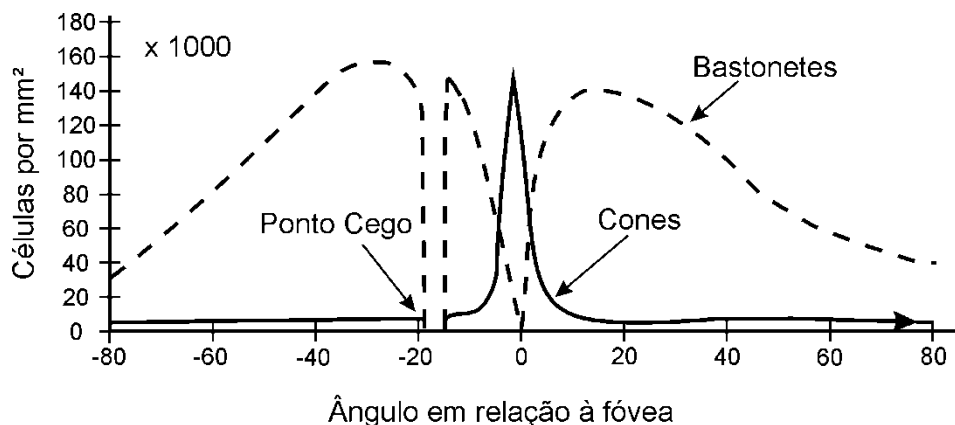


Figura A1.6 - Distribuição dos cones e bastonetes na retina

A Tabela A1.1 traz um comparativo direto entre cones e bastonetes responsáveis pela sensibilidade à luz do olho humano (Dangelo, 2002).

Tabela A1.1 – Comparativo entre as células fotorreceptoras do olho humano

Cones	Bastonetes
Acumulam-se na região central da retina	Acumulam-se na periferia da retina
Menor sensibilidade à luz	Maior sensibilidade à luz
Funcionamento com luz intensa	Funcionamento com luz fraca
Percepção de cores	Percepção de formas em branco e preto
Responsáveis pela visão fotópica	Responsáveis pela visão escotópica

A1.3.3 Teoria de Young-Helmholtz

Vê-se mais de uma centena de cores em cada ponto do campo visual. Em 1802, o inglês Thomas Young suspeitou que a retina não tivesse centenas de sensores diferentes em cada ponto, como se imaginava inicialmente, mas sim, que existiam somente três tipos de sensores e que eram as diferentes combinações de atividade em cada um deles que comunicavam a sensação de cor. Só um século e meio depois, se descobriu que ele parecia ter razão: reconheceram-se três tipos de fotorreceptores sensíveis às cores (cones), com picos de sensibilidade em três zonas diferentes do espectro visível: a zona do vermelho, do verde e do azul.

No entanto, a resposta de um cone não depende do comprimento de onda do fóton absorvido. Cada cone é sensível a luz dentro de uma banda larga de comprimentos de onda e as zonas de sensibilidade dos três tipos de cones estão sobrepostas.

Na Figura A1.7 estão representadas as curvas de sensibilidade para cada um dos tipos de cones. Essas curvas traduzem a probabilidade que cada tipo de pigmento visual absorva um fóton com um determinado comprimento de onda.

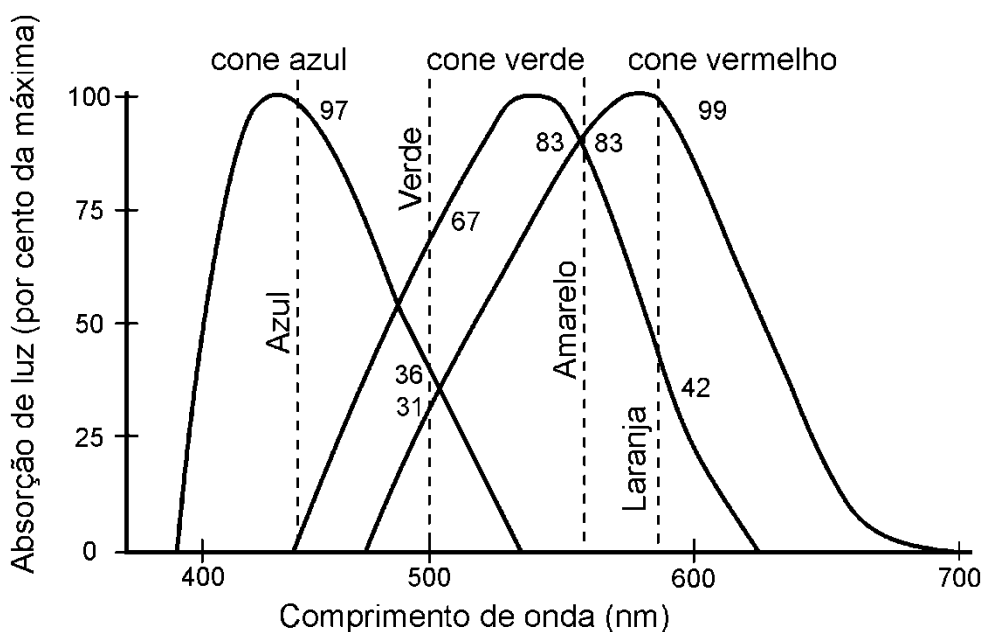


Figura A1.7 - Picos de sensibilidade de cada tipo de cone presente na retina

Quando se observa um foco de luz, com uma banda de frequência luminosa muito curta, centrada em 555 nm, tem-se a sensação de vermelho; isso corresponde a haver uma razão de três para uma, na atividade dos cones vermelhos e verdes, com os azuis quase inativos. Mas a resposta de um cone é idêntica para qualquer estímulo que resulte numa absorção idêntica. Dois estímulos de composição espectral diferentes parecerão idênticos se ambos resultarem no mesmo número de absorções fotônicas, por cada tipo de cone. Ou seja, qualquer estímulo que dê origem a uma razão de 3 para 1 na atividade dos cones vermelhos e verdes, com os azuis quase inativos, dará origem à sensação de vermelho. O que faz com que certos objetos possam ter a mesma cor com um dado tipo de iluminante e cor diferente com outro (Oliveira, 1999).

De acordo com os princípios levantados pela teoria de Young-Helmholtz foram definidos os padrões de sensibilidade de visão humana pela curva V_λ para a visão fotópica e a curva V'_λ , para a visão escotópica.

A1.3.4 Curvas V_λ e V'_λ e a Eficácia Luminosa

Como observado anteriormente, as células fotorreceptoras do olho humano possuem respostas ou sensibilidades espectrais diferentes, definidas, respectivamente, como visão fotópica (cones) e visão escotópica (bastonetes).

O padrão de visão humano foi definido através de experiências realizadas na década de 20 e padronizadas pela ICI (*International Commission on Illumination*) (Viikari, 2005). Estas experiências determinaram a sensibilidade espectral à luz do sistema visual humano, definindo a curva V_λ , que representa a resposta espectral de uma pessoa em condições fotópicas.

Contudo, há momentos em que as condições de alta luminosidade da visão fotópica não são mais atendidas. Em virtude disso, foi determinada a curva V'_λ . Esta curva representa a resposta espectral de uma pessoa em condições de baixa luminosidade, ou seja, visão escotópica.

A Figura A1.8 representa a curva V_λ e a curva V'_λ , para a visão fotópica e escotópica, respectivamente, e os valores do fluxo luminoso correspondente.

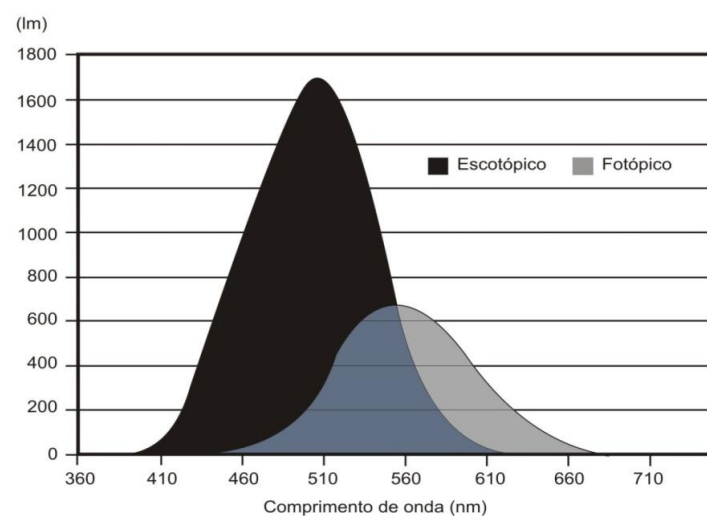


Figura A1.8 - Curvas V'_λ , V_λ da sensibilidade espectral do olho humano e os valores de fluxo luminoso correspondentes

De acordo com a curva V_{λ} , os cones, que representam a visão fotópica, apresentam um fluxo luminoso máximo definido como 683 lm. Este índice, quando relacionado com eficácia, corresponde à máxima eficácia luminosa (683 lm/W) que uma fonte de luz hipotética de radiação monocromática e comprimento de onda igual a 555 nm (luz verde) pode atingir.

Os bastonetes, que representam a visão escotópica na curva V'_{λ} , são mais receptivos a luz no comprimento de onda de 508 nm com um fluxo luminoso máximo definido em 1.700 lm. A partir destas conclusões podem ser definidos os lúmens de determinadas fontes de iluminação (Viikari, 2005). A

Tabela A1.2 traz uma relação entre diferentes lâmpadas e a sua eficácia (lm/W) e eficiência luminosa, baseadas em condições de visão fotópica (curva V_{λ}) (Nichia Corporation, 2006) (Energy Federation Incorporated, 2008) (Department of the Environment, 2008) (Venture Lighting, 2008). O padrão de visão fotópica é definido com uma eficácia de 683 lm/W, correspondendo a uma eficiência luminosa de 100%.

Tabela A1.2 - Eficácia e eficiência luminosa de diferentes lâmpadas quando comparadas com uma fonte ideal de luz em condições fotópicas

Lâmpada	Descrição	Eficácia (lm/W)	Eficiência
Incandescente	Tungstênio – 100 W (220 V)	13.8	2.0%
	Tungstênio – 200 W (220 V)	15.2	2.2%
	Tungstênio – 5 W (120 V)	5	0.7%
LED	LED branco	10–150	1,5 – 22%
	Fluorescente compacta - 9 a 26 W	46–72	8 – 11%
Fluorescente	Tubular T5	70–100	10 – 15%
	Fluorescente sem Eletrodos 170 W	100–120	15 – 18%
	Vapor metálico	65–115	9,5 – 17%
Descarga	Vapor de sódio em alta pressão	85–150	12 – 22%
	Vapor de sódio em baixa pressão	100–200	15 – 29%
Fonte ideal	Luz verde em 555 nm	683	100%

A1.3.5 Determinação dos lúmens em condições Fotópicas e Escotópicas

A determinação dos lúmens de uma lâmpada envolve o conhecimento da distribuição do espectro de potência (*SPD – Spectral Power Distribution*) da lâmpada e a resposta visual do olho.

A luz é definida como a energia avaliada pelo olho humano. Assim, luz não é simplesmente definida como energia. Quando comparado a outros tipos de radiação, é definida como efeito visual criado pela energia. Além disso, vale lembrar que a resposta espectral do olho humano, a curva V_λ , é definida sob condições visuais fotópicas e a curva V'_λ , sob condições visuais escotópicas.

Para determinar os lúmens fotópicos de uma fonte de luz, aplica-se equação (A1.1) (Borton, 1997).

$$\phi = 683 \int_{380}^{780} P_\lambda \cdot V_\lambda \cdot d_\lambda \quad (\text{A1.1})$$

Onde:

ϕ = Lúmens fotópicos;

683 = Constante de máxima eficácia luminosa em 555 nm;

P_λ = Potência em um determinado comprimento de onda;

V_λ = Eficácia no comprimento de onda específico (curva V_λ);

d_λ = Incremento do comprimento de onda.

Portanto, a eficácia das fontes de luz está baseada sobre os lúmens fotópico. Entretanto, se alteradas as condições visuais, a curva V_λ não é mais aplicável para se determinar os lúmens de uma lâmpada, não oferecendo uma indicação exata da luz produzida (Lewin, 1999).

Em virtude disso, para definir o lúmen modificado da saída da lâmpada considerando a mudança da sensibilidade do olho em baixos níveis de luminosidade (visão escotópica), usa-se o termo “lúmens eficientes”.

Para encontrar os lúmens eficientes de uma fonte de luz aplica-se a equação (A1.2) (Borton, 1997).

$$\phi' = 1.700 \int_{380}^{780} P_{\lambda} \cdot V'_{\lambda} \cdot d_{\lambda} \quad (\text{A1.2})$$

Onde:

ϕ' = Lúmens escotópicos;

1.700 = Constante de máxima eficácia luminosa em 508 nm;

V'_{λ} = Eficácia no comprimento de onda específico (curva V'_{λ}).

A1.3.6 Visão Mesópica e a Iluminação Noturna

Técnica ou economicamente é impossível produzir uma iluminação artificial que se iguale a luz do sol. A iluminação noturna é considerada, em relação à iluminação durante o dia ou em ambientes internos, como sendo de baixo nível de luminosidade.

As normas de iluminação estabelecem, de acordo com o tipo de via, valores mínimos de luminância em patamares iguais a 0,5; 0,75; 1; 1,5 e 2 cd/m². Portanto, em ambiente com luminosidade intermediária como, por exemplo, em iluminação pública, estabelecem-se as condições de visão mesópica.

Como já mencionado, a visão fotópica ocorre sob uma intensidade luminosa elevada, com a atuação dos cones como células fotorreceptoras. Por outro lado, a visão escotópica atua em baixas luminosidades, sendo os bastonetes as células fotorreceptoras responsáveis. Entretanto, existem condições de luminosidade nas quais ocorre a excitação tanto de cones como de bastonetes. A esse fato, dá-se o nome de visão mesópica (Sylvania, 2000).

Na região mesópica os níveis de iluminação decrescem da visão escotópica para a fotópica, da mesma forma que muda gradualmente a curva do espectro de sensibilidade da visão. Há uma contínua variação da curva mesópica mudando tanto a forma quanto a sensibilidade, dependendo de fatores como, por exemplo, os níveis de iluminação e distribuição da iluminação no campo de visão. Por este motivo e por uma série de outros, não há um acordo entre os pesquisadores da área, sobre o método padrão para definição dos lúmens na região mesópica.

Entretanto, várias pesquisas têm sido realizadas nas condições de sensibilidade da visão mesópica (Lume Arquitetura, 2007). Uma delas constitui em medir o tempo de reação

das pessoas na identificação das características de diferentes objetos, em diferentes fontes de luz, e em diferentes níveis de luminosidade. Os resultados estão indicados na Figura A1.9.

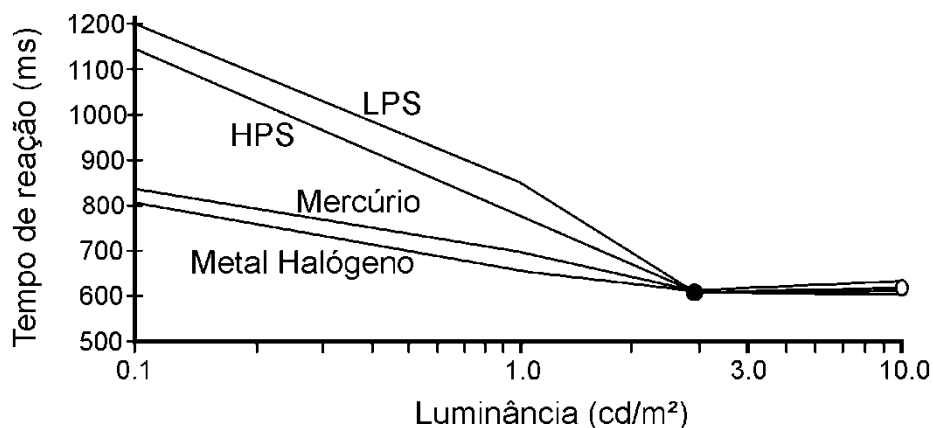


Figura A1.9 - Tempo de reação humano na identificação das características de diferentes objetos, sob diferentes fontes de luz e níveis de luminosidade

Para os níveis de luminosidade iguais a aproximadamente 3 cd/m² não são notadas diferenças nas reações com fontes de luz diferentes, mas em níveis iguais a 1 cd/m² e 0,1 cd/m², valores que se referem a maioria da iluminação noturna, identifica-se tempos de reação diferentes entre as fontes de iluminação (Araújo, 2006).

Desta experiência também foi calculado um índice multiplicador que relaciona a proporção entre fluxos luminosos de diferentes fontes de luz, em função da luminosidade necessária para um mesmo tempo de reação das pessoas, de acordo com a Tabela A1.3.

Tabela A1.3 - Utilização do índice multiplicador

Fonte de Luz	Multiplicador (1,0 cd/m ²)	Multiplicador (0,1 cd/m ²)
Vapor metálico	1,0	1,0
Incandescente	1,5	2,9
Vapor de Mercúrio em baixa pressão	2,4	4,4
Vapor de Sódio em alta pressão (HPS)	3,9	7,8
Vapor de Sódio em baixa pressão (LPS)	4,8	14,6

Assim, para um mesmo tempo de reação de uma pessoa, para cada lúmen de uma lâmpada de vapor metálico, por exemplo, serão necessários 3,9 lúmens de uma lâmpada vapor de sódio em alta pressão, em uma intensidade de 1,0 cd/m².

A1.3.7 Análise Espectral da Lâmpada Fluorescente

A Figura A1.10 mostra a distribuição espectral de uma lâmpada fluorescente. Para este tipo de lâmpada existe uma saída de energia praticamente em todos os comprimentos de onda, com picos nas regiões do azul, violeta, azul-verde e amarelo. Quando a saída de energia é comparada com a curva de sensibilidade fotópica, tem-se como resultado uma considerável saída de lúmens.

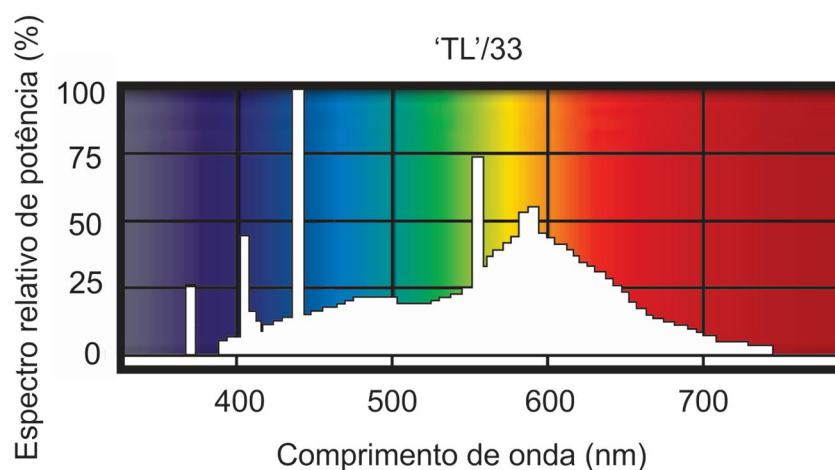


Figura A1.10 - Distribuição espectral de uma lâmpada fluorescente

Para condições escotópicas, os picos de energia dessa lâmpada fluorescente estão na região de alta sensibilidade do olho, principalmente, na região do azul e do azul-verde. O resultado é que os lúmens aumentam para a lâmpada fluorescente à medida que o nível de luz é reduzido e quando o olho passa por um pico de sensibilidade na região do verde e do azul.

A1.3.8 Estudo de Caso Comparativo para Diferentes Condições Visuais

Os atuais sistemas de iluminação artificial correspondem a um percentual considerável do consumo mundial de energia elétrica, segundo a *European Lamp Companies Federation*. Esse fato acarreta em uma série de pesquisas voltadas à área de iluminação, a fim de proporcionar sistemas mais eficientes, tanto em relação à luz emitida, como também ao consumo de energia elétrica da fonte iluminante.

Com o objetivo de avaliar a variação luminosa de diferentes lâmpadas, é proposto um estudo sobre qual fonte de luz é mais adequada para a iluminação de uma via pública, como por exemplo, a iluminação de um trevo. Neste estudo são abordadas relações tanto de eficiência luminosa, quanto de potência consumida, bem como o custo de implementação do sistema.

Como o objetivo inicial não é determinar o nível de fluxo luminoso necessário adotou-se um valor de 203.200 lm, para critérios de cálculo. Este valor corresponde ao fluxo luminoso de 4 lâmpadas *HPS* de 400 W (Philips (B), 2012).

Para a iluminação do ambiente proposto foi estabelecida a possibilidade de utilização de quatro tipos de lâmpadas de descarga: fluorescente, vapor de sódio em alta pressão, vapor metálico (*MH*) e iluminação por diodos emissores de luz (*LEDs*). A Figura A1.11 mostra a distribuição espectral de uma lâmpada (a) *HPS*, (b) Fluorescente, (c) *MH* e (d) *LED*.

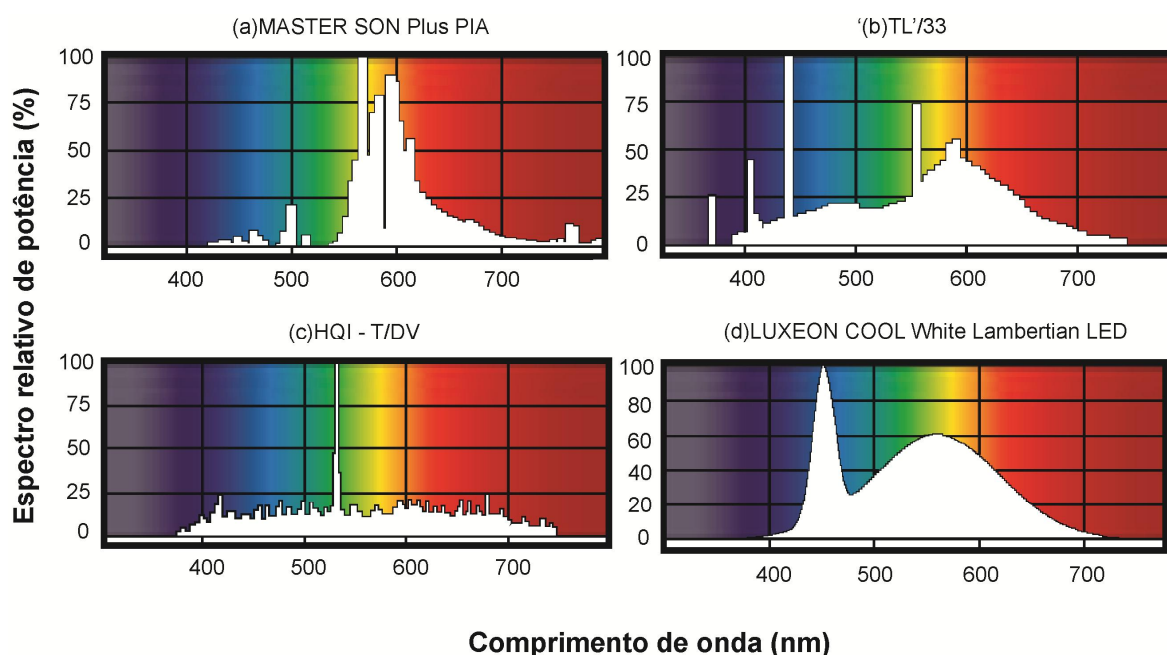


Figura A1.11 - Distribuição espectral das lâmpadas em relação ao espectro relativo de potência

De acordo com os estudos já mencionados sobre a sensibilidade espectral do olho humano e a radiação luminosa emitida por determinadas fontes de luz, sabe-se que a resposta visual humana varia entre condições fotópicas e condições escotópicas, com alta e baixa luminosidade, respectivamente.

A Tabela A1.4 apresenta as características de ambos os tipos de lâmpadas selecionadas com as suas variações de fluxo luminoso em diferentes condições de luminosidade. Adotou-se a potência de 100 W para a lâmpada fluorescente, 400 W para as lâmpadas *HPS* e *MH*, e 3 W para os *LEDs*.

Tabela A1.4 – Características das lâmpadas fluorescentes, vapor de sódio em alta pressão, vapor metálico e *LEDs* sob diferentes níveis de luminosidade

Fonte de luz	Potência (W)	Fluxo luminoso Fotópico (lm)	Fluxo luminoso Escotópico (lm)
Fluorescente	100	8.000	15.850
<i>HPS</i>	400	50.800	32.240
<i>MH</i>	400	42.800	72.400
<i>LED</i>	3	180	414

Tabela A1.5 apresenta o número de lâmpadas necessário para atingir o fluxo luminoso mínimo de aproximadamente 203.200 lm, na iluminação do ambiente proposto. É demonstrada a relação entre o número total de lâmpadas na visão fotópica e escotópica.

Tabela A1.5 – Número total de lâmpadas nas diferentes condições visuais

Fonte de luz	Número de lâmpadas na visão fotópica	Número de lâmpadas na visão escotópica
Fluorescente	26	13
<i>HPS</i>	4	7
<i>MH</i>	5	3
<i>LED</i>	1.129	491

De acordo com a análise da Tabela A1.5, conclui-se que, dependendo do índice de luminosidade considerado no ambiente (fotópico ou escotópico), o número de lâmpadas a

serem empregadas para iluminar um mesmo ambiente pode ser reduzido, sem que haja diminuição do desempenho visual em relação à luz emitida pela lâmpada.

Uma redução da potência instalada é um fator que minimiza o índice de consumo de energia em sistemas elétricos de iluminação. Com base nisto, foi obtido uma relação entre o número de lâmpadas, em condições fotópicas e escotópicas, e a potência elétrica consumida pelas mesmas.

Tabela A1.6 apresenta os índices de potência elétrica total consumida por cada um dos 4 tipos de fontes de iluminação analisadas, de acordo com o número de lâmpadas empregadas nas condições de visão fotópica e escotópica para a iluminação do ambiente proposto.

Tabela A1.6 – Potência total consumida por diferentes lâmpadas em condições fotópicas e escotópicas

Fonte de luz	Potência (W) consumida em condições fotópicas	Potência (W) consumida em condições escotópicas
Fluorescente	2.600	1.300
<i>HPS</i>	1.600	2.800
<i>MH</i>	2.000	1.200
<i>LED</i>	3.387	1.473

De acordo com a análise da Tabela A1.6, verifica-se que, em condições fotópicas, a potência consumida pelas lâmpadas fluorescentes é de 1,62 vezes maior do que o consumo das lâmpadas *HPS*, para um mesmo nível de iluminação. Entretanto, quando consideradas os índices sob uma perspectiva escotópica, a potência das lâmpadas fluorescentes é 2,15 vezes menor do que a potência elétrica consumida pelas lâmpadas *HPS*.

Tendo em vista os níveis de potência necessários de cada tipo de lâmpada para a iluminação do ambiente proposto, observa-se que, em questões de eficiência dos sistemas de iluminação, seria mais apropriada a utilização do tipo de lâmpada que apresente o menor consumo de potência.

O custo da energia elétrica consumida é um dos fatores relevantes diante da definição do tipo de lâmpada a ser empregada à iluminação de determinados ambientes. A Tabela A1.7 traz uma relação entre a potência consumida de cada lâmpada e o seu respectivo custo. Para critérios de cálculo, considerou-se um período de funcionamento das lâmpadas de 12 horas por dia, durante 30 dias a uma taxa de R\$ 0,30 por kWh.

Tabela A1.7 – Relação entre custo de potência consumida das lâmpadas em condições fotópicas e escotópicas, durante um período de 30 dias

Fonte de luz	Custo mensal (R\$) em condições fotópicas	Custo mensal (R\$) em condições escotópicas
Fluorescente	280,80	140,40
<i>HPS</i>	172,80	302,40
<i>MH</i>	216,00	129,60
<i>LED</i>	365,79	159,08

Pela análise da Tabela A1.7, conclui-se que a utilização de lâmpadas fluorescentes sob condições fotópicas acarretaria em um custo elevado, cerca de R\$ 280,00. Contudo, em condições visuais escotópicas, observa-se que o custo mensal com o sistema de iluminação baseado em fluorescentes se reduz para aproximadamente R\$ 140,00.

Considerando as lâmpadas *MH*, tem-se que este tipo de lâmpada apresenta o menor custo mensal em condições escotópicas. Contudo, quando analisadas as condições fotópicas, observa-se que as lâmpadas que apresentam o menor custo mensal são as lâmpadas *HPS*.

Além dos custos relativos à potência consumida, vale frisar que ainda existe a relação entre custo de manutenção do sistema, bem como o próprio índice de vida útil das lâmpadas. Contudo, estas demais relações não são apresentadas, pois não abrangem o foco desse trabalho.

A variação do número de lâmpadas para as diferentes condições visuais do olho humano é bastante considerável. A partir desta variação pode-se estimar um valor aproximado de investimento necessário para a consolidação do sistema de iluminação para lâmpadas fluorescentes, vapor de sódio em alta pressão, vapor metálico e *LEDs*.

Para critérios de cálculo, estabeleceu-se o preço por unidade de cada lâmpada analisada:

Lâmpada fluorescente sem eletrodos 100 W com reator - R\$ 1.500,00;

Lâmpada *HPS* 400 W com reator - R\$ 145,00;

Lâmpada *MH* 400 W com reator - R\$ 168,00;

LED 3 W - R\$ 13,00.

A Figura A1.12 apresenta os valores aproximados de investimento para cada um dos quatro sistemas de iluminação analisados em ambas as condições visuais.

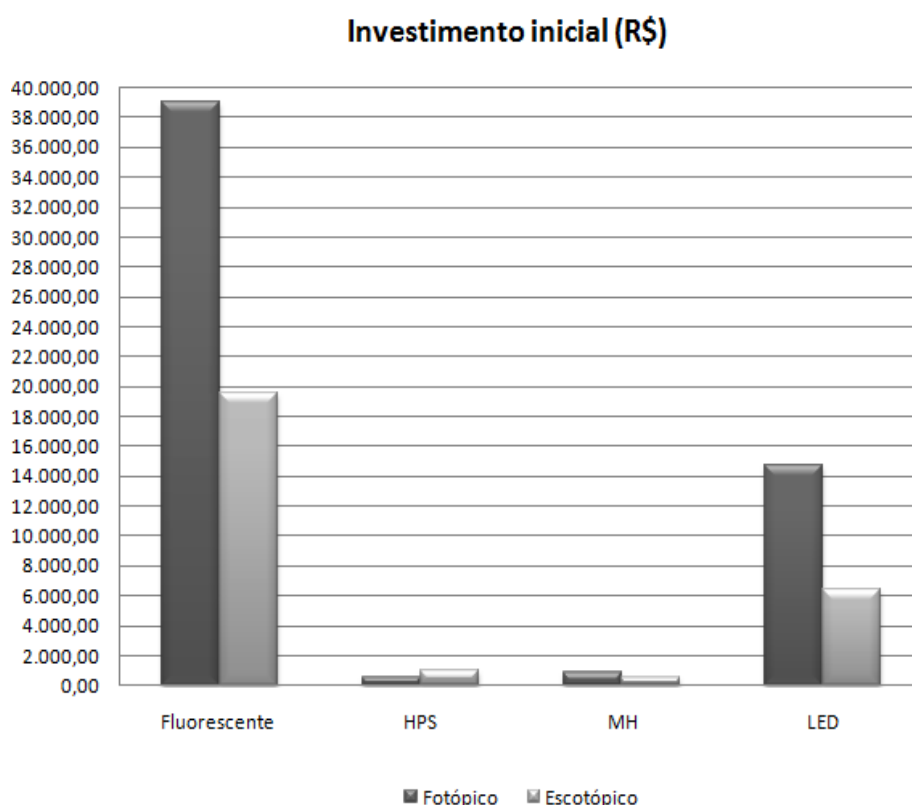


Figura A1.12 - Valor do investimento necessário para cada sistema de iluminação nas diferentes condições visuais

De acordo com a análise da Figura A1.12, o investimento em iluminação com lâmpadas fluorescentes sem eletrodos e *LEDs*, apresentam o maior custo de investimento. Contudo, ambos os tipos de lâmpada apresentam uma longa vida útil, não necessitando de reposições frequentes.

Uma análise de custos pode ser realizada em um período maior de tempo, a fim de se avaliar a relação de custo-benefício do sistema de iluminação. Considerando os valores de custo mensal de cada tipo de lâmpada em condições fotópicas e escotópicas obtidos na Tabela A1.7, relacionado em um período de 10 anos, obtêm-se a Figura A1.13.

Analisando a Figura A1.13, observa-se que as lâmpadas *HPS*, em condições fotópicas, apresentam o menor custo no final de 10 anos. Entretanto, em condições escotópicas, observa-se que as lâmpadas *MH* apresentam o menor custo no final do mesmo período de tempo.

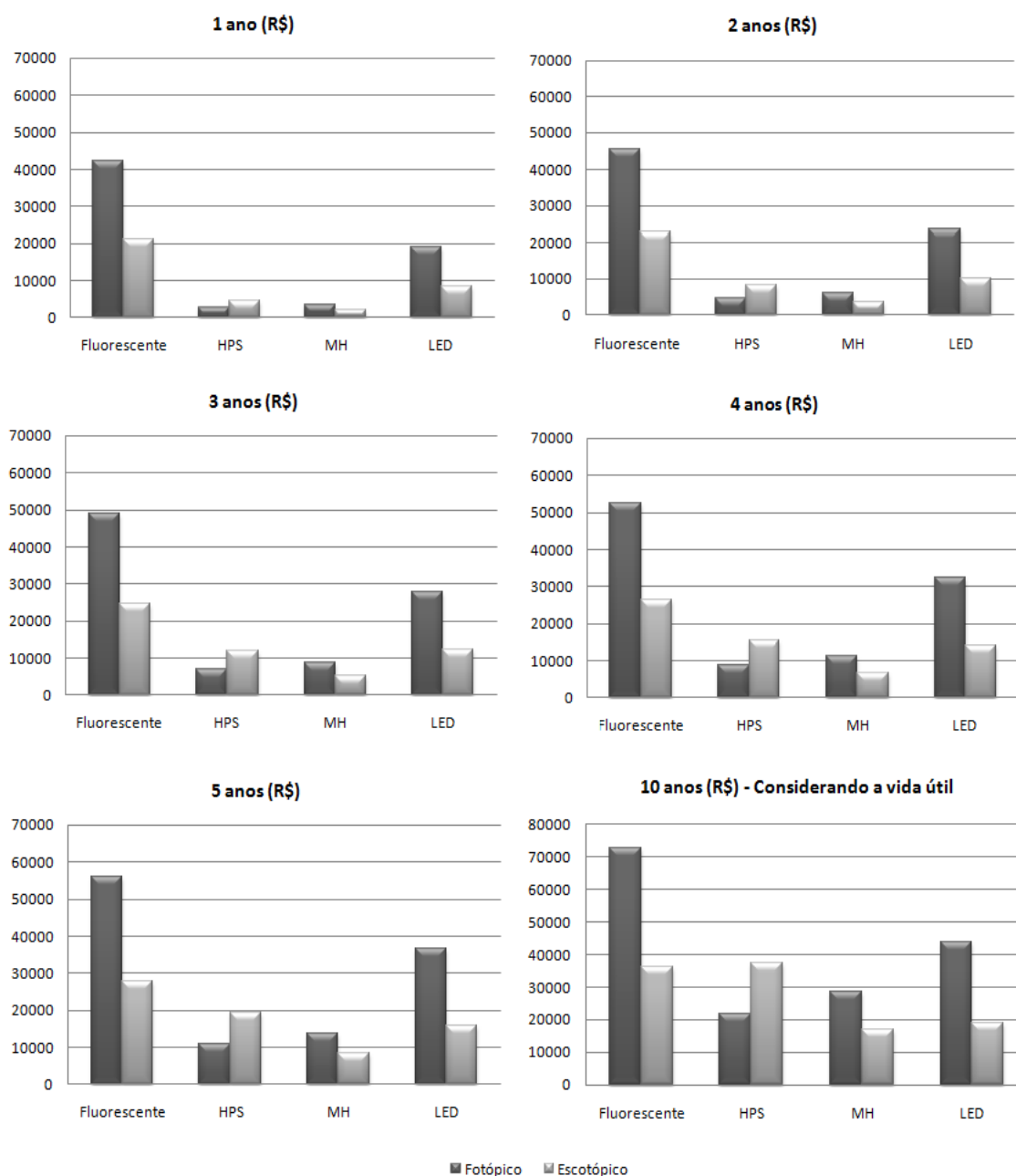


Figura A1.13 - Custo de cada tipo de lâmpada, em um período de 10 anos, tanto em condições visuais fotópicas, quanto em condições escotópicas

As diversas fontes de iluminação artificial comercializadas atualmente podem ser comparadas entre si usando vários critérios como, por exemplo, preço, vida útil, reprodução de cores. Entretanto, um critério muito importante é a eficiência luminosa (lúmens/Watt), ou quanta luz é emitida por unidades de potência elétrica, estando este, diretamente relacionada com a eficiência energética. Em virtude disto, conclui-se que alterando o espectro da luz, os níveis de iluminação podem ser reduzidos sem o comprometimento do desempenho visual.

Isto implica em uma considerável redução da potência total empregada em sistemas de iluminação, sem haver qualquer alteração em relação à percepção do olho humano.

Na situação analisada de iluminação de via pública, pode-se concluir que a variação de potência necessária para manter um mesmo fluxo luminoso, é consideravelmente alta nas diferentes condições visuais. Com base nisto, conclui-se que um projeto luminotécnico que vise uma efficientização energética deve considerar tais variações de potência consumida entre a visão fotópica e escotópica, a fim de efetivar o menor consumo de energia elétrica.

Entretanto, em um projeto de iluminação, a potência total instalada não é o único fator relevante que pode vir a determinar o tipo de lâmpada a ser empregada para a iluminação do ambiente. Vida útil, índice de reprodução de cores, despesas de montagem e até mesmo o próprio custo da lâmpada, são alguns fatores acentuados que podem vir a influenciar um projeto de sistema de iluminação.

Para o estudo de casos realizado, na qual se desejava iluminar um trevo, conclui-se que para condições fotópicas seria mais vantajosa a utilização de lâmpadas *HPS*. Contudo, a iluminação de um trevo público enquadra-se em condições escotópicas de visão, na qual seria mais proveitosa a utilização de lâmpadas *MH*.

Vale frisar que as conclusões finais, relacionadas ao estudo de casos anteriormente realizado, podem apresentar diferentes resultados quando analisados para outros modelos de lâmpadas. Isto ocorre, visto que tais modelos de lâmpadas podem apresentar faixas de radiação eletromagnética diferentes, fator este que influencia na percepção visual e, conseqüentemente, ao número de lúmens emitidos pelas mesmas.

Esse estudo, mostrado aqui, que relaciona o custo de um sistema de iluminação para as diferentes condições visuais foi apresentado no Congresso Brasileiro de Automação (CBA) e no *Conference on Industry Applications* (INDUSCON) em 2010.

A1.4 Conclusão

Neste apêndice foi apresentada uma breve abordagem dos conceitos luminotécnicos relevantes para a execução desse trabalho. Além disso, realizou-se uma análise da estrutura visual humana, bem como sua importância na determinação da eficiência de um determinado sistema de iluminação. Em virtude disto, elaborou-se um estudo de caso dirigido a algumas das principais fontes de luz, verificando a diferença de potência elétrica instalada em cada condição visual.

NORMAS TÉCNICAS RELACIONADAS A REATORES E LÂMPADAS FLUORESCENTES

A2.1. Introdução

Neste apêndice apresentam-se normas técnicas, assim como leis estabelecidas para sistemas que utilizem reatores eletrônicos e também para lâmpadas fluorescentes.

A2.2. Normas Técnicas

Uma norma técnica se trata de um documento estabelecido por consenso e aprovado por uma organização reconhecida que fornece para uso comum e repetitivo, regras, diretrizes ou características para determinada atividade, assim como para seus resultados, visando obtenção de um grau de qualidade em um dado contexto.

A possibilidade de comercialização de equipamentos eletrônicos, principalmente em países de primeiro mundo, está fortemente atrelada ao cumprimento das normas técnicas, visando garantir a qualidade dos produtos e a satisfação e segurança dos usuários do produto final.

A Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) é a instituição responsável pela normalização técnica no Brasil. A ABNT é uma entidade privada, fundada em 1940, cujo objetivo é fornecer as bases técnicas necessárias ao desenvolvimento dos produtos brasileiros.

A *International Electrotechnical Commission (IEC)* é o órgão responsável pela normalização técnica a nível internacional, respondendo por tecnologias elétricas, eletrônicas

e relacionadas. Essa comissão é composta por representantes de diversos países sendo que a aprovação das normas *IEC* é realizada mediante votação entre os diversos membros.

A *American National Standards Institute (ANSI)* é uma organização particular americana, sem fins lucrativos, que tem por objetivo padronizar os trabalhos de seus membros. O órgão equivalente no Brasil seria o INMETRO - Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial.

A seguir, são apresentadas algumas normas técnicas referentes ao desenvolvimento do projeto de acionamento da lâmpada fluorescente sem eletrodos. O comprimento de tais normas tende a garantir que o sistema atue com o seu melhor desempenho e segurança.

NBR 14417 (2011): Baseada na norma internacional *IEC 928* (1990), a NBR 14417 aborda as prescrições gerais e de segurança para o acionamento de reatores eletrônicos em corrente alternada com tensões de no máximo 1000 V em 50 ou 60 Hz, para funcionamento de lâmpadas fluorescentes tubulares em uma frequência que geralmente difere da frequência de alimentação do reator. Segundo esta norma, os reatores devem ser projetados e construídos para que durante seu funcionamento, em uso normal, não coloquem em perigo o usuário ou o ambiente ao qual o reator é empregado. Com base nisso, o desenvolvimento do reator para o acionamento da lâmpada fluorescente sem eletrodos deve ser de tal forma que atenda os requisitos exigidos por esta normalização.

NBR 14418 (2011): Baseada na norma internacional *IEC 929* (1990), a NBR 14418 aborda as prescrições de desempenho para reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada, projetados para alimentar lâmpadas fluorescentes tubulares em um amplo espectro de frequências, inclusive em altas frequências como é o caso da alimentação da LFSE. Esta norma também menciona as forma de pré-aquecimento dos eletrodos de uma lâmpada fluorescente normal, contudo, como a LFSE não apresenta eletrodos, este quesito da norma não é considerado.

NBR 5114(1998): Esta norma estabelece requisitos para reatores de lâmpadas fluorescentes, de maneira a assegurar o desempenho correto das lâmpadas fluorescentes. Aplica-se somente a reatores para lâmpadas fluorescentes com filamentos pré-aquecidos, operando com ou sem starter, em correntes alternadas com frequência de 60 Hz em circuitos paralelos aéreos ou subterrâneos. Tendo em vista que a LFSE não apresenta filamentos (eletrodos), esta norma não é relevante.

NBR 5413(1992): Esta norma estabelece os valores de iluminâncias médias mínimas em serviço para iluminação artificial em interiores, onde se realizem atividades de comércio,

indústria, ensino, esporte e outras. Esta norma faz referencia as normas NBR 5382 (Verificação da iluminância de interiores - Método de ensaio) e NBR 5461 (Iluminação – Terminologia).

NBR 5461(1991): Esta norma técnica define diversos termos relacionados com iluminação, assuntos como radiação, visão (reprodução de cores), calorimetria, luminotécnica entre outros.

IEC 60929(2003): Essa norma define os requisitos de desempenho de uso em C.A. com fornecimento inferior a 1000 V, 50 ou 60 Hz com frequências de operação diferentes da frequência de fornecimento para lâmpadas fluorescentes tubulares. Segundo esta norma a envoltória da corrente na lâmpada durante dois semiciclos consecutivos da rede de alimentação não deve variar mais do que 4%. A medição deve ser realizada no mesmo instante, contado a partir da passagem por zero da tensão de alimentação da rede em semiciclos consecutivos. Outra especificação desta norma corresponde ao fator de crista em alta frequência, definido pelo quociente entre o valor de pico e o valor eficaz da corrente na lâmpada, não deve exceder 1,7 em quaisquer condições de funcionamento em regime.

IEC 60081(1997): Esta norma técnica define as características físicas construtivas e de operação das lâmpadas fluorescentes tubulares, tais como: dimensões da lâmpada, valores de tensão e corrente admissíveis para cada potência, formas de pré-aquecimento, etc. Assim o reator eletrônico deve ser projetado visando atender tais requisitos, considerando sempre as características elétricas do circuito operando em regime.

IEC CISPR 15(2009): Esta norma destina-se ao controle da rádio interferência emitida por qualquer equipamento que apresente como função primaria à geração e/ou distribuição de luz destinada a fins de iluminação. Aplica-se tanto para equipamentos alimentados pela rede elétrica de baixa tensão quanto para equipamentos alimentados com baterias. A faixa de frequência abrangida por essa norma é de 9 kHz a 400 GHz. Esta norma possui internacionalmente uma versão Européia similar, a EN55015. No Brasil, a única norma que relaciona reatores eletrônicos com a compatibilidade eletromagnética é a NBR 14418 anexo E, onde estabelece as harmônicas de corrente para reatores acima de 60 W, sendo que estes devem estar de acordo com a IEC 61000-3-2(2005).

IEC 61000-3-2 (2005): Equivalente à norma EN 61000-3-2, esta norma refere-se às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede pública. Aplica-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada de até 16 A por fase, conectado a uma rede pública de baixa tensão alternada (220 a 415 V), de 50 ou 60 Hz. Os equipamentos são classificados em quatro classes:

Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada e todos os demais não inclusos nas classes seguintes.

Classe B: Ferramentas portáteis.

Classe C: Dispositivos de iluminação, incluindo reguladores de intensidade luminosa (dimmers).

Classe D: Equipamento que possua uma corrente de entrada não senoidal. A potência ativa de entrada deve ser inferior a 600 W.

A LFSE enquadra-se como um dispositivo de iluminação, sendo assim atribuída à *Classe C*. A Tabela A2.1, abaixo, indica os valores máximos permitidos das harmônicas de corrente com o equipamento operando em regime permanente.

Tabela A2.1 - Norma IEC 61000-3-2 para Classe C

Ordem Harmônica (n)	Corrente harmônica máxima permitida expressa em percentagem da corrente fundamental de entrada
2	2
3	$30.\lambda^1$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (apenas as ímpares)	3

¹ λ é o Fator de Potência do circuito

IEC 61547(2009): Esta norma estabelece a imunidade eletromagnética aplicável aos equipamentos de iluminação, tais como lâmpadas, luminárias e acessórios destinados à conexão a rede de baixa tensão ou baterias.

IEC 61347-1(2010): Esta norma apresenta requisitos gerais relativos à segurança elétrica em reatores eletrônicos, fornecendo informações quanto às marcações nas embalagens, testes de vida útil, umidade, temperatura, rigidez dielétrica e de situações de falha do reator eletrônico. Existem também normas complementares específicas, como a IEC 61347-2-3 (reatores eletrônicos em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes) e a IEC 61347-2-5 (reatores eletrônicos em corrente contínua para sistemas de transporte). Para o projeto em questão, a informação relevante observada nestas normas foi com relação à

distância de isolamento entre as trilhas da placa de circuito impresso devido à ocorrência de valores elevados de tensão durante a ignição das lâmpadas (entorno de 1,6 kV).

ANSI C82.11(2002): Esta normatização apresenta requisitos referentes ao desempenho de um reator para acionamento de uma lâmpada. São abordadas questões como: temperatura de operação, fator de potência, fator de crista, condições de ignição, etc. Esta norma também se aplica a lâmpadas fluorescentes operando em alta frequência como, por exemplo, as LFSE. Com base nisso, esta norma é relevante para o desenvolvimento do projeto em questão.

PORTARIA INMETRO 267/2009 – Atualizada em setembro de 2011: Estabelece que reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada, para lâmpadas fluorescentes tubulares, com uma ou mais lâmpadas e de potência igual ou superior a 25 W deverão possuir fator de potencia igual ou superior a 0,92.

A2.3. Leis e Portarias Relacionadas ao Risco Ambiental do Descarte Incorreto de Lâmpadas Fluorescentes

A preocupação com o meio ambiente vem sendo cada vez mais relevante na sociedade. O grande desenvolvimento tecnológico aliado ao consumo acelerado transformou o lixo em um dos maiores problemas ambientais. Dentre os muitos tipos de lixo, os que trazem maior preocupação quanto ao seu descarte são os que possuem em sua composição metais pesados, entre eles a lâmpada fluorescente, que contém principalmente o mercúrio.

Lâmpadas fluorescentes convencionais nos últimos anos diminuíram significativamente sua quantidade de mercúrio, atualmente já são encontradas lâmpadas de 40 W com uma concentração de 3mg de vapor de mercúrio (CATALOGO – Modelo XL-Type T12 tubular, Fa6 base) como dito no Capítulo 2. O mercúrio quando exposto ao meio-ambiente, contamina o solo e as águas, atingindo toda a cadeia alimentar. O impacto gerado pelo descarte incorreto de uma única lâmpada poderia ser considerado desprezível. Entretanto, o descarte anual de cerca de 50 milhões de lâmpadas fluorescentes, apenas no Brasil, representa um sério problema ambiental.

As LFSE indutivas apresentam em sua constituição mercúrio em estado sólido (amálgama), em uma proporção inferior quando comparadas com as lâmpadas fluorescentes convencionais. O mercúrio em estado sólido demora mais tempo para ser absorvido pelo meio-ambiente, podendo assim ser coletado e descartado corretamente.

A seguir são apresentadas algumas leis e portaria referentes ao descarte de lâmpadas fluorescentes e demais compostos que apresentem metais pesados.

NBR 10004(2004): Norma Brasileira de Resíduos Sólidos – Esta norma classifica os resíduos sólidos quanto aos seus riscos potenciais ao meio ambiente e à saúde pública, para que possam ser gerenciados adequadamente. Em relação à LFSE Endura, esta norma é atendida segundo o seu próprio fabricante (Catálogo ENDURA, 2011).

LEI n.º 10888/01: Esta lei dispõe sobre o descarte final de produtos potencialmente perigosos provenientes de resíduos urbanos que contenham metais pesados, como por exemplo, as lâmpadas fluorescentes.

LEI n.º 11187/98: É baseada na a Lei n.º 11.019, acrescentando normas sobre o descarte e destinação final de lâmpadas fluorescentes, baterias de telefone celular e demais artefatos que contenham metais pesados no Estado do Rio Grande do Sul.

LEI n.º 9605/98 (ART. 54): Causar poluição de qualquer natureza em níveis tais que resultem ou possam resultar em danos à saúde humana, ou que provoquem a mortandade de animais ou a destruição significativa da flora estão sujeitos a pena de reclusão e multa.

PORTARIA n.º 961/98: Regula os processos de autorização das operações de gestão de resíduos industriais, sólidos urbanos e outros tipos de resíduos.

LEI n.º 239/97: Estabelece as regras a que fica sujeita a gestão de resíduos, nomeadamente a sua recolha, transporte, armazenagem, tratamento, valorização e eliminação.

LEI n.º 5131/07: Torna obrigatório que os estabelecimentos situados no estado do Rio de Janeiro que comercializem lâmpadas fluorescentes, coloquem à disposição dos consumidores lixeira para que haja sua coleta quando descartadas ou inutilizadas.

LEI n.º. 6834/01: Ficam as empresas fabricantes, importadoras, distribuidoras, rede de assistência técnica ou revendedora de lâmpadas que contaminam o meio ambiente, responsáveis por dar destinação adequada a esses produtos.

A2.4. Conclusão

Neste apêndice foram abordadas normas que regularizam um sistema reator/lâmpada. O uso adequado das normas ajuda na obtenção de parâmetros que podem ser usados no desenvolvimento e na análise de resultados do conversor empregado no acionamento de LFSE, fazendo que o sistema seja eficiente e seguro, assim como não prejudicial ao meio ambiente.